

50376
1991
159

65684

50376
1991
159

N° 767

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE
FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Amor AMAIRI
Ingénieur E.S.E.A.T.



**CARACTERISATION EN PETIT SIGNAL, EN
PUISSANCE ET EN IMPEDANCES DES TRANSISTORS
A EFFET DE CHAMP MILLIMETRIQUES.
ETUDE ET REALISATION D'UN BANC DE "LOAD-PULL
A CHARGE ACTIVE" 26,5 - 40 GHz.**

Soutenue le 27 septembre 1991 devant la commission d'examen.

Membres du jury : MM.	G. SALMER	Président
	Y. CROSNIER	Directeur de thèse
	J. OBREGON	Rapporteur
	P.A. ROLLAND	Rapporteur
	Y. MANCUSO	Examineur
	G. DAMBRINE	Examineur

A mes parents

A ma famille

A tous ceux qui m'ont
aidé et soutenu

Remerciements

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres-Artois, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur G. SALMER de me faire l'honneur de présider la commission d'examen.

Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur E. CONSTANT pour m'avoir accueilli au laboratoire.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur Y. CROSNIER qui a assuré la direction de ce travail. Ses compétences scientifiques et techniques, ses conseils et son soutien m'ont permis de mener à bien cette étude.

Mes plus vifs remerciements vont à Messieurs J. OBREGON, Professeur à l'IRCOM de Limoges, P.A. ROLLAND, Professeur de l'USTLFA, Y. MANCUSO Ingénieur à la Société THOMSON-CSF de Malakoff et G. DAMBRINE, Chargé de Recherches CNRS à l'USTLFA qui me font l'honneur de participer à la commission d'examen et de juger ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur Y. DRUELLE pour sa sympathie et pour son aide à la réalisation de diapositives.

J'exprime également mes remerciements à Mesdames E. DELOS, S. LEPILLIET et Monsieur E. PLAYEZ de la Centrale de Caractérisation, Messieurs D. VANDERMOERE et J. VAMBREMEERSCH de la Centrale de Technologie qui m'ont aidé à réaliser l'expérimentation des composants.

Je remercie également Messieurs JENNEQUIN, MICHON et ANDRIES de l'atelier de mécanique et Monsieur DEHORTER pour la reproduction de ce manuscrit.

Je ne saurais oublier d'exprimer toute ma reconnaissance et mes remerciements à Madame DERUDDER du CITI pour la composition de ce mémoire.

Table des matières

Introduction	1
1 Analyse théorique des systèmes de mesure: "source/load-pull"	5
1.1 Introduction	5
1.2 Les caractéristiques d'un amplificateur de puissance microonde	6
1.2.1 Concepts de gain	6
1.2.2 Concepts de rendement	10
1.3 Impédance de charge dans les différents concepts de gain de puissance ..	15
1.3.1 Impédance de charge optimale dans le cas du gain en puissance $G = P_S/P_E$	16
1.3.2 Impédance de charge optimale dans le cas du gain en puissance ajoutée $G_{aj} = (P_S - P_E)/P_E$	18
1.3.3 Impédance de charge optimale dans le cas du gain de trans- ducteur en puissance $G = P_S/P_{IN}$	19
1.3.4 Impédance de charge optimale dans le cas du gain de trans- ducteur en puissance ajoutée $G_{aj} = (P_S - P_E)/P_{IN}$	20
1.4 Systèmes de caractérisation "source/load-pull" classiques	25
1.4.1 Système "load-pull" à adaptateurs manuels	25
1.4.2 Système "source/load-pull" à adaptateurs programmés	27
1.4.3 Système "source/load-pull" avec analyseurs de réseaux "in situ" ..	31
1.5 Système de caractérisation "load-pull" à charge active	37
1.5.1 Principe de la méthode à charge active	37
1.5.2 Système "load-pull" à charge active sans adaptateur d'entrée et à commande automatique	39
1.5.3 Système "load-pull" à charge active avec adaptateur en entrée ..	45
1.6 Conclusion	51
 2 Caractérisation des TECs en paramètres S de 45 MHz à 40 GHz ...	 55
Introduction	55
1ère partie: Définition de la cellule de mesure	57
2.1 Choix de la cellule de mesure	57
2.2 Caractéristiques de la cellule de mesure	59
2.2.1 Description de la cellule de mesure	59
2.2.2 Caractérisation hyperfréquence de la cellule de mesure sans ses circuits de polarisation	61

2.2.3	Intégration des circuits de polarisation dans la cellule de mesure ..	67
2.3	Calibration de la cellule de mesure	74
2.3.1	Description de la procédure de calibration	74
2.3.2	Réalisation des étalons de calibrage et détermination des paramètres d'erreur du système de mesure	77
2.3.3	Détermination des paramètres S dans les plans de référence du composant	80
2.3.4	Validation du calibrage	83
2ème partie: Caractérisation de test sur des transistors		
millimétriques jusqu'à 40 GHz		
2.4	Schémas équivalents des TECs millimétriques en petit signal	85
2.4.1	Schéma équivalent à éléments localisés du TEC	85
2.4.2	Schéma équivalent à éléments distribués du TEC	87
2.5	Méthode de caractérisation et de détermination du schéma équivalent à éléments localisés des TECs	90
2.5.1	Caractérisation statique	91
2.5.2	Caractérisation en basse fréquence (< 500 MHz)	94
2.5.3	Caractérisation hyperfréquence et détermination du schéma équivalent localisé des TECs millimétriques	97
2.5.3.1	Mesure des paramètres S des TECs millimétriques jusqu'à 40 GHz	97
2.5.3.2	Détermination des performances potentielles en petit signal des TECs millimétriques jusqu'à 40 GHz	103
2.5.3.3	Extraction du schéma équivalent à éléments localisés en petit signal du TEC	108
2.5.3.4	Résumé des caractéristiques et schémas équivalents extraits des mesures de quelques TECs millimétriques ..	120
2.6	Comparaison entre paramètres S mesurés et calculés à partir du schéma équivalent localisé	125
2.7	Optimisation du schéma équivalent du TEC	125
2.7.1	Sensibilité des paramètres S aux éléments du schéma équivalent localisé	125
2.7.2	Méthode d'optimisation du schéma équivalent à élément localisés	131
2.8	Comparaison entre les deux schémas équivalents "localisé" et "distribué" du TEC	133

Conclusion	140
3 Caractérisation des TECs au banc de puissance classique de 26,5 à 40 GHz	145
3.1 Introduction	145
3.2 Description du banc de mesure de puissance	147
3.3 Evaluation des pertes d'insertion des éléments de mesure du banc	149
3.3.1 Caractéristiques de la transition coaxiale/guide d'onde	149
3.3.2 Caractéristiques de la cellule de mesure	149
3.3.3 Caractéristiques des coupleurs de mesure de puissance	151
3.3.4 Caractéristiques des adaptateurs plans E/H	153
3.4 Problèmes d'oscillations du TEC dues à la structure guide d'onde du banc	155
3.4.1 Caractéristiques de la structure guide d'onde	155
3.4.2 Circuits équivalents et impédances ramenées par le guide d'onde rectangulaire	157
3.4.3 Caractère d'instabilité des TECs millimétriques et problèmes d'oscillations en basses fréquences	159
3.5 Problèmes d'oscillations du TEC liées à sa cellule de mesure	165
3.5.1 Exemple d'anomalies dues aux circuits de polarisation microrubans	165
3.5.2 Identification des oscillations parasites	166
3.5.3 Vérification à l'analyseur de réseau de la perturbation apportée par le circuit de polarisation	168
3.5.4 Amélioration du circuit de polarisation	169
3.6 Mesure typique de puissance des TECs millimétriques	171
3.6.1 Effet de l'insertion d'un atténuateur en cascade avec le transistor	171
3.6.2 Exploitation du banc de puissance	175
3.6.2.1 Analyse du système de mesure	175
3.6.2.2 Estimation du gain en puissance du transistor	178
3.6.2.3 Estimation des puissances dans les plans de référence du transistor	179
3.7 Conclusion	190
4 Réalisation d'un système de mesure "load-pull à charge active" 26,5 - 40 GHz	193
4.1 Introduction	193
4.2 Description du banc	195
4.3 Problèmes du pont réflectométrique	198

4.3.1	Problèmes liés aux coupleurs de séparation des signaux <i>RF</i> de sortie	198
4.3.2	Problèmes liés aux mélangeurs	200
4.3.3	Problèmes de niveaux de puissance fournis par les sources OL et <i>RF</i>	206
4.3.4	Problèmes de stabilité des sources	208
4.4	Procédure de calibration du banc	208
4.4.1	Calibrage du banc pour les mesures d'impédance	208
4.4.2	Calibrage du banc pour les mesures de puissance	215
4.5	Application du banc aux mesures de puissance et d'impédance de charge des TECs	219
4.5.1	Validation du banc en mesure de puissance	219
4.5.2	Validation du banc en mesure d'impédance	220
4.5.3	Mesure d'impédance en régime grand signal	227
4.6	Automatisation du calibrage et des mesures au banc	231
4.7	Conclusion	240
	Conclusion	245

ANNEXES

A	Analyse "TRL"	247
B	Calcul de la matrice de dispersion S du TEC représenté par son schéma équivalent à éléments distribués	253
C	Répartition des éléments du schéma équivalent côté grille et drain dans le modèle distribué du TEC	259
D	Expression analytique du gain en courant de court-circuit H₂₁ intrinsèque du TEC	263
E	Expression approchée du MAG en fonction des éléments du schéma équivalent localisé du TEC	265
F	Propriétés du guide d'onde rectangulaire	267
G	Matrice globale de deux quadripôles en cascade	271
H	Effet de la variation de l'amplitude et de la phase des signaux OL à l'entrée des mélangeurs sur la mesure d'impédance	273
I	Comportement capacitif du circuit ouvert	277

INTRODUCTION

Introduction générale

Il y a une vingtaine d'années, seuls les tubes à vide (TOP, Klystron,...) et les diodes semiconductrices (diode tunel et varactor) étaient utilisés pour amplifier les signaux microondes au-delà de 1 GHz. L'amélioration des performances des transistors bipolaires au silicium (fonctionnant jusqu'à 10 GHz) et l'apparition des transistors à effet de champ en arséniure de gallium (utilisables au-delà de 50 GHz) ont entraîné la disparition presque totale des amplificateurs à diodes. Les amplificateurs à tubes restent, quant à eux, réservés aux applications fortes puissances.

Le MESFET qui est le transistor à effet de champ de base en arséniure de gallium, (Metal semiconductor field effect transistor) a fait l'objet ces dernières années de développements considérables. Il semble toutefois avoir atteint ses limites de puissance à la fréquence 30 GHz.

D'autres transistors à effet de champ de puissance sont actuellement en compétition grâce au perfectionnement incessant des procédés technologiques; il s'agit principalement du MISFET InP (metal isolant semiconductor field effect transistor), du DMT AlGaAs-GaAs (doped channel mis-like field effect transistor), du DMT InGaAs, du HEMT AlGaAs-GaAs conventionnel (high electron mobility transistor) et du PMHEMT InGaAs (ou HEMT pseudomorphique). Ces deux derniers types de transistors à hétérojonctions offrent de bonnes performances: jusqu'à 50 GHz pour le HEMT conventionnel et jusqu'à 70 GHz pour le HEMT pseudomorphique. L'importance croissante de la montée en fréquence de ces transistors à effet de champ à grille submicronique et l'amélioration continue de leur technologie rendent ainsi nécessaire leur caractérisation non seulement en petit signal pour les applications faible bruit mais aussi en grand signal pour les applications de puissance dans le domaine des fréquences millimétriques. C'est ce dernier point qui constitue l'objectif de notre travail. Les caractérisations petit signal à l'analyseur de réseau sont maintenant largement développées, jusqu'à 40 GHz, en particulier dans notre laboratoire. Il est loin d'en être de même pour les caractérisations en grand signal. Elles sont relativement répandues jusqu'à 18 GHz mais très rares au dessus de cette fréquence. Au sein du laboratoire le développement d'activités concernant les transistors à effet de champ de puissance a fait l'objet de la mise en

oeuvre de toute une méthodologie expérimentale comportant différents bancs de mesure et notamment de "Load-Pull". C'est dans ce cadre que nous a été confiée la présente étude qui porte sur la bande de fréquence 26,5 - 40 GHz.

Le travail présenté dans ce mémoire se décompose en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous abordons le sujet par une analyse théorique portant sur les caractéristiques d'un amplificateur de puissance microonde et les impédances optimales de charge vues par celui-ci dans les différentes variantes de concepts de gain et de rendement. Dans ce cadre, nous passons en revue les diverses méthodes de caractérisation "source/load-pull" classique et à charge active permettant la mesure des performances d'un amplificateur de puissance dans ses conditions optimales de fonctionnement.

Le second chapitre débute avec une première partie où nous présentons la cellule de mesure qui est utilisée dans toutes les étapes de caractérisations du transistor en petit et grand signal. Nous décrivons ses performances hyperfréquences entre 45 MHz et 40 GHz ainsi que la méthode d'étalonnage TRL utilisée pour les mesures des paramètres S des transistors. La deuxième partie de ce chapitre concerne les mesures proprement dites entre 45 MHz et 40 GHz des paramètres S de plusieurs transistors millimétriques choisis comme composants tests et la détermination de leur performances avec leurs schémas équivalents localisés petit signal. Pour couvrir la totalité de cette large bande de fréquence l'optimisation de ce schéma équivalent est effectuée au moyen d'une méthode spécifique dont nous décrivons la procédure. Enfin, pour décrire le comportement des transistors dans cette large bande nous proposons un modèle de schéma équivalent distribué dont nous comparons la validité, ainsi que celle du schéma équivalent localisé, aux résultats des mesures.

Le troisième chapitre est consacré aux mesures de puissances des composants tests dans la bande 26,5 - 40 GHz. A cet effet, nous avons réalisé un banc de puissance classique (en guide d'onde) avec adaptateurs mécaniques en entrée et en sortie. Après une analyse détaillée des caractéristiques de ce banc, nous exposons les problèmes rencontrés et les solutions que nous y avons apportées pour une exploitation efficace. Nous comparons en petit signal les résultats des mesures effectuées avec ce banc à ceux donnés par les mesures des paramètres S avec l'analyseur de réseau et nous présentons enfin les principaux résultats de mesure obtenus en régime grand signal.

Dans le dernier chapitre, nous présentons le banc de "load-pull à charge active" que nous avons réalisé pour la bande 26,5 - 40 GHz, en utilisant un analyseur de réseau type HP8410 (1 - 4 GHz). Nous examinons les problèmes posés par cette réalisation et les méthodes d'étalonnage utilisées pour effectuer des mesures de puissance et d'impédance de charge de transistors tests. Puis nous comparons les résultats expérimentaux obtenus avec ce banc aux résultats fournis par l'analyseur de réseau et le banc de puissance classique. Enfin, à titre prospectif nous étudions les problèmes que poserait la mise en oeuvre d'une automatisation du banc à charge active en utilisant un analyseur de réseau automatique type HP8510 (ou Wiltron 360) et une procédure d'étalonnage du type TRL.

CHAPITRE 1

**Analyse théorique des systèmes
de mesure : "source/load-pull"**

Chapitre 1

Analyse théorique des systèmes de mesure : "source/load-pull"

1.1 Introduction

Les conditions de fonctionnement d'un transistor à effet de champ sont substantiellement différentes entre le régime d'amplification petit signal et le régime d'amplification de puissance. Dans le cas de l'amplification petit signal le transistor apparaît comme un simple circuit linéaire et le problème à résoudre est d'avoir le maximum de gain en assurant les transferts de puissance les meilleures possibles par adaptation aux impédances de source et de charge extérieures. Dans le cas de l'amplification de puissance le problème est fortement compliqué premièrement par le fait qu'à fortes excursions de tensions et courants, le transistor ne peut plus être considéré linéaire, et deuxièmement, par les limitations en courant et en tension maximums liées, respectivement, aux mécanismes physiques de mise en direct de la grille et du claquage. Néanmoins l'adaptation du composant aux impédances de source et de charge extérieures est également considérée comme un problème quasi linéaire où l'on ne prend en compte que les composantes à la fréquence fondamentale de tension et courant. Des options différentes doivent être prises pour ces adaptateurs selon que l'objectif visé est le maximum de puissance de sortie ou le maximum de rendement en puissance ajoutée. A cet égard, les méthodes de caractérisations "source/load pull" constituent une aide précieuse en apportant des informations sur la nature des impédances de source et de charge les plus appropriées pour atteindre l'un de ces deux objectifs. La présentation des différentes variantes de ces méthodes fait l'objet de ce chapitre. Mais avant d'aborder cette présentation, il nous a paru utile de replacer dans le vaste domaine des mesures de puissance les différentes notions de gains et rendements utilisées et les impédances optimales qui leur sont liées.

1.2 Les caractéristiques d'un amplificateur de puissance microonde

1.2.1 Concepts de gain

En faible signal, l'approche de la fonction amplificatrice d'un étage transistor peut être basée sur les paramètres de la matrice de dispersion S de celui-ci mesurés à l'analyseur de réseau [1].

Dans la pratique, le transistor est inséré entre deux réseaux d'adaptation qui permettent de ramener à ses bornes, à partir des impédances de référence $Z_0 = 50 \Omega$, les impédances de source et de charge optimales Z_S et Z_L (figure 1).

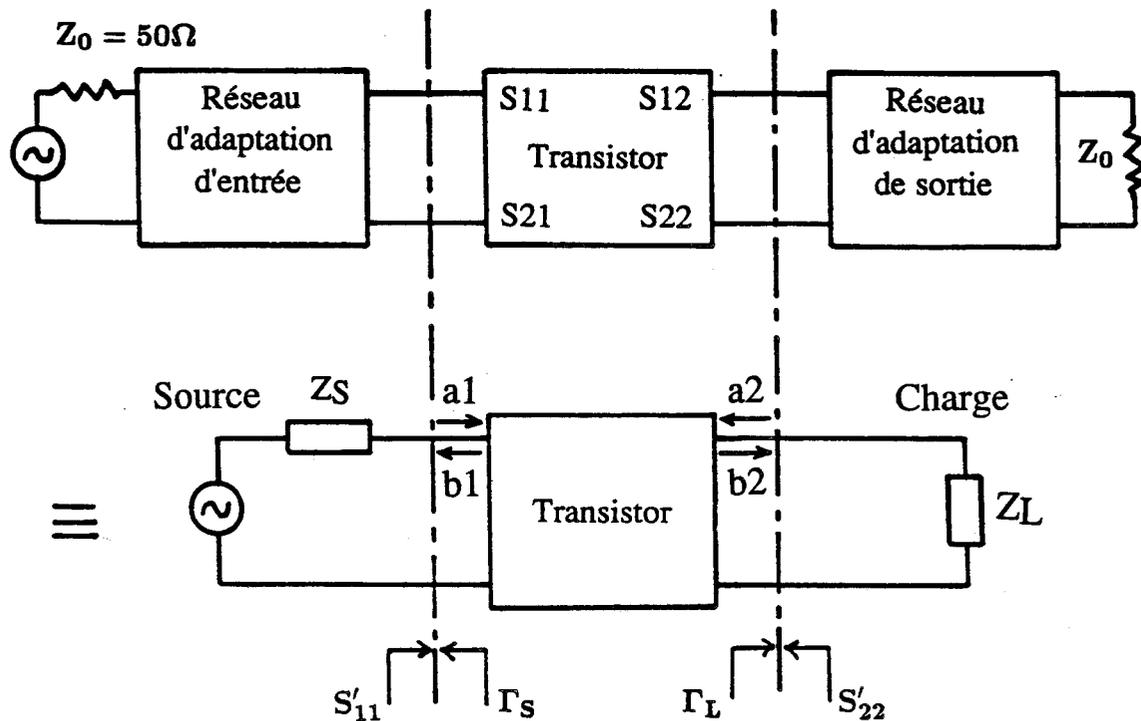


Figure 1: Schéma d'étage amplificateur à transistor

Un premier concept de gain consiste à comparer la puissance P_S absorbée dans la charge Z_L à la puissance P_E absorbée par l'entrée du transistor. Le rapport de P_S sur P_E est appelé "gain en puissance G " et s'exprime dans le formalisme "onde" par :

$$G = \frac{P_S}{P_E} = \frac{|b_2|^2 - |a_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} \quad (1.1)$$

Cette expression traduite en utilisant les paramètres $[S]$ du transistor et le coefficient de réflexion Γ_L de la charge Z_L devient :

$$G = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2(1 - |S'_{11}|^2)} \quad (1.2)$$

avec :

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad \text{coefficient de réflexion d'entrée du transistor} \quad (1.3)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad \text{coefficient de réflexion de la source} \quad (1.4)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \text{coefficient de réflexion de la charge} \quad (1.5)$$

On peut remarquer que ce concept de gain en puissance tel qu'il est défini ne prend pas en compte l'impédance de source vue par le transistor. Or, pour certains cas d'amplification, il peut être utile de faire intervenir celle-ci.

Un autre concept de gain peut alors être utilisé : C'est le gain de transducteur en puissance G_T . Sa définition fait intervenir le rapport de la puissance P_S absorbée dans la charge sur la puissance disponible de la source P_{avs} . On l'exprime par :

$$G_T = \frac{P_S}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S'_{11}\Gamma_S|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (1.6)$$

La puissance disponible de source est rappelons le, la puissance maximum que celle-ci peut délivrer à sa charge. Ce résultat n'est obtenu qu'à condition que l'impédance de la charge soit égale au complexe - conjugué de l'impédance de la source.

Pour avoir le maximum du gain G_T , il faut assurer de manière optimale les transferts de puissance, d'une part de la source à l'entrée du transistor, et d'autre part de la sortie du transistor à la charge.

Les conditions permettant ces transferts optimaux sont réalisées en adaptant en puissance les impédances en regard, ce qui se traduit dans le formalisme "coefficient de réflexion" par :

$$S'_{11} = \Gamma_S^* \quad \text{et} \quad S'_{22} = \Gamma_L^* \quad (1.7)$$

avec : Γ_S^* et Γ_L^* valeurs complexes conjuguées des coefficients de réflexion de source et de charge.

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (1.8)$$

Ce que l'on connaît en pratique, ce sont les paramètres S à la fréquence de travail. L'adaptation consiste donc à déterminer Z_S et Z_L c'est-à-dire Γ_S et Γ_L en fonction des paramètres S . Les expressions de ces coefficients de réflexion sont donc :

$$\begin{cases} \Gamma_S = S'_{11} = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right]^* \\ \Gamma_L = S'_{22} = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right]^* \end{cases} \quad (1.9)$$

Ce qui conduit aux expressions :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = \frac{1}{2C_1} [B_1 \pm 2|S_{12}S_{21}|\sqrt{K^2 - 1}] \\ \Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = \frac{1}{2C_2} [B_2 \pm 2|S_{12}S_{21}|\sqrt{K^2 - 1}] \end{array} \right. \quad (1.10)$$

$$\text{avec } B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

coefficient de stabilité, paramètre
caractéristique du transistor

La réalisation de l'adaptation simultanée entrée-sortie du transistor implique la condition : $K > 1$, dite de stabilité inconditionnelle. On obtient alors un gain de transducteur en puissance maximum G_{Tmax} appelé encore "gain en puissance maximum disponible : MAG". Son expression en fonction K et du défaut de réciprocité est :

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K \pm \sqrt{K^2 - 1}) \quad (1.11)$$

avec signe + si $B_1 < 0$

signe - si $B_1 > 0$

Dans le cas où le coefficient de stabilité K n'est pas supérieur à 1, l'adaptation simultanée entrée-sortie du transistor n'est pas possible et l'on ne peut que rechercher des impédances de source et de charge assurant une valeur acceptable des gains de transducteur G_T tel qu'il est représenté par l'expression (1.6).

Toute cette discussion suppose un fonctionnement suffisamment petit signal pour être valable. Le gain ainsi défini caractérise le fonctionnement dit "linéaire" du transistor et demeure quasiment constant tant que le niveau de puissance reste faible. Mais au-delà d'un certain niveau, les mécanismes de non linéarité et les limitations en courant et tension se mettent à intervenir et entraînent, progressivement la réponse en puissance hors de la linéarité, avec apparition du phénomène de compression du gain (Figure 2).

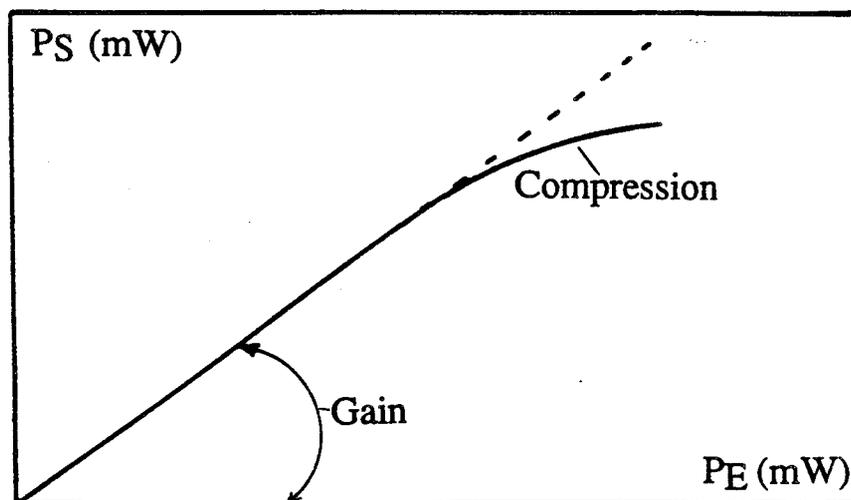


Figure 2: Evolution typique de la puissance de sortie P_S en fonction de la puissance d'entrée P_E d'un amplificateur

Dans ces conditions de fonctionnement non linéaire, les paramètres S petit signal n'ont plus qu'une correspondance lointaine avec la réalité car la génération de composantes aux fréquences harmoniques, ôte sa validité à ce formalisme qui repose sur un fonctionnement uniquement à la fréquence fondamentale.

1.2.2 Concepts de rendement

* Le rendement de drain

Il est défini comme étant le quotient de la puissance P_S fournie à la charge sur la

puissance continue P_{DC} :

$$\eta_d = \frac{P_S}{P_{DC}} \quad (1.12)$$

Jusqu'à présent, les transistors à effet de champ de puissance ont été essentiellement utilisés en classe A. La polarisation est alors placée au milieu de la zone utile du réseau $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ comme le montre la figure 3.

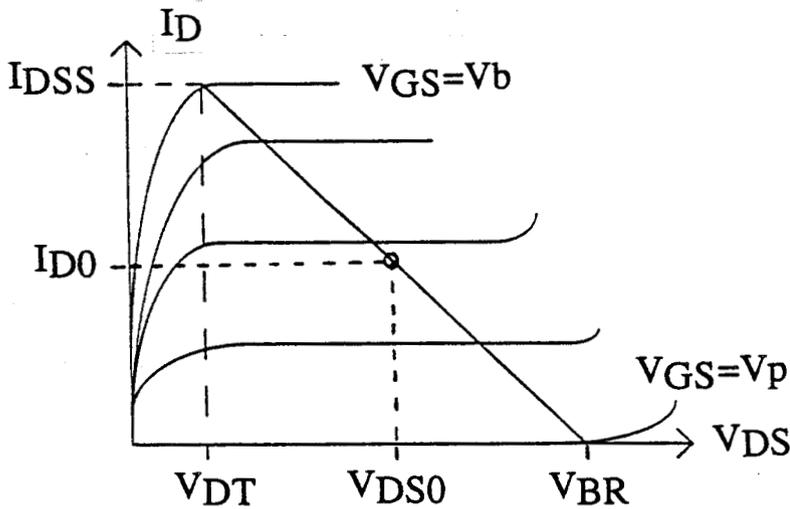


Figure 3 : Polarisation du transistor en amplification classe A au milieu du réseau $I_D(V_{GS}, V_{DS})$

Les tensions drain-source et courant drain de repos sont :

$$V_{DS0} = (V_{BR} - V_{DT})/2$$

$$I_{DO} = I_{DSS}/2$$

avec V_{DT} = tension de déchet

V_{BR} = tension d'avalanche au pincement

I_{DSS} = courant de saturation maximum

Le courant débité par l'élément amplificateur ne s'annule jamais. En théorie, la puissance maximale qui peut être fournie à la charge P_{Smax} est :

$$\bar{P}_{Smax} = \frac{1}{2} I_{DO} V_{DS0} \quad (1.13)$$

La puissance fournie par la source d'alimentation continue étant :

$$P_{DC} = I_{DO}V_{DSO} \quad (1.14)$$

Le rendement maximum théorique est ainsi :

$$\eta_{dmax} = 50\% \quad (1.15)$$

Le rendement maximum pratique est moindre et dépasse rarement 35 à 40 % .

Les progrès importants acquis ces dernières années en ce qui concerne la tenue au claquage des transistors à effet de champ permettent maintenant leur utilisation en classe AB et dans certains cas en classe B. Le transistor est alors polarisé au seuil de conduction et son fonctionnement alterne entre une phase conductrice et une phase bloquée. En admettant en première approximation que le courant de sortie est une sinusoïde redressée simple alternance d'amplitude I_{Dmax} (figure 4). La valeur moyenne de celui-ci sur une période du signal d'excitation et l'amplitude maximale de sa composante fondamentale sont respectivement $I_{Dmoy} = \frac{I_{Dmax}}{\pi}$ et $\frac{I_{Dmax}}{2}$.

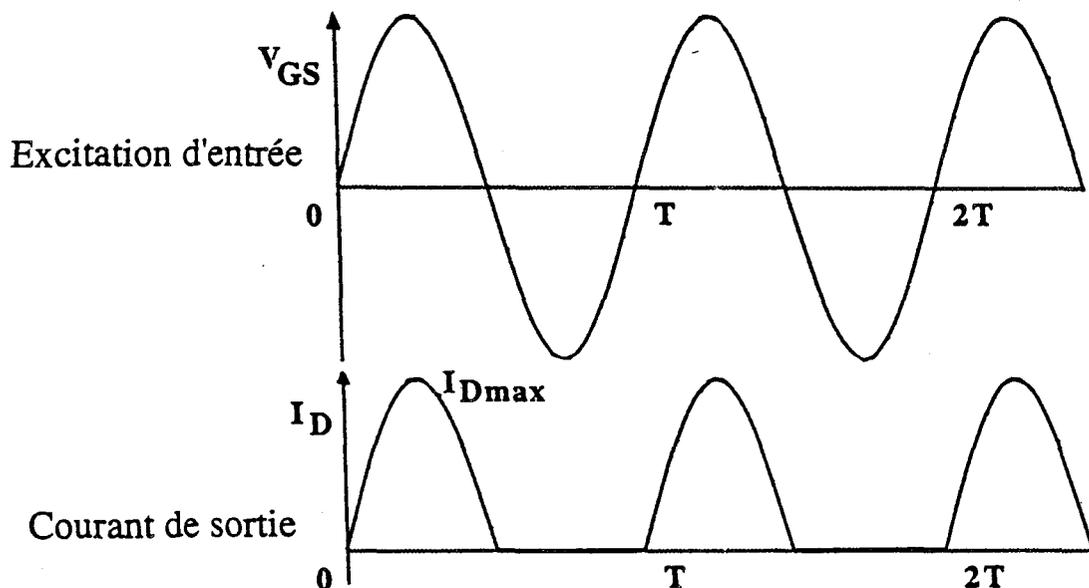


Figure 4: La réponse du courant de sortie à une excitation sinusoïdale en entrée, pour un amplificateur classe B

La puissance fournie par la batterie peut s'écrire :

$$P_{DC} = \frac{I_{Dmax} V_{DSO}}{\Pi} \quad (1.16)$$

et le rendement théorique maximal de drain est ainsi :

$$\eta_{dmax} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{I_{Dmax} V_{DSO}}{2} \right)}{\frac{I_{Dmax} V_{DSO}}{\Pi}} = 78\% \quad (1.17)$$

Dans la pratique, des valeurs de 55 à 60 % sont possibles.

La classe C n'est pas encore pratiquée avec les transistors à effet de champ actuels.

L'amplification classe B génère des composantes harmoniques de courant difficiles à éliminer en pratique. L'amplificateur classe A présente moins de problèmes et demeure encore malgré son rendement plus faible, le choix majoritaire .

* Le rendement en puissance ajoutée

Dans ce concept, l'amplificateur de puissance est considéré en tant que convertisseur de puissance [2], comme le montre la figure 5 :

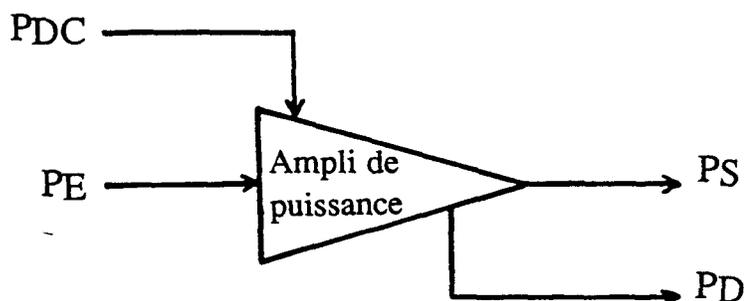


figure 5 : Schéma d'un amplificateur de puissance
(équivalent à un convertisseur de puissance)

Le bilan de puissance de l'amplificateur s'écrit :

$$P_E + P_{DC} = P_S + P_D \quad (1.18)$$

avec : P_E : puissance hyperfréquence appliquée à l'entrée
 P_{DC} : puissance continue d'alimentation de l'amplificateur
 P_S : puissance hyperfréquence fournie en sortie
 P_D : puissance dissipée thermiquement par l'amplificateur

Le gain de l'amplificateur est :

$$G = \frac{P_S}{P_E} \quad (1.19)$$

La puissance dissipée est :

$$P_D = P_{DC} - (G - 1)P_E \quad (1.20)$$

Le rendement en puissance ajoutée est donné par :

$$\eta_{aj} = \frac{P_S - P_E}{P_{DC}} = 1 - \frac{P_D}{P_{DC}} \quad (1.21)$$

La dépendance entre le rendement en puissance ajoutée et le rendement de drain est donnée par :

$$\eta_{aj} = \eta_d \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (1.22)$$

Cette expression montre à quel point les performances effectives en rendement sont liées non seulement au rendement de drain c'est-à-dire à l'utilisation optimale du réseau de caractéristique $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ mais aussi à la montée en fréquence du gain donné à la fréquence de coupure de celui-ci.

1.3 Impédance de charge dans les différents concepts de gain de puissance

Les conditions d'impédances de source et de charge nécessaires à un transistor pour optimiser ses performances en gain ou en rendement sont fonctions des paramètres suivants :

- point de polarisation
- fréquence d'utilisation
- niveau de puissance d'entrée P_E (ou puissance incidente P_{IN})

Comme on le verra plus loin, les bancs de mesures auxquels le concepteur peut faire appel pour déterminer ces conditions, présentent des variantes. Dans toutes les méthodes utilisées la détermination de la charge optimale présentée en sortie du transistor est un objectif majeur et le plus souvent prioritaire dans la procédure de mesure. Mais il est important de distinguer que le problème de la charge optimale peut se présenter différemment selon les concepts de puissance auxquels on se réfère.

Ainsi dans le développement qui suit, nous allons préciser cette question par une approche reposant sur la représentation petit signal du transistor par ses paramètres S et focalisée sur les ondes et puissances en jeu aux bornes mêmes du composant comme le montre la figure 6.

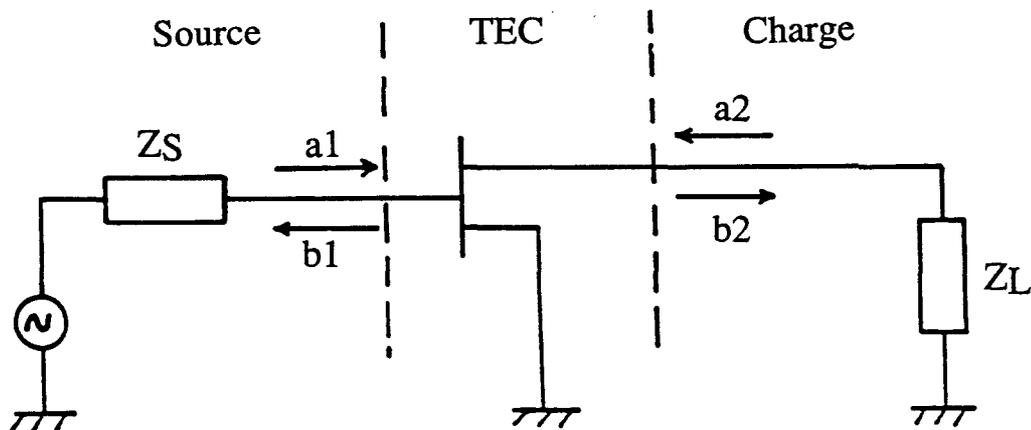


Figure 6 : Schéma d'un étage amplificateur à TEC
(ondes incidentes et réfléchies aux accès du composant)

Quatre cas de gains sont successivement examinés :

$$\frac{P_S}{P_E}, \quad \frac{P_S}{P_{IN}}, \quad \frac{P_{aj}}{P_E}, \quad \text{et} \quad \frac{P_{aj}}{P_{IN}}$$

avec

$$P_{IN} = \frac{1}{2}|a_1|^2, \quad \text{puissance incidente arrivant sur l'entrée du transistor} \quad (1.23)$$

$$P_E = \frac{1}{2}(|a_1|^2 - |b_1|^2), \quad \text{puissance absorbée par l'entrée du transistor} \quad (1.24)$$

$$P_S = \frac{1}{2}(|b_2|^2 - |a_2|^2), \quad \text{puissance de sortie absorbée par la charge} \quad (1.25)$$

$$P_{aj} = P_S - P_E \quad (1.26)$$

1.3.1 Impédance de charge optimale dans le cas du gain en puissance $G = P_S/P_E$

Le gain en puissance, dans ce cas n'est fonction que des paramètres S du composant et du coefficient de réflexion de l'impédance de charge Γ_L :

$$G = \frac{P_S}{P_E} = \frac{|b_2|^2 - |a_2|^2}{|a_1|^2 - |b_1|^2} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} \quad (1.27)$$

En posant $g = \frac{G}{|S_{21}|^2}$, on obtient en fonction de Γ_L l'équation complexe suivante :

$$\begin{aligned} |\Gamma_L|^2 \left[g (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) + 1 \right] - \Gamma_L [g(S_{22} - S_{11}^*\Delta)] \\ - \Gamma_L^* [g(S_{22}^* - S_{11}\Delta^*)] = 1 + g(|S_{11}|^2 - 1) \end{aligned} \quad (1.28)$$

Cette équation définit, dans la représentation de l'abaque de Smith (figure 7), un cercle, lieu des coefficients de réflexion Γ_L correspondant à une valeur donnée du gain g .

Le centre C et le rayon R de ce cercle obéissent à la relation :

$$|\Gamma_L|^2 - C\Gamma_L^* - C^*\Gamma_L = |R|^2 - |C|^2 \quad (1.29)$$

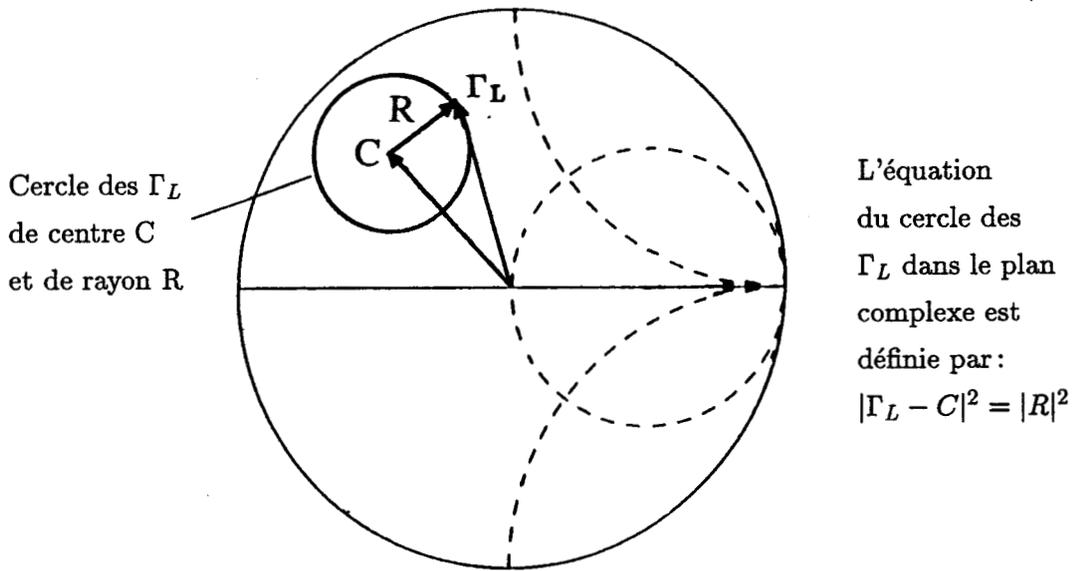


Figure 7 : Cercle des coefficients de réflexion Γ_L à gain g constant dans le plan complexe.

Par identification des équations (1.28) et (1.29) on déduit les coordonnées des cercles lieux des Γ_L (ou Z_L):

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Centre } C = \frac{g(S_{22}^* - S_{11}\Delta^*)}{1+g(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \\ \text{rayon } |R| = \frac{\sqrt{|1-2Kg|S_{12}S_{21}|+g^2|S_{12}S_{21}|^2}}{1+g(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \end{array} \right. \quad (1.30)$$

Le cercle de rayon nul correspond au gain en puissance maximum que l'on peut atteindre et qui d'après l'expression de "R" ci-dessus entraîne :

$$G_{max} = \left(\frac{P_S}{P_E} \right)_{max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) = MAG \quad (1.31)$$

expression qui n'est autre que celle du gain maximum disponible MAG .

Le coefficient de réflexion optimal de la charge Γ_{Lopt} correspondant à ce gain en puissance maximum, est alors déduit simplement de l'expression du centre :

$$\Gamma_{Lopt} = C \text{ avec } G = G_{max} \quad (1.32)$$

$$\text{soit : } \Gamma_{Lopt} = \frac{g_{max}(S_{22}^* - S_{11}\Delta^*)}{1 + g_{max}(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \text{ avec } g_{max} = \frac{K \pm \sqrt{K^2 - 1}}{|S_{12}S_{21}|}$$

On peut vérifier aisément que cette expression de Γ_{Lopt} est équivalente à celle de Γ_{Lmax} permettant d'obtenir le MAG et que nous avons présentée au début du chapitre (expression 1.10)

$$\Gamma_{Lopt} = \Gamma_{Lmax} = \frac{[1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2] \pm 2|S_{12}S_{21}|\sqrt{K^2 - 1}}{2(S_{22} - \Delta S_{11}^*)} \quad (1.33)$$

1.3.2 Impédance de charge optimale dans le cas du gain en puissance ajoutée $G_{aj} = (P_S - P_E)/P_E$

L'expression du gain en puissance ajoutée, dans ce cas est :

$$G_{aj} = \frac{P_S - P_E}{P_E} = \frac{(|b_2|^2 - |a_2|^2) - (|a_1|^2 - |b_1|^2)}{|a_1|^2 - |b_1|^2} \quad (1.34)$$

$$G_{aj} = \frac{P_S}{P_E} - 1 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} \quad (1.35)$$

$$G_{aj} + 1 = G = \frac{P_S}{P_E} \quad (1.36)$$

Les résultats obtenus précédemment pour le gain en puissance G sont aisément transposables à $(G_{aj} + 1)$, en effet : l'équation du cercle des Γ_L à G_{aj} constant dans l'abaque de Smith est :

$$\begin{aligned}
 & |\Gamma_L|^2 \left[(G_{aj} + 1) (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) + |S_{21}|^2 \right] - \Gamma_L (G_{aj} + 1) (S_{22} - \Delta S_{11}^*) \\
 & - \Gamma_L^* (G_{aj} + 1) (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) = |S_{21}|^2 + (G_{aj} + 1) (|S_{11}|^2 - 1) \quad (1.37)
 \end{aligned}$$

Les coordonnées des cercles lieux des Γ_L (ou Z_L) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Centre } C = \frac{(G_{aj}+1)(S_{22}^* - \Delta^* S_{11})}{|S_{21}|^2 + (G_{aj}+1)(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \\ \text{Rayon } |R| = \frac{|S_{21}| \sqrt{(|S_{21}|^2 + (G_{aj}+1)(|S_{11}|^2 - 1 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2) + (G_{aj}+1)^2 |S_{12}|^2)}}{(G_{aj}+1)(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) + |S_{21}|^2} \end{array} \right. \quad (1.38)$$

Le gain en puissance ajoutée maximum est alors :

$$G_{ajmax} = \left[\frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) \right] - 1 = MAG - 1 \quad (1.39)$$

Le coefficient de réflexion optimal Γ_{Lopt} de la charge correspondant à ce gain en puissance ajoutée maximum est, comme précédemment, égal à Γ_{Lmax} .

1.3.3 Impédance de charge optimale dans le cas du gain de transducteur en puissance $G = P_S/P_{IN}$

L'expression du gain de transducteur en puissance dans ce cas est :

$$G = \frac{P_S}{P_{IN}} = \frac{|b_2|^2 - |a_2|^2}{|a_1|^2} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (1.40)$$

En posant $g = \frac{G}{|S_{21}|^2}$, on obtient l'équation du cercle des Γ_L à g constant dans l'abaque de Smith :

$$|\Gamma_L|^2 [g|S_{22}|^2 + 1] - \Gamma_L g S_{22} - \Gamma_L^* g S_{22}^* = 1 - g \quad (1.41)$$

Les coordonnées des cercles lieux des Γ_L (ou Z_L) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Centre } C = \frac{g S_{22}^*}{1 + g |S_{22}|^2} \\ \text{rayon } |R| = \frac{\sqrt{|1 + g(|S_{22}|^2 - 1)|}}{1 + g |S_{22}|^2} \end{array} \right. \quad (1.42)$$

Le gain de transducteur en puissance maximum est :

$$G_{max} = \left(\frac{P_S}{P_{IN}} \right)_{max} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (1.43)$$

Le coefficient de réflexion optimal Γ_{Lopt} de la charge correspondant à ce gain maximum est :

$$\Gamma_{Lopt} = \frac{g_{max} S_{22}^*}{1 + g_{max} |S_{22}|^2} \quad \text{avec} \quad g_{max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

$$\text{soit : } \Gamma_{Lopt} = S_{22}^* \quad (1.44)$$

1.3.4 Impédance de charge optimale dans le cas du gain de transducteur en puissance ajoutée $G_{aj} = (P_S - P_E)/P_{IN}$

L'expression du gain de transducteur en puissance ajoutée est dans ce cas :

$$G_{aj} = \frac{P_S - P_E}{P_{IN}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) - |1 - S_{22} \Gamma_L|^2 + |S_{11} - \Delta \Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (1.45)$$

L'équation des cercles des Γ_L à G_{aj} constant dans l'abaque de Smith est :

$$\begin{aligned} |\Gamma_L|^2 \left[|S_{22}|^2(G_{aj} + 1) + |S_{21}|^2 - |\Delta|^2 \right] - \Gamma_L [s_{22}(G_{aj} + 1) - \Delta S_{11}^*] \\ - \Gamma_L^* [S_{22}^*(G_{aj} + 1) - \Delta^* S_{11}] = |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 - (G_{aj} + 1) \end{aligned} \quad (1.46)$$

Les coordonnées des cercles lieux des Γ_L (ou Z_L) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Centre } C = \frac{S_{22}^*(G_{aj}+1) - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2(G_{aj}+1) + |S_{21}|^2 - |\Delta|^2} \\ \text{rayon } |R| = \frac{|S_{21}| \sqrt{||S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 - |\Delta|^2 + (G_{aj}+1)(|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 - 1)}}{|S_{22}|^2(G_{aj}+1) + |S_{21}|^2 - |\Delta|^2} \end{array} \right. \quad (1.47)$$

Le gain de transducteur en puissance ajoutée maximum est :

$$G_{ajmax} = \left(\frac{P_S - P_E}{P_{IN}} \right)_{max} = \left[\frac{|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 - |\Delta|^2}{1 - |S_{12}|^2 - |S_{22}|^2} \right] - 1 \quad (1.48)$$

Le coefficient de réflexion optimal Γ_{Lopt} de l'impédance de charge correspondant à ce gain maximum est :

$$\Gamma_{Lopt} = \frac{S_{22}^*(G_{ajmax} + 1) - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2(G_{ajmax} + 1) + |S_{21}|^2 - |\Delta|^2} \quad (1.49)$$

D'après ce résultat il est évident que Γ_{Lopt} est différent de Γ_{Lmax} permettant d'avoir le MAG.

A titre d'exemple pour un transistor à effet de champ millimétrique, ayant comme paramètres S :

$$S_{11} = 0.56 \quad \underline{-141^\circ}$$

$$S_{12} = 0.189 \quad \underline{-21^\circ}$$

$$S_{21} = 1.51 \quad \underline{8^\circ}$$

$$S_{22} = 0.147 \quad \underline{-167^\circ}$$

Les valeurs maximales des différents gains et leurs impédances optimales correspondantes sont :

	$\frac{P_s}{P_E} max$	$\frac{P_{aj}}{P_E} max$	$\frac{P_s}{P_{IN}} max$	$\frac{P_{aj}}{P_{IN}} max$
Gain maximum	3.84	2.84	2.33	1.68
Coefficient de réflexion optimal de la charge Γ_{lopt}	0.40 $\underline{-152^\circ}$	0.40 $\underline{-152^\circ}$	0.147 $\underline{+167^\circ}$	0.193 $\underline{-174^\circ}$

d'autre part :

$$K = 1.28 \quad ; \quad MAG = 3.84$$

$\Gamma_{Smax} = 0.67 \quad \underline{+145^\circ}$ et $\Gamma_{Lmax} = 0.40 \quad \underline{-152^\circ}$ étant les coefficients de réflexion d'impédance de source et d'impédance de charge assurant l'obtention du maximum du gain en puissance disponible MAG.

A l'issue de ces développements un certain nombre de conclusions doivent être tirées quant à l'exploitation qui peut être faite d'un dispositif d'étude en puissance d'un transistor tel qu'il est schématisé par la figure 8 pouvant présenter les deux variantes d'attaque d'entrée: à liaison directe avec la source extérieure ou en intercalant un transformateur d'impédance.

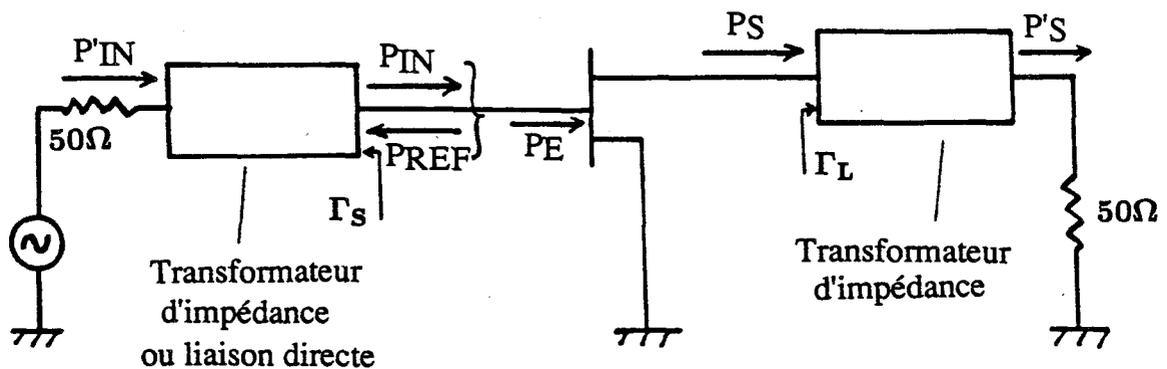


Figure 8 : Les deux variantes d'attaque d'entrée d'un transistor en amplification de puissance

Les puissances en présence sont :

- P'_{IN} : puissance incidente venant de la source extérieure
- P_{IN} : puissance incidente sur l'entrée du transistor
- P_{REF} : puissance réfléchiée par l'entrée du transistor
- $P_E = P_{IN} - P_{REF}$: puissance absorbée par l'entrée du transistor
- P_S : puissance absorbée par l'entrée du transformateur d'impédance de sortie
- P'_S : puissance fournie à la charge extérieure (égale à P_S si les pertes du transformateur d'impédance de sortie sont négligeables)

- Pour la configuration d'entrée à liaison directe (pas de transformateur d'impédance) :

$$\text{on a } P'_{IN} = P_{IN}$$

La construction, dans l'abaque de Smith, de la famille des cercles lieux des

coefficients de réflexion Γ_L à gain P_S/P_E constant, conduit à la détermination du coefficient Γ_{Lopt} assurant le maximum P_S/P_E . Γ_{Lopt} est le centre du cercle ayant un rayon nul. Par ailleurs ce Γ_{Lopt} ainsi obtenu se confond avec la valeur de Γ_{Lmax} du coefficient de réflexion de charge correspondant au maximum de gain en puissance disponible MAG. Γ_{Lopt} est aussi la valeur de Γ_L permettant au gain en puissance ajoutée $(P_S - P_E)/P_E$ d'être maximum.

Par contre, pour cette configuration les études de P_S/P_{IN} et $(P_S - P_E)/P_{IN}$ ont montré que les coefficients de réflexion Γ_{Lopt} correspondant à ces gains sont totalement différents de Γ_{Lmax} . Les études de ces gains P_S/P_{IN} et $(P_S - P_E)/P_{IN}$ ne présentent donc pas d'intérêt pratique particulier pour le concepteur.

- Pour la configuration d'entrée à transformation d'impédance :

le cas pratique intéressant est celui où les adaptations en entrée et en sortie du transistor sont simultanément réalisées .

On a alors : $P'_{IN} = P_E$ mais $P'_{IN} \neq P_{IN}$.

Le coefficient Γ_L est directement celui $\Gamma_{Lopt} = \Gamma_{Lmax}$ qui assure le maximum du gain $P_S/P_E = P'_S/P'_{IN}$. L'impédance de source présentée à l'entrée du transistor est alors celle dont le coefficient de réflexion Γ_{Smax} correspond au MAG.

Γ_{Lmax} assure également le maximum du gain en puissance ajoutée $(P_S - P_E)/P_E$. Pour cette configuration, aussi, les études de P_S/P_{IN} et $(P_S - P_E)/P_{IN}$ ne présentent pas d'intérêt pratique particulier.

Cependant, pour terminer cette discussion, il est important de noter que les expressions des gains en puissance (ou puissance ajoutée) et des coefficients de charge obtenues précédemment ne sont valables que pour un fonctionnement petit signal et ne peuvent donc fournir qu'une idée approximative des résultats que l'on peut espérer en grand signal, résultats qui sont ceux obtenus avec les systèmes pratiques de caractérisation de puissance. Néanmoins, les développements ci-dessus montrent la multiplicité des résultats qui peuvent être obtenus selon les grandeurs observées et les configurations du circuit d'entrée et par conséquent l'extrême importance d'une claire perception de ce que l'on veut mesurer et des moyens que l'on utilise pour y parvenir.

Nous allons maintenant voir comment, dans la pratique se présentent les méthodes

de mesure mises en oeuvre dans les différents systèmes de caractérisation de puissance du type "bancs load-pull" existants.

1.4 Systèmes de caractérisation "source/load-pull" classiques

Les différents systèmes de caractérisation "source/load pull classiques" consistent à adapter simultanément en entrée et en sortie le transistor aux performances de puissance ou de rendement désirées à l'aide de dispositifs d'accords mécaniques. Ils se distinguent les uns des autres par la sophistication plus ou moins importante apportée aux problèmes de leur commande et de l'exploitation des grandeurs mesurées, ondes et puissances.

1.4.1 Système "load-pull" à adaptateurs manuels

La figure 9 donne le schéma le plus élémentaire d'un banc de mesure "load-pull" classique [3]. Ce système est constitué des éléments suivants :

- Une source microonde suivie d'un amplificateur à tube à onde progressive (ATOP), fournit le signal radiofréquence (RF) d'entrée (onde initiale) ;
- Un isolateur qui protège l'amplificateur des ondes réfléchies ;
- Un diviseur de puissance qui permet d'aiguiller l'onde initiale en deux ondes incidentes : l'une vers l'entrée du composant et l'autre, vers l'analyseur de réseau pour être utilisée comme onde de référence ;
- Des milliwattmètres connectés à des coupleurs unidirectionnels, permettant la mesure des puissances à l'entrée et à la sortie du dispositif à tester ;
- Des adaptateurs passifs à l'entrée et à la sortie du composant ayant pour rôle d'adapter le composant aux performances de puissance ou rendement désirées ;
- Un analyseur de réseau connecté à un coupleur bidirectionnel permettant d'effectuer, grâce à un commutateur, une mesure séparée de l'impédance de charge présentée au composant ;
- Des tés de polarisation assurant enfin l'alimentation en continu du transistor.

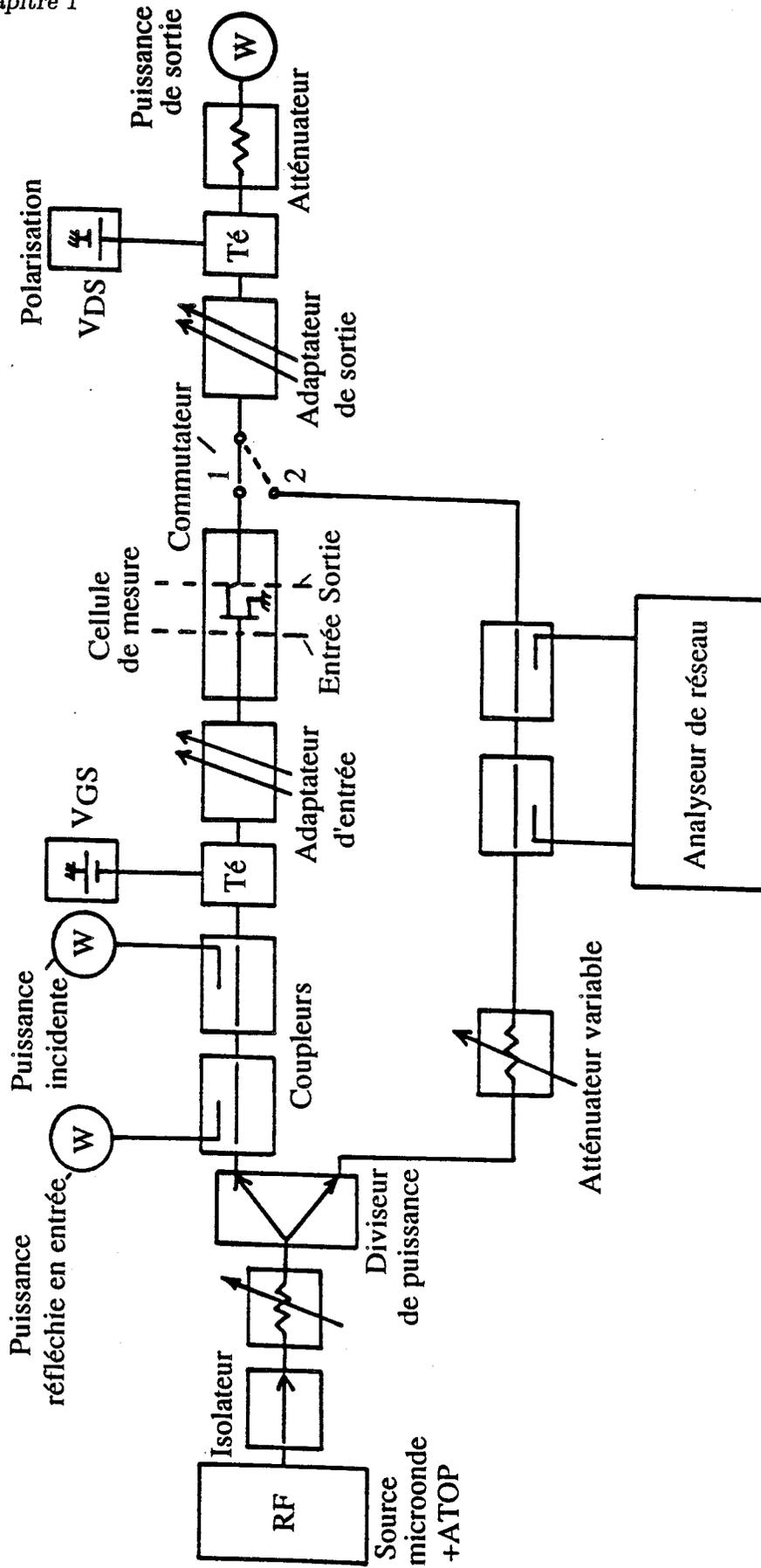


Figure 9

Figure 9 : Schéma du système "load-pull" à adaptateurs manuels

En ce qui concerne la méthode de caractérisation, la procédure consiste à placer tout d'abord le commutateur en position "1" et à ajuster les adaptateurs d'entrée et de sortie afin d'obtenir à une fréquence fixe et à une puissance incidente d'entrée P_{IN} donnée, le minimum de puissance réfléchie à l'entrée du composant et le maximum de puissance de sortie. Le transistor étant adapté, on bascule le commutateur dans la position "2" et on mesure l'impédance de charge présentée au transistor : mais auparavant, on aura pris soin de calibrer le montage, car l'impédance de charge présentée par l'entrée de l'adaptateur doit être ramenée au plan de sortie du transistor.

C'est une difficulté fondamentale de cette méthode nécessitant l'introduction de mesures complémentaires de réflectométrie et la modification du dispositif avec toutes les incertitudes pouvant en résulter.

Ce procédé de mesure est répété pour chaque fréquence de mesure et à chaque point de polarisation du transistor.

Il est alors possible, pour une puissance d'entrée P_E donnée, de tracer sur abaque de Smith, les contours de coefficient de réflexion de l'impédance de charge (Γ_L) à différents niveaux de la puissance de sortie P_S et de déterminer l'impédance de charge optimale permettant d'obtenir une puissance de sortie maximale.

1.4.2 Système "source/load-pull" à adaptateurs programmés

Une version automatique du système de mesure précédent (figure 10) consiste à utiliser des adaptateurs programmés du type, par exemple : "Automated Tuner System ATS MAURY MT 980" [4] et du type "Programmable Microwave Tuner System" PMTS de COMPACT SOFTWARE [5]. Ce système permet de déterminer les impédances à présenter au transistor pour avoir un maximum de puissance en sortie à un niveau de puissance d'entrée donnée.

La liaison ordinateur-appareils de mesure est effectuée à l'aide d'un bus de données.

Dans le système PMTS, les adaptateurs d'impédances (ou tuners) sont des dispositifs passifs du type double slug, commandés par des moteurs pas à pas.

Une unité de contrôle programmable (programmable tuner controller) pilote électroniquement ces adaptateurs et fournit au calculateur le modèle électrique équivalent aux tuners (c'est-à-dire l'impédance dans le plan d'accès de l'adaptateur).

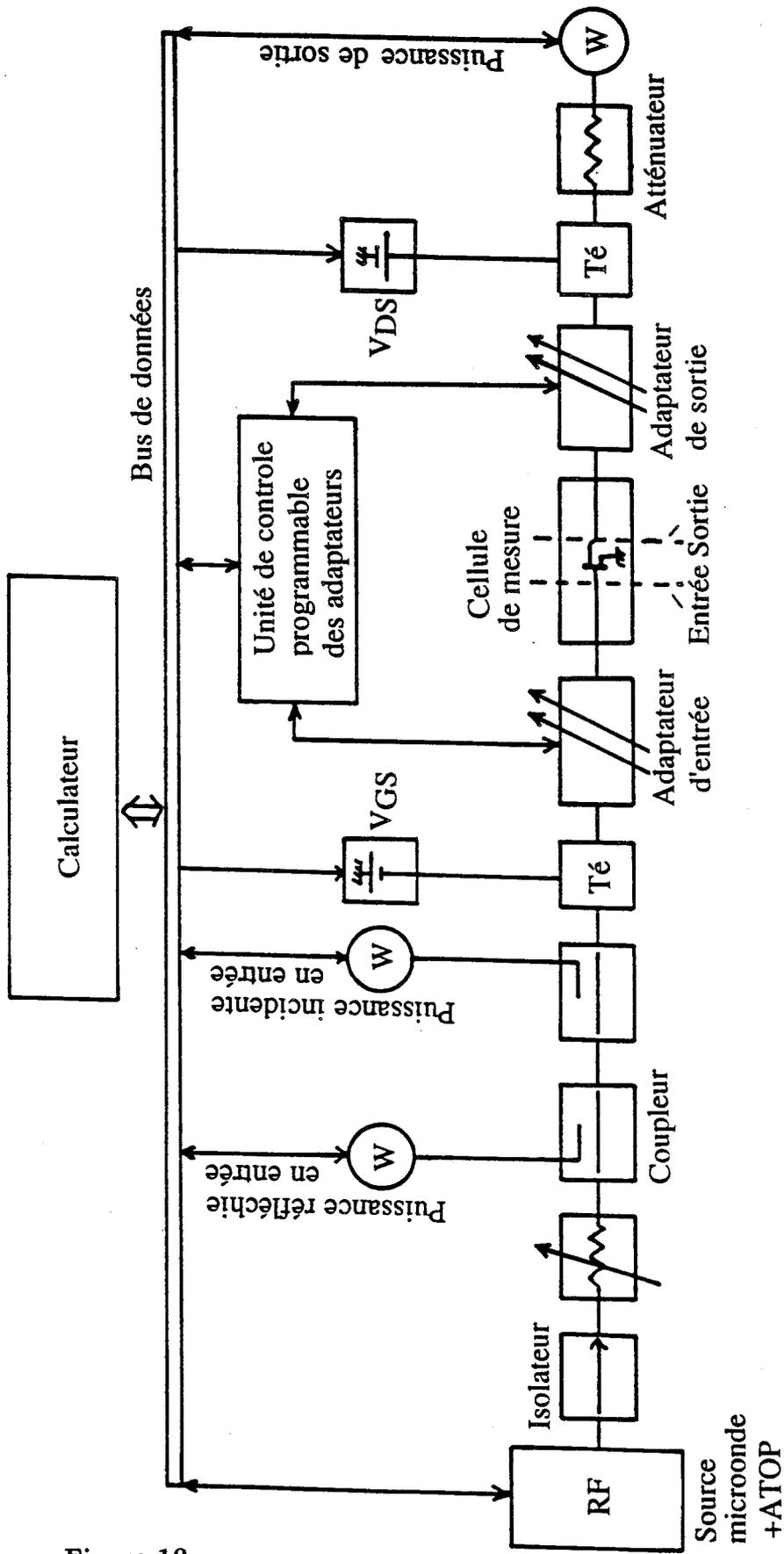


Figure 10

Figure 10: Schéma du système "source/load-pull" à adaptateurs programmés

Un logiciel conçu spécialement pour la cellule de mesure du transistor, permet au calculateur de déterminer, par un procédé d'épluchage "de-embedding", les coefficients de réflexion des impédances de source et de charge dans les plans d'accès du composant, à partir des mesures d'impédances des adaptateurs fournies par "l'unité de contrôle programmable". Un exemple typique [5] de cellule utilisée est montré à la figure 11. Elle comporte des transitions APC 7/3,5 mm et est composée de deux demi-boîtiers et d'un insert supportant le composant. La caractérisation de cette cellule de mesure est effectuée en utilisant la méthode de mesure et d'analyse "TSDO" (Thru, Short, Delay, Open) comprenant les phases suivantes :

- calibration (full 2 ports) tout d'abord à l'analyseur de réseau dans les plans des connecteurs de la cellule,
- mesure, ensuite, des quatre standards microrubans passe-tout, court-circuit, passe-tout décalé et circuit ouvert
- calcul des 8 termes des matrices d'erreurs caractérisant en hyperfréquence les demi-boîtiers de la cellule de mesure.

Le logiciel de "de-embedding" permet également de prendre en compte les pertes de puissances à travers les éléments du système (c'est-à-dire pertes apportées par les adaptateurs, les coupleurs et les tés de polarisation) et d'en déduire avec précision, pour n'importe quelles positions des adaptateurs, les puissances d'entrée et de sortie aux plans d'accès du transistor.

Cette technique automatique permet ainsi d'éviter les erreurs de mesures qui peuvent être commises lors des opérations multiples de "connexions-déconnexions" des adaptateurs pratiquées dans les bancs manuels. Elle offre également un gain de temps considérable pour une caractérisation complète du composant.

Par contre, elle demeure une solution coûteuse et requiert un logiciel de calcul et de "de-embedding" spécifique à la cellule de mesure du transistor et aux adaptateurs.

Cette méthode présente aussi certaines limitations, entre autres, l'existence d'une zone d'impédances inaccessibles pour les tuners automatiques, due principalement à leurs pertes intrinsèques (figure 12); une autre limitation réside dans l'impossibilité de contrôler les valeurs des impédances ramenées par ces adaptateurs aux fréquences harmoniques dans un régime de fonctionnement non linéaire du transistor.

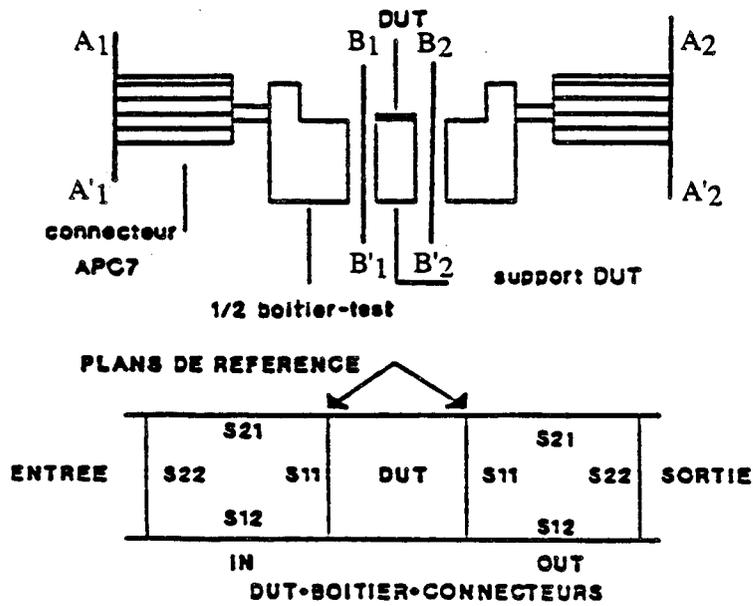


Figure 11: Cellule de mesure munie de connecteurs APC 7

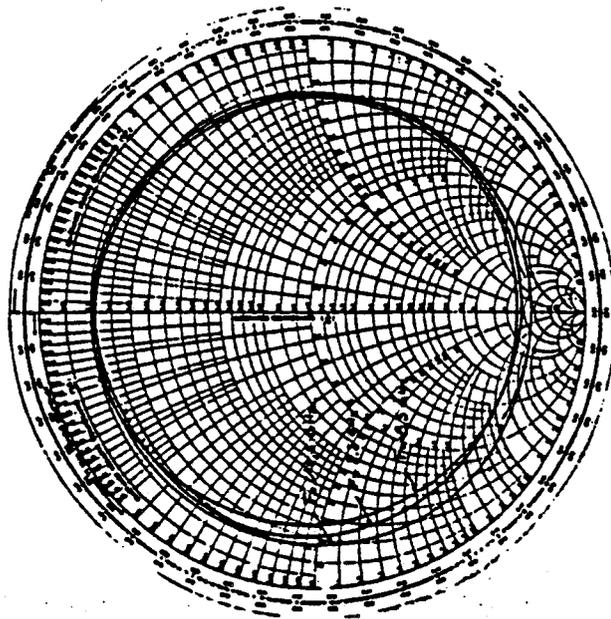


Figure 12: Limitation des adaptateurs programmables

1.4.3 Système "source/load-pull" avec analyseurs de réseaux "in situ"

La figure 13 donne le schéma de principe du système "source/load-pull" classique auquel on a adjoint deux analyseurs de réseaux à l'entrée et à la sortie du dispositif à tester pour permettre la mesure "in situ" des impédances de source et de charge présentées au composant.

Ces mesures d'impédance sont effectuées avec précision aux plans d'accès du transistor, moyennant un étalonnage préalable du système en entrée et en sortie.

Nous allons voir sur l'exemple du banc réalisé par KHILLA [6] à 4 GHz, comment peut s'opérer cet étalonnage.

* Etalonnage du système à l'entrée du composant :

La cellule de mesure du transistor est composée de deux demi-boîtiers séparés, entre lesquels est inséré le composant à tester (figure 14).

L'ensemble, constitué par le coupleur bidirectionnel et le demi-boîtier d'entrée, peut être modélisé par le quadripôle d'erreur d'entrée représenté à la figure 18.

L'étalonnage du système à l'entrée du composant est réalisé en effectuant des mesures en réflexion sur les étalons standards suivants :

- Une charge adaptée 50Ω :

Elle est réalisée en soudant une résistance 50Ω (en chip) entre l'extrémité (côté composant) de la ligne microruban et la masse (figure 15).

Le coefficient de réflexion mesuré à travers le coupleur bidirectionnel est :

$$\Gamma_m = e_{00} \tag{1.50}$$

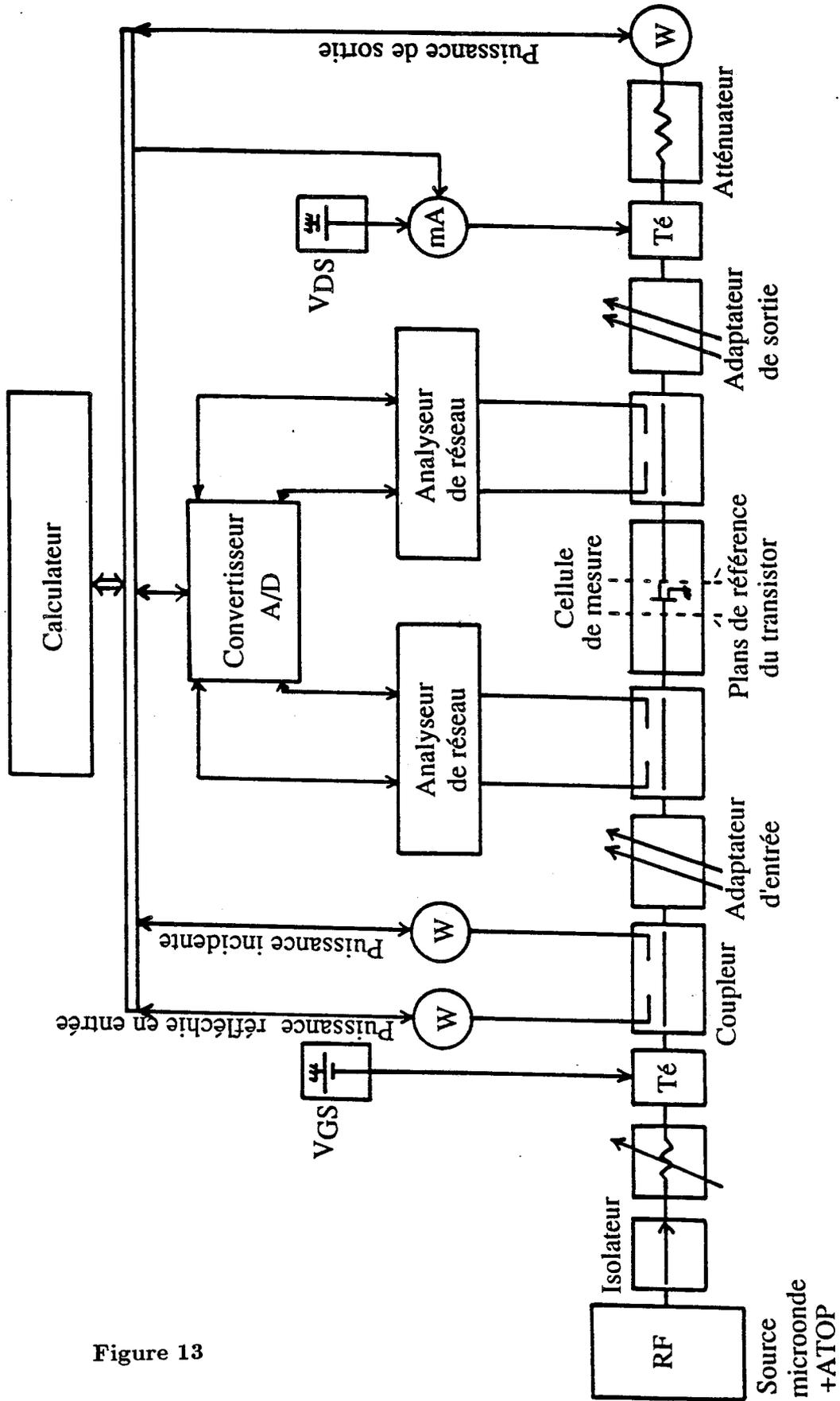


Figure 13

Figure 13: Schéma du système "source/load-pull" avec analyseurs de réseau "in situ"

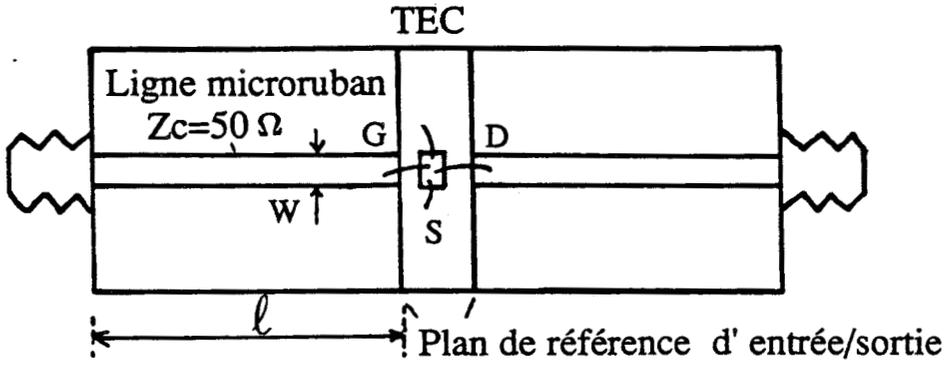


Figure 14: Cellule de mesure

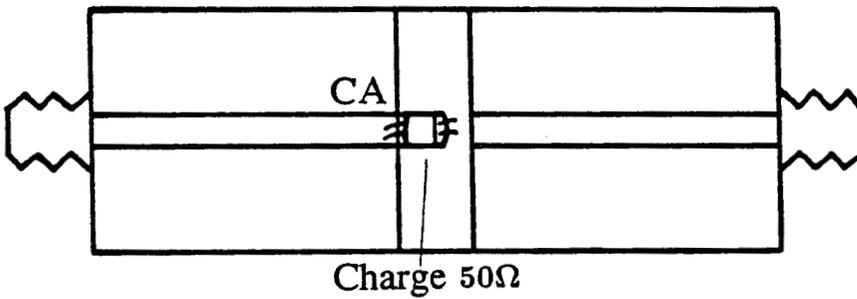


Figure 15: Demi-boîtier terminé par une charge 50Ω

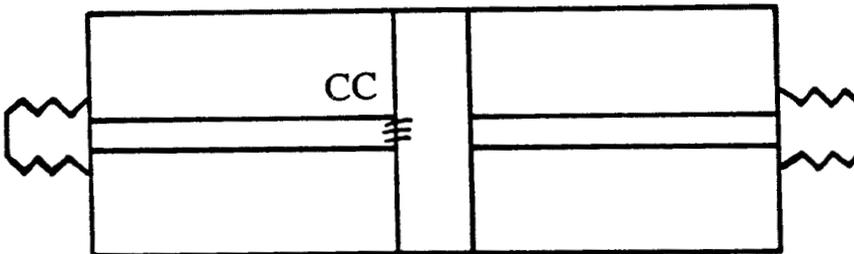


Figure 16: Demi-boîtier terminé par un court-circuit

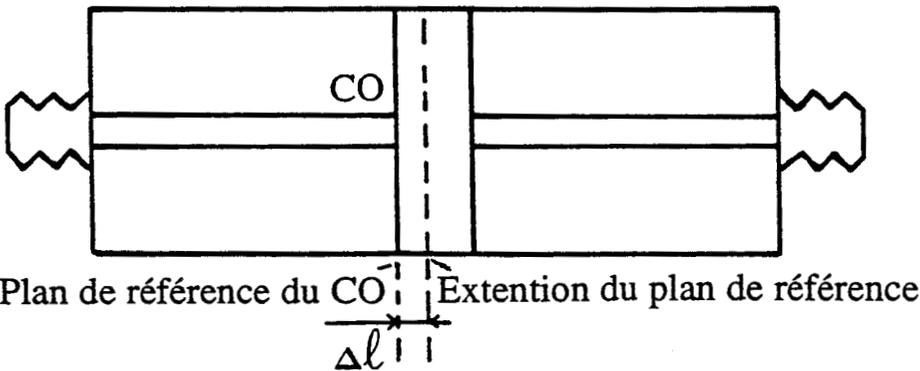


Figure 17: Demi-boîtier terminé par un circuit ouvert

- Un court-circuit :

Il est réalisé en sondant l'extrémité de la ligne microruban à la masse (figure 16).

Le coefficient de réflexion mesuré est :

$$\Gamma_m = e_{00} - \frac{e_{01}e_{10}}{1 + e_{11}} \quad (1.51)$$

- Un circuit ouvert :

Il est réalisé en laissant l'extrémité de la ligne microruban en l'air.

Dans ce cas, en raison des effets de bord à l'extrémité de la ligne microruban, on doit tenir compte de l'extension du plan de référence actuel d'une longueur électrique Δl [7], comme le montre la figure 17 :

$$\frac{\Delta l}{\ell} = 0.412 \frac{\epsilon_e + 0.3}{\epsilon_e + 0.258} \cdot \frac{U + 2.6}{U + 0.813} \quad (1.52)$$

avec :

$$\epsilon_e = \frac{1}{2} \left[\epsilon_r + 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 12/U}} \right] \quad (1.53)$$

$$U = W/h$$

ϵ_e : est la constante diélectrique effective du substrat

ϵ_r : est la constante diélectrique du substrat

h : est la hauteur du substrat

ℓ : est la longueur de la ligne microruban, d'impédance caractéristique

$Z_C = 50 \Omega$ et de largeur W

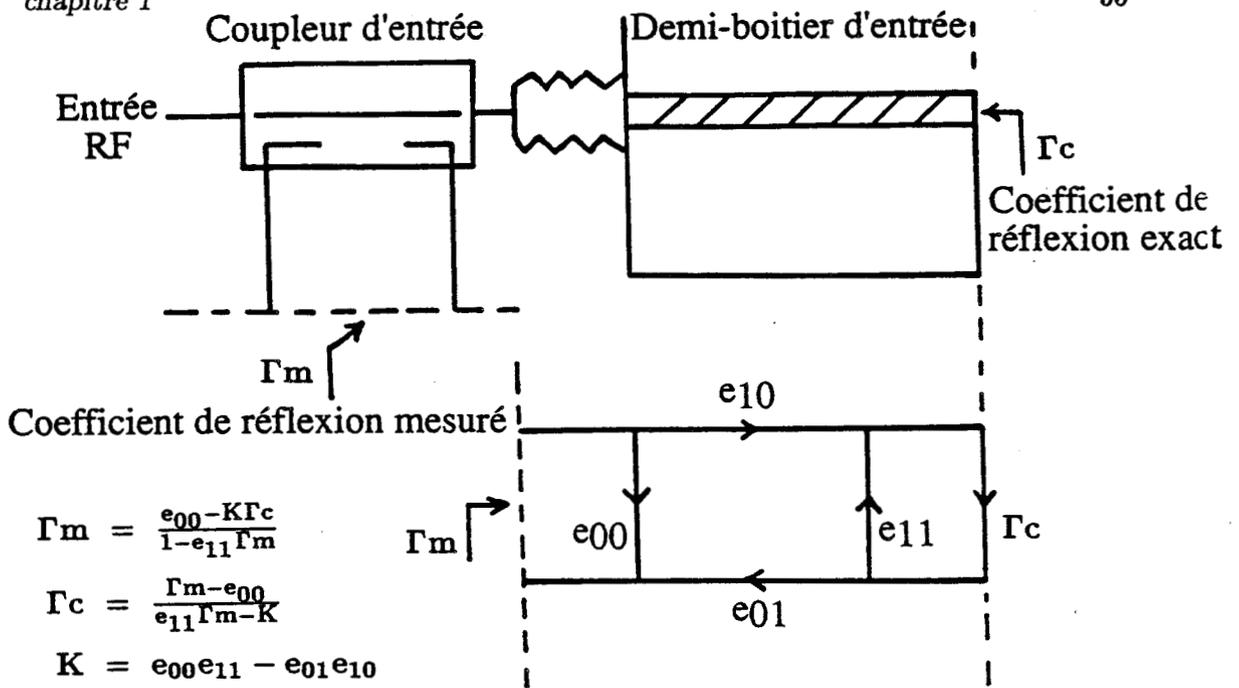


Figure 18: Modèle du quadripôle d'erreur du système en entrée

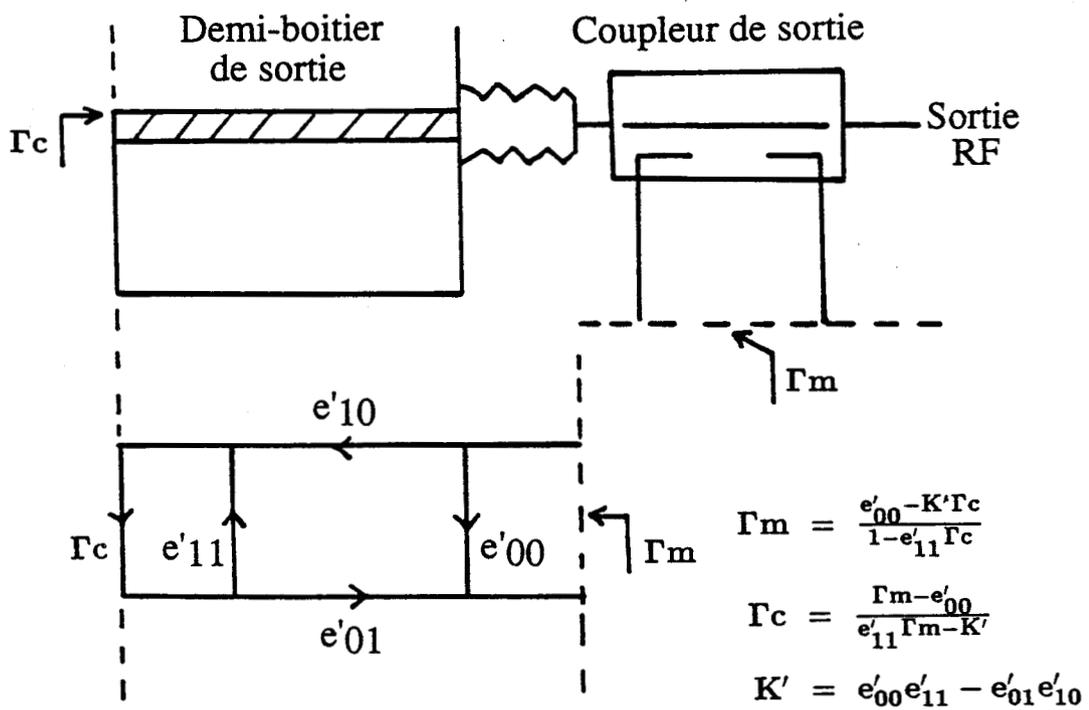


Figure 19: Modèle du quadripôle d'erreur du système en sortie

Le coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseau est alors :

$$\Gamma_m e^{-\frac{\pi}{\lambda_g} \Delta \ell} = e_{00} + \frac{e_{01} e_{10}}{1 - e_{11}} \quad (1.54)$$

avec

$$\lambda_g = \frac{3 \cdot 10^8}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.55)$$

est la longueur d'onde guidée dans la ligne microruban et f la fréquence du signal d'entrée.

A partir des mesures de Γ_m effectuées sur les étalons précédents (équations 50, 51 et 54) les paramètres d'erreurs du quadripôle d'entrée (e_{00} , e_{11} , et $e_{01} \cdot e_{10}$) sont aisément déterminés par un simple programme de calcul.

* Etalonnage du système à la sortie du composant :

L'ensemble, constitué par le coupleur bidirectionnel et le demi-boîtier de sortie, peut être modalisé par le quadripôle d'erreur de sortie représenté à la figure 19.

L'étalonnage du système à la sortie du composant est effectué de la même manière que l'étalonnage à l'entrée.

Les paramètres du quadripôle d'erreur de sortie (e'_{00} , e'_{11} , et $e'_{01} \cdot e'_{10}$) sont donc déterminés en utilisant les mêmes relations analytiques que précédemment.

* Mesure effective du composant :

Le transistor est inséré entre les demi-boîtiers de la cellule de mesure (figure 14).

Un logiciel implanté sur calculateur contrôle les mesures effectuées sur les étalons et le transistor.

Il détermine en temps réel et après correction, les impédances de source et de charge dans les plans d'accès du composant, et calcule automatiquement ses performances en puissance (gain en puissance, rendement etc...)

Cette technique de mesure "in situ" constitue un pas important dans l'amélioration de la caractérisation fort signal grâce à son système de correction d'erreur basé sur des relations analytiques simples.

Cette technique présente l'avantage de pouvoir s'adapter à n'importe quelle cellule de mesure, par contre il est difficile de réaliser en pratique un vrai étalon standard charge adaptée avec une résistance 50Ω en très haute fréquence.

D'autre part, l'exploitation de cette méthode demeure limitée pour les forts taux d'ondes stationnaires en raison des pertes non négligeables dans les adaptateurs mécaniques.

1.5 Système de caractérisation "load-pull à charge active"

1.5.1 Principe de la méthode à charge active

Cette méthode a été proposée à l'origine par Takayama [8]. Son principe de base consiste à injecter, à la sortie du transistor, un signal ayant la même fréquence que le signal appliqué à l'entrée, mais réglable en amplitude et en phase grâce à un atténuateur et un déphaseur variables. On disposera ainsi d'un moyen permettant de simuler électriquement une charge variable dans le plan de sortie du composant.

Deux versions, assez proches de mise en oeuvre de cette méthode de charge active sont utilisées : l'une avec présence d'un adaptateur en entrée du composant (figure 20) ; l'autre sans adaptateur d'entrée (figure 21).

Dans cette méthode à charge active le composant sous test est excité à ses deux accès par deux ondes de puissance incidentes cohérentes $a_1(t)$ et $a_2(t)$.

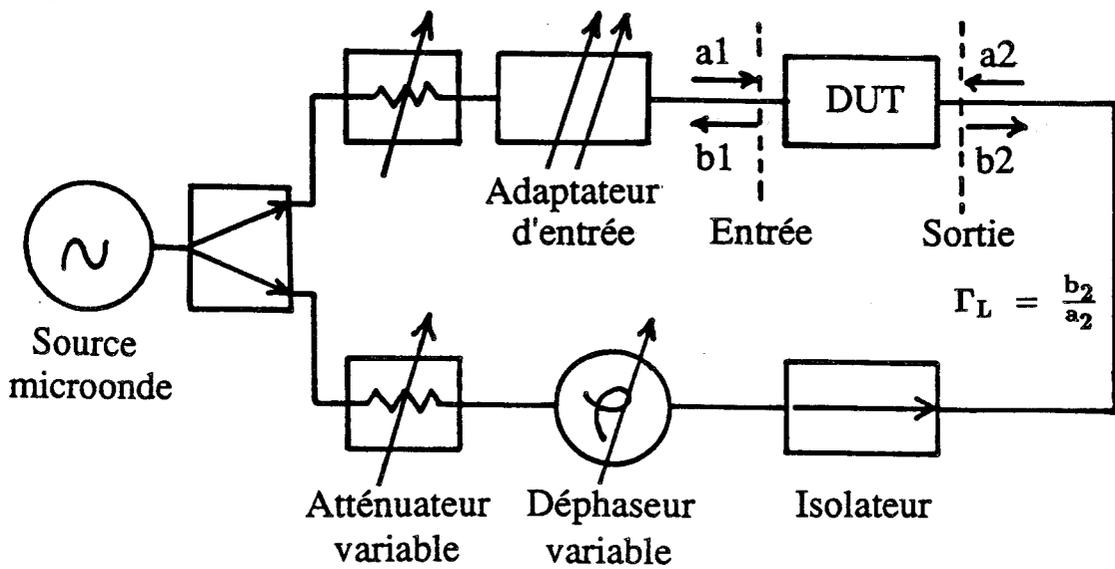


Figure 20: Schéma de principe de la méthode à charge active avec adaptateur d'entrée

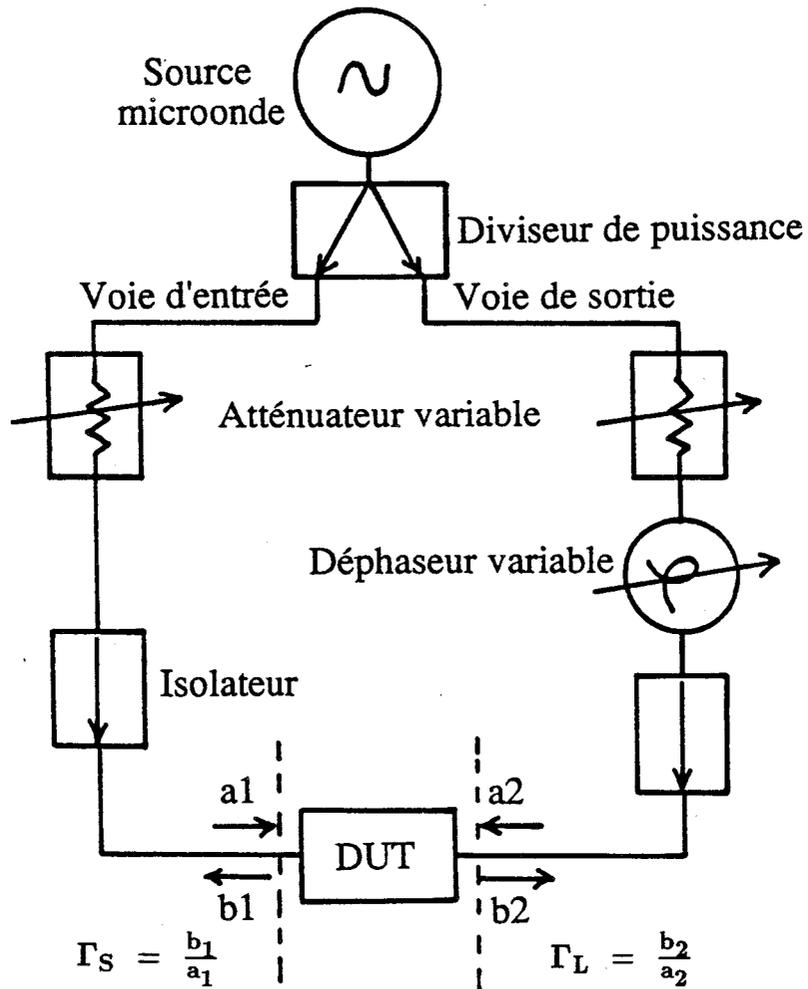


Figure 21: Schéma de principe de la méthode à charge active sans adaptateur d'entrée

L'atténuateur variable dans la voie d'entrée, permet de faire varier le niveau de l'onde incidente a_1 et par conséquent, l'onde transmise par le composant.

L'atténuateur et le déphaseur variables dans la voie de sortie permettent de contrôler l'amplitude et le déphasage de l'onde incidente en sortie du composant a_2 et donc, simule électriquement une charge variable.

La méthode à charge active comparée à la méthode d'adaptation classique (décrite dans le paragraphe 1.4), présente les avantages suivants :

- La possibilité de couvrir l'abaque de Smith entière par une simulation électrique de la charge.
- la possibilité de compenser avec précision les pertes de la ligne de transmission entre la charge simulée et le composant, et de présenter à ce dernier un coefficient de réflexion en sortie de module $|\Gamma_L|$ pouvant le cas échéant atteindre l'unité.
- la possibilité de créer des contours de $|\Gamma_L|$ à puissance constante dans le plan de la charge simplement en faisant varier le déphaseur.

Suite à cette présentation générale de la méthode à charge active, nous présentons maintenant, à titre d'exemples deux réalisations pratiques de cette méthode correspondant aux deux versions d'attaque d'entrée, soit en standard 50Ω , soit par un adaptateur.

1.5.2 Système "load-pull à charge active" sans adaptateur d'entrée et à commande automatique

Ce système a été réalisé à l'Institut de Recherche en Communication Optique et Microondes de Limoges, pour permettre la caractérisation des transistors en fort signal dans la bande 8-12 GHz extensible à 2-18 GHz [9][10].

* Description du système :

La figure 22 donne le schéma du banc réalisé, lequel est constitué des éléments suivants :

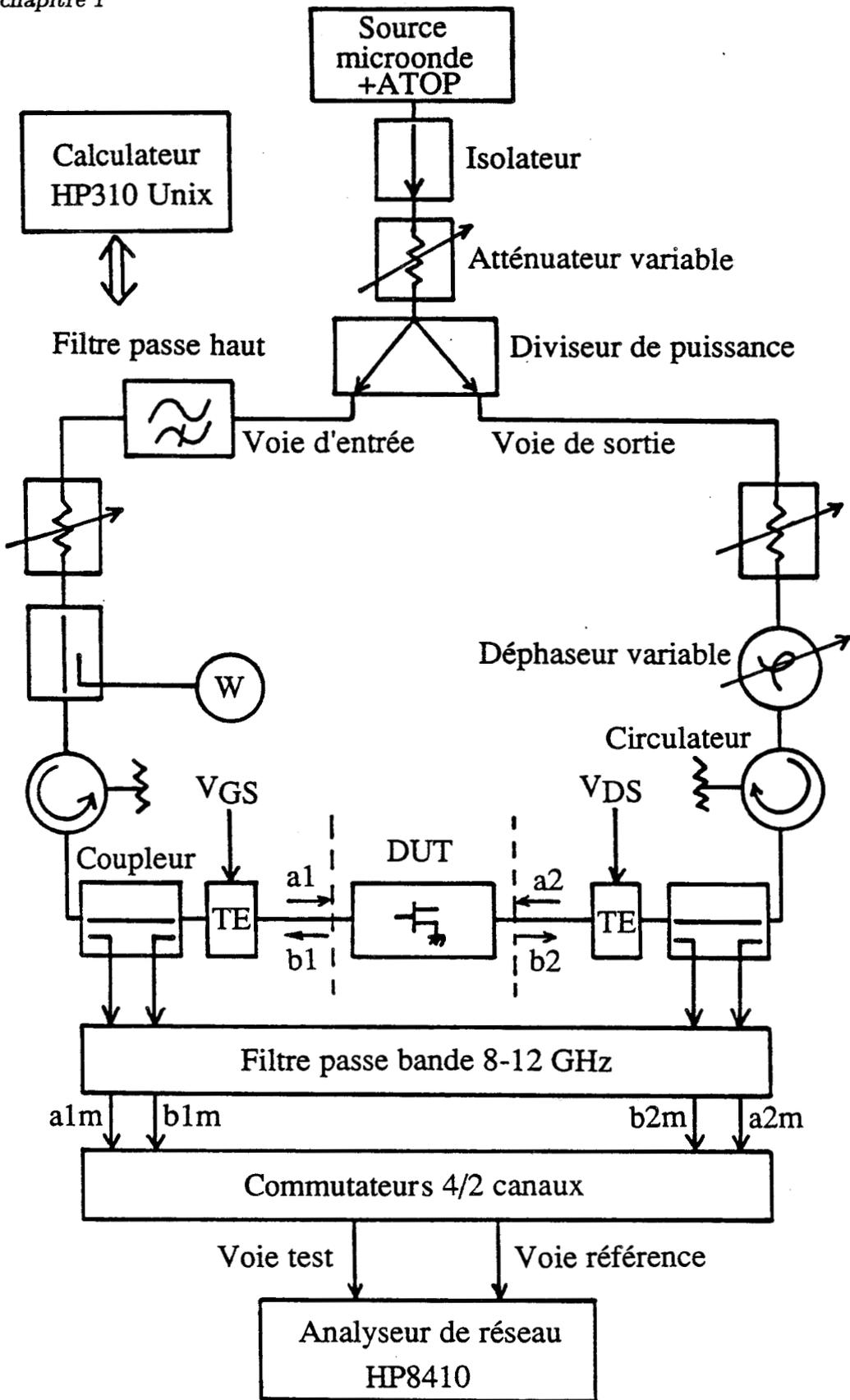


Figure 22: Système "load-pull" à charge active sans adaptateur d'entrée et à commande automatique (8-12 GHz)

- une source microonde suivie d'un amplificateur TOP et d'un isolateur, fournissant l'onde initiale.
- un diviseur de puissance, qui permet d'aiguiller à partir de l'onde initiale, deux ondes incidentes $a_1(t)$ et $a_2(t)$ sur les deux accès du composant.
- deux atténuateurs et un déphaseur variables permettent d'ajuster l'amplitude des ondes $a_1(t)$ et $a_2(t)$ et de régler le déphasage entre ces deux ondes.
- deux circulateurs dont le rôle est de charger sur 50Ω l'onde réfléchie par le dispositif à tester.
- un milliwattmètre permettant de mesurer la puissance incidente, à l'entrée du dispositif à tester, proportionnelle à l'onde de référence $a_1(t)$
- un filtre passe-haut sur la voie d'entrée ayant pour rôle d'empêcher les oscillations du transistor en basse fréquence.
- Deux coupleurs bidirectionnels permettant de prélever une fraction des ondes incidentes et réfléchies par le composant à tester a_1, a_2, b_1, b_2
- Un système de filtre passe bande 8-12 GHz constitué d'un oscillateur 7-18 GHz suivi d'un filtre passe-bas 0-12 GHz.
- deux commutateurs permettant le passage d'un système à quatre canaux à un système à deux canaux compatibles avec l'échantillonneur de l'analyseur de réseau

*** Procédure de calibration du système :**

Suivant les positions choisies des commutateurs, l'analyseur de réseau fournit le module et la phase du rapport d'ondes complexes dans son plan de mesure $\frac{b_{im}}{a_{jm}}$ ($i, j = 1, 2$). Un calibrage en réflexion et en transmission du système est nécessaire afin de pouvoir remonter, par simple calcul analytique, aux valeurs des rapports d'ondes exactes $\frac{b_i}{a_j}$ ($i, j = 1, 2$) dans le plan de référence du composant à partir des valeurs des rapports d'ondes mesurées $\frac{b_{im}}{a_{jm}}$.

La procédure de calibration consiste à relever automatiquement les mesures des coefficients de réflexion et de transmission effectuées avec des étalons standards dans une bande de fréquence donnée, à déterminer les paramètres d'erreur du système et à

les stocker pour être utilisables ultérieurement lors de la procédure de caractérisation du transistor.

* Méthode de caractérisation

La méthode de caractérisation utilisée dans ce banc consiste à faire varier les conditions d'excitation en amplitude et en phase à chaque accès du composant. Les réponses à la fréquence fondamentale sont ensuite mesurées et constituent un fichier de résultats regroupant toutes les variables dépendantes et indépendantes.

Cette caractérisation entièrement automatique, est pilotée par des logiciels d'acquisition des mesures, de tri et de traitement des données.

Elle comprend les deux étapes suivantes :

- a) mesure des paramètres caractéristiques par onde de puissance à la fondamentale du composant
 - b) Recherche de la puissance ajoutée maximale, mesurée à une puissance incidente donnée.
- caractérisation par onde de puissance à la fondamentale :

Elle consiste à effectuer pour une position de phase donnée, toutes les combinaisons des atténuateurs des deux voies du système. Ainsi pour une caractérisation complète du composant à une fréquence et à un point de polarisation donnés la phase entre les ondes a_1 et a_2 est variée entre 0 et 360 degrés.

Cette caractérisation génère un fichier de données caractéristiques du transistor, constitué des paramètres suivants :

- fréquence de travail et point de polarisation
 - valeur de l'amplitude de l'onde de puissance de référence a_1
 - valeurs des ondes complexes incidentes et réfléchies à la fréquence fondamentale: a_1, a_2, b_1, b_2 (ce qui permet de déduire les coefficients de réflexion en entrée $\frac{b_1}{a_1}$ et en sortie $\frac{a_2}{b_2}$ ainsi que le coefficient de transmission du transistor $\frac{b_2}{a_1}$).
- Recherche de la puissance ajoutée maximale à une puissance incidente donnée :

Pour chaque couple d'atténuation des ondes incidentes a_1 et a_2 , le logiciel gère le contrôle du déphasage entre ces deux ondes. Il calcule, pour chaque configuration, les impédances et les puissances à chaque accès du transistor Z_E, Z_S, P_E, P_S , et $P_{ajoutée}$.

Le logiciel permet aussi d'orienter le sens de variation du déphasage entre a_1 et a_2 selon l'accroissement ou la diminution de la puissance ajoutée par le composant, et d'afficher ainsi le "maximum de puissance ajoutée" trouvé.

On notera que cette recherche de "puissance ajoutée maximale" est effectuée à une puissance incidente donnée P_{IN} .

En conclusion, ce système entièrement automatique, étalonné en réflexion et en transmission, permet de déterminer les conditions optimales de fonctionnement du composant, permettant d'obtenir une puissance ajoutée maximale. Grâce à ces outils graphiques, il permet également de tracer sur abaque de Smith, à une puissance incidente donnée P_{IN} les impédances de charge permettant d'obtenir une puissance ajoutée constante et d'en déduire l'impédance de charge optimale Z_{Lopt} .

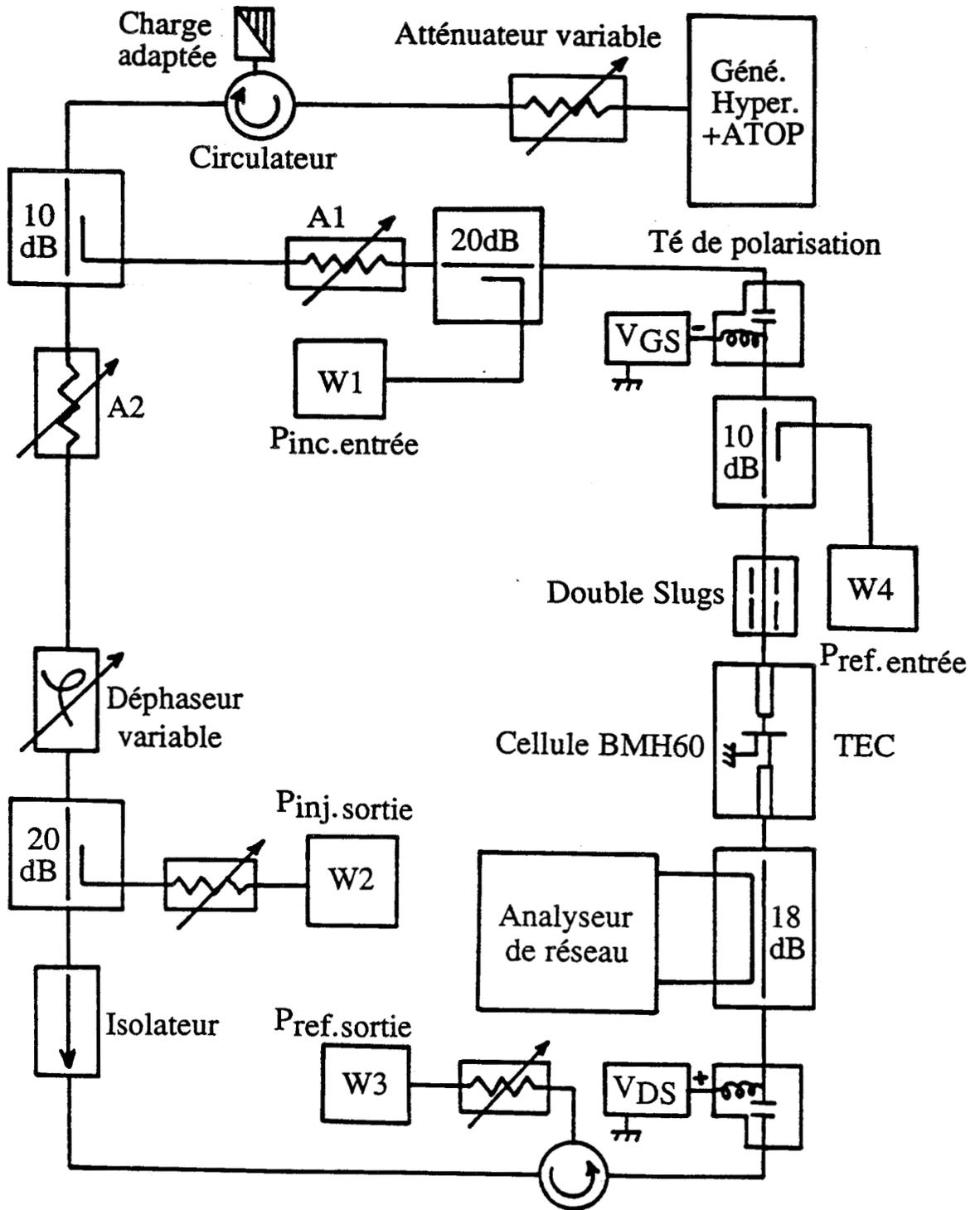


Figure 23 : Système "load-pull" à charge active avec adaptateur d'entrée (2-18 GHz)

1.5.3 Système "load-pull à charge active" avec adaptateur en entrée

Un système "load-pull à charge active" similaire à celui proposé initialement par Takayama a été réalisé dans notre laboratoire par H. Gérard, pour permettre la caractérisation en puissance des transistors à effet de champ entre 2 et 18 GHz, avec pour objectif principal d'accéder directement au gain maximum en puissance disponible MAG

* Description du système

La figure 23 montre le schéma synoptique du banc réalisé. Il est composé des éléments suivants :

- un générateur hyperfréquence suivi d'un amplificateur TOP et d'un isolateur, délivre un signal microonde à fréquence constante, ce signal est divisé à l'aide du coupleur d'entrée en deux signaux cohérents :
 - l'un est appliqué à l'entrée du transistor à travers un adaptateur d'impédance
 - l'autre est injecté à la sortie du transistor à travers un atténuateur (A2) et un déphaseur variables
- des atténuateurs variables : A1 et A2 réglant respectivement les niveaux des puissances des signaux d'entrée et de sortie injectés sur le transistor.
- des milliwattmètres :
 - W1 permet de mesurer la puissance d'entrée au transistor
 - W4 mesure la puissance réfléchie en entrée
 - W2 et W3 sont utilisés pour mesurer respectivement les puissances incidente (ou injectée) et réfléchie présentées à la sortie du transistor.
- un adaptateur mécanique du type "double slugs" ou "Maury" assure l'adaptation d'entrée du transistor
- un déphaseur et un atténuateur (A2) variables sur la voie de sortie du transistor permettent d'ajuster la phase et l'amplitude de la charge active
- un analyseur de réseau du type HP 8410 permettant la mesure "in situ" sur abaque de Smith de l'impédance de charge vue par le transistor

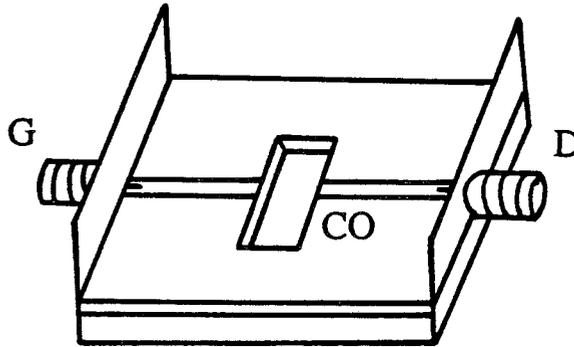


Figure 24: Etalon standard "circuit-ouvert" réalisé dans la cellule BMH 60

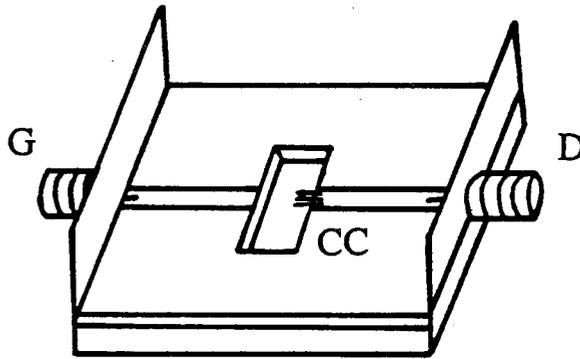


Figure 25: Etalon standard "court-circuit" réalisé dans la cellule BMH 60

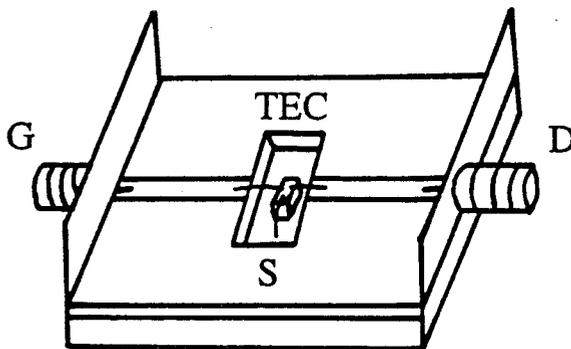


Figure 26: Transistor FET "en puce" monté dans la cellule BMH 60

- un isolateur permet d'éviter que la puissance transmise par le composant remonte vers le déphaseur et entraîne en sortie, la naissance d'un phénomène d'ondes stationnaires.
- deux tés de polarisation du transistor

Les mesures de puissance aux milliwattmètres et de l'impédance de charge à l'analyseur de réseau sont effectuées à travers des coupleurs de mesure.

La cellule de mesure des transistors utilisée est du type BMH 60 munie de deux connecteurs SMA femelles.

*** Etalonnage du système**

L'étalonnage du système en réflexion dans le plan de référence de sortie du composant est effectué à l'aide des étalons standards suivants :

- un circuit-ouvert
- un court-circuit

L'élément de référence "circuit-ouvert" est réalisé dans la cellule de mesure en laissant l'extrémité de la ligne microruban, du côté du plan de référence de sortie du composant, en circuit-ouvert (figure 24).

L'étalon "court-circuit" est également réalisé, au niveau du plan de référence de sortie du composant, en soudant par thermocompression 10 à 15 fils d'or entre l'extrémité de la ligne microruban et le plan de masse (figure 25).

Les dispositifs de contrôle à l'analyseur de réseau sont ajustés pour permettre de visualiser correctement sur l'abaque de Smith, ces éléments de référence "court-circuit" et "circuit-ouvert".

*** Procédure de mesure**

Après étalonnage du système le transistor à effet de champ en puce est monté dans la cellule de mesure (figure 26).

La technique de mesure consiste à adapter d'emblée le transistor à l'aide de l'adaptateur mécanique. Le dispositif de contrôle constitué par le milliwattmètre $W4$ permet, par l'intermédiaire du coupleur 10dB de vérifier que la puissance réfléchie en entrée est effectivement minimale lorsque la puissance fournie à la charge est maximale.

La puissance fournie à la charge P_S est définie comme étant la différence des puissances réfléchie et injectée en sortie du composant :

$$P_S = P_{\text{ref.sortie}} - P_{\text{inj.sortie}} \quad (1.56)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{inj.sortie}} &= \text{puissance injectée à la sortie du composant} \\ &= \frac{1}{2}|a_2|^2 = P_S \frac{|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (1.57)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{ref.sortie}} &= \text{puissance réfléchie à la sortie du composant} \\ &= \frac{1}{2}|b_2|^2 = \frac{P_S}{1-|\Gamma_L|^2} \end{aligned} \quad (1.58)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad : \text{coefficient de réflexion de la charge}$$

L'adaptation en sortie est effectuée par une simulation électrique de la charge, en injectant à la sortie du transistor, un signal de même fréquence que le signal appliqué à son entrée, réglable en amplitude et en phase à l'aide de l'atténuateur $A2$ et le déphaseur variables.

Le contrôle du maximum du niveau de la puissance fournie à la charge P_{Smax} est effectué grâce à un voltmètre différentiel branché en parallèle sur les appareils de mesure de puissance $W2$ et $W3$.

Le transistor étant adapté en entrée et en sortie, on mesure alors directement sur l'écran de visualisation de l'analyseur de réseau, l'impédance de charge (ou son coefficient de réflexion) par rapport au plan de référence de sortie. A partir des mesures de puissance aux milliwattmètres W_1, W_2, W_3 et connaissant les pertes de la cellule et du système en entrée et en sortie, il est alors possible de déduire les puissances des ondes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie du composant : $P_E, P_{\text{ref.sortie}}$ et $P_{\text{inj.sortie}}$.

Le gain en puissance du transistor est alors :

$$G = \frac{P_S}{P_E} = \frac{P_{\text{ref.sortie}} - P_{\text{inj.sortie}}}{P_E} \quad (1.59)$$

En conclusion, ce système "load-pull à charge active" assure, à une puissance incidente d'entrée donnée, l'adaptation de l'entrée du transistor à l'impédance optimale de source (en réalisant $S'_{11} = \Gamma_{Smax}$) grâce à l'utilisation de l'adaptateur mécanique, parallèlement, on cherche à adapter la sortie du transistor à l'impédance optimale de la charge (en réalisant $S'_{22} = \Gamma_{Lmax}$) par la méthode de simulation de la charge active et on relève la puissance de sortie maximale correspondante P_{Smax} .

En amplification petit signal, ce système permet ainsi d'accéder à l'impédance de charge optimale Γ_{Lmax} permettant d'obtenir le gain maximum disponible MAG et répond donc concrètement à la conception en pratique des amplificateurs.

Ce système permet, en outre, à une puissance d'entrée P_E donnée de tracer les contours des impédances de charge Z_L permettant d'avoir une puissance de sortie P_S constante (ou gain en puissance G constant).

En revanche, ce système ne permet pas la mesure "in situ" de l'impédance de source. La mesure de cette impédance est effectuée, dans les mêmes conditions que précédemment, en étalonnant le système en réflexion dans le plan de référence d'entrée du composant. La figure 27 montre le schéma du banc de mesure de l'impédance de source, lequel banc est réalisé en inversant les accès de la cellule de mesure et en plaçant l'adaptateur mécanique suivi d'un dispositif de contrôle de la puissance de sortie. L'impédance de source est alors mesurée à l'analyseur de réseau, lorsque l'adaptation de la sortie du transistor à l'impédance de charge est réalisée à l'aide de l'adaptateur mécanique (c'est-à-dire que la puissance de sortie P_S désirée est obtenue par adaptation mécanique de la charge).

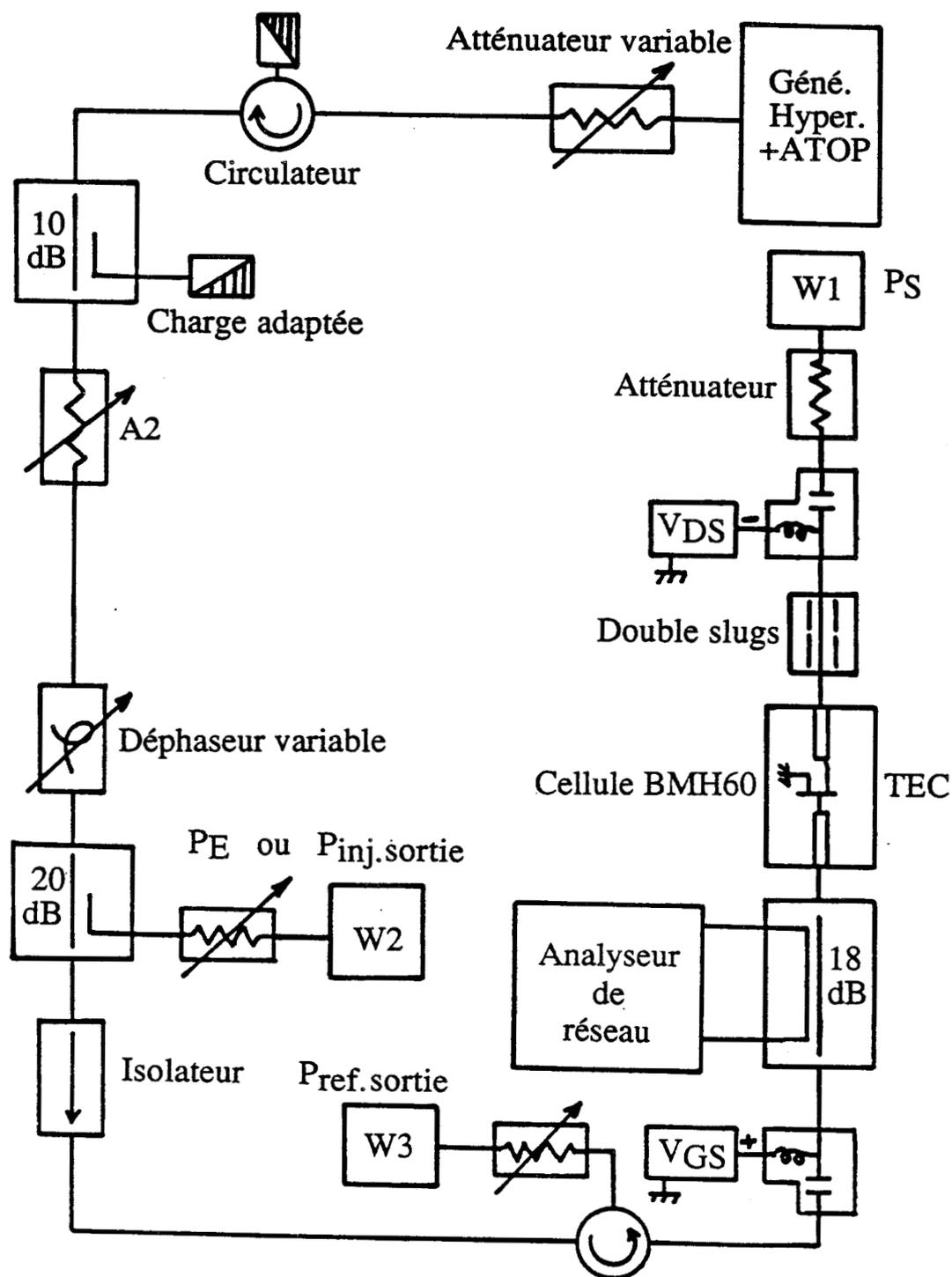


Figure 27: Mesure de l'impédance de source

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'optimisation des conditions de fonctionnement du transistor en amplification de puissance, par rapport à la source et la charge qui lui sont présentées. Ceci nous a amené à voir l'exploitation qui peut être faite de dispositifs de mesures comportant des éléments adaptateurs d'impédances variables c'est-à-dire des systèmes dits "source/load-pull".

On retiendra surtout, de ce chapitre, les inconvénients majeurs du système "load-pull classique" qui sont d'une part, les difficultés de caractérisation de ses adaptateurs mécaniques et d'autre part, la limitation des mesures vers les forts taux d'ondes stationnaires dues aux pertes non négligeables de ces adaptateurs.

Le système "load-pull à charge active" remédie à ces inconvénients; il offre l'avantage d'une souplesse d'utilisation et permet de simuler électriquement toutes les impédances de charge possibles au plan de sortie du composant.

D'autre part, nous avons pu constater, dans cette étude que la caractérisation "in-situ" et dans les plans de référence du composant, implique, pour être efficace, l'élaboration préalable d'un procédé d'étalonnage du système de mesure.

L'utilisation des éléments "déphaseur" et "atténuateurs" commandés électriquement rend possible la réalisation de l'automatisation du banc de mesure "load-pull" à charge active, en couplant l'ensemble à un logiciel d'acquisition et de traitement des mesures. Pour une conduite automatisée du banc il est préférable de simplifier le système et de ne pas avoir d'adaptateur en entrée du transistor, c'est-à-dire d'attaquer celui-ci dans le standard 50Ω . L'obtention des coefficients de réflexion des impédances optimales de source et de charge passe alors nécessairement par une procédure systématique d'exploitation de nombreux fichiers des mesures effectuées.

La version non automatisée du banc "load-pull à charge active" permet facilement l'utilisation d'un adaptateur en entrée ce qui présente l'avantage de pouvoir placer directement le transistor dans ses conditions optimales d'impédances de source et de charge. Par contre son calibrage est plus délicat car il ne bénéficie pas des avantages offerts par une exploitation numérique.

Bibliographie

- [1] G. GENTILI
"Amplificateurs et oscillateurs microondes"
Collection technologie de l'Université à l'industrie
Edition MASSON

- [2] R. SOARES, J. OBREGON et J. GRAFFEUIL
"Application des transistors à effet de champ en Arséniure de Gallium"
Collection technique et scientifique des télécommunications
Edition EYROLLES

- [3] D. ZEMACK
"A new load pull measurement technique eases GaAs characterisation"
Microwave journal, november 1980 pp 63 - 67

- [4] Product feature Maury Microwave Corp
"Software Enhances speed and accuracy of a dual-tunel Noise characterization system".
Microwave journal. Décembre 1989 pp 126-128

- [5] G. LE MEUR, Y. MANCUSO, C. PEIGNET
"Mesure d'un transistor à effet de champ en régime non linéaire en vue de la conception d'amplificateur de puissance"
IEE Microwave Theory and techniques society
Journées d'études sur les mesures hyperfréquences 22-23 novembre 1990.

- [6] A.M. KHILLA
"Accurate measurement of high-power GaAs Fet terminating impedances improve device characterization"
Microwave journal may 1985 p 255 à p 263.

- [7] HAMMERSTAD
"Equation for microstrip circuit design"
5th European Microwave conference sept 1975
Hamburg p 268-271
- [8] TAKAYAMA
"A new load-pull characterization method for microwave power transistor"
IEE MTTTS Digest, Juin 1976 pp 218-220
- [9] J.M. NEBUS
"Système automatique de caractérisation des quadripôles non
linéaires microondes : Application à la conception optimale d'amplificateurs et d'os-
cillateurs de puissance"
Thèse de l'Université de Limoges, Juin 1988.
- [10] J.P. VILLOTTE
"Applications de la méthode des éléments finis à l'étude des supports de propa-
gation pour la microélectronique microonde. Caractérisation expérimentale d'élé-
ments non-linéaires. Application à l'optimisation d'amplificateurs de puissance".
Diplôme d'habilitation à diriger les recherches de l'Université de LIMOGES -
Janvier 1991.

CHAPITRE 2

**Caractérisation des TECs en paramètres S
de 45 MHz à 40 GHz**

Chapitre 2

Caractérisation des TECs en paramètres S de 45 MHz à 40 GHz

Introduction

La mesure des paramètres dispersion "petit signal" d'un transistor est une étape préalable indispensable avant de procéder aux mesures aux bancs de puissances. Pour assurer la cohérence de ces deux types de mesures, il est clair que le transistor doit se trouver dans les deux cas dans la même configuration de montage, et par conséquent dans la même cellule.

L'objectif de ce chapitre est double. Dans une première partie nous présentons la cellule de mesure utilisée, sa mise au point et la validation de sa qualité dans la bande de fréquence 45 MHz - 40 GHz où sont étudiés nos composants.

Dans une deuxième partie, nous mettons en pratique cette cellule pour caractériser en petit signal plusieurs composants typiques millimétriques et déterminer leurs performances potentielles en gains et fréquences de coupure.

Cette approche est effectuée essentiellement avec un schéma équivalent petit signal à éléments localisés. L'optimisation de celui-ci pour couvrir toute la bande de fréquence jusqu'à 40 GHz est effectuée avec une méthode spécifique dont nous décrivons la procédure. Par ailleurs, une autre approche du schéma équivalent, sous une forme distribuée, est également proposée et une comparaison avec le schéma localisé est effectuée afin d'établir laquelle de ces deux représentations est la plus appropriée pour décrire avec précision le comportement des transistors sur toute l'étendue de la bande de fréquence.

1ère partie: Définition de la cellule de mesure

2.1 Choix de la cellule de mesure

Etant donnée la structure planaire du transistor à effet de champ T.E.C., la cellule de mesure choisie est en technologie microruban.

Cette cellule doit présenter d'excellentes caractéristiques entre le continu et 40 GHz.

Elle doit être compatible d'une part avec les liaisons coaxiales pour les mesures à l'analyseur de réseau et d'autre part avec les liaisons en guide pour les mesures au banc de puissance 26.5-40 GHz.

Enfin pour que cette cellule soit directement transparente aux adaptateurs, elle doit inclure les circuits de polarisation du transistor.

Plusieurs types de cellule de mesure utilisant une transition guide d'onde ridge/microruban ont été décrites dans la littérature [1] [2] [3].... Elle permettent de caractériser les transistors à effet de champ millimétriques du DC à 110 GHz.

La figure (1) représente un exemple de ce type de cellule dont la transition guide d'onde ridge/microruban est basée sur une approche de Schneider [4] où l'impédance du guide d'onde (377Ω) est transformée par "le ridge" en l'impédance de la ligne microruban (50Ω).

Cette ligne s'arrête contre le dernier échelon du transformateur "ridge". Le contact entre les deux est effectué par l'intermédiaire d'un onglet et d'une vis de pression. Les impédances et les dimensions mécaniques de chaque échelon du ridge sont calculées par la méthode de Cohn [5] et les formulations données par Hopfer [6].

Cette cellule industrielle large bande, présente l'avantage d'être bien adaptée aux bancs de mesures spécifiques des transistors aux fréquences millimétriques.

En revanche, cette cellule n'est pas directement utilisable pour la caractérisation en large bande à l'analyseur de réseau.

Par ailleurs, cette cellule nécessite une réalisation très délicate et un alignement très précis des contacts guide d'onde/ligne microruban et peut entraîner des problèmes de reproductibilité des mesures.

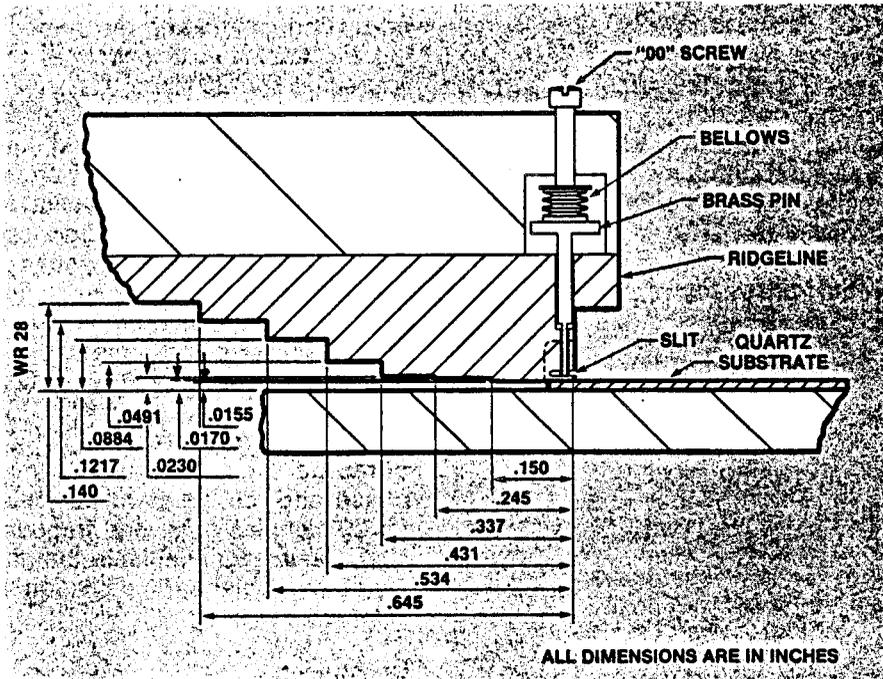


Figure 1: Transition guide d'onde ridge/ligne microruban

Nous avons préféré réaliser une cellule terminée par deux transitions coaxiales/microrubans, et incluant le circuit microruban d'accès au transistor et le circuit de polarisation.

Pour les mesures du transistor aux bancs de puissances dans la bande Ka , cette cellule de mesure est connectée en série entre deux transitions coaxiales/guide d'onde commerciales de bonne qualité.

Ces transitions utilisent des connecteurs K (2.92 mm) du type Wiltron de fréquence de coupure 45 GHz et compatibles avec les connecteurs APC 3.5.

Notons que dernièrement, Wiltron a lancé sur le marché des connecteurs du type V réalisant d'excellentes performances jusqu'à 60 GHz.

2.2 Caractéristiques de la cellule de mesure

2.2.1 Description de la cellule de mesure

La cellule de mesure réalisée est représentée à la figure 2. Dans son principe cette cellule présente une forte similitude avec une cellule réalisée antérieurement au laboratoire par G. DAMBRINE [7]. Nous l'avons modifiée en y introduisant les circuits de polarisation du transistor.

Cette cellule est constituée de trois parties :

- Deux demi-boîtiers mécaniques identiques ou "demi-cellules" qui sont les supports du circuit microruban de test et de polarisation du transistor. Chacun de ces demi-boîtiers est muni d'une transition coaxiale/microruban et d'un "by-pass".
- Un support mécanique du composant à tester appelé "insert".

Ces trois pièces mécaniques sont reliées entre elles par des vis de serrage.

a) La demi-cellule de mesure

La transition coaxiale/microruban est réalisée par un connecteur K (du type à visser), fixé mécaniquement à la face latérale du demi-boîtier et assurant la liaison avec la ligne microruban d'accès au composant.

Le circuit microruban est réalisé sur un substrat d'alumine d'épaisseur $h = 254 \mu\text{m}$ (1/100 de pouce) avec une métallisation de $5.16 \mu\text{m}$. Ce substrat permet, grâce à ses qualités supérieures, de minimiser les pertes, les problèmes de dispersion, de rayonnement et d'apparition de modes supérieurs en hautes fréquences. D'autre part, la couche de métallisation (Nickel-chrome-or) de ce substrat permet des soudures multiples par thermocompression, sans dégradation notable de ses performances.

L'accès au composant est assuré par une ligne microruban d'impédance caractéristique $Z_C = 50 \Omega$. Cette ligne a une largeur égale à $250 \mu\text{m}$ et une longueur égale à la longueur physique du demi-boîtier réalisé, soit 2.4 mm.

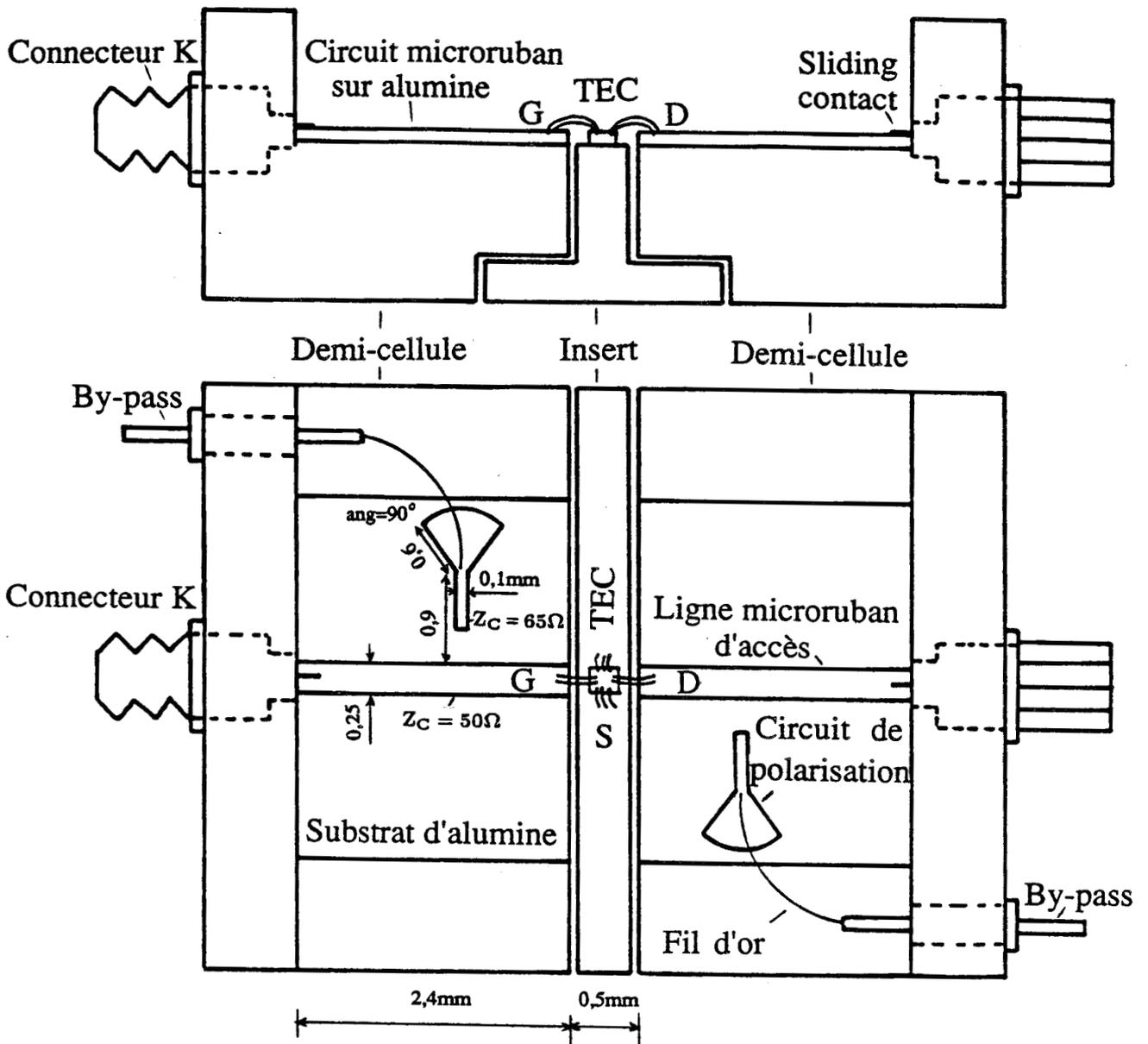


Figure 2: Cellule de mesure du transistor

La liaison entre le conducteur central du connecteur K et la ligne microruban est réalisée par une pièce métallique coulissante appelée "sliding contact" (figure 3). L'extrémité cylindrique de ce "sliding contact" vient enserrer le conducteur central du connecteur. L'autre extrémité de ce contact est plate et repose sur la ligne microruban.

b) Le support mécanique du composant ou "insert"

C'est une tranche métallique de largeur 500 μm . Le transistor en "puce" est collé sur l'insert et se trouve au même niveau que les lignes d'accès microruban.

2.2.2 Caractérisation hyperfréquence de la cellule de mesure sans ses circuits de polarisation

Dans un premier temps les caractéristiques hyperfréquences de la cellule de mesure ont été relevées en déconnectant le circuit de polarisation.

Les performances de la cellule dépendent étroitement des qualités des connecteurs K de la ligne microruban, de la transition coaxiale/microruban et éventuellement des liaisons par thermocompression entre les lignes microrubans.

Pour contrôler ces caractéristiques, nous mesurons tout d'abord à l'analyseur de réseau HP85107A les coefficients de réflexion des demi-boîtiers séparés (les extrémités des lignes microrubans sont en circuit-ouvert). Les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} mesurés aux plans d'entrée des connecteurs sont représentés à la figure 4.

Nous mesurons ensuite à l'analyseur de réseau les caractéristiques de la cellule de mesure "en liaison directe" en connectant directement par des fils de thermocompression parallèles, les extrémités de ses lignes microrubans. Les coefficients de transmission et de réflexion mesurés entre les plans des connecteurs de la cellule "en liaison directe" ou "Thru" sont représentés à la figure 5.

Ces mesures montrent que la cellule en "liaison directe" présente à l'entrée de ces connecteurs un facteur de réflexion meilleur que - 13 dB entre DC-40 GHz et un coefficient de transmission décroissant en fonction de la fréquence de 0 dB à - 1,5 dB (à 40 GHz).

Nous pouvons aussi constater que les modules du coefficient de réflexion de la cellule en "circuit-ouvert" et du coefficient de transmission de la cellule en "liaison directe" présentent une variation pratiquement identique, régulière et sans aucune résonance.

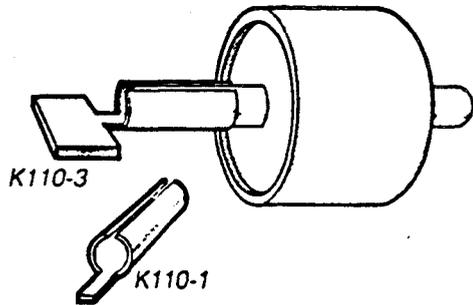
Specifications

Return Loss: 15 dB to 40 GHz (usable to 46 GHz)

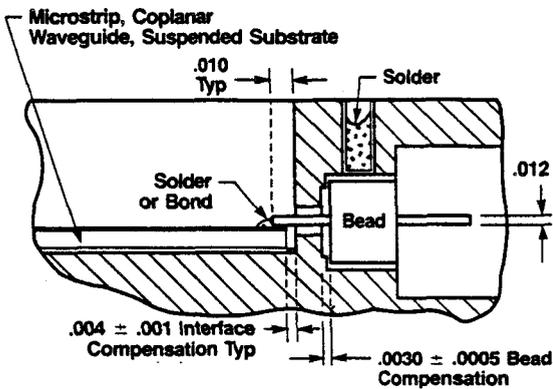
Maximum DC Input: 1200 volts

Temperature Range: -55°C to +125°C

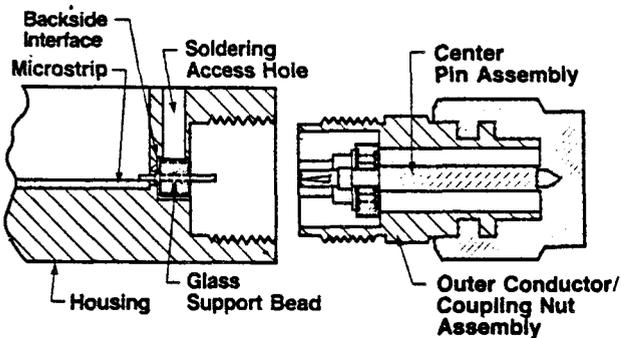
Material: Stainless steel with heat treated, beryllium copper center conductor and bead support, PPO[®] Bead.



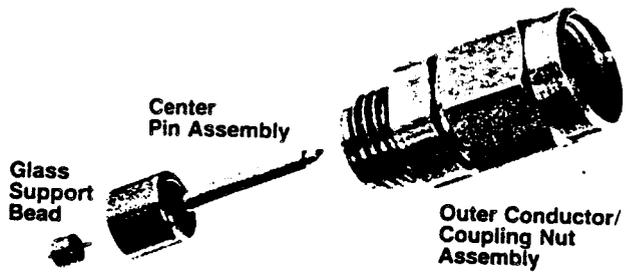
Glass Bead, K110-1 Sliding Contacts for Alumina Microstrip, and K110-3 Sliding Contacts for Duroid Microstrip



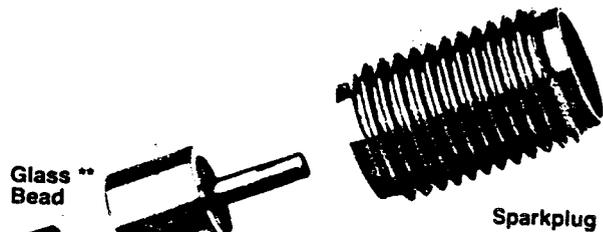
Glass Bead Installation



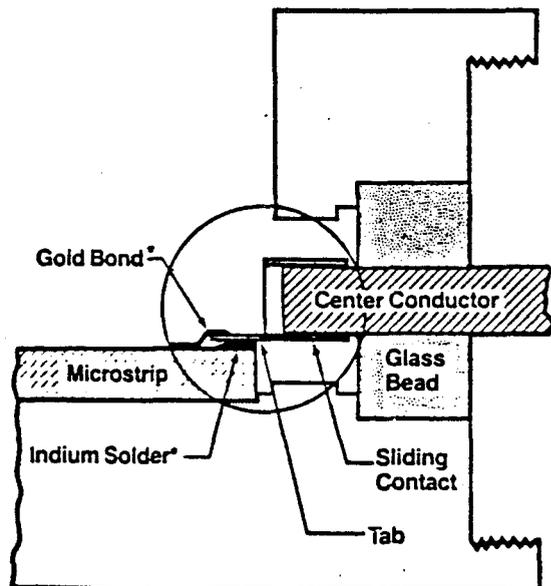
K Connector Launcher Assembly, Assembled



Sparkplug-Launcher Connector, Unassembled



Sparkplug Connector



*Alternate attachment techniques

K110 Sliding Contacts Installation

Figure 3: Constitution et spécification du connecteur K

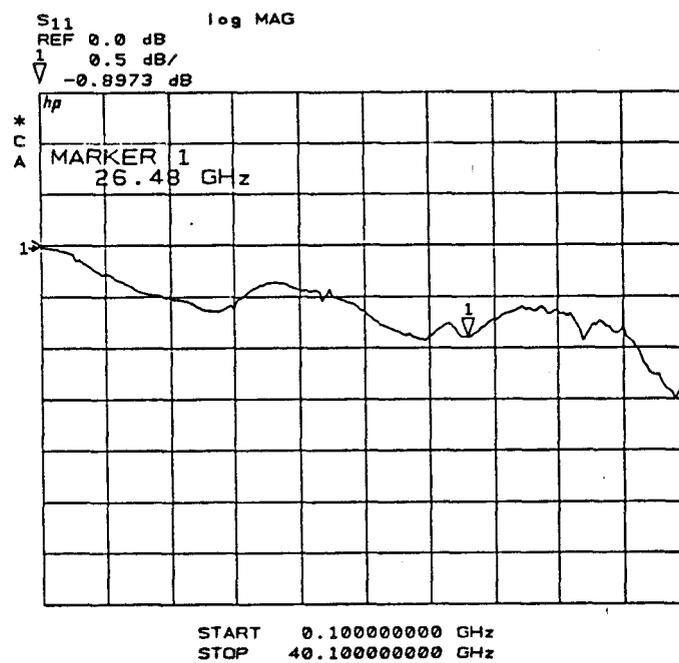
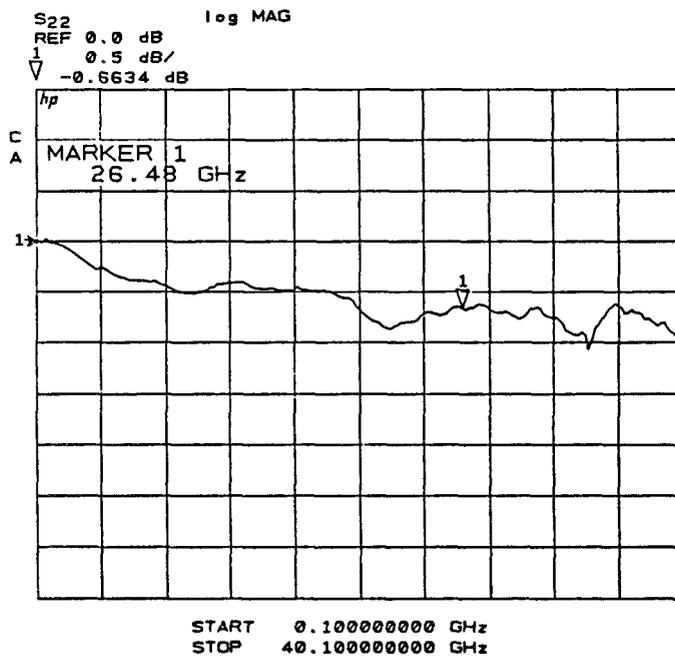


Figure 4: Coefficients de réflexion mesurés dans les plans des connecteurs K des demi-boîtiers de la cellule (les extrémités des lignes microrubans d'accès sont en circuit-ouvert)

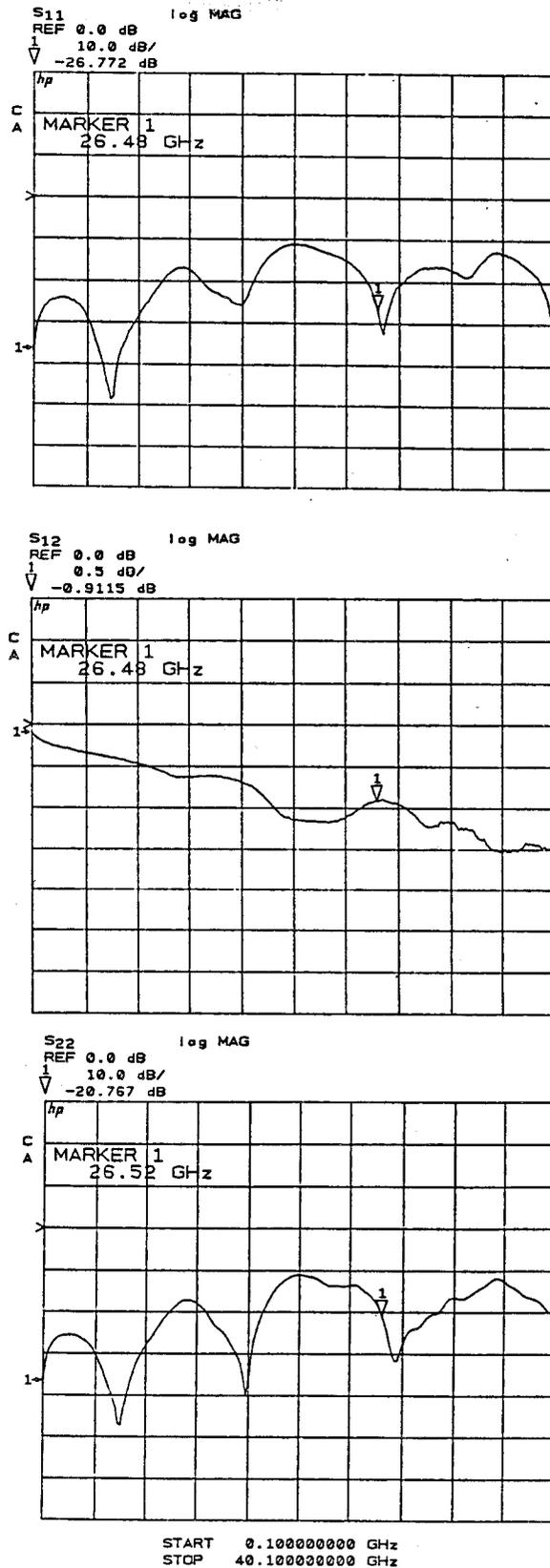


Figure 5: Coefficients de réflexion et de transmission mesurés dans les plans de connecteurs de la cellule de mesure (les extrémités des lignes d'accès sont en liaison directe)

Des performances de cette qualité sur une bande de fréquence aussi large, demandent beaucoup de précision et nécessitent un temps considérable.

La conception d'une telle cellule implique donc :

- une réalisation mécanique précise des dimensions des demi-boîtiers et de l'insert
- une réalisation mécanique précise de l'emplacement prévu pour les connecteurs K à l'aide d'un alésoir spécifique Wiltron (Drill Set Wiltron 01-104)
- une fixation des connecteurs K mâle et femelle dans leur emplacement mécanique au moyen d'un kit de montage Wiltron (Torquing kit Wiltron 01-105)
- une découpe précise ($< 10 \mu\text{m}$) du substrat d'alumine aux dimensions mécaniques du demi-boîtier à l'aide d'une machine de découpe des composants semi-conducteurs.
- un collage précis du substrat d'alumine sur les supports mécaniques du demi-boîtier à l'aide d'une colle epoxy conductrice. Lors de cette opération, il est nécessaire d'obtenir un alignement parfait dans la cellule, entre les conducteurs centraux des connecteurs K et les lignes microrubans d'accès du circuit de test du composant. L'ensemble "boîtiers mécaniques-circuits" est ensuite porté à une température de 80°C pendant 2 heures, pour polymériser cette colle conductrice sans pour autant diminuer les performances des connecteurs K ($T^\circ\text{C}$ maximale des connecteurs K est voisine de 125°C).
- un montage soigné du contact coulissant "sliding contact" autour du conducteur central du connecteur K de telle façon que toute sa partie plate repose horizontalement et parfaitement sur la ligne microruban.
- une optimisation du coefficient de réflexion mesuré des deux demi-boîtiers de la cellule en déplaçant progressivement les contacts coulissants sur la ligne microruban.
- un collage définitif du contact coulissant à la ligne microruban, après contrôle des caractéristiques hyperfréquences de la cellule en "liaison directe".

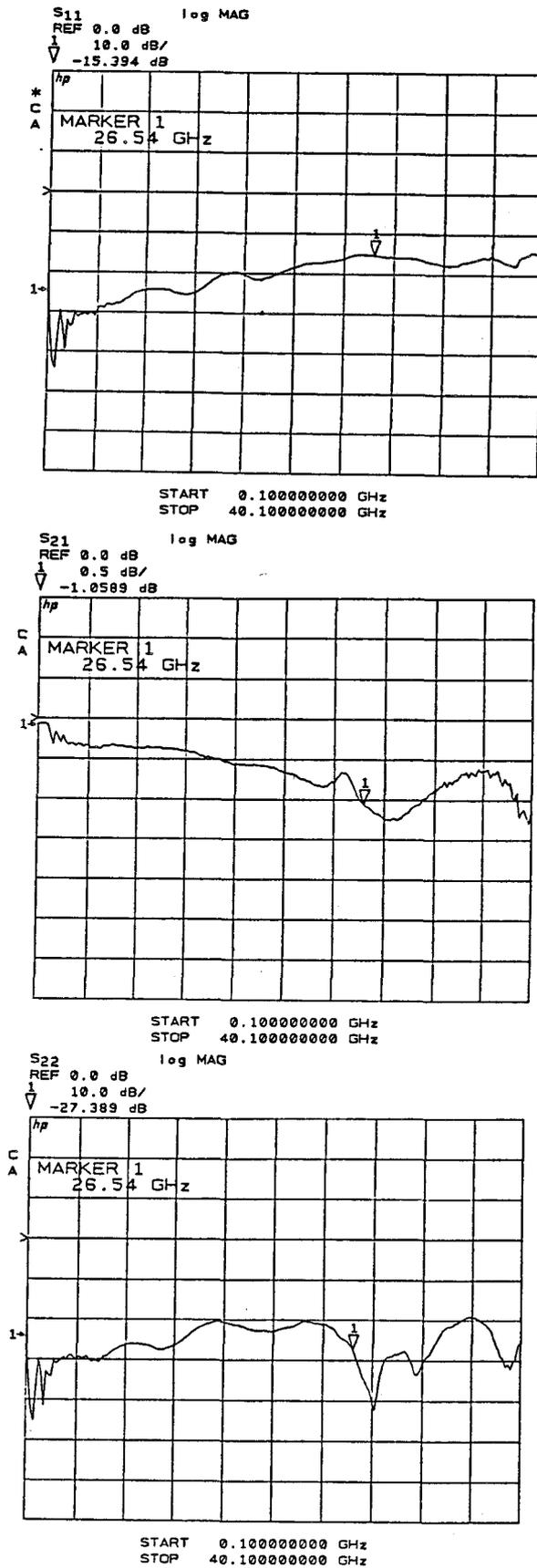


Figure 6: Coefficient de réflexion et de transmission du "bias Wiltron 45 MHz-40 GHz".

2.2.3 Intégration des circuits de polarisation dans la cellule de mesure

a) Justification du choix d'une polarisation intégrée

Lorsque ce travail a été commencé il n'existait pas dans le commerce de té de polarisation utilisable jusqu'à 40 GHz.

Wiltron propose actuellement un té de polarisation à connecteurs K couvrant la bande 45 MHz-40GHz.

Nous avons mesuré à titre indicatif les caractéristiques hyperfréquences de ce té (figure 6). Il présente des pertes importantes en fin de bande (- 1.3 dB à 40 GHz).

En raison de l'encombrement de ce dispositif dans un système de mesure et de ses importantes pertes d'insertion, nous nous sommes proposés de réaliser des "circuits microrubans de polarisation" intégrés dans la cellule en parallèle avec le circuit microruban d'accès au composant.

Pour les caractérisations à l'analyseur de réseau, nous utilisons les possibilités de polarisation de celui-ci et par conséquent, les circuits microrubans de polarisation de notre cellule sont déconnectés. Ceux-ci seront connectés lors des mesures aux bancs de puissance.

b) Effets des circuits de polarisation intégrés sur les caractéristiques de la cellule

Le circuit de polarisation hyperfréquence est un filtre passe-bas constitué d'une ou deux cellules L-C.

Ce circuit, réalisé en technologie microruban, est constitué généralement d'une succession de lignes de transmission $\frac{\lambda_g}{4}$ ayant alternativement une faible et une grande impédance caractéristique, comme le représente la figure 7.

Nous avons réalisé un circuit de polarisation avec simplement une cellule L-C constituée d'une ligne de transmission $\frac{\lambda_g}{4}$ d'impédance caractéristique élevée en cascade avec un élément de "stub" radial (figures 2 et 7b).

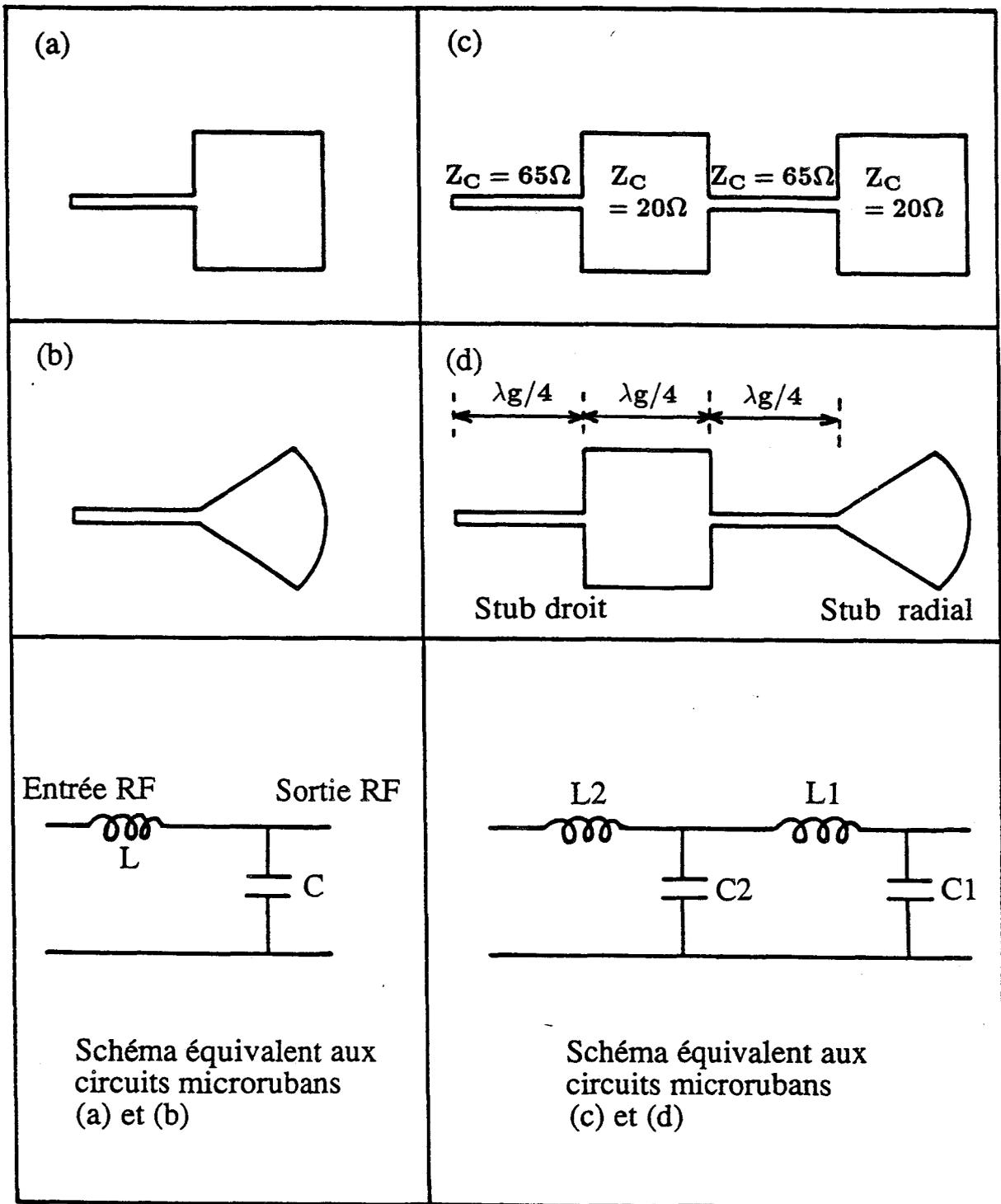


Figure 7: Circuit de polarisation du transistor à une ou deux cellules L-C.

Ce circuit comparé au circuit de polarisation utilisant un stub droit "basse impédance" (figure 7a) présente l'avantage d'avoir une plus large bande passante et occupe une surface physique plus faible.

La figure 8 représente le schéma du circuit réalisé et son emplacement dans la cellule de mesure. Les dimensions physiques de l'ensemble du circuit de polarisation ont été calculées puis optimisées par le logiciel de CAO Touchstone, dans le but d'obtenir un coefficient de réflexion meilleur que - 15 dB dans la bande 26.5-40 GHz entre les accès E et S (figure 8).

La mesure ainsi que la simulation de la cellule "en liaison directe" , munie de ce circuit de polarisation connecté aux lignes d'accès montrent la présence d'une résonance à la fréquence 13 GHz (figure 8).

Cette résonance est due au circuit de polarisation; en effet ce circuit est équivalent à une cellule L-C avec :

$L \# \frac{Z_C \sqrt{\epsilon_r} l}{C_0} \# 0.6 nH =$ valeur approchée de l'inductance de la ligne de transmission de longueur $l = \frac{\lambda_g}{4}$ et d'impédance caractéristique $Z_C = 65 \Omega$.

$C \# \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{h} \# 0,25 pF =$ valeur approchée de la capacité de l'élément de transmission radial de surface S avec :

$C_0 =$ vitesse de la lumière

$h =$ hauteur du substrat

$\lambda_g =$ longueur d'onde guidée dans le substrat d'alumine ($\epsilon_r = 9.7$)
calculée à 33 GHz

La fonction de transfert de ce circuit de polarisation est de la forme $\frac{1}{1-LC(2\pi F)^2}$ dont l'évolution en fonction de la fréquence est équivalente à celle d'un filtre passe bas, résonnant à la fréquence $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 13GHz$.

Il résulte de ce qui précède que les résonances sont inévitables quelle que soit la configuration du circuit de polarisation L-C utilisé.

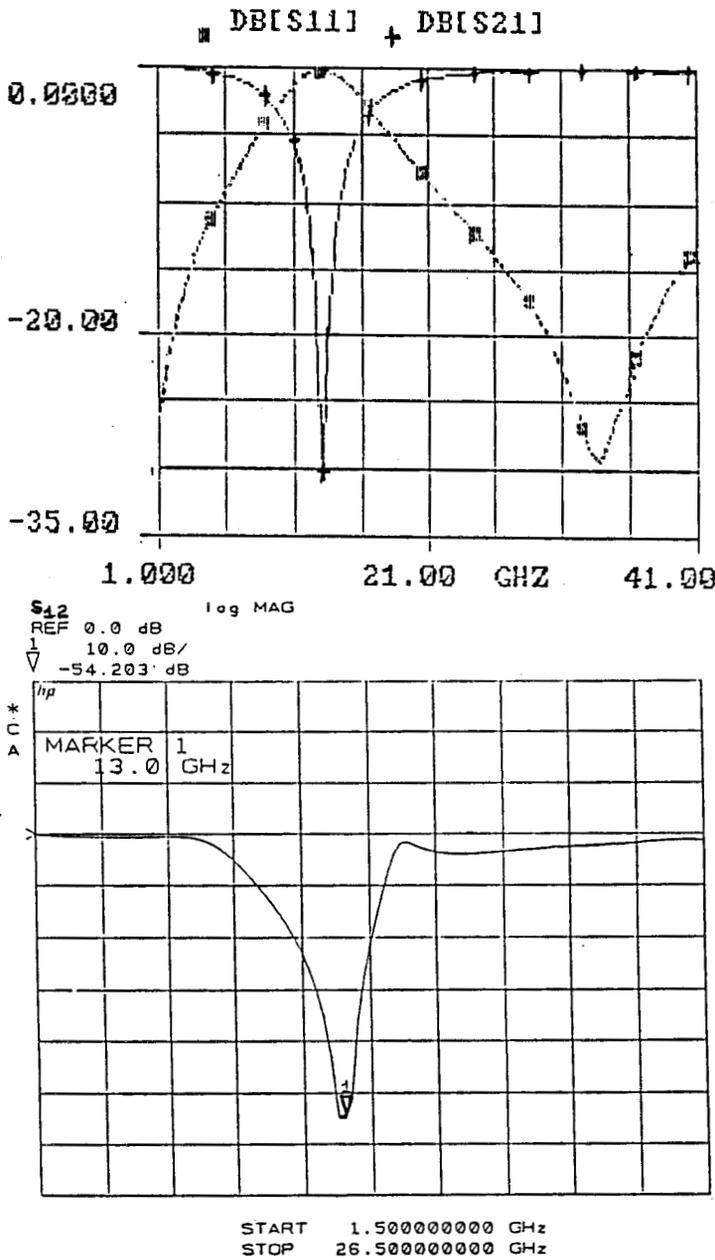
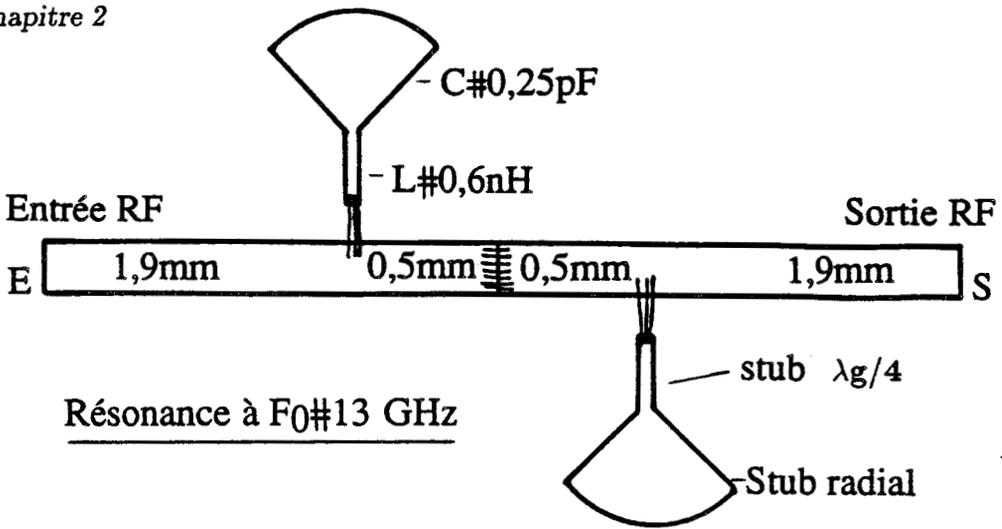


Figure 8: Simulation et mesure entre E et S des caractéristiques de la cellule munie du circuit de polarisation L-C ci-dessus.

Cependant, il est possible de diminuer cette fréquence de résonance à quelques centaines de MHz en utilisant une microcapacité millimétrique en chip (collée à la masse) de valeur supérieure à 50 pF (à la place du stub radial) et un fil d'or de quelques mm soudé par thermocompression entre la face supérieure de la microcapacité et la ligne microruban d'accès (en remplacement de la ligne de transmission $\frac{\lambda_g}{4}$ d'impédance caractéristique $Z_C = 65\Omega$) (figure 9).

Nous pouvons noter également qu'un circuit de polarisation à deux cellules L-C tels que ceux représentés aux figures (7c et 7d) présente deux fréquences de résonance F_{01} et F_{02} :

$$F_{01} = \frac{1}{2\Pi} \sqrt{\frac{[L_1 C_1 + (C_2 + C_1) L_2] - \sqrt{[L_1 C_1 + (C_2 + C_1) L_2]^2 - 4 L_1 L_2 C_1 C_2}}{2 L_1 L_2 C_1 C_2}}$$

$$F_{02} = \frac{1}{2\Pi} \sqrt{\frac{[L_1 C_1 + (C_2 + C_1) L_2] + \sqrt{[L_1 C_1 + (C_2 + C_1) L_2]^2 - 4 L_1 L_2 C_1 C_2}}{2 L_1 L_2 C_1 C_2}}$$

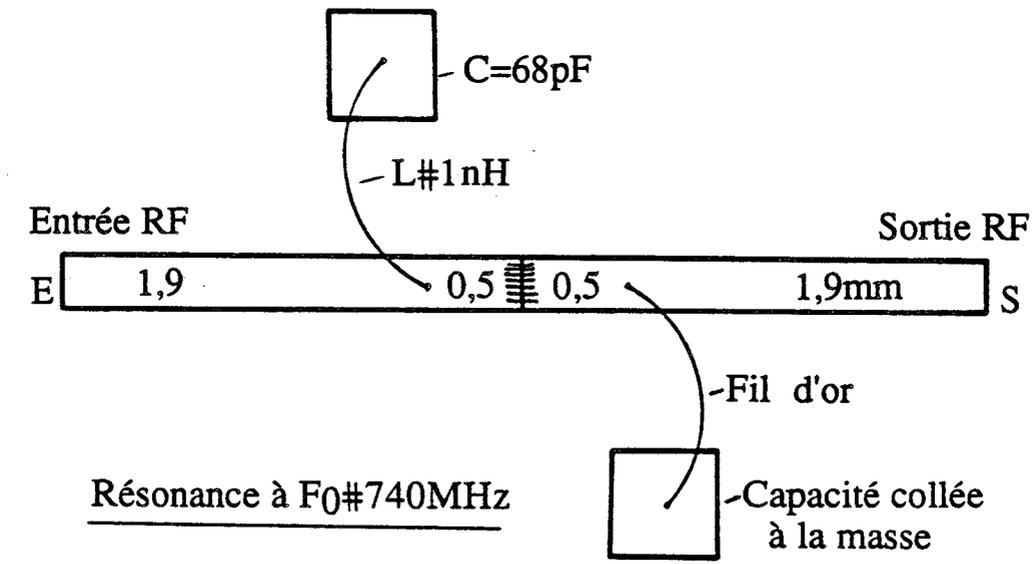
Ces expressions se réduisent à $F_{01} = 0,6F_0$ et $F_{02} = 1,6F_0$ dans le cas où $C_1 = C_2 = C$ et $L_1 = L_2 = L$, avec $F_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{LC}}$.

Notons qu'il est possible d'amortir les résonances des circuits de polarisation en introduisant une microrésistance R (en chip) en série entre la microcapacité C et l'inductance L présentée par le fil d'or thermocompressé (figure 10).

En effet la fonction de transfert d'un tel circuit (incluant la microrésistance R) est de la forme:

$$\frac{1}{\sqrt{L^2 C^2 \omega^4 + (R^2 C^2 - 2LC) \omega^2 + 1}} \quad (\text{avec } \omega = 2\Pi F)$$

elle se réduit à $\frac{1}{RC\omega}$ lorsque la valeur de la microrésistance R devient importante (supérieure à 500 Ω). Les résultats de simulation de la cellule "en liaison directe" munie de ce circuit de polarisation "amorti avec une résistance $R = 1K\Omega$ " montrent une disparition nette des résonances (figure 10).



Résonance à $F_0 \# 740\text{MHz}$

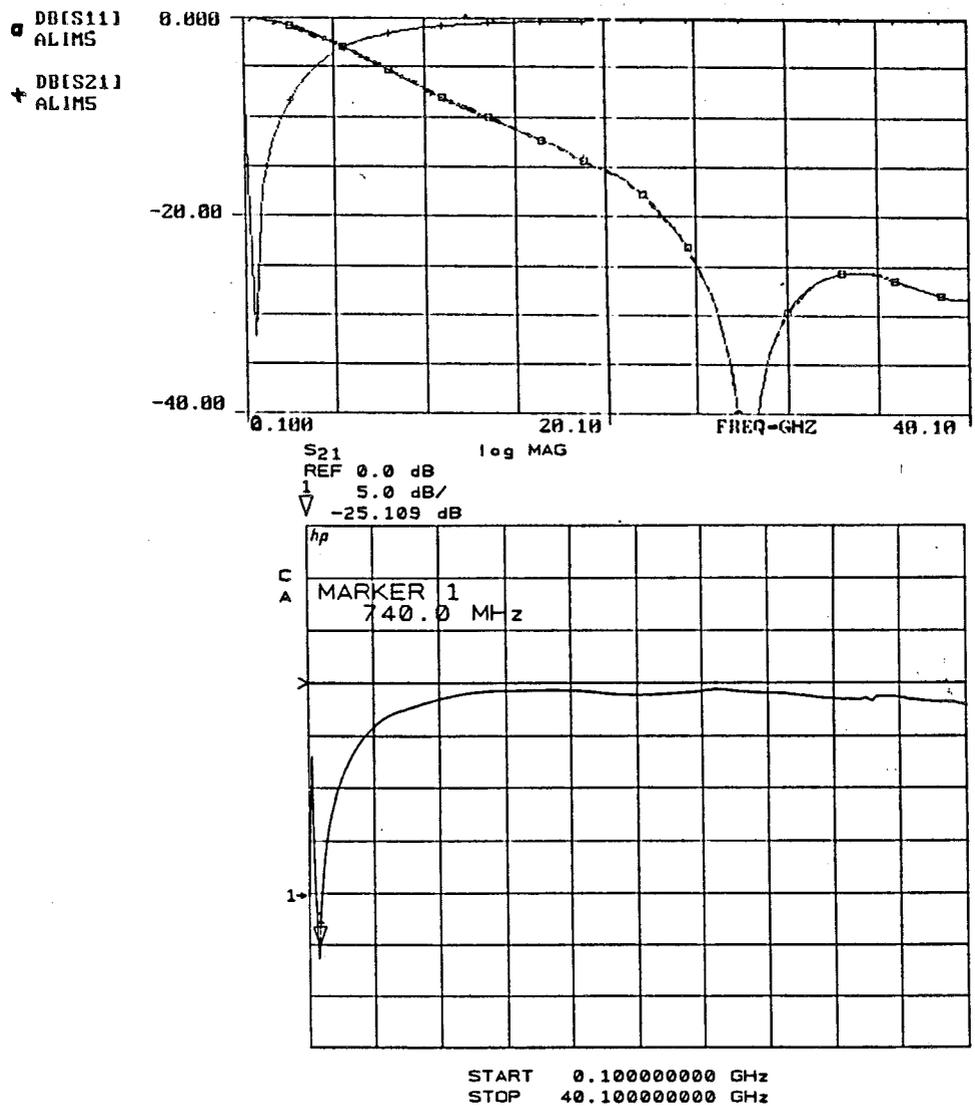


Figure 9: Simulation et mesure entre E et S des caractéristiques de la cellule munie du circuit de polarisation L-C ci-dessus.

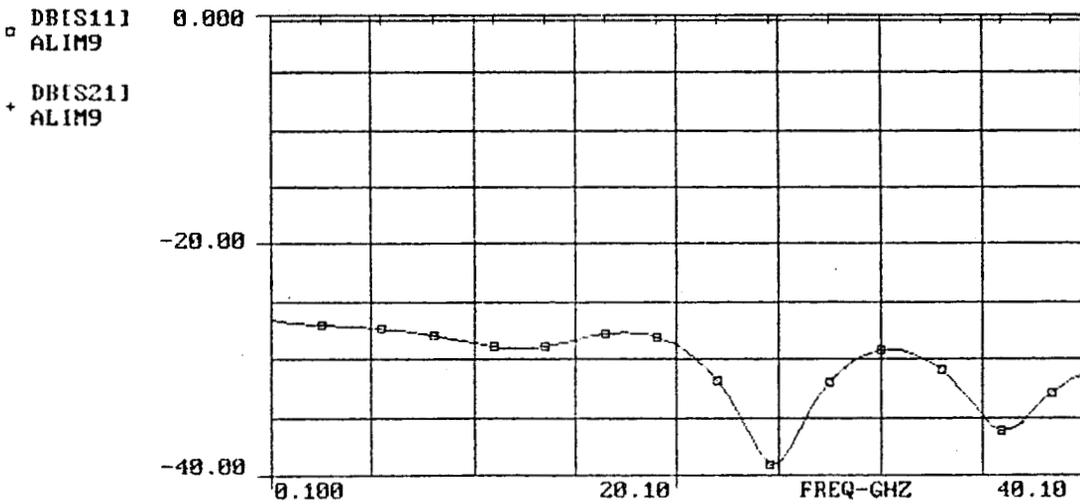
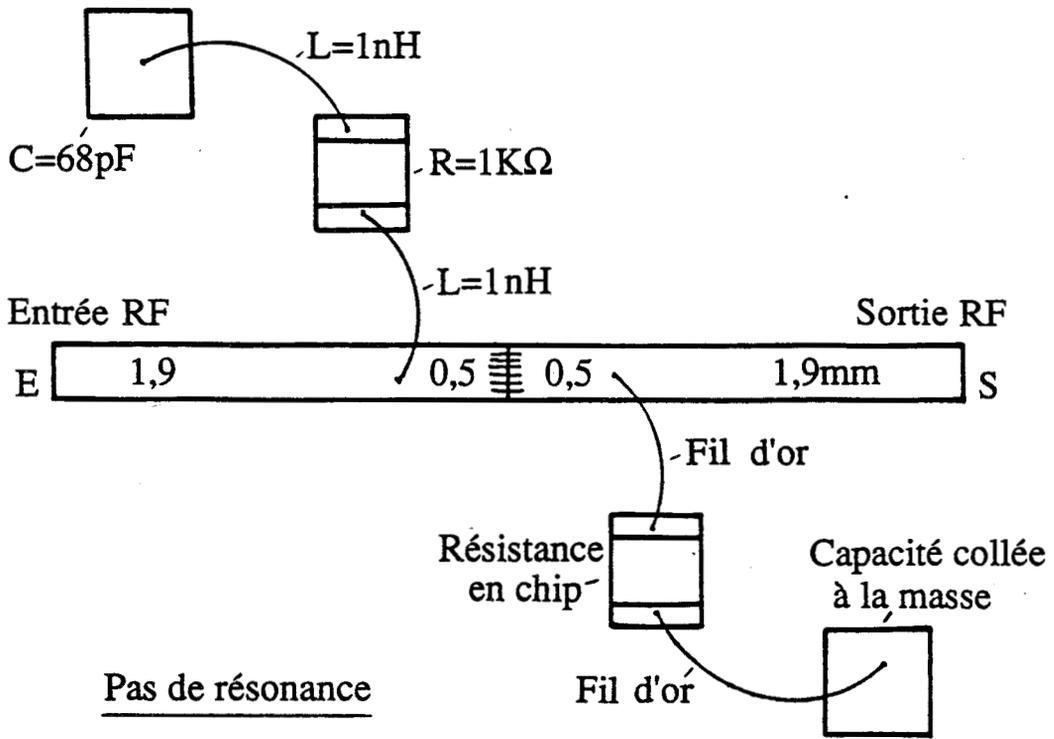


Figure 10: Simulation entre E et S des caractéristiques de la cellule munie du circuit de polarisation L-C " à amortissement " ci-dessus.

Nous reviendrons en détail sur les effets indésirables introduits par ces résonances du circuit de polarisation sur les mesures des paramètres S et les mesures de puissance du transistor dans le prochain chapitre.

Rappelons que pour le calibrage de la cellule et la caractérisation en paramètres S petit signal des transistors à effet de champ à l'analyseur de réseau, nous utilisons uniquement le "circuit de test" constitué par les lignes microrubans d'accès ($Z_C = 50 \Omega$). Dans ce cas le transistor est alimenté en continu automatiquement par les tés de polarisations propres à l'analyseur de réseau.

2.3 Calibration de la cellule de mesure

2.3.1 Description de la procédure de calibration

La figure 11 représente notre système de mesure des paramètres S du transistor en "puce" monté dans la cellule. Ce système est constitué de l'analyseur de réseau automatique HP85107A avec ses cables de connexion 2.4 mm, de deux transitions coaxiales 2.4mm/K et des demi-boîtiers de la cellule de mesure

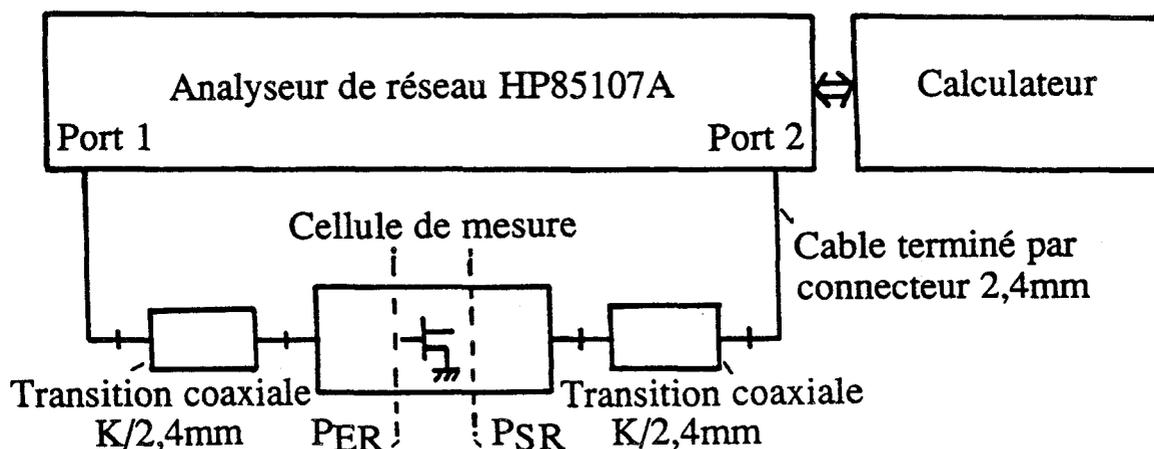


Figure 11: Système de mesure des paramètres S

Ce système est équivalent au modèle d'erreur représenté à la figure 12.

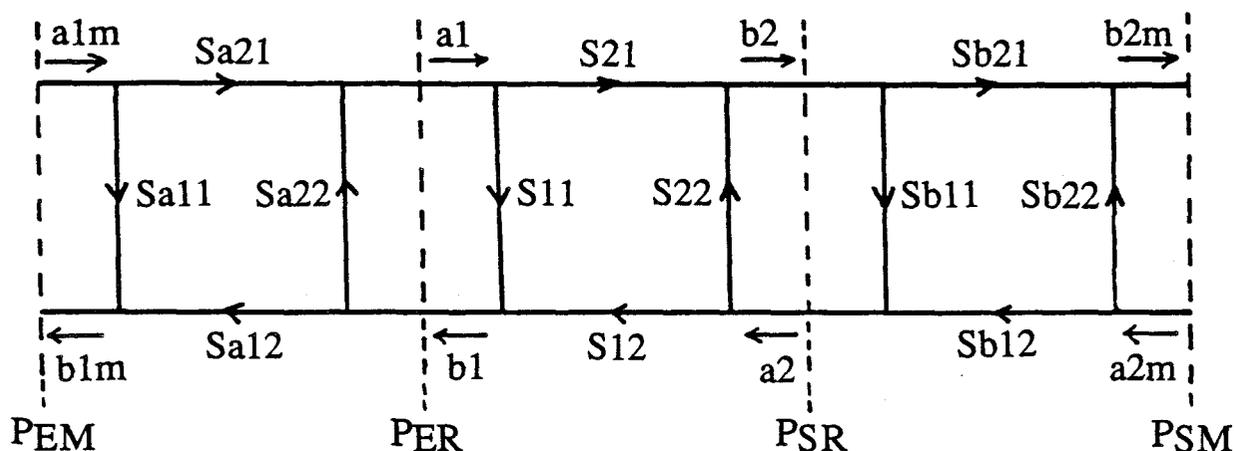


Figure 12: Modèle d'erreur équivalent au système de mesure des paramètres S

P_{EM} et P_{SM} sont les plans de mesure au niveau des détecteurs de l'analyseur de réseau. P_{ER} et P_{SR} sont les plans de référence à l'entrée et à la sortie du composant sous test. Les paramètres $S_{a_{ij}}$ et $S_{b_{ij}}$ sont respectivement les paramètres de dispersion des réseaux d'erreur d'entrée et de sortie.

Afin de déterminer les paramètres S_{ij} du composant dans ses plans de référence P_{ER} et P_{SR} à partir des paramètres S_{Mij} bruts mesurés par l'analyseur de réseau au plan P_{EM} et P_{SM} , il faut connaître les huit termes d'erreurs $S_{a_{ij}}$ et $S_{b_{ij}}$ ($i, j = 1$ et 2).

Il est donc nécessaire de procéder à un étalonnage préalable de la mesure en effectuant au moins huit mesures différentes.

Nous utilisons donc la méthode de calibrage TRL "Thru Reflect Line" appliquée aux structures microrubans [8], [9], [10], [11]. Cette technique de calibrage nécessite les trois standards d'étalonnage suivants :

- la connexion directe des lignes microrubans d'accès des deux demi-boîtiers de la cellule (Etalon "Thru")
- l'insertion et la connexion d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω entre les lignes d'accès des deux demi-boîtiers (Etalon "Line" ou "Delay line")

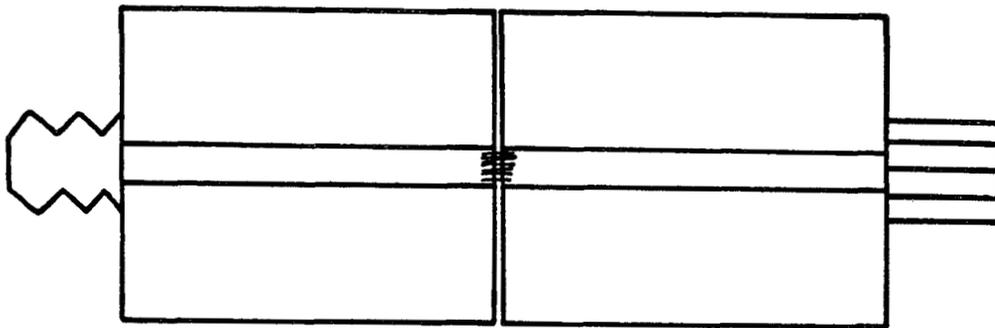


Figure 13: Etalon "Thru"

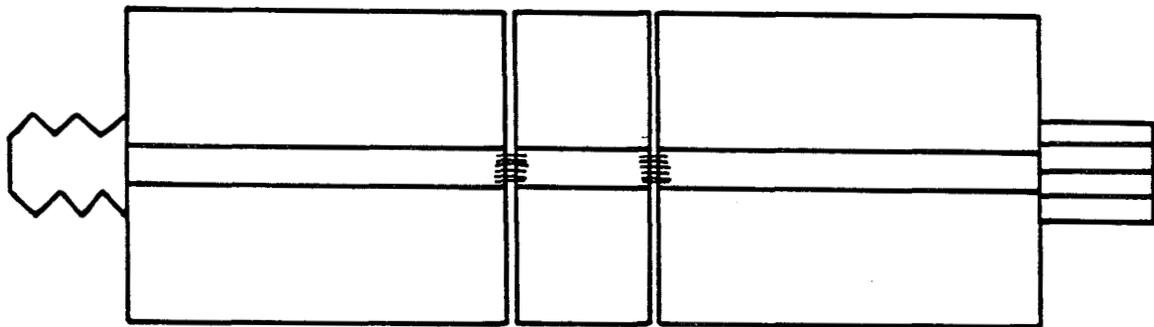


Figure 14: Etalon "Line" ou "Delay-line"

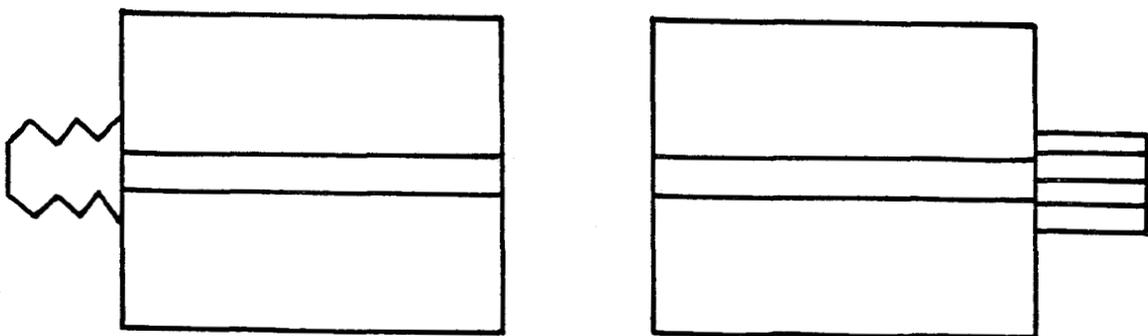


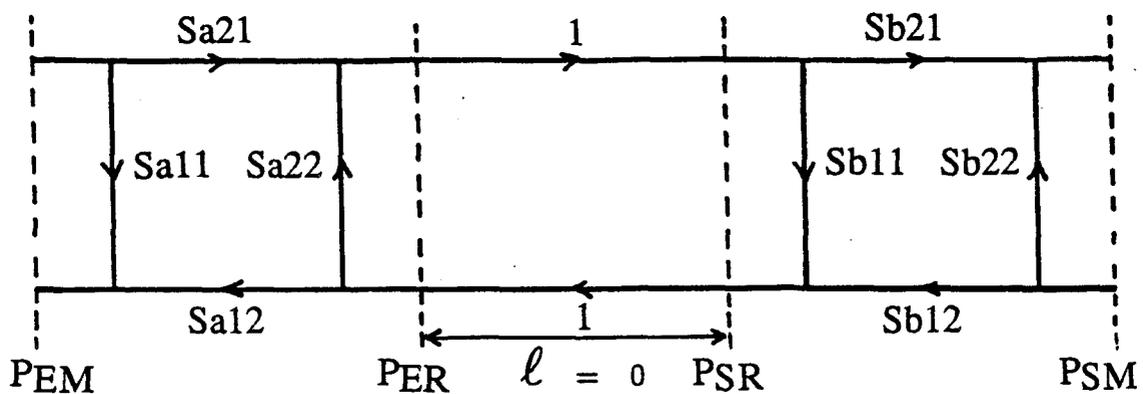
Figure 15: Etalon "Reflect" ou "circuit-ouvert"

- La réalisation de deux charges réfléchives, en laissant les lignes de transmission microrubans d'accès en circuit ouvert (Etalon "Reflect").

2.3.2 Réalisation des étalons de calibration et détermination des paramètres d'erreur du système de mesure

* Etalon "Thru"

Cet étalon est réalisé en connectant par thermocompression, bout à bout les extrémités des lignes microrubans d'accès d'impédance caractéristique 50Ω des deux demi-boîtiers de la cellule de mesure. Cette connexion par thermocompression est effectuée au moyen de 10 à 15 fils d'or parallèles (de $\phi 17 \mu\text{m}$) afin de rétablir au mieux la largeur de la ligne microruban (figure 13). Le graphe de fluence du système de mesure dans cette configuration "Thru" est équivalent à :



La matrice de répartition mesurée à l'analyseur de réseau de cet étalon est $[S_t]$. Etant donnée la mise en cascade, dans cet étalon, des deux demi-boîtiers d'erreur d'entrée et de sortie, il est plus commode d'utiliser la matrice de transfert $[T_t]$ transformée de la matrice $[S_t]$.

La matrice de transfert $[T_t]$ de l'étalon "Thru" est équivalente à :

$$[T_t] = [T_a][T_{Thru}][T_b] \text{ avec } [T_{Thru}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = [I]$$

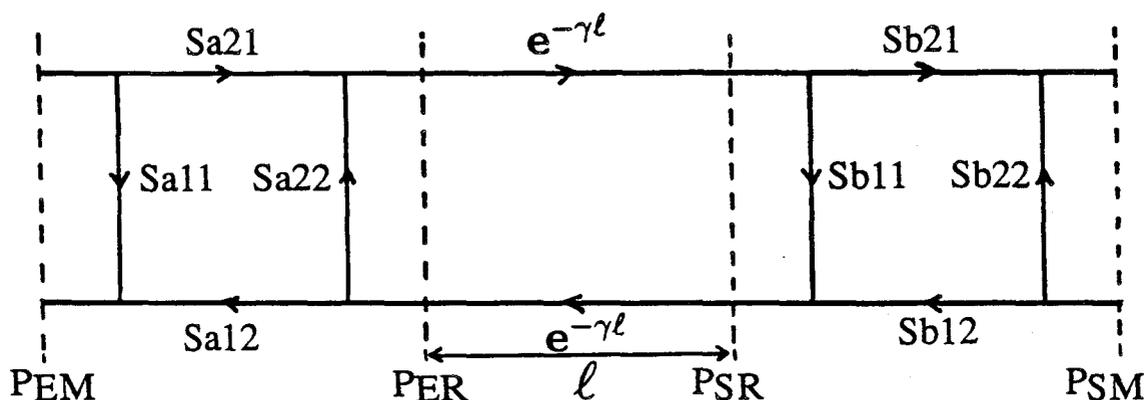
$$[T_t] = [T_a][T_b]$$

$[T_a]$ et $[T_b]$ sont les matrices de transfert, transformées des matrices $[S_a]$ et $[S_b]$ des quadripôles d'erreur d'entrée et de sortie.

*** Etalon "Line" ou "Delay line"**

On réalise cet étalon en intercalant entre les deux lignes microrubans d'accès des demi-boîtiers de la cellule de mesure un tronçon de ligne microruban (Line ou Delay-line) de longueur l et d'impédance caractéristique 50Ω . Ce tronçon de ligne est collé sur un insert mécanique prévu à cet effet. Cette ligne est connectée par des fils thermo-compressés aux lignes d'accès des demi-boîtiers comme dans le cas de l'étalon "Thru" (figure 14).

Le graphe de fluence du système de mesure muni de l'étalon "Line" ou "Delay line" est :



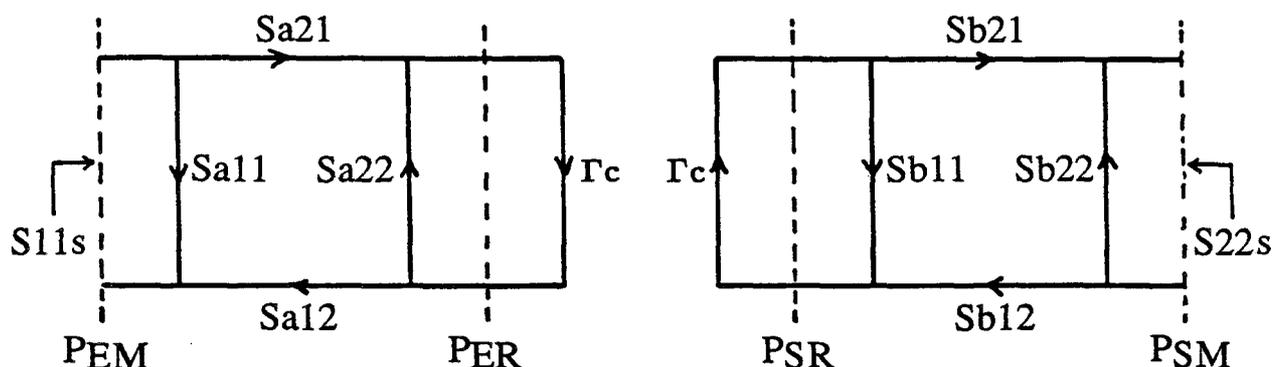
La matrice $[S_d]$ de cet étalon est mesurée à l'analyseur de réseau ; la matrice de transfert transformée de $[S_d]$ est la matrice $[T_d]$ telle que :

$$[T_d] = [T_a][T_{Line}][T_b] \text{ avec } [T_{Line}] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma l} & 0 \\ 0 & e^{+\gamma l} \end{bmatrix}$$

*** Etalon "Reflect"**

Nous utilisons de préférence comme charge réfléchive "le circuit-ouvert" (car celui-ci est plus reproductible que le court-circuit). Cette charge réfléchive dans les plans de référence du composant est réalisée simplement en séparant les deux demi-boîtiers de la cellule de mesure (Figure 15).

Le graphe de fluence du système dans cette configuration "Reflect" est :



Les charges réfléchives "circuits-ouverts" sont supposées par hypothèse identiques :

$$\Gamma_{C1} = \frac{b_1}{a_1} = \Gamma_{C2} = \frac{b_2}{a_2} = \Gamma_C$$

Les coefficients de réflexion mesurés : S_{11s} et S_{22s} à l'analyseur de réseau sont définis en fonction des termes d'erreurs d'entrée/sortie par :

$$S_{11s} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = S_{a11} + \frac{S_{a12}S_{a21}\Gamma_C}{1 - S_{a22}\Gamma_C} = \frac{\frac{T_{a11}}{T_{a22}}\Gamma_C + \frac{T_{a12}}{T_{a22}}}{\frac{T_{a21}}{T_{a22}}\Gamma_C + 1}$$

$$S_{22s} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}} = S_{b22} + \frac{S_{b12}S_{b21}\Gamma_C}{1 - S_{b11}\Gamma_C} = \frac{-\frac{T_{b21}}{T_{b22}} + \frac{T_{b11}}{T_{b22}}\Gamma_C}{1 - \frac{T_{b12}}{T_{b22}}\Gamma_C}$$

La procédure de calibrage consiste donc à réaliser un à un les trois étalons standards précédents. Les paramètres S bruts mesurés dans différentes bandes de fréquences à l'analyseur de réseau pour chaque étalon, sont sauvegardés dans des "fichiers mesures" au moyen d'un logiciel de calibrage TRL (Programme "CASCADE").

Ces "fichiers mesures" sont ensuite traités par ce logiciel pour chaque bande de fréquence et les huit paramètres d'erreur sont ainsi déterminés analytiquement par une "analyse TRL" comme le montre l'annexe A.

Ces huit paramètres d'erreur caractéristiques du système de mesure sont :

- S_{a11} , S_{a22} , $S_{a21} \cdot S_{b21}$ et S_{a12} . S_{a21} pour le réseau d'erreur d'entrée
- S_{b11} , S_{b22} , $S_{a12} \cdot S_{b12}$ et S_{b21} . S_{b12} pour le réseau d'erreur de sortie

2.3.3 Détermination des paramètres S dans les plans de référence du composant

Nous avons représenté notre système de mesure par un modèle à huit termes d'erreur. Les analyseurs de réseau automatiques tels que le HP85107A, utilisent, quant à eux un modèle à douze termes d'erreur comme le montre la figure 16.

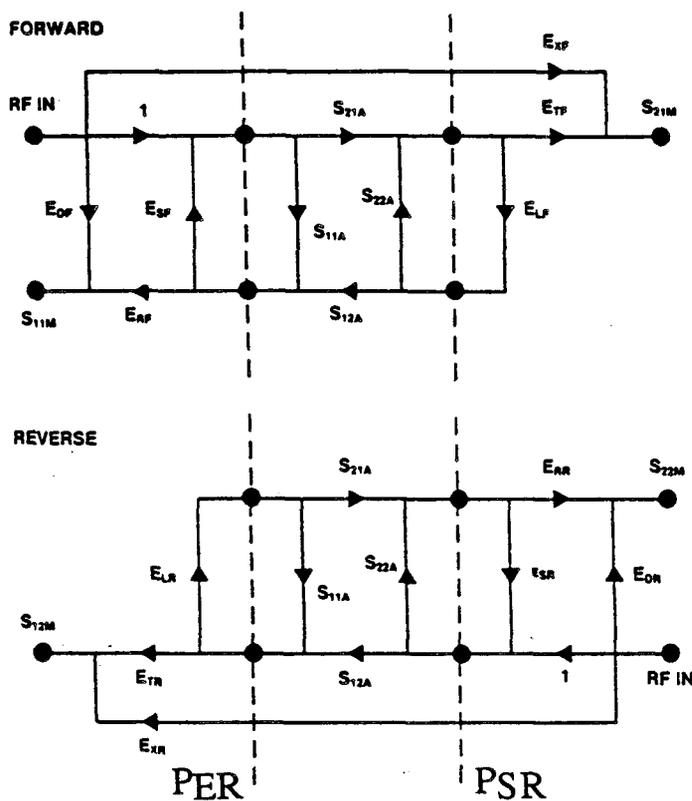


Figure 16: Modèle d'erreur à 12 termes "en sens direct et en sens inverse" équivalent au système de mesure des paramètres S

Ces termes caractérisant le système de mesure, représentent dans le sens direct "avec F en indice" et dans le sens inverse "avec R en indice" :

E_{DF} et E_{DR} : la directivité

E_{XF} et E_{XR} : l'isolation

E_{SF} et E_{SR} : l'adaptation d'impédance de source

E_{LF} et E_{LR} : l'adaptation d'impédance de charge

E_{TF} et E_{TR} : la réponse fréquentielle en transmission

E_{RF} et E_{RR} : la réponse fréquentielle en réflexion

Le passage de notre modèle à huit termes d'erreurs au modèle à douze termes d'erreurs de l'analyseur de réseau est effectué en associant terme à terme les deux modèles comme suit :

En sens direct	En sens inverse
$E_{DF} = S_{a11}$	$E_{DR} = S_{b22}$
$E_{SF} = S_{a22}$	$E_{SR} = S_{b11}$
$E_{RF} = S_{a12}S_{a21}$	$E_{RR} = S_{b12}S_{b21}$
$E_{TF} = S_{a21}S_{b21}$	$E_{TR} = S_{a12}S_{b12}$
$E_{LF} = S_{b11}$	$E_{LR} = S_{a22}$
$E_{XF} = 0$	$E_{XR} = 0$

Les paramètres S_{ij} de l'élément inconnu (transistor ou autre) dans les plans de référence (P_{ER}, P_{SR}) sont alors déduits à partir des paramètres S_{Mij} bruts mesurés par les détecteurs de l'analyseur de réseau dans les plans (P_{EM}, P_{SM}) et des douze termes du modèle d'erreur [12] par :

Equations for Two-Port Error Model

$$S_{11A} = \frac{\left[\left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} \right] \right]}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

$$S_{21A} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) \left(E_{SR} - E_{LF} \right) \right] \left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

$$S_{12A} = \frac{\left[1 + \left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) \left(E_{SF} - E_{LR} \right) \right] \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right)}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

$$S_{22A} = \frac{\left[\left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) \left[1 + \left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LR} \right] \right]}{\left[1 + \left(\frac{S_{11M} - E_{DF}}{E_{RF}} \right) E_{SF} \right] \left[1 + \left(\frac{S_{22M} - E_{DR}}{E_{RR}} \right) E_{SR} \right] - \left[\left(\frac{S_{21M} - E_{XF}}{E_{TF}} \right) \left(\frac{S_{12M} - E_{XR}}{E_{TR}} \right) E_{LF} E_{LR} \right]}$$

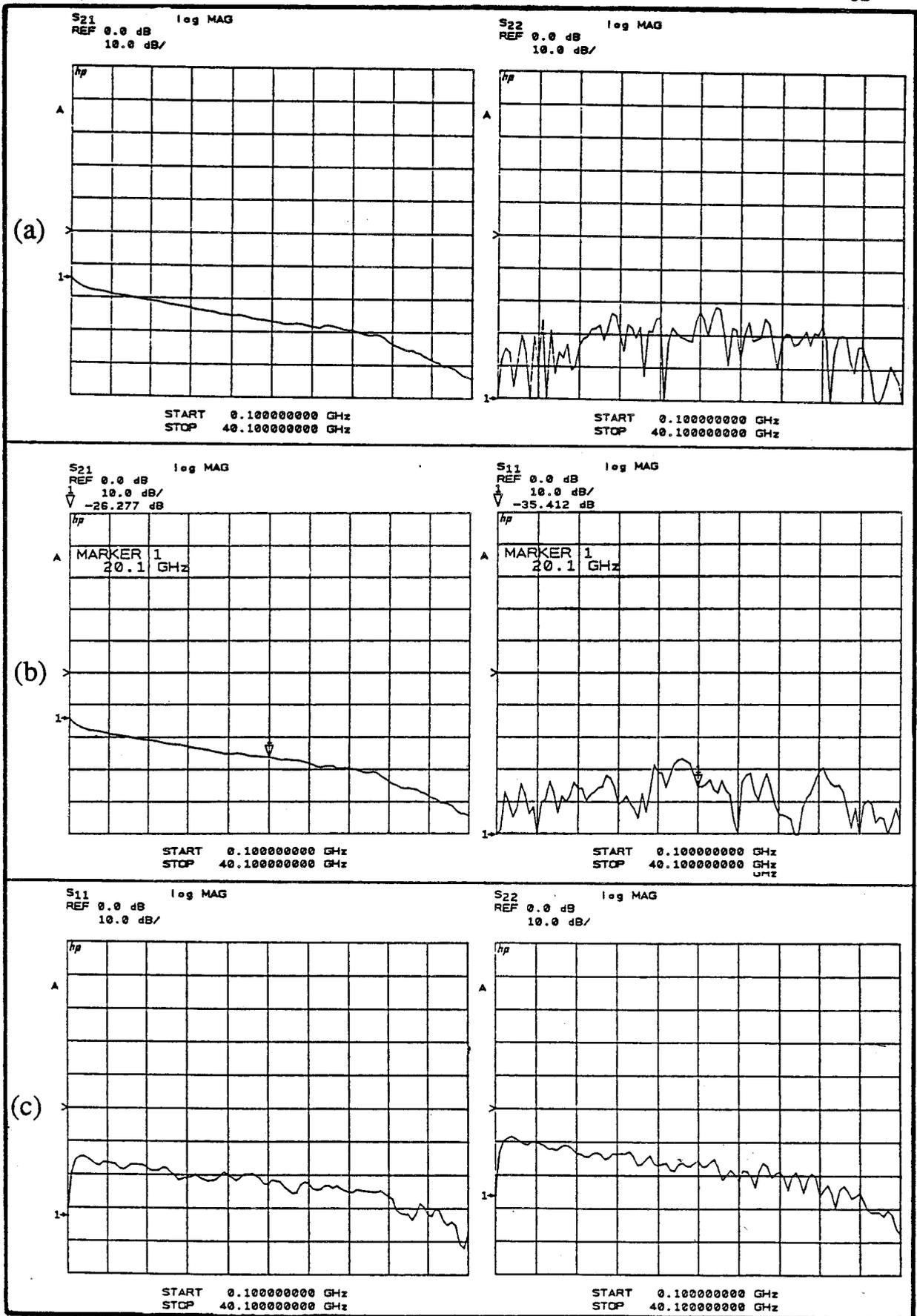


Figure 17: Evolution des modules des coefficients de réflexion et de transmission bruts mesurés entre les plans (P_{EM} , P_{SM}) des étalons "Thru" (a), "Line ou ligne courte $l = 1$ mm" (b) et "Reflect ou circuit-ouvert" (c) (mesures brutes avant calibration)

2.3.4 Validation du calibrage

Nous donnerons à titre d'exemple, l'évolution des modules des paramètres S bruts des trois étalons standards qui ont servi pour le calibrage de la cellule de mesure en large bande 45 MHz-40 GHz (figure 17).

Ces paramètres S sont mesurés à l'analyseur de réseau dans les conditions suivantes :

- atténuation de la voie d'entrée de 20 dB
- atténuation de la voie de sortie de 10 dB
- averaging on 100
- start : 0.1 - stop : 40.1 GHz- step: 101 points.

Pour valider notre calibrage et connaître ses qualités et ses imperfections nous nous plaçons dans les conditions précédentes et nous mesurons un élément de test autre que les trois étalons déjà utilisés. A titre d'exemple, la figure 18 montre l'évolution des paramètres S d'une ligne longue de 4.8 mm mesurés dans les plans de référence (P_{ER} , P_{SR}). Nous constatons que ces paramètres S ne présentent aucune résonance (changement de phase) et évoluent régulièrement en fonction de la fréquence.

Enfin nous comparons les paramètres S de cet élément de test dans les différentes bandes de fréquence d'étalonnage afin de nous assurer de la bonne qualité de ces calibrages.

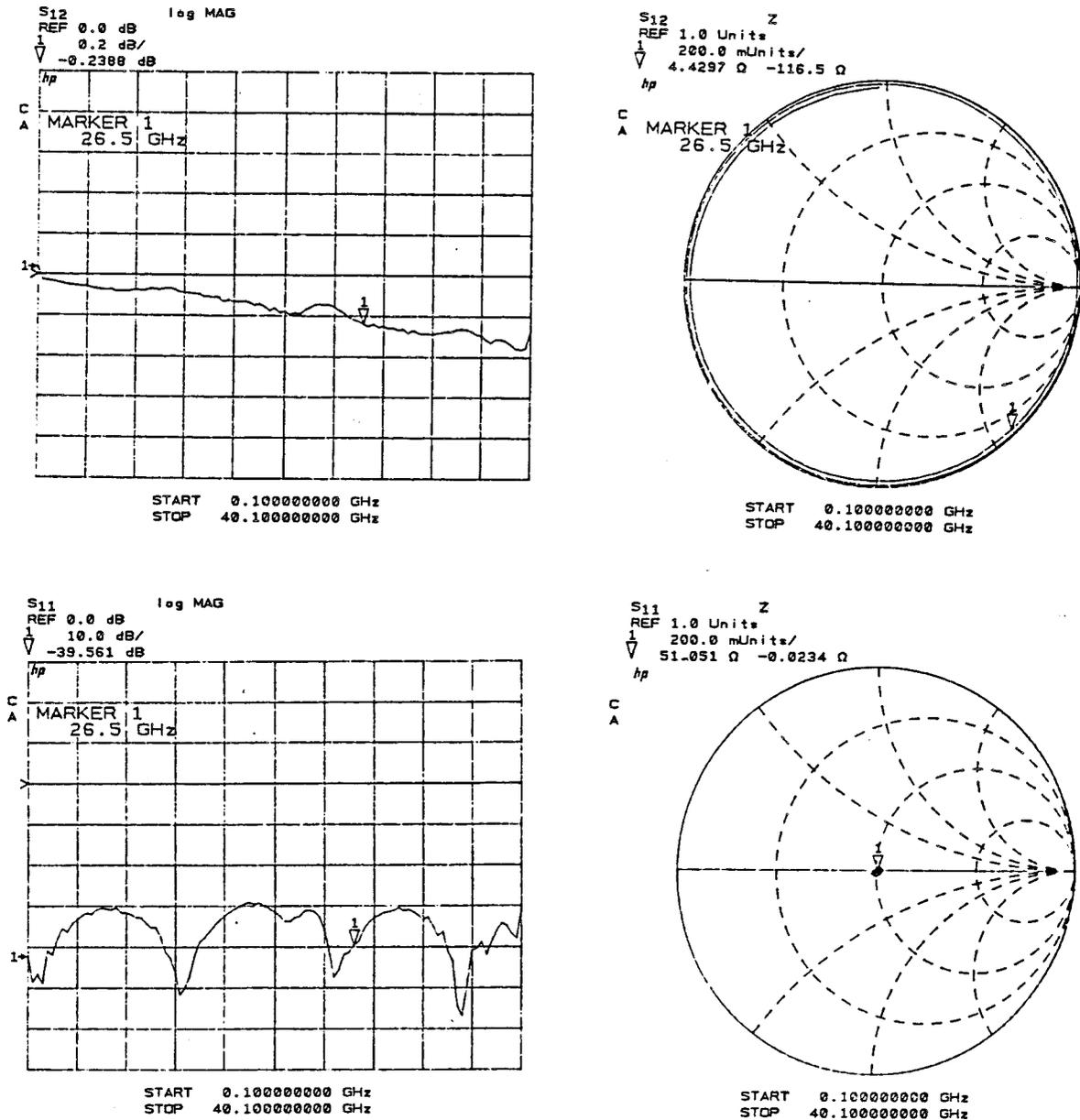


Figure 18: Evolution des coefficients de transmission et de réflexion mesurés dans les plans de référence (P_{ER} , P_{SR}) d'une ligne longue de 4,8 mm (mesure effectuée après calibrage TRL)

2ème partie : Caractérisation de test sur des transistors millimétriques jusqu'à 40 GHz

La cellule de mesure réalisée présente de bonnes caractéristiques hyperfréquences jusqu'à 40 GHz. Cette cellule, calibrée, devrait nous permettre d'effectuer des mesures précises et reproductibles des paramètres S des transistors à effet de champ à l'analyseur de réseau entre 45 MHz et 40 GHz et d'en déduire leurs performances hyperfréquences en petit signal (gain MAG, MSG, H21 et fréquences de coupure ...).

En outre, à partir de ces paramètres S mesurés du transistor dans une bande, il sera possible d'extraire son schéma équivalent.

2.4 Schémas équivalents des TECs millimétriques en petit signal

Pour être pleinement opérationnel, le schéma équivalent doit couvrir la plus large bande de fréquence possible et ce jusqu'aux fréquences les plus élevées. Il doit permettre le cas échéant, quelques extrapolations à des fréquences supérieures à celles où il y a été déterminé.

Deux modèles de schéma équivalent petit signal du transistor millimétrique, peuvent être envisagés :

- le schéma équivalent à éléments localisés
- le schéma équivalent à éléments distribués

2.4.1 Schéma équivalent à éléments localisés du TEC

La topologie du schéma équivalent localisé du TEC généralement utilisé en très haute fréquence est indiquée à la figure (19).

Les éléments intrinsèques modélisent la zone active du transistor. Ils dépendent de la polarisation et des caractéristiques physiques et technologiques du composant.

La partie extrinsèque est constituée des éléments d'accès et parasites suivants :

- R_s et R_d : résistances d'accès liées aux contacts ohmiques de source et de drain et aux parties de semi-conducteurs encadrant la zone active du transistor
- R_g : résistance équivalente au réseau distribué RC sous la grille
- L_s : inductance équivalente à la connexion du plot de source au plan de masse (insert).
- L_g : inductance équivalente à la connexion entre le plot de grille et la ligne micro-ruban d'accès de la cellule de mesure
- L_d : inductance équivalente à la connexion entre le plot de drain et la ligne micro-ruban d'accès de la cellule de mesure
- C_{pg} et C_{pd} : capacités électrostatiques parasites des plots de métallisation, respectivement de grille et de drain par rapport au substrat.

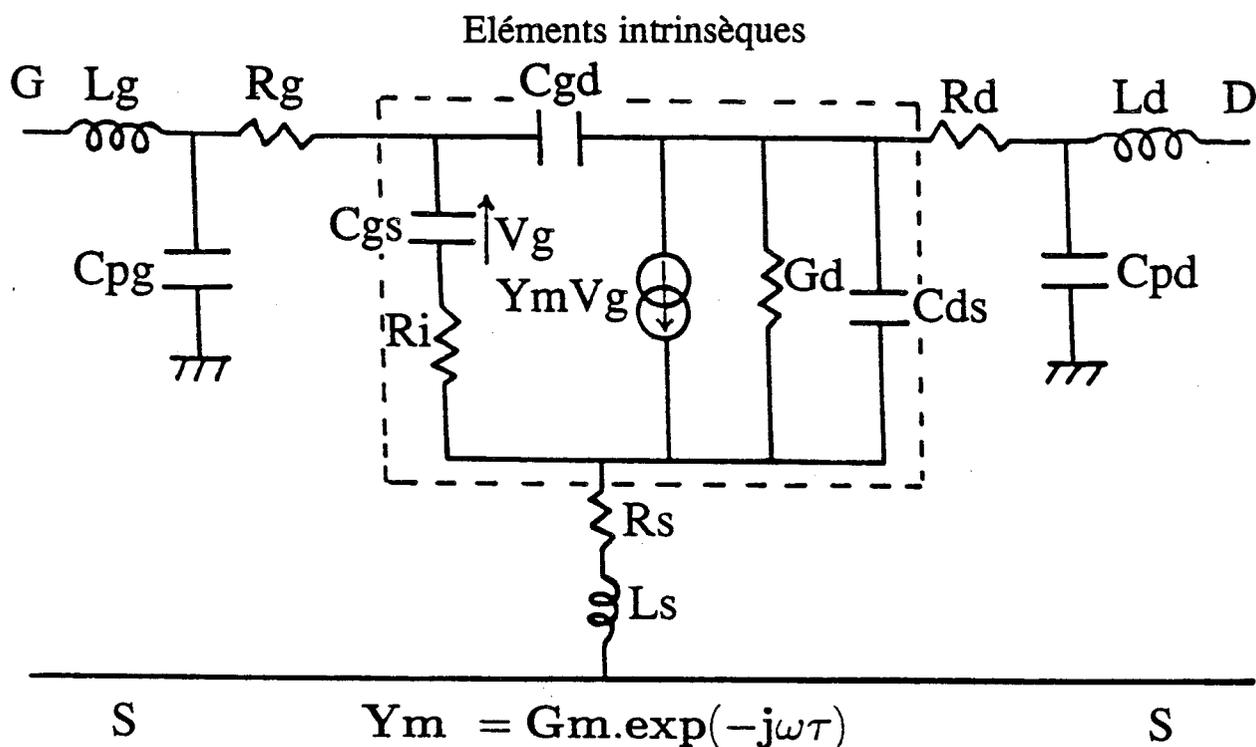


Figure 19 : Schéma équivalent à éléments localisés du TEC

2.4.2 Schéma équivalent à éléments distribués du TEC

Plusieurs modèles de schémas équivalents distribués ont été étudiés dans la littérature [13, 14, 15, 16, 17 et 18].

Nous proposons un modèle à éléments distribués complet, tenant compte des phénomènes de propagation le long de la grille et du drain dont le schéma équivalent est représenté à la figure 20 et en annexe B [17].

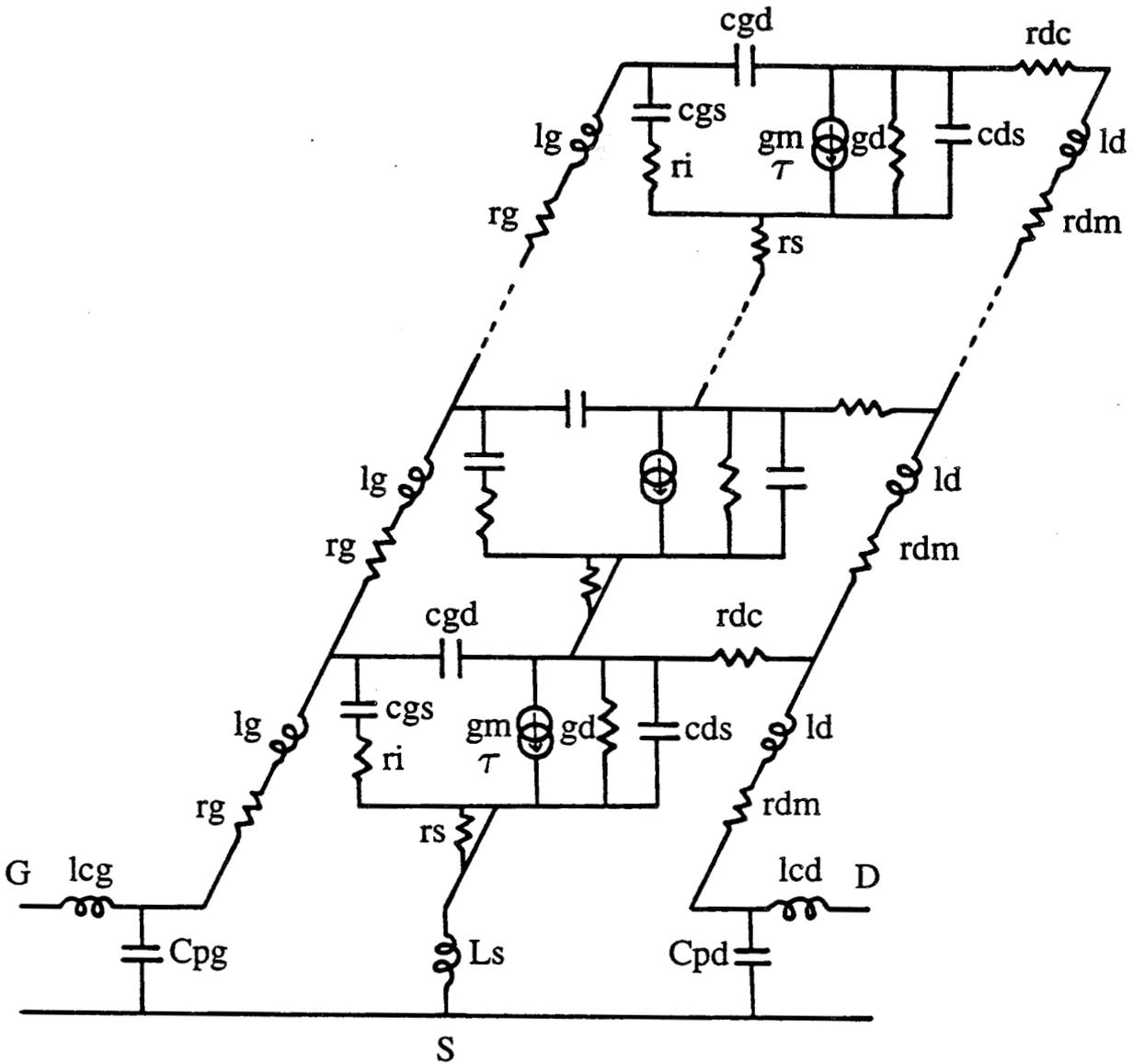
Le transistor, dans ce modèle, est considéré comme un quadripôle composé de deux lignes de transmission couplées (lignes de grille et de drain). Les électrodes de grille et de drain sont terminées par un circuit-ouvert. Elles sont couplées entre elles par les quadripôles élémentaires Q_e représentant la partie active du TEC.

Il importe de remarquer que la configuration retenue sur la figure 20 pour représenter, de manière distribuée le transistor dépend de la topologie des électrodes et du nombre de grilles.

Les composants que nous étudions ont, soit une seule grille, soit deux grilles en parallèle. Le schéma de la figure 20 néglige l'élément parasite de connexion nécessaire au cas des deux grilles.

Par ailleurs, ce schéma suppose une électrode de drain de type ligne avec connexion sur l'extérieur à une extrémité, l'autre extrémité étant en circuit ouvert. C' est effectivement le cas de la topologie de nos transistors.

Le transistor dans ce modèle est découpé en N sections élémentaires, chacune d'elles étant composée du quadripôle élémentaire Q_e et des impédances distribuées $r_g + jlg\omega$ et $r_{dm} + jld\omega$ relatives aux électrodes de grille et de drain.



$$\left\{ \begin{array}{lll} g_m = G_m/N & c_{gs} = C_{gs}/N & r_i = R_i \cdot N \\ g_d = G_d/N & c_{gd} = C_{gd}/N & r_s = R_s \cdot N \\ & c_{ds} = C_{ds}/N & \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} r_{dc} = R_d/N \quad , \quad r_{dm} \neq 0 \\ r_g \neq R_g \cdot \frac{3}{N} \quad , \quad l_g \neq l_{gt} \cdot \frac{3}{N} \quad , \quad l_d \neq l_{dt} \cdot \frac{3}{N} \quad (\text{pour } N \text{ grand}) \\ \text{avec } l_{gt} = l_{dt} \neq 0.3 \text{ nH} \quad (\text{pour un doigt de grille de } 1\mu\text{m} \times 1\text{mm}) \\ l_{cg} = L_g - l_{gt} \quad , \quad l_{cd} = L_d - l_{dt} \end{array} \right.$$

Figure 20: Schéma équivalent à éléments distribués du TEC

Les valeurs attribuées aux éléments de chaque section élémentaire sont celles du schéma équivalent à éléments localisés multipliées ou divisées par le nombre total de sections N , conformément au modèle distribué de KUVAS [13].

Ainsi, les valeurs des éléments d'une section élémentaire du schéma distribué (éléments écrits en lettres minuscules) sont :

$$\left\{ \begin{array}{lll} g_m = G_m/N & c_{gs} = C_{gs}/N & r_i = R_i \cdot N \\ g_d = G_d/N & c_{gd} = C_{gd}/N & r_s = R_s \cdot N \\ & c_{ds} = C_{ds}/N & \end{array} \right.$$

(Les éléments en lettres majuscules sont ceux du schéma localisé).

Un traitement particulier est réservé à l'impédance distribuée de grille pour tenir compte de la propagation le long de celle-ci. r_g et l_g sont alors établies à partir des expressions :

$$r_g = R_g \cdot \frac{k}{N} \quad \text{et} \quad l_g = l_{gt} \cdot \frac{k}{N}$$

où R_g et l_{gt} sont, respectivement, la résistance et l'inductance de l'électrode de grille dans la représentation du schéma équivalent à éléments localisés.

Le paramètre k dépend du nombre N de sections élémentaires utilisées et tend vers 3 lorsque N devient très grand (annexe C).

La valeur de l_{gt} est estimée à partir des dimensions géométriques de la grille sur la base, classiquement admise de 0,3 nH pour un doigt de grille de $1\mu m \times 1mm$ [18].

La simulation de la répartition des éléments côté drain est effectuée également en comparant les circuits équivalents de sortie dans les deux modèles localisés et distribués (annexe C). En ce qui concerne la partie résistive, une correspondance simple entre les deux circuits équivalents nécessite de pouvoir négliger la résistance de contact r_{dm} devant la résistance dans le semi-conducteur r_{dc} . Ceci est généralement vérifié de telle sorte que l'on peut poser :

$$r_{dc} = \frac{R_d}{N}$$

En ce qui concerne la partie inductive, la correspondance entre les deux modèles est établie de manière similaire à celle utilisée pour la grille soit :

$$l_d = l_{dt} \frac{k}{N}$$

où l_{dt} est l'inductance équivalente à l'électrode de drain dans la représentation du schéma équivalent localisé.

La valeur de l_{dt} est estimée inférieure ou égale à l'inductance équivalente de l'électrode de grille l_{gt} .

Les éléments parasites liés aux fils de connexion et aux plots du transistor sont pris en compte par les inductances L_s , l_{cg} et l_{cd} et les capacités C_{pg} et C_{pd} (figure 20).

l_{cg} et l_{cd} sont déterminés en utilisant les relations :

$$l_{cg} = L_g - l_{gt}$$

$$l_{cd} = L_d - l_{dt}$$

où L_g et L_d représentent les inductances de grille et de drain dans le modèle à éléments localisés.

Quant à l'inductance L_s et aux capacités C_{pg} et C_{pd} elles sont prises identiques dans les deux représentations distribuée et localisée.

2.5 Méthode de caractérisation et de détermination du schéma équivalent à éléments localisés des TECs

Nous avons décrit dans les paragraphes précédents la cellule de mesure des transistors à effet de champ millimétriques en large bande DC - 40 GHz. Cette cellule a été calibrée dans les plans de référence formés par les extrémités des demi-boîtiers (plans de référence du composant).

Le transistor à effet de champ à tester "en puce" est collé sur l'insert. Son plot de source est connecté par des fils d'or ($\phi = 17\mu m$) thermocompressés au plan de masse (plan métallique de l'insert). Ses plots de grille et de drain sont aussi connectés par des fils de thermocompression aux lignes microrubans d'accès de la cellule de mesure (figure 2).

Avant de mesurer les performances hyperfréquences du composant à effet de champ, nous procédons tout d'abord aux relevés de ses caractéristiques en statique et en basse fréquence.

2.5.1 Caractérisation statique

A l'aide d'un banc de mesure automatique du $I(V)$ on relève les caractéristiques statiques principales suivantes du TEC :

a) Les réseaux de caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ pour différentes valeurs de V_{gs} et les caractéristiques de transfert $I_{ds}(V_{gs})$ pour différentes valeurs de V_{ds} :

Ces caractéristiques (figure 21) permettent de connaître la tension de pincement V_p l'évolution du G_m statique en fonction du couple (V_{ds}, V_{gs}) et de choisir les points de polarisation utiles pour les mesures en amplification petit signal et en puissance.

b) La caractéristique $I_{gs}(V_{gs})$ avec drain en l'air :

Cette caractéristique (figure 22) est celle d'une diode Schottky (avec V_{gs} variant de 0 à 0,7 V et I_{gs} de 1 nA à 1 mA). Le courant I_{gs} suit, dans ce cas, la loi suivante :

$$I_{gs} = A.T^2.S.exp\left(\frac{-qV_b}{kT}\right).exp\left(\frac{qV_{gs}}{\eta kT}\right)$$

avec :

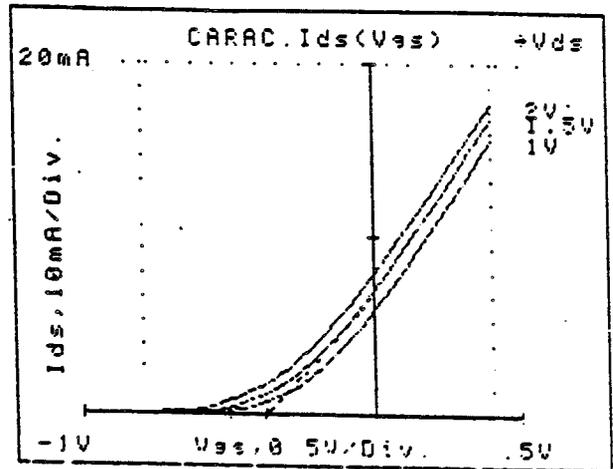
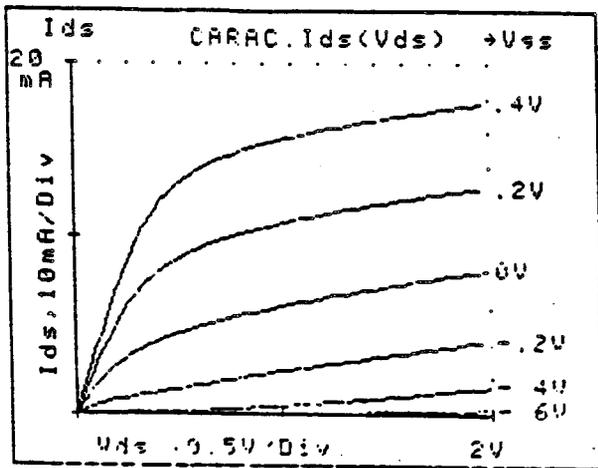
- A = constante de Richardson
- T = Température absolue (300 ° K)
- S = Surface de la jonction de grille ($L_g \times Z$)
- V_b = Tension de Builting
- η = Facteur d'idéalité de la jonction

Le courant I_{gs} développe une tension aux bornes de la résistance d'accès de source R_S en série avec la résistance $\frac{R_C}{2}$ de la moitié du canal ouvert.

En relevant la tension sur le drain (laissé en l'air), on détermine la somme des résistances $R_S + \frac{R_C}{2}$. Le relevé de "log I_{gs} " en fonction de I_{gs} permet de calculer aisément la tension de Builting V_b et le facteur d'idéalité η .

TEC 343B250 N1
 CARAC. $I_{ds}(V_{ds})$

CARAC. $I_{ds}(V_{gs})$



CARAC. $G_m(V_{gs})$

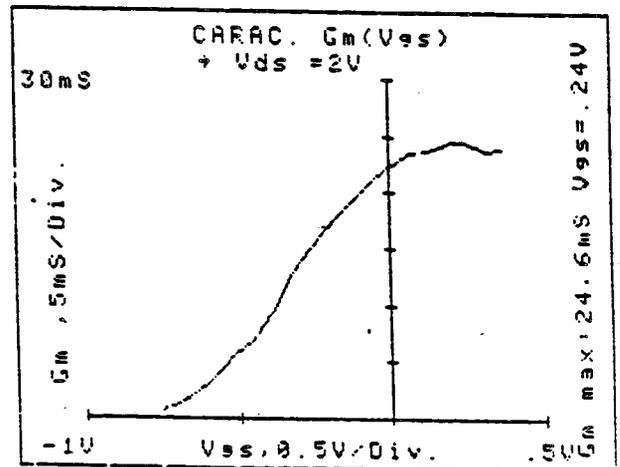
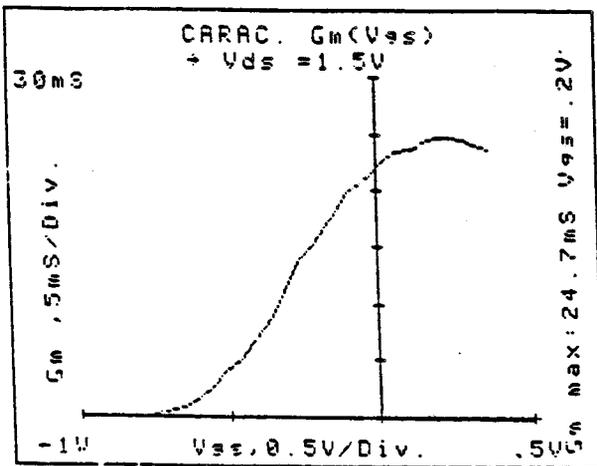
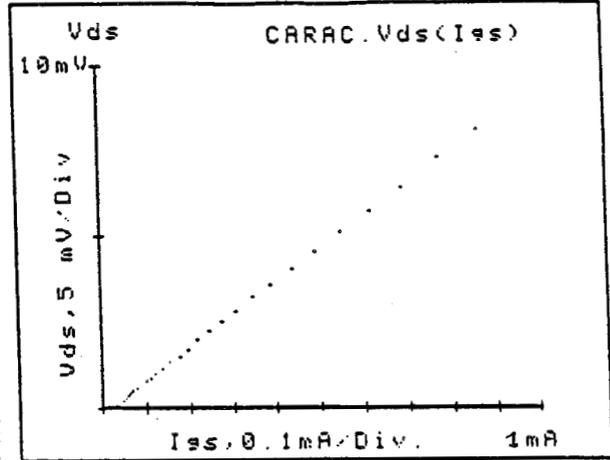
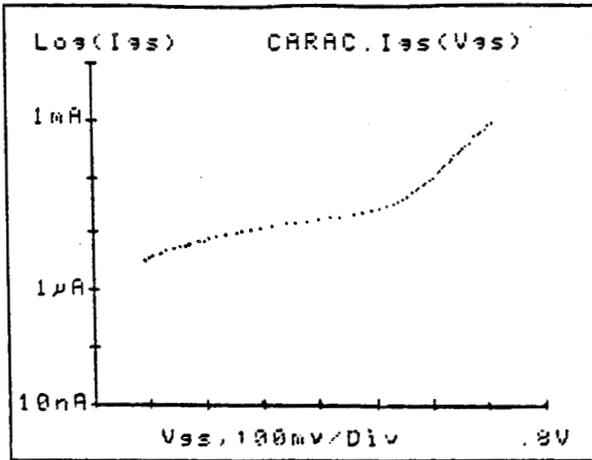


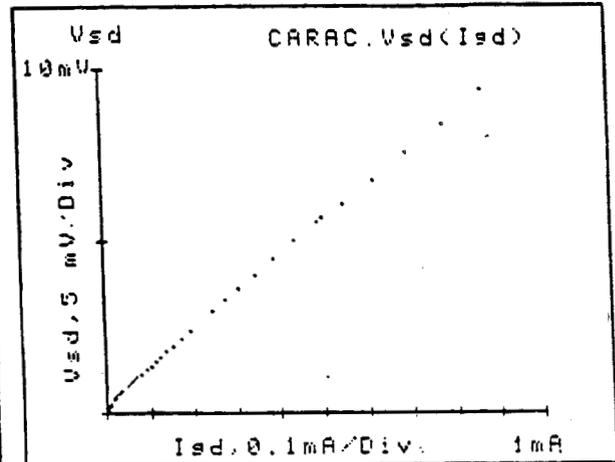
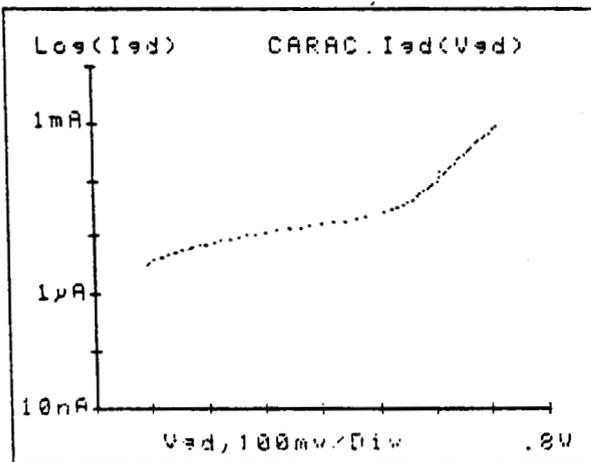
Figure 21: Caractéristiques statiques $I_{ds}(V_{ds}), I_{ds}(V_{gs})$ et évolution du G_m statique du transistor THOMSON MESFET VAR 343B ($0.2 \times 50 \mu\text{m}^2$).

TEC : 343B250 N1

CARAC. $I_{ds}(V_{ds})$; D en l'air



CARAC. $I_{sd}(V_{sd})$; S en l'air



CARAC. $R_{ds}(V_{gs})$

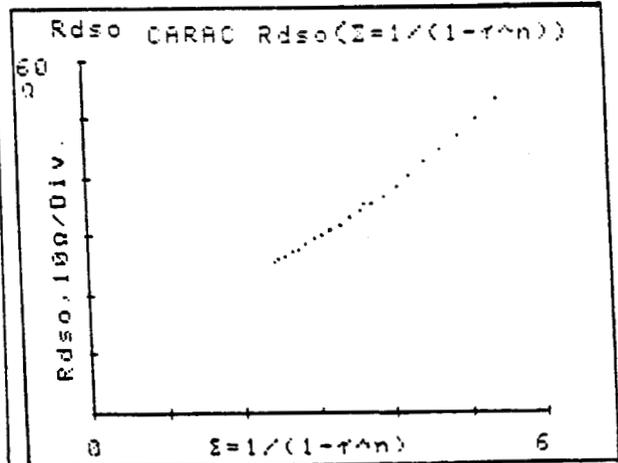
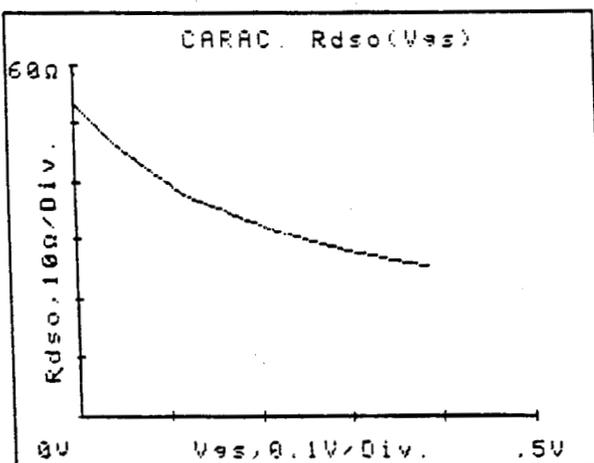


Figure 22: Caractéristiques statiques $I_{gs}(V_{ds})$ drain en l'air, $I_{gd}(V_{gd})$ source en l'air et $R_{ds}(V_{gs})$ du transistor THOMSON MESFET VAR 343B ($0.2 \times 50 \mu m^2$).

c) La caractéristique $I_{gd}(V_{gd})$ avec source en l'air :

Une mesure identique à la précédente (figure 22) est effectuée en inversant les rôles de la source et du drain. Comme précédemment on relève sur la source (laissée en l'air) une tension égale à $I_{gd}(R_d + \frac{R_c}{2})$ et on détermine la somme des résistances $R_d + \frac{R_c}{2}$.

d) La caractéristique $R_{ds}(V_{gs})$:

La résistance drain source R_{ds} en fonction de V_{gs} est donnée par l'expression suivante :

$$R_{ds} = R_s + R_d + R_c \frac{1}{1 - \sqrt{n}}$$

avec :

$$R_c = L_g / q \cdot \mu \cdot N_D \cdot a \cdot Z = \text{résistance du canal ouvert}$$

$$n = \frac{-V_{gs} + V_b}{W_{00}}$$

$$W_{00} = |V_p| + V_b$$

$$N_D = \text{le dopage de la zone active}$$

$$a = \text{épaisseur de la zone active}$$

$$\mu = \text{mobilité moyenne des porteurs}$$

$$\epsilon = \text{permittivité du matériau semi-conducteur}$$

Le relevé de R_{ds} fonction de Σ (avec $\Sigma = \frac{1}{1 - \sqrt{n}}$) (figure 22), permet de déterminer $R_s + R_d$ et R_c .

Les valeurs obtenues précédemment de $R_s + \frac{R_c}{2}$, $R_d + \frac{R_c}{2}$, et $R_s + R_d$ permettent ainsi de déduire les résistances d'accès R_s et R_d statiques du composant.

2.5.2 Caractérisation en basse fréquence (< 500 MHz)

a) Mesure de la mobilité par magnétorésistance :

La mesure au pont d'impédance automatique HP4191A de la résistance drain-source R_{ds} (à 100 MHz) en fonction de V_{gs} sans et avec l'application d'un champ magnétique B, perpendiculaire au plan de la grille, permet de déterminer la mobilité moyenne des porteurs (figure 23) :

$$\mu_{moy}(V_{gs}) = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{R_{ds}(B)}{R_{ds}(0)} - 1}$$

Cette mobilité moyenne caractérise l'ensemble des électrons situés sous la grille.

Il est possible aussi, connaissant deux valeurs successives de R_{ds} de déterminer la mobilité différentielle $\mu_{diff}(V_{gs})$ caractérisant une portion du canal située à une profondeur donnée sous la grille.

b) Mesure du C(V):

La quantité de charge libre sous la grille $Q(V_{gs})$ obéit à la loi de Schokley :

$$Q(V_{gs}) = Q_0 \left(1 - \sqrt{\frac{-V_{gs} + V_b}{W_{00}}} \right)$$

avec $Q_0 = q \cdot Z \cdot L_g \cdot a \cdot N_D$
 $q =$ charge de l'électron

La caractéristique de la capacité de grille C_g en fonction de V_{gs} est mesurée à l'aide d'un pont de mesure d'impédance automatique HP4191A (figure 24) .

Par intégration, on calcule la quantité de charges Q présentées sous la grille.

L'évolution de Q fonction de $\sqrt{-V_{gs} + V_b}$ permet de déterminer Q_0 et W_{00} .

L'exploitation de la valeur de W_{00} dans la caractéristique $R_{ds}(V_{gs})$ permet de déterminer correctement la valeur de $(R_s + R_d)$.

*** Remarques :**

- A partir des équations ci-dessous régissant un transistor MESFET :

$$\begin{cases} W_{00} &= \frac{q \cdot N_D \cdot a^2}{2\epsilon} \\ Q_0 &= q \cdot Z \cdot N_D \cdot a \cdot L_g \\ R_c &= \frac{L_g}{q \cdot \mu \cdot N_D \cdot a \cdot Z} \end{cases}$$

et des grandeurs mesurées et connues (telles que $\mu, W_{00}, Q_0, R_c, L_g$ et Z), il est possible d'évaluer certaines caractéristiques technologiques du composant.

- La caractéristique $C_g(V_{gs})$ peut être aussi mesurée à l'analyseur de réseau automatique HP85107A en basse fréquence et à $V_{ds} = 0$. Nous étudierons cette mesure dans le prochain paragraphe.

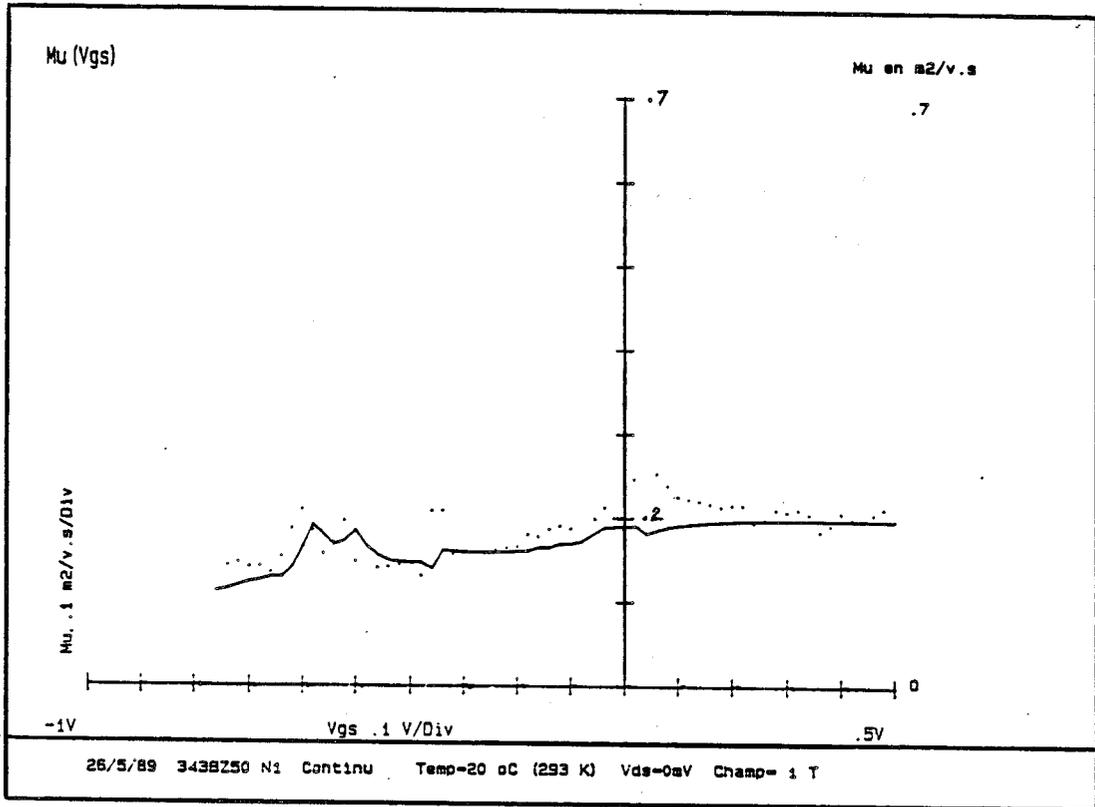


Figure 23: Mesure de la mobilité du transistor THOMSON MESFET VAR 343B ($0.2 \times 50 \mu m^2$)

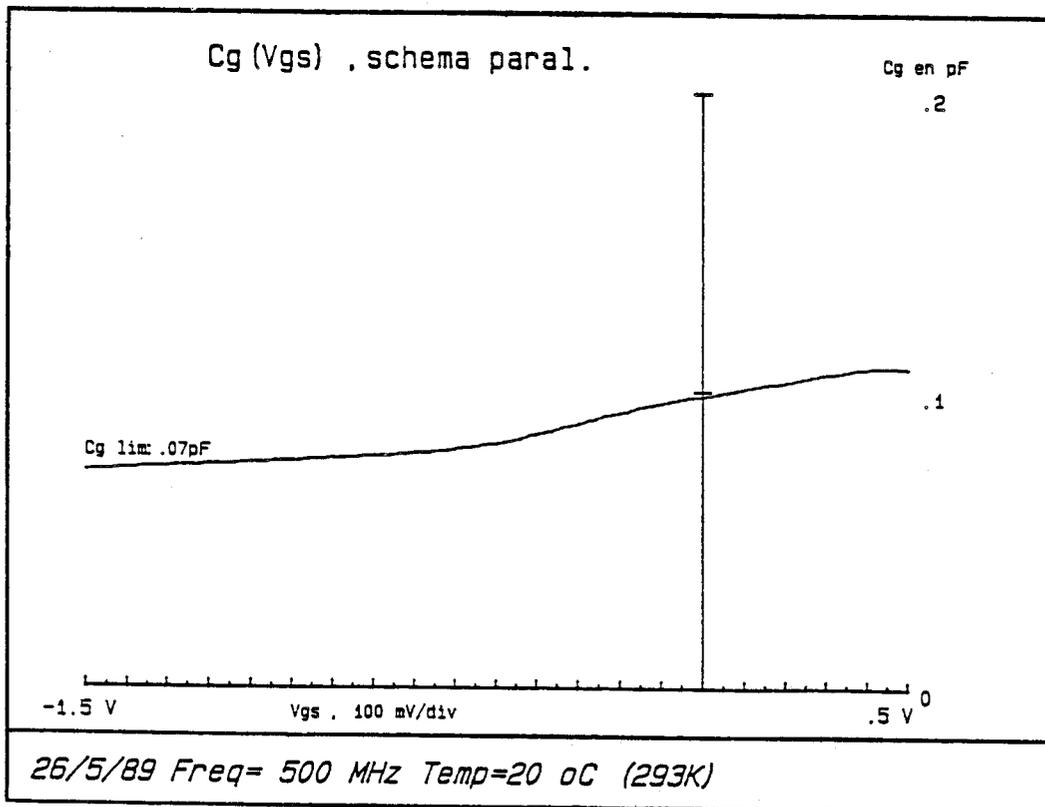


Figure 24: Mesure du C (V) du transistor THOMSON MESFET VAR 343B ($0.2 \times 50 \mu m^2$)

2.5.3 Caractérisation hyperfréquence et détermination du schéma équivalent localisé des TECs millimétriques

La caractérisation hyperfréquence à l'analyseur de réseau comprend les étapes suivantes :

- La mesure des paramètres S large bande du composant de 45 MHz à 40 GHz et la détermination de ses performances potentielles en régime linéaire petit signal (gains et fréquences de coupure).
- La détermination du schéma équivalent localisé en petit signal du composant.

2.5.3.1. Mesure des paramètres S des TECs millimétriques jusqu'à 40 GHz

La mesure des paramètres S bruts du TEC est effectuée à l'analyseur de réseau HP85107A.

Nous utilisons le système de calibrage de la cellule décrite au paragraphe 2.3 pour extraire par la méthode TRL les paramètres S du transistor dans ses plans de références.

Ces paramètres S sont mesurés aussi bien en large bande de fréquence (45 MHz- 40 GHz) que dans des bandes restreintes, afin de permettre et valider l'extraction du schéma équivalent petit signal.

L'évolution des paramètres S mesurés en large bande de quelques composants TECs millimétriques de développements de grille :

$1 \times (0.2 \times 50\mu m^2)$, $2 \times (0.3 \times 32\mu m^2)$, $2 \times (0.25 \times 50\mu m^2)$, et $4 \times (0.3 \times 50\mu m^2)$ sont représentés aux figures 25, 26, 27 et 28.

Nous pouvons remarquer que ces paramètres S évoluent régulièrement en amplitude et en phase, sans aucune résonance, jusqu'à 40 GHz. Mais nous constatons également des imperfections très minimes en haute fréquence, dans les mesures très large bande par rapport aux mesures dans une bande de fréquence plus réduite, (figure 29), due principalement aux résidus de calibrage et à la précision des mesures en très large bande.

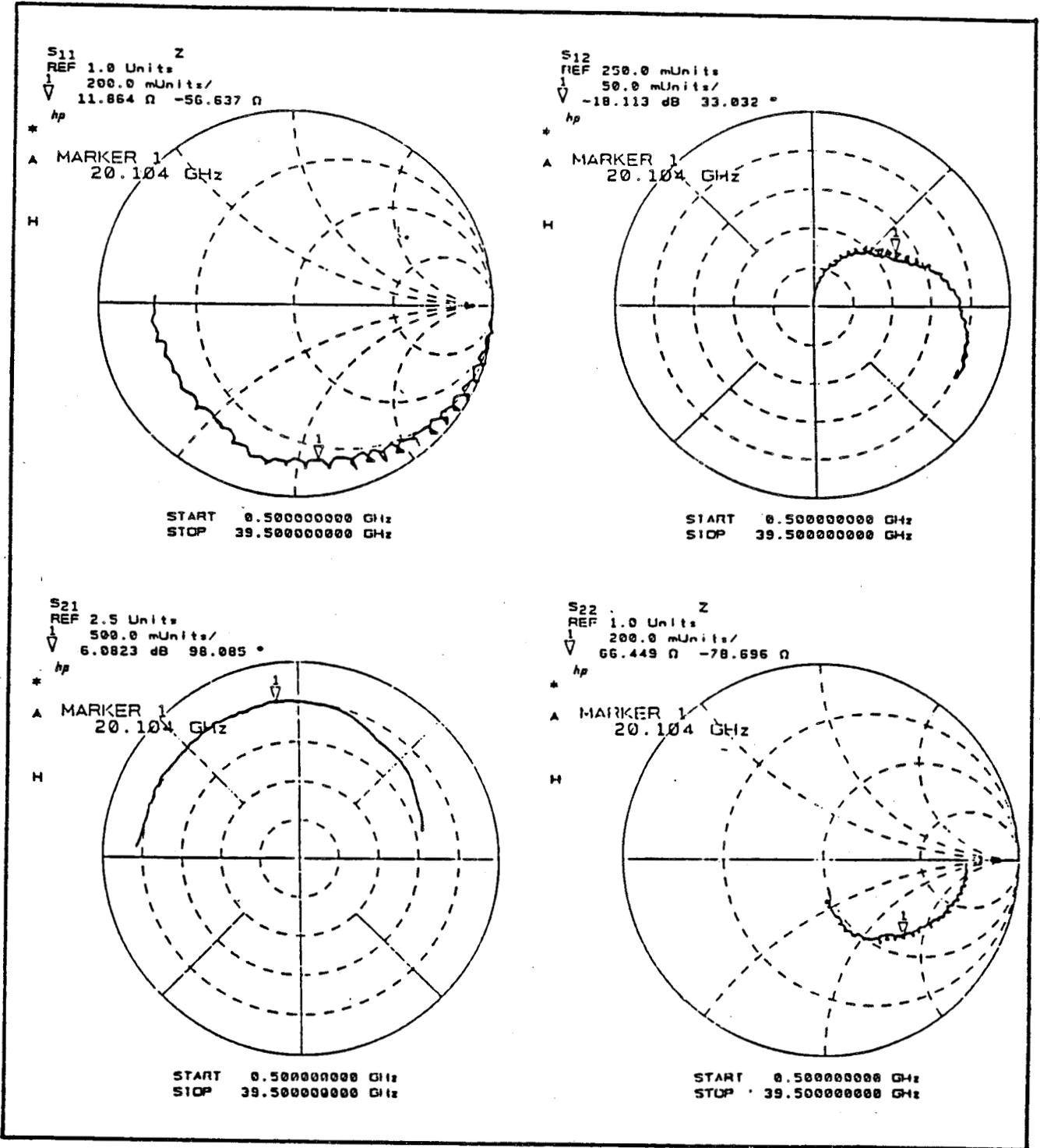


Figure 25: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du transistor THOMSON MESFET VAR 343B - $1 \times (0.2 \times 50\mu\text{m}^2)$ - à $V_{ds} = 1.5V, V_{gs} = +0.1V$

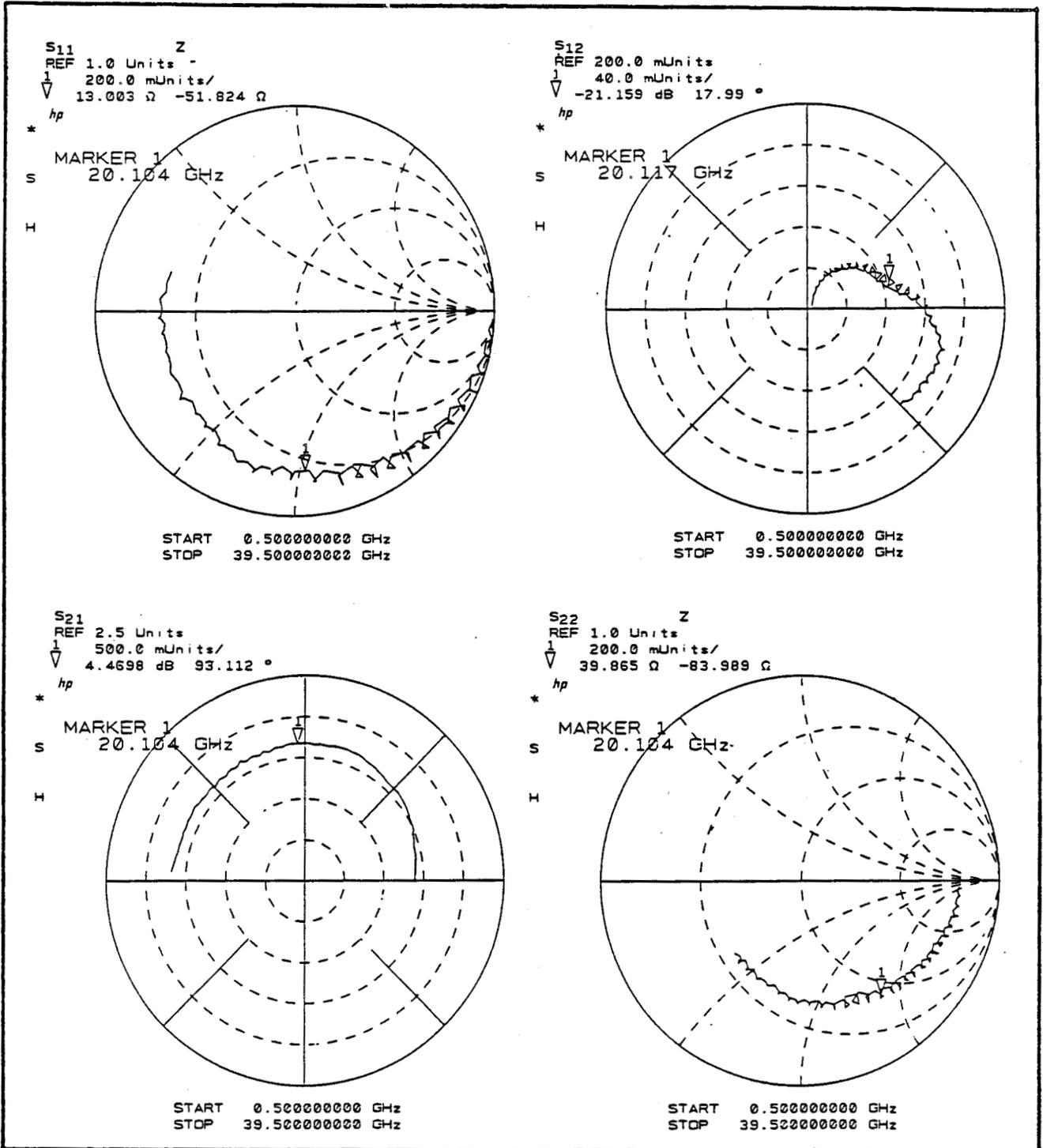


Figure 26: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du transistor THOMSON MESFET EC1840 - $2 \times (0.3 \times 32\mu\text{m}^2)$ - à $V_{ds} = 2V, V_{gs} = -0.1V$

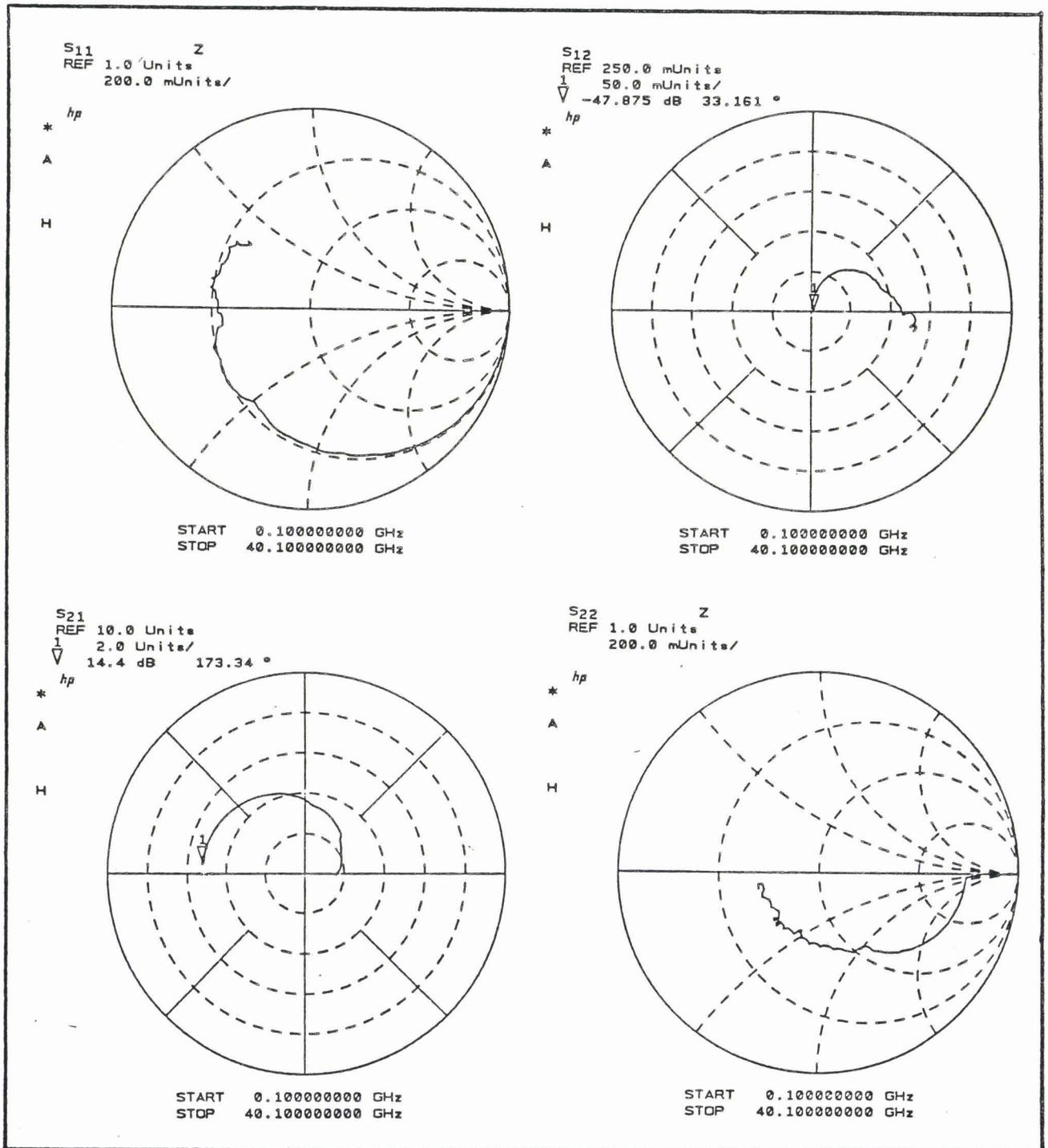


Figure 27: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du transistor THOMSON PM-HEMT VAR 818B - $2 \times (0.25 \times 50 \mu m^2)$ - à $V_{ds} = 2V, V_{gs} = 0V$

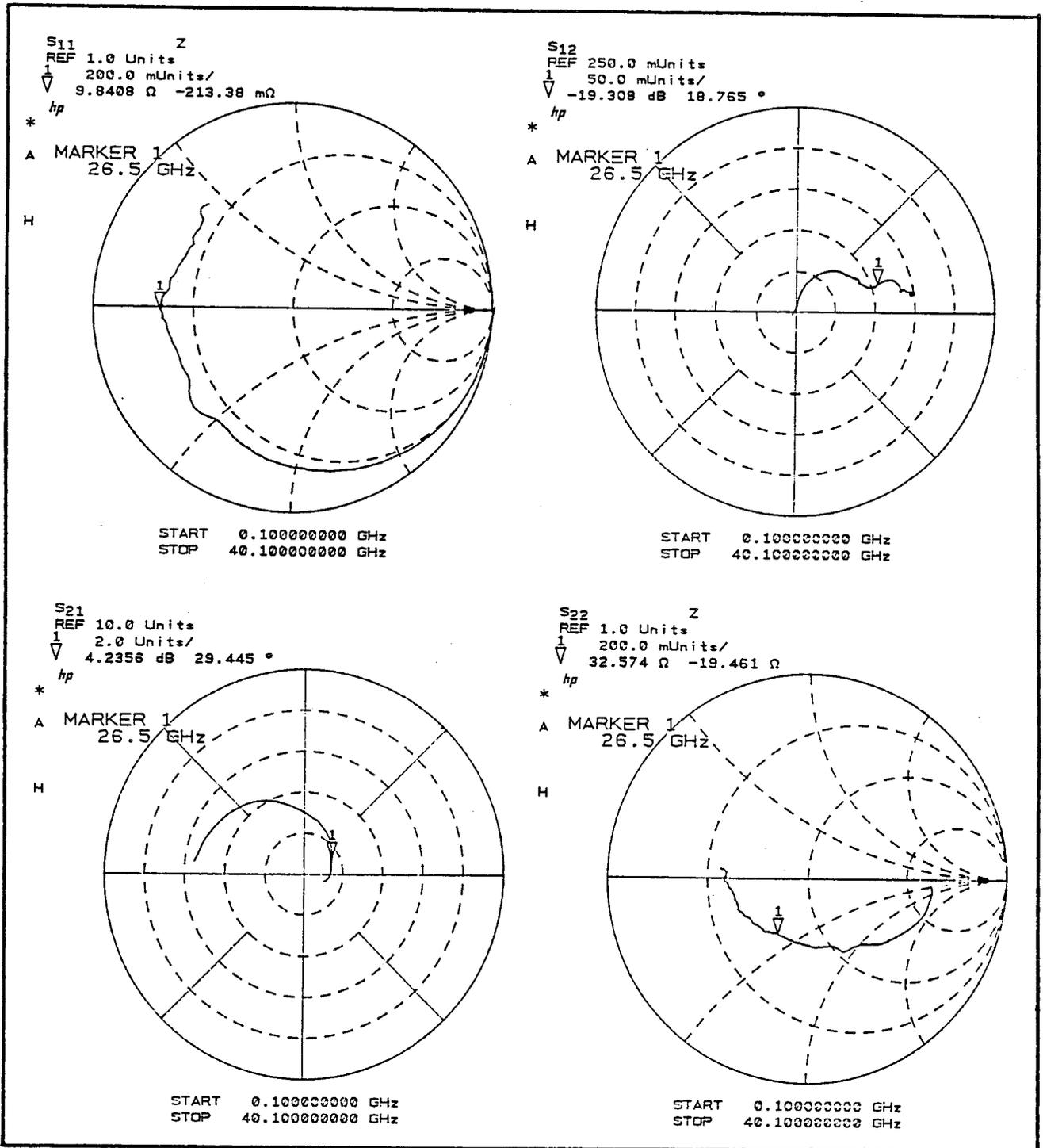


Figure 28: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du transistor THOMSON HEMT NEC 20200 - $4 \times (0.3 \times 50\mu\text{m}^2)$ - à $V_{ds} = 2V - V_{gs} = -0.1V$

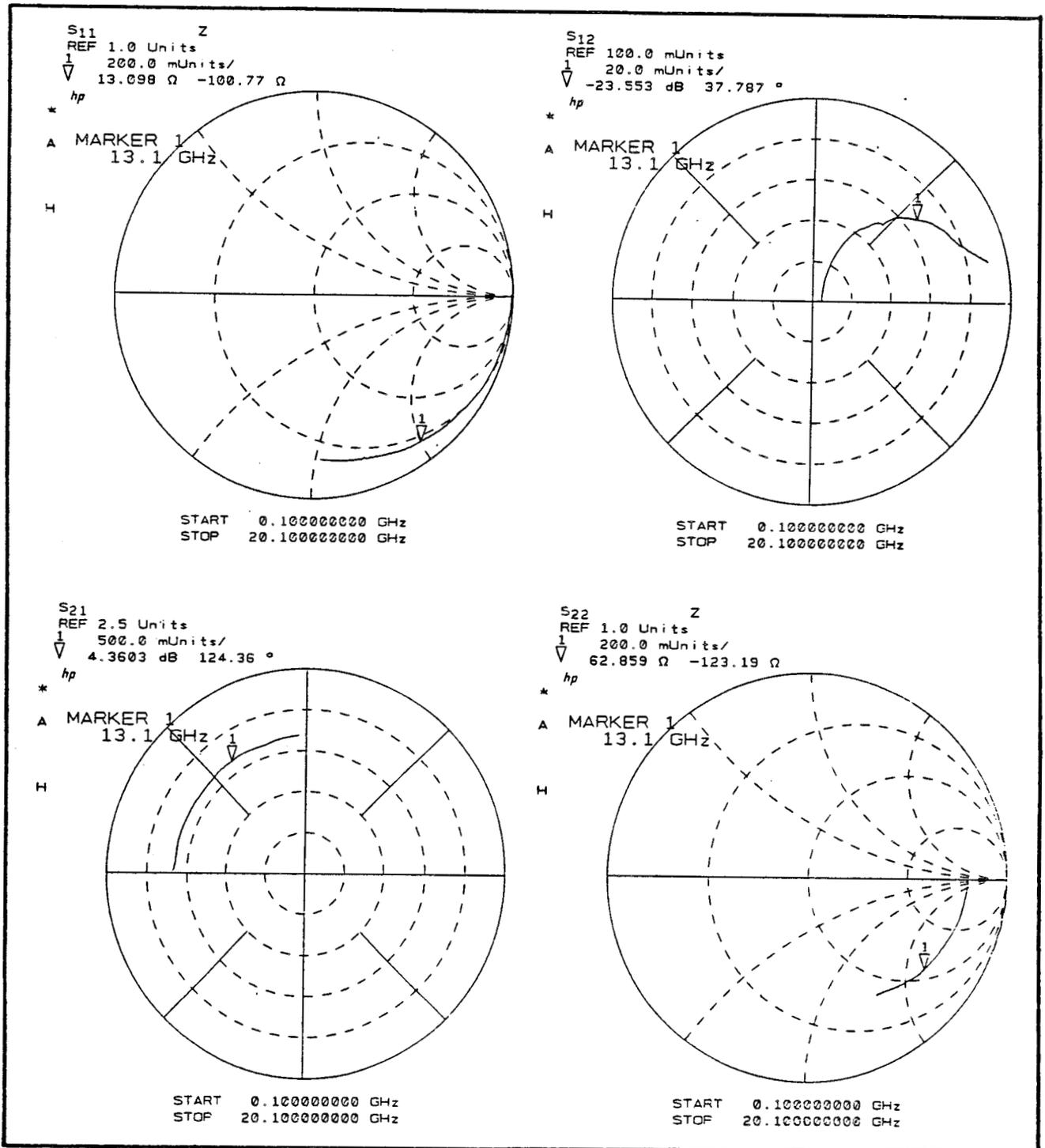


Figure 29: Evolution des paramètres S mesurés en bande réduite (0.1 à 20.1 GHz) du transistor THOMSON MESFET EC1840 à $V_{ds} = 2V$, $V_{gs} = -0.1V$

2.5.3.2 Détermination des performances potentielles en petit signal des TECs millimétriques jusqu'à 40 GHz

Les performances potentielles hyperfréquences d'un TEC sont principalement ses différents gains (en puissance, en courant...) et leurs fréquences de coupure respectives.

a) Définition des gains et des fréquences de coupure du TEC

* gain maximum disponible MAG :

Le MAG correspond au maximum de transfert de puissance réalisé dans les conditions d'adaptation optimales en entrée et en sortie. Il a été déjà introduit dans le premier chapitre.

Rappelons qu'il est exprimé par :

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

avec $K > 1$, où K est le coefficient de stabilité

* le gain stable maximum MSG (maximum stable gain) :

C'est le gain maximum du transistor lorsqu'il est conditionnellement stable ($K < 1$). Il est utilisé comme critère d'évaluation des possibilités d'amplification du transistor :

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

* Le gain unilatéral GTU :

Le gain unilatéral GTU est le gain à l'adaptation du transistor neutrodyné. L'effet du paramètre S_{12} est compensé par des circuits passifs et sans perte. Le neutrodynage est de plus en plus difficile à réaliser lorsqu'on monte en fréquence avec un TEC (car il est impossible pratiquement de compenser la capacité C_{gd} avec des inductances). Ce gain présente peu d'intérêt en caractérisation hyperfréquences, son expression est :

$$GTU = \frac{1}{2} \frac{|S_{21} - S_{12}|^2}{K|S_{12}S_{21}| - \text{Re}[S_{12}^*S_{21}]} = \frac{1}{2} \frac{|\frac{S_{21}}{S_{12}} - 1|^2}{K|\frac{S_{21}}{S_{12}}| - \text{Re}\left(\frac{S_{21}}{S_{12}}\right)}$$

*** Le gain en courant de court-circuit $|H_{21}|$:**

Le gain en courant de court-circuit $|H_{21}|$ extrinsèque est obtenu par simple conversion des paramètres S mesurés en paramètres $[H]$:

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

Le gain en courant $|H_{21}|$ intrinsèque du TEC [19] ne peut être exprimé qu'en fonction des éléments du schéma équivalent localisé (cf annexe D) : son expression simplifiée est :

$$|H_{21}|_{intrin}^2 = \frac{G_m^2}{(C_{gs} + C_{gd})^2 \omega^2}$$

*** La fréquence de coupure et de transit des porteurs F_C :**

$$F_C = \frac{G_m}{2\Pi C_{gs}} = \frac{1}{2\Pi\tau} (1 + \varepsilon(V_{gs}))$$

$\varepsilon(V_{gs})$ est un terme correctif relativement petit (compris entre 0 et 1) dépendant de la vitesse moyenne des porteurs et de l'épaisseur du canal conducteur avec la tension V_{gs} [20].

*** La fréquence de coupure du gain maximum disponible F_{MAG} :**

L'expression complète du MAG en fonction des éléments du schéma équivalent du transistor [21] est très lourde.

Il est possible de la simplifier (cf annexe E) lorsque le coefficient de stabilité K dépasse 2. On a alors l'expression classique :

$$MAG_{approché} = \left(\frac{F_T}{F} \right)^2 \frac{1}{4gd(R_S + R_g + \Pi F_T L_S) + 4\Pi F_T C_{gd}(R_S + 2R_G + 2\Pi F_T L_S)}$$

$$\text{avec } F_T = \frac{G_m}{2\Pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

La fréquence de coupure du gain maximum disponible F_{MAG} est donnée à partir de l'expression analytique approchée du MAG (lorsque $10\text{Log } MAG = 0 \text{ dB}$ ou $MAG = 1$) :

$$F_{MAG} = \frac{F_T}{2\sqrt{gd} \left[(R_S + R_g + \Pi F_T L_S) + \frac{F_T}{2F\phi} (R_S + 2R_G + 2\Pi F_T L_S) \right]^{\frac{1}{2}}}$$

$$\text{avec } F\phi = \frac{Gd}{2\Pi C_{gd}}$$

* La fréquence de coupure du gain unilatéral , F_{GTU} est :

$$F_{GTU} = \frac{F_T}{2\sqrt{gd}} \frac{1}{\left[R_s + R_g + \frac{F_T}{F_\phi} R_g \right]^{\frac{1}{2}}}$$

* La fréquence de coupure du gain en courant :

La fréquence de coupure du gain en courant intrinsèque $F_{H21intr}$ est donnée par l'expression du gain H_{21} intrinsèque à la coupure :

$$F_{H21intr} = \frac{Gm}{2\Pi(C_{gs} + C_{gd})} = F_T$$

La fréquence de coupure du gain en courant extrinsèque $F_{H21extrins}$ est :

$$F_{H21extrins} = \frac{Gm}{2\Pi(C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})}$$

b) Evolution des gains hyperfréquences des TECs millimétriques jusqu'à 40 GHz

Les évolutions fréquentielles des différents gains "MAG, MSG et H_{21} " en petit signal, tirés des paramètres S mesurés en large bande (45 MHz-40GHz) sont représentées aux figures (30) et (31) pour les quatre transistors précédents.

Nous pouvons constater que le gain en courant H_{21} présente une variation de 20 dB par octave en basses fréquences jusqu'à 10 GHz, son extrapolation en hautes fréquences ainsi que celle du MAG permet de déterminer les fréquences de coupure : " $F_{H21extrins}$ " et " F_{MAG} ".

Ces deux fréquences de coupure sont d'une importance capitale car elles nous permettent de connaître la limite supérieure d'utilisation normale du composant avant la dégradation de ses performances.

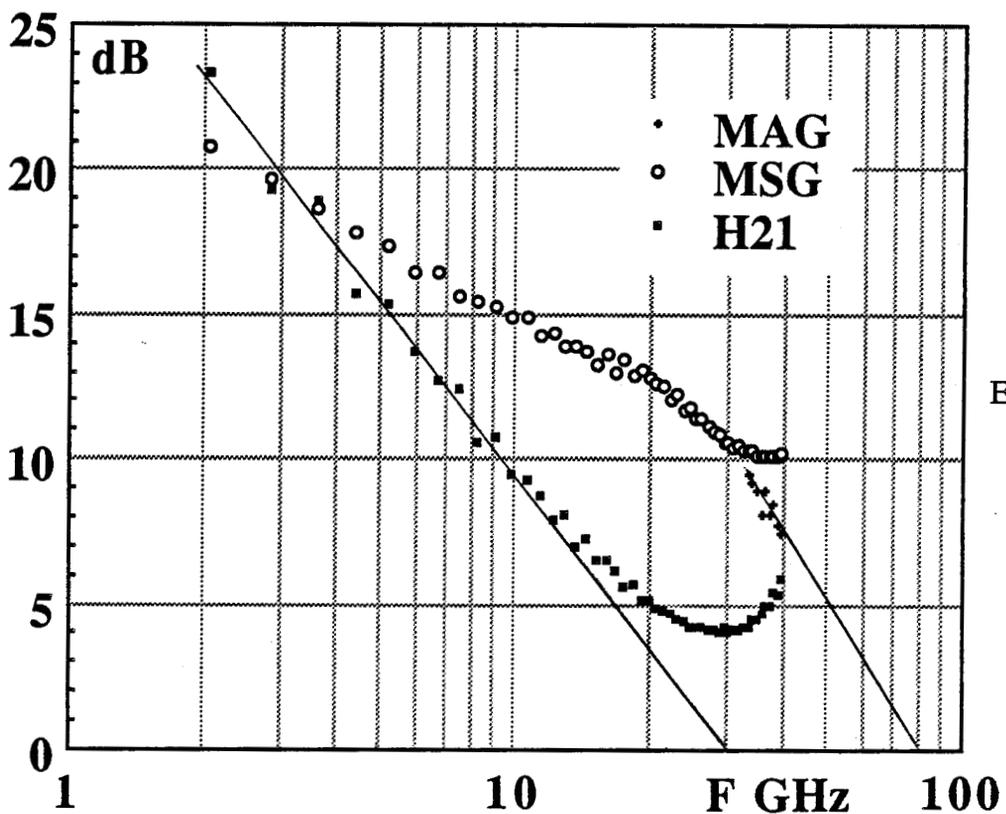
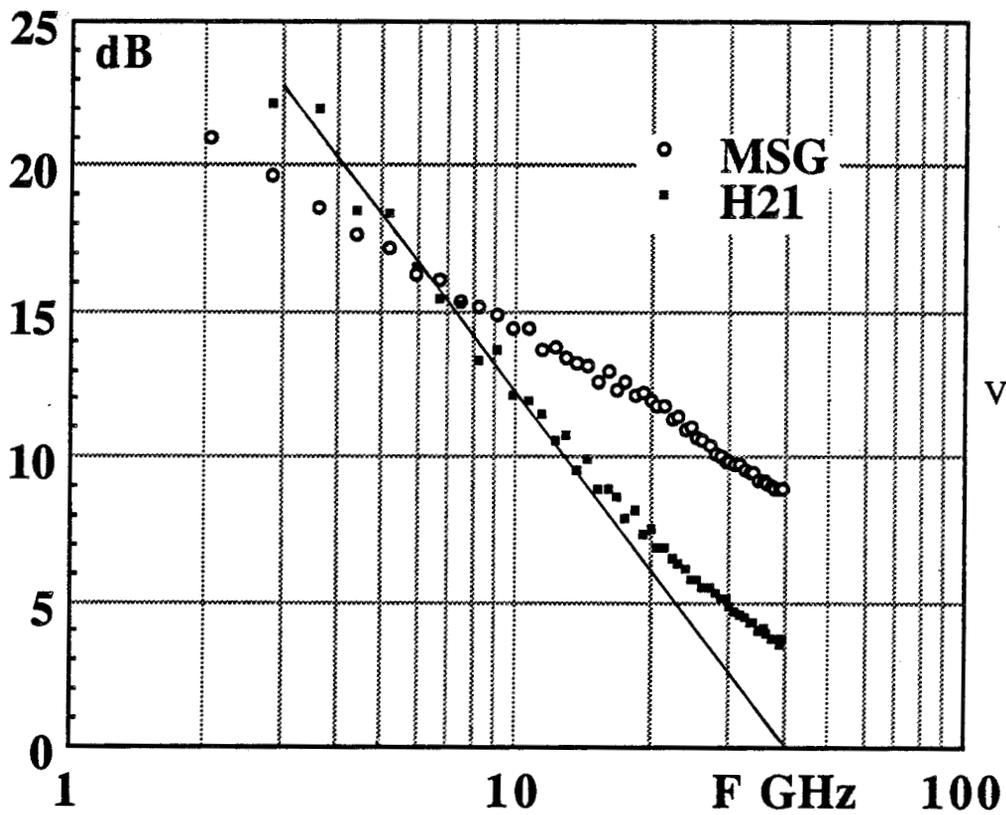


Figure 30 : Evolution fréquentielle des gains MAG, MSG et H21 des transistors VAR 343B et EC1840

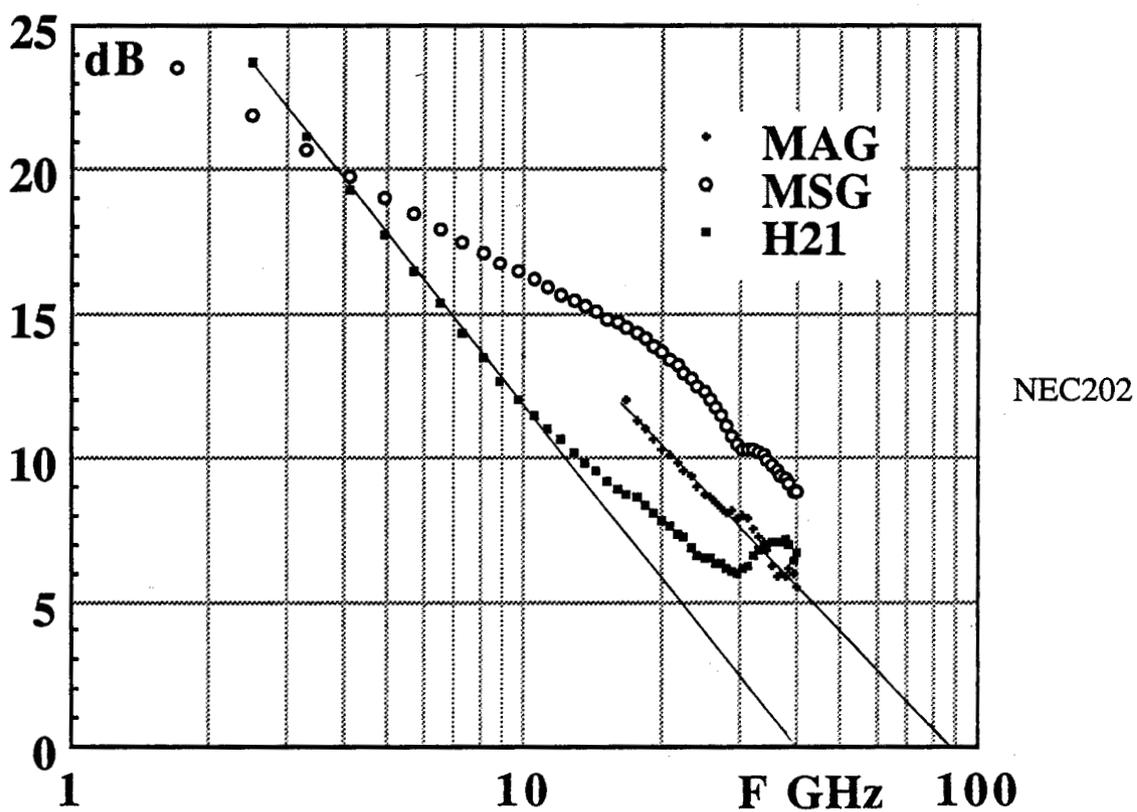
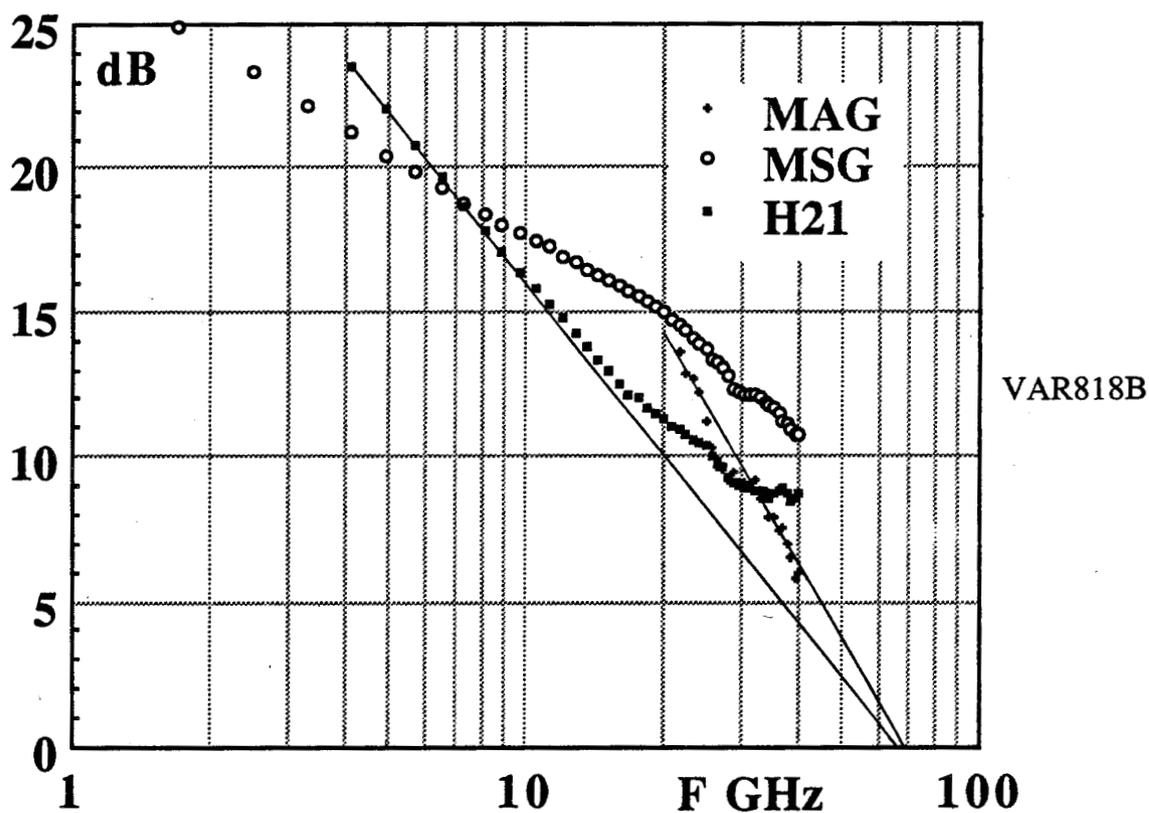


Figure 31 : Evolution fréquentielle des gains MAG, MSG et H21 des transistors VAR 818B et NEC 202

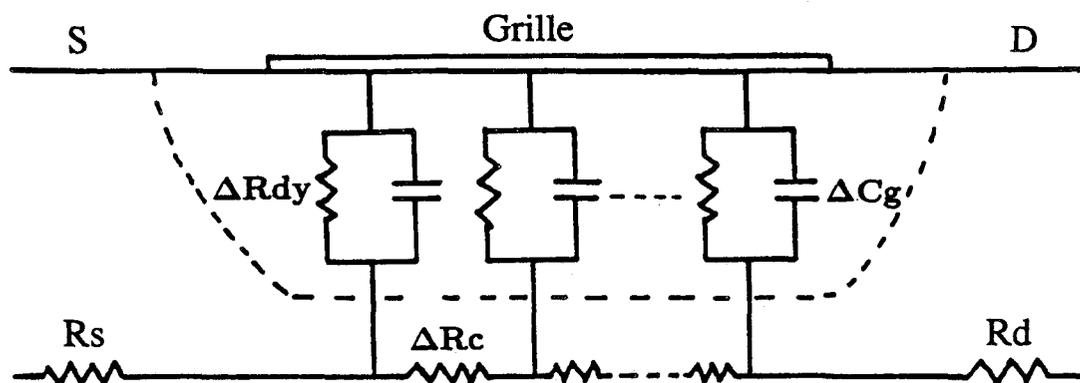
2.5.3.3 Extraction du schéma équivalent à éléments localisés en petit signal du TEC

La philosophie de la méthode d'extraction des éléments du schéma équivalent localisé (figure 19) consiste à placer le transistor dans des conditions particulières de polarisation afin de le simplifier. Ceci permet dans une première étape de déterminer les éléments de la partie extrinsèque. Les éléments de la partie intrinsèque sont déduits après analytiquement, par épluchage matriciel [7], [22].

a) Détermination des éléments d'accès R_S, R_g, R_d, L_S, L_g et L_d :

La détermination de ces éléments d'accès est basée sur la méthode de F. DIAMANT et M. LAVIRON [23] faisant appel à l'analyse des paramètres de la matrice d'impédance $[Z]$ du transistor mesurée à tension drain-source V_{ds} nulle et V_{gs} suffisamment positive pour que le contact Schottky soit à la limite de conduction en direct.

En effet, dans ce cas de polarisation, le canal conducteur sous la grille est équivalent à un réseau RC distribué (figure 32)



ΔC_g = capacité linéique de grille

ΔR_c = résistance linéique du canal

ΔR_{dy} = résistance dynamique de la jonction Schottky

Figure 32 : Réseau RC distribué sous la grille du TEC polarisé à $V_{ds} = 0$

les expressions des paramètres de la matrice $[Z]$ se réduisent à :

$$\begin{array}{ll}
 \text{Re}(Z_{ij}) & \text{Im}(Z_{ij}) \\
 Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + Z_{dy} & +j\omega(L_s + L_g) \\
 Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} & +j\omega L_s \\
 Z_{22} = R_s + R_d + R_c & +j\omega(L_s + L_d)
 \end{array}$$

avec :

- R_c = résistance du canal ouvert
- Z_{dy} = impédance dynamique de la barrière Schottky
 $= \frac{R_{dy}}{1+j\omega C_g R_{dy}}$ où $R_{dy} = \eta \frac{kT}{qI_g}$
- η = coefficient d'idéalité de la jonction
- k = constante de Boltzman
- C_g = capacité de grille
- I_g = courant de grille
- T = température de fonctionnement
- q = charge de l'électron

Lorsque la grille est polarisée en direct (à $I_g \text{max} \# 1 \text{mA}$ /surface de grille $10 \mu\text{m}^2$), l'expression de Z_{11} devient alors :

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{\eta kT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g)$$

Les paramètres Z_{ij} sont usuellement déduits des paramètres S mesurés à l'analyseur de réseau entre 1 et 10 GHz.

Les résistances d'accès $R_s, R_d,$ et R_g sont alors déterminées à partir des parties réelles des paramètres $[Z]$ mesurés à $I_g \text{max}$:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{Ordonnée à l'origine de } \text{Re}(Z_{11}) \text{ fonction de } \left(\frac{1}{I_g}\right) = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} \\
 \text{Re}(Z_{12}) = \text{Re}(Z_{21}) = R_s + \frac{R_c}{2} \\
 \text{Re}(Z_{22}) = R_s + R_d + R_c
 \end{array} \right.$$

A cette étape, on peut déjà déterminer la différence :

$$R_d - R_s = \operatorname{Re}(Z_{22}) - 2\operatorname{Re}(Z_{12})$$

et comparer les valeurs des résistances R_s, R_d et R_c dynamiques aux résistances déterminées en statique.

Les inductances L_s, L_g et L_d sont déterminées à partir des parties imaginaires des paramètres $[Z]$:

$$\begin{cases} \operatorname{Im}(Z_{11}) = (L_s + L_g)\omega \\ \operatorname{Im}(Z_{12}) = \operatorname{Im}(Z_{21}) = L_s \omega \\ \operatorname{Im}(Z_{22}) = (L_s + L_d)\omega \end{cases}$$

A titre d'exemple les figures (33) et (34) représentent l'évolution des parties réelles et imaginaires de ces paramètres $[Z]$ pour le transistor VAR 343 B.

L'inductance L_s des fils de connexion du plot de source au plan de masse intervient au dénominateur de l'expression du gain en puissance disponible MAG (annexe E). La réduction de la valeur de cette inductance est d'une importance capitale pour le gain de puissance en très haute fréquence. Un soin particulier doit être apporté lors de la soudure des fils de connexion entre le plot de source et le plan de masse. Ces fils doivent être en grand nombre (supérieur à 10), très courts et certains doivent être disposés à 90 degrés les uns par rapport aux autres (si la topologie du composant le permet).

La valeur raisonnable de L_s qu'on peut obtenir avec les TECs millimétriques dans notre cellule est comprise entre 10 et 50 pH.

Les inductances de grille et de drain L_g et L_d représentent respectivement les fils de connexion entre le plot de grille et la ligne microruban d'accès d'une part, et le plot de drain et la ligne d'accès de sortie d'autre part. Généralement cette connexion est effectuée au moyen d'un ou deux fils d'or ($\phi = 17\mu m$) très courts.

La valeur normale de L_g se situe généralement entre 100 et 150 pH ; quant à L_d elle est généralement de l'ordre de 200 à 250 pH pour notre cellule de mesure.

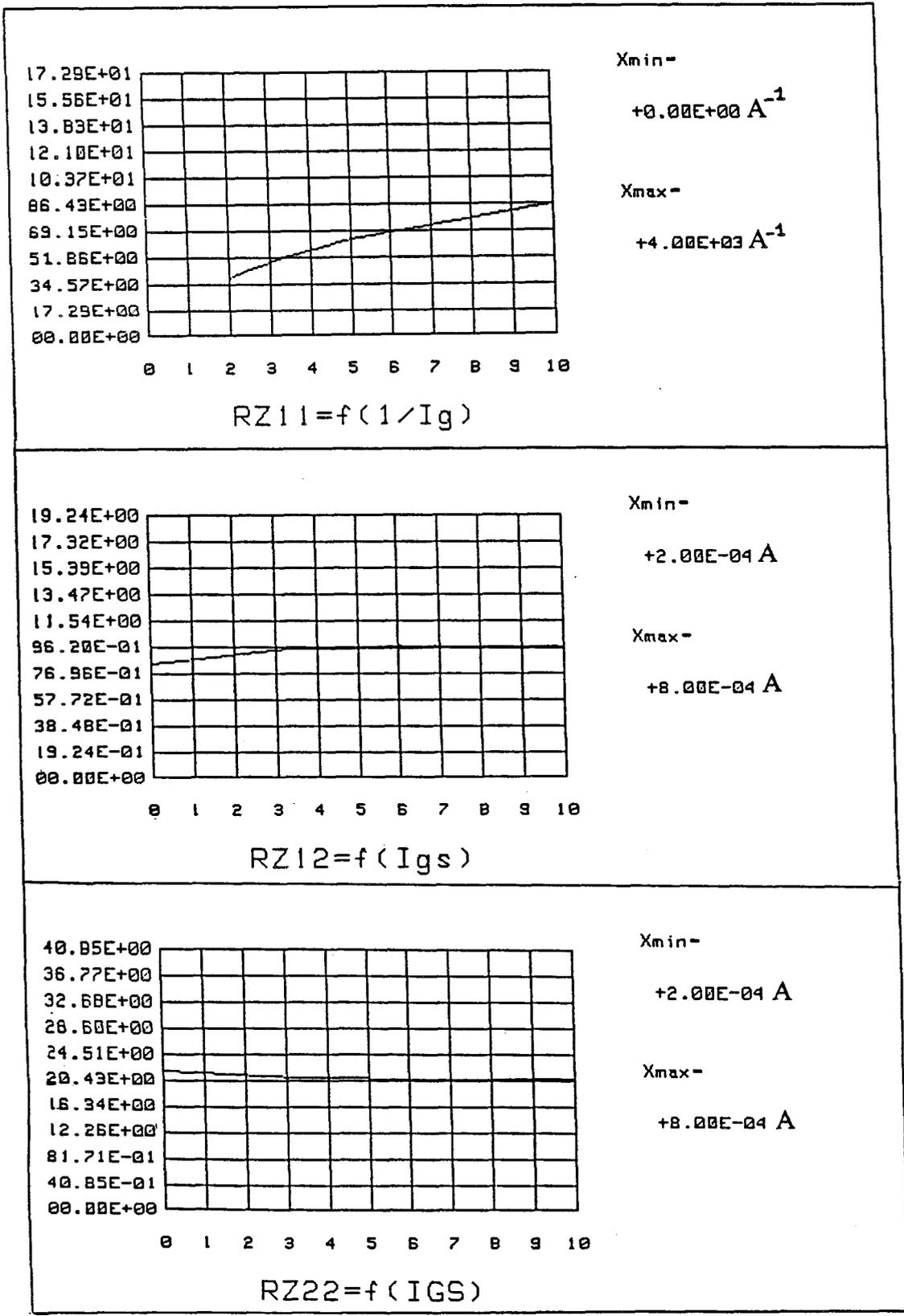


Figure 33: Evolution des parties réelles des paramètres $[Z]$ mesurés à $V_{ds} = 0$ "grille polarisée en direct" du transistor VAR 343 B

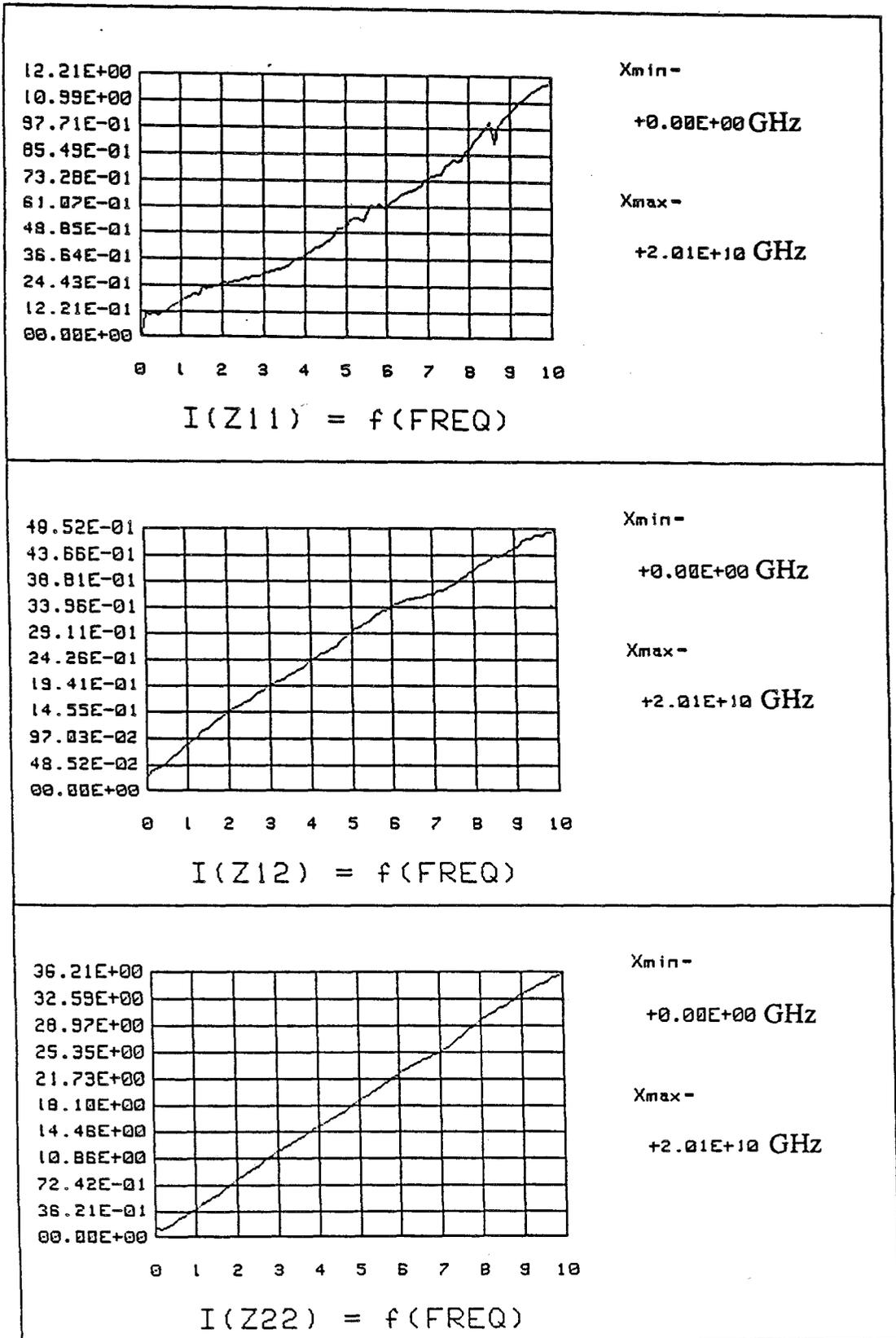


Figure 34: Evolution des parties imaginaires des paramètres $[Z]$ mesurés à $V_{ds} = 0$ "grille polarisée en direct" du transistor VAR 343 B

* Remarques :

- Par cette méthode il est difficile de déterminer avec précision l'inductance de source L_s , si elle est inférieure à 10 pH, en raison de la faible valeur de $Im(Z_{12})$
- d'autre part pour les transistors ayant une grande résistance R_g (supérieure à 10 Ω) nous avons constaté que $Im(Z_{11})$ est du même ordre que $Im(Z_{12})$. Cette particularité doit être due au fait que l'électrode de grille n'est alors plus équipotentielle ; la méthode de dépouillement cesse dans ces conditions d'être pleinement valable.

b) **Détermination des capacités parasites C_{pg} et C_{pd} :**

La détermination des capacités parasites de plot de grille et de drain C_{pg} et C_{pd} , est effectuée en polarisant le transistor à $V_{ds} = 0$ et $V_{gs} < V_{pincement}$.

La grille étant polarisée fortement en inverse, la zone active est totalement désertée et la capacité intrinsèque C_{gs} s'annule. Le schéma équivalent du TEC se réduit à la configuration de la figure 35 où C_b représente les effets de bord.

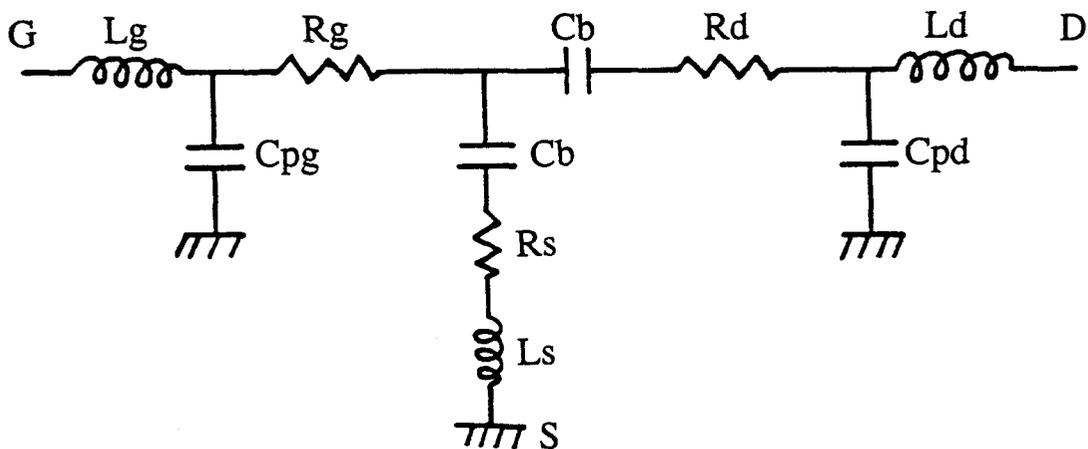


Figure 35 : Schéma équivalent du TEC polarisé à $V_{ds} = 0$ et $V_{gs} < V_{pincement}$ (grille polarisée fortement en inverse)

Les inductances séries n'ont pas d'effet aux fréquences assez basses (fréquences inférieures à 15 GHz) sur les parties imaginaires des paramètres de la matrice admittance [Y]. Les expressions de celles-ci sont :

$$\begin{cases} \text{Im}(Y_{11}) &= \omega(C_{pg} + 2Cb) \\ \text{Im}(Y_{12}) &= \text{Im}(Y_{21}) = -\omega Cb \\ \text{Im}(Y_{22}) &= \omega(C_{pd} + Cb) \end{cases}$$

d'où l'on déduit aisément C_{pg} et C_{pd} .

Les paramètres Y_{ij} sont usuellement déduits des paramètres S mesurés entre 2 et 10 GHz du transistor polarisé à $V_{ds} = 0$ et $V_{gs} < V_p$.

Les capacités C_{pg} et C_{pd} sont d'origines statiques; elles ne dépendent que de la géométrie des plots de grille et de drain. Leur valeur normale se situe entre 25 et 45 fF pour les transistors millimétriques cablés dans notre cellule.

La fréquence maximale de la bande dans laquelle est effectuée la détermination de C_{pg} et C_{pd} est très importante. La bande de fréquence la plus raisonnable pour la détermination de ces éléments est de 2 à 10 GHz, voire de 2 à 15 GHz.

c) Détermination des éléments intrinsèques du TEC

Les expressions des paramètres de la matrice admittance $[Y]_{intr}$ de la partie intrinsèque du TEC (figure 36) sont :

$$\begin{cases} Y_{11i} &= \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{1+(R_i C_{gs} \omega)^2} + j\omega \left(C_{gd} + \frac{C_{gs}}{1+(R_i C_{gs} \omega)^2} \right) \\ Y_{12i} &= -j\omega C_{gd} \\ Y_{21i} &= \frac{G_m [\cos\omega\tau - (\sin\omega\tau) R_i C_{gs} \omega]}{1+(R_i C_{gs} \omega)^2} \\ &\quad - j \left\{ \frac{G_m [\sin\omega\tau + (\cos\omega\tau) R_i C_{gs} \omega]}{1+(R_i C_{gs} \omega)^2} + \omega C_{gd} \right\} \\ Y_{22i} &= G_d + j\omega (C_{gd} + C_{ds}) \end{cases}$$

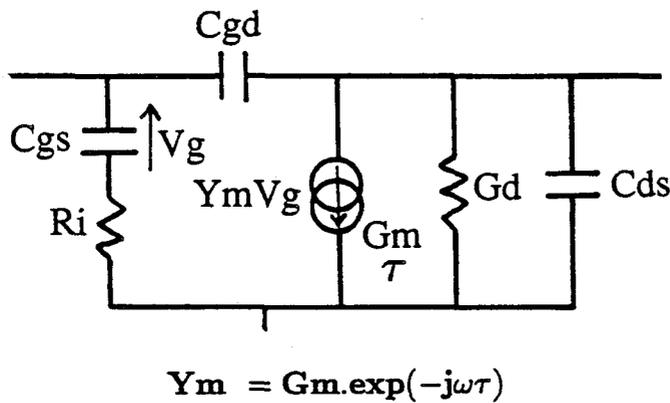


Figure 36: Schéma intrinsèque du TEC

La matrice admittance intrinsèque $[Y]_{intr}$, pour chaque point de polarisation, est extraite analytiquement par épluchage matriciel à partir de la matrice S mesurée du transistor (matrice S extrinsèque) en effectuant dans l'ordre les étapes suivantes :

1. acquisition des paramètres S extrinsèques mesurés
2. conversion de ces paramètres S en paramètres $[Z]$
3. soustraction des impédances des éléments d'accès série L_g et L_d respectivement des paramètres Z_{11} et Z_{22} de cette matrice $[Z]$
4. conversion des paramètres de la matrice $[Z]$ obtenue en paramètres admittance $[Y]$
5. soustraction des admittances de C_{pg} et C_{pd} respectivement des paramètres Y_{11} et Y_{22} de cette matrice $[Y]$.
6. conversion des paramètres de la matrice $[Y]$ obtenue en paramètres impédances $[Z]$.
7. soustraction des éléments séries $(R_g + Z_s)$, Z_s, Z_s et $(R_d + Z_s)$ respectivement des paramètres de cette matrice $[Z]$, avec $Z_s = (R_s + j\omega L_s)$.
8. conversion des paramètres de la matrice $[Z]$ obtenue matrice admittance $[Y]$

La matrice admittance $[Y]$ ainsi obtenue est la matrice admittance intrinsèque du TEC ($[Y]_{intr}$). Les évolutions en large bande des parties réelles et imaginaires de ces paramètres admittances intrinsèques pour le transistor NEC 202 sont représentées aux figure 37 et 38.

Les éléments intrinsèques du schéma équivalent sont calculés à partir des évolutions fréquentielles des paramètres de la matrice admittance intrinsèque (évolution en

(évolution en f et f^2) par simple régression linéaire. Les expressions de ces paramètres intrinsèques sont :

* Dans le cas où $Ri^2 C_{gs}^2 \omega^2 \ll 1$:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_d = Re(Y_{22}) \\ G_m = Re(Y_{21}) \\ C_{gd} = \frac{-Im(Y_{12})}{\omega} \\ C_{gs} = \frac{ImY_{11}}{\omega} - C_{gd} = \frac{ImY_{11}}{\omega} + \frac{ImY_{12}}{\omega} \\ C_{ds} = \frac{ImY_{22}}{\omega} - C_{gd} = \frac{ImY_{22}}{\omega} + \frac{ImY_{12}}{\omega} \\ Ri = \frac{ReY_{11}}{(\omega C_{gs})^2} = \frac{ReY_{11}}{(ImY_{11} + ImY_{12})^2} \\ \tau = \frac{\frac{-ImY_{21}}{\omega} - C_{gd}}{G_m} - Ri C_{gs} = -\frac{ImY_{21} + ImY_{12}}{\omega ReY_{21}} - \frac{ReY_{11}}{(ImY_{11} + ImY_{12})\omega} \end{array} \right.$$

* Dans le cas général :

$$\left\{ \begin{array}{l} G_d = Re(Y_{22}) \\ C_{gd} = \frac{-Im(Y_{12})}{\omega} \\ C_{ds} = \frac{ImY_{22}}{\omega} - C_{gd} \\ C_{gs} = \frac{ImY_{11}}{\omega} - C_{gd} D \\ Ri = \frac{ReY_{11} D}{(\omega C_{gs})^2} \\ \tau = \left[\frac{ImY_{21} + \omega C_{gd} + (ReY_{21} Ri C_{gs} \omega)}{Ri C_{gs} \omega (ImY_{21} + \omega C_{gd}) - ReY_{21}} \right] \frac{1}{\omega} \\ G_m = \frac{-(ImY_{21} + \omega C_{gd})(1 + Ri^2 C_{gs}^2 \omega^2)}{\omega (Ri C_{gs} + \tau)} \end{array} \right.$$

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

Les évolutions de ces éléments intrinsèques en fonction de V_{gs} pour le transistor NEC 202 (ou 525 T 105) sont représentées à la figure 39.

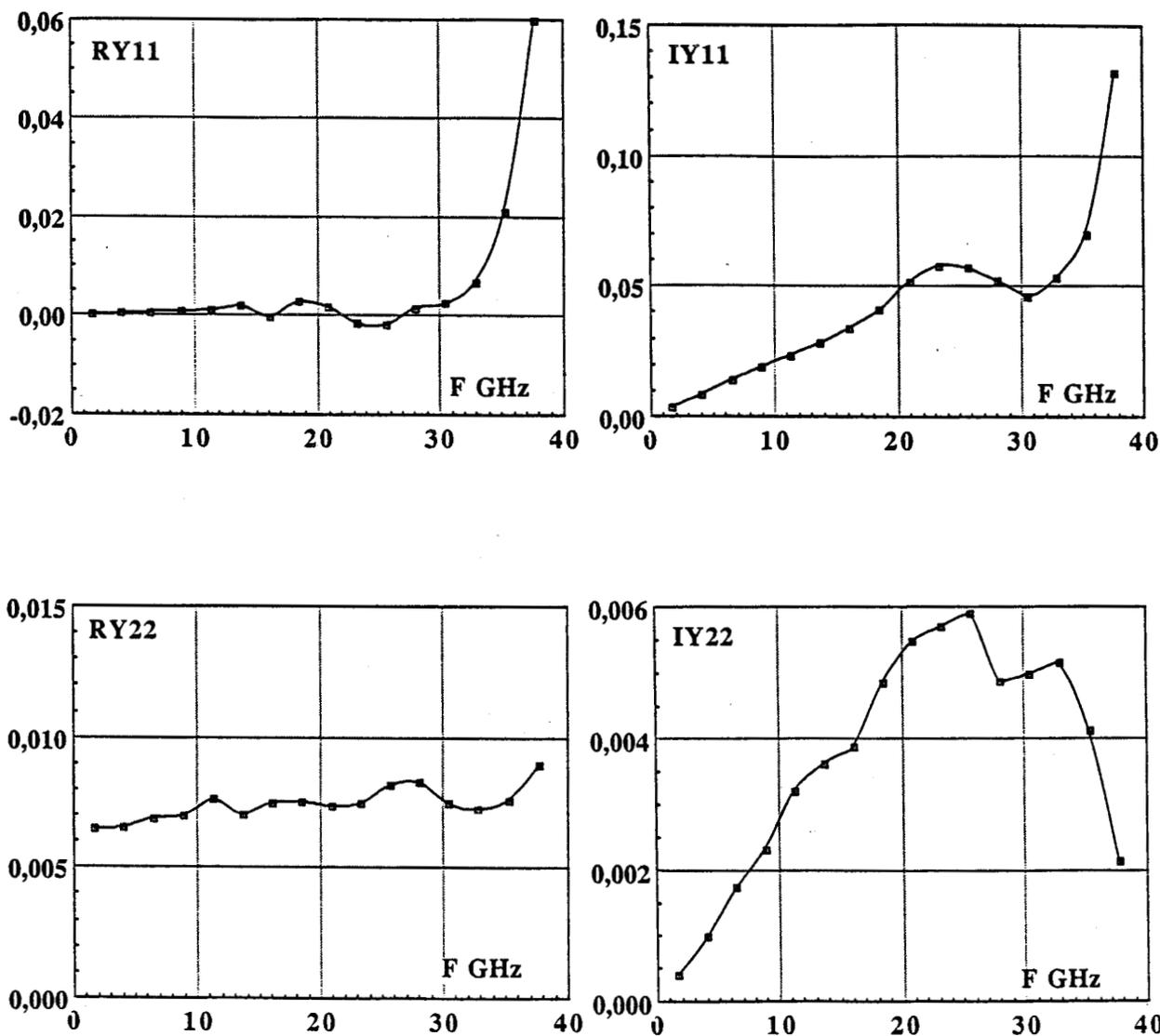


Figure 37: Evolution en large bande des paramètres admittances intrinsèques $[Y]_{intr}$ du NEC 202 (parties réelles et imaginaires des paramètres Y_{11} et Y_{22})

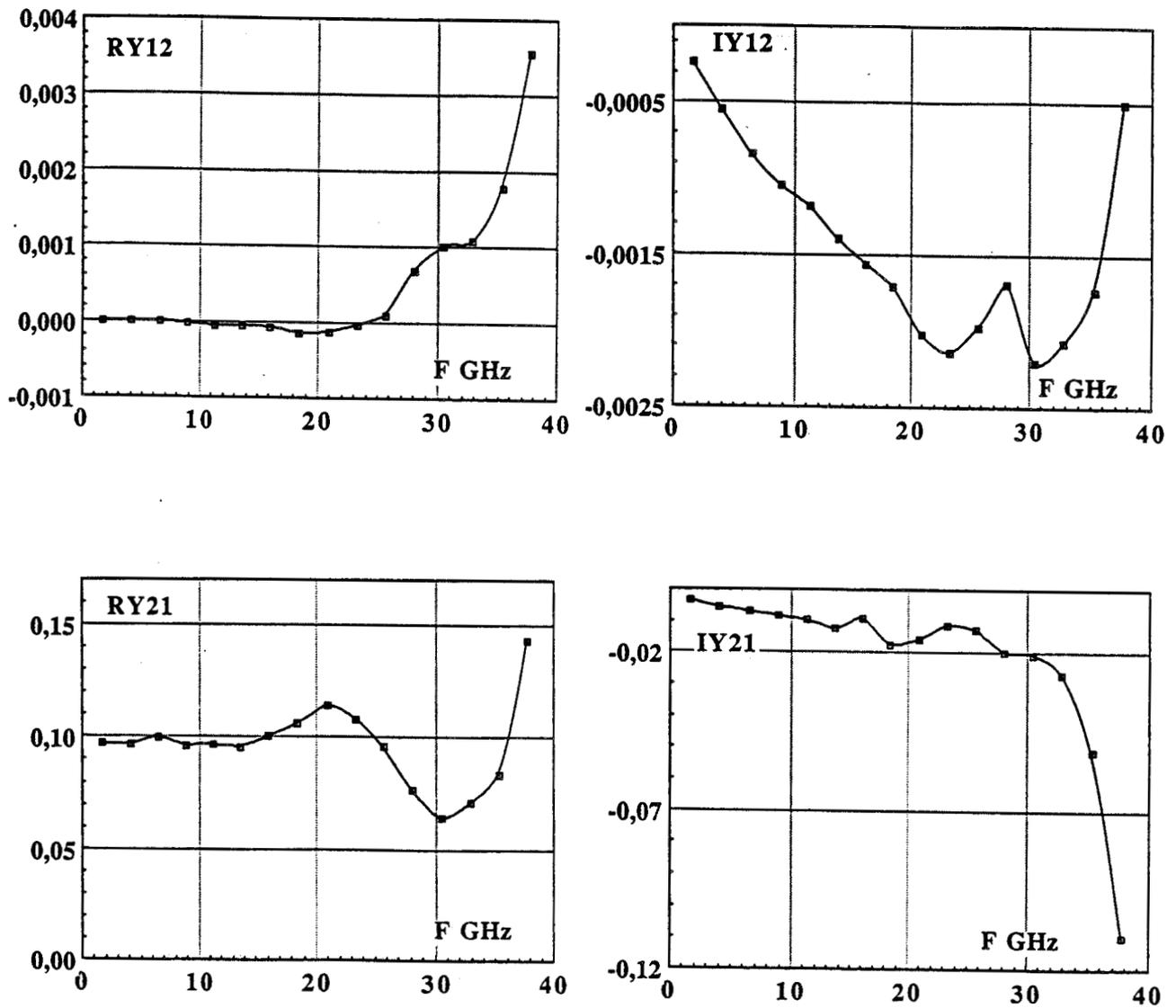


Figure 38: Evolution en large bande des paramètres admittances intrinsèques $[Y]_{intr}$ du NC 202 (parties réelles et imaginaires des paramètres Y_{12} et Y_{21})

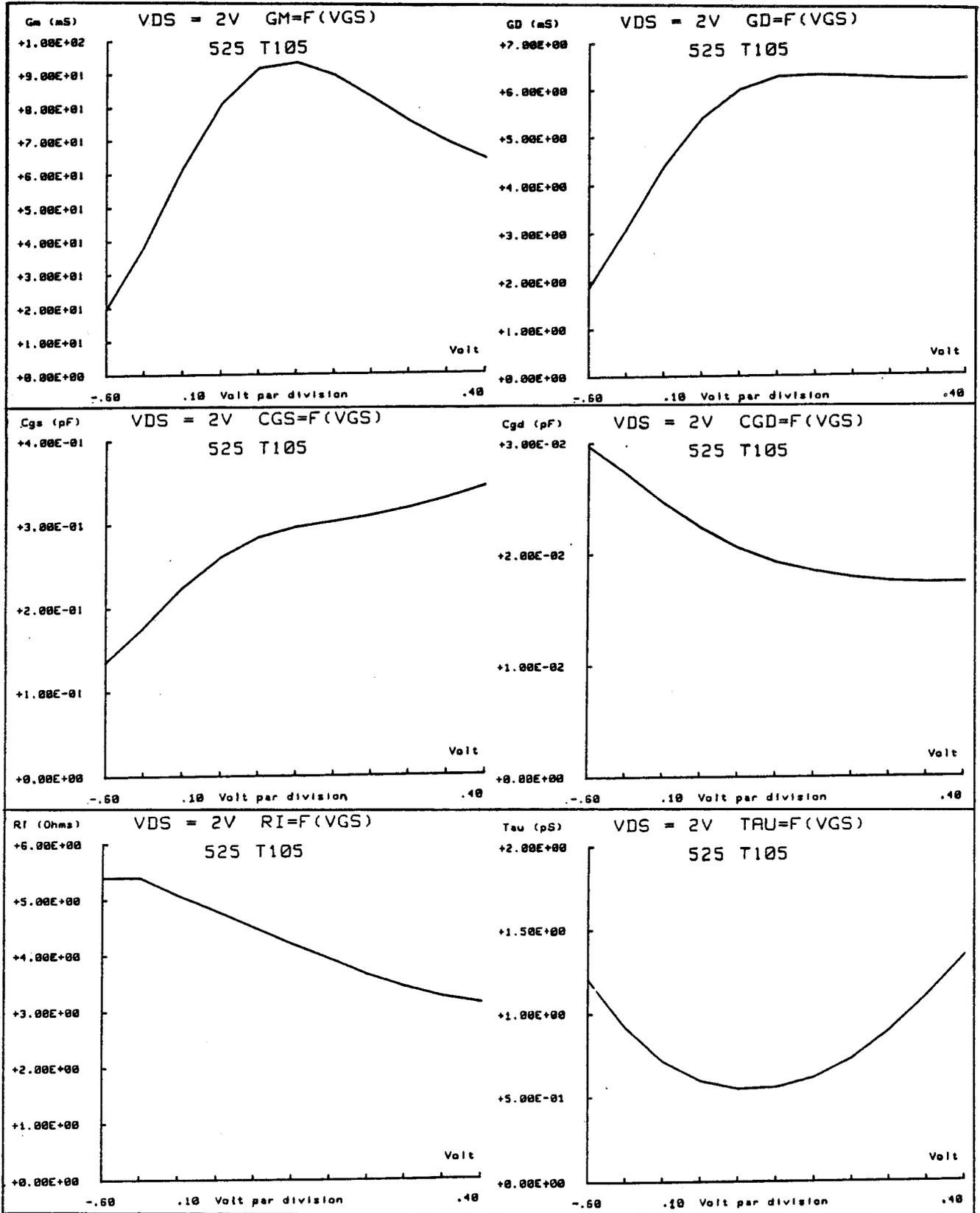


Figure 39: Evolution en fonction de V_{GS} des éléments intrinsèques du transistor NEC 202 (ou 525 T 105)

* Remarques :

- nous pouvons constater à partir des figures 37 et 38 une limitation aux fréquences supérieures de cette méthode d'extraction du schéma équivalent intrinsèque due au fait que les paramètres $[Y]$ intrinsèques ne suivent plus une loi en f ou f^2 à partir d'une certaine fréquence. Cette fréquence maximale dépend du dimensionnement de la grille du transistor sous test. Elle est de l'ordre de 12 GHz pour le NEC 202 dont les dimensions de grille sont : $4 \times (0,3 \times 50\mu m^2)$, elle atteint 25 GHz pour le VAR 343 B dont les dimensions de grille sont : $1 \times (0,2 \times 50\mu m^2)$
- la partie réelle de (Y_{12}) intrinsèque est négligeable devant la partie imaginaire de (Y_{12}) intrinsèque (figure 38)
- la partie réelle de (Y_{11}) intrinsèque est très faible ; les éléments R_i et τ dépendent directement de ce terme. L'extraction de ces éléments est donc très difficile et les valeurs obtenues ne correspondent pas souvent à une réalité physique.
- La précision de l'extraction des éléments intrinsèques est très sensible aux erreurs de mesures qui peuvent être commises lors de la détermination des éléments extrinsèques en effet :

C_{gs} dépend directement de C_{pg} (si $C_{pg} \nearrow$ alors $C_{gs} \searrow$)

C_{ds} dépend directement de C_{pd} (si $C_{pd} \nearrow$ alors $C_{ds} \searrow$)

R_i dépend de R_g et de L_g (si $R_g \nearrow$ alors $R_i \searrow$ et si $L_g \nearrow$ alors $R_i \nearrow$)

(R_i est aussi liée à C_{pg}, C_{gs}, τ et L_s)

- en outre, la valeur la plus plausible à attribuer au temps de transit des porteurs τ est donnée par la fréquence de coupure :

$$F_c = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}} = \frac{1}{2\pi\tau} \text{ d'où } \tau = \frac{C_{gs}}{G_m}$$

2.5.3.4 Résumé des caractéristiques et schémas équivalents extraits des mesures de quelques TECs millimétriques

Nous donnons ci-après les résultats obtenus pour les transistors tests retenus dans cette étude :

- Schéma équivalents extraits des paramètres S
- Fréquences de coupure calculées à partir du schéma équivalent et extrapolées à partir des paramètres S mesurés en large bande
- Gains en petit signal déduits des paramètres S mesurés à 27 et 40 GHz

**Transistor MESFET - $1 \times (0,2 \times 50\mu\text{m}^2)$ -
VAR 343B (THOMSON LCR) :**

Polarisation à $V_{ds} = 1.5V$ - $V_{gs} = +0.1V$

Eléments d'accès	L_s	L_d	L_g	C_{pg}	C_{pd}	R_s	R_d	R_g
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	49	240	100	26	27	3,6	4,4	9,3

Eléments intrinsèques	C_{gs}	C_{gd}	C_{ds}	G_d	G_m	τ	R_i
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	59,2	12,3	6,5	3,4	26,6	1	5,2

	A partir du schéma équivalent	A partir des paramètres S
$F_C = G_m/2\Pi C_{gs}$	71,6 GHz	
$F_{Ctot} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg})$	49,8 GHz	
$F_{H21intr} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{gd})$	59 GHz	
$F_{H21extrins} = Gm/2\Pi(C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})$	43 GHz	40 GHz
F_{MAG}	73,5 GHz	instable

F	MSG	MAG	H21
27 GHz	10,36 dB	instable	5,49 dB
40 GHz	8,87 dB	instable	3,73 dB

**Transistor MESFET - $2 \times (0,3 \times 32\mu\text{m}^2)$ -
EC1840 (THOMSON) :**

Polarisation à $V_{ds} = 2V$ - $V_{gs} = -0.1V$

Eléments d'accès	L_s	L_d	L_g	C_{pg}	C_{pd}	R_s	R_d	R_g
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	6	203	152	30	35	4,8	8,3	8,3

Eléments intrinsèques	C_{gs}	C_{gd}	C_{ds}	G_d	G_m	τ	R_i
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	73,5	8,3	13,8	2,3	21,1	1,7	5,8

	A partir du schéma équivalent	A partir des paramètres S
$F_C = G_m/2\Pi C_{gs}$	45,6 GHz	
$F_{Ctot} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg})$	32,4 GHz	
$F_{H21intr} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{gd})$	41 GHz	
$F_{H21extrins} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})$	30 GHz	30 GHz
F_{MAG}	81 GHz	80 GHz

F	MSG	MAG	H21
27 GHz	11,1 dB	instable	4,15dB
40 GHz	10,2 dB	7,4 dB	5,85 dB

**Transistor PM-HEMT - $2 \times (0,25 \times 50 \mu\text{m}^2)$ -
VAR 818 B (THOMSON LCR) :**

Polarisation à $V_{ds} = 2V$ - $V_{gs} = 0V$

Eléments d'accès	L_s	L_d	L_g	C_{pg}	C_{pd}	R_s	R_d	R_g
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	28,5	189	13,5	25	40	3,5	3,5	11

Eléments intrinsèques	C_{gs}	C_{gd}	C_{ds}	G_d	G_m	τ	R_i
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	164	17,4	7	3,8	85,4	0,7	3,9

	A partir du schéma équivalent	A partir des paramètres S
$F_C = G_m/2\Pi C_{gs}$	83 GHz	
$F_{Ctot} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg})$	72 GHz	
$F_{H21intr} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{gd})$	75 GHz	
$F_{H21extrins} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})$	66 GHz	65 GHz
F_{MAG}	76 GHz	68 GHz

F	MSG	MAG	H21
27 GHz	13,03 dB	9,53 dB	9,61 dB
40 GHz	10,79 dB	5,94 dB	8,72 dB

**Transistor HEMT - $4 \times (0,25 \times 50 \mu\text{m}^2)$ -
NEC 202 (ou 525 T 105) :**

Polarisation à $V_{ds} = 2V - V_{gs} = -0.1V$

Eléments d'accès	L_s	L_d	L_g	C_{pg}	C_{pd}	R_s	R_d	R_g
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	43	189	90	30	55	4,1	5,5	2,9

Eléments intrinsèques	C_{gs}	C_{gd}	C_{ds}	G_d	G_m	τ	R_i
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	296	19,3	13,8	6,2	93,2	0,6	4,2

	A partir du schéma équivalent	A partir des paramètres S
$F_C = G_m/2\Pi C_{gs}$	50,1 GHz	
$F_{Ctot} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg})$	45,5 GHz	
$F_{H21intr} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{gd})$	47 GHz	
$F_{H21extrins} = G_m/2\Pi(C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})$	43 GHz	40 GHz
F_{MAG}	62 GHz	87 GHz

F	MSG	MAG	H21
27 GHz	11,5 dB	8,4 dB	6,35 dB
40 GHz	8,7 dB	5,6 dB	6,55 dB

2.6 Comparaison entre paramètres S mesurés et calculés à partir du schéma équivalent localisé

Les paramètres S mesurés dans notre cellule en large bande (45 MHz - 40 GHz) et ceux calculés à partir du schéma équivalent à éléments localisés déterminés dans une bande de fréquence plus basse, sont représentés aux figures 40 et 41 pour les deux transistors à effet de champ VAR 343B et EC1840.

Nous constatons, à partir de ces évolutions, une entière conformité théorie-expérience en basses fréquences jusqu'à 20 GHz voire 25 GHz (domaine fréquentiel de validité du schéma équivalent).

Par contre, en hautes fréquences (fréquences supérieures à 30 GHz), nous constatons quelques écarts en module et en phase entre les paramètres S mesurés et calculés en particulier pour le VAR 343B.

Deux raisons peuvent être avancées pour l'interprétation de ce léger désaccord :

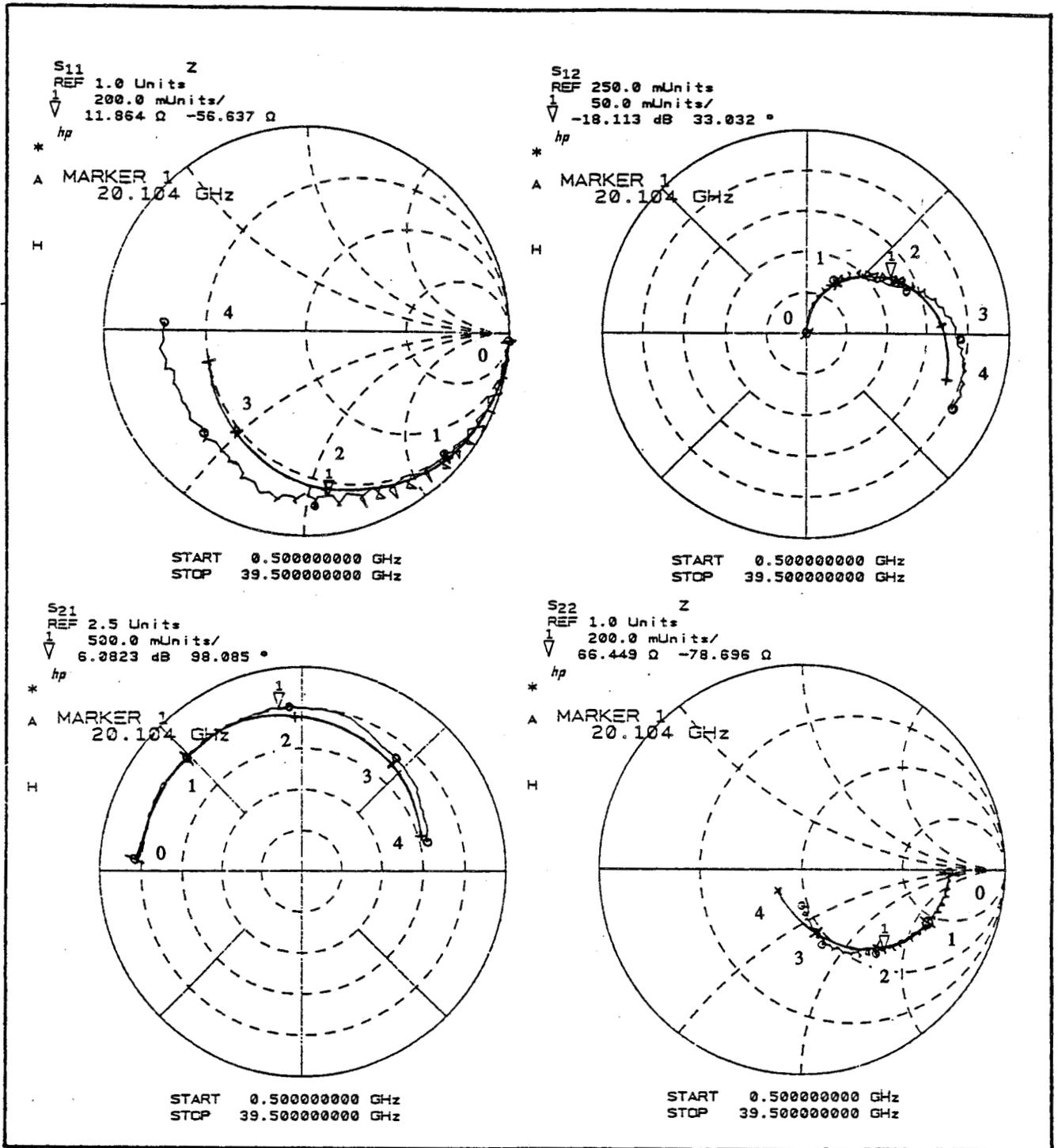
- l'erreur commise dans la détermination des éléments extrinsèques Lg , Ld , Ls , Cpg , Cpd et , par répercussion, dans la détermination des éléments intrinsèques du schéma équivalent localisé.
- une insuffisance de la représentation par un schéma localisé.

En ce qui concerne le premier point, nous allons voir dans quelle mesure une amélioration peut être apportée par "fittage" des différents éléments. Le deuxième point va être examiné en prenant en compte l'éventualité d'effets distribués sur les électrodes.

2.7 Optimisation du schéma équivalent du TEC

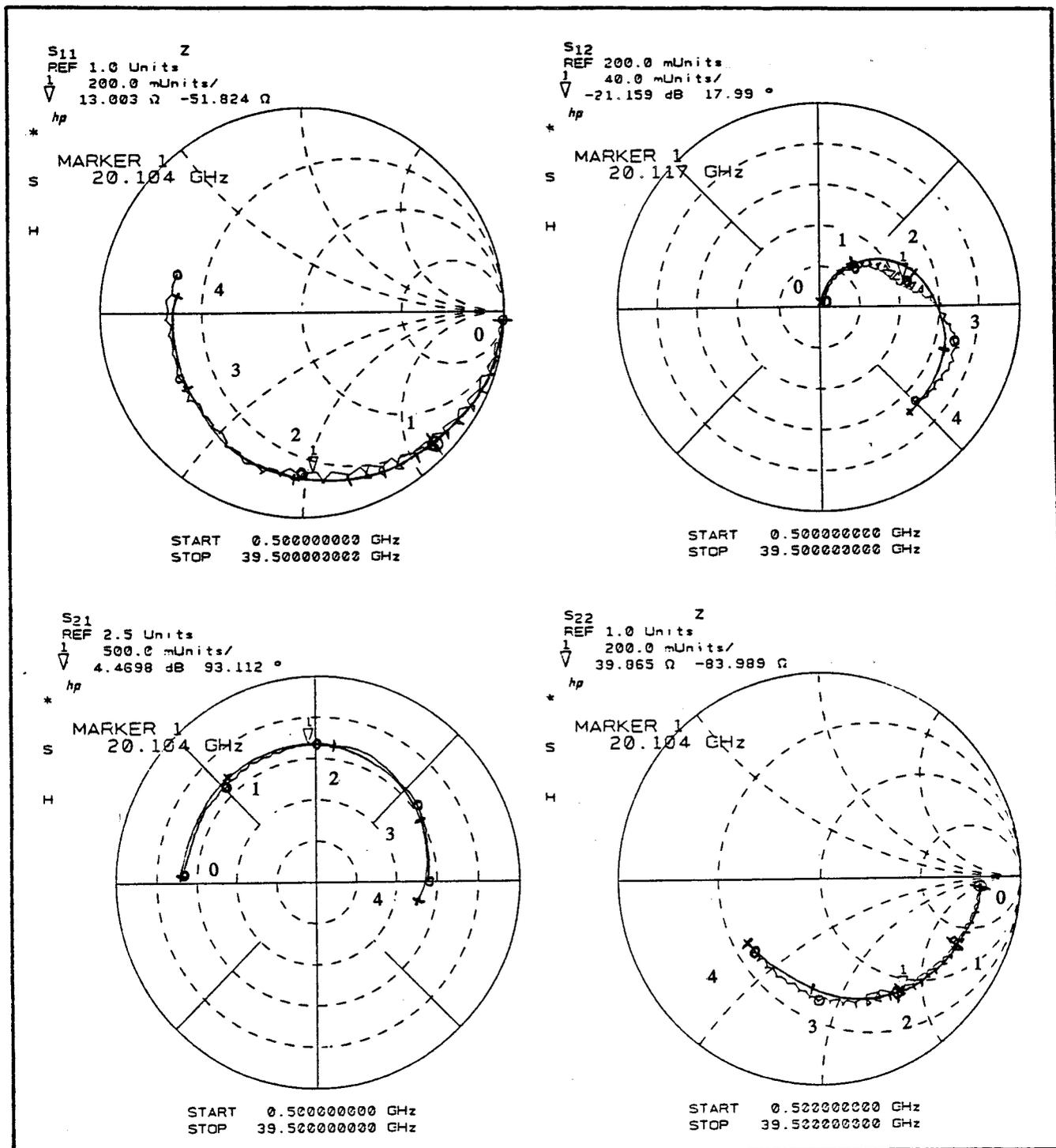
2.7.1 Sensibilité des paramètres S aux éléments du schéma équivalent localisé :

La méthode d'optimisation que nous avons mise en oeuvre se veut la plus proche possible de la réalité physique. Elle repose sur des constatations établies à partir de nombreux composants, concernant la sensibilité de leurs paramètres S aux variations des éléments du schéma équivalent localisé. Des comportements très voisins ont été trouvés pour l'ensemble des composants. A titre d'exemple, nous montrons sur les figures 42, 43 et 44 comment se présentent ces comportements sur l'étendue de la bande 0 - 40 GHz dans le cas du transistor VAR 343B.



- | | | |
|------------------------------------|---------------------------------------|------------------------------|
| 0 \longrightarrow 0,5 GHz | 1 \longrightarrow 10,6 GHz | 2 \longrightarrow 20,8 GHz |
| 3 \longrightarrow 30,9 GHz | 4 \longrightarrow 39,5 GHz | |
| + \longrightarrow Sij théoriques | \circ \longrightarrow Sij mesurés | |

Figure 40: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du VAR 343 B et ceux calculés à partir de son schéma équivalent à éléments localisés (éléments extraits directement des mesures)



- 0 → 0,5 GHz
- 1 → 10,6 GHz
- 2 → 20,8 GHz
- 3 → 30,9 GHz
- 4 → 39,5 GHz
- + → Sij théoriques
- → Sij mesurés

Figure 41: Evolution des paramètres *S* mesurés en large bande du EC1840 et ceux calculés à partir de son schéma équivalent à éléments localisés (éléments extraits directement des mesures)

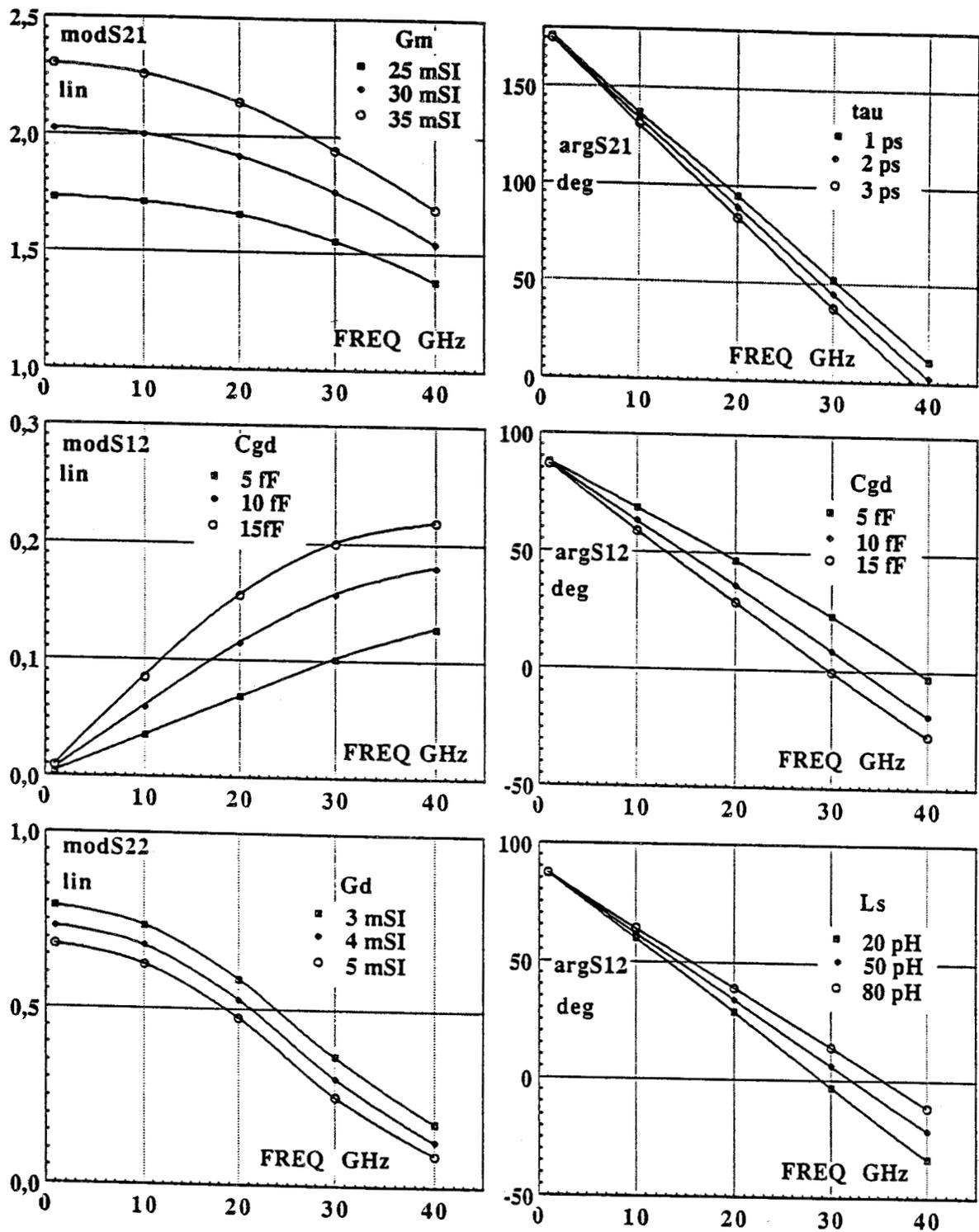


Figure 42: Influence en large bande des éléments G_m , τ , C_{gd} , G_d et L_s du schéma équivalent localisé du VAR 343B sur ses paramètres S_{12} , S_{21} et S_{22}

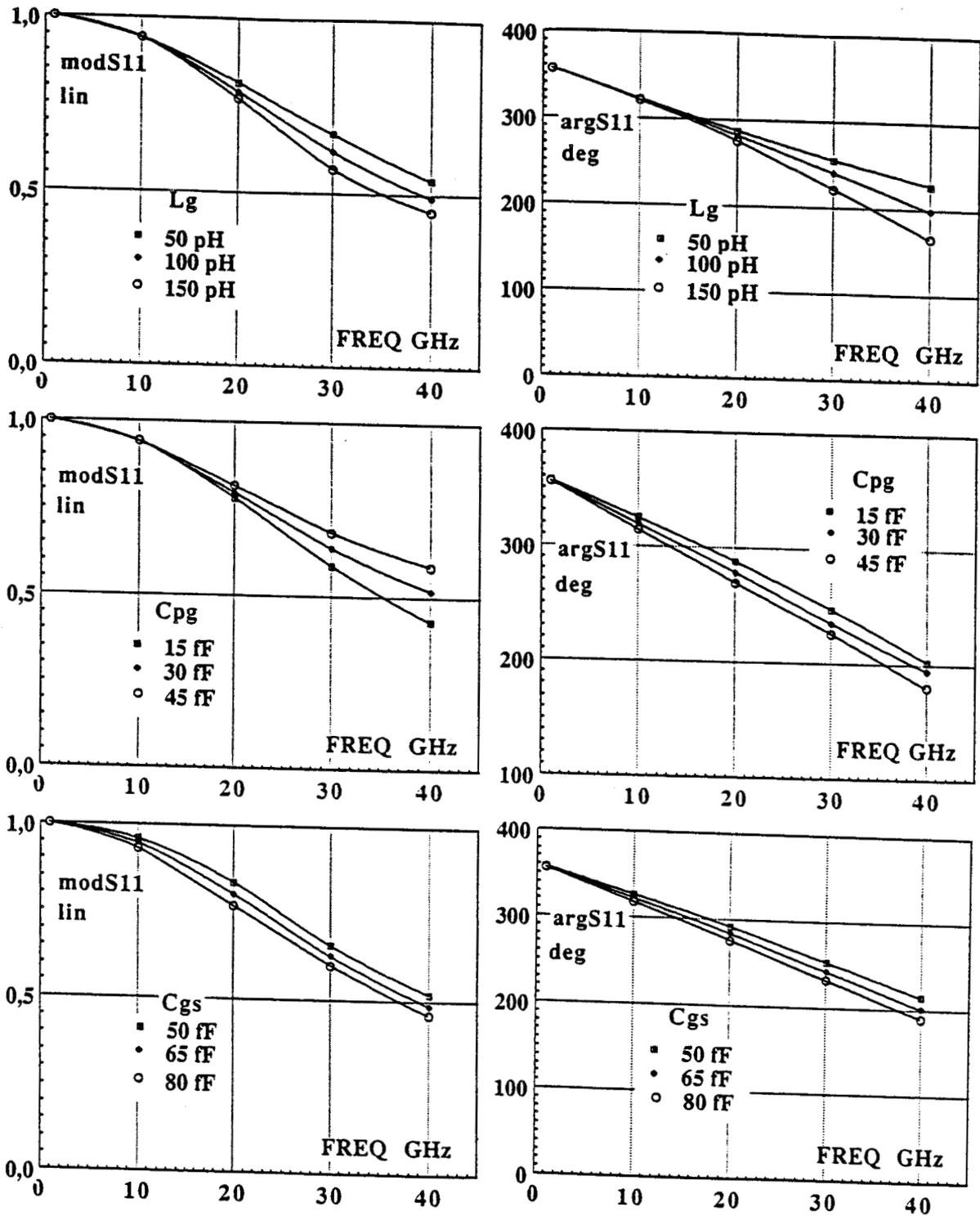


Figure 43: Influence en large bande des éléments L_g , C_{pg} et C_{gs} du schéma équivalent localisé du VAR 343B sur son paramètre S_{11}

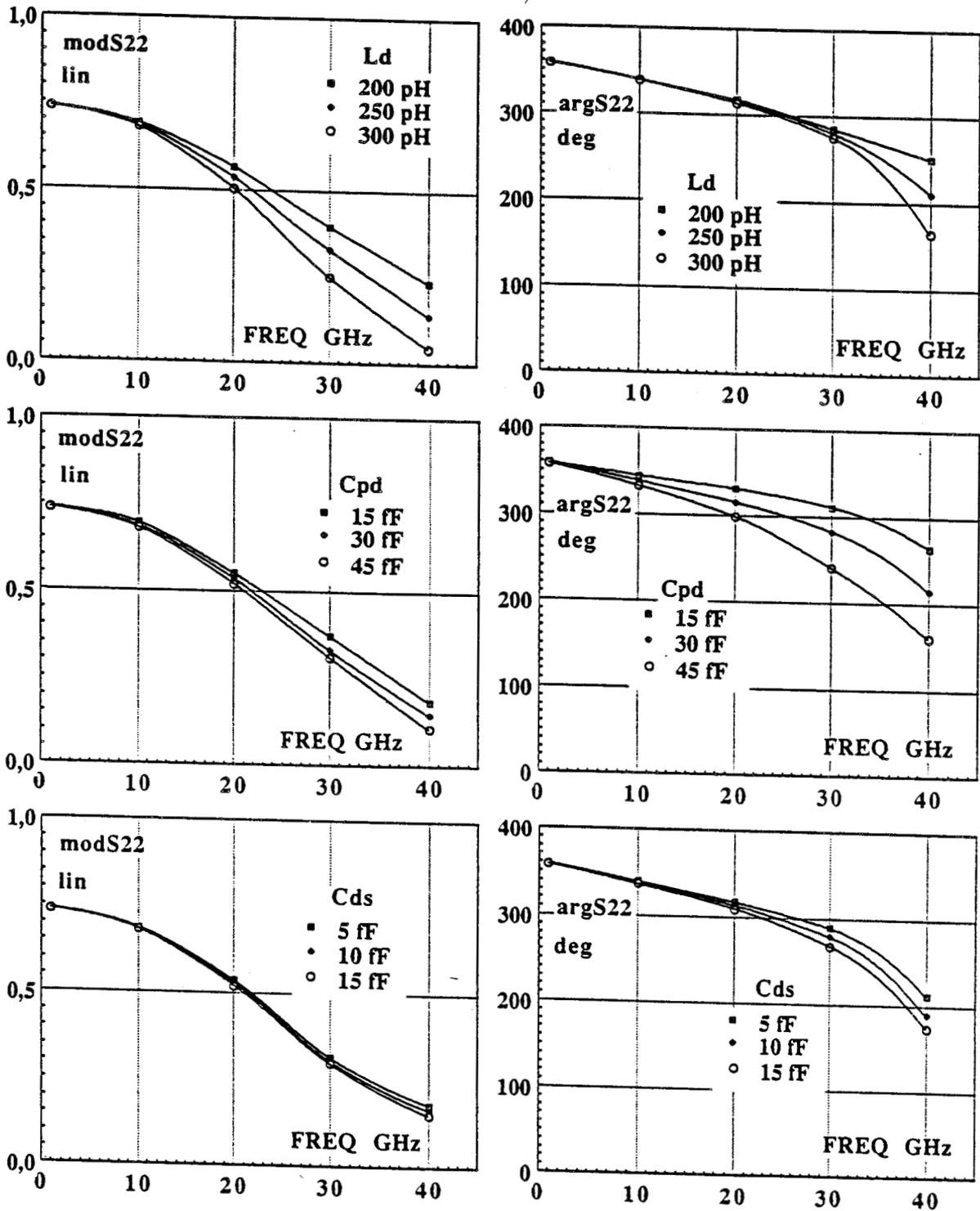


Figure 44: Influence en large bande des éléments L_d , C_{pd} , et C_{ds} du schéma équivalent localisé du VAR 343B sur son paramètre S_{22}

les effets essentiels se résument ainsi :

- S_{11} est surtout sensible à C_{pg} , C_{gs} et L_g
- S_{12} est sensible principalement à C_{gd}
- S_{21} est sensible en module au G_m et en phase à τ
- S_{22} est sensible à C_{pd} , C_{ds} , L_d , et particulièrement en module à G_d

Les effets de ces éléments sont très remarquables en hautes fréquences (fréquences supérieures à 20 GHz), excepté pour G_m et G_d dont les effets se manifestent quelle que soit la fréquence.

L'inductance de source L_s n'a que peu d'effet en haute fréquence sur les paramètres S_{11} , S_{12} et S_{21} .

Enfin, les résistances R_s , R_d , R_g et R_i ont des effets très minimes sur les paramètres S.

2.7.2 Méthode d'optimisation du schéma équivalent à éléments localisés :

L'optimisation du schéma équivalent localisé porte surtout sur les éléments extrinsèques inductifs (L_s , L_g , L_d) et capacitifs (C_{pg} , C_{pd}) et les principaux éléments intrinsèques tels que G_d , G_m , τ et C_{gd} .

L'optimisation de la capacité C_{gs} et de la capacité C_{ds} est effectuée en parallèle avec respectivement celle de C_{pg} et celle de C_{pd} en raison de leur interdépendance.

Les résistances R_s , R_g , R_d et R_i n'ayant qu'un effet très minime ne sont pas optimisées.

L'optimisation est effectuée autour des valeurs des éléments du schéma équivalent mesurés et calculés en basses fréquences, avec le souci permanent de conserver des variations physiquement admissibles. On compare à chaque étape les paramètres S calculés à partir du schéma équivalent aux paramètres S mesurés.

Le déroulement de l'optimisation consiste à ajuster dans l'ordre :

- la valeur de Gm afin d'obtenir un module de S_{21} calculé qui soit identique à celui mesuré en basses fréquences (fréquences inférieures à 20 GHz)
- la valeur de τ afin d'obtenir une phase du S_{21} calculée, égale à celle mesurée en hautes fréquences (fréquences supérieures à 30 GHz)
- la valeur de Cgd pour avoir un S_{12} calculé identique en phase et en module à celui mesuré en hautes fréquences.
- la valeur de Ls pour rattraper dans certains cas la phase de S_{12} en hautes fréquences
- les valeurs de Lg et Cpg (éventuellement Cgs) pour optimiser au mieux S_{11} en hautes fréquences
- la valeur de Gd afin d'obtenir un module de S_{22} calculé identique à celui mesuré en basses fréquences.
- les valeurs de $Gd, Ld,$ et Cpd (éventuellement Cds) pour optimiser au mieux S_{22} en hautes fréquences.

Dans le cas du transistor VAR 343B les éléments bruts du schéma équivalent obtenus lors de la caractérisation sont :

Eléments d'accès	Ls	Ld	Lg	Cpg	Cpd	Rs	Rd	Rg
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	49	240	100	26	27	3,6	4,4	9,3

Eléments intrinsèques	Cgs	Cgd	Cds	Gd	Gm	τ	Ri
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	59,2	12,3	6,5	3,4	26,6	1	5,2

Après optimisation les éléments du schéma équivalent deviennent :

Eléments d'accès	<i>Ls</i>	<i>Ld</i>	<i>Lg</i>	<i>Cpg</i>	<i>Cpd</i>	<i>Rs</i>	<i>Rd</i>	<i>Rg</i>
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	43	205	122	45	22	3,6	4,4	9,3

Eléments intrinsèques	<i>Cgs</i>	<i>Cgd</i>	<i>Cds</i>	<i>Gd</i>	<i>Gm</i>	τ	<i>Ri</i>
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	55	15	5	3	27	1,2	5,2

Les paramètres S calculés à partir de ce schéma équivalent optimisé et ceux mesurés en large bande sont représentés à la figure 45.

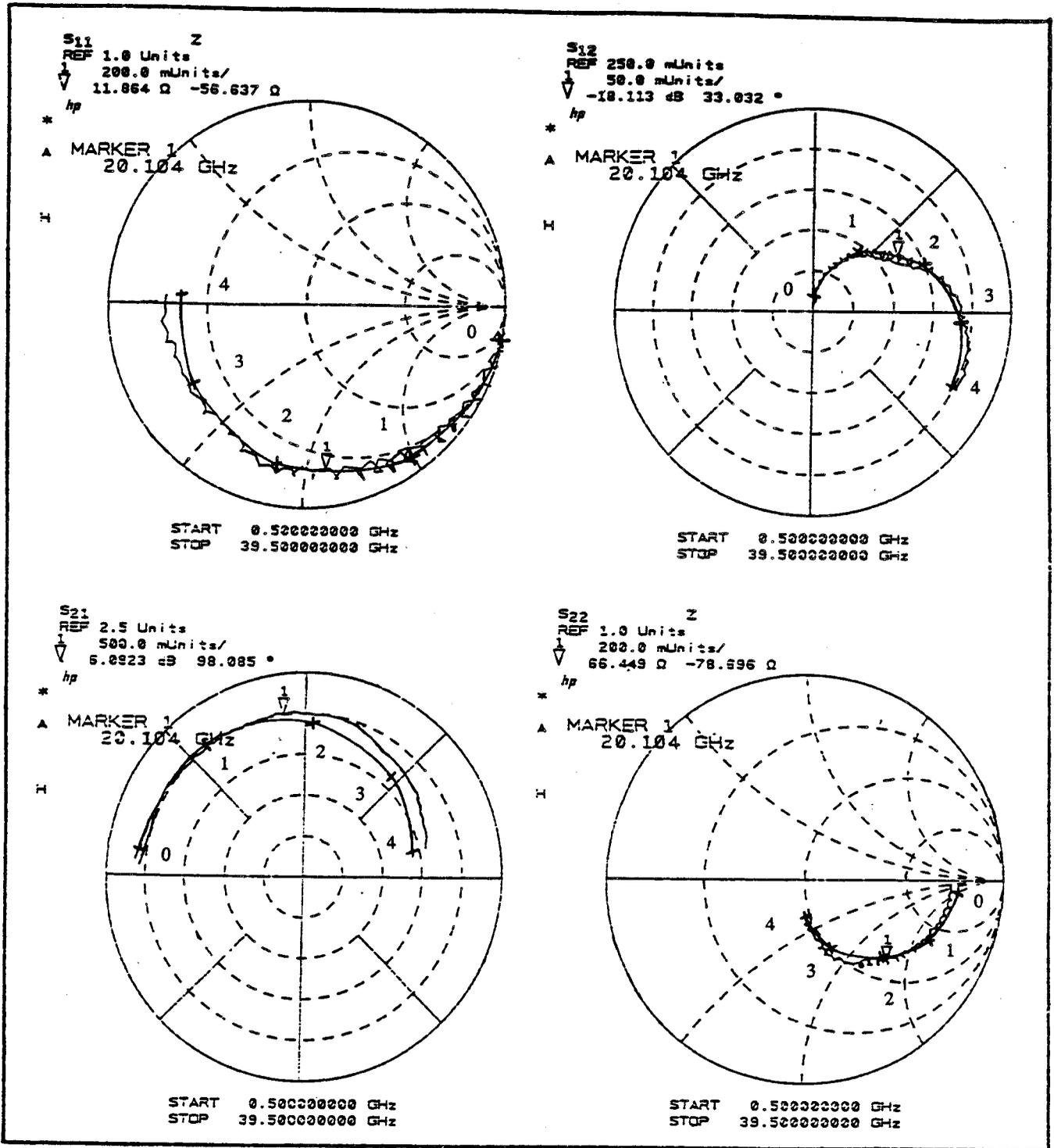
Ces résultats montrent qu'avec des éléments optimisés restant voisins des éléments mesurés et conservant une réalité physique, nous obtenons une bonne concordance théorie-expérience sur la totalité des paramètres S.

2.8 Comparaison entre les deux schémas équivalents "localisé" et "distribué" du TEC

La présentation du schéma distribué du TEC a été effectuée au paragraphe 2.4.2 (figure 20).

Les tableaux 1 et 2 donnent les correspondances entre les éléments du schéma localisé et les éléments du schéma distribué pour les deux transistors VAR 343B et EC1840. La méthode utilisée pour établir ces correspondances est celle décrite au paragraphe 2.4.2.

La matrice de dispersion S du transistor représenté par le schéma distribué est déterminée analytiquement en effectuant le calcul matriciel détaillé en annexe B [17], ou par une simulation numérique petit signal avec le logiciel de CAO Spice.



- 0 → 2 GHz
- 1 → 11,4 GHz
- 2 → 20,7 GHz
- 3 → 30,1 GHz
- 4 → 39,5 GHz
- + → Sij théoriques

Figure 45: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du VAR 343B et ceux calculés à partir de son schéma équivalent localisé optimisé (éléments obtenus après optimisation).

Valeurs des éléments du schéma équivalent localisé :

Eléments d'accès	<i>Ls</i>	<i>Ld</i>	<i>Lg</i>	<i>Cpg</i>	<i>Cpd</i>	<i>Rs</i>	<i>Rd</i>	<i>Rg</i>
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	49	240	100	26	27	3,6	4,4	9,3

Eléments intrinsèques	<i>Cgs</i>	<i>Cgd</i>	<i>Cds</i>	<i>Gd</i>	<i>Gm</i>	τ	<i>Ri</i>
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	59,2	12,3	6,5	3,4	26,6	1	5,2

Valeurs des éléments du schéma équivalent distribué (avec $N = 5$) :

<i>rs</i>	<i>rg</i>	<i>ri</i>	<i>rdc</i>	<i>rdm</i>	<i>lg</i>	<i>ld</i>
18 Ω	4,2 Ω	26 Ω	0,88 Ω	0	6,8 pH	6,8 pH

<i>cgs</i>	<i>cgd</i>	<i>cds</i>	<i>gd</i>	<i>gm</i>
11,8 fF	2,46 fF	1,3 fF	0,68 mSI	5,3 mSI

<i>lcg</i>	<i>lcd</i>	<i>Ls</i>	τ	<i>Cpg</i>	<i>Cpd</i>
85 pH	225 pH	49 pH	1 ps	26 fF	27 fF

Tableau 1 : Correspondance entre les éléments du schéma localisé et les éléments du schéma distribué du transistor MESFET-VAR343B

Valeurs des éléments du schéma équivalent localisé:

Eléments d'accès	<i>Ls</i>	<i>Ld</i>	<i>Lg</i>	<i>Cpg</i>	<i>Cpd</i>	<i>Rs</i>	<i>Rd</i>	<i>Rg</i>
	pH	pH	pH	fF	fF	Ω	Ω	Ω
	6	203	152	30	35	4,8	8,3	8,3

Eléments intrinsèques	<i>Cgs</i>	<i>Cgd</i>	<i>Cds</i>	<i>Gd</i>	<i>Gm</i>	τ	<i>Ri</i>
	fF	fF	fF	mSI	mSI	ps	Ω
	73,5	8,3	13,8	2,3	21,1	1,7	5,8

Valeurs des éléments du schéma équivalent distribué (avec N = 5) :

<i>rs</i>	<i>rg</i>	<i>ri</i>	<i>rdc</i>	<i>rdm</i>	<i>lg</i>	<i>ld</i>
24 Ω	3,77 Ω	29 Ω	1,66 Ω	0	4,5pH	4,5 pH

<i>cgs</i>	<i>cgd</i>	<i>cds</i>	<i>gd</i>	<i>gm</i>
14,7 fF	1,66 fF	2,76 fF	0,47 mSI	4,22 mSI

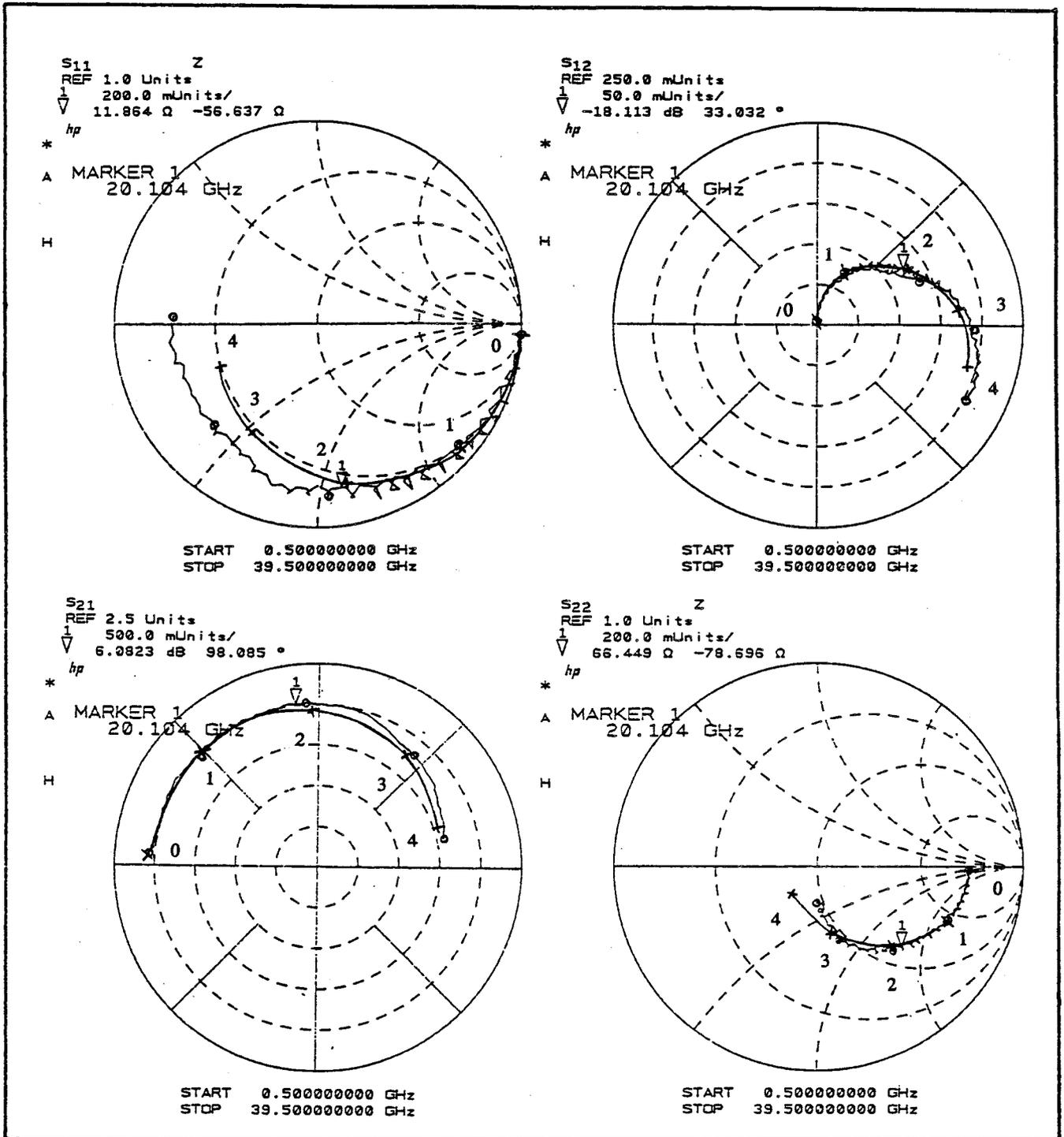
<i>lcg</i>	<i>lcd</i>	<i>Ls</i>	τ	<i>Cpg</i>	<i>Cpd</i>
142 pH	193 pH	6 pH	1,7 ps	30 fF	35 fF

Tableau 2 : Correspondance entre les éléments du schéma localisé et les éléments du schéma distribué du transistor MESFET-EC1840

Les évolutions des paramètres S théoriques ainsi déterminés et des paramètres S mesurés des transistors VAR 343B et EC1840 sont représentées sur les figures 46 et 47.

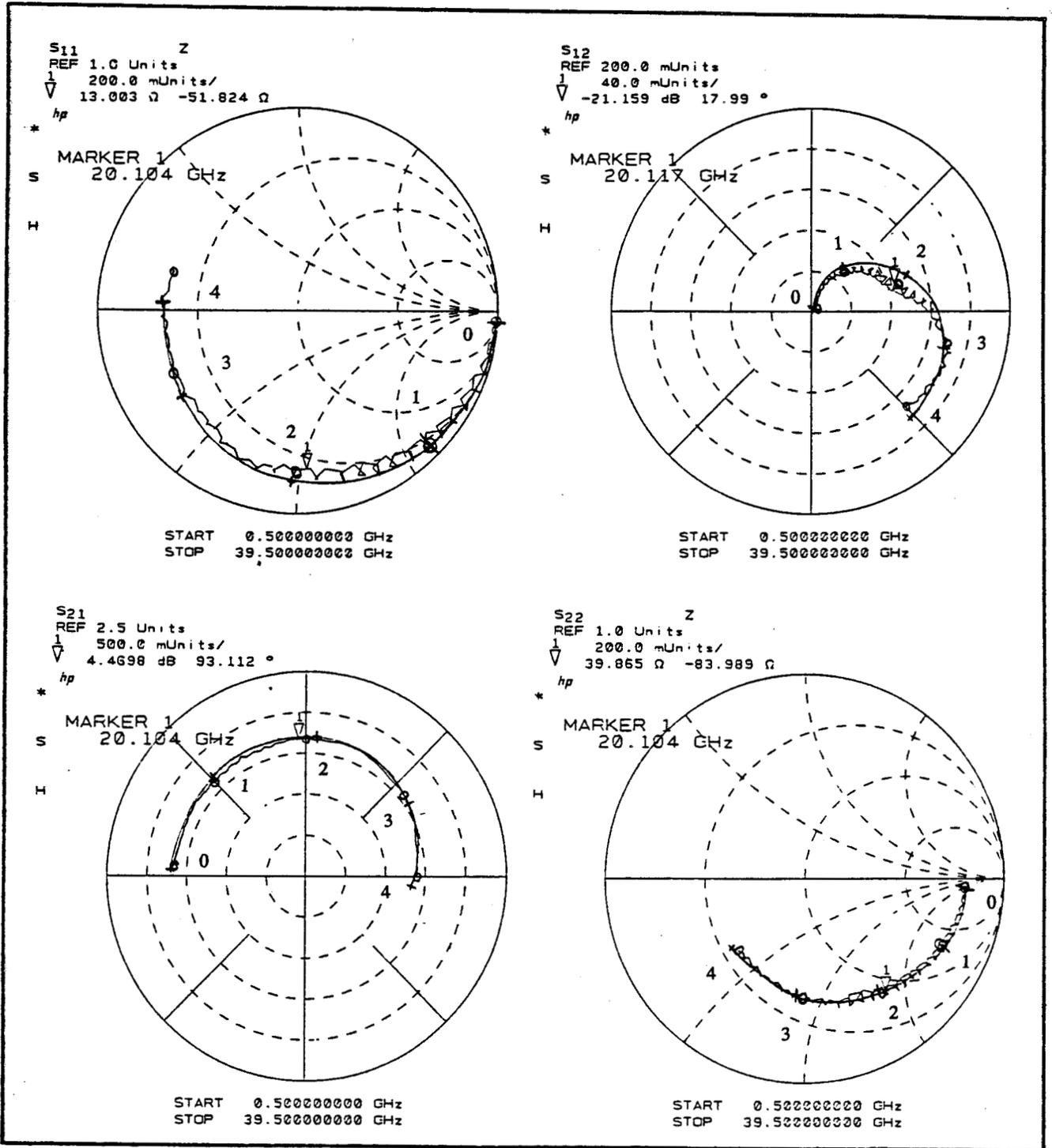
A partir de ces évolutions et en se reportant aux figures 40 et 41 on peut constater jusqu'à 40 GHz une quasi similitude entre les résultats théoriques obtenus avec le schéma équivalent distribué et les résultats théoriques obtenus avec le schéma équivalent localisé.

Il apparaît donc que pour les composants ayant un développement de grille inférieur ou égal à $50 \mu m$ l'utilisation d'un schéma équivalent distribué n'apporte pas d'amélioration par rapport au schéma localisé pour représenter leur comportement jusqu'à 40 GHz . Le schéma localisé demeure ainsi la représentation de choix du fait de son extraction directe des mesures et de la simplicité de sa structure.



- | | | |
|------------------------------------|---------------------------------|------------------------------|
| 0 \longrightarrow 0,5 GHz | 1 \longrightarrow 10,6 GHz | 2 \longrightarrow 20,8 GHz |
| 3 \longrightarrow 30,9 GHz | 4 \longrightarrow 39,5 GHz | |
| + \longrightarrow Sij théoriques | o \longrightarrow Sij mesurés | |

Figure 46 : Evolution des paramètres S mesurés en large bande du VAR 343 B et de ceux calculés à partir de son schéma équivalent à éléments distribués



- 0 → 0,5 GHz 1 → 10,6 GHz 2 → 20,8 GHz
- 3 → 30,9 GHz 4 → 39,5 GHz
- + → Sij théoriques ○ → Sij mesurés

Figure 47: Evolution des paramètres S mesurés en large bande du EC1840 et de ceux calculés à partir de son schéma équivalent à éléments distribués

Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la caractérisation des transistors à effet de champ millimétriques dans une large bande allant de 45 MHz à 40 GHz.

Nous avons tout d'abord décrit les performances hyperfréquences de la cellule de mesure réalisée pour la caractérisation des TEC jusqu'à 40 GHz. Dans ce cadre, nous avons également étudié l'effet de l'utilisation des circuits de polarisation intégrés à la cellule sur ses caractéristiques hyperfréquences.

Après un étalonnage préalable du type TRL du système de mesure, nous avons pu mesurer correctement en large bande (de 45 MHz à 40 GHz) les paramètres S de plusieurs transistors millimétriques et déterminer ainsi leurs performances potentielles en gain et fréquences de coupure.

La mesure des paramètres S dans différentes conditions de polarisation et bandes de fréquence du transistor nous a permis de déterminer la valeur des éléments de son schéma équivalent localisé.

La comparaison entre les paramètres S mesurés en large bande et ceux calculés à partir de ce schéma équivalent localisé (déterminé dans une bande de fréquence plus basse) a montré une entière conformité théorie-expérience jusqu'à 25 GHz et un écart sensible aux fréquences supérieures dû à l'effet des capacités parasites, des selfs de connexion et du temps de transit des porteurs.

Par la suite, nous avons étudié en fonction de la fréquence, l'influence des éléments du schéma équivalent localisé sur les paramètres S du transistor. Cette étude nous a permis d'élaborer une méthode d'optimisation simple et physique des valeurs des éléments de ce schéma équivalent localisé.

Par ailleurs, nous avons défini un modèle du schéma équivalent distribué du TEC dont les valeurs sont déterminées à partir des éléments du schéma équivalent localisé. Partant des paramètres S mesurés en large bande, nous avons pu comparer ceux-ci aux paramètres S théoriques calculés à partir des deux schémas équivalents localisé et distribué.

Etant donnée la similitude des résultats théoriques obtenus par ces deux schémas équivalents, il nous semble plus adéquat, jusqu'à 40 GHz, de représenter le transistor par son schéma équivalent localisé en raison de la simplicité de sa topologie et de la possibilité d'optimiser au mieux la valeur de ses éléments.

Bibliographie

- [1] MAZILU
"A self-adjusting waveguide-to-microstrip transition"
Microwave Journal juillet 1987
- [2] JAMAL S. ISADIAN
"Testing transistors at mm-wave for noise parameters"
Microwave & RF octobre 1987
- [3] R.J. LANG, W.P. J. WETT and J.D. MERRILL
"Test fixtures for frequencies from DC to 75 GHz"
Microwave Journal, May 1988.
- [4] SCHNEIDER, GLANCE et BODTMANN
"Microwave and mm-wave hybrid integrated circuit for radio systems".
Bell System Technical Journal, Juillet-Août 1969
- [5] COHN
"Optimum design of stepped transmission line transformer"
IRE TMTT vol NR3, avril 1955
- [6] HOPFER
"The design of ridged waveguides"
IRE TMTT vol NR5 octobre 1955
- [7] G. DAMBRINE
"Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent "
Thèse de l'Université USTLFA LILLE mars 1989
- [8] S. REHNMARK
"On the calibration process of automatic network analyser systems"
IEEE TMTT avril 1974 pp 457-458

- [9] W. KRUPPA
"An explicit solution for the scattering parameters of a linear two-port measured with an imperfect test set"
IEEE TMTT Janvier 1971
- [10] GLENN, F. ENGEN and CLETUS A. HOER
"Thru - Reflect line": An improved technique for calibrating the dual six-ports automatic network analysers"
IEEE TMTT vol MTT-27 NR 12 Decembre 1979 pp 987-992
- [11] CLETUS, A. HOER and CLENN F. ENGEN
"Calibrating a dual six-ports or four-ports for measuring two-ports with any connectors"
IEEE MTTS Digest 1986 pp 665-668
- [12] J. WILLIAMS
"Accuracy enhancement fundamentals for vector network analysers"
Microwave journal mars 1989- pp 99-114
- [13] R.L KUVAS
"Equivalent circuit model of FET including distributed gate effects"
IEEE Transaction on electron Device vol ED-27
Juin 1980 - pp 1193-1195
- [14] R. LARUE, C. YEN, G. ZASIUK
"Distributed GaAs FET circuit model for broadband and millimeter wave application"
IEEE MTT-S Digest 1984
- [15] W. HEINRICH
"Distributed equivalent circuit model for travelling wave FET Design"
IEEE TMTT NR 5 May 1987 pp 487-491
- [16] R. L. CHANG, T.J. SHIEM, W.A. DAVIS, R.L. CARTER
"Modelling and analysis of GaAs MESFETS considering the wave propagation effect"
IEEE MTTS Digest 1989 pp 371-374
- [17] L. ESCOTTE
"Nouveau modèle électronique de transistor à effet de champ millimétrique, application à la conception d'amplificateur bas niveau 18-40 GHz"
Thèse de l'Université IRCOM-LIMOGES-Juin 1988

- [18] C.BYL
"Nouvelle utilisation des structures à effet de champ monogrilles et bigrilles distribuées. Application à l'amplification large bande"
Thèse d'Université - USTLA LILLE Janvier 1991
- [19] PAUL J. TASKER and BRIAN HUGHES
"Importance of source and drain resistance to the maximum F_T of millimeter wave MODFET's"
IEEE - Electron Device letters vol 10 N7 July 1989
- [20] A. CAPPY
Thèse de 3ème cycle sur un nouveau modèle de transistor à effet de champ à grille submicronique
Thèse de 3ème cycle USTLFA LILLE Juin 1981
- [21] MASUMI FUKUTA, KASUHIKO SUYAMA HIDETAKE SUZUKI and HAJIME ISHIKAWA
"GaAs Microwave Power FET"
IEEE TED vol ED - 23 NR 4 avril 1976
- [22] G. DAMBRINE, A. CAPPY, F. HELIODORE and E. PLAYEZ
"A new method for determining the FET small signal equivalent circuit"
IEEE TMTT vol 36, N7 July 1988
- [23] F. DIAMANT and LAVION
"Measurement of extrinsic series elements of microwave MESFET under zero current"
PROC OF 12 TH EU MC 1982 PP 451-456

CHAPITRE 3

**Caractérisation des TECs au banc de puissance
classique de 26,5 à 40 GHz**

Chapitre 3

Caractérisation des TECs au banc de puissance classique de 26,5 à 40 GHz

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, les mesures à l'analyseur de réseau entre 45 MHz et 40 GHz des paramètres S des transistors à effet de champ nous ont permis de déterminer leur limite supérieure d'utilisation en fréquence et leurs performances potentielles en gain maximum.

Nous avons pu ainsi obtenir en petit signal avec certains transistors millimétriques testés, des gains maximums disponibles à 40 GHz supérieurs à 5 dB et des fréquences de transition du MAG atteignant facilement 80 GHz.

Ce chapitre concerne la mesure de puissance avec un banc que nous avons spécialement réalisé pour couvrir la bande 26,5 - 40 GHz.

Dans ce banc la cellule de mesure du transistor est la même que pour la mesure des paramètres S . La polarisation est assurée directement dans la cellule par les circuits qui ont été présentés au chapitre précédent.

L'adaptation en entrée et en sortie du transistor au maximum de ses performances de puissance, est réalisée classiquement grâce à deux adaptateurs plan E / plan H guides d'ondes, placés le plus près possible des accès de la cellule.

L'objectif principal du chapitre est de montrer les problèmes inhérents au banc de mesure et de fournir des éléments de validation des résultats obtenus sur les transistors millimétriques tests. Une analyse détaillée y est effectuée pour permettre d'évaluer les pertes d'insertion des différents dispositifs en amont et en aval du transistor et remonter ainsi aux performances du composant lui-même. Nous traitons également les problèmes

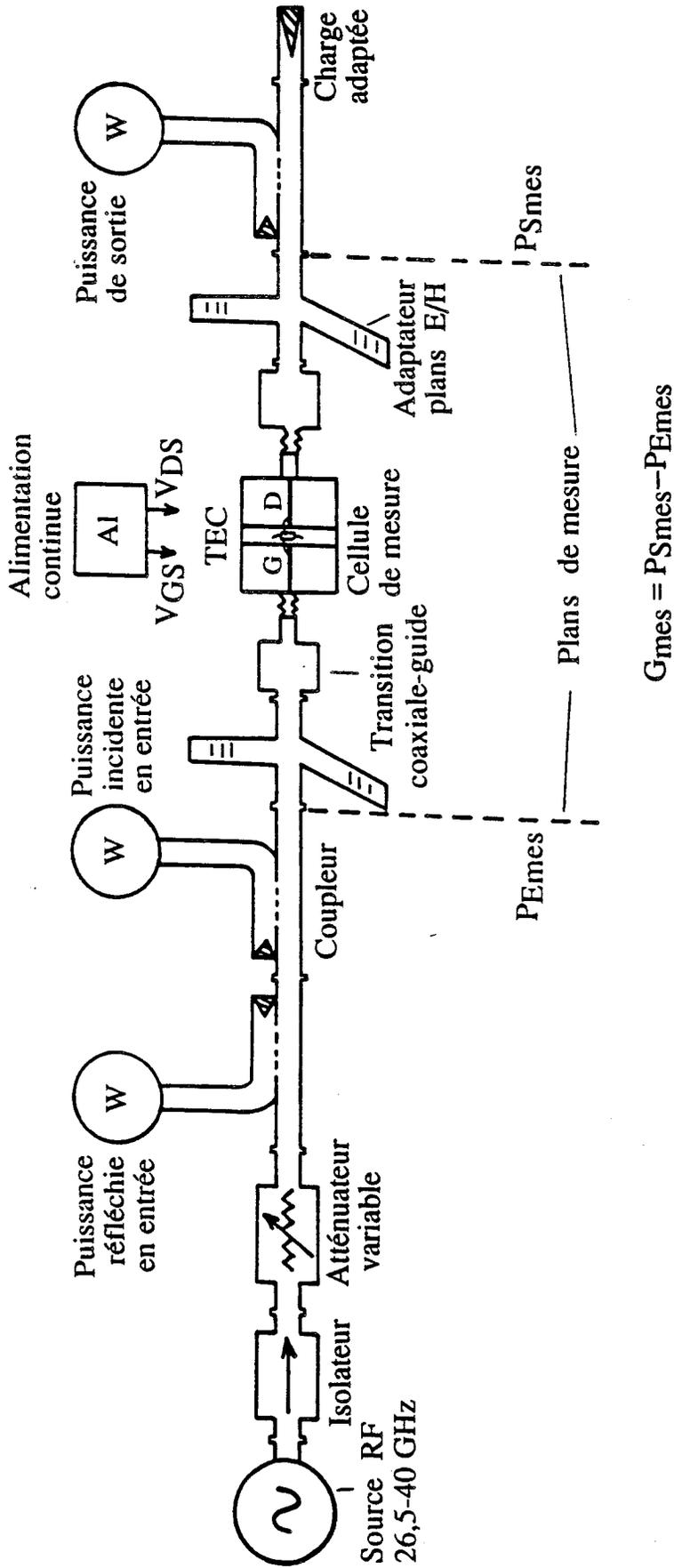


Figure 1

Figure 1 : Schéma du banc classique de puissance dans la bande 26,5 - 40 GHz.

d'oscillations auxquels nous avons été confrontés au cours des essais et nous exposons les solutions permettant d'y remédier.

3.2 Description du banc de mesure de puissance

Le banc de mesure de puissance réalisé dans la bande Ka (26,5-40 GHz) est représenté à la figure 1. Il est constitué des éléments suivants :

- une source microonde 26,5 - 40 GHz qui fournit le signal RF d'entrée au composant
- un isolateur protégeant la source des ondes réfléchies et un atténuateur réglant le niveau du signal RF incident.
- des coupleurs de mesure
- des appareils de mesure de puissance qui sont connectés à ces coupleurs pour permettre de mesurer la puissance incidente, la puissance réfléchie et celle transmise par le composant
- deux adaptateurs du type plan E/plan H permettant de corriger les coefficients de réflexion des impédances présentées au transistor et d'assurer au mieux son adaptation en entrée et en sortie.
- une terminaison adaptée du banc en sortie
- une cellule de mesure du transistor munie de deux transitions coaxiales/guide d'ondes

Le transistor à effet de champ à tester en puissance est monté dans la cellule de mesure en connecteur K ayant servi à sa caractérisation en paramètres S à l'analyseur de réseau.

Mis à part la cellule de mesure, le reste du banc de puissance 26,5 - 40 GHz est exclusivement en structure guide d'onde rectangulaire standard WR28. Deux transitions coaxiales/guide d'onde (K/G) placées de part et d'autre de la cellule assurent une continuité du banc de mesure.

La procédure de mesure de puissance avec ce banc consiste à ajuster à chaque fréquence les adaptateurs plan E/plan H d'entrée et de sortie afin d'obtenir, pour une puissance incidente d'entrée donnée, le minimum de puissance réfléchie et le maximum de puissance à la sortie du composant.

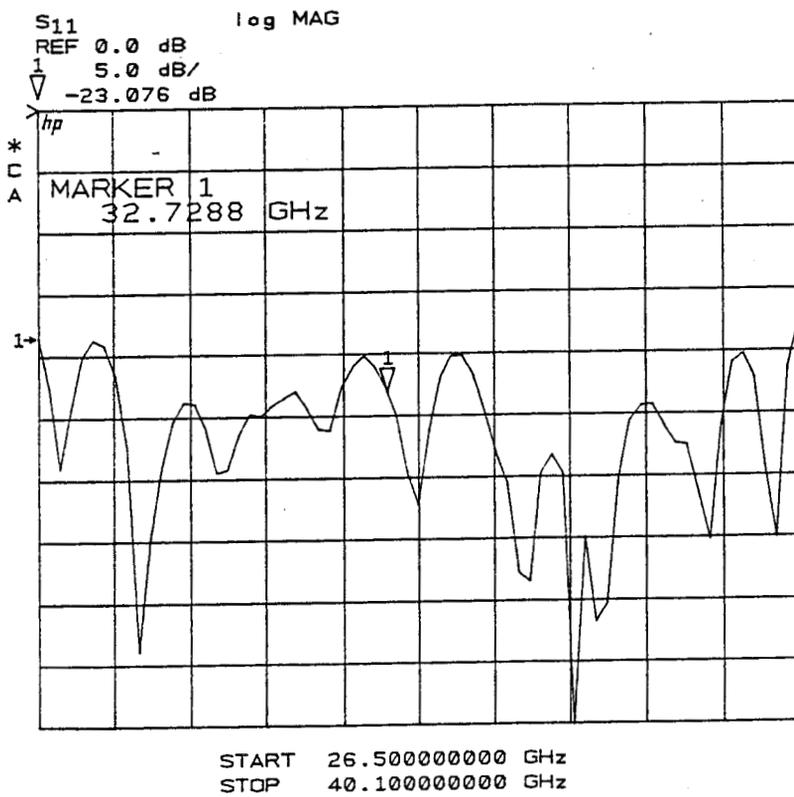
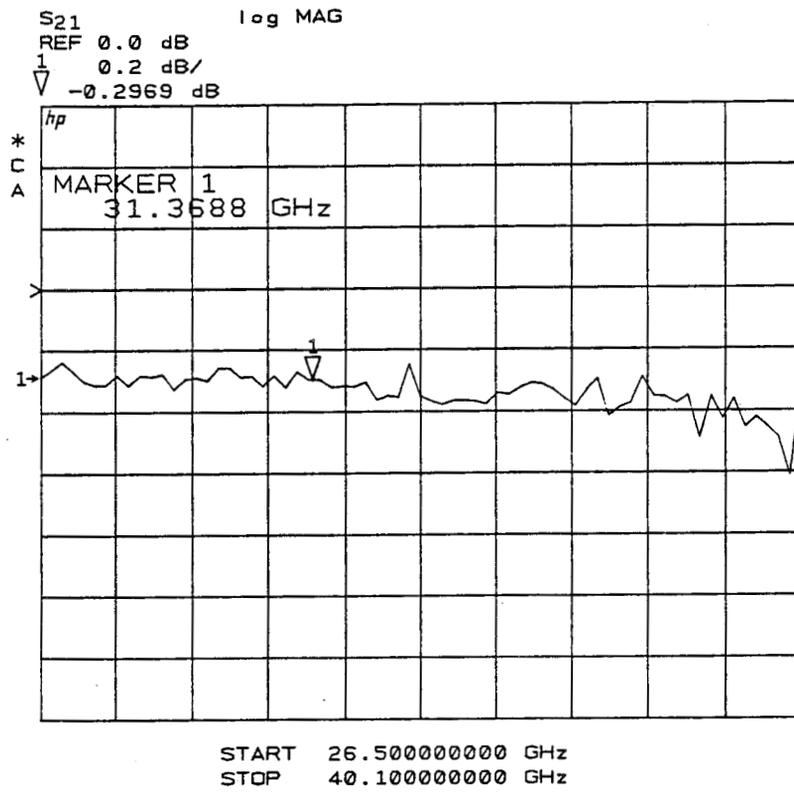


Figure 2: Coefficients de transmission et de réflexion mesurés de deux transitions K/G montées en série.

Le gain en puissance accessible est celui que l'on peut mesurer à l'extérieur des adaptateurs :

$$G_{mes}(dB) = P_{Smes}(dBm) - P_{Emes}(dBm)$$

Pour remonter aux gain et performances en puissance du transistor il faut pouvoir tenir compte des pertes intermédiaires introduites par la cellule de mesure, les deux transitions K/G et les deux adaptateurs plans E/H.

3.3 Evaluation des pertes d'insertion des éléments de mesure du banc

L'estimation des pertes d'insertion de chacun des éléments du banc de mesure tels que la cellule, les transitions K/G, les adaptateurs plans E/H et les coupleurs, a été effectuée en procédant à l'étalonnage et à la vérification de leurs caractéristiques hyperfréquences dans la bande *Ka*.

3.3.1 Caractéristiques de la transition coaxiale/guide d'onde

La transition coaxiale/guide d'onde utilisée dans ce banc de puissance est du type 35WR28 Wiltron. Elle permet d'adapter le guide d'onde rectangulaire standard WR28 du banc au connecteur K de la cellule de mesure.

Les caractéristiques hyperfréquences mesurées à l'analyseur de réseau de deux transitions K/G montées en série sont représentées à la figure 2.

Ces caractéristiques ont été également vérifiées au banc de puissance; nous pouvons constater que ces transitions présentent un coefficient de réflexion meilleur que - 20 dB et des pertes d'insertion moyennes dans toute la bande *Ka* de 0.2 dB par transition.

3.3.2 Caractéristiques de la cellule de mesure

Les caractéristiques hyperfréquences de la cellule que nous avons présentées au cours du second chapitre ont été mesurées à l'analyseur de réseau de 45 MHz à 40 GHz en connectant directement les deux lignes microrubans d'accès; les circuits de polarisation ayant été quant à eux, déconnectés de ces lignes d'accès (figure 5 du chapitre 2).

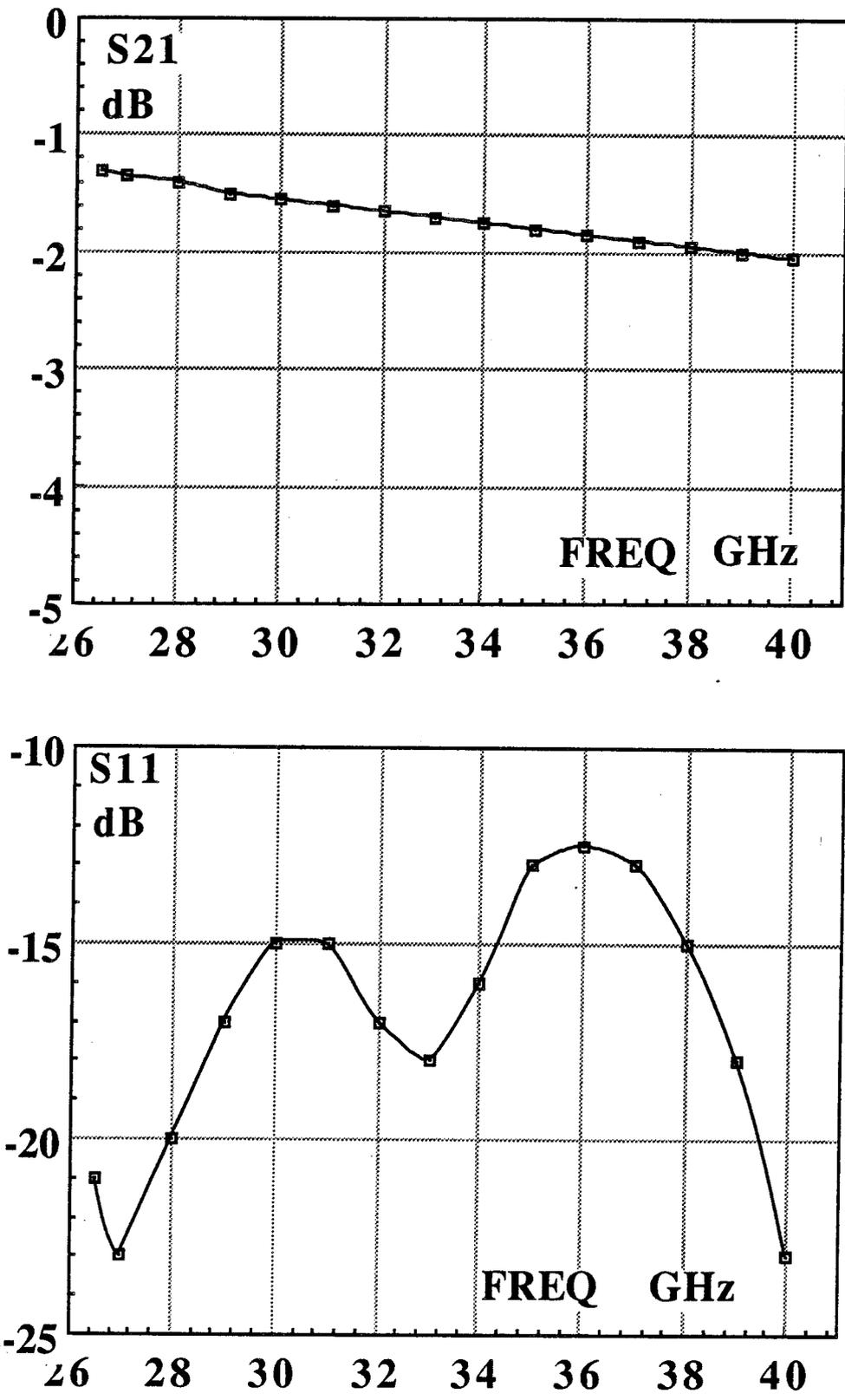


Figure 3: Coefficients de transmission et de réflexion mesurés au banc de la cellule munie de ces deux transitions K/G.

Nous avons retrouvé ces caractéristiques par une mesure pratiquée au banc de puissance (figure 3) dans la même configuration de la cellule c'est-à-dire toujours avec ses circuits de polarisation déconnectés.

En déduisant les pertes apportées par les transitions K/G nous avons trouvé pour les deux demi-boîtiers connectés ensemble, des pertes d'insertion moyennes évoluant de - 0.9 à - 1.6 dB de 26.5 à 40 GHz.

3.3.3 Caractéristiques des coupleurs de mesure de puissance

Les coupleurs utilisés dans le banc de puissance sont des coupleurs directifs en guide d'ondes du type multitrous (figure 4).

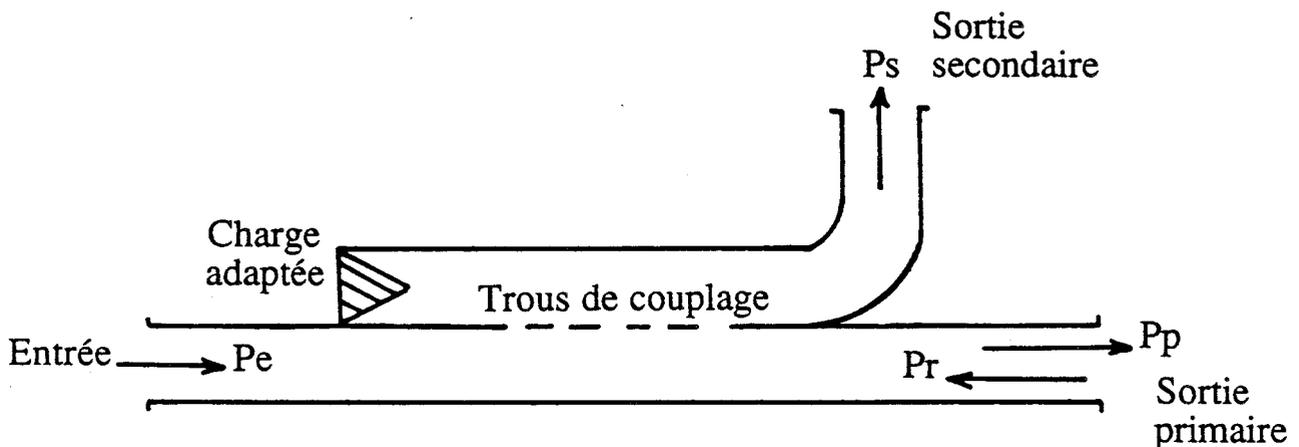


Figure 4 : Coupleur directif en guide d'onde

Un guide d'onde rectangulaire constitue le guide primaire et un guide secondaire lui est raccordé par le côté (suivant la disposition de ces deux guides, on réalise un couplage suivant le champ \vec{E} ou le champ \vec{H}). Une extrémité de ce guide secondaire est coudée et munie d'une bride, l'autre extrémité est terminée par une charge adaptée. Une fraction du signal appliquée à l'entrée par la source est recueillie à l'extrémité coudée du guide secondaire.

En supposant que le coupleur directif est terminé en sa sortie primaire par une charge adaptée Z_0 , les divers paramètres caractéristiques de ce coupleur sont alors définis de la façon suivante :

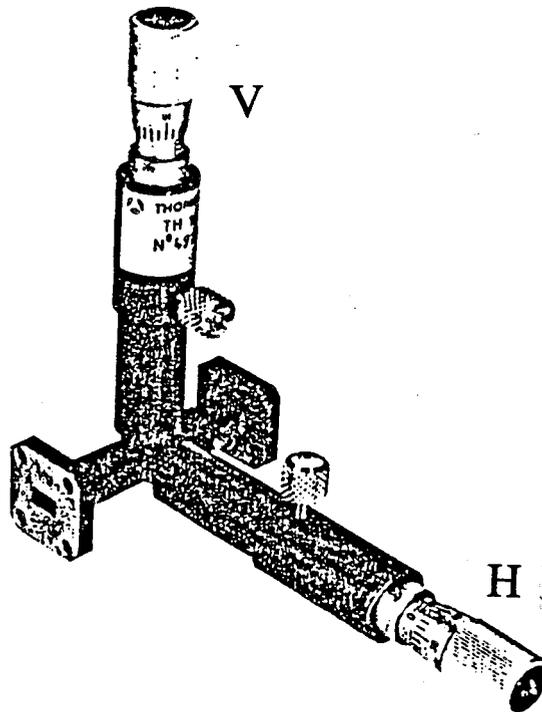
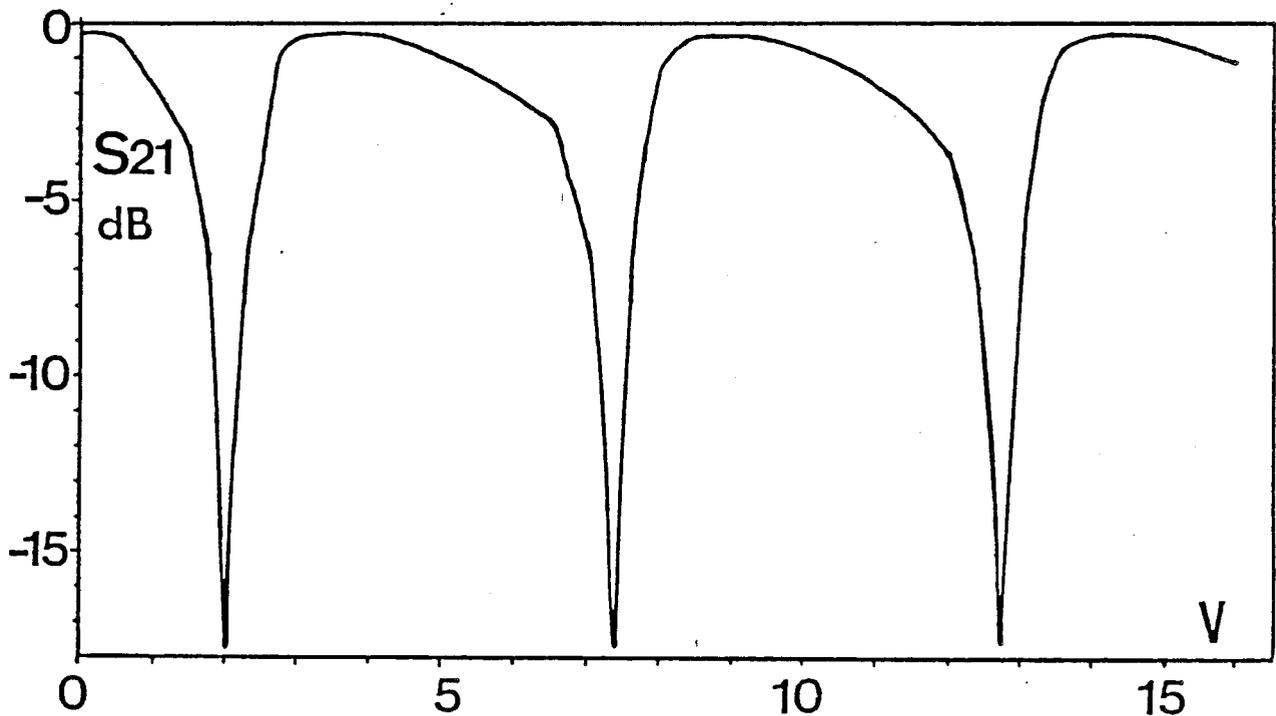


Figure 5 : Adaptateur d'impédance plan E/Plan H.



V = Position micrométrique du court-circuit mobile dans le plan E.

H = Position micrométrique du court-circuit mobile dans le plan H.

Figure 6 : Comportement en transmission de l'adaptateur plan E/Plan H à 35 GHz en fonction de la position des court-circuits mobiles H et V (avec H = 4.5).

- couplage $C(dB) = 10.log \left(\frac{P_s}{P_r + P_s} \right); P_r = 0$
- directivité $D(dB) = 10.log \left(\frac{P_s}{P_r} \right) - C(dB); P_e = 0$
- isolation $I(dB) = D(dB) + C(dB)$
- pertes d'insertion $P(dB) = 10.log \left(\frac{P_p + P_s}{P_e} \right); P_r = 0$

Nous avons trouvé pour nos coupleurs, des pertes d'insertion inférieures à 0.5 dB et une directivité meilleure que 25 dB.

L'étalonnage de ces coupleurs en fonction de la fréquence nous a permis, connaissant couplage et pertes d'insertion, de relier les lectures de puissances aux milliwattmètres, aux puissances dans les plans de référence entrée/sortie des adaptateurs.

3.3.4 Caractéristiques des adaptateurs plans E/H

Les adaptateurs plans E/H en technologie guide d'onde sont constitués d'un té hybride muni d'un court-circuit mobile, sans contact dans chacun des bras "série" et "parallèle" (figure 5). La position des court-circuits est repérée par une tête micrométrique munie d'un blocage. La course possible d'un court-circuit est toujours supérieure à une demi-longueur d'onde dans le guide.

a) Caractéristiques en transmission de l'adaptateur plans E/H :

Le comportement en transmission de l'adaptateur plans E/H à 35 GHz en fonction de la position du court-circuit mobile "vertical" V (l'autre position du court-circuit mobile "horizontal" H étant constante) a été mesuré au banc de puissance (figure 6). Ce test a permis de constater des pertes résiduelles très faibles : largement inférieures à 0.5 dB.

Nous avons également effectué cette mesure de transmission à l'analyseur de réseau pour différentes positions des couples (H, V) des court-circuits mobiles et en fonction de la fréquence. Là aussi nous avons pu constater des pertes résiduelles très faibles inférieures à 0.3 dB. Un exemple en est donné à la figure 7 pour une position quelconque des court-circuits mobiles.

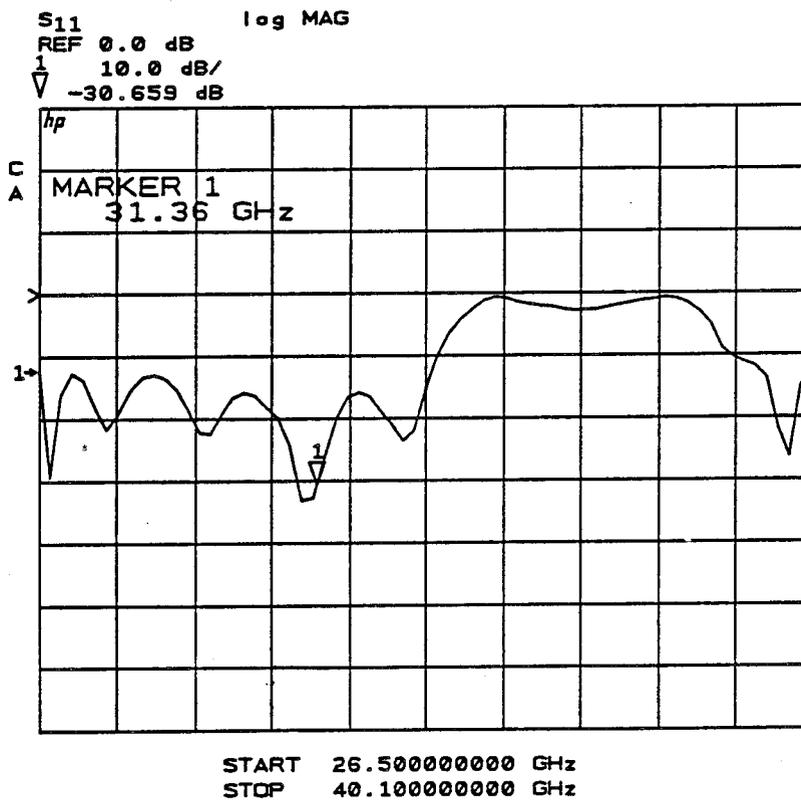
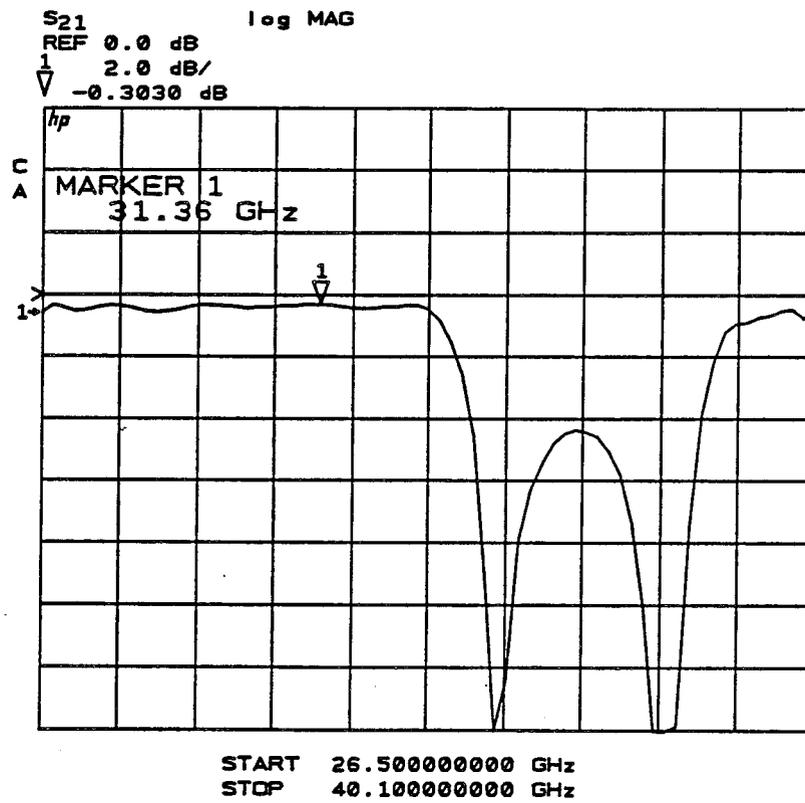


Figure 7: Paramètres S mesurés en transmission de l'adaptateur plan E/plan H (aux positions H = 8 et V = 6 des court-circuits mobiles).

b) Impédances présentées par l'adaptateur plans E/H :

Le coefficient de réflexion de l'impédance présentée par l'adaptateur dépend de la fréquence et de la position de chacun des court-circuits mobiles (H ou V).

A une fréquence fixe et pour une position donnée de l'un des court-circuits mobiles, l'impédance présentée par l'adaptateur décrit, en fonction de la position de l'autre court-circuit, la trajectoire d'un cercle dans l'abaque (figure 8a). En répétant cette opération pour la même position des court-circuits mobiles mais à différentes fréquences nous avons pu constater qu'il est possible de couvrir correctement la surface de l'abaque de Smith (figure 8b) avec une zone morte périphérique négligeable.

A partir de ces résultats nous pouvons conclure que les adaptateurs plans E/H ont des pertes intrinsèques extrêmement faibles ce qui leur permet de présenter au transistor dans la bande Ka n'importe quelle impédance de l'abaque et de l'adapter ainsi en entrée et en sortie aux conditions optimales de fonctionnement.

3.4 Problèmes d'oscillations du TEC dues à la structure guide d'onde du banc

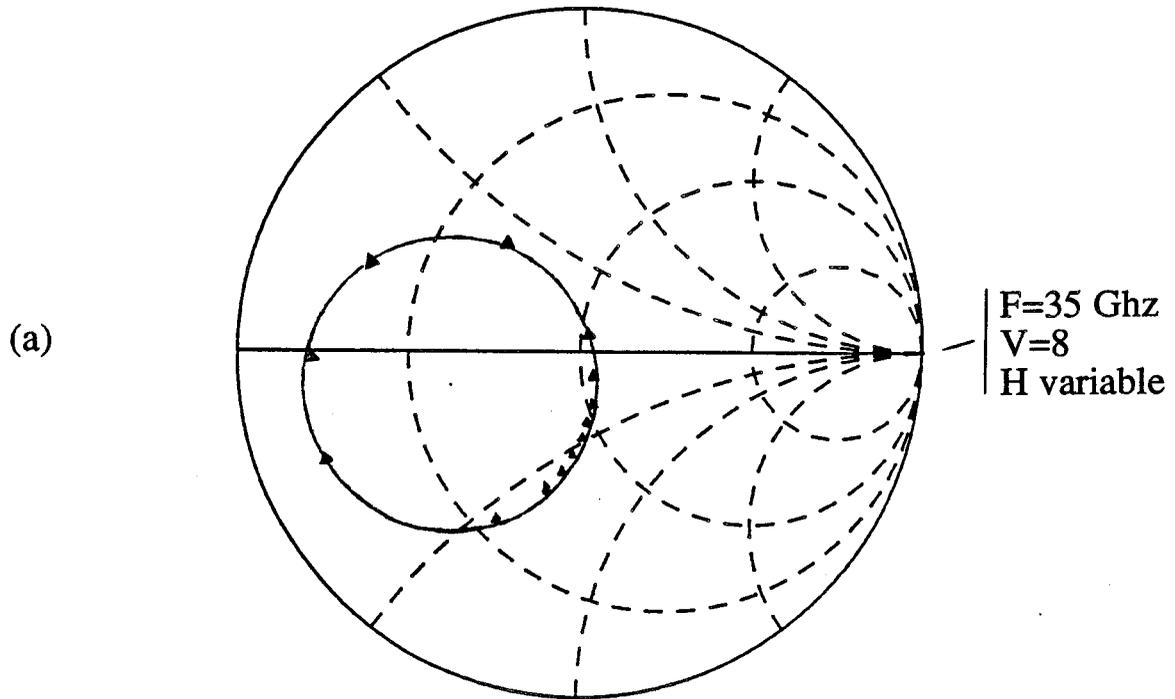
Les transistors à effet de champ millimétriques testés ne sont pas inconditionnellement stables dans toute la bande de fréquence 45 MHz - 40 GHz.

Au début de l'utilisation du banc de puissance, pour mesurer nos transistors, nous avons constaté des anomalies de comportement que nous avons immédiatement attribuées à leurs instabilités et à la présence probable d'oscillations. Un tel comportement étant néfaste pour les mesures de puissance et entachant leur validité, nous avons dû entreprendre une étude systématique visant à rechercher les parades possibles.

Nous avons mis en cause en premier lieu la structure guide d'onde en raison de la fonction "filtre" qu'elle réalise nécessairement.

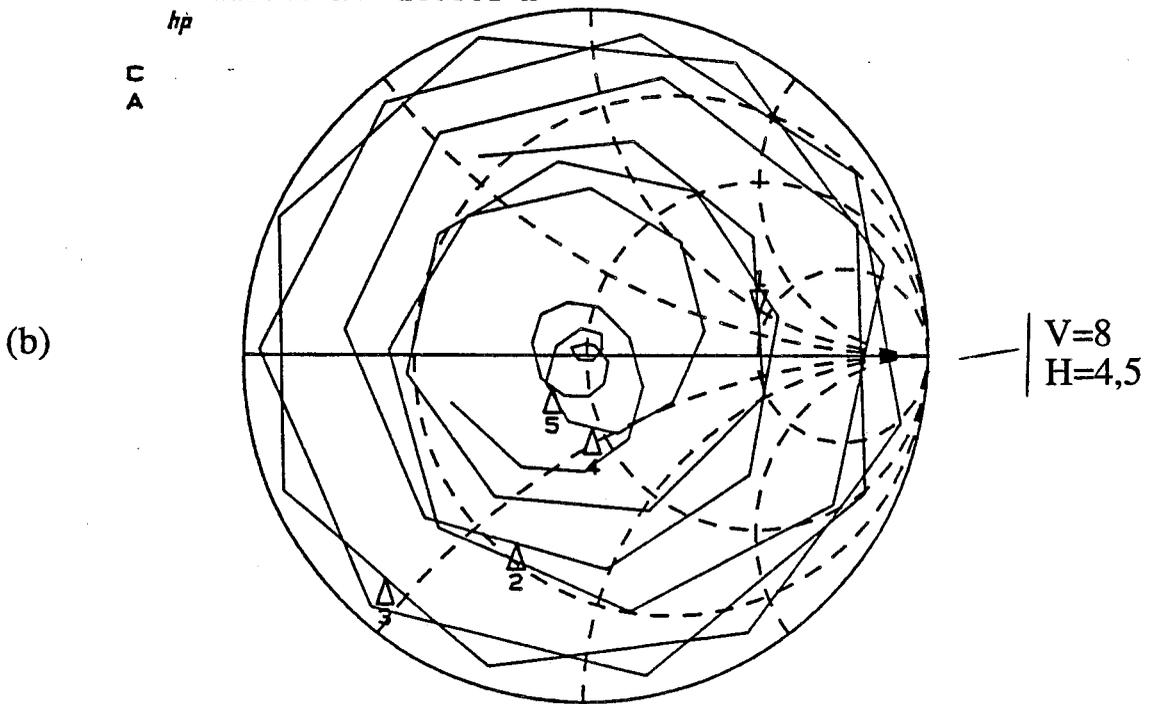
3.4.1 Caractéristiques de la structure guide d'onde

Le guide d'onde rectangulaire se comporte comme un filtre passe-haut où seules les ondes de fréquence supérieures à la fréquence de coupure peuvent se propager (annexe F) [1].



S11 Z
 REF 1.0 Units
 1 200.0 mUnits/
 ▽ 116.48 Ω 20.631 Ω
 hp

C
 A



START 26.500000000 GHz
 STOP 40.100000000 GHz

Les marqueurs 1 à 5 correspondent respectivement aux fréquences : 27 - 29 - 32 - 35 et 38 GHz

Figure 8: Impédance ramenée par l'adaptateur plan E/plan H en fonction de la position des court-circuits mobiles (a) et de la fréquence (b).

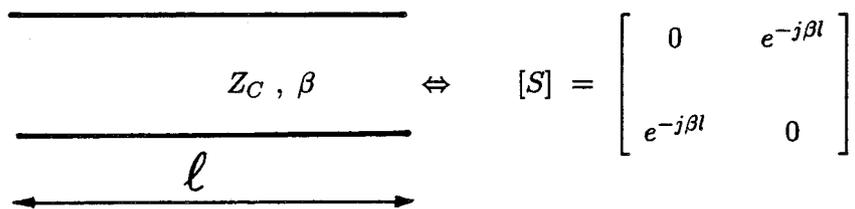
Ainsi pour le guide d'onde WR28 utilisé ici de dimensions $a = 7.11$ mm, $b = 3.56$ mm et de fréquence de coupure $F_C = \frac{2\Pi}{\lambda_c} = 21.08$ GHz nous aurons :

- une propagation du mode fondamental aux fréquences comprises entre 21 et 42 GHz
- un mode fondamental évanescent aux fréquences inférieures à 21 GHz

3.4.2 Circuits équivalents et impédances ramenées par le guide d'onde rectangulaire

a) Cas où le mode fondamental TE₁₀ est propagé :

Dans ce cas, le guide est équivalent à un quadripôle dont la matrice [S] est [2][3]:



avec : Z_C = impédance caractéristique du guide

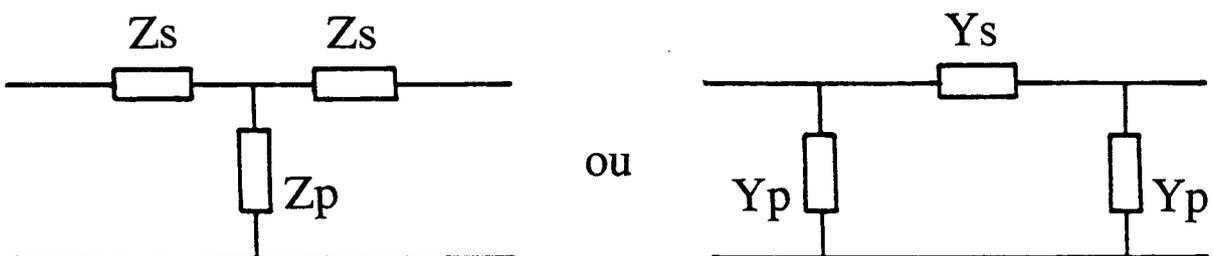
β = constante de propagation dans le guide

l = longueur du guide

et $\beta^2 + \left(\frac{\Pi}{a}\right)^2 = \left(\frac{2\Pi}{\lambda}\right)^2$

Les termes S_{12} et S_{21} représentent le déphasage de l'onde sur une distance l .

En utilisant les formules de passage de la matrice [S] à la matrice de chaîne ou à la matrice Z, on aboutit au schéma équivalent en T ou en Π suivant :



avec :

$$\begin{cases} Z_S = jZ_C \operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) \\ Z_P = \frac{Z_C}{j \sin \beta l} \\ Y_S = \frac{Y_C}{j \sin \beta l} \\ Y_P = jY_C \operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right) \end{cases}$$

Les couples (Z_S, Y_S) et (Z_P, Y_P) sont respectivement selfiques et capacitifs pour $0 \leq \beta l < \Pi$ (et inversement dans le cas où $\Pi \leq \beta l < 2\Pi$).

b) Cas du mode fondamental évanescent "guide sous-coupure" :

Lorsque le guide est sous-coupure $F < F_C$ ou $(\lambda > \lambda_c)$, l'équation de dispersion pour le mode TE10 s'écrit :

$$\left(\frac{\Pi}{a}\right)^2 - \gamma^2 = \left(\frac{2\Pi}{\lambda}\right)^2$$

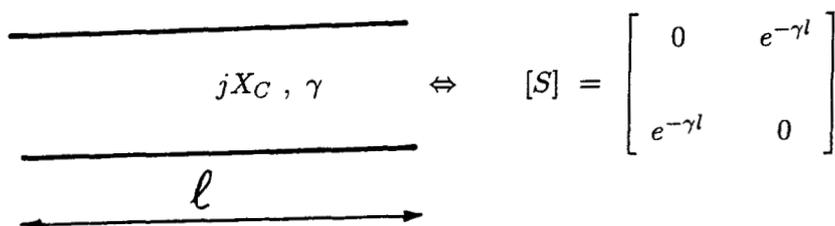
L'expression de la constante d'atténuation γ est alors :

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

L'impédance caractéristique Z_C est purement imaginaire :

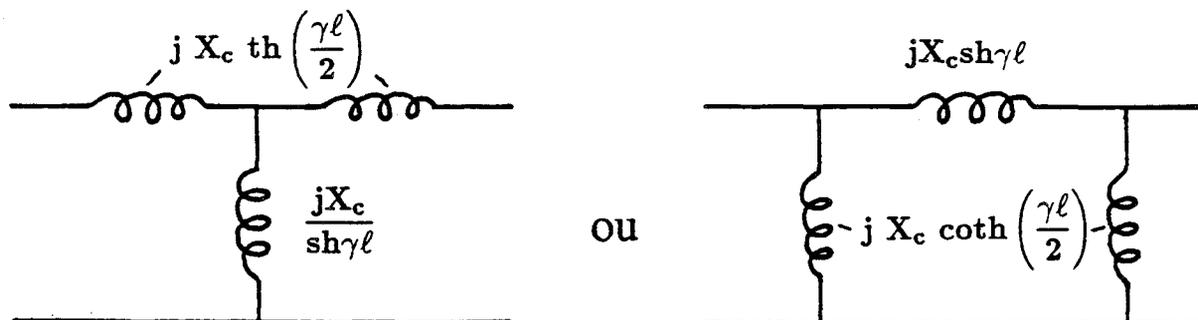
$$Z_C = \frac{jZ_0}{\sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2 - 1}} = jX_C$$

Le guide est équivalent à un quadripôle dont la matrice $[S]$ est :



Les termes S_{12} et S_{21} traduisent ici l'atténuation de l'onde.

Le schéma équivalent en T ou en Π du guide sous-coupeure est :



Afin de confirmer cette étude théorique nous avons mesuré, à l'analyseur de réseau entre 45 MHz - 40 GHz et au plan du connecteur K, le coefficient de réflexion d'une transition K/G terminée par une charge adaptée en guide d'onde (figure 9). On a constaté que :

- pour $f > 21 \text{ GHz}$, l'impédance ramenée par le guide est celle de la terminaison adaptée $|S_{22}| \simeq 0$ (ce qui est équivalent à une propagation normale du mode fondamental dans le guide).
- pour $f < 21 \text{ GHz}$, l'impédance ramenée par le guide sous-coupeure est équivalente à une charge purement réactive $|S_{22}| \simeq 1$.

3.4.3 Caractère d'instabilité des TECs millimétriques et problèmes d'oscillations en basses fréquences

Les transistors à effet de champ millimétriques que nous avons étudiés sont potentiellement instables en basses fréquences (coefficient de stabilité $K < 1$). Ils commencent à devenir stables généralement aux fréquences supérieures à 15 GHz.

Dans l'abaque de Smith, les coordonnées du cercle des coefficients de réflexion Γ_S des impédances de source entraînant une instabilité en sortie du transistor, exprimée en fonction de ses paramètres S sont [1] :

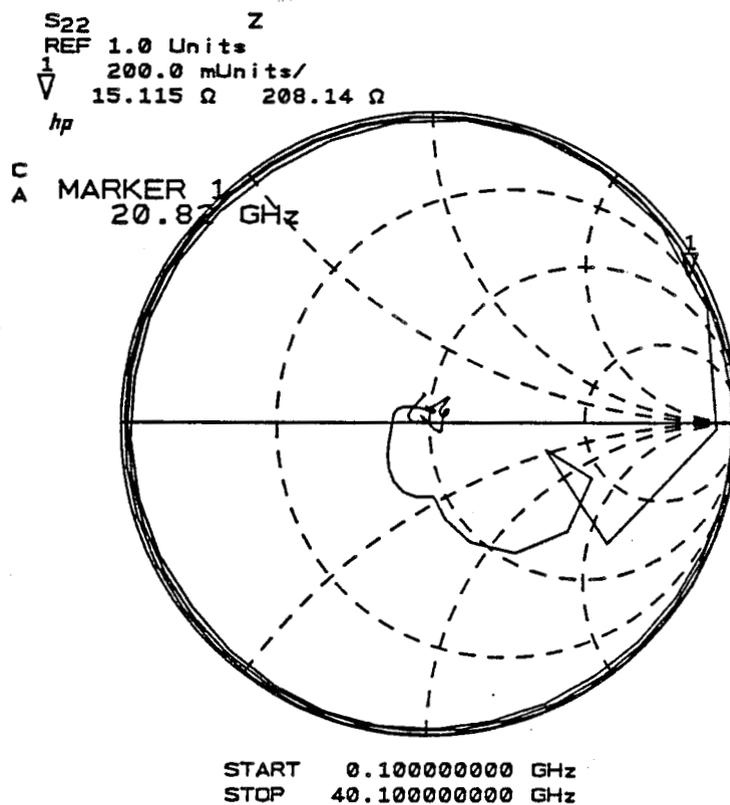
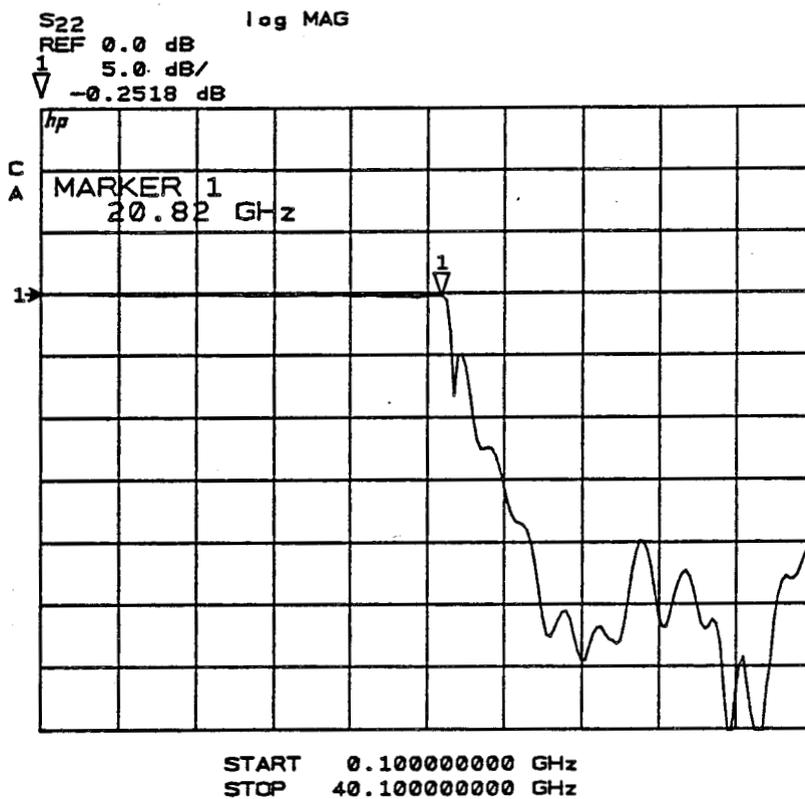
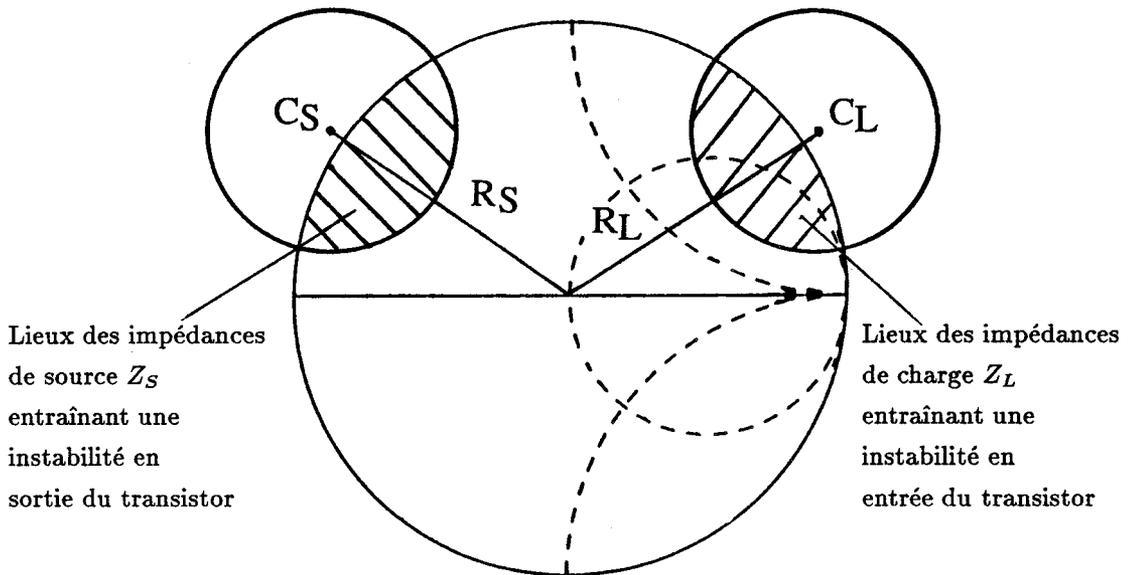


Figure 9: Coefficient de réflexion mesuré d'une transition K/G terminée par une charge adaptée en guide d'onde.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Centre} \quad \quad \quad : C_S = \frac{S_{11}^* - \Delta^* S_{22}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \\ \text{Module du rayon} \quad : R_S = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \end{array} \right.$$

Les coordonnées du cercle des coefficients de réflexion Γ_L des impédances de charge entraînant une instabilité en entrée du transistor sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Centre} \quad \quad \quad : C_L = \frac{S_{22}^* - \Delta^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \\ \text{Module du rayon} \quad : R_L = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \end{array} \right.$$



Le module du paramètre S_{11} du transistor est toujours inférieur à 1. Les lieux des impédances entraînant une instabilité du composant se situent à l'intérieur des cercles de stabilité si $|S_{22}| > |\Delta|$. Ils sont à l'extérieur de ces cercles dans le cas contraire où $|S_{22}| < |\Delta|$.

A titre d'exemple on montre sur la figure 10 les cercles de stabilité en entrée et en sortie correspondant au transistor VAR818B pour différentes fréquences. Il apparaît clairement que les impédances de sources et de charges purement imaginaires telles que celles ramenées par le guide d'onde sous-coupeure peuvent aisément amener le transistor

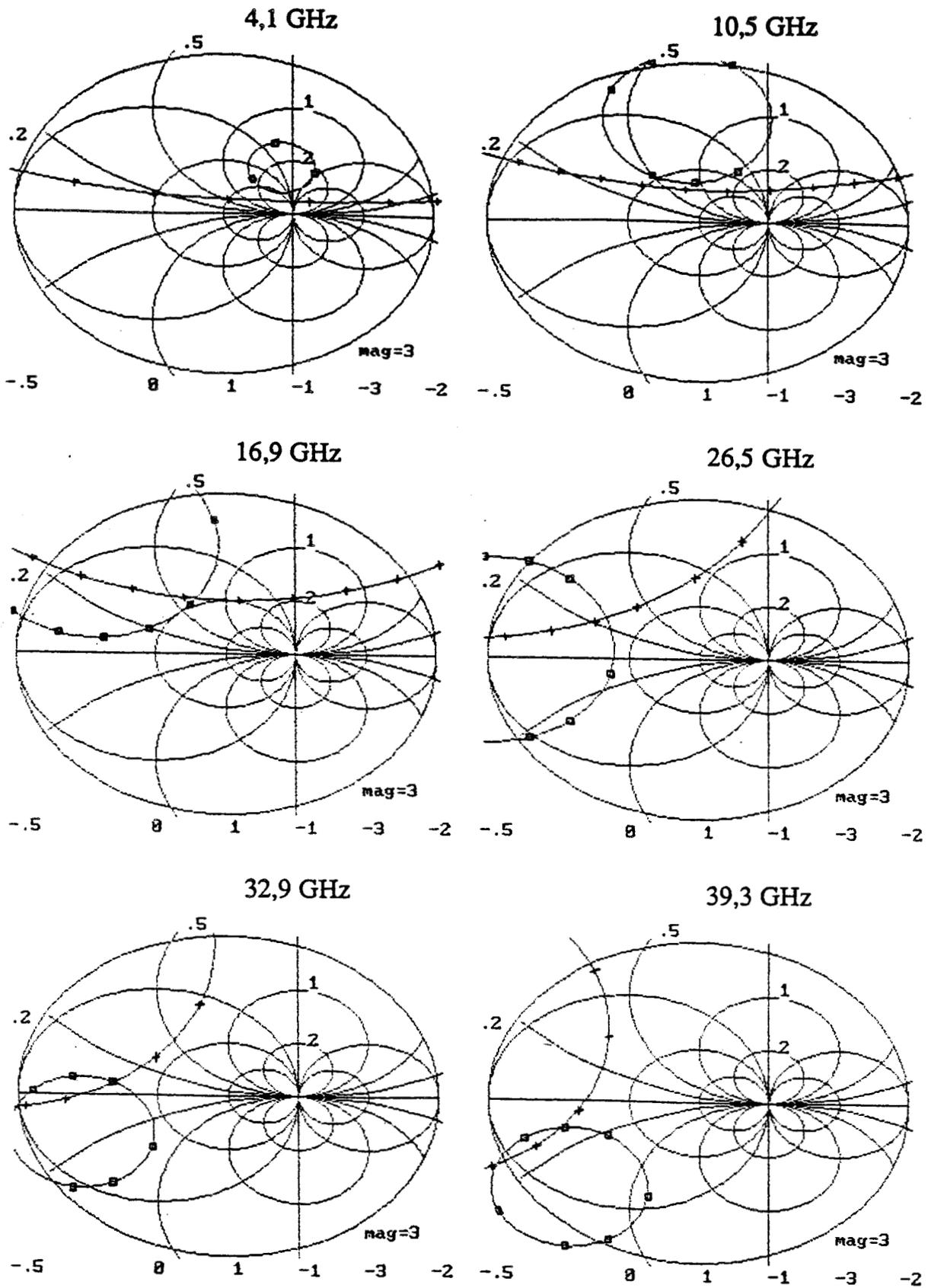


Figure 10 : Lieux des impédances de sources (\square) et de charges ($+$) entraînant l'instabilité du transistor VAR818B.

a être instable en basses fréquences (fréquences inférieures à 17 GHz).

Dans la pratique nous avons pu effectivement constater le déclenchement des oscillations du transistor dès que l'on connecte la cellule de mesure aux transitions K/G. Ce phénomène est très perceptible dans l'altération de la caractéristique statique du transistor monté dans "la cellule munie de ses transitions K/G" (figure 11).

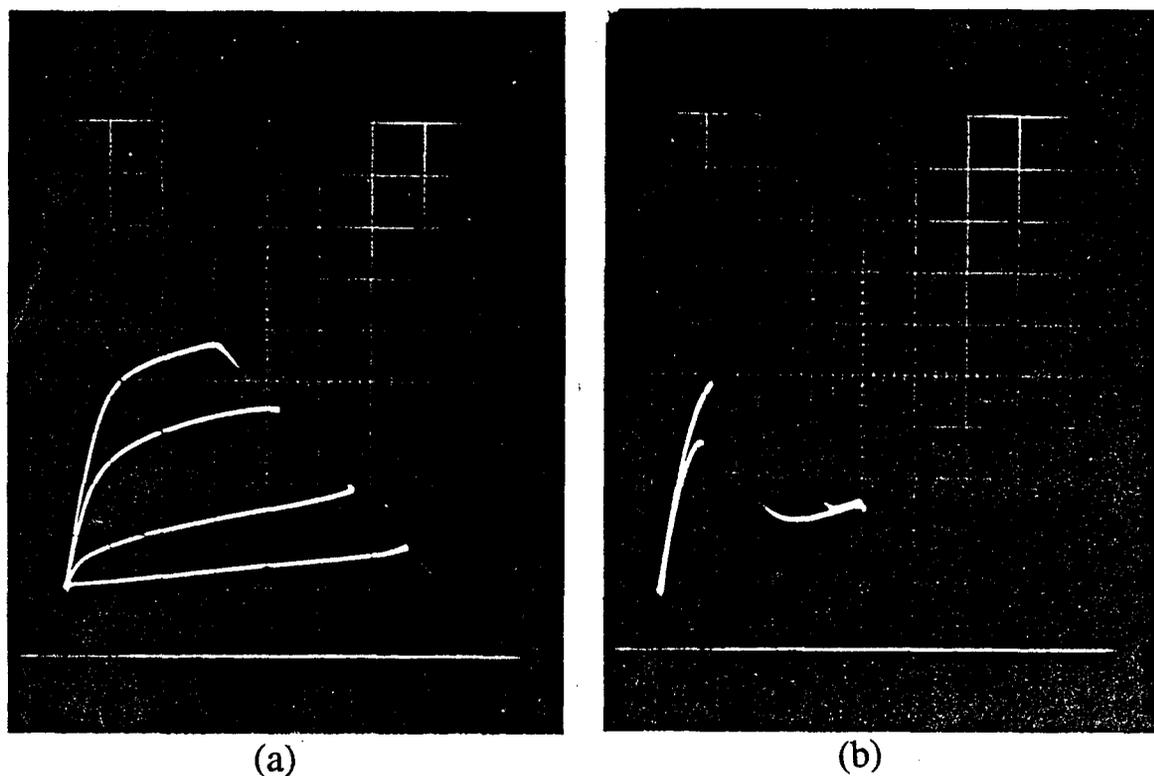
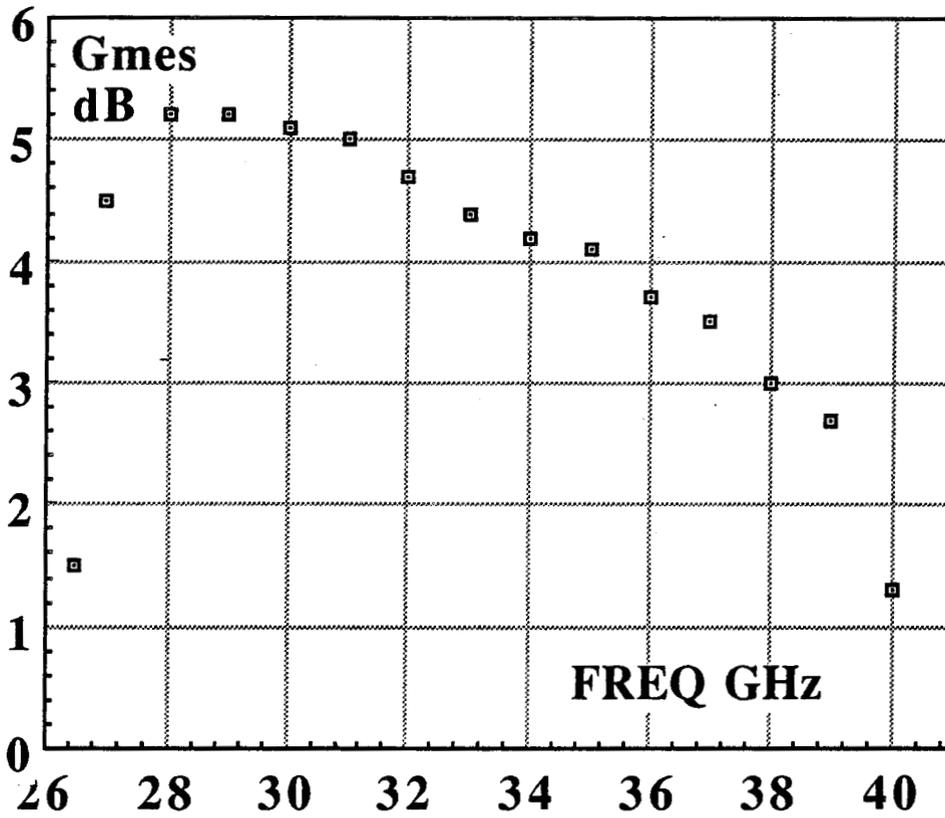


Figure 11: Caractéristiques statiques du transistor VAR818B

- (a) : Dans le cas où le transistor est monté dans "la cellule seule"
- (b) : Dans le cas où le transistor est monté dans "la cellule munie de ses deux transitions K/G"

Ces oscillations se produisent avec la majorité des TECs millimétriques. La solution la plus simple que nous ayons trouvée pour les éviter est d'intercaler à l'entrée du composant, entre le connecteur de la cellule et la transition K/G, un atténuateur coaxial.

Nous étudierons en détail dans un paragraphe ultérieur l'influence de cet atténuateur sur les paramètres S et sa répercussion sur la mesure au banc de puissance des performances du transistor.



TRANSISTOR - MESFET - EC1840 (THOMSON)
 polarisé à : $V_{DS} = 2 \text{ V}$ - $V_{GS} = - 0,1 \text{ V}$ - $I_D = 10 \text{ mA}$

Figure 12: Evolution du gain petit signal du transistor EC1840 mesuré au banc de puissance entre les plans d'accès des adaptateurs.

3.5 Problèmes d'oscillations du TEC liées à sa cellule de mesure

Outre l'environnement en guide d'onde une autre raison d'oscillations a été trouvée. Il s'agit des circuits de polarisations microrubans réalisés dans la cellule même du transistor.

3.5.1 Exemple d'anomalies dues aux circuits de polarisation microrubans

Cet exemple concerne le TEC EC1840. Celui-ci a été caractérisé au préalable en paramètres S à l'analyseur de réseau (45 MHz - 40 GHz). Lors de cette caractérisation, le transistor était connecté seulement aux lignes microrubans d'accès d'impédances caractéristiques $Z_C = 50\Omega$.

Pour les mesures au banc de puissance, on établit la connexion des circuits de polarisation microrubans (constitués par le stub radial en cascade avec la ligne de transmission $\lambda g/4$ d'impédance caractéristique $Z_C = 65\Omega$) aux lignes microrubans d'accès $Z_C = 50\Omega$.

L'alimentation en continu du transistor (V_{gs} ou V_{ds}) est appliquée à travers un "by-pass" fixé mécaniquement sur le côté latéral du demi-boîtier de la cellule de mesure. La liaison entre le circuit microruban de polarisation et le "by-pass" est réalisée par un fil d'or ($\Phi = 17\mu m$) soudé par thermocompression (cf figures 2 et 8 du chapitre 2).

Le transistor est polarisé au point de fonctionnement ($V_{ds} = 2$ V, $V_{gs} = -0,1$ V) placé au milieu de la caractéristique statique et correspondant à un G_m maximum (ce qui est équivalent à un fonctionnement du transistor en amplificateur de puissance classe A). A l'aide du banc de puissance 26,5 - 40 GHz représenté à la figure 1, on mesure à une puissance d'entrée donnée la puissance de sortie en fonction de la fréquence et ce, dans les conditions d'adaptation maximales en entrée et en sortie.

L'évolution du gain petit signal ainsi mesuré montre clairement des anomalies au début et à la fin de la bande Ka (figure 12), par rapport à la décroissance régulière que l'on doit normalement observer.

3.5.2 Identification des oscillations parasites

En raison du rôle de filtre passe-haut joué par la structure guide d'onde WR28, nous avons mis en oeuvre deux dispositifs de détection et d'identification des oscillations, l'un limité aux fréquences inférieures à 26.5 GHz et l'autre utilisable aux fréquences supérieures.

a) Dispositif d'analyse des oscillations aux fréquences inférieures à 26.5 GHz :

Pour repérer les oscillations du transistor aux basses fréquences (fréquences $f < 26.5 \text{ GHz}$), le montage est celui de la figure 13.

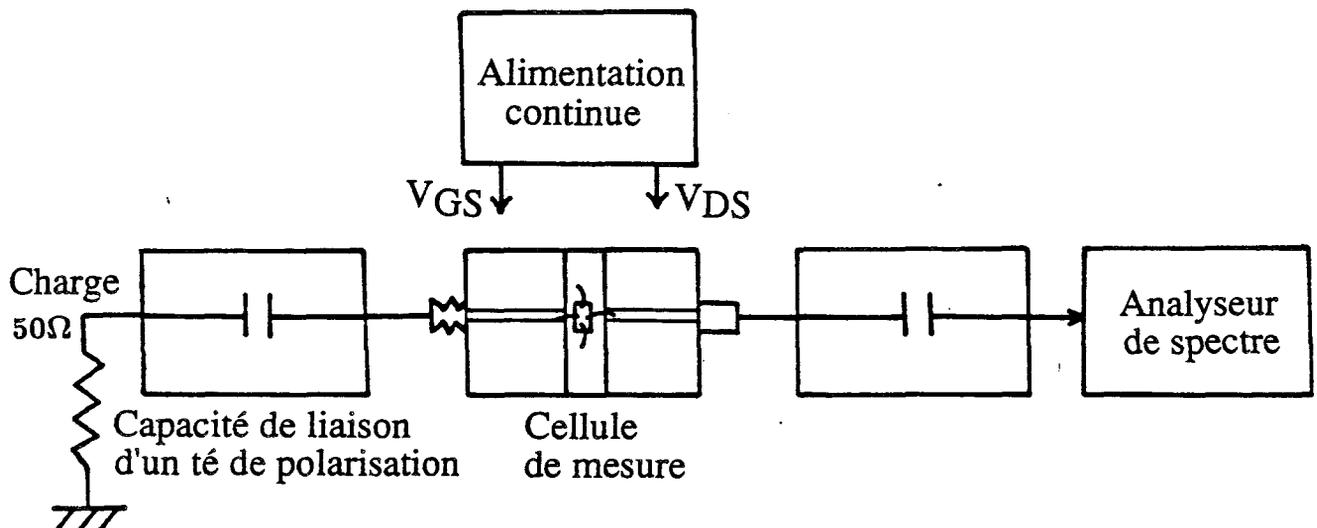


Figure 13: Dispositif d'analyse des oscillations du transistor aux fréquences inférieures à 26.5 GHz

Le transistor est polarisé normalement par les circuits de polarisation intégrés dans la cellule. Les tés de polarisation Wiltron placés de part et d'autre de la cellule sont utilisés seulement pour isoler le signal RF du signal continu. L'oscillation est visualisée dans ce montage directement à l'anayseur de spectre.

b) Dispositif d'analyse des oscillations entre 26.5 et 40 GHz :

Un montage spécifique en guide d'onde (figure 14) a été réalisé pour repérer les oscillations du transistor dans la bande 26.5 - 40 GHz et mesurer leurs fréquences avec précision.

Dans ce dispositif, on fait le battement entre le signal RF d'oscillation

Figure 14

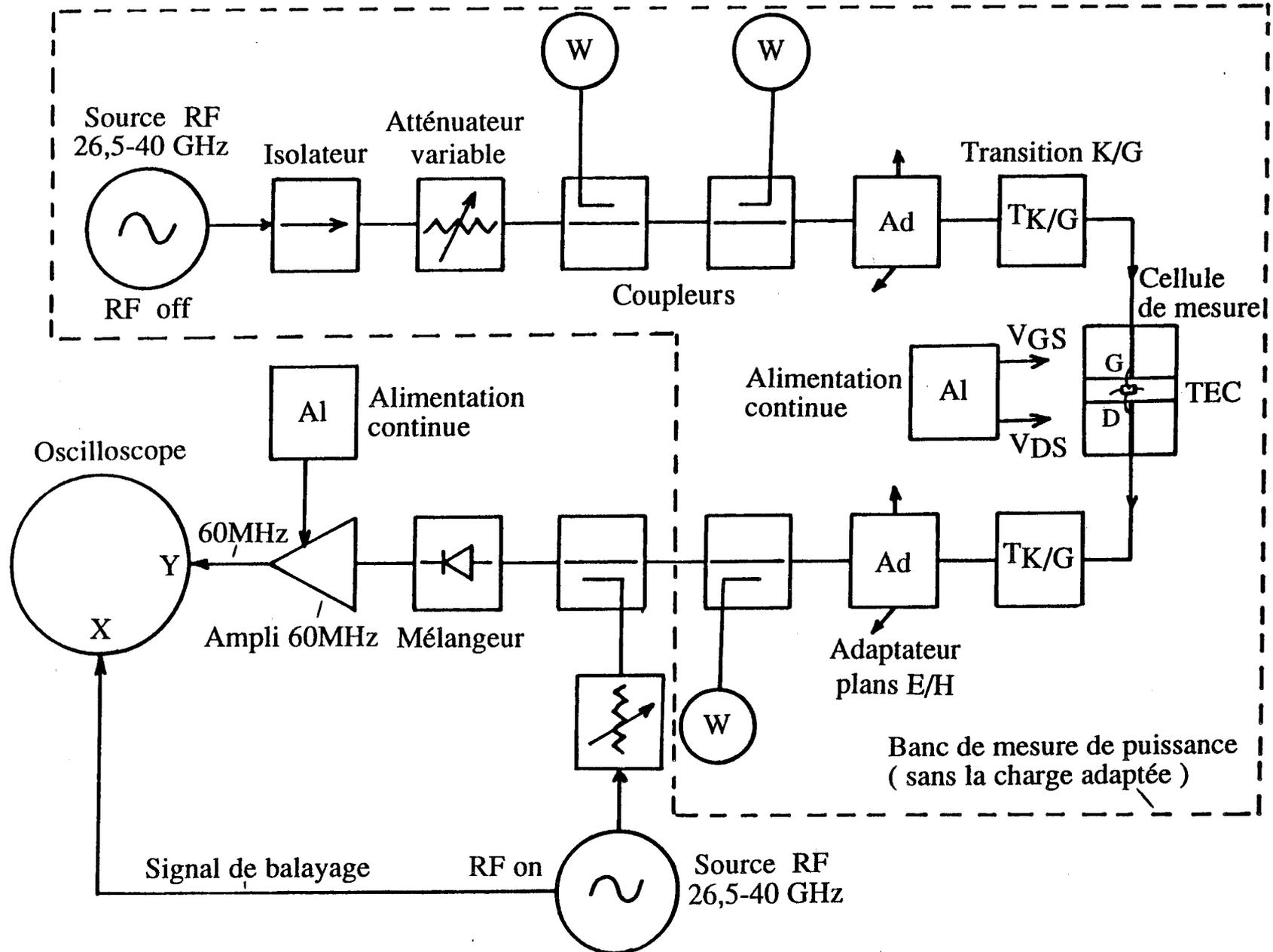


Figure 14: Dispositif d'analyse des oscillations du transistor aux fréquences comprises entre 26.5 et 40 GHz.

du transistor et le signal RF du générateur auxiliaire 26.5 - 40 GHz. Un signal de fréquence intermédiaire 60 MHz est alors disponible à la sortie de l'amplificateur. Ce signal à 60 MHz injecté avec le signal de balayage du générateur auxiliaire aux voies X et Y de l'oscilloscope, nous permet de visualiser l'éventuelle présence d'oscillations et de mesurer avec précision leur fréquence.

c) Oscillations du transistor EC1840 à la fréquence de résonance du circuit de polarisation :

A l'aide de ces dispositifs d'analyse des oscillations, nous avons pu constater lors des essais du transistor EC1840 :

- une raie de fort niveau à la fréquence 13 GHz
- Deux raies aux fréquences 26.5 et 39 GHz de niveaux beaucoup moins importants que la précédente.

La première de ces raies peut être avec certitude, mise au compte du circuit de polarisation puisque la fréquence 13 GHz a été montrée correspondant à une résonance lors de la caractérisation de la cellule de mesure (cf figure 8 du chapitre 2). Les deux autres raies à 26.5 et 39 GHz sont très probablement les harmoniques de celle à 13 GHz.

Il est clair que ce phénomène d'oscillations superposé au signal RF utile empêche de réaliser correctement l'adaptation maximale des transistors et constitue une explication à la dégradation au début et à la fin de la bande *Ka* du gain mesuré au banc.

3.5.3 Vérification à l'analyseur de réseau de la perturbation apportée par le circuit de polarisation

Pour confirmer les essais précédents d'identification des oscillations, nous avons relevé à l'analyseur de réseau les paramètres S du transistor EC1840 et d'autres transistors : un DMT (opération 260/CHS) [4][5] et un MESFET XL H24 (THOMSON). Tous ont été montés dans la cellule de mesure avec les circuits de polarisation microrubans connectés aux lignes d'accès $Z_C = 50\Omega$.

Par rapport aux paramètres S mesurés normalement (c'est-à-dire sans les circuits de polarisation microrubans) nous avons retrouvé une très importante perturbation des paramètres S autour de 13 GHz ainsi que des perturbations moins importantes autour des fréquences 26 et 39 GHz, ce qui confirme la présence du phénomène d'oscillations

observé précédemment au banc de puissance.

*** Remarque :**

La mesure en large bande des paramètres S du transistor avec les circuits de polarisations microrubans connectés aux lignes d'accès peut entraîner une augmentation très importante de l'amplitude du paramètre de transmission S_{21} (résonance en amplitude) à la fréquence 13 GHz. Cette mesure s'est avérée destructrice pour plusieurs composants.

3.5.4 Amélioration du circuit de polarisation

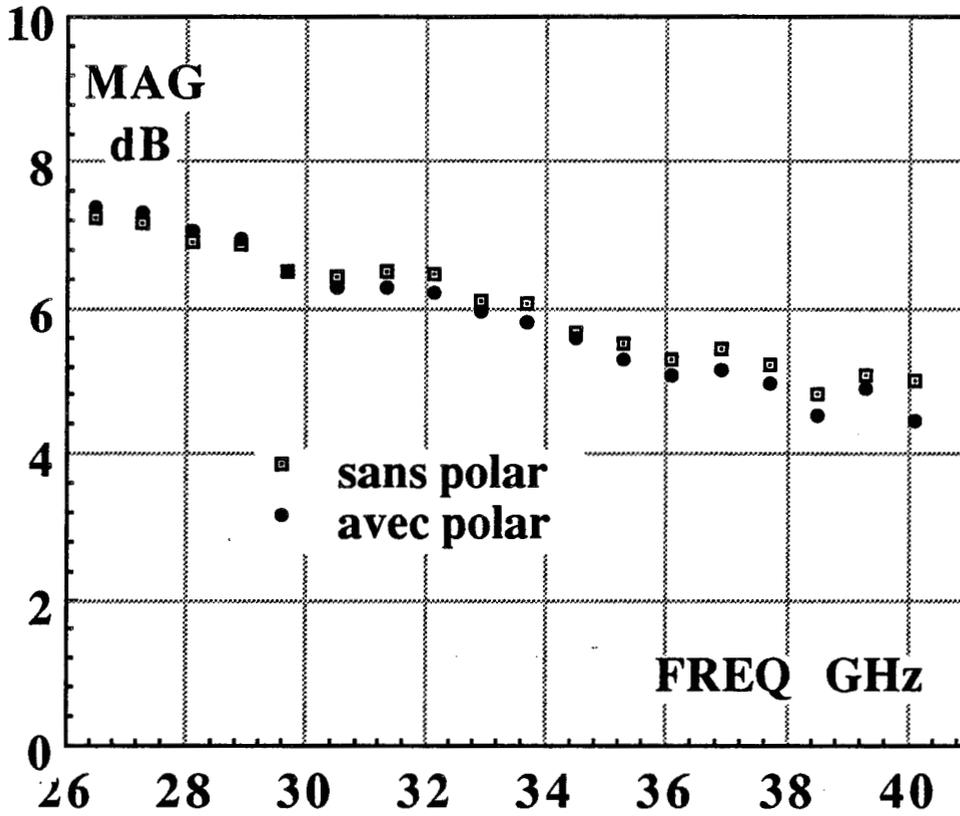
Afin d'éviter les oscillations du transistor dans la bande 26.5-40 GHz et mener à bien les mesures de puissance, nous avons été contraints de diminuer au maximum la fréquence de résonance du circuit de polarisation LC.

A cet effet, nous nous sommes proposés d'utiliser dans les manipulations qui suivent un circuit de polarisation LC, constitué d'une capacité millimétrique en chip de grande valeur $C = 68 \text{ pF}$ (collée à la masse métallique du boîtier de la cellule) dont la face supérieure est reliée à la ligne microruban d'accès $Z_C = 50\Omega$ par l'intermédiaire d'un fil d'or thermocompressé L, de valeur voisine de 1 nH (cf figure 9 du chapitre 2). La liaison entre le circuit de polarisation et le "by-pass" est réalisée par un autre fil d'or soudé aussi par thermocompression.

La fréquence de résonance de ce circuit de polarisation est voisine de 0.7 GHz. Cette fréquence ainsi que ses premières harmoniques (1,4 GHz - 2,1 GHz - 2,8 GHz...) sont très loin d'être gênantes dans la bande de fréquences utiles 26,5 - 40 GHz.

Nous pouvions donc espérer que ce circuit de polarisation n'aurait aucun effet sur les mesures de puissance et de gain dans cette bande de fréquences.

Afin de vérifier expérimentalement cette hypothèse, nous avons mesuré en large bande à l'analyseur de réseau les paramètres S du transistor NEC 202 avec et sans ce circuit de polarisation; nous avons pu constater que ce circuit n'introduit des perturbations sur les paramètres S mesurés du transistor qu'en très basses fréquences et spécialement autour de la fréquence de résonance 0.7 GHz. En revanche il n'a aucune influence sur les paramètres S mesurés du transistor aux fréquences supérieures à 15 GHz, comme le montre l'évolution identique entre 26,5 et 40 GHz des MAGs déduits des paramètres S mesurés de ce transistor (figure 15).



TRANSISTOR - HEMT-NEC 202 -
 polarisé à $V_{DS} = 2\text{ V}$ - $V_{GS} = 0\text{ V}$ - $I_D = 27\text{ mA}$

Figure 15: Evolution des MAGs déduits des paramètres S du transistor NEC 202, mesurés avec et sans les circuits de polarisation L-C (où $C = 68\text{ pF}$ et $L = 1,5\text{ nH}$):

- → MAG mesuré avec les circuits de polarisation connectés
- ▣ → MAG mesuré sans les circuits de polarisation

3.6 Mesure typique de puissance des TECs millimétriques

Après avoir caractérisé en paramètres S à l'analyseur de réseau le transistor monté dans la cellule de mesure, on connecte aux lignes d'accès $Z_c = 50\Omega$, le circuit de polarisation modifié, décrit dans le paragraphe précédent.

Nous visualisons ensuite au traceur de caractéristiques $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ le comportement en statique du transistor et sa réaction au branchement d'éléments guide d'onde sur la cellule.

En cas de velléités d'oscillations, on intercalera un atténuateur en connecteur K à l'entrée, entre la cellule et la transition K/G, afin d'obtenir un comportement stable du composant (cf paragraphe 4.3).

Avant de passer aux mesures de puissance proprement dites, il est nécessaire de bien connaître les répercussions d'un tel atténuateur sur l'exploitation du banc.

Dans un premier temps nous allons analyser l'effet de l'atténuateur et établir les corrections à apporter en prenant comme outil de calcul le gain en puissance disponible MAG. Après quoi, nous traiterons, dans son ensemble, l'exploitation des lectures des informations fournies par le banc de mesure et montrerons comment il est possible, moyennant quelques approximations, d'envisager un "de-embedding" en puissance du transistor, c'est-à-dire de remonter aux performances en puissance du transistor lui-même.

3.6.1 Effet de l'insertion d'un atténuateur en cascade avec le transistor

L'atténuateur utilisé dans le banc de puissance à l'entrée du transistor est un atténuateur Wiltron en connecteur K de bonne qualité dont les pertes d'insertion sont voisines de 3 dB et les coefficients de réflexion sont meilleurs que - 25 dB dans la bande 26,5 - 40 GHz (figure 16).

Nous pouvons donc supposer en première approximation que cet atténuateur est équivalent à une simple ligne à perte dont la matrice de dispersion $[S_a]$ est :

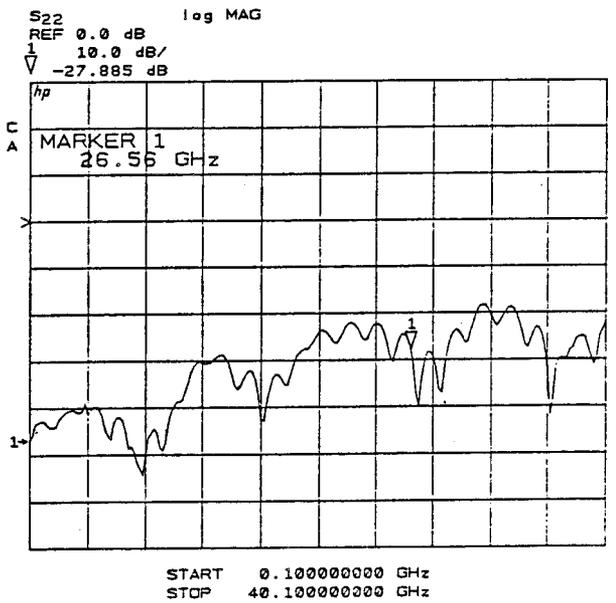
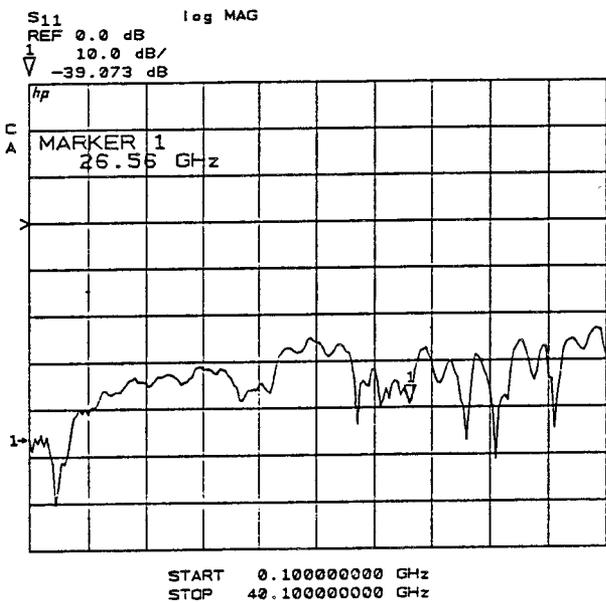
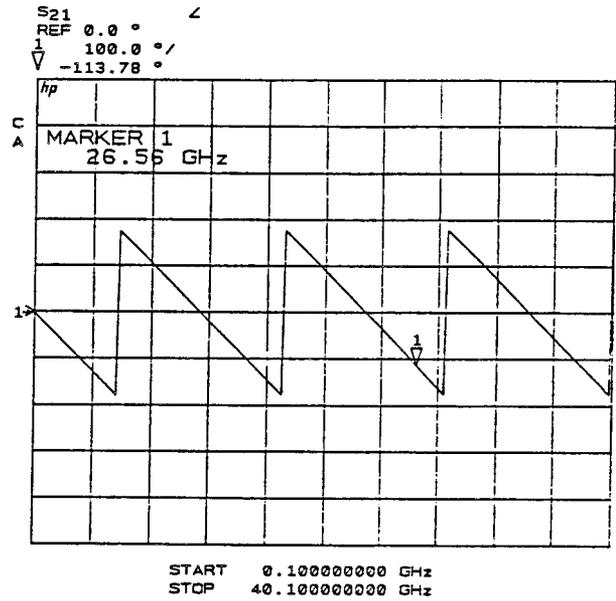
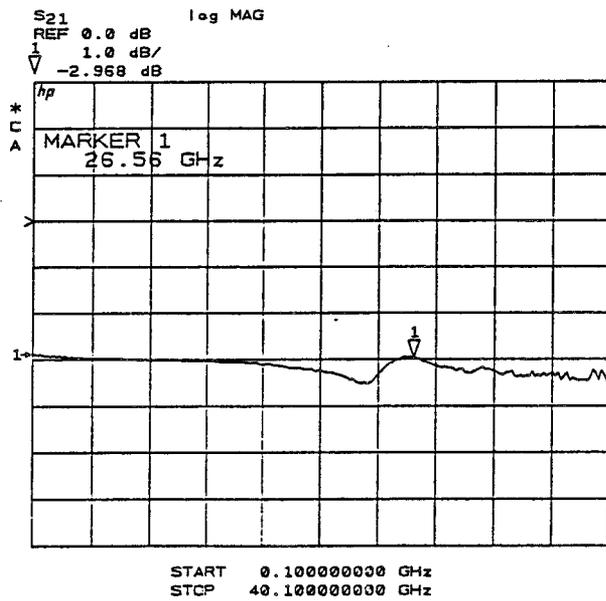


Figure 16: Coefficients de réflexion et de transmission mesurés de l'atténuateur 3 dB en connecteur K.

$$[S_a] = \begin{bmatrix} 0 & ke^{j\varphi} \\ ke^{j\varphi} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & A \\ A & 0 \end{bmatrix}$$

avec : $A = ke^{j\varphi}$

$k = |A| = 0.7$ (ou $-3dB$), représentant l'atténuation de l'onde

$\varphi = -\beta l$ représentant le déphasage de l'onde le long de l'atténuateur

Les paramètres de la matrice de dispersion globale $[S_G]$ de l'ensemble constitué par "l'atténuateur en série avec le transistor" s'expriment d'après les formules de passage citées en annexe G par :

$$\begin{cases} S_{G11} = A^2 S_{11} = k^2 e^{j2\varphi} . S_{11} \\ S_{G12} = A S_{12} = ke^{j\varphi} . S_{12} \\ S_{G21} = A S_{21} = ke^{j\varphi} . S_{21} \\ S_{G22} = S_{22} \end{cases}$$

Dans ces conditions, le gain maximum disponible MAG' de l'ensemble "atténuateur en série avec le transistor" est alors :

$$MAG' = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K' - \sqrt{K'^2 - 1} \right)$$

$$\text{avec } K' = \frac{1 - |A|^4 . |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |A|^4 |\Delta S|^2}{2|A|^2 |S_{12} S_{21}|}$$

Le gain MAG' dépend donc seulement des paramètres S du transistor et des pertes introduites par l'atténuateur (exprimées dans notre cas par le module de A). En revanche, ce gain est indépendant du déphasage présenté par l'atténuateur.

A titre d'illustration le tableau ci-dessous présente une comparaison entre le gain maximum disponible MAG du transistor VAR818B et le gain maximum disponible MAG' de l'ensemble constitué par l'atténuateur 3 dB en série avec ce même transistor :

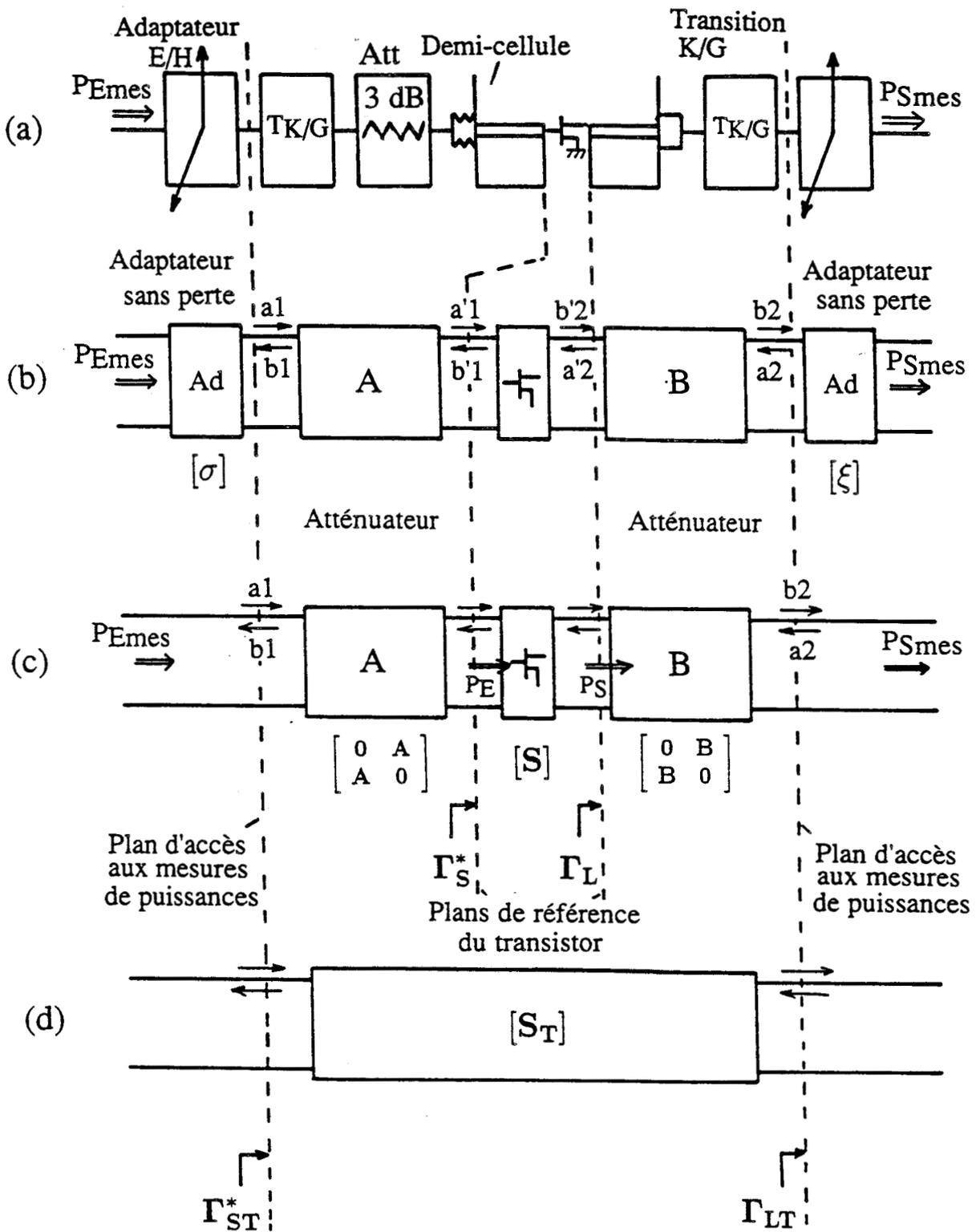


Figure 17 : Schéma équivalent du système de mesure entre les plans d'accès des adaptateurs plans E/H.

Freq	27	29	31	33	35	37	39	GHz
MAG	9,53	9,47	8,89	8,58	7,86	7,56	5,81	dB
MAG'	5,20	4,82	4,17	3,83	3,21	2,80	1,67	dB
D = MAG - MAG'	4,33	4,65	4,72	4,75	4,65	4,76	4,14	dB

Comme on peut le constater le gain total MAG' n'est pas égal à "MAG(dB) - |A|(dB)" mais il est plutôt compris entre cette valeur et "MAG(dB) - 2|A|(dB)".

Enfin, il est à noter que, pour un même atténuateur la différence D entre MAG (dB) et MAG' (dB) est très variable d'un transistor à un autre. Cette différence D doit être prise en compte minutieusement dans les estimations des pertes d'entrée/sortie du banc afin de déterminer correctement les puissances dans les plans d'accès du transistor.

*** Remarque :**

Il est à noter que tout le développement qui précède peut être appliqué également au cas où l'atténuateur est placé en aval du transistor au lieu d'être en amont. Il suffit dans les expressions précédentes d'invertir les indices 1 et 2 dans les paramètres S.

3.6.2 Exploitation du banc de puissance

3.6.2.1 Analyse du système de mesure

Dans les conditions optimales d'amplification, l'adaptateur d'entrée présente à sa sortie une impédance qui est complexe conjuguée de l'impédance apparente à l'entrée de l'atténuateur 3 dB (figure 17a). De façon similaire, l'adaptateur de sortie ramène une impédance qui est complexe conjuguée de l'impédance apparente à la sortie de la transition K/G (figure 17a).

En pratique la lecture des puissances à l'entrée et à la sortie du banc (P_{Emes}, P_{Smes}) est effectuée dans les plans d'accès extérieurs des adaptateurs plans E/H. Le gain mesuré G_{mes} dans ces plans s'exprime par :

$$G_{mes}(dB) = P_{Smes}(dBm) - P_{Emes}(dBm)$$

Les transferts de puissance au niveau des adaptateurs s'expriment en fonction de leur paramètres dispersions de la façon suivante :

$$\frac{|a_1|^2 - |b_1|^2}{P_{Emes}} = \frac{|\sigma_{21}|^2}{1 - |\sigma_{22}|^2} \quad , \quad \text{pour l'adaptateur d'entrée}$$

$$\frac{P_{Smes}}{|b_2|^2 - |a_2|^2} = \frac{|\xi_{21}|^2}{1 - |\xi_{11}|^2} \quad , \quad \text{pour l'adaptateur de sortie}$$

où σ_{ij} et ξ_{ij} sont les paramètres dispersions des adaptateurs d'entrée et de sortie.

Les adaptateurs ayant des pertes très faibles, on peut considérer que les deux relations ci-dessus sont voisines de 1, ce qui entraîne :

$$\begin{cases} P_{Emes} \approx |a_1|^2 - |b_1|^2 \\ P_{Smes} \approx |b_2|^2 - |a_2|^2 \end{cases}$$

En tenant compte du fait que les éléments situés en amont et en aval du transistor (atténuateur, demi-cellule, transition K/G) ont des coefficients de réflexion suffisamment négligeables, on peut faire l'approximation qu'ils sont équivalents à de simples lignes à pertes, symbolisées par un atténuateur A en entrée du transistor et un atténuateur B en sortie (figure 17b). Les ondes incidentes et réfléchies s'expriment alors en fonction des paramètres S de ces éléments par :

$$\begin{cases} b_1 = A.b'_1 \\ a'_1 = A.b_1 \end{cases} \quad , \quad \text{pour l'atténuateur A}$$

$$\begin{cases} b'_1 = S_{11}a'_1 + S_{12}a'_2 \\ b'_2 = S_{21}a'_1 + S_{22}a'_2 \end{cases} \quad , \quad \text{pour le transistor}$$

$$\begin{cases} a'_2 = B.a_2 \\ b_2 = B.b'_2 \end{cases} \quad , \quad \text{pour l'atténuateur B}$$

où : A est la somme des pertes d'insertion des éléments situés en amont du transistor et B est la somme des pertes d'insertion des éléments situés en aval du transistor.

Les paramètres de la matrice totale $[S_T]$ de l'ensemble des éléments situés entre les plans d'accès extérieurs des adaptateurs (figures 17c et 17d) s'expriment par (cf annexe G) :

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{T11} = A^2 \cdot S_{11} \\ S_{T12} = A \cdot B \cdot S_{12} \\ S_{T21} = A \cdot B \cdot S_{21} \\ S_{T22} = B^2 \cdot S_{22} \end{array} \right.$$

Sachant que la puissance absorbée par le transistor est $P_E = |a'_1|^2 - |b'_1|^2$ et la puissance de sortie absorbée par la charge vue par celui-ci est $P_S = |b'_2|^2 - |a'_2|^2$, on montre à partir du formalisme d'onde précédent que les rapports de puissance $P_E/P_{E_{mes}}$ et $P_S/P_{S_{mes}}$ s'expriment par :

$$\frac{P_E}{P_{E_{mes}}} = \frac{|A|^2 (1 - |\Gamma_S^*|^2)}{(1 - |\Gamma_{ST}^*|^2)} = \frac{|A|^2 (1 - |\Gamma_{ST}|^2/|A|^4)}{(1 - |\Gamma_{ST}|^2)}$$

$$\frac{P_S}{P_{S_{mes}}} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|B|^2 (1 - |\Gamma_{LT}|^2)} = \frac{(1 - |B|^4 \cdot |\Gamma_{LT}|^2)}{|B|^2 (1 - |\Gamma_{LT}|^2)}$$

où : Γ_S , Γ_L sont respectivement les coefficients de réflexion de l'impédance de source et de l'impédance de charge vue par le transistor. En revanche, Γ_{ST} et Γ_{LT} sont les coefficients de réflexion des impédances optimales présentées par les adaptateurs à l'entrée et à la sortie de l'ensemble "atténuateur A en série avec le transistor et l'atténuateur B"

Ces coefficients de réflexion Γ_{ST} et Γ_{LT} s'expriment en fonction des paramètres de la matrice $[S_T]$ par :

$$\Gamma_{ST} = S_{T11}^* = \frac{1}{2C_{T1}} \left[B_{T1} \pm 2|S_{T12}S_{T21}| \cdot \sqrt{K^{n2} - 1} \right]$$

$$\Gamma_{LT} = S_{T22}^* = \frac{1}{2C_{T2}} \left[B_{T2} \pm 2|S_{T12}S_{T21}| \cdot \sqrt{K^{n2} - 1} \right]$$

avec :

$$\begin{aligned}
 B_{T1} &= 1 + |S_{T11}|^2 - |S_{T22}|^2 - |\Delta_T|^2 \\
 B_{T2} &= 1 + |S_{T22}|^2 - |S_{T11}|^2 - |\Delta_T|^2 \\
 C_{T1} &= S_{T11} - \Delta_T \cdot S_{T22}^* \\
 C_{T2} &= S_{T22} - \Delta_T \cdot S_{T11}^* \\
 \Delta_T &= S_{T11}S_{T22} - S_{T12}S_{T21} \\
 K^n &= \frac{1 - |S_{T11}|^2 - |S_{T22}|^2 + |\Delta_T|^2}{2|S_{T12}S_{T21}|}
 \end{aligned}$$

D'autre part, lorsque les conditions maximales d'adaptation en entrée et en sortie sont réalisées, ces coefficients de réflexion sont reliés entre eux par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \Gamma_S^* &= \Gamma_{ST}^* / A^2 \\
 \Gamma_L &= B^2 \cdot \Gamma_{LT} \\
 \text{et } |\Gamma_{ST}^*| &= |\Gamma_{ST}|
 \end{aligned}$$

3.6.2.2 Estimation du gain en puissance du transistor

Connaissant, par les mesures préalables à l'analyseur de réseau, les paramètres S du transistor et connaissant aussi les caractéristiques hyperfréquences des différents éléments placés en amont et en aval, c'est-à-dire des atténuateurs A et B, on peut faire une estimation raisonnable du gain maximum disponible MAG_T de l'ensemble des éléments situés entre les plans d'accès extérieurs des adaptateurs par :

$$MAG_T = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K^n - \sqrt{K^{n2} - 1} \right)$$

Aux erreurs de mesure près, le gain mesuré au banc de puissance en régime linéaire G_{mes} pour tous les transistors millimétriques testés est sensiblement identique au gain maximum disponible MAG_T .

On peut donc en déduire la correction (Δ) à apporter pour remonter de MAG_T à MAG , soit :

$$MAG = MAG_T \cdot \frac{K - \sqrt{K^2 - 1}}{K^n - \sqrt{K^{n2} - 1}}$$

$$\text{ou } MAG(dB) = MAG_T(dB) + \Delta(dB)$$

$$\text{avec } : \Delta(dB) = 10 \text{Log} \left(\frac{K - \sqrt{K^2 - 1}}{K^n - \sqrt{K^{n2} - 1}} \right)$$

(K étant le coefficient de stabilité du transistor seul).

Cette procédure appliquée à trois transistors, le NEC202, les VAR818B (THOMSON) et PM-HEMT VAR819B (THOMSON) (figures 18a, 18b, et 18c), a montré une entière concordance dans toute la bande 26,5 - 40 GHz, entre les mesures du MAG du transistor effectuées à l'analyseur de réseau et les estimations tirées après correction du banc de puissance.

La conclusion pratique de cette constatation est que dans les mesures, on peut remonter au gain en puissance G du transistor par l'expression :

$$G(dB) = G_{mes}(dB) + \Delta(dB)$$

où : G_{mes} est le gain fourni par les lectures de puissance sur le banc.

3.6.2.3 Estimation des puissances dans les plans de référence du transistor

A l'aide des caractéristiques hyperfréquences des différents éléments de notre système de mesure, nous pouvons accéder dans les plans de référence du transistor aux deux types de puissances suivants :

- puissances disponibles en entrée et en sortie
- puissance absorbée par le composant et puissance absorbée par la charge vue par celui-ci

En ce qui concerne le premier type il est important de remarquer que le concept de "puissance disponible" n'a pas de réalité concrète pour la chaîne d'éléments du présent système car il nécessite d'ouvrir celle-ci. Il s'agit d'une procédure purement théorique. Par contre, le deuxième type présente une réalité physique car la totalité des éléments du système y est prise en compte.

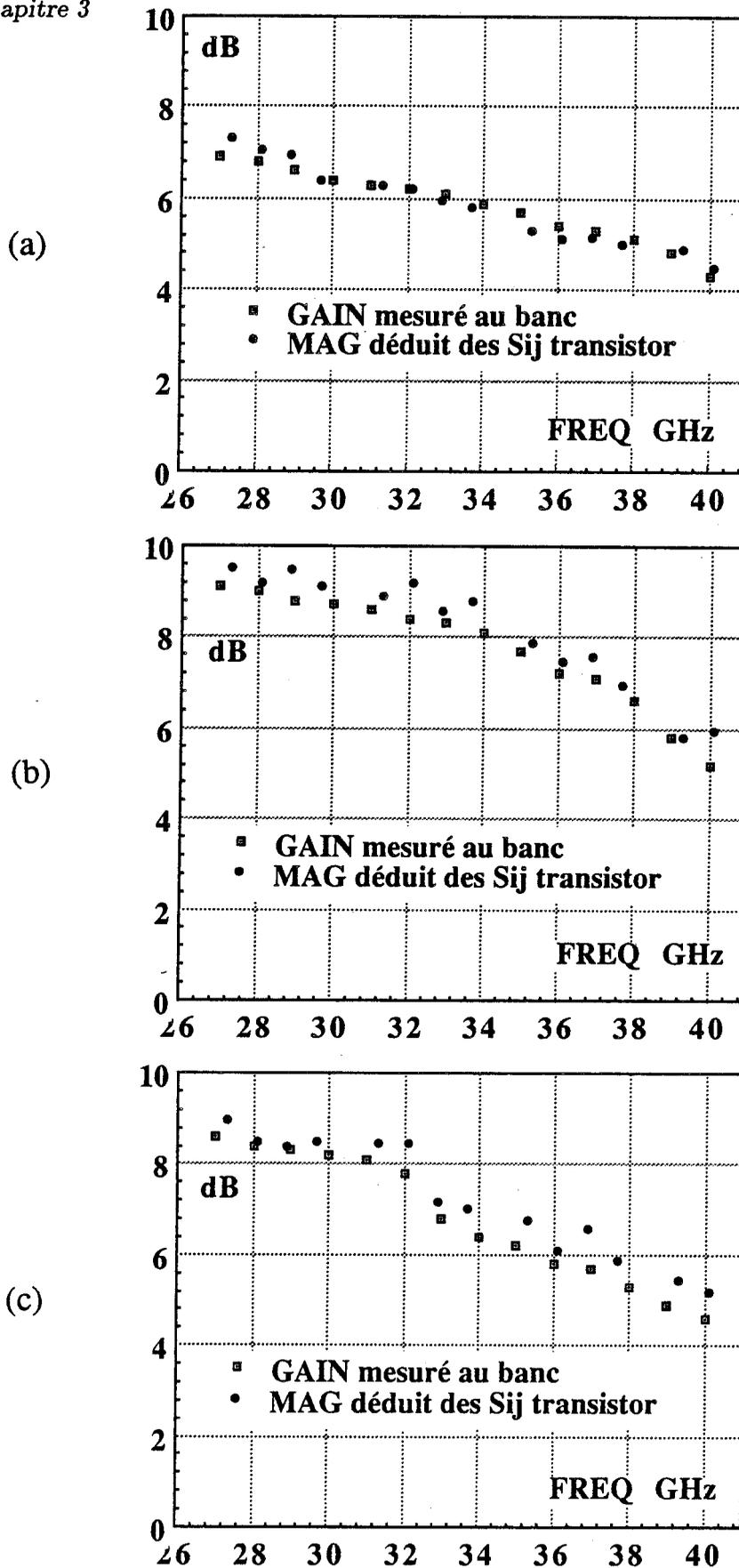


Figure 18 : Comparaison entre le gain en puissance estimé à partir des mesures en petit signal au banc classique et le MAG déduit des paramètres S, pour les transistors NEC202 (a), VAR818B (b), et VAR819B (c).

a) Estimation des puissances disponibles

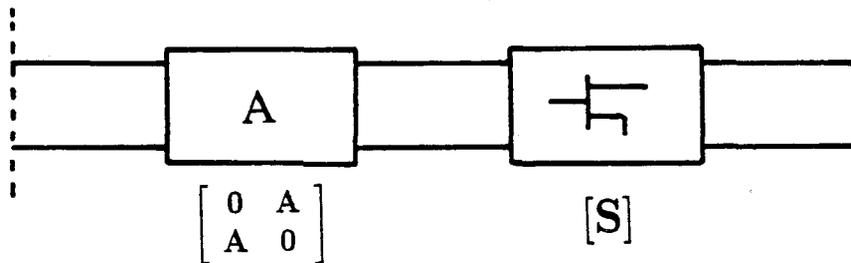
De la même manière que précédemment nous pouvons déterminer les facteurs de correction Δ_1 et Δ_2 permettant d'estimer séparément les pertes dues respectivement aux présences des atténuateurs A et B et d'en déduire à partir des puissances mesurées les puissances disponibles en entrée et en sortie du transistor.

Les pertes en entrée du transistor (dus principalement à l'influence de l'atténuateur A) sont représentées par le facteur de correction $\Delta_1(dB)$ correspondant à la différence entre $MAG(dB)$ et $MAG_1(dB)$:

$$\Delta_1(dB) = MAG(dB) - MAG_1(dB)$$

où: MAG est le gain maximum disponible calculé à partir des paramètres S du transistor seul.

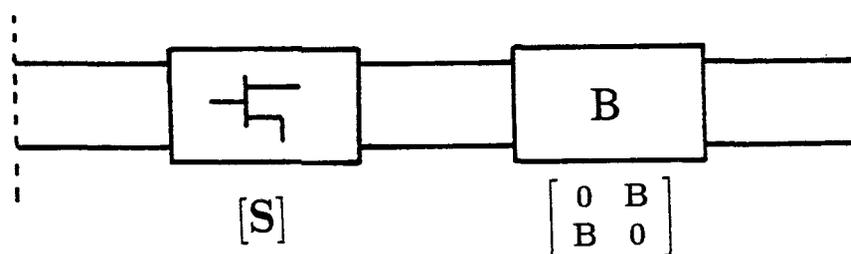
MAG_1 représente le gain maximum disponible de l'ensemble constitué par "l'atténuateur d'entrée A en cascade avec le transistor".



Les pertes en sortie du transistor (dus principalement à l'influence de l'atténuateur B) sont exprimées par le facteur de correction $\Delta_2(dB)$:

$$\Delta_2(dB) = MAG(dB) - MAG_2(dB)$$

où: MAG_2 représente le gain maximum disponible de l'ensemble constitué par le "transistor en cascade avec l'atténuateur B".



Les puissances disponibles à l'entrée et à la sortie du transistor (P_{Edisp}, P_{Sdisp}) sont alors déduites directement des puissances mesurées dans les plans d'accès des adaptateurs (P_{Emes}, P_{Smes}) par :

$$P_{Edisp}(dBm) = P_{Emes}(dBm) - \Delta_1(dB)$$

$$P_{Sdisp}(dBm) = P_{Smes}(dBm) + \Delta_2(dB)$$

b) Estimation des puissances absorbées

Rappelons que la puissance absorbée par le transistor ($P_E = P_{Eabs} = |a'_1|^2 - |b'_1|^2$) est liée à la puissance mesurée à l'entrée du premier adaptateur P_{Emes} par :

$$\frac{P_{Eabs}}{P_{Emes}} = \frac{|A|^2 (1 - |\Gamma_{ST}|^2 / |A|^4)}{(1 - |\Gamma_{ST}|^2)}$$

d'où :

$$P_{Eabs}(dBm) = P_{Emes}(dBm) + DE(dB)$$

avec :

$$DE(dB) = 10 \text{Log} \left[\frac{|A|^2 (1 - |\Gamma_{ST}|^2 / |A|^4)}{(1 - |\Gamma_{ST}|^2)} \right]$$

De la même manière nous avons montré que la puissance absorbée par la charge vue par le transistor ($P_S = P_{Sabs} = |b'_2|^2 - |a'_2|^2$) est liée à la puissance mesurée à la sortie du deuxième adaptateur P_{Smes} par :

$$\frac{P_{Sabs}}{P_{Smes}} = \frac{(1 - |B|^4 \cdot |\Gamma_{LT}|^2)}{|B|^2 (1 - |\Gamma_{LT}|^2)}$$

d'où :

$$P_{Sabs}(dBm) = P_{Smes}(dBm) + DS(dB)$$

avec :

$$DS(dB) = 10 \text{Log} \left[\frac{(1 - |B|^4 \cdot |\Gamma_{LT}|^2)}{|B|^2 (1 - |\Gamma_{LT}|^2)} \right]$$

Les corrections en entrée $DE(dB)$ et en sortie $DS(dB)$ à apporter respectivement sur les puissances mesurées $P_{E_{mes}}$ et $P_{S_{mes}}$ sont calculées à partir des paramètres S du transistor, de l'atténuateur A et de l'atténuateur B.

Nous représentons d'abord pour les trois transistors précédents et à certaines fréquences de la bande Ka :

- l'évolution de la puissance disponible à la sortie du transistor $P_{S_{disp}}$ en fonction de la puissance disponible à son entrée $P_{E_{disp}}$ (figures 19a, 20a, et 21a).
- l'évolution de la puissance de sortie absorbée par la charge vue par le transistor $P_{S_{abs}}$ en fonction de la puissance absorbée par l'entrée de celui-ci $P_{E_{abs}}$ (figures 19b, 20b, et 21b).

Nous donnons ensuite pour ces transistors l'évolution de la puissance disponible en entrée $P_{E_{disp}}$ et de la puissance absorbée par le composant $P_{E_{abs}}$ en fonction de la puissance d'entrée mesurée $P_{E_{mes}}$ (figures 22a, 23a, et 24 a), ainsi que les évolutions de la puissance disponible en sortie $P_{S_{disp}}$ et de la puissance absorbée par la charge $P_{S_{abs}}$ en fonction de la puissance de sortie mesurée $P_{S_{mes}}$ (figures 22b, 23b, et 24b).

* Commentaire des résultats

Il apparaît que les deux procédures utilisées pour remonter aux puissances mises en jeu au niveau même du transistor donnent des résultats très proches, avec une différence comprise entre 0,2 et 0,6 dBm. Dans la suite de notre travail nous n'avons cependant conservé que la procédure relative au concept de puissance absorbée étant donné son caractère plus réaliste.

Tous les développements qui précèdent ont concerné exclusivement le régime linéaire de fonctionnement. Par contre, en régime non linéaire, en présence de compression, leurs validités peuvent être mises en question (paramètre S représentatifs uniquement du régime linéaire). Nous avons cependant décidé de les appliquer à tous les cas de figures. Cela nous a permis ainsi d'estimer la puissance maximale absorbée par la charge vue par le transistor à 1 dBm de compression et d'évaluer le gain en puissance de celui-ci aussi bien en régime linéaire qu'en régime grand signal.

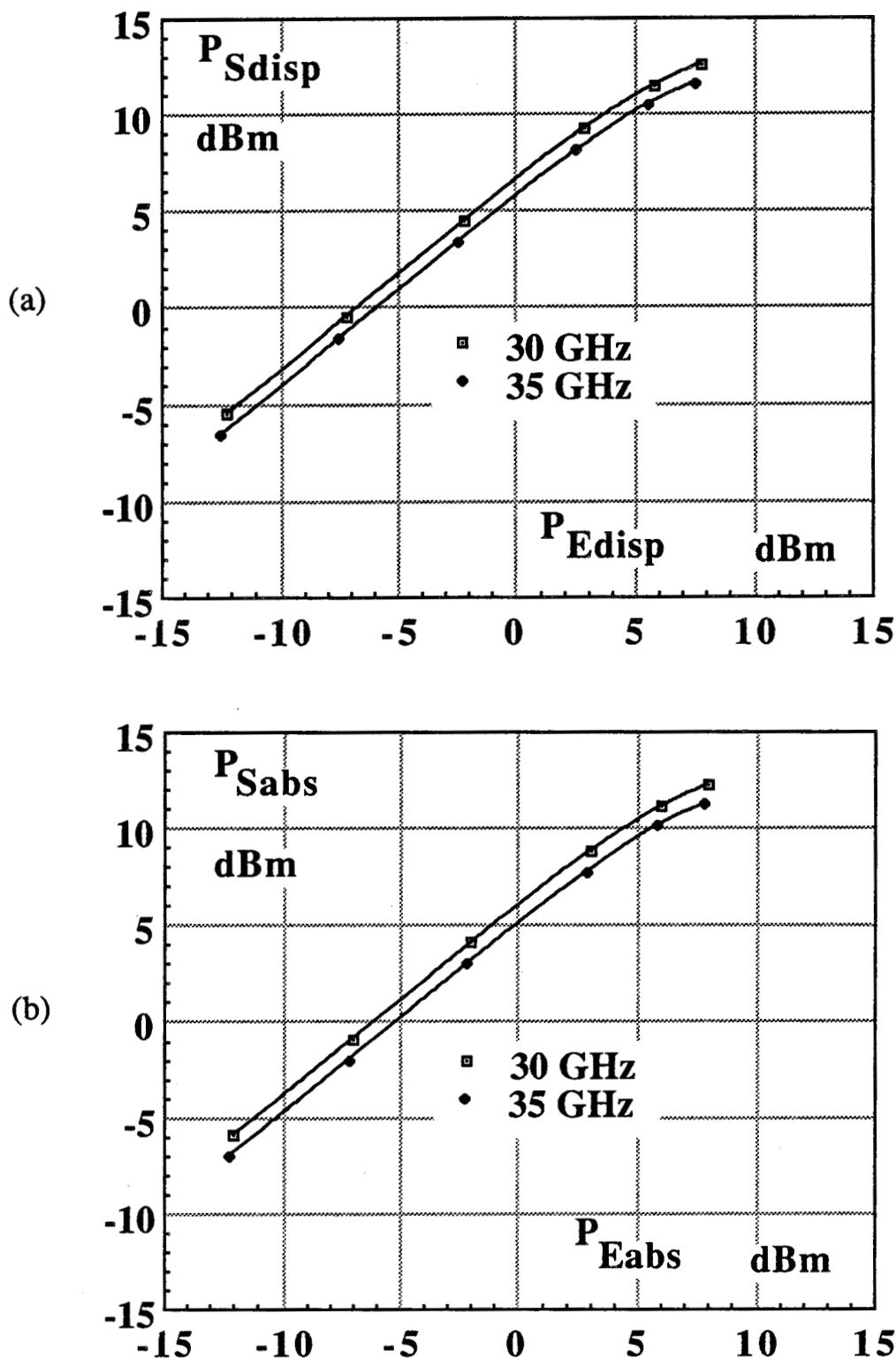


Figure 19 : Mesure des puissances disponibles et absorbées dans le cas du transistor NEC202 :

(a) : évolution de la puissance disponible en sortie du transistor P_{Sdisp} en fonction de la puissance disponible en son entrée P_{Edisp}

(b) : évolution de la puissance de sortie absorbée par la charge vue par le transistor P_{Sabs} en fonction de la puissance absorbée par l'entrée de celui-ci P_{Eabs} .

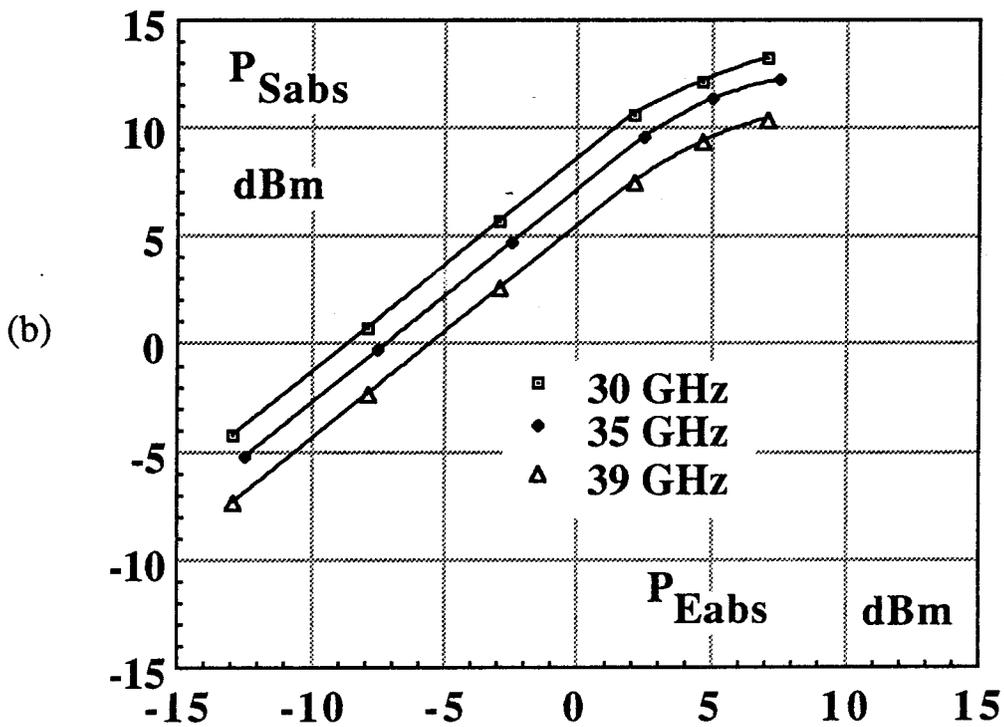
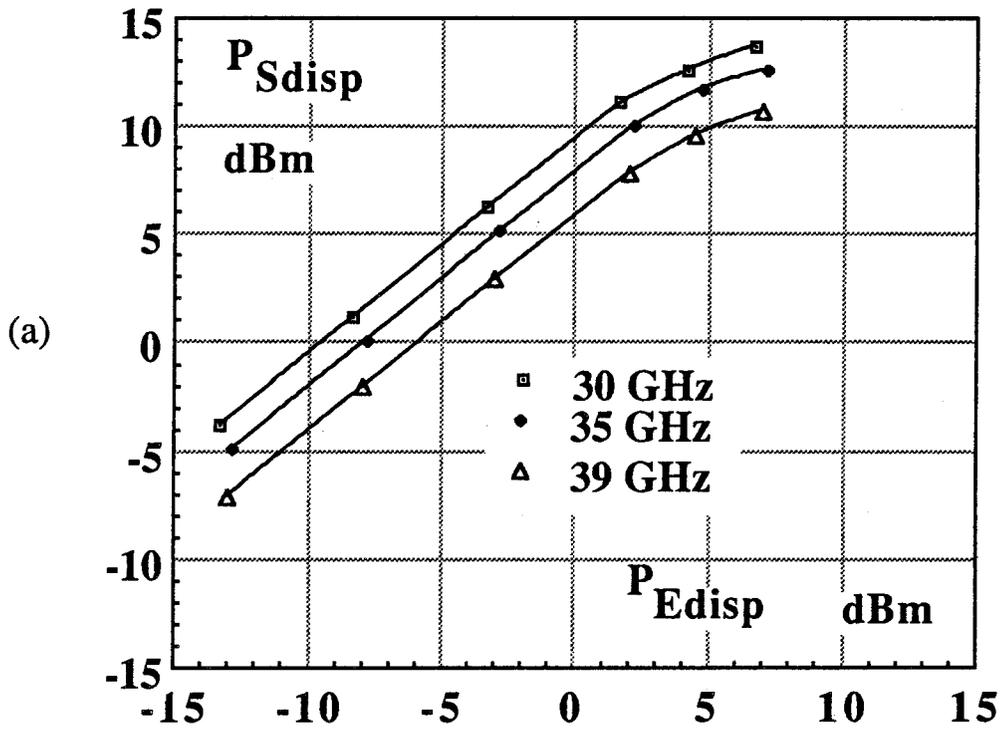


Figure 20 : Mesure des puissances disponibles et absorbées dans le cas du transistor VAR818B:

(a) : évolution de la puissance disponible en sortie du transistor P_{Sdisp} en fonction de la puissance disponible en son entrée P_{Edisp}

(b) : évolution de la puissance de sortie absorbée par la charge vue par le transistor P_{Sabs} en fonction de la puissance absorbée par l'entrée de celui-ci P_{Eabs} .

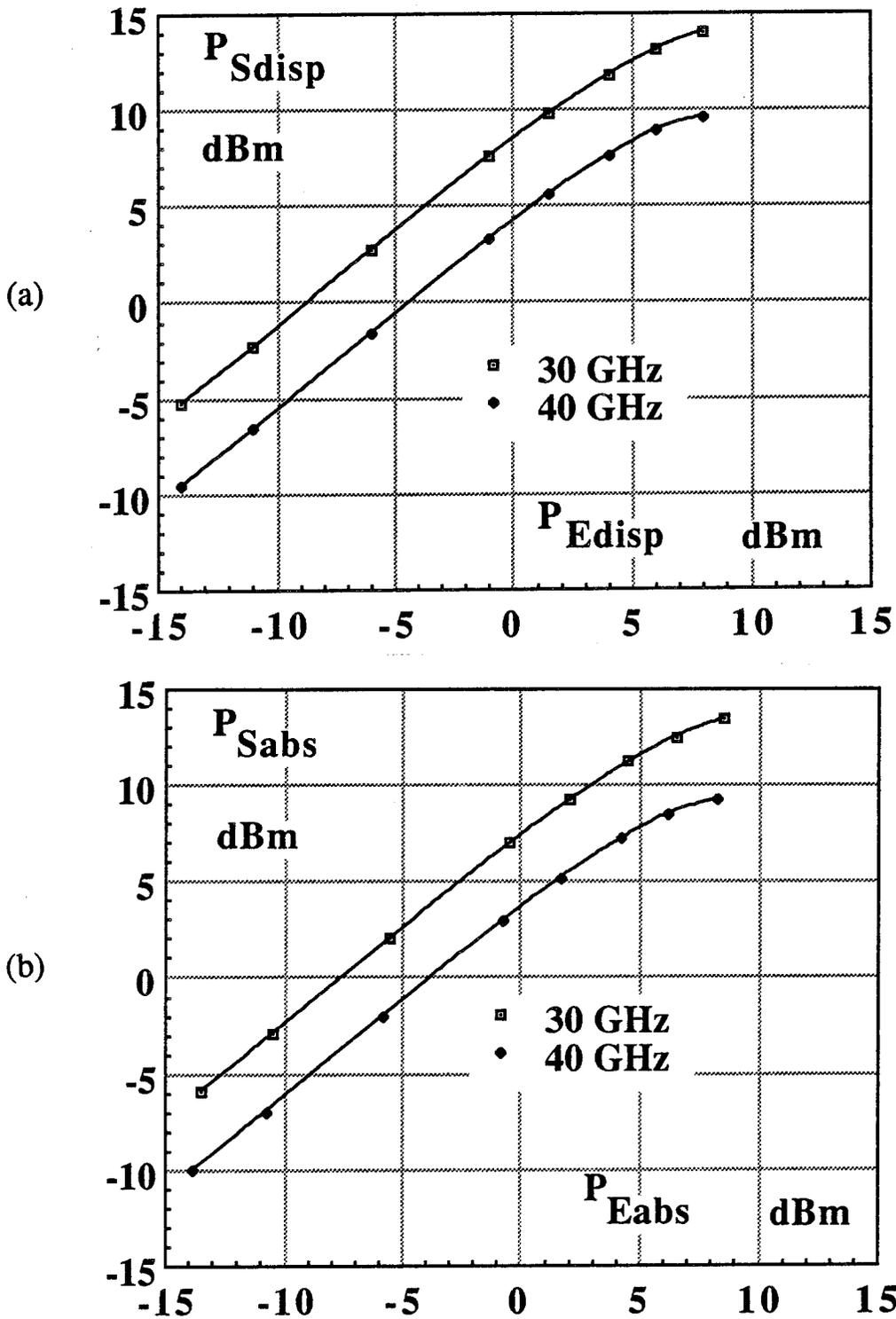


Figure 21 : Mesure des puissances disponibles et absorbées dans le cas du transistor VAR819B:

(a) : évolution de la puissance disponible en sortie du transistor P_{Sdisp} en fonction de la puissance disponible en son entrée P_{Edisp}

(b) : évolution de la puissance de sortie absorbée par la charge vue par le transistor P_{Sabs} en fonction de la puissance absorbée par l'entrée de celui-ci P_{Eabs} .

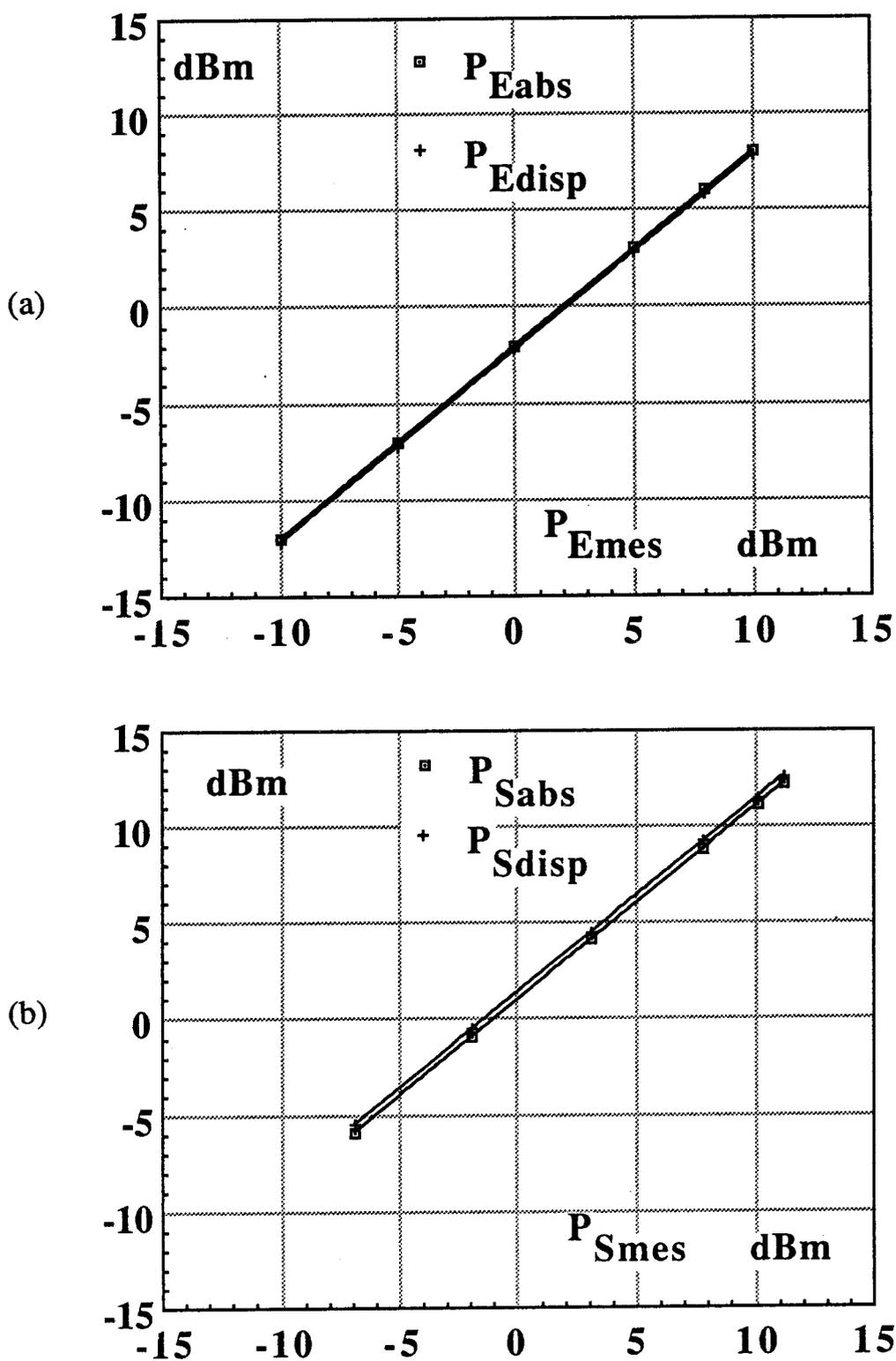


Figure 22: Comparaison à 30 GHz entre les deux types de mesures de puissance (disponible et absorbée) pour le transistor NEC202.

(a) évolution de la puissance disponible en entrée P_{Edisp} et de la puissance absorbée par le transistor P_{Eabs} en fonction de la puissance d'entrée mesurée P_{Emes} .

(b) : évolution de la puissance disponible à la sortie du transistor P_{Sdisp} et de la puissance absorbée par la charge P_{Sabs} en fonction de la puissance de sortie mesurée P_{Smes} .

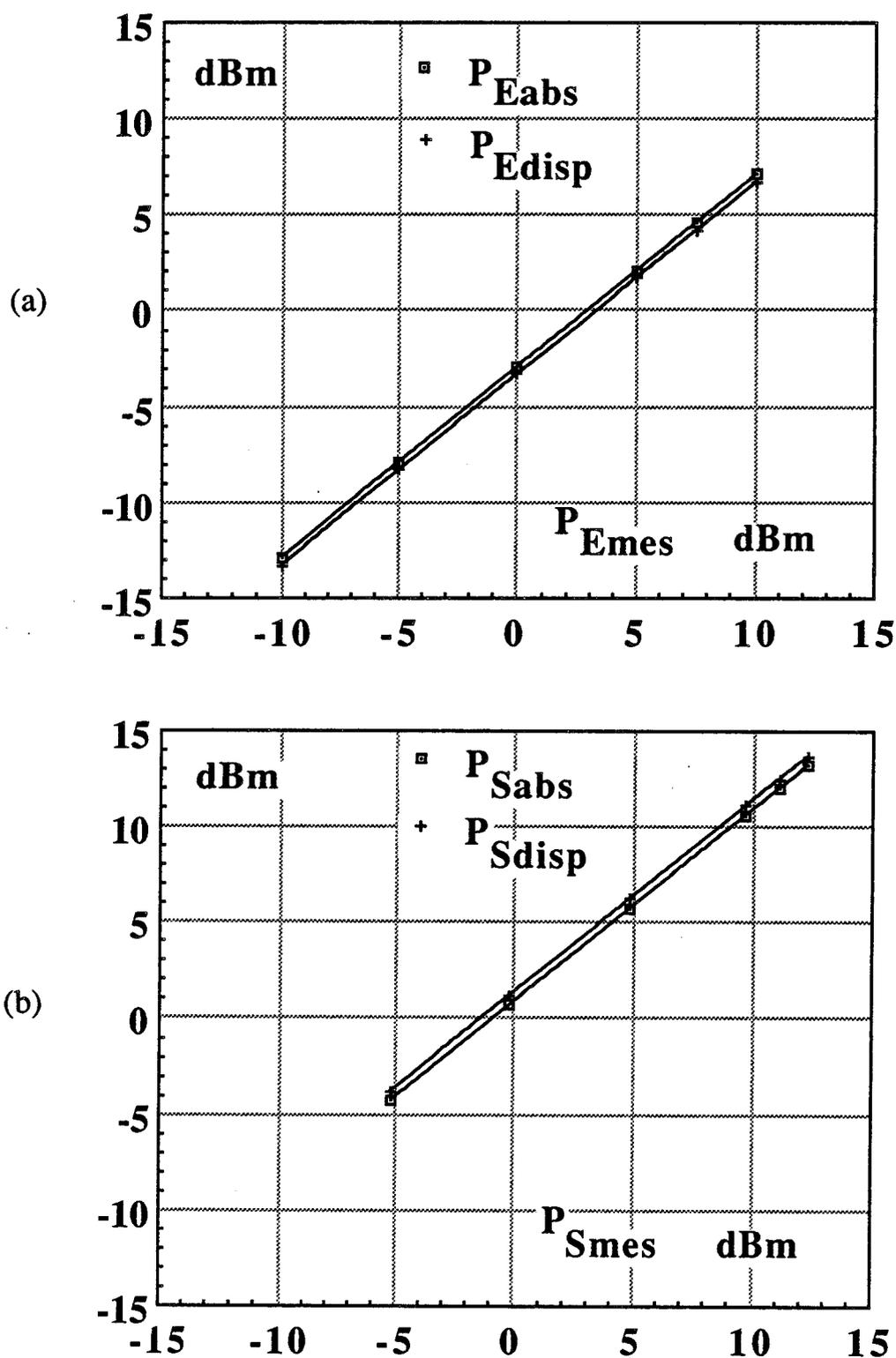


Figure 23: Comparaison à 30 GHz entre les deux types de mesures de puissance (disponible et absorbée) pour le transistor VAR818B

(a) évolution de la puissance disponible en entrée P_{Edisp} et de la puissance absorbée par le transistor P_{Eabs} en fonction de la puissance d'entrée mesurée P_{Emes} .

(b) : évolution de la puissance disponible à la sortie du transistor P_{Sdisp} et de la puissance absorbée par la charge P_{Sabs} en fonction de la puissance de sortie mesurée P_{Smes} .

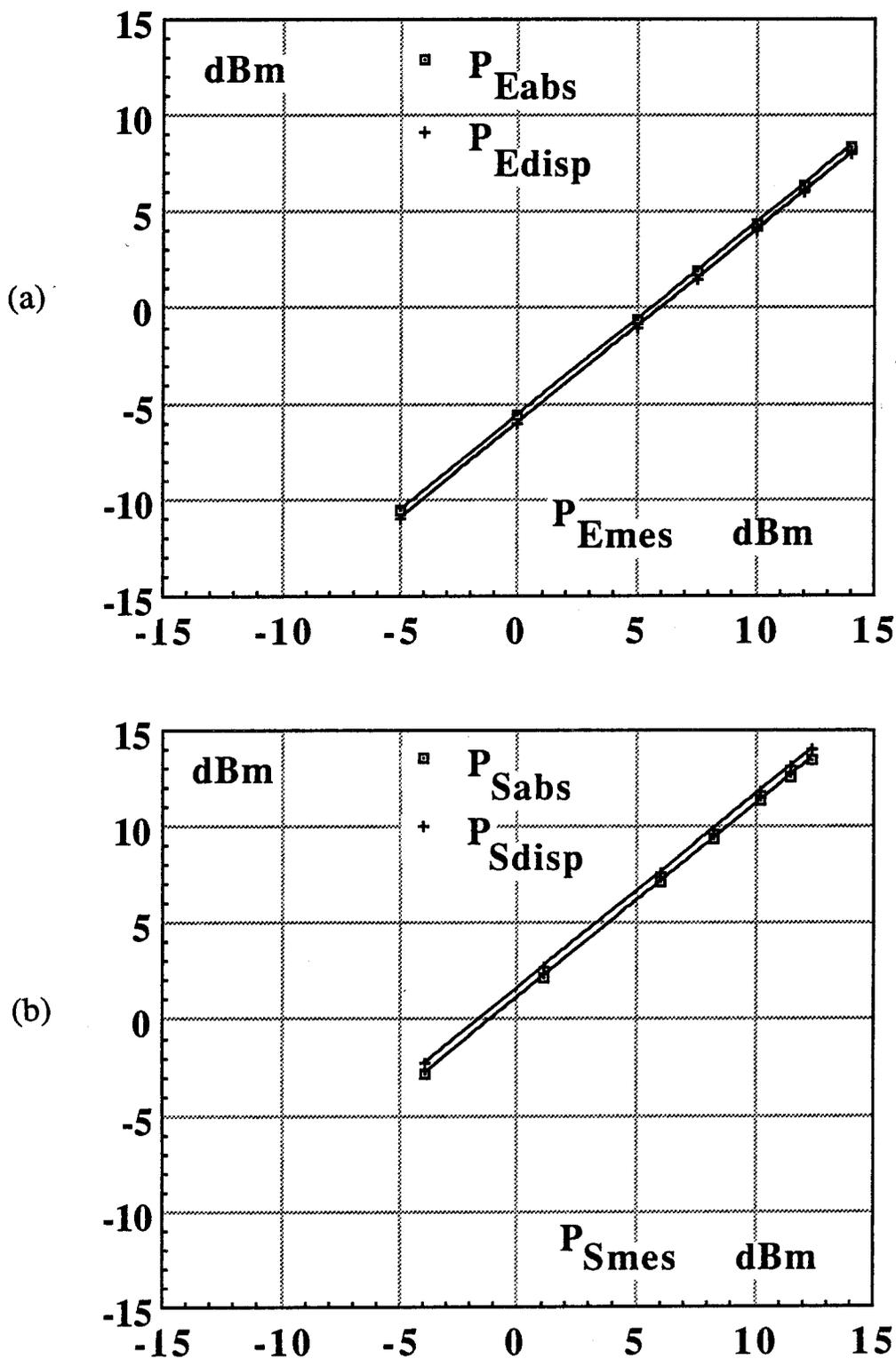


Figure 24: Comparaison à 30 GHz entre les deux types de mesures de puissance (disponible et absorbée) pour le transistor VAR819B

(a) évolution de la puissance disponible en entrée P_{Edisp} et de la puissance absorbée par le transistor P_{Eabs} en fonction de la puissance d'entrée mesurée P_{Emes} .

(b) : évolution de la puissance disponible à la sortie du transistor P_{Sdisp} et de la puissance absorbée par la charge P_{Sabs} en fonction de la puissance de sortie mesurée P_{Smes} .

3.7 Conclusion

Les mesures de puissance des transistors à effet de champ millimétriques que nous venons de présenter dans ce chapitre sont les premières à être effectuées, au laboratoire, dans la bande de fréquence 26,5 - 40 GHz.

Au cours d'essais de mesure sur des transistors tests au banc de puissance réalisé dans cette bande de fréquence, nous avons observé l'apparition de phénomènes d'oscillations qui se sont révélées être un handicap majeur pour une réalisation correcte de ces mesures.

Ces oscillations du composant se sont avérées de deux types :

- Un premier type est dû au fait que les impédances ramenées par les guides sous-coupeure sont purement imaginaires. Présentées au transistor, ces impédances le rendent donc facilement instable en basses fréquences.
- un deuxième type est lié à la fréquence de résonance du circuit de polarisation microruban LC et à ses composantes harmoniques ($f_0 = 13GHz, 2f_0, 3f_0...$).

Nous avons remédié au premier type d'oscillations en intercalant, entre le connecteur K d'entrée de la cellule et la transition G/K, un atténuateur coaxial de valeur voisine de 3 dB. En ce qui concerne le deuxième type, nous avons pu éviter les oscillations en utilisant un circuit de polarisation LC dont la fréquence de résonance ($f_0 = 0,7 GHz$) et ses premières harmoniques sont très faibles et ne perturbent en aucun cas les mesures dans la bande 26,5 - 40 GHz.

Après avoir résolu ces problèmes d'oscillations, et grâce à une évaluation précise des pertes des différents éléments du banc (cellule de mesure, transition K/G, atténuateur et adaptateur plans E/H), nous avons pu, moyennant quelques approximations, pratiquer un "de-embedding" spécifique aux puissances dans les plans de référence du transistor à partir des lectures fournies par le banc de mesure.

La confrontation en régime linéaire petit signal du MAG déduit des paramètres S mesuré à l'analyseur de réseau, au gain en puissance estimé par cette méthode de quelques transistors à effet de champ millimétriques, a montré la validité de nos mesures dans toute la bande de fréquence 26,5 - 40 GHz.

Bibliographie

- [1] R. BADOUAL
"Les micro-ondes tomes 1 et 2 "
Collection technologie de l'université à l'industrie
Edition Masson

- [2] SARJIT BHARJ
"mm-wave evanescent mode oscillator"
Microwave journal may 1985

- [3] H. JOSE MAMETSA
"Contribution à l'étude de nouvelles structures de filtrage utilisant des guides d'ondes rectangulaires à section droite inhomogène"
Thèse de l'Université de Bretagne Occidentale, octobre 1987

- [4] B. BONTE
"Transistor à effet de champ à hétérojonction iAlGaAs/nGaAs, à grille isolée et canal dopé DMT, analyse du fonctionnement et optimisation technologique. Application à l'amplification de puissance microonde".
Thèse de l'Université U.S.T.L.F.A, Juin 1990

- [5] B. BONTE, A. AMAIRI, Y. CROSNIER and G. SALMER
"AlGaAs/GaAs Power MISFET with 0.5 W/mm at 30 GHz".
Microwave and optical technology letters, volume 4/number 8, July 1991 - p. 289
à p. 291

CHAPITRE 4

**Réalisation d'un système de mesure
"load-pull à charge active" 26,5-40 GHz**

Chapitre 4

Réalisation d'un système de mesure "load-pull à charge active" 26,5-40 GHz

4.1 Introduction

Le banc classique de mesure de puissance présenté au chapitre précédent permet d'adapter le transistor en entrée et en sortie au moyen d'adaptateurs mécaniques (adaptateurs plans E/H) et de mesurer seulement ses performances en puissance : puissance d'entrée, puissance de sortie et gain.

Afin de valider et compléter ces mesures nous nous sommes proposés de réaliser un banc "load-pull à charge active" 26,5 - 40 GHz avec adaptateur d'entrée, permettant outre les mesures classiques de puissance du transistor, d'effectuer la mesure de l'impédance de charge vue par celui-ci, aux conditions maximales d'adaptation en entrée et en sortie. Cette dernière mesure de réflectométrie est effectuée à une fréquence intermédiaire entre 1 et 4 GHz à l'aide d'un analyseur de réseau du type HP8410 couplé au banc.

Dans ce chapitre, nous décrivons premièrement la structure de ce banc "load-pull à charge active" et les problèmes rencontrés lors de sa mise au point.

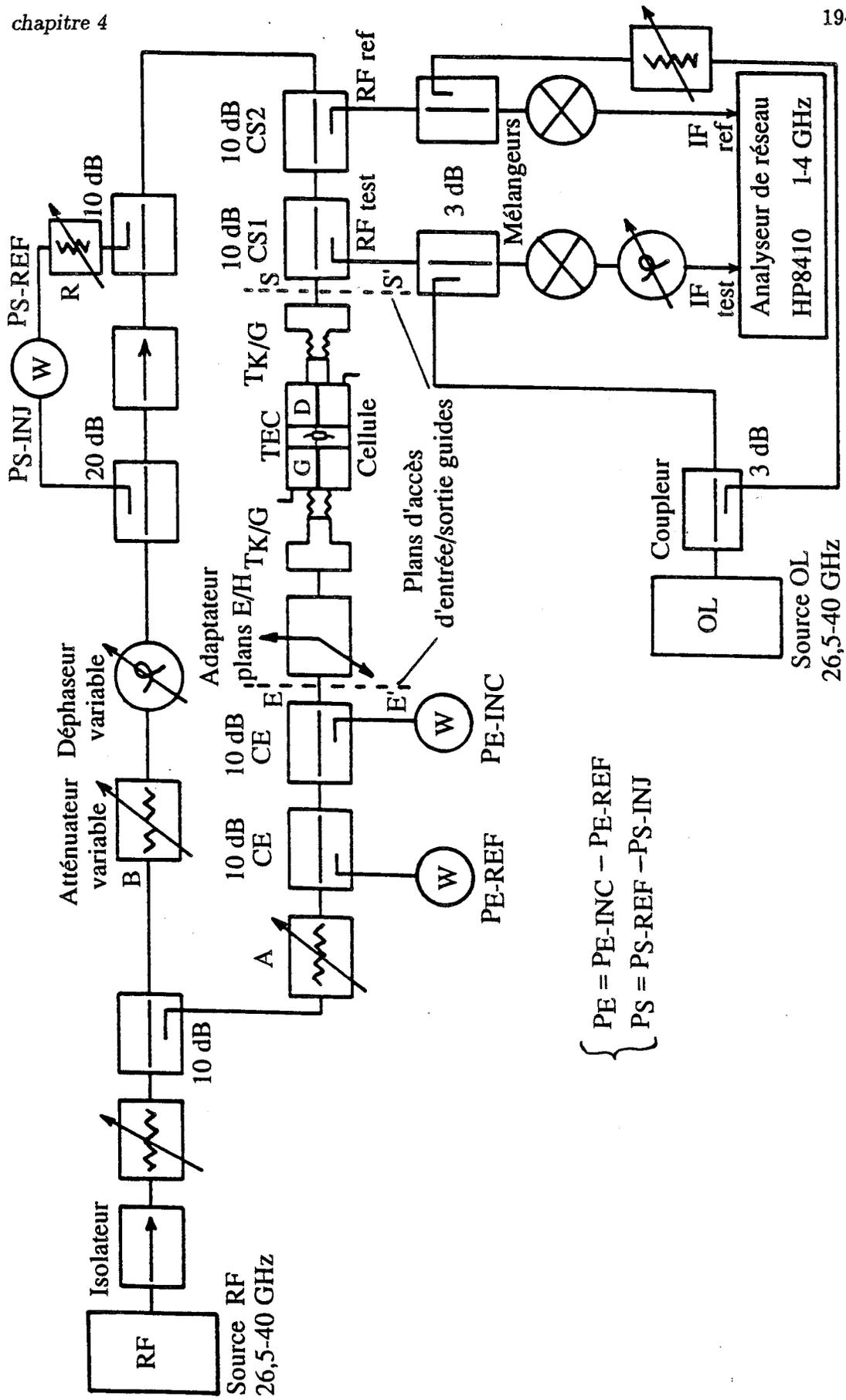


Figure 1

Figure 1 Schéma du banc "load-pull à charge active" 26.5-40 GHz

Nous présentons ensuite les procédures d'étalonnage nécessaires à la réalisation de mesures correctes de puissance et d'impédance de charge dans les plans d'accès du composant.

La partie suivante est consacrée aux mesures proprement dites sur des transistors tests et à une comparaison avec les résultats fournis par les autres systèmes de mesure (analyseur de réseau et banc classique de puissance) ce qui permet d'évaluer les qualités de notre banc.

Enfin dans la perspective d'un développement ultérieur, nous étudions la possibilité de coupler ce banc "load-pull" au système analyseur de réseau HP8510 ainsi que la procédure d'étalonnage automatique (équivalente à la méthode TRL) à mettre en oeuvre pour réaliser des mesures directes et précises de puissances et d'impédances de source et de charge dans les plans de référence du composant même.

4.2 Description du banc

Le système de mesure "load-pull à charge active" que nous proposons dans la bande 26,5 - 40 GHz est représenté à la figure 1.

Ce banc, réalisé en structure guide d'onde standard WR28, est bâti sur le même principe que le banc "load-pull à charge active" avec adaptateur d'entrée (2-18 GHz) présenté au premier chapitre (cf paragraphe 1.5.3).

La cellule de mesure utilisée dans ce système est la même que celle qui a servi aux mesures du transistor à l'analyseur de réseau 85107A et au banc classique de puissance.

A l'entrée de ce système, une source RF (26,5 - 40 GHz) fournit un signal microonde de fréquence F_{RF} ; ce signal est ensuite divisé à l'aide d'un coupleur 10 dB en deux signaux RF cohérents :

- un signal est appliqué à l'entrée du transistor, à travers un adaptateur d'impédance plan E/plan H.
- l'autre signal est injecté à la sortie du transistor, à travers un déphaseur et un atténuateur variables.

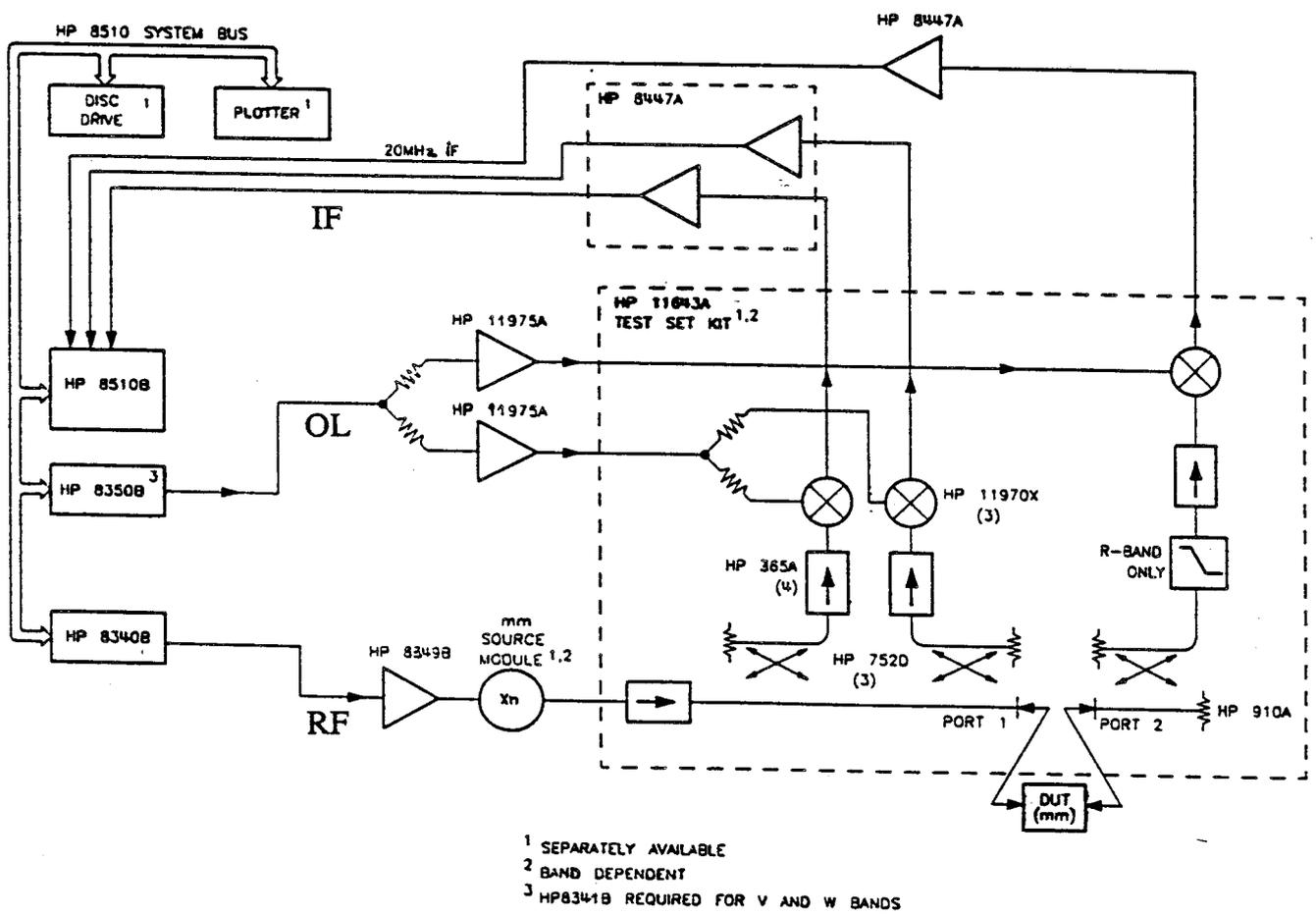


Figure 2 Schéma synoptique de l'analyseur de réseau millimétrique HP8510B utilisé dans les bandes guide d'onde : 26.5 à 40 GHz, 33 à 50 GHz et 40 à 60 GHz

L'adaptation en sortie du composant est réalisée ainsi par une simulation électrique de la charge à l'aide du signal injecté en sortie de même fréquence que le signal d'entrée et d'amplitude et de phase variables.

L'adaptation en entrée du transistor est effectuée au moyen de l'adaptateur d'impédance plans E/H.

Les milliwattmètres situés dans les deux voies du système permettent par l'intermédiaire de coupleurs directifs 10 dB de mesurer dans les plans d'accès guides du banc les quatre puissances suivantes :

- puissance incidente en entrée : P_{E-INC}
- puissance réfléchie en entrée : P_{E-REF}
- puissance injectée (ou incidente) en sortie : P_{S-INJ}
- puissance réfléchie en sortie : P_{S-REF}

La mesure du coefficient de réflexion Γ_L de l'impédance de charge vue par le transistor est réalisée par l'intermédiaire d'un pont réflectométrique à coupleurs connecté à la sortie de la cellule de mesure.

Ce pont réflectométrique est basé sur le même principe que celui utilisé dans les analyseurs de réseaux millimétriques (figure 2) [1].

Il comporte un dispositif de séparation des signaux, un récepteur et un ensemble de visualisation.

La séparation des signaux injecté et réfléchi à la sortie du transistor est réalisée à l'aide de deux coupleurs directifs 10 dB (CS1 et CS2).

Le récepteur utilise la technique de changement de fréquence par mélange avec le fondamental.

Le mélange des deux signaux RF_{test} et $RF_{référence}$ fournis par les voies de sortie des coupleurs avec le signal OL (26,5 - 40 GHz) délivré par l'oscillateur local donne deux signaux IF_{test} et $IF_{référence}$ de fréquence intermédiaire $F_{IF} = \pm(F_{RF} - F_{OL})$.

Ces signaux IF_{test} et $IF_{référence}$, représentant parfaitement en amplitude et en phase les signaux RF à l'entrée des mélangeurs, sont appliqués aux entrées test et référence de l'échantillonneur de l'analyseur de réseau HP8410.

Le coefficient de réflexion de la charge Γ_L est alors visualisé à l'analyseur de réseau en coordonnées polaires ou sur abaque de Smith.

Le module de ce coefficient $|\Gamma_L|$ est équivalent au rapport d'amplitudes des ondes IF_{test} et $IF_{référence}$: $|\Gamma_L| = \frac{|IF_{test}|}{|IF_{ref}|}$

et son argument φ_L est égal à la différence des phases de ces deux ondes :

$$\varphi_L = \varphi_{IF_{test}} - \varphi_{IF_{ref}}$$

Les mesures du coefficient de réflexion de la charge et des puissances dans les plans d'accès du transistor sont réalisées après un étalonnage spécifique du banc pour chaque cas.

Avant d'entreprendre en détail ces deux méthodes d'étalonnage nous allons tout d'abord examiner les problèmes rencontrés lors de la mise au point du banc.

4.3 Problèmes du pont réflectométrique

4.3.1 Problèmes liés aux coupleurs de séparation des signaux *RF* de sortie

Dans une première version du banc nous avons utilisé, pour la séparation des signaux *RF* incident et réfléchi à la sortie du transistor, un seul coupleur directif 10 dB quatre portes à la place des deux coupleurs 10 dB (CS1 et CS2).

Ce coupleur quatre portes présente d'excellentes qualités :

- directivité meilleure que 30 dB
- couplage identique sur les deux voies couplées
- pertes d'insertion inférieures à 0.5 dB

L'utilisation d'un tel coupleur permet de minimiser les pertes d'insertion à la sortie du banc et de réduire ses dimensions physiques.

Cependant, les mélangeurs large bande du pont réflectométrique présentent entre 26,5 et 40 GHz un mauvais coefficient de réflexion d'entrée d'une valeur typique de - 10 dB. L'onde *RF* ainsi "réfléchi" par chacun des deux mélangeurs vient s'ajouter à l'onde "incidente" à l'entrée de l'autre mélangeur par l'intermédiaire des voies couplées du précédent coupleur (figure 3).

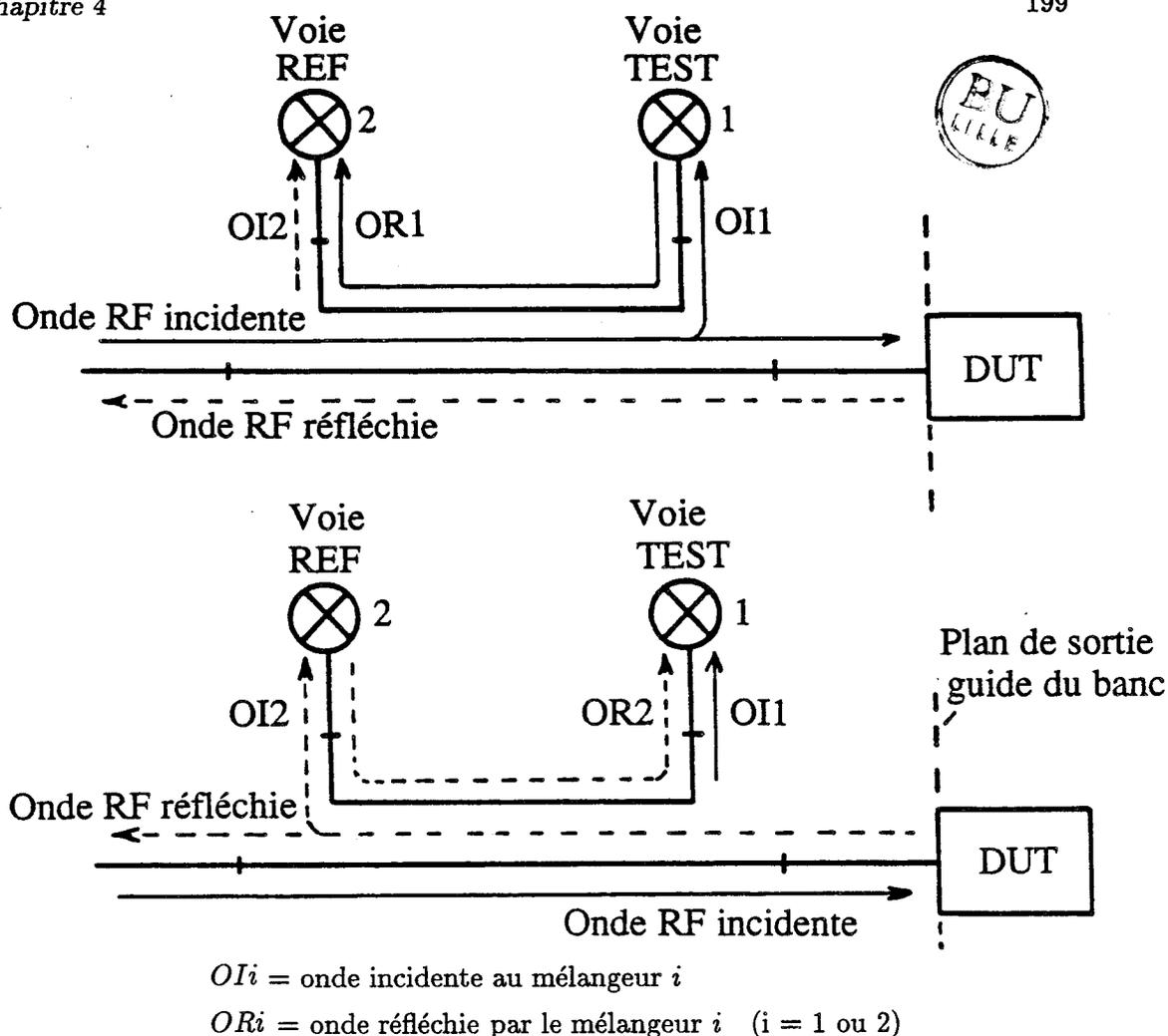


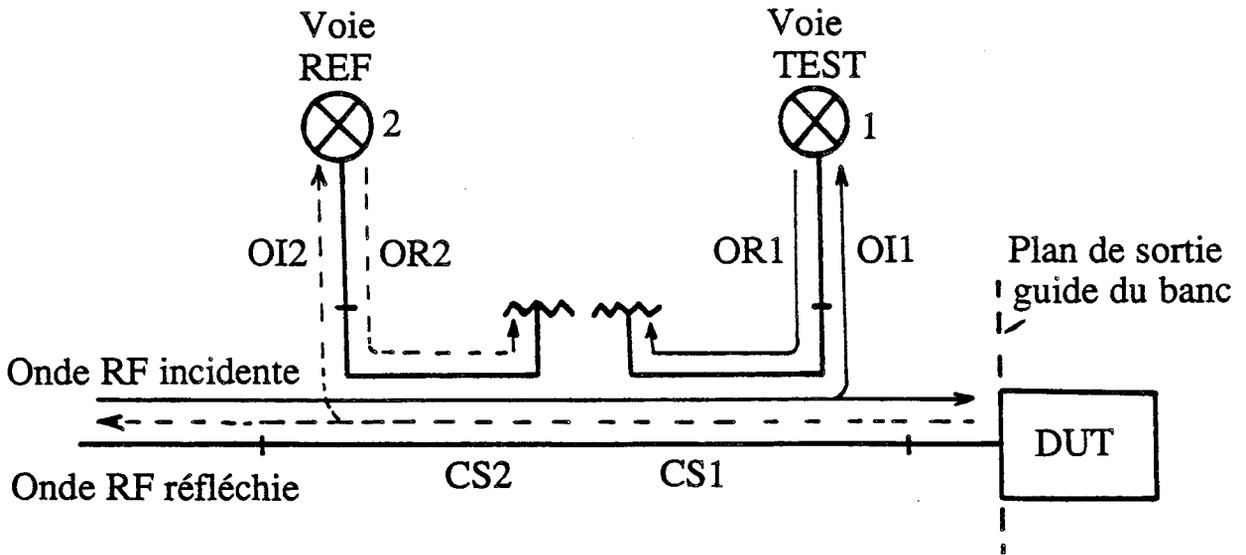
Figure 3 : Séparation des signaux *RF* incidents et réfléchis à la sortie du composant, au moyen d'un seul coupleur à 4 portes

Ces fuites d'ondes "réfléchies" entre les deux mélangeurs perturbent considérablement leur fonctionnement.

Afin d'éviter ces perturbations inter-mélangeurs nous avons alors été amenés dans la version actuelle du banc à utiliser, à la place du coupleur directif quatre portes précédent, deux coupleurs directifs trois portes identiques (CS1 et CS2) comme le montre la figure 1.

Les ondes réfléchies par les mélangeurs sont alors absorbées par les charges adaptées de ces coupleurs (figure 4).

Ces derniers permettent ainsi une séparation des ondes incidentes et réfléchies à la sortie du composant avec un isolement parfait entre les deux voies "RFtest" et "RFréférence"



OI_i = onde incidente au mélangeur i
 OR_i = onde réfléchie par le mélangeur i ($i = 1$ ou 2)

Figure 4 : Séparation des signaux *RF* incidents et réfléchis à la sortie du composant, au moyen de deux coupleurs à 3 portes

4.3.2 Problèmes liés aux mélangeurs

a) Principe du mélangeur

L'une des fonctions les plus importantes du mélangeur est le changement de fréquences. En effet, le mélangeur transpose, à l'aide d'un oscillateur local de fréquence F_{OL} un signal incident de fréquence F_{RF} en un signal de fréquence plus faible F_{IF} (ou fréquence intermédiaire) en respectant la relation suivante :

$$F_{IF} = \pm(F_{RF} - F_{OL})$$

Cette transposition de fréquence est effectuée typiquement par un élément non linéaire à diode Schottky (figure 5) dont la caractéristique $I_D(V_D)$ est de la forme : $I_D = I_S(\exp \alpha V_D - 1)$.

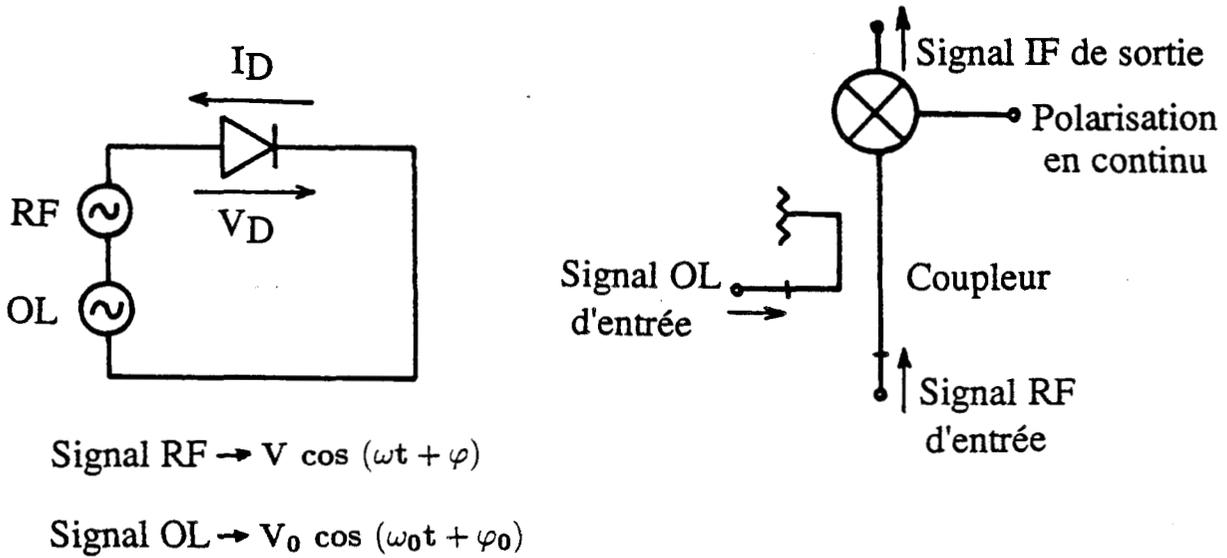


Figure 5: Schéma de principe d'un mélangeur à diode

Cette expression peut être développée en série sous la forme du polynôme :

$$I_D = AV_D + BV_D^2 + CV_D^3 + \dots \quad (A \text{ et } B \text{ sont des constantes})$$

or $V_D = V \cos(\omega t + \varphi) + V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$

d'où $I_D = A[V \cos(\omega t + \varphi) + V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)] + B[V \cos(\omega t + \varphi) + V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0)]^2 + \dots$

$$\begin{aligned}
 I_D \quad \# \quad & \frac{B(V^2 + V_0^2)}{2} + AV \cos(\omega t + \varphi) + AV_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\
 & + \frac{BV^2}{2} \cos 2(\omega t + \varphi) + \frac{BV_0^2}{2} \cos 2(\omega_0 t + \varphi_0) \\
 & + BVV_0 \cos [(\omega + \omega_0)t + (\varphi + \varphi_0)] \\
 & + BVV_0 \cos [(\omega - \omega_0)t + (\varphi - \varphi_0)]
 \end{aligned}$$

Les signaux RF et OL ont des fréquences F_{RF} et F_{OL} voisines. Un filtre passe bande placé à la sortie de l'élément non linéaire permet de sélectionner seulement le terme correspondant au signal utile IF :

$$BVV_0 \cos [(\omega - \omega_0)t + (\varphi - \varphi_0)]$$

Le signal IF ainsi délivré par le mélangeur est caractérisé par son amplitude BVV_0 , sa phase $\varphi_{IF} = \varphi - \varphi_0$ et sa fréquence $F_{IF} = F_{RF} - F_{OL}$.

b) Principe de conservation de l'amplitude et de la phase par le mélangeur

D'après les expressions précédentes se rapportant au signal IF le changement de fréquence est effectué par le mélangeur avec une conservation de l'amplitude et de la phase.

Cependant, le sens de variation de la phase φ_{IF} du signal IF est différent suivant que la fréquence F_{RF} est supérieure ou inférieure à la fréquence F_{OL} , en effet :

$$\varphi_{IF} = \varphi - \varphi_0 \quad \text{si } F_{RF} > F_{OL}$$

$$\varphi_{IF} = -(\varphi - \varphi_0) \quad \text{si } F_{RF} < F_{OL}$$

L'évolution croissante de la phase mesurée à l'analyseur de réseau du banc s'effectuera donc dans le sens trigonométrique si la fréquence F_{RF} est supérieure à la fréquence F_{OL} . Elle s'effectuera dans le sens contraire si la fréquence F_{RF} est inférieure à la fréquence F_{OL} .

c) Caractéristiques des mélangeurs du banc

Les mélangeurs utilisés dans le banc sont du type HP074A et HP074B à accès (RF et OL) unique et possèdent les caractéristiques suivantes :

- plage des fréquences de fonctionnement RF, OL : 26,5 - 40 GHz
- puissance RF maximale admissible de 5 mW (ou 7 dBm)
- plage de la fréquence de fonctionnement IF : 1 à 4 GHz
- pertes de conversion moyennes de :
 - 22 dB pour le mélangeur HP074A
 - 19 dB pour le mélangeur HP074B
- niveaux des signaux harmoniques IF très faibles devant le niveau du signal IF fondamental délivré par le mélangeur (< 25 dB)
- coefficient de réflexion typique en entrée égal à 0,3 (ou - 10 dB)
- alimentation extérieure en continu de 1,5 V

La figure 6 donne un exemple de réponse de ces mélangeurs aux fréquences de fonctionnement : $F_{RF} = 29$ GHz, $F_{OL} = 27$ GHz et $F_{IF} = 2$ GHz.

Ces courbes d'étalonnage montrent que pour les mêmes fréquences de fonctionnement F_{RF} , F_{OL} , et F_{IF} les réponses des deux mélangeurs sont totalement différentes quant aux niveaux de puissance en jeu.

Cependant, dans la zone de fonctionnement normale de ces mélangeurs (zone où le niveau du signal OL est supérieur au niveau du signal RF d'au moins 10 dB), leurs réponses sont linéaires et présentent une pente qui est, dans les deux cas, sensiblement égale à 1.

d) Réglage du niveau OL à l'entrée des mélangeurs

Ces mélangeurs n'étant pas appariés, nous avons été alors amenés à utiliser un atténuateur sur une des voies OL afin de régler le niveau de puissance du signal OL sur leurs entrées respectives.

Le réglage de cet atténuateur est réalisé à l'aide des courbes d'étalonnage (ou avec un court-circuit étalon placé au plan de sortie guide du banc) de telle sorte que les deux mélangeurs fonctionnent dans la partie linéaire de leur réponse. Les niveaux de puissance OL appliqués sur les deux mélangeurs se sont avérés sans importance. Cette propriété est démontrée en annexe H et résulte du réglage d'offset effectué lors du calibrage de l'analyseur de réseau. A titre d'exemple de cette insensibilité de la mesure à l'égard du niveau OL, nous donnons sur les tableaux 1a et 1b les résultats correspondant à l'impédance d'entrée de deux transistors, les XLH24 (THOMSON) et DMT (260/CHS) polarisés à $V_{DS} = 0V$ et V_{GS} proche du pincement.

Nous reviendrons en détail dans le prochain paragraphe sur le déroulement complet de la procédure de mesure du transistor et sur la méthode d'étalonnage pratiquée sur le banc.

En conclusion, l'utilisation de mélangeurs non appariés ne présente aucun inconvénient. Dès lors il suffira, au début de chaque manipulation, de régler les niveaux de puissance des signaux OL à l'entrée des mélangeurs à un niveau raisonnable (inférieur au niveau maximum de puissance admissible 7 dBm) permettant ainsi d'avoir un fonctionnement optimal de ces dispositifs et de l'analyseur de réseau du banc.

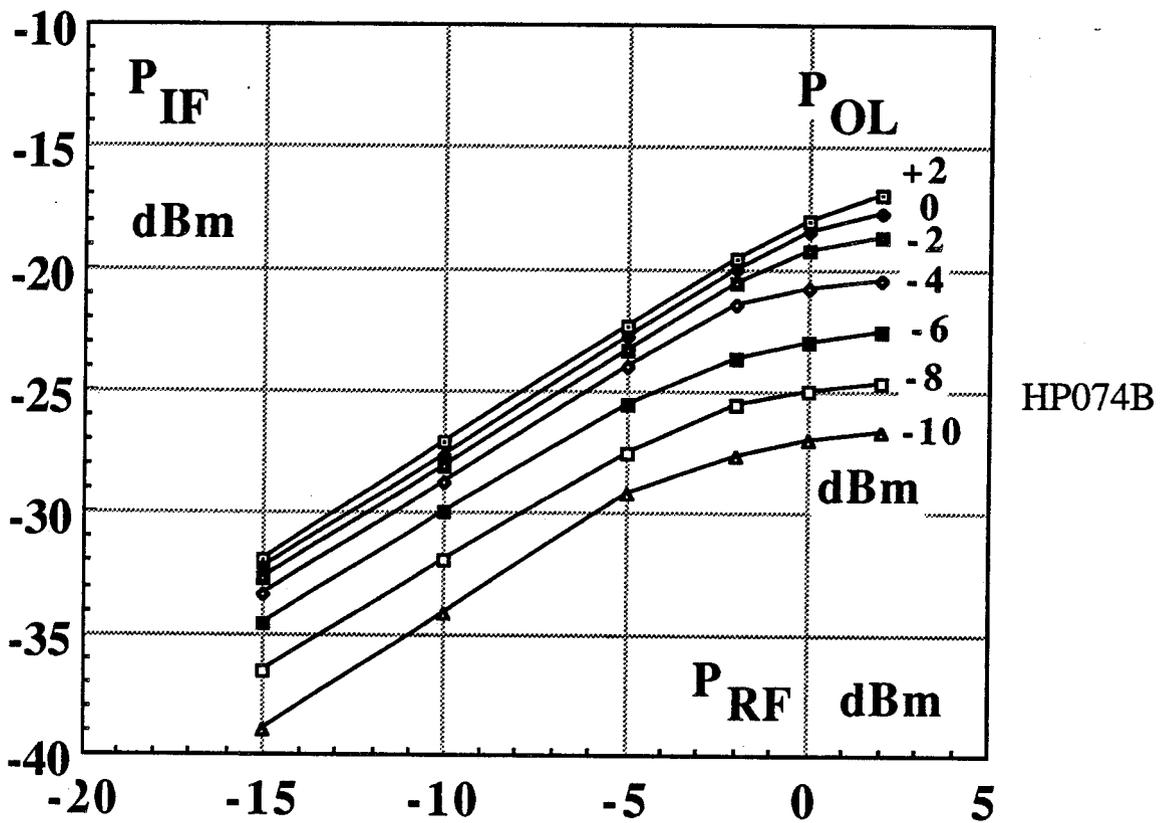
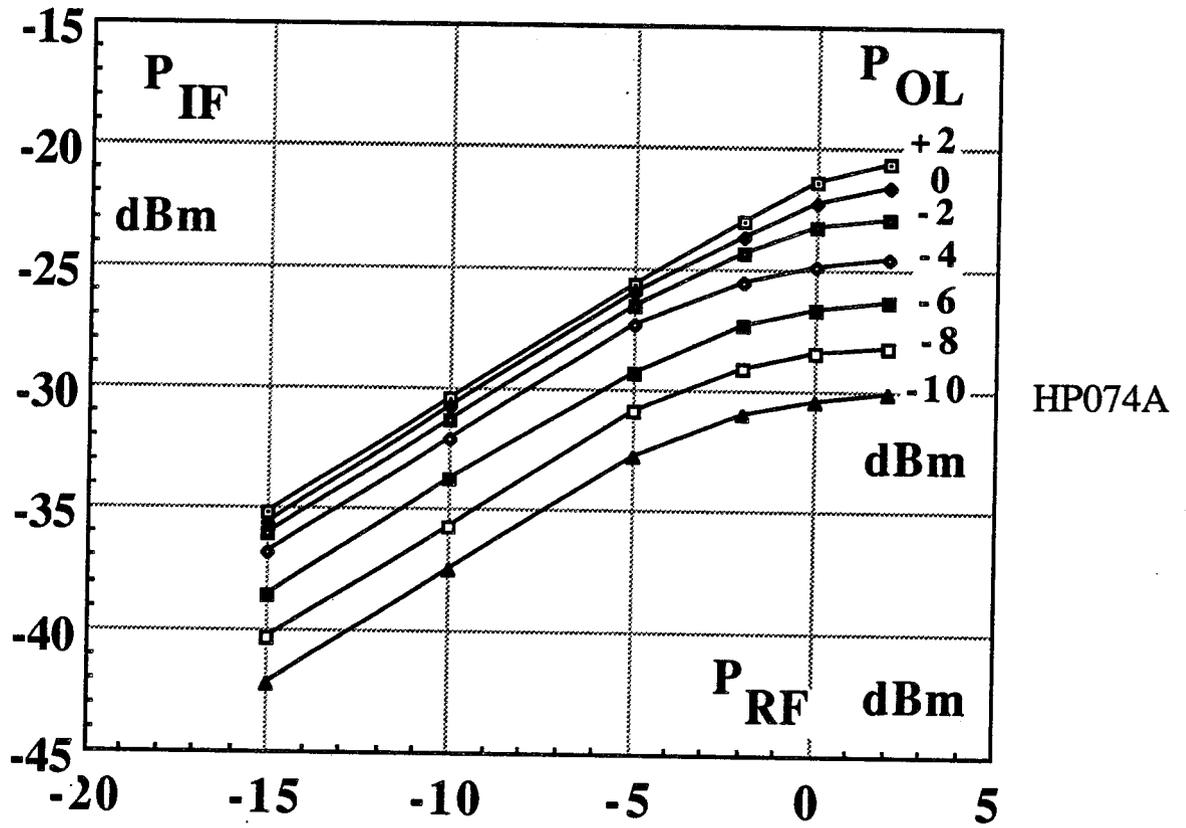


Figure 6 Réponses des mélangeurs types HP074A et HP074B aux fréquences :
 $F_{RF} = 29$ GHz, $F_{OL} = 27$ GHz, $F_{IF} = 2$ GHz

(a) TRANSISTOR - XLH24 (THOMSON) - ($F_{RF} = 29$ GHz, $F_{OL} = 27$ GHz)

Niveau de puissance des signaux OL à l'entrée des deux mélangeurs	Coefficient de réflexion mesuré de l'impédance d'entrée			
	à $V_{GS} = 0V$	à $V_{GS} = -0,3 V$	à $V_{GS} = -0,5 V$	à $V_{GS} = -0,7 V$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = -7,5 dBm$	0.86 $\underline{-98^\circ}$	0.86 $\underline{-90^\circ}$	0.88 $\underline{-83^\circ}$	0.90 $\underline{-77^\circ}$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = -5 dBm$	0.86 $\underline{-98^\circ}$	0.88 $\underline{-90^\circ}$	0.88 $\underline{-82^\circ}$	0.90 $\underline{-75^\circ}$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = -2 dBm$	0.86 $\underline{-98^\circ}$	0.88 $\underline{-90^\circ}$	0.90 $\underline{-83^\circ}$	0.92 $\underline{-77^\circ}$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = 0 dBm$	0.84 $\underline{-95^\circ}$	0.86 $\underline{-88^\circ}$	0.88 $\underline{-80^\circ}$	0.90 $\underline{-75^\circ}$

(b) TRANSISTOR - DMT (260 / CHS) - ($F_{RF} = 38$ GHz, $F_{OL} = 36$ GHz):

Niveau de puissance des signaux OL à l'entrée des deux mélangeurs	Coefficient de réflexion mesuré de l'impédance d'entrée			
	à $V_{GS} = 0V$	à $V_{GS} = -0,5 V$	à $V_{GS} = -1 V$	à $V_{GS} = -1,3 V$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = -5.8 dBm$	0.86 $\underline{-78^\circ}$	0.84 $\underline{-81^\circ}$	0.82 $\underline{-83^\circ}$	0.80 $\underline{-84^\circ}$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = -3 dBm$	0.84 $\underline{-77^\circ}$	0.84 $\underline{-79^\circ}$	0.82 $\underline{-82^\circ}$	0.80 $\underline{-84^\circ}$
$P_{OL1} = 0 dBm$ $P_{OL2} = 0 dBm$	0.84 $\underline{-76^\circ}$	0.82 $\underline{-79^\circ}$	0.80 $\underline{-82^\circ}$	0.78 $\underline{-84^\circ}$

Tableau 1 : Coefficients de réflexion mesurés des impédances d'entrée des transistors XLH24 (THOMSON) et DMT (260/CHS) polarisés à $V_{DS} = 0V$ et V_{GS} proche du pincement

4.3.3 Problèmes de niveaux de puissance fournis par les sources OL et RF

Dans ce banc, les pertes d'insertion à l'entrée et à la sortie du composant dépendent des pertes des demi-boîtiers de la cellule, des transitions K/G de l'isolateur et des coupleurs dans les deux voies.

Les pertes de l'isolateur sont comprises entre - 1,8 et - 3,5 dB dans la bande Ka et par conséquent les pertes entre la sortie du coupleur 20 dB et le plan d'accès de sortie guide du banc se situent entre - 4 et - 5,5 dB. Les pertes d'insertion des autres éléments du banc ont été évaluées dans le chapitre précédent.

Rappelons que la puissance injectée à la sortie du transistor, c'est-à-dire la puissance incidente apparente sur la sortie de celui-ci, s'exprime par :

$$P_{S-INJ} = \frac{P_S \cdot |\Gamma_T|^2}{1 - |\Gamma_T|^2}$$

De la même manière, la puissance réfléchie apparente à la sortie du transistor s'exprime par :

$$P_{S-REF} = \frac{P_S}{1 - |\Gamma_T|^2}$$

où :

$|\Gamma_T|$ est le module du coefficient de réflexion présenté par la sortie du transistor et P_S est la puissance de sortie fournie à la charge définie par : $P_S = P_{S-REF} - P_{S-INJ}$

A partir des pertes d'insertion des différents éléments du banc, nous pouvons évaluer la puissance RF maximale (P_{RFmax}) que doit fournir la source et la puissance injectée par celle-ci à la sortie du composant (P_{S-INJ}) en fonction du module du coefficient de réflexion de sortie $|\Gamma_T|$. Ainsi pour un transistor typique de gain en puissance $G = P_S/P_E = 6$ dB et dont la puissance absorbée à l'entrée est $P_E = 0$ dBm, les niveaux de puissance requis sont tels que l'indique le tableau 2.

Tableau 2 :

$ \Gamma_T $	0.1	0.3	0.5	0.7	
P_{S-INJ}	- 14	- 4	- 1.2	+ 5.8	dBm
P_{RF}	- 7.5	2.5	7.7	12.3	dBm

La puissance maximale du signal que peut fournir la source RF actuelle du banc est $P_{RFmax} = 15 \text{ dBm}$. La puissance du signal à l'entrée des mélangeurs est ajustée en pratique à une valeur $P_{OL} = 0 \text{ dBm}$.

Les niveaux des puissances RF maximales, estimés dans ce cas, à l'entrée des mélangeurs en fonction du coefficient de réflexion de sortie du transistor sont résumés dans le tableau 3.

Tableau 3 :

$ \Gamma_T $	0.1	0.3	0.5	0.7	
$P_{RF-test}$	- 25.5	- 15.5	- 10.3	- 5.7	dBm
$P_{RF-référence}$	- 8.4	- 8.0	- 7.2	- 5.6	dBm

Il ressort de ces résultats que pour un coefficient de réflexion de sortie du transistor $|\Gamma_T|$ proche de 1, la puissance injectée à la sortie (P_{S-INJ}) est très importante;

elle est voisine de la puissance de sortie du transistor (P_S) à $|\Gamma_T| = 0,7$.

La source RF doit donc être capable de fournir une telle puissance afin de permettre la réalisation de l'adaptation maximale en fort signal des transistors ayant un gain élevé et un coefficient de réflexion proche de 1.

En outre, la source OL doit également en cas d'utilisation d'autres mélangeurs plus performants, pouvoir fournir des signaux de niveau au moins égal à 20 dBm afin de permettre d'assurer la polarisation et le fonctionnement de ces mélangeurs dans les meilleures conditions.

4.3.4 Problèmes de stabilité des sources

La précision du calibrage du banc et de la mesure du coefficient de réflexion de la charge du transistor dépendent très étroitement de la stabilité en niveau et en fréquence des signaux OL et RF fournis par les sources.

Par exemple, une variation des fréquences intermédiaires de l'ordre de 20 MHz des signaux IF_{test} et $IF_{référence}$ à la sortie des mélangeurs se traduit par une variation de la phase du coefficient de réflexion mesurée $\Delta\varphi$ de l'ordre de 10 degrés.

Une variation de l'amplitude de ces signaux IF pourra aussi produire une variation analogue sur l'amplitude du coefficient de réflexion mesuré.

Les sources RF et OL doivent donc pouvoir fournir des signaux très stables en amplitude et en fréquence (type synthétiseur de fréquence) afin d'assurer une bonne précision des mesures du coefficient de réflexion par le banc.

4.4 Procédure de calibration du banc

Deux types de calibrages du système sont nécessaires pour effectuer des mesures correctes au banc "load-pull à charge active" : un calibrage pour la mesure de l'impédance de charge (ou calibrage en réflexion) et un autre pour les mesures de puissance.

4.4.1 Calibrage du banc pour les mesures d'impédance

Le calibrage du banc en réflexion dans le plan de référence de sortie du composant peut être effectué à l'aide de deux étalons :

- un élément "charge adaptée"
- un élément à charge réfléchive du type "circuit-ouvert" ou "court-circuit"

a) Etalon "charge adaptée"

L'élément "charge adaptée" est réalisé en remplaçant l'ensemble "cellule de mesure en série avec les deux transitions K/G" par une liaison directe en guide d'onde et en supprimant l'onde injectée sur la voie de sortie par l'atténuateur variable B, réglé au maximum d'atténuation (figure 10 a).

b) Etalon "circuit-ouvert" et "court-circuit"

L'élément "court-circuit" est réalisé dans le plan de référence de sortie du composant à l'aide du demi-boîtier de sortie de la cellule, en laissant en l'air l'extrémité de la ligne microruban (insert ôté). Le "court-circuit" est réalisé en soudant par thermocompression une quinzaine de fils d'or très courts entre l'extrémité de la ligne microruban du demi-boîtier et le plan de masse (insert en place). Une large investigation a été nécessaire pour établir lequel de ces deux éléments étalons est le plus favorable. Nous avons donc effectué à l'analyseur de réseau 85107A plusieurs essais en faisant varier les conditions opératoires. Un premier essai a concerné la comparaison de deux demi-boîtiers de même dimension en configuration "circuit-ouvert" mais ayant des connecteurs K de sexes différents. Comme on peut le constater sur la figure 7, une différence importante a été trouvée particulièrement en très hautes fréquences.

Dans un deuxième essai la comparaison a porté sur deux demi-boîtiers de même dimension en configuration "circuit-ouvert" mais avec des connecteurs de même sexe. Une légère différence a été trouvée dans ce cas, comme le montre la figure 8.

Enfin, un dernier essai comparant le même demi-boîtier terminé successivement par un "circuit-ouvert" et par un "court-circuit" a montré que ce dernier présente de bonnes qualités en basses fréquences mais une dégradation totale de ses performances en hautes fréquences (figure 9).

En conclusion de ces essais, nous avons renoncé à l'utilisation de l'étalon "court-circuit" et nous avons retenu un étalon "circuit-ouvert" réalisé dans le même demi-boîtier que celui qui sert pour la mesure du transistor.

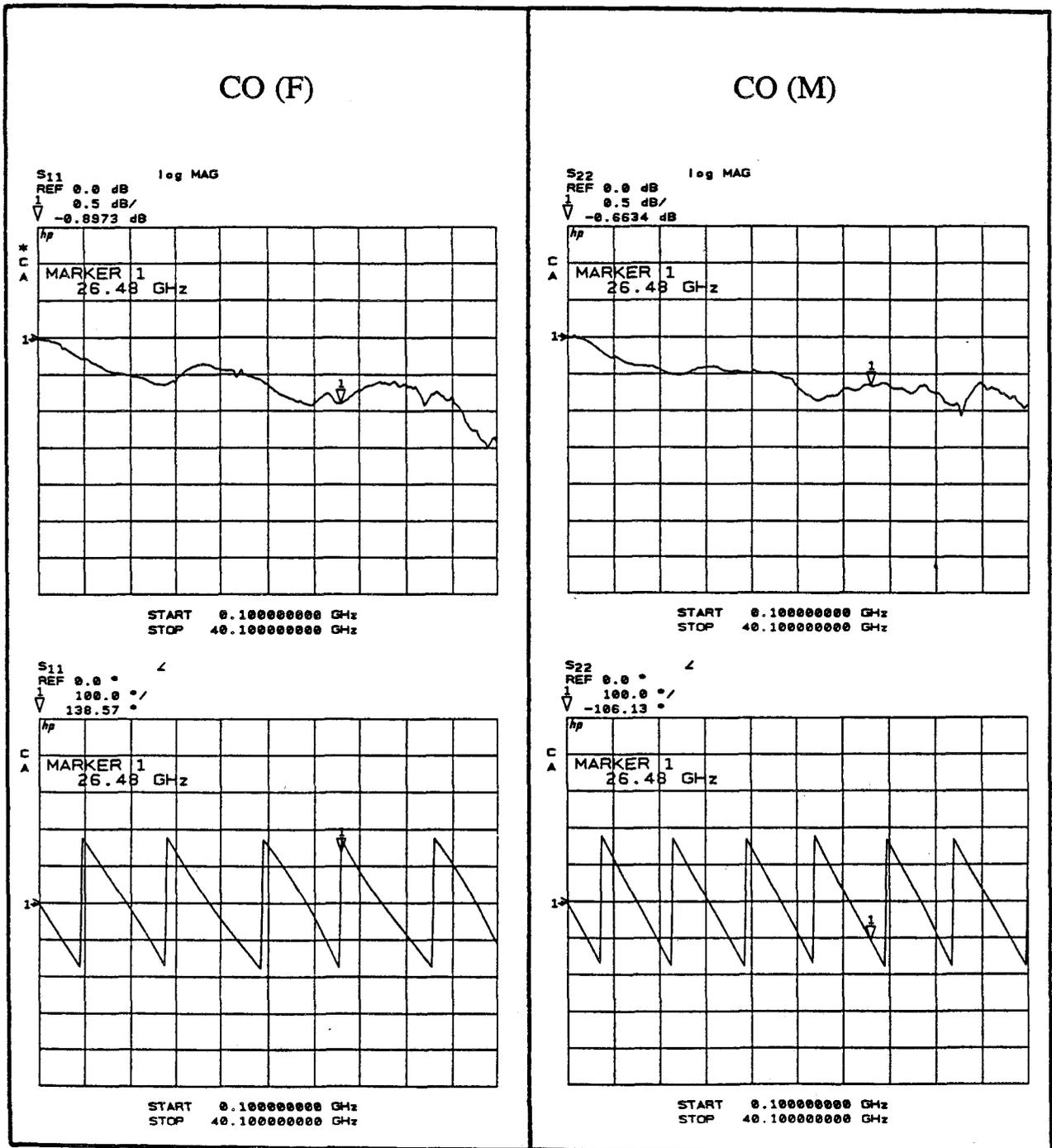


Figure 7 Coefficients de réflexion mesurés dans le plan des connecteurs femelle (F) et mâle (M) de deux demi-cellules de même dimension et en configuration "circuit-ouvert"

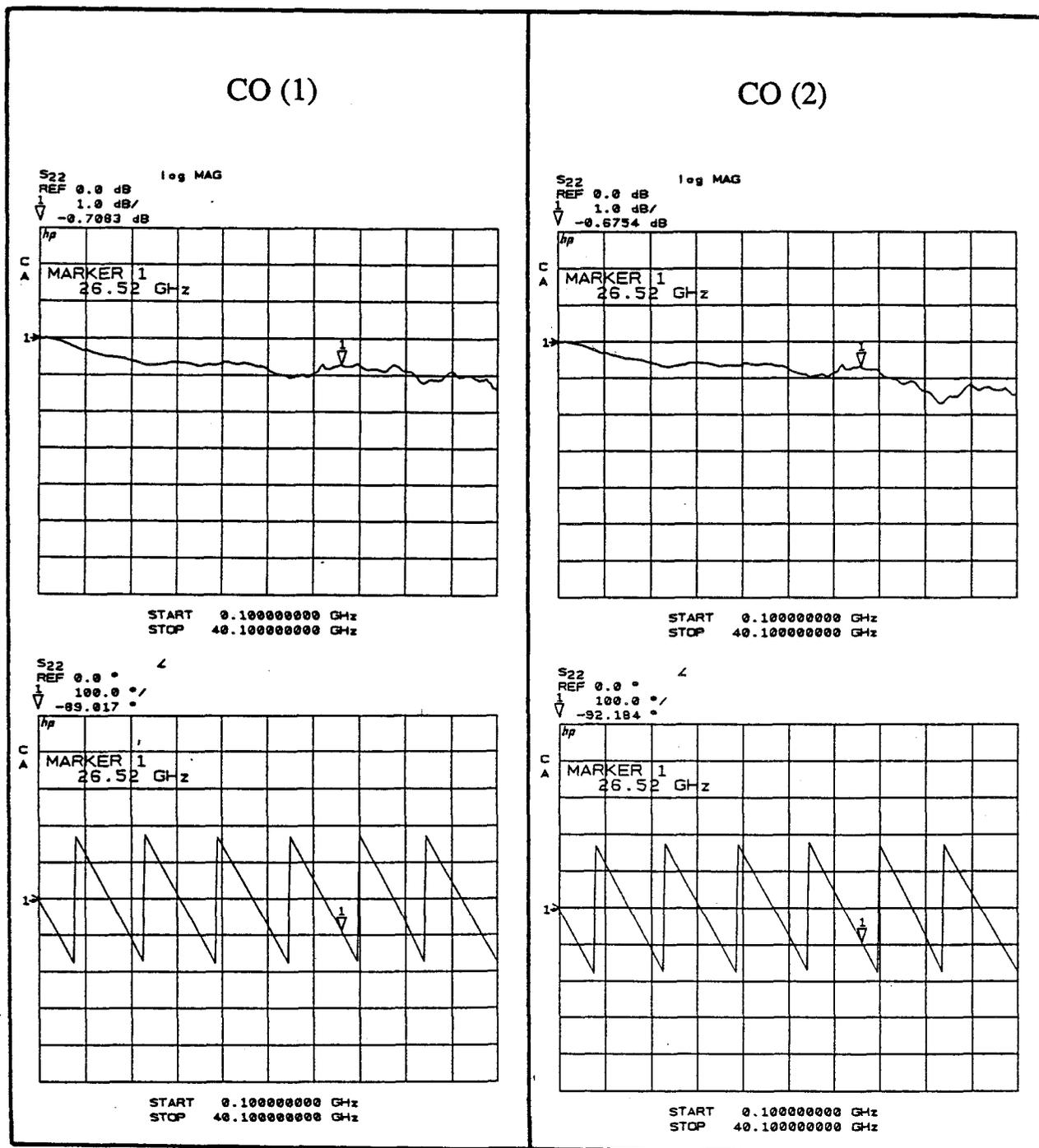


Figure 8 Coefficients de réflexion mesurés dans le plan du connecteur mâle de deux demi-cellules (1) et (2) de même dimension et en configuration "circuit-ouvert"

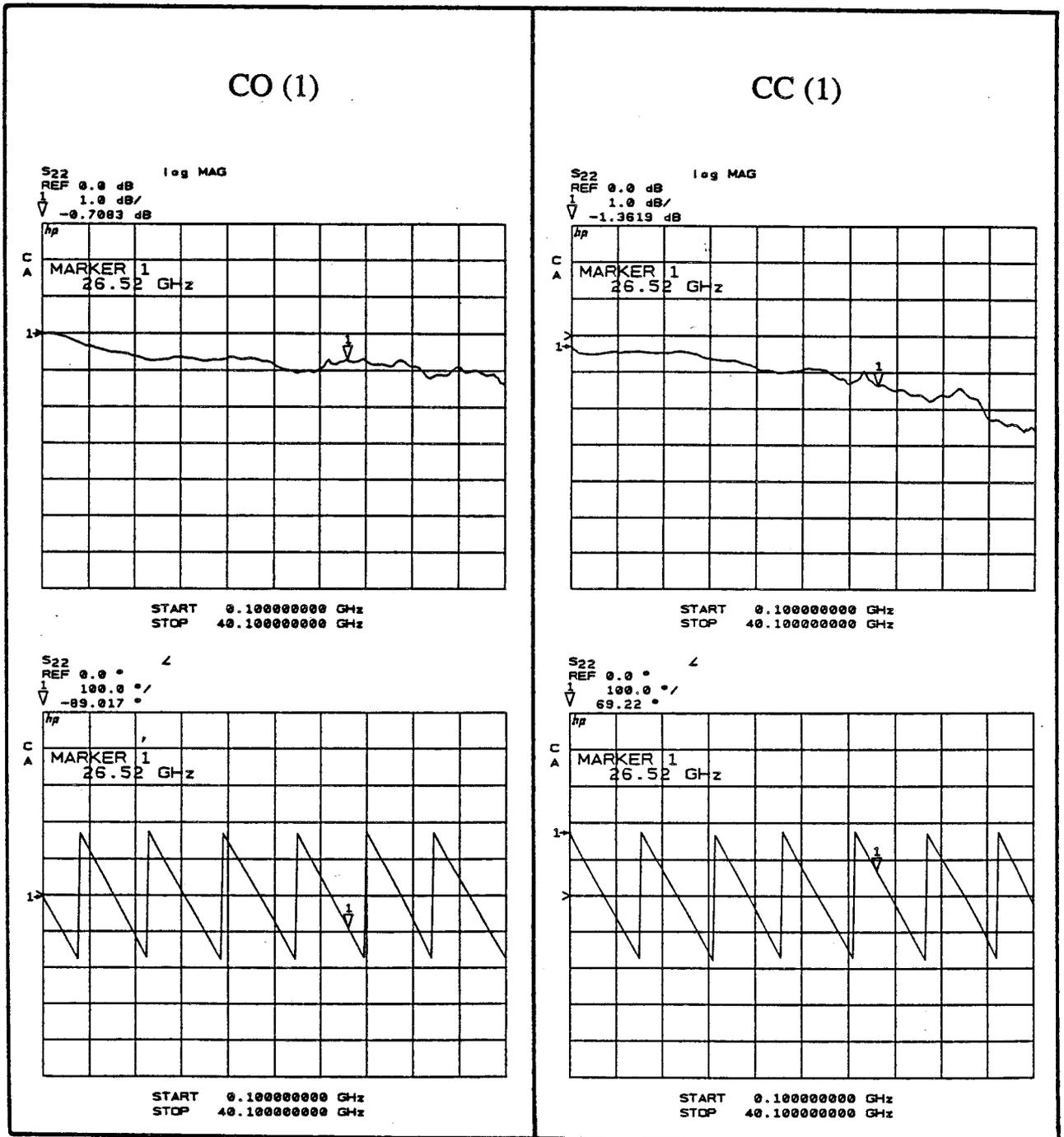


Figure 9 Coefficients de réflexion mesurés dans le plan du connecteur mâle d'une demi-cellule terminée successivement par un "circuit-ouvert" et par un "court-circuit".

c) Procédure complète de l'étalonnage

La procédure d'étalonnage du banc en réflexion dans le plan de sortie du composant consiste à réaliser tout d'abord l'étalon "charge adaptée" par une liaison directe à l'aide d'un "tronçon guide d'onde" (figure 10 a).

L'atténuateur B est réglé au maximum d'atténuation afin d'avoir un signal IF_{test} nul à la sortie du mélangeur correspondant. On règle ensuite le niveau du signal incident à l'entrée du tronçon guide (à l'aide de l'atténuateur A) pour permettre un fonctionnement correct de l'analyseur de réseau HP 8410.

Les contrôles des positions "horizontale" et "verticale" de l'analyseur de réseau sont ajustés pour visualiser le spot correspondant à la référence "charge adaptée" au centre de l'abaque de Smith.

Après ces opérations, on substitue au "tronçon guide d'onde" précédent l'étalon "circuit -ouvert" constitué par l'ensemble "demi-boîtier de sortie de la cellule en série avec la transition K/G" (figure 10 b). Les contrôles "d'amplitude" et de "phase" à l'analyseur de réseau ainsi que le déphaseur variable (1 - 5 GHz) à l'entrée IF_{test} , sont ajustés pour visualiser le spot correspondant à cette référence au point d'impédance infinie située au bord de l'abaque de Smith.

Ces calibrages d'amplitude et de phase étant réalisés, les pertes dans le circuit de sortie du composant sont alors automatiquement corrigées et le coefficient ainsi mesuré à l'analyseur de réseau correspond alors au coefficient de réflexion réel de l'impédance de charge dans le plan de référence de sortie du composant.

Il faut remarquer qu'une correction supplémentaire sur la phase de l'étalon "circuit-ouvert" est nécessaire afin de tenir compte de l'effet capacitif introduit par l'extrémité en l'air de la ligne microruban du circuit-ouvert. (annexe I).

d) Validation du calibrage

L'élément de test choisi pour la vérification de cet étalonnage est un transistor à effet de champ polarisé à $V_{DS} = 0$ V et à V_{GS} variable autour du pincement, donc utilisé en diode varicap.

Figure 10

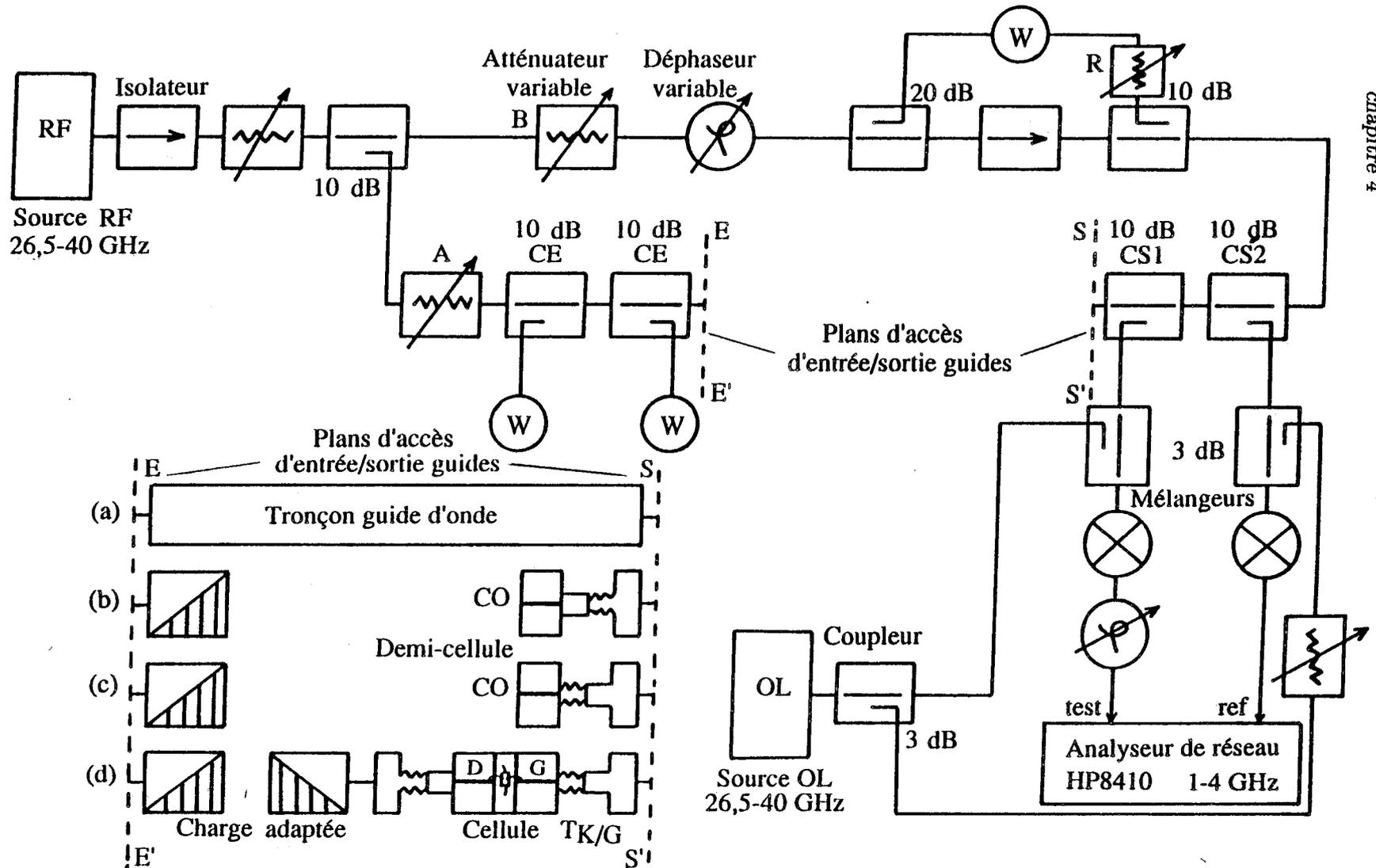


Figure 10 Configuration du banc dans les cas suivants:
 (a): Réalisation au banc de l'étalon charge adaptée , (b): Réalisation au banc de l'étalon "circuit-ouvert" avec la demi-cellule de sortie,
 (c): Réalisation au banc de l'étalon "circuit-ouvert" avec la demi-cellule d'entrée , (d): Réalisation au banc de la mesure du coefficient de réflexion de l'impédance de source vue par le transistor .

Après étalonnage en réflexion du banc avec les étalons "charge adaptée" et "circuit-ouvert" (figures 10a et 10c), l'entrée grille de la cellule est branchée par l'intermédiaire de sa transition K/G à la sortie du banc, la sortie drain de la cellule étant connectée à une transition K/G terminée par une charge adaptée (figure 10d).

Etant donné que dans ce cas, la configuration de la cellule est inversée par rapport à sa position normale dans le banc, le coefficient de réflexion d'entrée du transistor ainsi mesuré correspond au rapport de l'onde $IF_{référence}$ sur celle de l'onde IF_{test} .

Les paramètres S du transistor monté dans la cellule sont mesurés dans ces conditions de polarisation à l'analyseur de réseau 85107A. Le transistor dans ce cas est équivalent en entrée à une capacité variable en fonction de la tension V_{GS} , dont le coefficient de réflexion est représenté par le paramètre S_{11} .

Nous représentons aux figures 11a et 11b pour les transistors XLH24 et DMT 260 les coefficients de réflexion d'entrée mesurés au banc et les paramètres S_{11} mesurés à l'analyseur de réseau 85107A aux fréquences 29 et 32 GHz, et à $V_{DS} = 0$ V et V_{GS} proche du pincement.

Nous pouvons constater, aux précisions de mesure près, une entière conformité entre les deux mesures, ce qui valide notre calibrage.

Un essai pratiqué en utilisant, pour le calibrage, une cellule différente de celle du transistor mais avec connecteur de même sexe, a conduit à un moins bon résultat comme on pouvait le pressentir par les difficultés exposées précédemment. En effet, comme le montrent les figures 12a et 12b, de légères différences apparaissent alors entre mesures au banc et à l'analyseur de réseau de ces deux transistors.

4.4.2 Calibrage du banc pour les mesures de puissance

L'étalonnage du banc pour les mesures directes de puissance dans les plans de référence du composant est très difficile à réaliser étant données les pertes de puissance par rayonnement de l'étalon "circuit-ouvert" réalisé dans le cellule même.

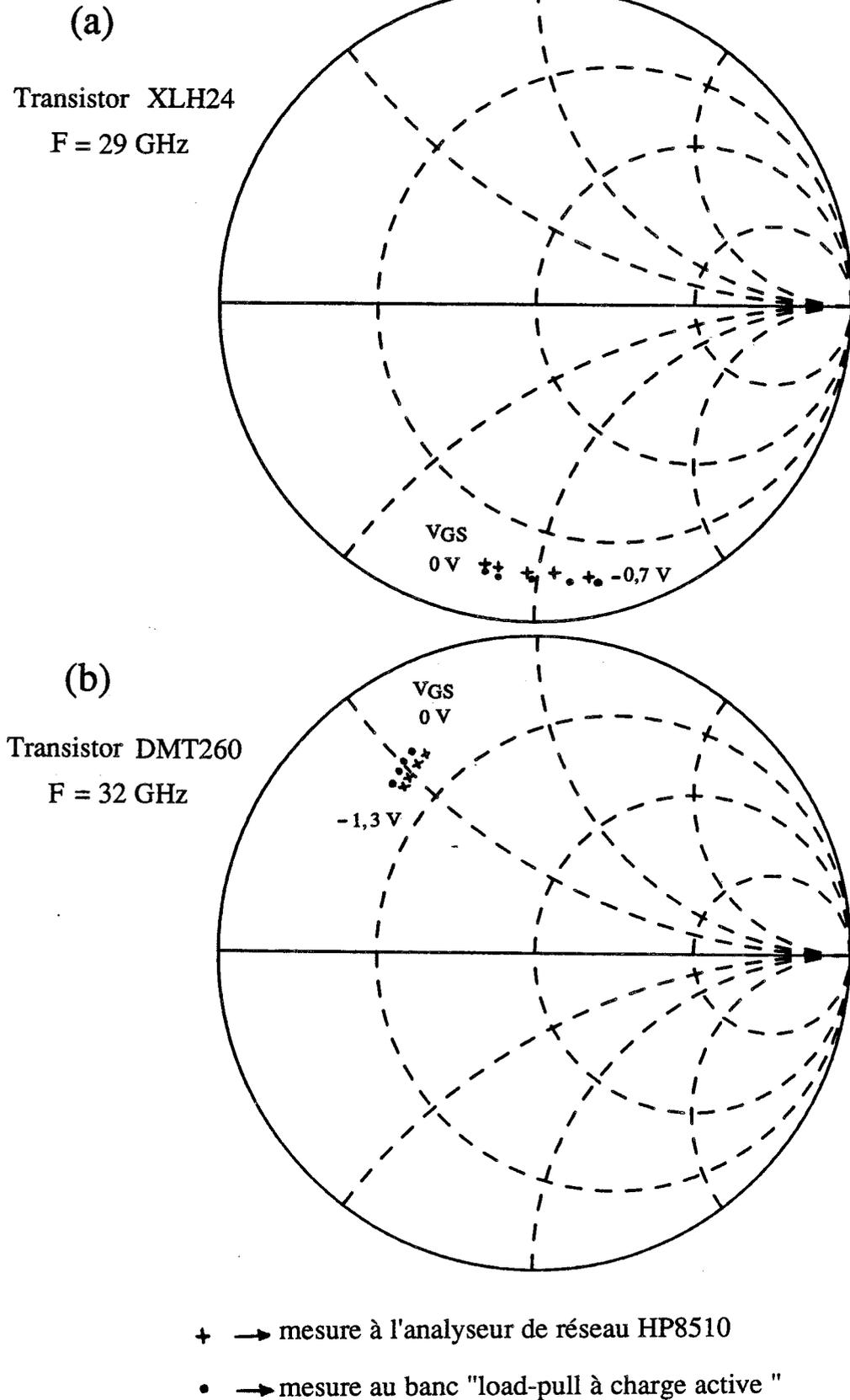
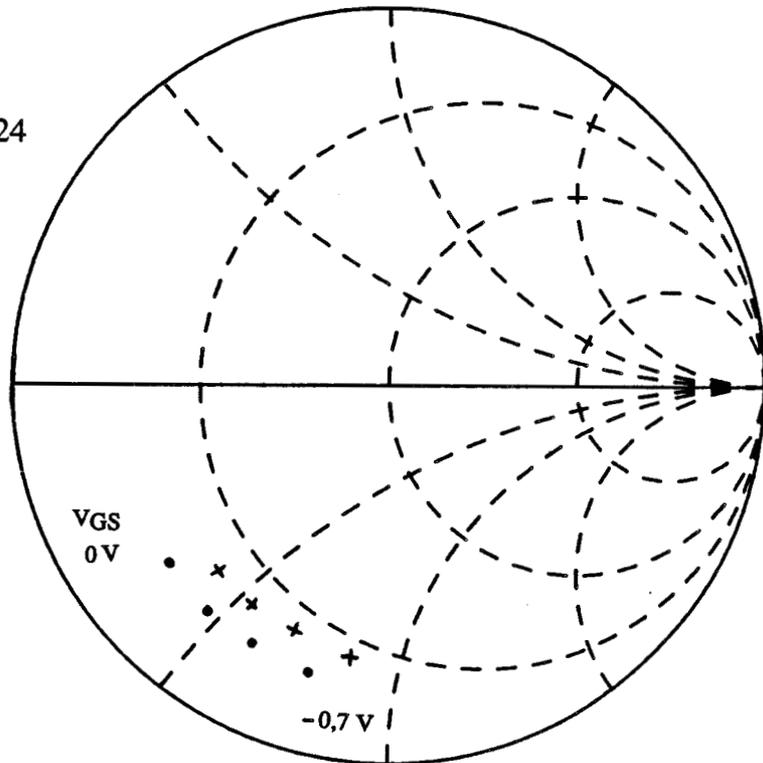


Figure 11 Comparaison entre l'impédance d'entrée mesurée des transistors XLH24 et DMT 260 et le paramètre S_{11} mesuré à l'analyseur de réseau aux fréquences 29 et 32 GHz et à $V_{DS} = 0$ V et V_{GS} variables (la même cellule est utilisée dans ce cas pour le calibrage et la mesure au banc)

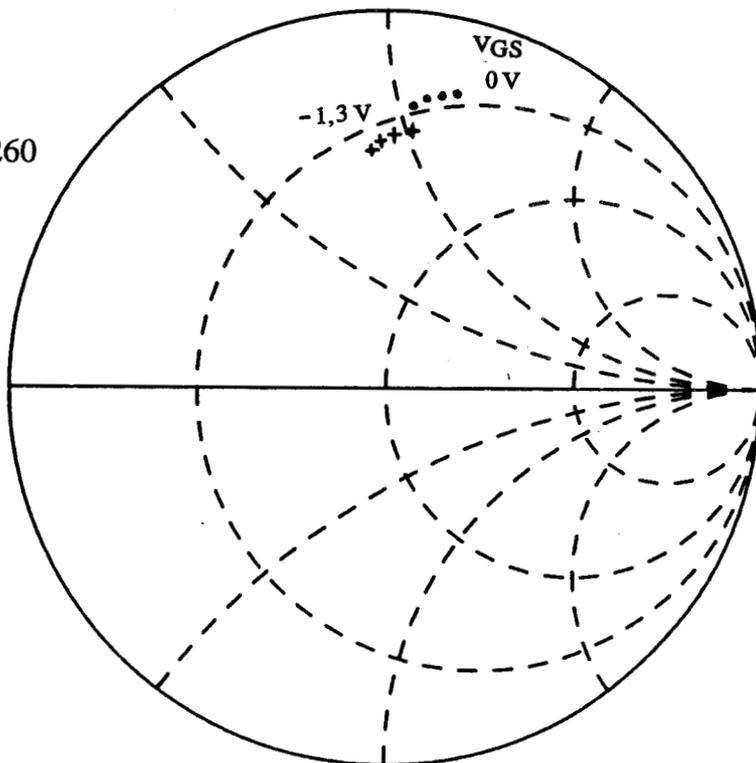
(a)

Transistor XLH24
F = 36 GHz



(b)

Transistor DMT260
F = 38 GHz



+ → mesure à l'analyseur de réseau HP8510

• → mesure au banc "load-pull à charge active "

Figure 12 Comparaison entre l'impédance d'entrée mesurée des transistors XLH24 et DMT 260 et le paramètre S_{11} mesuré à l'analyseur de réseau aux fréquences 36 et 38 GHz et à $V_{DS} = 0$ V et V_{GS} variables (dans ce cas la cellule de mesure est différente de celle utilisée pour le calibrage du banc)

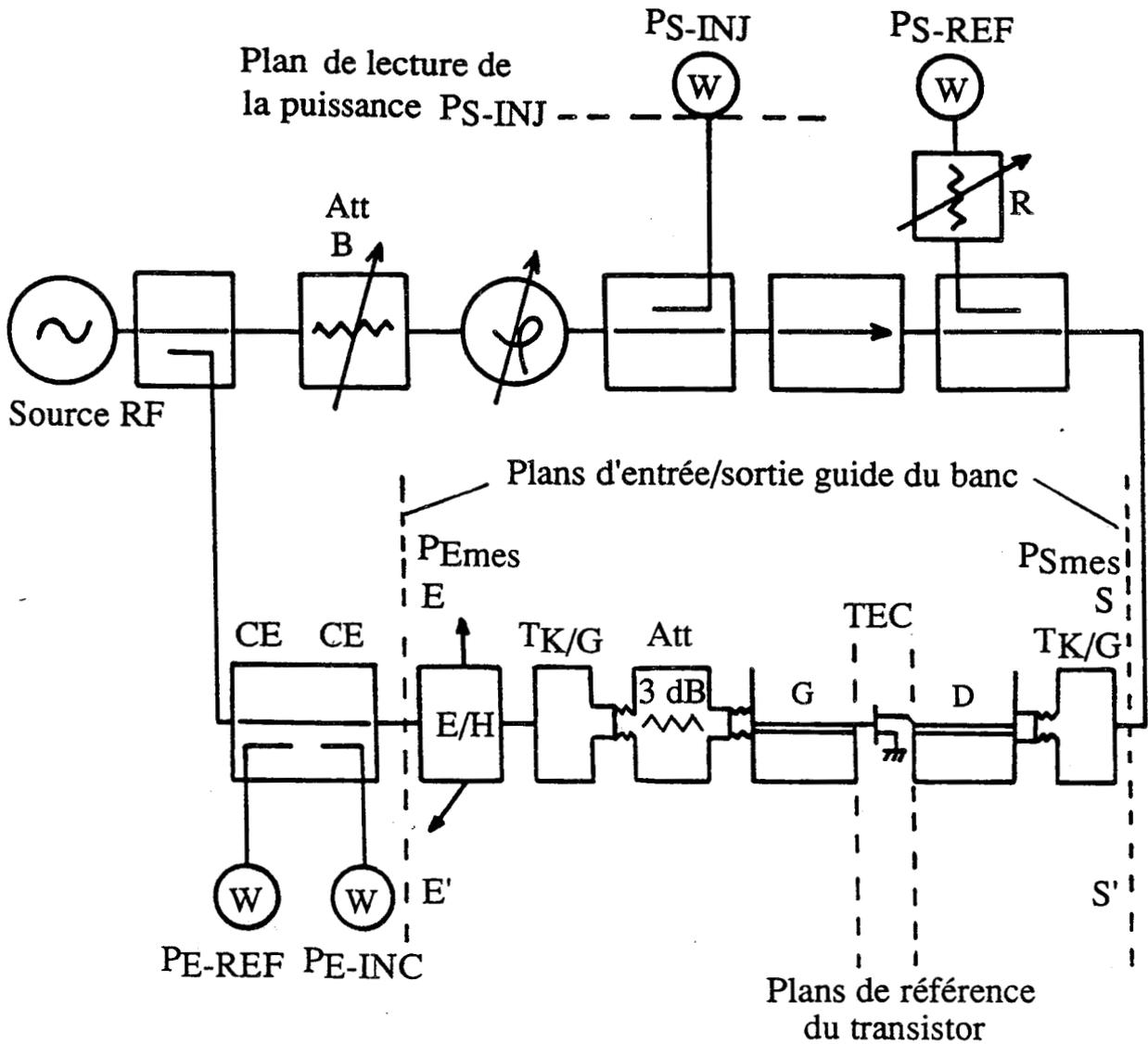


Figure 13 Schéma équivalent simplifié du banc "load-pull à charge active" (application aux mesures de puissance)

Comme dans le banc classique nous effectuons alors les mesures de puissance dans les plans d'accès guide du banc (figure 13).

A cet effet, nous réalisons un étalonnage dans le plan d'accès de sortie guide à l'aide d'un élément court-circuit en guide d'onde (placé dans ce plan d'accès); l'atténuateur variable R est ajusté dans ce cas pour permettre une lecture identique des puissances P_{S-REF} et P_{S-INJ} .

Connaissant les pertes d'insertion entre le plan de lecture de P_{S-INJ} (ou de P_{S-REF}) et le plan d'accès de sortie guide du banc, il est possible, grâce à cet étalonnage, de remonter aux puissances réfléchies et injectées dans ce plan de sortie guide à partir des lectures de ces puissances aux milliwattmètres.

La puissance fournie à la charge P_{Smes} dans le plan de sortie guide du banc est alors égale à la différence des deux dernières puissances ainsi obtenues.

La puissance P_{Emes} au plan d'entrée guide du banc est déduite directement de la lecture de la puissance incidente P_{E-INC} et des paramètres caractéristiques du coupleur d'entrée CE (la puissance réfléchie en entrée P_{E-REF} est très négligeable lorsque les conditions maximales d'adaptation sont réalisées).

Le gain en puissance mesuré G_{mes} entre les plans d'accès guides du banc s'exprime alors comme dans le banc classique par :

$$G_{mes}(dB) = P_{Smes}(dBm) - P_{Emes}(dBm)$$

A partir de ce gain et de ces puissances mesurées ($G_{mes}, P_{Emes}, P_{Smes}$) on peut remonter aux gains et puissances absorbées dans les plans de référence du transistor en utilisant les mêmes méthodes de correction et d'estimation que celles mises au point lors de l'étude du banc classique 26,5 - 40 GHz (cf paragraphe 3.6.2 du chapitre 3)

4.5 Application du banc aux mesures de puissances et d'impédance de charge des TECs

4.5.1 Validation du banc en mesure de puissance

Après avoir effectué un étalonnage en puissance dans le plan d'accès de sortie guide du banc à l'aide d'un étalon "court-circuit" (en guide d'onde), nous avons mesuré dans ce plan d'accès la puissance de sortie P_{Smes} à différents niveaux de la puissance d'entrée P_{Emes} pour les transistors NEC202 et VAR819B.

Dans les mêmes conditions de fonctionnement (fréquence et polarisation) nous avons également effectué pour ces transistors, cette même mesure de puissance entre

les plans d'accès des adaptateurs plans E/H du banc classique.

Pour le transistor NEC202 la mesure a été effectuée sans que l'on ait besoin d'introduire un atténuateur pour empêcher les oscillations.

Par contre, pour le VAR819B il a été indispensable de placer un atténuateur de 3 dB à l'entrée de la cellule du transistor.

Aux fréquences 27 GHz, 30 GHz et 35 GHz et pour un même niveau de puissance d'entrée P_{Emes} la puissance de sortie P_{Smes} au banc "load-pull à charge active" de ces transistors comparée à celle mesurée au banc classique montre une entière concordance entre les deux types de mesures (tableaux 4 et 5).

Ces bons résultats valident ainsi notre méthode d'étalonnage et de mesure de puissances au banc "load-pull à charge active" et confirme la bonne qualité des adaptateurs plans E/H utilisés.

4.5.2 Validation du banc en mesure d'impédance

Dans notre système de mesure "load-pull" l'adaptation en entrée est réalisée par un adaptateur E/H dans le plan d'accès d'entrée guide du banc. L'adaptation en sortie est effectuée par la charge active dans le plan de référence de sortie du transistor . Ce système "load-pull" est donc équivalent entre ces deux dispositifs d'adaptation à l'ensemble "atténuateur d'entrée A en cascade avec le transistor ", comme le montre la figure 14a.

En régime linéaire et aux conditions maximales d'adaptation en entrée et en sortie, le coefficient de réflexion de l'impédance de charge vue par le transistor " Γ'_{Lmax} " (figure 14b) s'exprime en fonction des paramètres dispersion du transistor et de l'atténuateur A (cf annexe G) par :

$$\Gamma'_{Lmax} = \frac{1}{2C'^2} \left[B'_2 \pm 2|A|^2 \cdot |S_{12}S_{21}| \cdot \sqrt{K'^2 - 1} \right]$$

$$\text{avec : } \begin{cases} B'^2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |A|^4 \cdot |S_{11}|^2 - |A|^4 \cdot |\Delta|^2 \\ C'^2 &= S_{22} - |A|^4 \cdot \Delta \cdot S_{11}^* \\ \Delta &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ K' &= \frac{1 - |A|^4 \cdot |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |A|^4 \cdot |\Delta|^2}{2|A|^2 \cdot |S_{12}S_{21}|} \end{cases}$$

Tableau 4 :

Transistor NEC202:

Point de polarisation : $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 27 \text{ mA}$.

Mesure effectuée sans atténuateur à l'entrée de la cellule.

F = 27 GHz :

P_{Emes}	- 10	- 5	0	5	8	10	dBm
P_{Smes} au banc classique de puissance	- 6,15	- 1,15	3,85	8,4	10,8	11,9	dBm
P_{Smes} au banc load-pull à charge active	- 6,2	- 1,3	3,7	8,4			dBm

F = 30 GHz :

P_{Emes}	- 10	- 5	0	5	8	10	dBm
P_{Smes} au banc classique de puissance	- 6,9	- 1,9	3,1	7,8	10,1	11,2	dBm
P_{Smes} au banc load-pull à charge active	- 7,0	- 2,05	3	7,65	10,05	11,2	dBm

F = 35 GHz :

P_{Emes}	- 10	- 5	0	5	8	10	dBm
P_{Smes} au banc classique de puissance	- 8,1	- 3,1	1,9	6,6	9	10,1	dBm
P_{Smes} au banc load-pull à charge active	- 8,2	- 3,2	1,8	6,5			dBm

Tableau 5 :

Transistor VAR 819B (THOMSON) :

Point de polarisation : $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 28 \text{ mA}$.

Mesure effectuée avec un atténuateur 3 dB à l'entrée de la cellule.

F = 27 GHz :

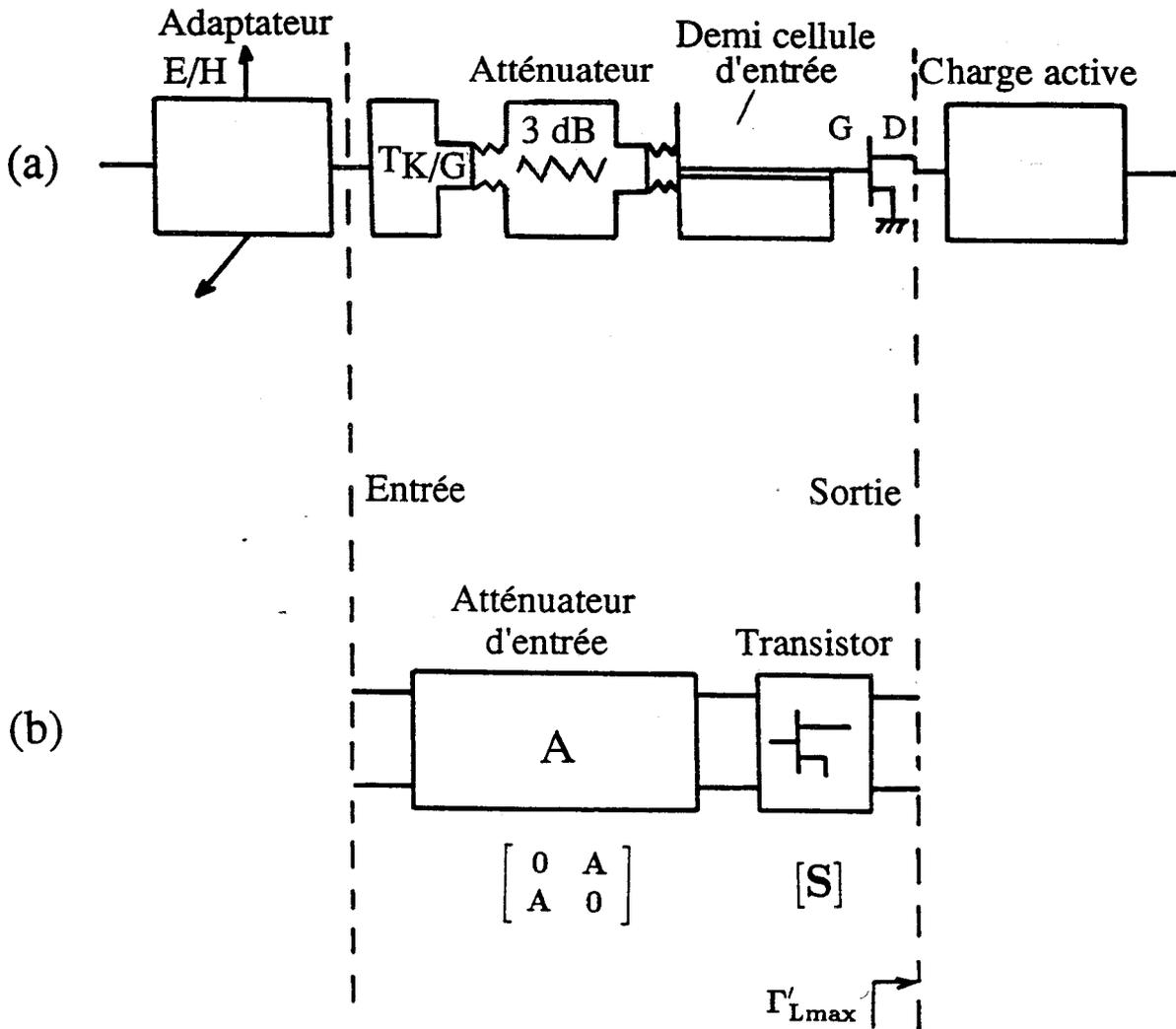
P_{Emes}	- 5	0	5	7,5	10	12	dBm
P_{Smes} au banc classique de puissance	- 3,2	1,8	6,7	8,9	10,9	12,2	dBm
P_{Smes} au banc load-pull à charge active	- 3,35	1,67	6,5	8,8			dBm

F = 30 GHz :

P_{Emes}	- 5	0	5	7,5	10	12	dBm
P_{Smes} au banc classique de puissance	- 3,9	- 1,1	6	8,2	10,2	11,5	dBm
P_{Smes} au banc load-pull à charge active	- 3,95	1	5,95	8,1	10,08	11,5	dBm

F = 35 GHz :

P_{Emes}	- 5	0	5	7,5	10	12	dBm
P_{Smes} au banc classique de puissance	- 6,2	- 1,2	3,7	5,9	7,9	9,2	dBm
P_{Smes} au banc load-pull à charge active	- 6,3	- 1,35	3,6	5,8	7,8	9,2	dBm



Γ'_{Lmax} = coefficient de réflexion de l'impédance de charge vue par le transistor

Figure 14 Schéma équivalent simplifié du banc entre les plans d'accès des adaptateurs d'entrée/sortie. (Application aux mesures de l'impédance de charge)

Transistor - VAR819B :

- paramètres S mesurés à 30 GHz :

$$S_{11} = 0,46 \quad \underline{-176,1^\circ}$$

$$S_{12} = 0,15 \quad \underline{-20,1^\circ}$$

$$S_{21} = 1,83 \quad \underline{27,5^\circ}$$

$$S_{22} = 0,40 \quad \underline{-137,8^\circ}$$

- d'où

$$\Gamma_{Lmax} = 0,67 \quad \underline{149^\circ}$$

$$S_{22}^* = 0,40 \quad \underline{137,8^\circ}$$

- valeurs de Γ'_{Lmax} en fonction de l'atténuation d'entrée $|A|$:

$ A $	$ \Gamma'_{Lmax} $	phase de Γ'_{Lmax}	$ A ^2 \Gamma_{Lmax} $
en dB	en LIN	en degré	en LIN
- 0,2	0,63	148	0,64
- 0,5	0,58	147	0,59
- 0,8	0,54	146	0,55
- 1,5	0,49	144	0,47
- 2	0,47	142,5	0,42
- 3	0,44	141	0,34
- 4	0,42	139,5	0,26
- 5	0,415	139	0,21
- 6	0,41	138,5	0,17

Tableau 6 Valeurs des coefficients de réflexion Γ_{Lmax} et Γ'_{Lmax} calculés à 30 GHz en fonction de l'atténuation $|A|$ présente à l'entrée du transistor VAR819B .

A partir de cette expression théorique du coefficient de réflexion de l'impédance de charge vue par le transistor " Γ'_{Lmax} " en régime linéaire nous pouvons remarquer que :

- le module de ce coefficient Γ'_{Lmax} est lié très étroitement à l'atténuation présente entre l'adaptateur plans E/H et l'entrée du transistor (atténuation qui est exprimée dans notre cas par le module de A).
- la phase du coefficient Γ'_{Lmax} est indépendante de la phase introduite par cette atténuation en entrée (Γ'_{Lmax} indépendant de la phase de A).

D'autre part, rappelons qu'aux conditions maximales d'adaptation en entrée et en sortie, le coefficient de réflexion de l'impédance de charge vue par le transistor seul (en l'absence de l'atténuateur A) " Γ_{Lmax} " est défini par :

$$\Gamma_{Lmax} = \frac{1}{2C_2} \left[B_2 \pm 2|S_{12}S_{21}| \cdot \sqrt{K^2 - 1} \right]$$

avec :

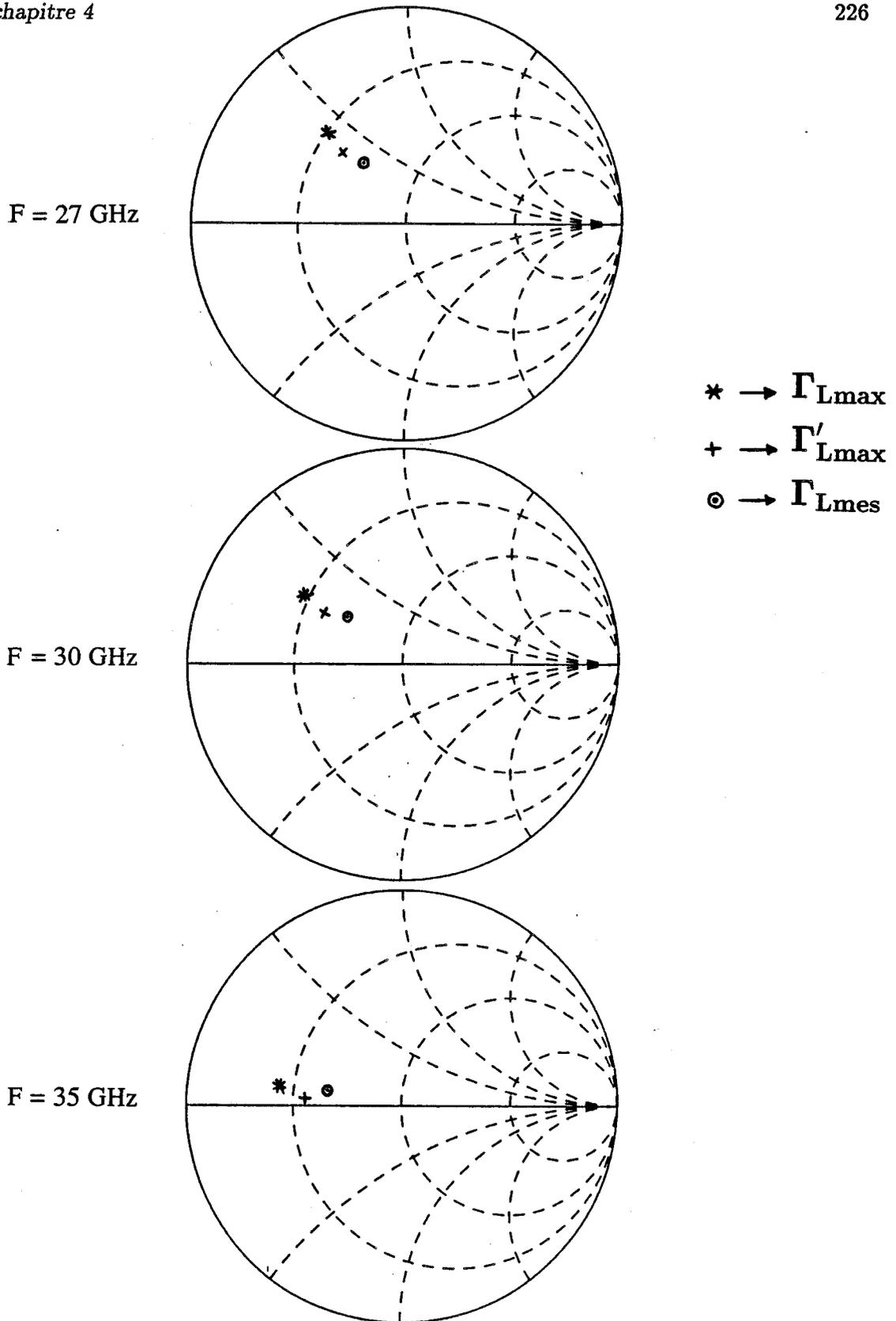
$$\left\{ \begin{array}{l} B^2 = 1 + |S_{22}| - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \\ C^2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \\ \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \\ K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \end{array} \right.$$

La relation entre les coefficients de réflexion Γ'_{Lmax} et Γ_{Lmax} est très complexe. Toutefois lorsque l'atténuation " $|A|$ " à l'entrée du transistor est faible ($|A|$ inférieur à 1,5 dB) nous avons pu constater, à l'aide d'exemples portant sur les transistors testés, que la relation entre Γ_{Lmax} et Γ'_{Lmax} peut être réduite pratiquement à :

$$\left\{ \begin{array}{l} |\Gamma'_{Lmax}| \simeq |A|^2 \cdot |\Gamma_{Lmax}| \\ \text{phase de } \Gamma'_{Lmax} \simeq \text{phase de } \Gamma_{Lmax} \simeq \text{phase de } S_{22}^* \end{array} \right.$$

Le tableau 6 en donne une illustration typique à propos du VAR 819B à 30 GHz.

Après avoir effectué le calibrage du banc en impédance comme il a été décrit au paragraphe 4.4.1, nous avons mesuré au banc et en régime linéaire petit signal les coefficients de réflexion des impédances de charge (Γ_{Lmes}) vues par les transistors NEC 202 et VAR819B aux fréquences 27 GHz , 30 GHz et 35 GHz.



- Point de polarisation : $V_{DS} = 2\text{ V} - V_{GS} = 0\text{ V} - I_D = 27\text{ mA}$
- Mesure au banc effectuée sans atténuateur à l'entrée de la cellule

Figure 15 Comparaison entre les coefficients de réflexion mesurés et calculés (Γ_{Lmes} et Γ'_{Lmax}) de l'impédance de charge vue par le transistor NEC202 aux fréquences 27 GHz, 30 GHz et 35 GHz

Les figures 15 et 16 représentent ces coefficients de réflexion mesurés Γ_{Lmes} ainsi que les coefficients de réflexion Γ_{Lmax} et Γ'_{Lmax} calculés à partir des paramètres dispersion des transistors et de l'atténuateur d'entrée A.

Pour le NEC202, $|A|$ est l'atténuation naturelle de la demi-cellule de mesure et de la transition K/G . Sa valeur est de l'ordre de - 0,8 à - 1,1 dB suivant la fréquence (dans toute la bande 26,5 - 40 GHz).

Pour le VAR819B, $|A|$ comporte en plus les pertes d'insertion de l'atténuateur additionnel 3 dB et a une valeur de l'ordre de - 3,9 à - 4,4 dB suivant la fréquence.

La comparaison entre les coefficients de réflexion mesurés Γ_{Lmes} et les coefficients de réflexion calculés Γ'_{Lmax} montre un léger écart que l'on peut attribuer principalement :

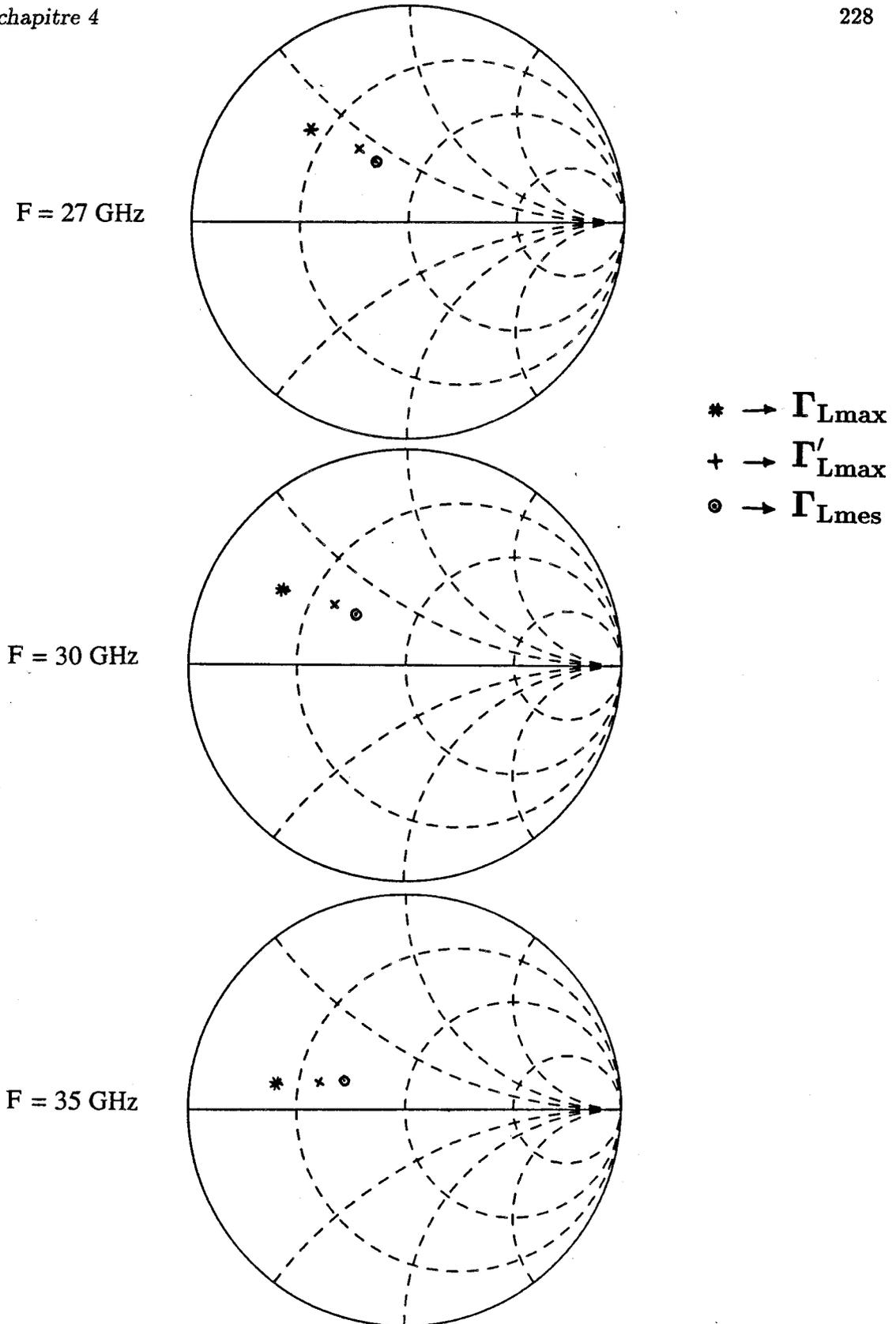
- aux erreurs commises lors des différentes phases de calibrages et de mesures au banc
- aux qualités limitées des étalons "charge adaptée" et "circuit-ouvert" utilisés
- à l'instabilité des sources RF et OL durant les opérations de mesure.

Ces imperfections pourront probablement être en grande partie corrigées en utilisant une méthode numérique automatique de calibrage et de mesure "in situ" des impédances de source et de charge présentées au transistor . Nous examinerons cette question dans la dernière partie du chapitre.

4.5.3 Mesure d'impédance en régime grand signal

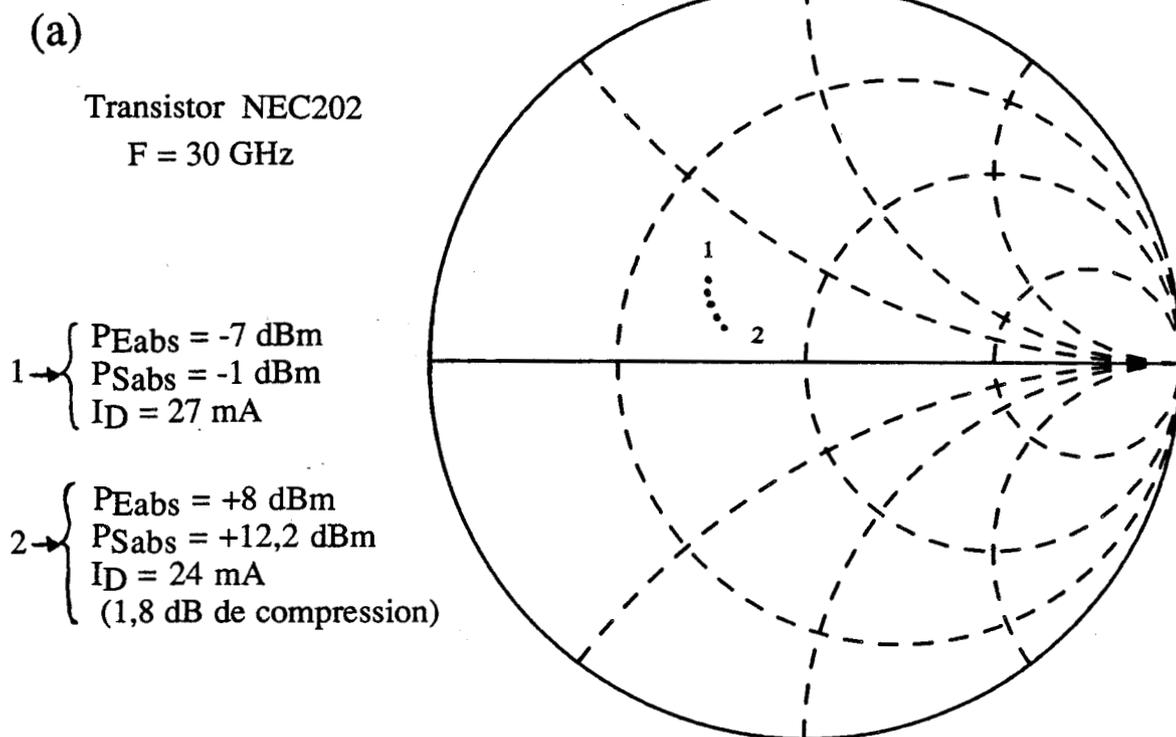
Cette mesure a été effectuée sur les deux transistors examinés précédemment en petit signal, à la fréquence 30 GHz et en augmentant le niveau jusqu'à la compression du gain. Les résultats de cette mesure sont représentés à la figure 17. Deux constatations peuvent être faites :

- l'évolution, dans l'abaque de Smith, du point représentant l'impédance de charge du transistor présente une remarquable continuité en fonction du niveau de puissance ; ce qui démontre que le banc malgré les imperfections signalées ci-dessus fournit des résultats d'une cohérence satisfaisante.
- la position de ce point varie relativement peu avec le niveau de puissance pour le NEC 202 comme pour le VAR819 B ; ce qui indique que ces deux composants

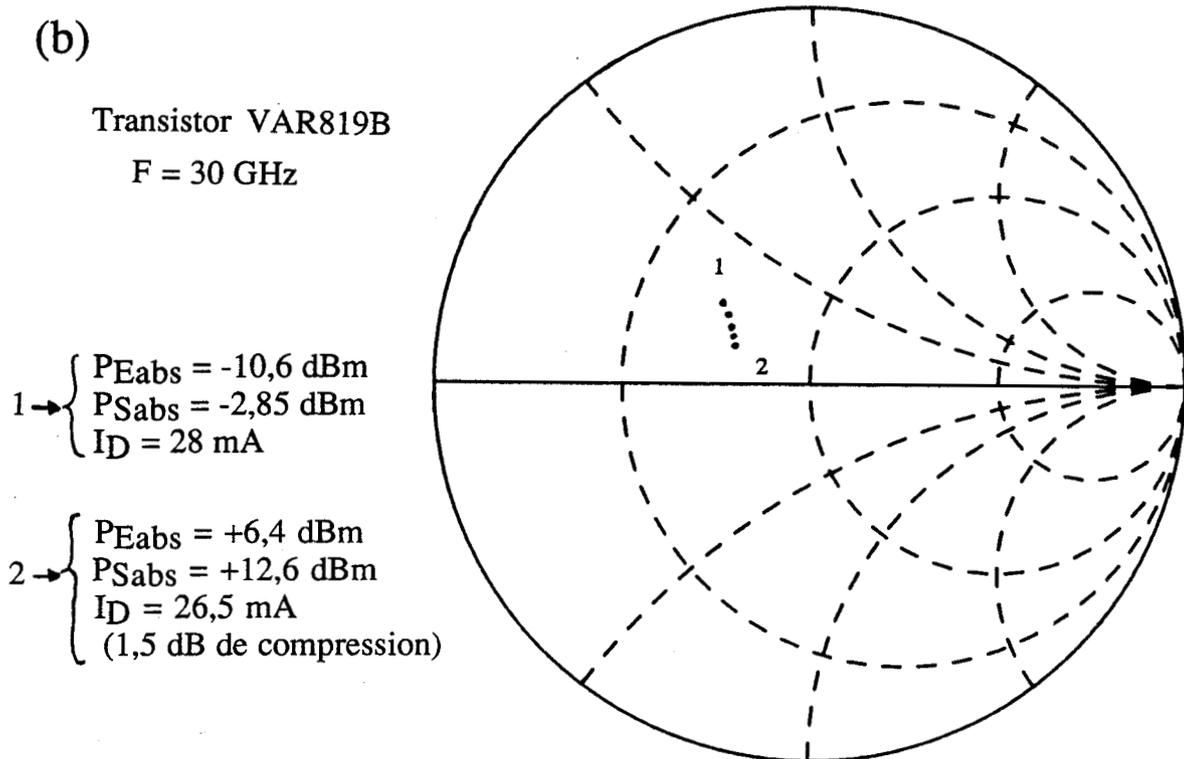


- Point de polarisation : $V_{DS} = 2 \text{ V} - V_{GS} = 0 \text{ V} - I_D = 28 \text{ mA}$
- Mesure au banc effectuée avec un atténuateur 3 dB à l'entrée de la cellule

Figure 16 Comparaison entre les coefficients de réflexion mesurés et calculés (Γ_{Lmes} et Γ'_{Lmax}) de l'impédance de charge vue par le transistor VAR819B aux fréquences 27 GHz, 30 GHz et 35 GHz



- Point de polarisation : $V_{DS} = 2 \text{ V} - V_{GS} = 0 \text{ V}$
- Mesure effectuée sans atténuateur à l'entrée de la cellule



- Point de polarisation : $V_{DS} = 2 \text{ V} - V_{GS} = 0 \text{ V}$
- Mesure effectuée avec un atténuateur 3 dB à l'entrée de la cellule

Figure 17 Evolution des impédances de charge vues par les transistors NEC202 et VAR819B en fonction des niveaux de puissances absorbées

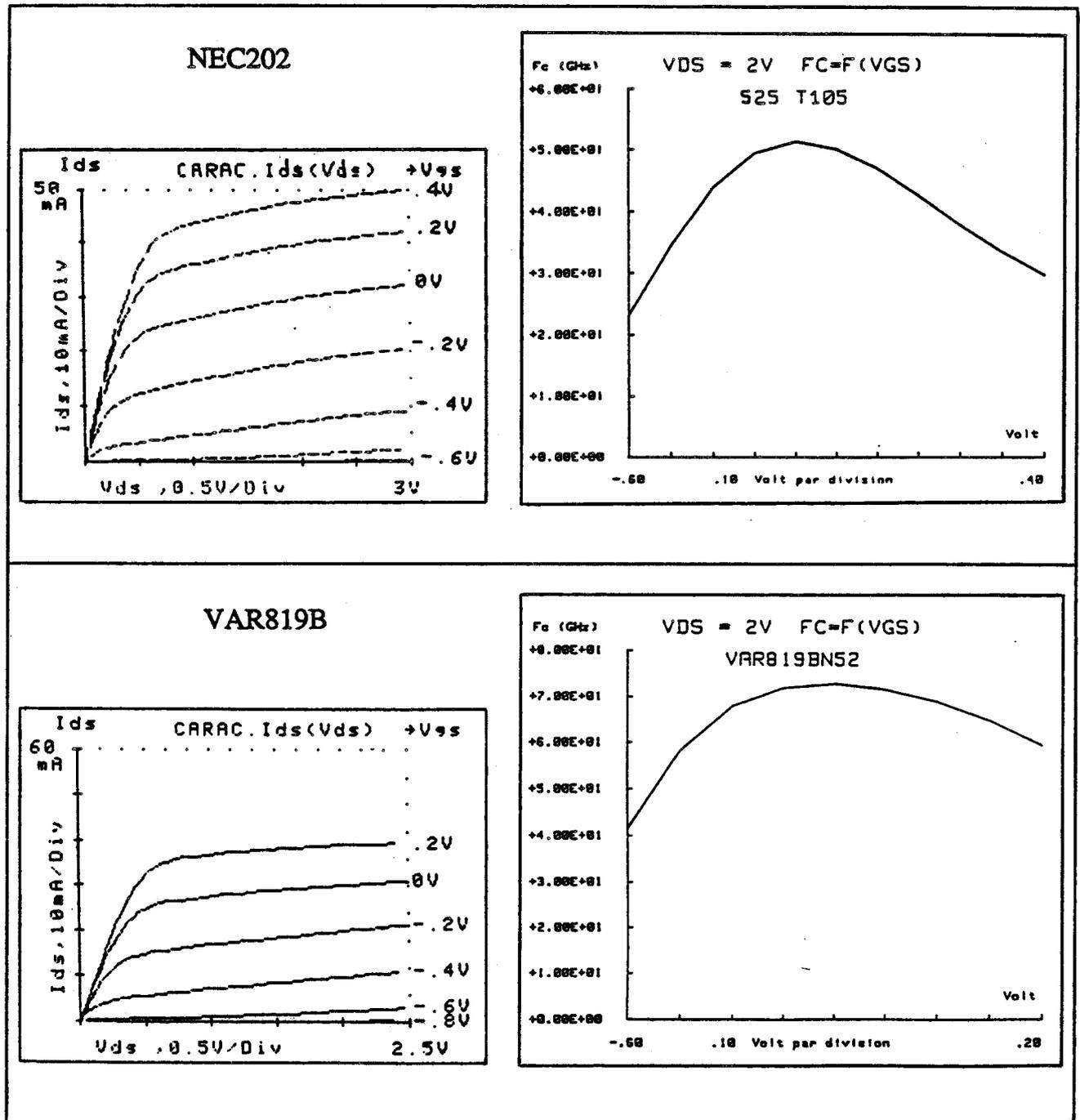


Figure 18 Réseau de caractéristiques $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ et évolution de la fréquence de coupure $F_c = Gm/2\pi C_{gs}$ en fonction de la tension V_{GS} pour les transistors NEC202 et VAR819B

présentent un comportement assez linéaire. Ceci est en concordance avec les observations qui ont pu être faites au cours de leurs caractérisations, que ce soit le réseau de caractéristiques $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ ou la réponse de la fréquence de coupure du gain en courant $F_C(= Gm/2\pi Cgs)$ fonction de la tension V_{GS} (figure 18).

4.6 Automatisation du calibrage et des mesures au banc

La meilleure solution pour mesurer automatiquement et aux performances en puissance désirées l'impédance de source et de charge aux plans d'accès du transistor, est de coupler le système "load-pull à charge active" précédent à un analyseur de réseau performant du type HP8510C. En effet, cet analyseur de réseau muni du tiroir "convertisseur de fréquences" HP8511B en remplacement du tiroir habituel de mesure des paramètres S "unité de test des paramètres S" HP8516B, fonctionne comme un récepteur d'ondes hyperfréquence à quatre canaux.

Parmi ces quatre entrées une est utilisée comme "référence en phase" du système (ou onde de référence), les trois autres sont alors disponibles pour les mesures. Il suffit d'adjoindre à l'ensemble des diviseurs de puissance et des coupleurs pour permettre à l'analyseur, dans cette configuration, de mesurer les coefficients de réflexion et de transmission d'un élément à plusieurs accès (tels que antennes, mélangeurs... etc...) [2].

L'analyseur de réseau HP8510 muni du tiroir convertisseur de fréquence "HP8511B" couvre actuellement la totalité de la bande 45 MHz - 50 GHz.

La figure 19 représente le système "load-pull à charge active" 26,5 - 40GHz, couplé à cet analyseur, et qui pourra être réalisé ultérieurement au laboratoire [3].

Ce système est équivalent, entre les plans de mesure de l'analyseur et les plans de référence du transistor, au schéma simplifié représenté à la figure 20.

Dans le formalisme "onde" nous pouvons écrire pour chaque quadripôle de ce schéma les équations suivantes :

- quadripôle d'erreur d'entrée :
$$\begin{cases} b_{1m} = e_{00}a_{1m} + e_{01}b_1 \\ a_{1m} = e_{10}a_{1m} + e_{11}b_1 \end{cases}$$
- quadripôle sous test :
$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{cases}$$

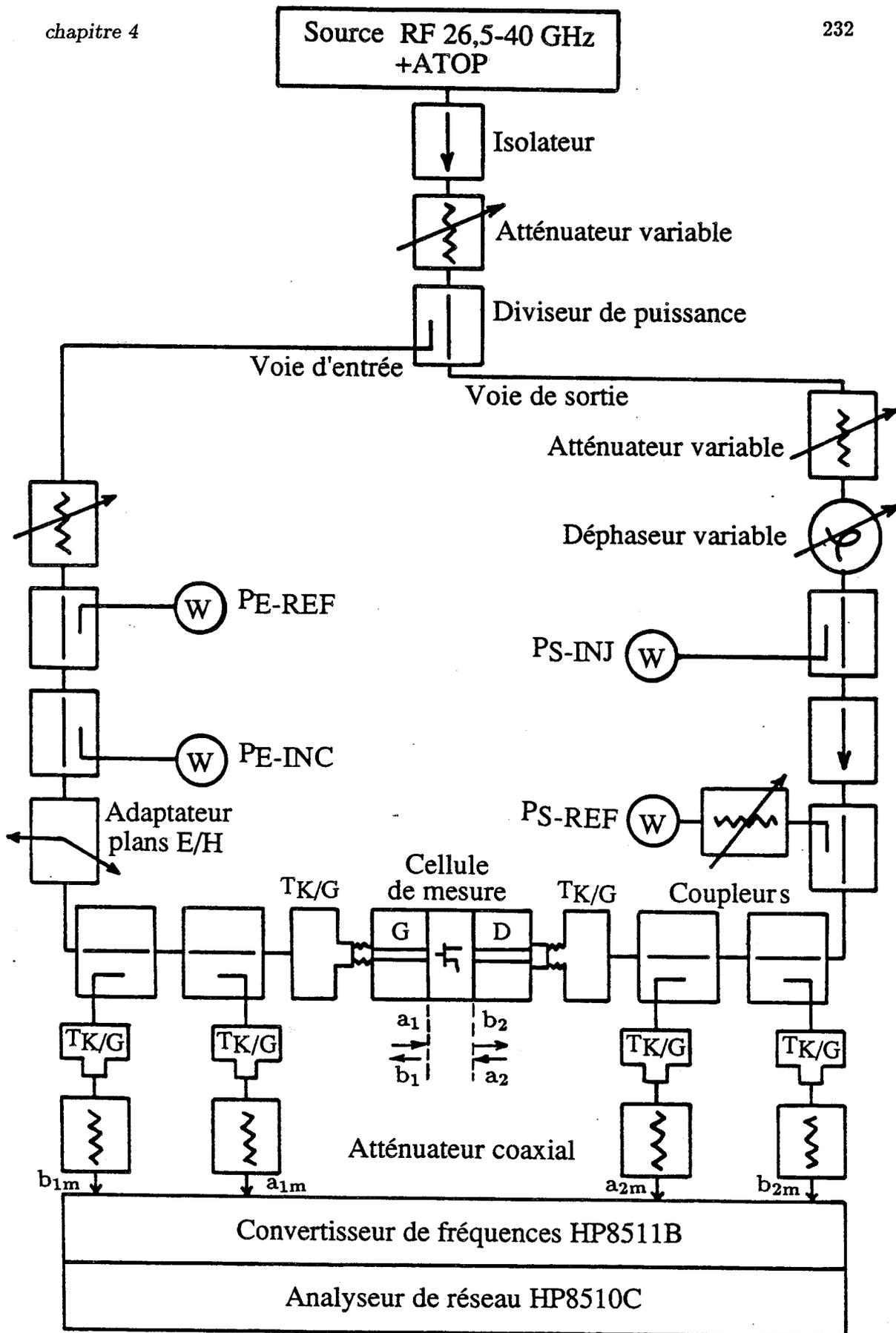


Figure 19 · Schéma du système "load-pull à charge active" (26,5 - 40 GHz) couplé à l'analyseur de réseau automatique HP8510C (muni du tiroir convertisseur de fréquence HP8511B)

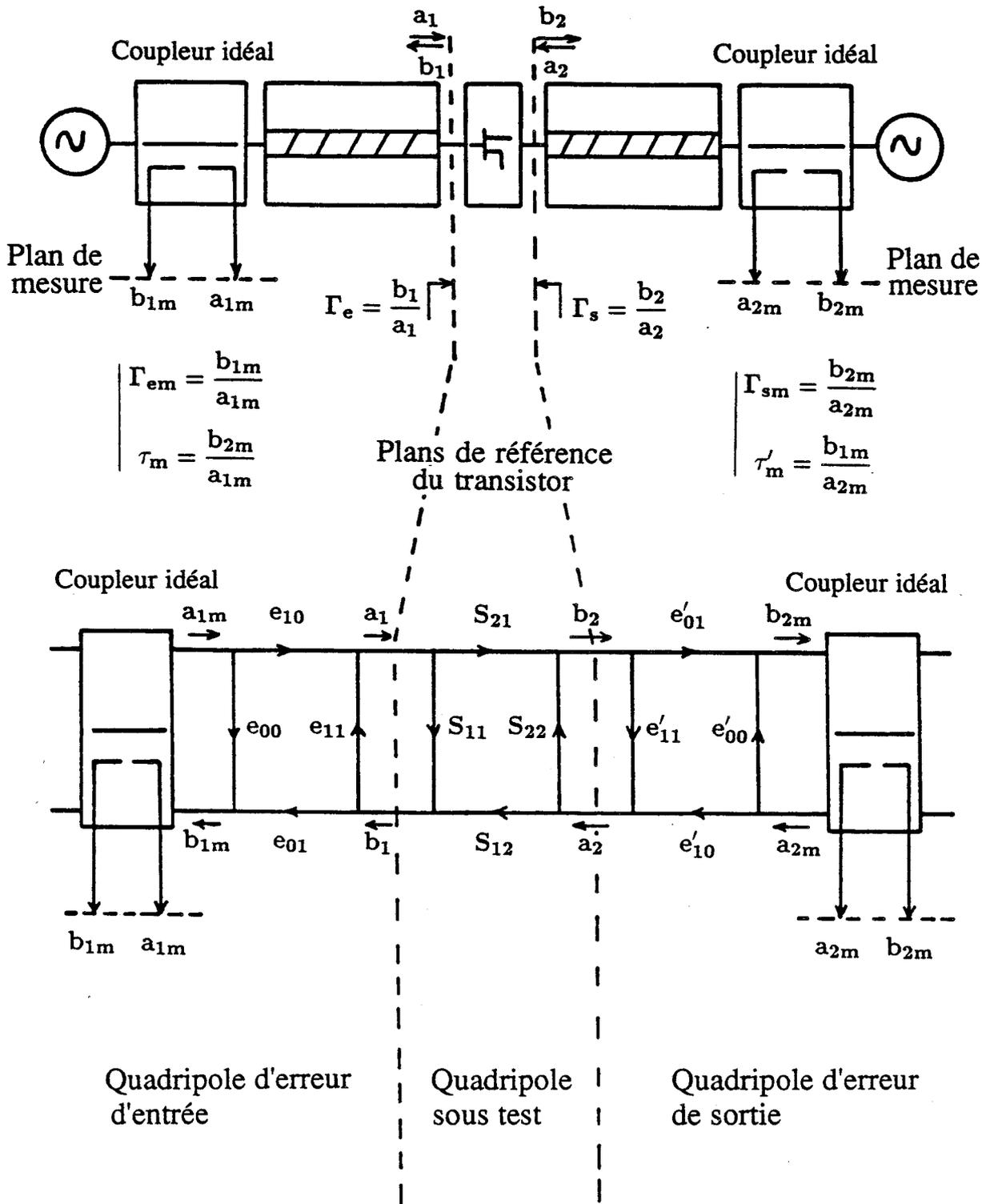


Figure 20 Schéma simplifié du système "load-pull à charge active" entre les plans de mesure de l'analyseur et les plans d'accès du transistor

- quadripôle d'erreur de sortie :
$$\begin{cases} b_{2m} &= e'_{00}a_{2m} + e'_{01}b_2 \\ a_2 &= e'_{10}a_{2m} + e'_{11}b_2 \end{cases}$$

Les coefficients de réflexion et de transmission mesurés à l'analyseur de réseau du système sont :

$$\Gamma_{em} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} \quad , \text{coefficient de réflexion apparent en entrée}$$

$$\Gamma_{sm} = \frac{b_{2m}}{a_{2m}} \quad , \text{coefficient de réflexion apparent en sortie}$$

$$\tau_m = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} \quad , \text{coefficient de transmission apparent dans le sens direct}$$

$$\tau'_m = \frac{b_{1m}}{a_{2m}} \quad , \text{coefficient de transmission apparent dans le sens inverse}$$

Les coefficients de réflexion et de transmission exacts dans les plans d'accès du composant sont :

$$\Gamma_e = \frac{b_1}{a_1} \quad , \text{coefficient de réflexion apparent en entrée}$$

$$\Gamma_s = \frac{b_2}{a_2} \quad , \text{coefficient de réflexion apparent en sortie}$$

$$\tau = \frac{b_2}{a_1} \quad , \text{coefficient de transmission apparent dans le sens direct}$$

$$\tau' = \frac{b_1}{a_2} \quad , \text{coefficient de transmission apparent dans le sens inverse}$$

L'étalonnage de ce système est similaire à celui utilisé dans la calibration TRL classique [4] [5] [6]. Il comprend trois étapes :

1ère étape: Mesure en réflexion des deux demi-boîtiers de la cellule séparés, chaque ligne microruban des demi-boîtiers étant en circuit ouvert, (cellule de mesure en configuration "Reflect") comme le montre la figure 21.

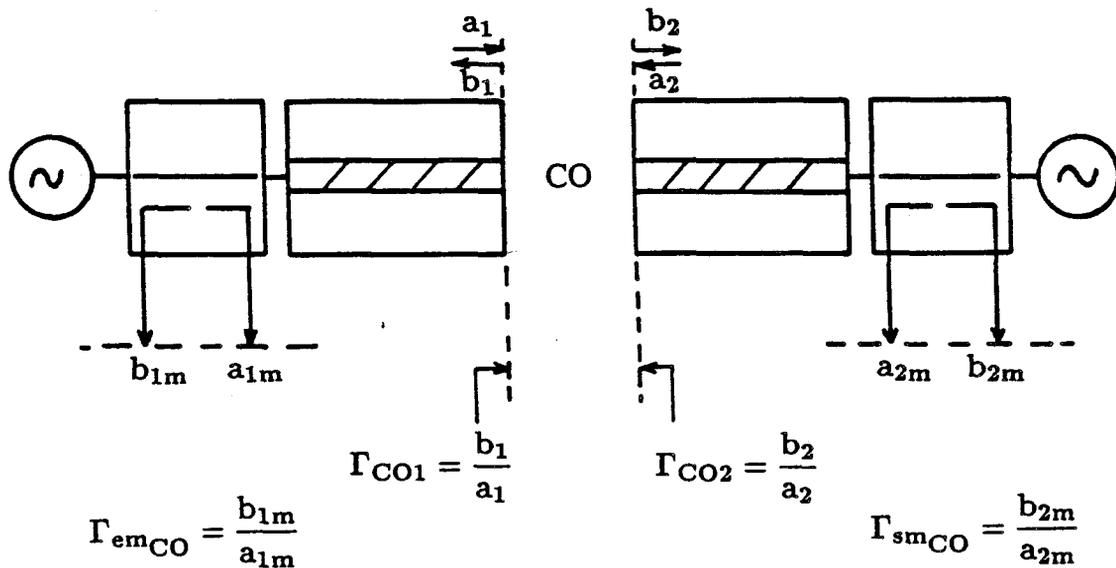


Figure 21: Schéma équivalent du système avec cellule de mesure en configuration circuit ouvert (Reflect)

Les coefficients de réflexion exacts des circuits ouverts dans les plans d'accès (Γ_{CO1} et Γ_{CO2}) exprimés en fonction des coefficients de réflexion mesurés (Γ_{em} et Γ_{sm}) à l'analyseur de réseau, sont donnés par les relations suivantes :

$$\Gamma_{CO1} = \frac{\Gamma_{emCO} - e_{00}}{e_{11}\Gamma_{emCO} - K} \quad \text{et} \quad \Gamma_{CO2} = \frac{\Gamma_{smCO} - e'_{00}}{e'_{11}\Gamma_{smCO} - K'}$$

avec : $K = e_{00}e_{11} - e_{01}e_{10}$ et $K' = e'_{00}e'_{11} - e'_{01}e'_{10}$

En supposant que les coefficients de réflexion des deux circuits ouverts Γ_{CO1} et Γ_{CO2} sont identiques, on obtient alors l'équation suivante :

$$\frac{\Gamma_{emCO} - e_{00}}{e_{11}\Gamma_{emCO} - K} = \frac{\Gamma_{smCO} - e'_{00}}{e'_{11}\Gamma_{smCO} - K'} \tag{4.1}$$

2ème étape: Mesure en réflexion et en transmission de la cellule de mesure, en reliant directement les deux lignes microrubans des deux demi-boîtiers (cellule de mesure en configuration "Thru") comme le représente la figure 22.

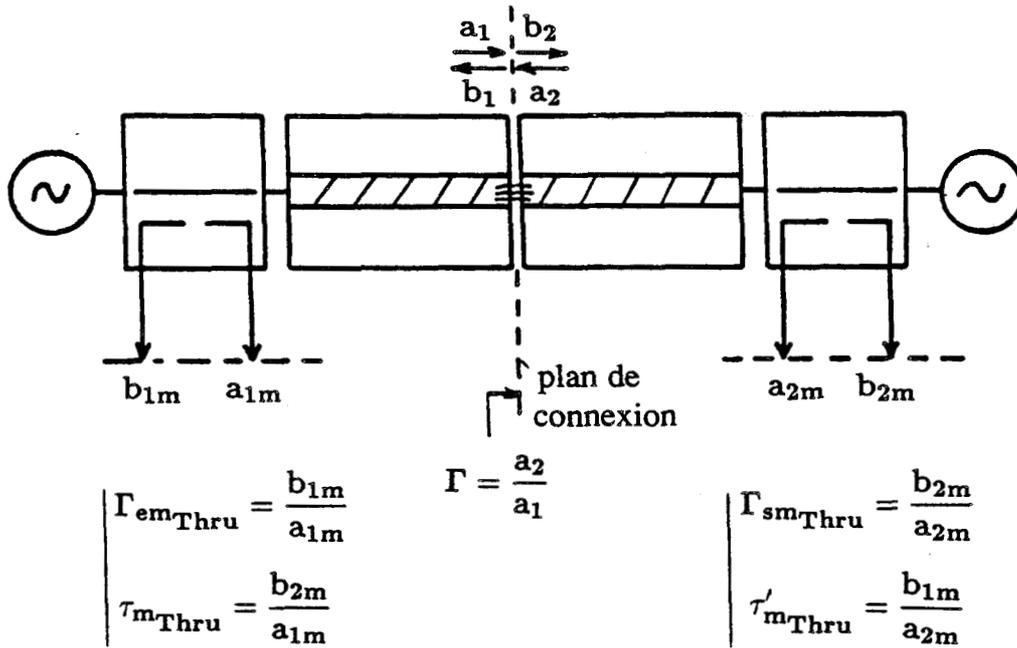


Figure 22: Schéma équivalent du système avec cellule de mesure en configuration "Thru"

La matrice [S] de la liaison directe (Thru) dans les plans de connexion est définie par :

$$\begin{cases} b_1 = a_2 \\ b_2 = a_1 \end{cases} \longrightarrow [S]_{Thru} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les coefficients de transmission apparents au niveau de la connexion sont donc :

$$\tau = \frac{b_2}{a_1} = 1 \quad \text{et} \quad \tau' = \frac{b_1}{a_2} = 1$$

Etant donné la configuration des deux sources et de la cellule de mesure lors de l'étalonnage, on doit tenir compte d'une inconnue supplémentaire $\Gamma = \frac{a_2}{a_1}$, qui est la valeur du coefficient de réflexion apparent dans le plan de connexion.

Les mesures de la cellule en liaison directe permettent d'établir les relations suivantes :

- en réflexion :

$$\frac{\Gamma_{emThru} - e_{00}}{e_{11}\Gamma_{emThru} - K} = \Gamma \tag{4.2}$$

$$\frac{\Gamma_{smThru} - e'_{00}}{e'_{11}\Gamma_{smThru} - K'} = \frac{1}{\Gamma} \tag{4.3}$$

- en transmission :

$$\tau_{mThru} = A \cdot \Gamma_{smThru} \cdot \frac{\Gamma - e'_{11}}{1 - e_{11}\Gamma} \tag{4.4}$$

$$\tau'_{mThru} = \frac{1}{A} \cdot \Gamma_{emThru} \cdot \frac{1 - e_{11}\Gamma}{1 - e'_{11}} \tag{4.5}$$

avec $A = \frac{e_{10}}{e'_{10}}$

3ème étape : Mesure en réflexion et en transmission de la cellule de mesure, en insérant entre les lignes microrubans des deux demi-boîtiers, un tronçon de ligne de longueur γL (cellule de mesure en configuration "Line") comme nous pouvons le constater à la figure 23 :

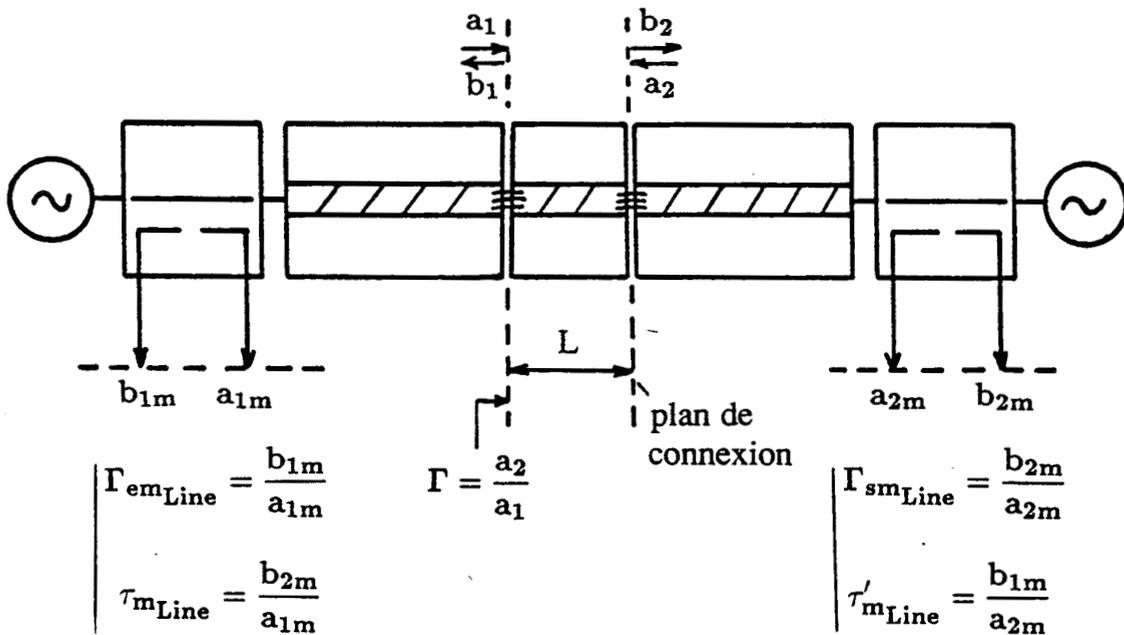


Figure 23 : Schéma équivalent du système avec la cellule de mesure montée en configuration "Line"

La matrice [S] du tronçon de ligne γL entre les deux plans de connexion est définie par :

$$\begin{cases} b_1 = a_2 e^{-\gamma L} \\ b_2 = a_1 e^{-\gamma L} \end{cases} \longrightarrow [S]_{Line} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma L} \\ e^{-\gamma L} & 0 \end{bmatrix}$$

Les coefficients de transmission apparents entre les deux plans de connexion sont alors :

$$\tau = \frac{b_2}{a_1} = e^{-\gamma L} \quad \text{et} \quad \tau' = \frac{b_1}{a_2} = e^{-\gamma L}$$

Le coefficient de réflexion apparent γ dans les plans de connexion est défini comme précédemment par $\Gamma = \frac{a_2}{a_1}$.

Les mesures de la cellule dans cette configuration permettent d'établir les relations suivantes :

- en réflexion :

$$\frac{\Gamma_{emLine} - e_{00}}{e_{11}\Gamma_{emLine} - K} = e^{-\gamma L}\Gamma \quad (4.6)$$

$$\frac{\Gamma_{smLine} - e'_{00}}{e'_{11}\Gamma_{smLine} - K'} = \frac{e^{-\gamma L}}{\Gamma} \quad (4.7)$$

- en transmission :

$$\tau_{mLine} = A \cdot \Gamma_{smLine} \cdot \frac{\Gamma - e'_{11}e^{-\gamma L}}{1 - e_{11}e^{-\gamma L}\Gamma} \quad (4.8)$$

$$\tau'_{mLine} = \frac{1}{A} \cdot \Gamma_{emLine} \cdot \frac{1 - e_{11}e^{-\gamma L}\Gamma}{\Gamma - e'_{11}e^{-\gamma L}} \quad (4.9)$$

A partir des équations (1) à (9) on déduit les valeurs des neuf inconnues : e_{00} , e_{11} , K , e'_{00} , e'_{11} , K' , A , Γ , et γL .

Les paramètres d'erreur du système à l'entrée et à la sortie des plans d'accès du composant : e_{00} , e_{11} , $e_{01} \cdot e_{10}$, e'_{00} , e'_{11} , $e'_{01} \cdot e'_{10}$, et e_{10}/e'_{10} sont ainsi connus grâce à cet étalonnage.

Dans ce système, le transistor à tester est connecté, comme pour les mesures des paramètres S, aux lignes d'accès des demi-boîtiers de la même cellule de mesure. Les coefficients de réflexion et de transmission de l'ensemble sont mesurés à l'analyseur de

réseau soit : $\Gamma_{em}, \Gamma_{sm}, \tau_m$ et τ'_m .

A partir de ces coefficients mesurés et des paramètres d'erreurs obtenus précédemment il est possible de déterminer automatiquement et avec précision les coefficients de réflexion et de transmission exacts dans les plans de référence du transistor, soit dans l'ordre :

$$\Gamma_e = \frac{\Gamma_{em} - e_{00}}{e_{11}(\Gamma_{em} - e_{00}) + e_{01}e_{10}} \quad , \text{ coefficient de réflexion apparent d'entrée du transistor}$$

$$\Gamma_s = \frac{\Gamma_{sm} - e'_{00}}{e'_{11}(\Gamma_{sm} - e'_{00}) + e'_{10}e'_{01}} \quad , \text{ coefficient de réflexion apparent de sortie du transistor}$$

$$\tau = \frac{\tau_m [1 - e_{11}\Gamma_e]}{\Gamma_{sm} A \left[\frac{1}{\Gamma_s} - e'_{11} \right]} \quad , \text{ coefficient de transmission apparent du transistor}$$

dans le sens direct

$$\tau' = \frac{\tau'_m \cdot A \left[\frac{1 - e'_{11}\Gamma_s}{\Gamma_e} \right]}{\Gamma_{em} \left[\frac{1}{\Gamma_e} - e_{11} \right]} \quad , \text{ coefficient de transmission apparent du transistor}$$

dans le sens inverse

Remarques :

- Les coefficients de réflexion apparents des impédances de source et de charge vues par le transistor définis dans notre cas par $\Gamma_{source} = \frac{a_1}{b_1}$ et $\Gamma_{charge} = \frac{a_2}{b_2}$ peuvent être déterminés respectivement à partir des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie mesurés Γ_{em} et Γ_{sm} par :

$$\begin{cases} \Gamma_{source} &= \frac{e_{11}(\Gamma_{em} - e_{00}) + e_{01}e_{10}}{\Gamma_{em} - e_{00}} \\ \Gamma_{charge} &= \frac{e'_{11}(\Gamma_{sm} - e'_{00}) + e'_{01}e'_{10}}{\Gamma_{sm} - e'_{00}} \end{cases}$$

- Nous avons vu que, pour certains transistors, l'introduction d'un atténuateur coaxial entre l'entrée de la cellule et la transition K/G est nécessaire pour amortir les oscillations.

Le calibrage que nous venons de décrire pour le banc doit donc inclure cet atténuateur dans toutes ces étapes.

Les paramètres caractéristiques de cet atténuateur seront par conséquent inclus implicitement dans ceux du quadripôle d'erreur d'entrée $[e_{ij}]$.

- Enfin dans ce calibrage les mesures du système avec la "cellule en configuration Thru", permettent de connaître les pertes d'insertion de l'ensemble des éléments situés en amont et en aval des plans de référence du composant.

Connaissant ces pertes, il est possible de remonter aux puissances absorbées par l'entrée du transistor et par sa charge (cf paragraphe 3.6.2 du chapitre 3) à partir des mesures des coefficients de réflexion et de transmission apparents $\Gamma_e, \Gamma_s, \tau, \tau'$

et à partir des lectures fournies par les milliwattmètres des puissances P_{E-INC} , P_{S-INJ} et P_{S-REF} .

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous venons d'étudier les problèmes posés par la réalisation d'un système "load-pull à charge active", avec adaptateur d'entrée, pour la bande 26,5 - 40 GHz.

Après avoir mis au point deux méthodes d'étalonnage spécifiques, une pour les mesures de puissance et l'autre permettant d'accéder à l'impédance de charge vue par le transistor, nous avons pu vérifier sur des composants tests que les résultats des mesures de puissances obtenus avec ce banc sont identiques à ceux fournis par le banc classique ; cela confirme la bonne qualité des adaptateurs plans E/H utilisés et la possibilité d'exploitation de l'un ou l'autre des deux bancs pour ce type de mesure.

En ce qui concerne l'impédance de charge, nous avons montré que l'environnement en guide peut dénaturer sa détermination dès lors que le risque d'oscillations qu'il entraîne ne peut être maîtrisé qu'au prix de l'introduction d'une atténuation supplémentaire entre l'adaptateur d'entrée et la cellule du transistor. L'atténuation totale à l'entrée du transistor (A) est alors égale à la somme des pertes d'insertion du demi-boîtier de la cellule, de la transition K/G et éventuellement de celle de cet atténuateur supplémentaire.

Nous avons constaté que pour empêcher les oscillations de certains transistors, une atténuation à l'entrée de la cellule de l'ordre de 1 dB était parfois suffisante.

Cependant pour certaines de nos mesures, nous avons été amenés à utiliser un atténuateur de 3 dB, valeur la plus faible disponible dans le commerce.

Le coefficient de réflexion de l'impédance de charge mesuré au plan de référence de sortie du transistor est alors celui correspondant à l'impédance de charge vue par l'ensemble "transition K/G, atténuateur additionnel et demi-cellule d'entrée en cascade avec le transistor".

Le résultat de la mesure est alors notablement différent de ce que l'on devrait obtenir avec un dispositif parfait ne présentant aucune atténuation à l'entrée du transistor.

Mis à part ce problème, les essais que nous avons pu effectuer sur les composants tests ont été relativement satisfaisants par rapport aux estimations théoriques faites à titre de contrôle.

A la fin de chapitre, nous avons examiné les améliorations que pourrait apporter à cette mesure d'impédance de charge une méthode d'étalonnage très rigoureuse, équivalente à la méthode TRL pratiquée usuellement avec les analyseurs de réseaux pour les mesures de paramètres S des transistors. Le couplage de notre banc à un analyseur de réseau automatique type HP8510 ou Wiltron 360 muni de son tiroir "convertisseur de fréquences quatre ports" a été étudié dans la perspective de réaliser "in situ" de telles mesures et de remonter aisément d'une part, aux performances en puissance du transistor et d'autre part, aux impédances de source et de charge vues par celui-ci.

Notons, pour terminer, que l'accès aux performances maximales en régime non linéaire et à la compression pour certains transistors nécessiterait enfin dans ce banc l'utilisation d'une source RF (26,5 - 40 GHz) très stable et pouvant délivrer des niveaux de puissances assez puissants.

Bibliographie

- [1] HEWLETT PACKARD - Product Note 8510-12
"Millimeter - wave measurements using the HP8510B network analyser"
- [2] HEWLETT PAKARD Test & measurement catalog 1991
"Microwave network analysers 45 MHz to 110 GHz HP8510 series"
p 248 à p 249
- [3] K. KOTZEBUE, T.S. TAN and D. McQUATE
"An 18 to 26,5 GHz waveguide load-pull system active load tuning"
IEEE MTT-S Digest 1987 p 453 - p 454
- [4] J.M. NEBUS
"Système automatique de caractérisation des quadripôles non linéaires microondes : application à la conception optimale d'amplificateurs et d'oscillateurs de puissance"
Thèse de l'Université de Limoges, Juin 1988.
- [5] HEWLETT PACKARD - Product note 8510-8
"Network analysis applying the HP8510B TRL calibration for non-coaxial measurement".
- [6] D. HOLLMANN, G. BAUMANN and R. HIERL
"Applying full two ports capabilities to a standard mm-wave system for TRL calibration".
Microwave journal mars 1991 p 103 à p 111

CONCLUSION

Conclusion générale

La réalisation des mesures des performances en puissance et impédances grand signal des transistors à effet de champ, dans la bande 26,5 - 40 GHz, a été l'objectif principal de notre travail. Nous avons, dans ce but, été amenés à mettre en oeuvre différents bancs de mesure et une cellule permettant non seulement les essais des transistors en puissance mais aussi les mesures de ses paramètres S en petit signal à l'analyseur de réseau et ce, de 45 MHz à 40 GHz.

Dans une première étape, nous avons analysé l'exploitation qui peut être faite, de manière générale, d'un dispositif de mesure de puissance pour obtenir les caractéristiques en gain et impédances d'un transistor à effet de champ. Nous avons montré les différences d'exploitation auxquelles on est confronté pratiquement selon que le dispositif de mesure comporte ou non un adaptateur placé en amont du transistor.

Dans une deuxième étape nous avons mis en oeuvre, pour la première fois au laboratoire, la caractérisation complète petit signal de transistors à effet de champ à l'analyseur de réseau jusqu'à 40 GHz. Cela a pu être réalisé grâce à un étalonnage TRL et un "de-embedding" du transistor dans sa cellule de mesure. Les paramètres S large bande (45 MHz - 40 GHz) et les performances en gain (MSG, MAG, H21) et fréquence de coupure (F_C , F_{H21} , F_{MAG}) de transistors millimétriques tests ont ainsi été effectués et étudiés. Enfin, nous avons montré que, dans cette approche petit signal, le comportement fréquentiel des transistors tests, jusqu'à 40 GHz, pouvait être décrit à partir d'un schéma équivalent à éléments localisés moyennant une optimisation portant surtout sur les inductances et capacités parasites. L'utilisation d'un schéma équivalent à éléments distribués s'est avéré non indispensable du moins pour les développements de grilles inférieurs ou égaux à 50 μm (cas des transistors testés).

La troisième étape a été consacrée à la réalisation d'un banc de puissance classique, en guide d'onde dans la bande 26,5 - 40 GHz, avec adaptateurs mécaniques en amont et en aval du transistor à mesurer. Nous avons eu à remédier à des problèmes d'oscillations ayant deux origines :

- Les circuits de polarisation internes à la cellule de mesure
- La structure même, en guide d'onde, du banc

Une évaluation quantitative des caractéristiques hyperfréquences en pertes et en réflexion des différents éléments constitutifs du banc nous a permis de réaliser un "de-embedding spécifique" à la puissance, et de remonter ainsi aux performances du composant lui-même. Une validation des résultats a été apportée par une confrontation avec les calculs basés sur les mesures des paramètres à l'analyseur de réseau.

La réalisation dans la bande 26,5 - 40 GHz d'un banc "load-pull à charge active" manuel, couplé à un analyseur de réseau HP8410 et l'étude des problèmes posés par cette réalisation ont fait l'objet de la dernière partie de notre travail. Nous avons mis au point des méthodes d'étalonnage pour la réalisation des mesures d'impédances et des mesures de puissances des transistors tests. Leur validation a été effectuée par confrontation respectivement avec les mesures à l'analyseur de réseau et avec les mesures au banc de puissance classique. Un problème majeur a été rencontré dans l'exploitation de la mesure d'impédance de charge. En effet, cette mesure est dénaturée par la présence inévitable de pertes en amont et en aval du transistor et le résultat obtenu est nécessairement différent de celui que l'on devrait avoir avec un système idéalement sans pertes (ne présentant aucune atténuation entre le transistor et l'adaptateur d'entrée). Ce problème se trouve parfois aggravé du fait de la nécessité d'introduire en amont de certains composants un atténuateur permettant d'empêcher leur entrée en oscillations. Néanmoins, les résultats de mesures obtenus se sont révélés globalement satisfaisants par rapport aux estimations théoriques basées sur les paramètres S.

En dernier lieu, à titre prospectif, nous avons étudié l'intérêt que pouvait présenter le perfectionnement de notre banc de load-pull en pratiquant une méthode d'étalonnage automatique (équivalente à la TRL) basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseau HP8510 (ou Wiltron 360) avec son tiroir convertisseur de fréquence à quatre ports.

ANNEXES

Annexe A

Analyse "TRL"

L'analyse par la méthode "TRL" utilisée dans le logiciel "CASCADE" permet de déterminer analytiquement les paramètres d'erreur S_{aij} et S_{bij} des réseaux d'entrée et de sortie du système, à partir des "fichiers mesures" des paramètres S des étalons "Thru" "Line" et "Reflect".

Les différentes étapes de cette méthode sont :

1. Détermination des paramètres S_{a11} et S_{b22} :

A partir des "fichiers mesures" des paramètres $[S]$ des étalons "Thru" et "Line" $[S_i]$ et $[S_d]$ et leur transformation en matrice de transfert $[T_i]$ et $[T_d]$ on déduit les matrices $[M]$ et $[N]$ telles que :

$$[M] = [T_d].[T_i]^{-1} \quad (\text{A.1})$$

$$[N] = [T_i]^{-1}.[T_d] \quad (\text{A.2})$$

Ces équations matricielles sont équivalentes aux systèmes d'équation du second degré suivants :

$$\begin{cases} M_{21} \left(\frac{T_{a11}}{T_{a21}} \right)^2 + (M_{22} - M_{11}) \left(\frac{T_{a11}}{T_{a21}} \right) - M_{12} = 0 \\ M_{21} \left(\frac{T_{a12}}{T_{a22}} \right)^2 + (M_{22} - M_{11}) \left(\frac{T_{a12}}{T_{a22}} \right) - M_{12} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{cases} N_{12} \left(\frac{T_{b11}}{T_{b12}} \right)^2 + (N_{22} - N_{11}) \left(\frac{T_{b11}}{T_{b12}} \right) - N_{21} = 0 \\ N_{12} \left(\frac{T_{b21}}{T_{b22}} \right)^2 + (N_{22} - N_{11}) \left(\frac{T_{b21}}{T_{b22}} \right) - N_{21} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

La résolution de ces systèmes d'équations permet de déterminer les termes suivants :

$$\left. \begin{array}{l} a = \frac{T_{a11}}{T_{a21}} \\ b = \frac{T_{a12}}{T_{a22}} \end{array} \right\} = \frac{(M_{11} - M_{22}) \pm \sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{12}M_{21}}}{2M_{21}} \quad (\text{A.5})$$

$$\left. \begin{array}{l} c = \frac{T_{b11}}{T_{b12}} \\ d = \frac{T_{b21}}{T_{b22}} \end{array} \right\} = \frac{(N_{22} - N_{11}) \pm \sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}}{2N_{12}} \quad (\text{A.6})$$

On constate une ambiguïté de signes dans la détermination des couples (a,b) et (c,d).

Les racines carrées des discriminants des équations 3 et 4 :

$\sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{21}M_{12}}$ et $\sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}$ sont de la forme $\pm 2j \sin \beta l$.

Nous choisirons des tronçons de ligne "Delay-line" de longueur électrique $\beta l < \Pi$ (ou $l < \frac{\lambda_g}{2}$) de manière à ne pas avoir une ambiguïté sur les signes de ces discriminants. Un tronçon de ligne de longueur l ne peut servir ainsi qu'au calibrage dans une bande de fréquence restreinte dont la limite supérieure est $f_{max} = \frac{C_0}{2l\sqrt{\epsilon_{reff}}}$ (avec $\epsilon_{reff} = 7.5$ pour le substrat d'alumine et $C_0 = 3.10^8 m/s$).

Nous nous sommes contentés d'utiliser pratiquement deux tronçons de ligne "Delay-line" :

- une ligne courte, de longueur 1,0 mm, utilisable jusqu'à une fréquence maximale $f_{max} \# 55$ GHz
- une ligne longue, de longueur 4,8 mm dont la fréquence maximale d'utilisation est $f_{max} \# 11$ GHz

En effectuant un test sur la racine carrée des discriminants, dans le programme, on met fin à l'ambiguïté de signes dans les solutions des équations précédentes soit :

$$a = S_{a11} - \frac{S_{a12}S_{a21}}{S_{a22}} = \frac{(M_{11} - M_{22}) - \sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{12}M_{21}}}{2M_{21}} \quad (\text{A.7})$$

$$b = S_{a11} = \frac{(M_{11} - M_{22}) + \sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{12}M_{21}}}{2M_{21}} \quad (\text{A.8})$$

$$c = \frac{S_{b21}S_{b12}}{S_{b11}} - S_{b22} = \frac{(N_{22} - N_{11}) - \sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}}{2N_{12}} \quad (\text{A.9})$$

$$d = -S_{b22} = \frac{(N_{22} - N_{11}) + \sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}}{2N_{12}} \quad (\text{A.10})$$

2. Détermination des paramètres $S_{ab} = S_{a21}S_{b21}$ et $S_{ba} = S_{a12}S_{b12}$:

D'après "les fichiers mesures" de l'étalon "Thru" $[S_t]$ on a déduit la matrice de transfert $[T_i]$ telle que :

$$[T_i] = [T_a][T_b] \quad (\text{A.11})$$

A partir de cette matrice $[T_i]$ et des termes a et b on obtient :

$$S_{ab} = S_{a21}S_{b21} = S_{t21} \left[1 - \frac{b - S_{t11}}{a - S_{t11}} \right] \quad (\text{A.12})$$

$$S_{ba} = S_{a12}S_{b12} = S_{t12} \left[1 - \frac{b - S_{t11}}{a - S_{t11}} \right] \quad (\text{A.13})$$

3. Détermination des paramètres S_{a22} et S_{b11} :

Le coefficient de réflexion mesuré de l'étalon "Reflect" correspondant au demi-boîtier d'entrée S_{11S} est donné par :

$$S_{11S} = S_{a11} + \frac{S_{a12}S_{a21}\Gamma_c}{1 - S_{a22}\Gamma_c} = \frac{\frac{T_{a11}\Gamma_c}{T_{a22}} + \frac{T_{a12}}{T_{a22}}}{\frac{T_{a21}\Gamma_c}{T_{a22}} + 1} \quad (\text{A.14})$$

$$\text{En posant :} \quad A = \frac{T_{a11}}{T_{a22}} \quad (\text{A.15})$$

$$\text{et sachant que :} \quad \begin{cases} a = \frac{T_{a11}}{T_{a21}} \\ b = \frac{T_{a12}}{T_{b22}} \end{cases}$$

alors S_{11S} devient :

$$S_{11S} = \frac{A\Gamma_c + b}{\frac{A}{a}\Gamma_c + 1} \quad \text{et inversement} \quad A = \frac{S_{11S} - b}{\left(1 - \frac{S_{11S}}{a}\right)\Gamma_c} \quad (\text{A.16})$$

Le coefficient de réflexion mesuré de l'étalon "Reflect" correspondant au demi-boîtier de sortie S_{22S} est donné par :

$$S_{22S} = S_{b22} + \frac{S_{b12}S_{b21}\Gamma_c}{1 - S_{b11}\Gamma_c} = \frac{\frac{T_{b21}}{T_{b22}} + \frac{T_{b11}\Gamma_c}{T_{b22}}}{1 - \frac{T_{b12}\Gamma_c}{T_{b22}}} \quad (\text{A.17})$$

$$\text{En posant :} \quad \alpha = \frac{T_{b11}}{T_{b22}} \quad (\text{A.18})$$

$$\text{et sachant que :} \quad \begin{cases} c = \frac{T_{b11}}{T_{b12}} \\ d = \frac{T_{b21}}{T_{b22}} \end{cases}$$

alors S_{22S} devient :

$$S_{22S} = \frac{\alpha \Gamma_c - d}{-\frac{\alpha}{c} \Gamma_c + 1} \quad \text{et inversement} \quad \alpha = \frac{S_{22S} + d}{\left(1 + \frac{S_{22S}}{c}\right) \Gamma_c} \quad (\text{A.19})$$

En éliminant Γ_c entre les deux expressions de A et α dans les équations 16 et 19 on déduit alors le rapport $\frac{A}{\alpha}$:

$$\frac{A}{\alpha} = \frac{(S_{11S} - b) \left(1 + \frac{S_{22S}}{c}\right)}{(S_{22S} + d) \left(1 - \frac{S_{11S}}{a}\right)} \quad (\text{A.20})$$

A partir de l'équation 11 on déduit la matrice $[T_b]$:

$$[T_b] = [T_a]^{-1} [T_t]$$

La résolution de cette équation matricielle permet de déterminer le terme $\frac{T_{b11}}{T_{b22}}$ de la matrice $[T_b]$ soit :

$$\frac{T_{b11}}{T_{b22}} = \frac{T_{a22}}{T_{a11}} \cdot \frac{\frac{T_{t11}}{T_{t12}} - \frac{T_{t21}}{T_{t22}} \cdot \frac{T_{a22}}{T_{a22}}}{1 - \frac{T_{t12}}{T_{t22}} \cdot \frac{T_{a21}}{T_{a11}}} \quad (\text{A.21})$$

d'où le produit $A\alpha$:

$$A\alpha = \frac{T_{a11} T_{b11}}{T_{a22} T_{b22}} = \frac{T_{t11} - T_{t21} \cdot b}{T_{t22} - \frac{T_{t12}}{a}} \quad (\text{A.22})$$

Le terme A est déterminé à partir du quotient $\frac{A}{\alpha}$ et du produit $A\alpha$ simplement par :

$$\begin{aligned} A &= \pm \sqrt{\left(\frac{A}{\alpha}\right) \cdot (A\alpha)} \\ &= \pm \sqrt{\frac{(S_{11S} - b) \left(1 + \frac{S_{22S}}{c}\right) (T_{t11} - T_{t21} \cdot b)}{(S_{22S} + d) \left(1 - \frac{S_{11S}}{a}\right) (T_{t22} - \frac{T_{t12}}{a})}} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Le choix du signe correct attribué à A est effectué en comparant le signe de la valeur de A obtenue par cette équation 23 et celle obtenue par l'équation 16 ou 25 en prenant comme valeur théorique du coefficient de réflexion du circuit ouvert Γ_c :

$$\Gamma_c = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y} = \frac{0.02 - jC2\Pi f}{0.02 + jC2\Pi f} \quad (\text{A.24})$$

avec :

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ SI}$$

$$Y = \frac{1}{Z} = jC2\Pi f$$

C = capacité de bord de la ligne microruban en circuit ouvert.

L'équation 16 devient :

$$A = \left(\frac{S_{11} - b}{1 - \frac{S_{11}S}{a}} \right) \cdot \left(\frac{0.02 + jC2\Pi f}{0.02 - jC2\Pi f} \right) \quad (\text{A.25})$$

A partir de la valeur correcte de A déterminée par l'équation 23 on déduit α simplement par :

$$\begin{aligned} \alpha &= (A\alpha)/A \\ &= \frac{T_{111} - T_{121} \cdot b}{(T_{122} - \frac{T_{112}}{a}) \cdot A} \end{aligned}$$

D'après les formules de transformation de la matrice $[S_a]$ du réseau d'erreur d'entrée en la matrice $[T_a]$ nous pouvons écrire :

$$S_{a22} = -\frac{T_{a21}}{T_{a22}} = -\frac{T_{a11} T_{a21}}{T_{a22} T_{a11}} \quad (\text{A.26})$$

$$\text{d' où} \quad : \quad S_{a22} = \frac{-A}{a} \quad (\text{A.27})$$

De la même manière :

$$S_{b11} = \frac{T_{b12}}{T_{b22}} = \frac{T_{b11} T_{b12}}{T_{b22} T_{b11}} \quad (\text{A.28})$$

$$\text{d' où} : \quad S_{b11} = \frac{\alpha}{c} \quad (\text{A.29})$$

4. Détermination des paramètres $S_{\text{trans1}} = S_{a12}S_{a21}$ et $S_{\text{trans2}} = S_{b21}S_{b12}$:

$$\text{sachant que : } \begin{cases} a = S_{a11} - \frac{S_{a12}S_{a21}}{S_{a22}} \\ b = S_{a11} \end{cases}$$

alors :

$$S_{a12}S_{a21} = S_{a22}(b - a) \quad (\text{A.30})$$

$$S_{\text{trans1}} = S_{a12}S_{a21} = A - \frac{A_b}{a} \quad (\text{A.31})$$

D'autre part, connaissant :

$$\begin{cases} c = \frac{S_{b21} \cdot S_{b12}}{S_{b11}} - S_{b22} \\ d = -S_{b22} \end{cases}$$

d'où alors :

$$S_{b21} S_{b12} = S_{b11}(c - d) \quad (\text{A.32})$$

$$S_{trans2} = S_{b21} S_{b12} = \alpha - \frac{d\alpha}{c} \quad (\text{A.33})$$

* Résumé

Les huit paramètres d'erreur correspondant aux réseaux d'entrée/sortie du système de mesure sont ainsi déterminés analytiquement.

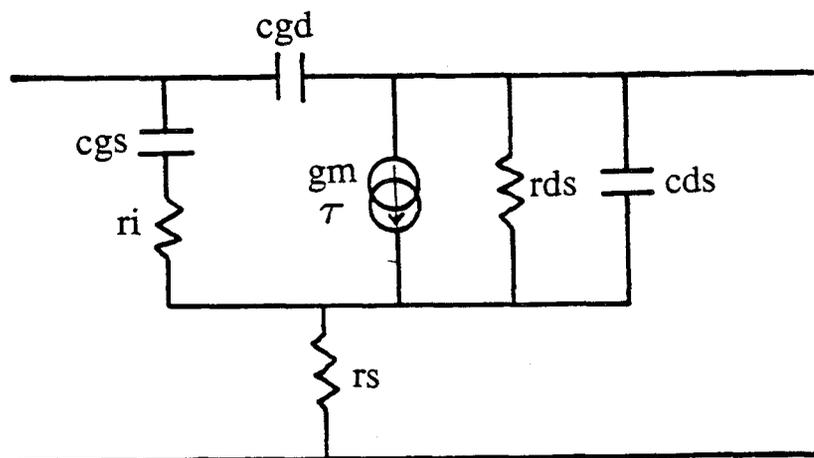
soit :

En entrée	En sortie
$S_{a11} = b$	$S_{b22} = -d$
$S_{ab} = S_{a21} S_{b21}$	$S_{ba} = S_{a12} S_{b12}$
$S_{a22} = -\frac{A}{\alpha}$	$S_{b11} = \frac{\alpha}{c}$
$S_{trans1} = S_{a12} S_{a21}$ $= A - A \frac{b}{a}$	$S_{trans2} = S_{b21} S_{b12}$ $= \alpha - \alpha \frac{d}{c}$

Annexe B

Calcul de la matrice de dispersion S du TEC représenté par son schéma équivalent à éléments distribués

- Le schéma équivalent à éléments distribués du TEC de la figure 20 du chapitre 2 est identique au schéma équivalent de la figure (B.1) où le "quadripôle élémentaire" Q_{ei} représente la partie active du TEC :



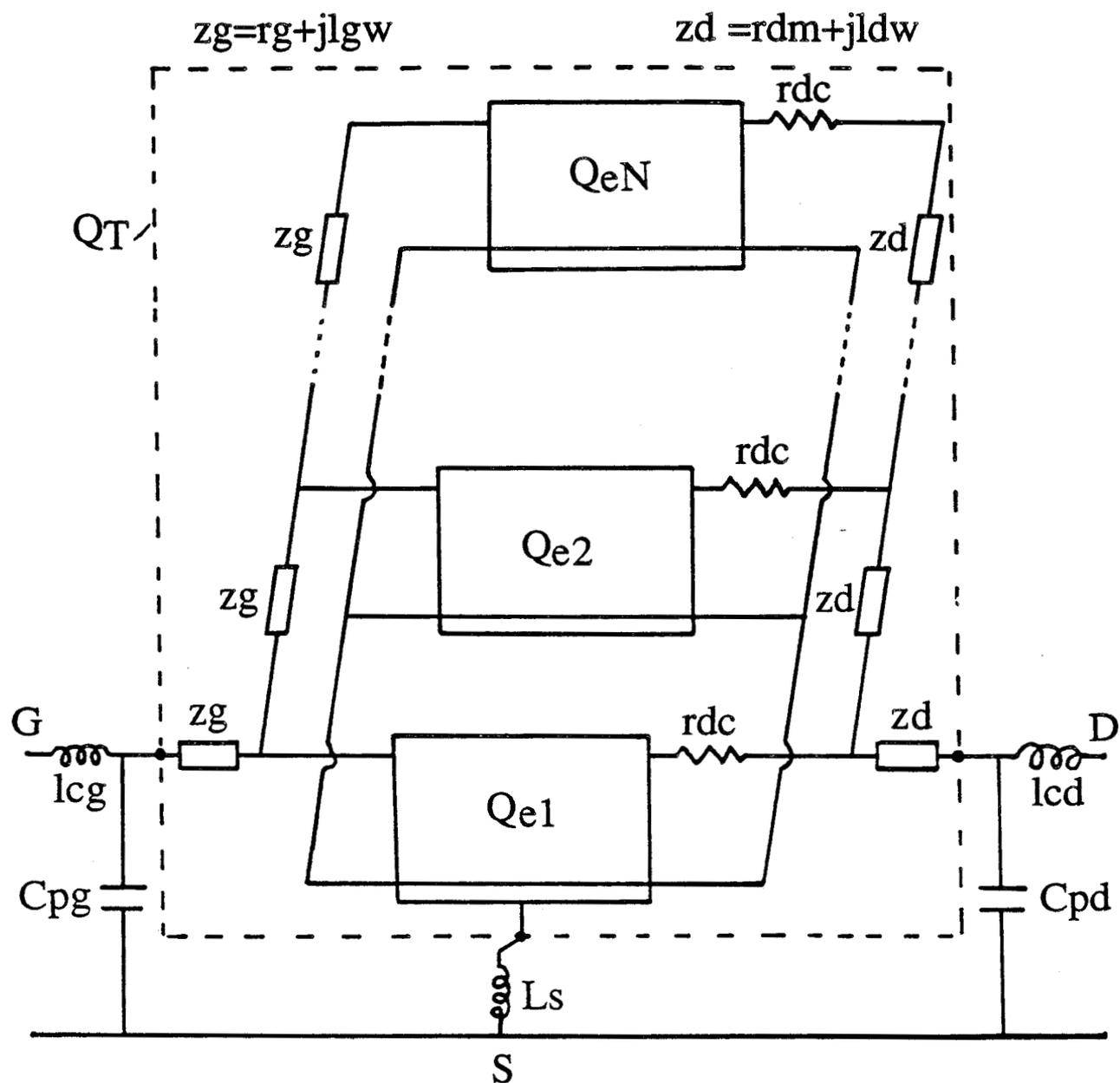


Figure B.1: Schéma équivalent à élément distribué du TEC

- La matrice admittance du "quadripôle élémentaire" Q_{ei} est $[Y_e]$ telle que :

$$[Y_e] = \begin{bmatrix} Y_{11e} & Y_{12e} \\ Y_{21e} & Y_{22e} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} ED - BG & FD - BH \\ AG - CE & AH - FC \end{bmatrix}$$

avec :

$$\begin{cases} \Delta = AD - BC \\ A = 1 + rsY_i \\ B = rsY_i \\ C = rs[gm(f)(1 - riY_i) + Y_{ds}] \\ D = 1 + rs gm(f)(1 - riY_i) + rsY_{ds} \\ E = Y_{gd} + Y_i \\ F = -Y_{gd} \\ G = gm(f)(1 - riY_i) - Y_{gd} \\ H = Y_{ds} + Y_{gd} \end{cases}$$

$$\begin{cases} Y_i = 1/(ri + \frac{1}{jcgsw}) \\ Y_{gd} = jcgd\omega \\ Y_{ds} = \frac{1}{rds} + jc ds\omega \\ gm(f) = gm.exp(-j\omega\tau) \end{cases}$$

- La matrice impédance $[Z]$ du quadripôle constitué par le "quadripôle élémentaire Q_{ei} précédent en série avec la résistance r_{dc} " est déduite à partir de la matrice impédance $[Z_e]$ transformée de la matrice admittance $[Y_e]$ de la manière suivante :

$$[Z] = [Z_e] + \begin{bmatrix} 0 & r_{dc} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La transformation de cette matrice $[Z]$ nous permet d'obtenir la matrice admittance $[Y]$ de ce quadripôle

- La matrice admittance $[Y_T]$ du quadripôle total Q_T est alors déduite de $[Y]$ comme suit :

$$[Y_T] = ([1] - [Y][B_T])^{-1} \cdot [Y][A_T]$$

avec :

$$[A_T] = [A_1] + [A_2] + \dots + [A_N]$$

$$[B_T] = [B_1] + [B_2] + \dots + [B_N]$$

$$[A_1] = [1]$$

$$[B_1] = [M_2]$$

$$[A_2] = [M_1][A_1]$$

$$[B_2] = [M_2] + [M_1] \cdot [B_1]$$

$$[A_3] = [M][A_1] + [M_1][A_2]$$

$$[B_3] = [M_2] + [M][B_1] + [M_1][B_2]$$

.....

$$[A_i] = ([M] - [M_1])[A_{i-2}] + ([M_1] + [1]) \cdot [A_{i-1}]$$

$$[B_i] = ([M] - [M_1])[B_{i-2}] + ([M_1] + [1]) \cdot [B_{i-1}]$$

$$[M] = \begin{bmatrix} zgY_{11} & zgY_{12} \\ zdY_{21} & zdY_{22} \end{bmatrix}$$

$$[M_1] = \begin{bmatrix} 1 + zgY_{11} & zgY_{12} \\ zdY_{21} & 1 + zdY_{22} \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} -zg & 0 \\ 0 & -zd \end{bmatrix}$$

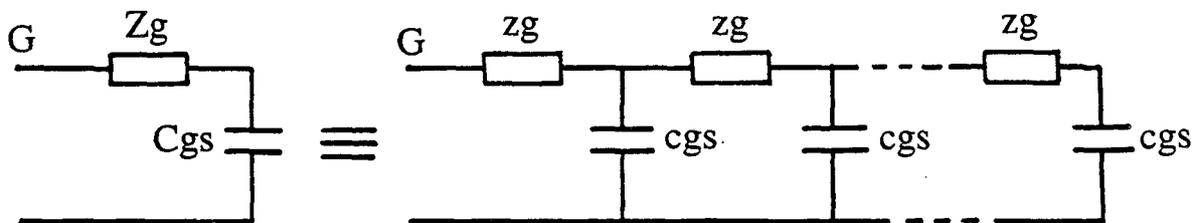
- La matrice impédance du transistor $[Z]$ est alors déduite de $[Y_T]$ en effectuant dans l'ordre les étapes suivantes :
 - conversion de la matrice admittance $[Y_T]$ en matrice impédance $[Z]$
 - addition de l'impédance de l'élément série L_s aux paramètres de cette matrice impédance $[Z]$
 - conversion de la matrice impédance $[Z]$ obtenue en matrice admittance $[Y]$
 - addition des admittances de C_{pg} et C_{pd} respectivement aux paramètres Y_{11} et Y_{22} de cette matrice $[Y]$
 - conversion de la matrice $[Y]$ obtenue en matrice impédance $[Z]$
 - addition des impédances de l_{cg} et l_{cd} respectivement aux paramètres Z_{11} et Z_{22} de cette matrice impédance $[Z]$
- La matrice de dispersion S transformée de la matrice $[Z]$ ainsi obtenue, est la matrice S du transistor, représenté par son schéma équivalent à éléments distribués.

Annexe C

Répartition des éléments du schéma équivalent côté grille et drain dans le modèle distribué du TEC

1 - Répartition des éléments du schéma équivalent côté grille :

La simulation de la répartition des éléments à l'entrée du transistor est effectuée en comparant les circuits équivalents côté grille des deux modèles localisé et distribué :



Circuit d'entrée du TEC dans le modèle localisé

Circuit d'entrée du TEC dans le modèle distribué

Les résultats de cette simulation pour différentes valeurs du nombre N de sections élémentaires, sont donnés dans le tableau suivant :

N	2	5	10	20	50	100	
C_{gs}/c_{gs}	2	5	10	20	50	100	$= N$
k	1,6	2,3	2,6	2,8	2,9	2,95	
Z_g/z_g	1,25	2,2	3,8	7,1	17,2	33,8	$= N/k$

A partir de ces résultats on déduit que :

$$C_{gs} = c_{gs}.N \quad , \quad Z_g = z_g \cdot \frac{N}{k}$$

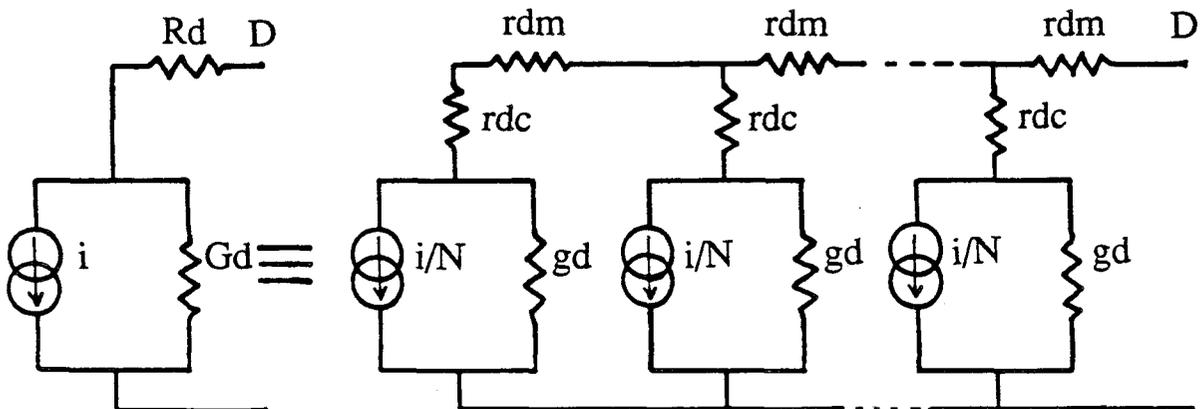
ou inversement :

$$c_{gs} = C_{gs}/N \quad , \quad z_g = Z_g \cdot \frac{k}{N}$$

$$(z_g \neq Z_g \cdot \frac{3}{N} \text{ si } N \text{ est grand})$$

2 - Répartition des éléments du schéma équivalent côté drain :

Les éléments de sortie du transistor sont répartis dans les deux modèles localisé et distribué de la manière suivante :



Circuit de sortie du TEC dans le modèle localisé

Circuit de sortie du TEC dans le modèle distribué

Une correspondance simple entre les deux schémas équivalents permet de déduire les relations suivantes :

$$gm = Gm/N \quad , \quad gd = Gd/N$$

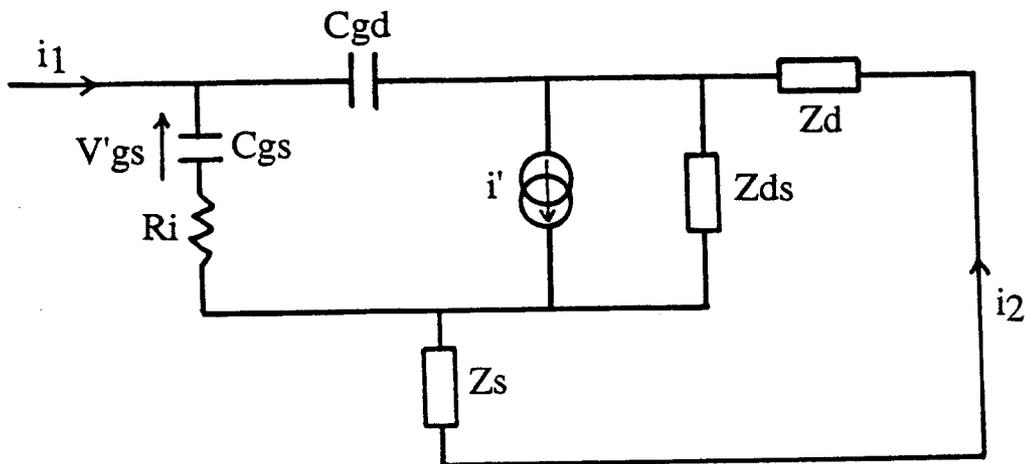
$$rdc = Rd/N \quad , \quad rdm = 0$$

où : rdm représente la résistance de contact de drain et
 rdc , la résistance dans le semi-conducteur

Annexe D

Expression analytique du gain en courant de court-circuit H21 intrinsèque du TEC

Le gain en courant de court-circuit H21 intrinsèque est défini comme étant le rapport du courant de sortie de court-circuit i_2 au courant d'entrée i_1 comme le représente la figure ci-dessous :



avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} i' = GmV'gs \\ Z_d = R_d + jL_d\omega \\ Z_s = R_s + jL_s\omega \\ Y_{ds} = \frac{1}{Z_{ds}} = \frac{1}{R_{ds}} + jC_{dsw}\omega = G_d + C_{dsw}\omega \\ Z_{gs} = \frac{1}{jC_{gs}\omega} \\ Y_{gd} = jC_{gd}\omega \end{array} \right.$$

$$H_{21} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{Gm - Y_{gd} \left(\frac{Z_{gs} + R_i}{Z_{gs}} \right)}{\left\{ [1 + (Z_s + Z_d) \cdot Y_{ds}] \left[\frac{1}{Z_{gs}} + Y_{gd} \left(\frac{Z_{gs} + R_i}{Z_{gs}} \right) \right] \right\} + \left\{ (Z_s + Z_d) \left[\frac{Y_{gd}}{Z_{gs}} + Gm Y_{gd} \right] \right\}}$$

$$H_{21} = \frac{Gm - jC_{gd}\omega}{-(Rs + Rd)C_{gs}C_{gd}\omega^2 + j \left\{ \frac{(Rds + Rs + Rd)(C_{gs} + C_{gd})\omega}{Rds} + (Rs + Rd)GmC_{gd}\omega \right\}}$$

sachant que :

$$C_{gd}\omega \ll Gm$$

$$(Rs + Rd)C_{gs}C_{gd}\omega^2 \ll \left(\frac{Rds + Rs + Rd}{Rds} \right) (C_{gs} + C_{gd})\omega$$

$$(Rs + Rd)GmC_{gd}\omega \ll \left(\frac{Rds + Rs + Rd}{Rds} \right) (C_{gs} + C_{gd})\omega$$

le gain en courant de court-circuit intrinsèque se réduit alors à :

$$|H_{21}|^2 \# \frac{Gm^2}{(C_{gs} + C_{gd})^2 \omega^2} \quad \text{ou encore} \quad H_{21} \# \frac{Gm}{(C_{gs} + C_{gd})\omega}$$

et la fréquence de coupure du gain en courant de court-circuit intrinsèque est :

$$F_T \# \frac{Gm}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

Annexe E

Expression approchée du MAG en fonction des éléments du schéma équivalent localisé du TEC

Le gain maximum disponible MAG du TEC en fonction des paramètres [H] est :

$$MAG = \frac{|H_{21}|}{|H_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

avec :

$$K = \frac{2\operatorname{Re}(H_{11})\operatorname{Re}(H_{22}) - \operatorname{Re}(H_{12}.H_{21})}{|H_{12}.H_{21}|}$$

Les expressions approchées des paramètres [H] du TEC représenté par son schéma équivalent localisé sont :

$$H_{11} \# \frac{RgCgs + LsGm + LsGd + LdGd}{Cgs + Cgd}$$

$$+ j \left\{ \frac{-1 - GmRs - RsGd - RdGd}{\omega(Cgs + Cgd)} \right\}$$

$$H_{12} \# \frac{Cgd + RsGmCgd + GdRs(Cgs + Cgd)}{Cgs + Cgd}$$

$$+ j \left\{ \frac{GmCgdLsw + RsCgsCgd\omega + GdLsw(Cgs + Cgd) + RsCds\omega(Cgs + Gd)}{Cgs + Cgd} \right\}$$

$$H_{21} \# \frac{-Cgd - GdRs(Cgs + Cgd) - GmCgdRs + LsCgsCgd\omega^2}{Cgs + Cgd}$$

$$- j \left\{ \frac{Gm + RsCgdCgs\omega^2 + Ls(Cgs + Cgd)gd\omega^2 + LsCgdGm\omega^2}{\omega(Cgs + Cgd)} \right\}$$

$$H_{22} \# \frac{GdCgs + GdCgd + GmCgd}{Cgs + Cgd} + j[\omega(Cgd + Cds)]$$

A partir de ces paramètres on déduit :

$$|H_{21}| \# \frac{Gm}{(Cgs + Cgd)\omega} = \frac{\omega_T}{\omega} = \frac{F_T}{F} = \text{gain en courant de court - circuit}$$

$$F_T = \frac{\omega_T}{2\Pi} \# \frac{Gm}{2\Pi(Cgs + Cgd)} \quad \text{est la fréquence de coupure du gain en courant}$$

$$|H_{12}|^2 \# \left\{ \frac{Cgd + RsGmCgd}{Cgs + Cgd} + RsGd \right\}^2$$

$$+ \left\{ \frac{(GmLs + RsCgs)Cgd\omega}{Cgs + Cgd} + GdLs\omega + RsCds\omega \right\}^2$$

$$K \# \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right) \left\{ \frac{Gd\omega_T \left[\frac{2RgCgs}{Gm} + \frac{2LsGd}{Gm} + \frac{2LdGd}{Gm} + Ls \right] + Cgd\omega_T^2 \left[\frac{2Gd(Ls+Ld)}{Gm} + \frac{2RgCgs}{Gm} + Ls \right]}{|H_{12}|} \right\}$$

L'expression du MAG est équivalent alors à :

$$MAG = \frac{F_T(K - \sqrt{K^2 - 1})}{F \cdot |H_{12}|}$$

* si $K > 2$

alors $K - \sqrt{K^2 - 1} \# 1/2K$

L'expression du MAG se réduit à :

$$MAG \# \left(\frac{F_T}{F} \right)^2 \frac{1}{4Gd(R + \Pi F_T Ls) + 4\Pi F_T Cgd(R + Rg + 2\Pi F_T Ls)}$$

avec $R = Rs + Rg$

Annexe F

Propriétés du guide d'onde rectangulaire

Un guide d'onde électromagnétique est une structure constituée de milieux matériels invariants par translation le long d'un axe oz . Cette structure permet de canaliser l'énergie électromagnétique qui se propage suivant ce même axe.

L'onde électromagnétique qui se propage suivant cette direction oz est constituée de deux champs, transverses \vec{E} et \vec{H} qui peuvent être représentés en régime harmonique par :

$$\begin{cases} \vec{E} = E_0 \cdot e^{j(\omega t - \beta z)} \\ \vec{H} = H_0 \cdot e^{j(\omega t - \beta z)} \end{cases}$$

avec $\beta = 2\pi/\lambda_g$ ($\lambda_g =$ longueur d'onde guidée)

La séparation des champs \vec{E} et \vec{H} suivant leurs composantes transverses (\vec{E}_T, \vec{H}_T) et longitudinales (\vec{E}_Z, \vec{H}_Z) nous permet d'écrire

$$\begin{pmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{E}_T \\ \vec{H}_T \end{pmatrix} + \vec{k} \begin{pmatrix} \vec{E}_Z \\ \vec{H}_Z \end{pmatrix}$$

où \vec{k} est le vecteur unitaire suivant l'axe oz .

La résolution des équations de MAXWELL appliquées au milieu guide d'onde montre que les fonctions scalaires E_Z et H_Z sont simultanément solutions des équations de HELMOLTZ :

$$[\Delta_T + (\omega^2 \mu \varepsilon - \beta^2)] \begin{Bmatrix} E_Z \\ H_Z \end{Bmatrix} = 0$$

où $\Delta_T = \Delta - \beta^2$ (Δ_T est le Laplacien transversal)

Les solutions de ces équations sont alors :

$$\begin{cases} E_z = E_0 \sin\left(\frac{p\Pi}{a} \cdot x\right) \cdot \sin\left(\frac{q\Pi}{b} \cdot y\right) \\ H_z = H_0 \cos\left(\frac{p\Pi}{a} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{q\Pi}{b} \cdot y\right) \end{cases}$$

avec : a et b , respectivement le grand côté et le petit côté du guide

ε , permittivité électrique du matériau ou constante diélectrique

μ , perméabilité magnétique du matériau

μ_0 et ε_0 , sont respectivement la perméabilité et la constante diélectrique du vide ;

dans le cas du guide rectangulaire $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 = \varepsilon_0$ et $\mu = \mu_0$

p et q sont des entiers naturels liés par l'équation de dispersion :

$$\left(\frac{p\Pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{q\Pi}{b}\right)^2 + \beta^2 = \omega^2 \varepsilon \mu$$

Cette équation de dispersion est équivalente à :

$$\left(\frac{2\Pi}{\lambda g}\right)^2 + \left(\frac{2\Pi}{\lambda c}\right)^2 = \left(\frac{2\Pi}{\lambda}\right)^2$$

ou encore :

$$\left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{1}{\lambda g}\right)^2 + \left(\frac{1}{\lambda c}\right)^2$$

A chaque couple (p, q) précédent correspond une longueur d'onde de coupure différente.

La fréquence de coupure la plus basse correspond au couple (p, q) minimisant $\frac{1}{\lambda_c}$ en effet :

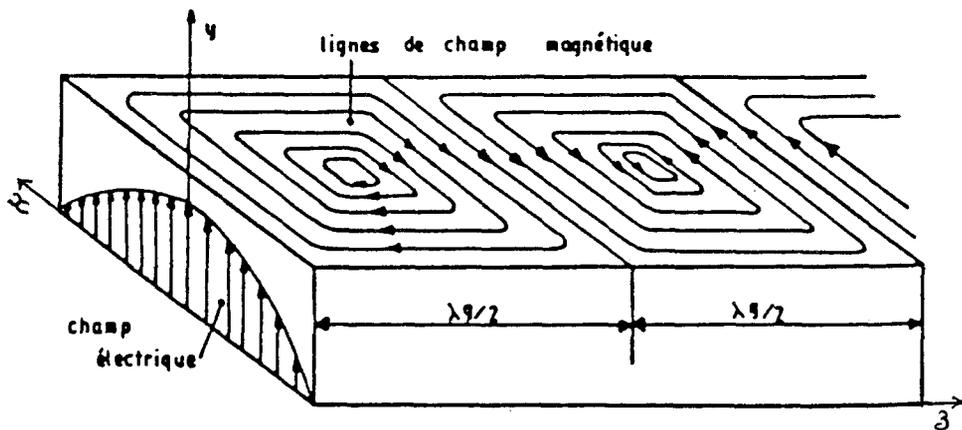
- si $p = 0$ et $q = 0$, aucun champ n'existe dans le milieu
- si $p = 1$ et $q = 0$, le mode correspondant est le mode TE₁₀ (premier mode transverse électrique).

Ce premier mode TE₁₀ est le mode fondamental de propagation dans le guide d'onde. La longueur d'onde de coupure dans ce cas est $\lambda_c = 2a$ et les expressions des composantes des champs sont [1] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{E}_y = -j2Z_0H_0 \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j \frac{2\pi z}{\lambda_g}} \\ \tilde{H}_x = j2 \frac{\lambda H_0}{\lambda_g} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j \frac{2\pi z}{\lambda_g}} \\ \tilde{H}_z = \frac{\lambda H_0}{a} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j \frac{2\pi z}{\lambda_g}} \end{array} \right. \cdot e^{j\omega t}$$

L'impédance caractéristique s'exprime par : $Z_C = \frac{|E_y|}{|H_x|} = \frac{Z_0 \lambda q}{\lambda}$ (avec $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$).

La répartition des lignes de champs électriques et magnétiques dans le guide d'onde pour ce mode est :



En résumé, un guide d'onde rectangulaire admet une bande de fréquence d'utilisation pratique ($F_{C1} - F_{C2}$) telle que :

$$F_{C_i} = C_0 / \lambda_{c_i} \quad (i = 1 \text{ ou } 2)$$

$$\text{avec} \quad \lambda_{c1} = \frac{2a}{1} \text{ et } \lambda_{c2} = \frac{2a}{2}$$

Au dessous de la fréquence de coupure F_{C1} il n'y a pas de propagation, le guide est comme un affaiblisseur (mode évanescent).

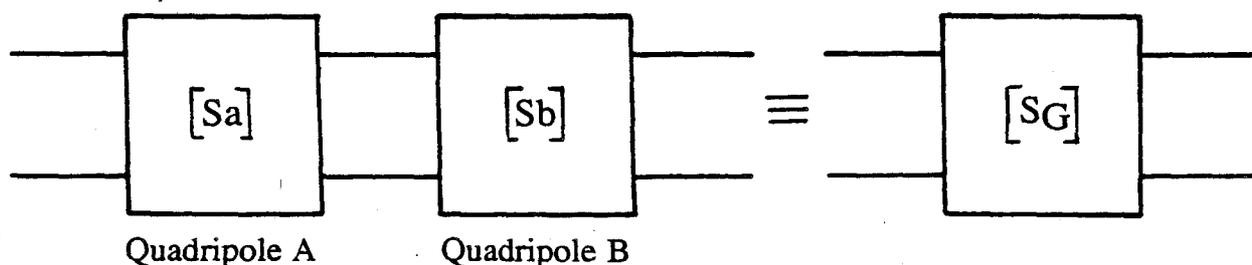
Entre les fréquences F_{C1} et F_{C2} un seul mode de propagation est possible, c'est le mode dominant TE₁₀ (ou mode fondamental).

Aux fréquences supérieures à F_{C2} plusieurs modes peuvent se propager dans le guide.

Annexe G

Matrice globale de deux quadripôles en cascade

Soit deux quadripôles A et B en cascade :



$[S_a]$ et $[S_b]$ étant les matrices de dispersion des quadripôles A et B.

Les éléments de la matrice de dispersion globale $[S_G]$ du quadripôle équivalent à ces deux quadripôles A et B en cascade, s'expriment en fonction des éléments S_{aij} et S_{bij} par :

$$S_{G11} = \frac{S_{a11} - S_{b11}(S_{a11}S_{a22} - S_{a12}S_{a21})}{1 - S_{a22}S_{b11}}$$

$$S_{G12} = \frac{S_{a12}S_{b12}}{1 - S_{a22}S_{b11}}$$

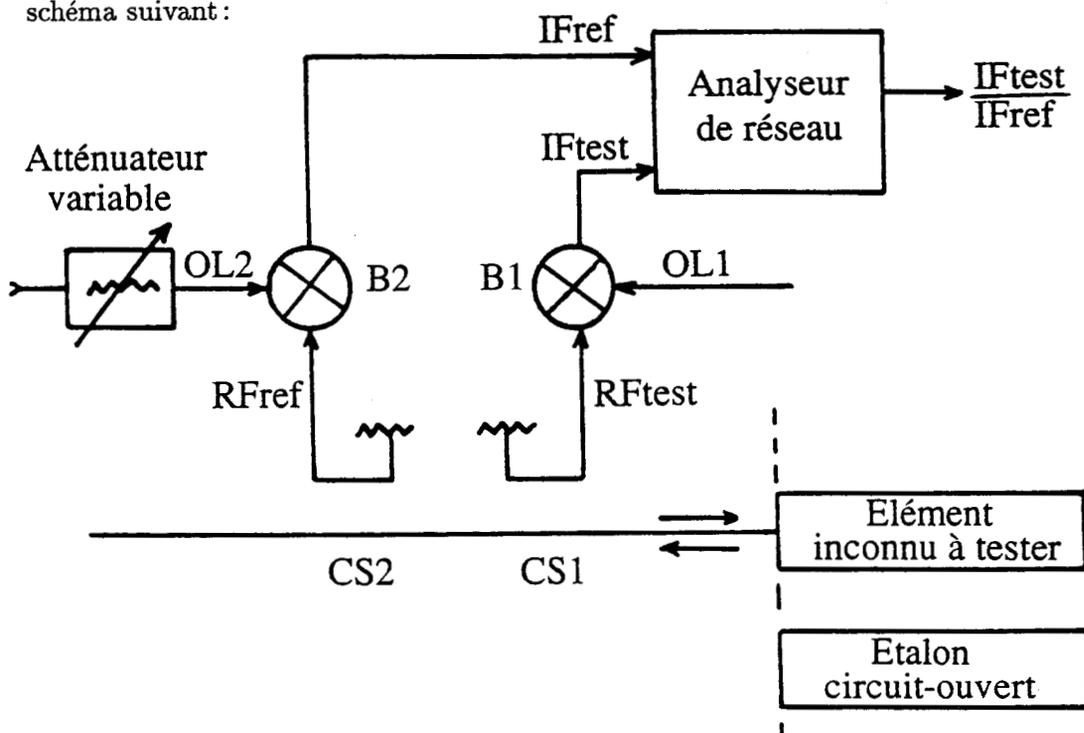
$$S_{G21} = \frac{S_{a21}S_{b21}}{1 - S_{a22}S_{b11}}$$

$$S_{G22} = \frac{S_{b22} - S_{a22}(S_{b11}S_{b22} - S_{b12}S_{b21})}{1 - S_{a22}S_{b11}}$$

Annexe H

Effet de la variation de l'amplitude et de la phase des signaux OL à l'entrée des mélangeurs sur la mesure d'impédance

Le banc "load-pull à charge active" 26,5 - 40 GHz est équivalent en sortie au schéma suivant :



Les ondes fournies par la source OL à l'entrée des mélangeurs (OL1 et OL2) ainsi que les ondes RF incidente et réfléchiée par "l'élément à tester (RFtest et RFref), peuvent être exprimées en régime sinusoïdal par :

$$\begin{cases} OL1 &= V_{01} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{01}) \\ OL2 &= V_{02} \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{02}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} RFtest &= V_T \cdot \cos(\omega t + \varphi_T) \\ RFref &= V_R \cdot \cos(\omega t + \varphi_R) \end{cases}$$

Les signaux $IFtest$ et $IFref$ résultant du mélange de ces signaux OL et RF, s'expriment par :

$$\begin{cases} IFtest &= B_1 \cdot V_T \cdot V_{01} \cdot \cos[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_T - \varphi_{01})] \\ IFref &= B_2 \cdot V_R \cdot V_{02} \cdot \cos[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_R - \varphi_{02})] \end{cases}$$

où B_1 et B_2 sont des coefficients représentant respectivement les pertes de conversion des mélangeurs de la voie test et de la voie référence.

Les expressions complexes de ces signaux $IFtest$ et $IFref$ sont :

$$\begin{cases} IFtest &= B_1 \cdot V_T \cdot V_{01} \cdot e^{j[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_T - \varphi_{01})]} \\ IFref &= B_2 \cdot V_R \cdot V_{02} \cdot e^{j[(\omega - \omega_0)t + (\varphi_R - \varphi_{02})]} \end{cases}$$

Le signal mesuré par l'analyseur de réseau ($IFtest/IFref$) s'exprime en module et en phase par :

$$\begin{cases} \left| \frac{IFtest}{IFref} \right| &= \frac{B_1 \cdot V_T \cdot V_{01}}{B_2 \cdot V_R \cdot V_{02}} \\ \varphi_{IFtest} - \varphi_{IFref} &= (\varphi_T - \varphi_R) - (\varphi_{01} - \varphi_{02}) \end{cases}$$

La mesure du coefficient de réflexion de "l'élément à tester" est effectuée normalement après un étalonnage du banc.

Cet étalonnage est réalisé principalement par un "élément circuit-ouvert" placé dans le même plan que "l'élément à tester".

Si les signaux RF incident et réfléchi par l'étalon "circuit-ouvert" sont de la forme :

$$\begin{cases} RF_{testco} = V_{T0} \cdot \cos(\omega t + \varphi_{T0}) \\ RF_{refco} = V_{R0} \cdot \cos(\omega t + \varphi_{R0}) \end{cases}$$

alors le module et la phase du signal mesuré par l'analyseur de réseau de l'étalon "circuit-ouvert" sont :

$$\begin{cases} \left| \frac{IF_{testco}}{IF_{refco}} \right| = \frac{B_1 \cdot V_{T0} \cdot V_{01}}{B_2 \cdot V_{R0} \cdot V_{02}} \\ \varphi_{IF_{testco}} - \varphi_{IF_{refco}} = (\varphi_{T0} - \varphi_{R0}) - (\varphi_{01} - \varphi_{02}) \end{cases}$$

Etant donné que le module et la phase du coefficient du circuit-ouvert sont, par définition, égaux respectivement à 1 et 0 on effectue sur l'analyseur de réseau les réglages d'offset électriques nécessaires pour amener sur l'abaque de Smith le spot sur la position conventionnelle du CO.

Ce qui revient à imposer artificiellement pour l'analyseur de réseau les conditions :

$$\begin{cases} K \cdot \frac{B_1 \cdot V_{T0} \cdot V_{01}}{B_2 \cdot V_{R0} \cdot V_{02}} = 1 \\ (\varphi_{T0} - \varphi_{R0}) - (\varphi_{01} - \varphi_{02}) + \Delta\varphi = 0 \end{cases}$$

(où K et $\Delta\varphi$ sont des constantes)

Ces conditions sont conservées dans toutes les mesures qui suivent. Donc les expressions précédentes du module et de la phase d'un élément quelconque à tester deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{IF_{test}}{IF_{ref}} \right| = K \cdot \frac{B_1 \cdot V_T \cdot V_{01}}{B_2 \cdot V_R \cdot V_{02}} = \frac{V_T \cdot V_{R0}}{V_R \cdot V_{T0}} \\ \varphi_{IF_{test}} - \varphi_{IF_{ref}} = (\varphi_T - \varphi_R) - (\varphi_{01} - \varphi_{02}) + \Delta\varphi \\ \qquad \qquad \qquad = (\varphi_T - \varphi_R) - (\varphi_{T0} - \varphi_{R0}) \end{array} \right.$$

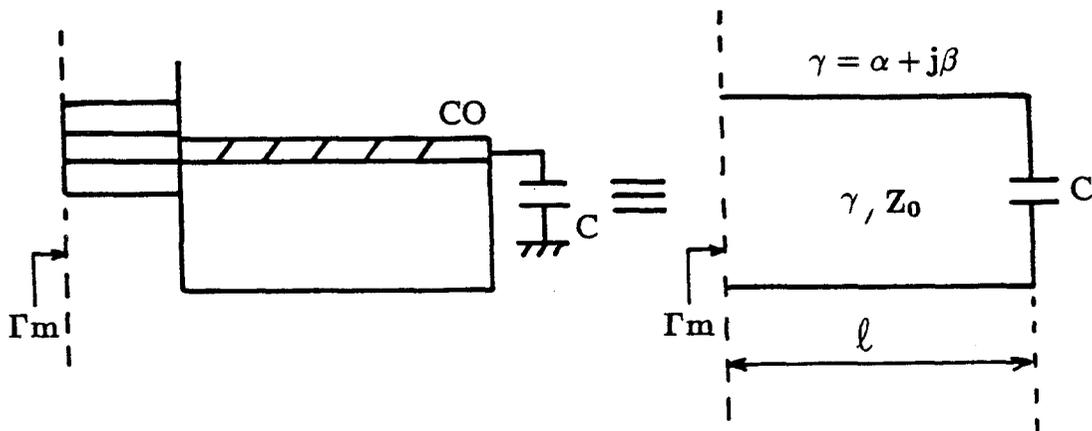
A partir de ces expressions nous pouvons constater que ce signal mesuré à l'analyseur dépend seulement des signaux RF de "l'élément à tester" et de ceux de l'étalon "circuit-ouvert".

Il ressort ainsi que, d'une mesure à une autre, la variation de l'amplitude et de la phase des signaux OL appliqués à l'entrée des mélangeurs n'a aucun effet sur la mesure du coefficient de réflexion (ou la mesure d'impédance) au banc, étant donné que cette mesure est réalisée toujours par rapport au réglage définissant "l'étalon circuit-ouvert".

Annexe I

Comportement capacitif du "circuit-ouvert"

En raison des effets de bord à l'extrémité de la ligne microruban le "circuit-ouvert" réalisé dans la cellule n'est pas parfait. Il présente un comportement capacitif en fonction de la fréquence. En effet, le demi boîtier de la cellule en configuration "circuit-ouvert" est équivalent à une ligne à perte terminée par une capacité de bout C comme le montre la figure ci-dessous :



Le coefficient de réflexion mesuré dans le plan du connecteur de la cellule Γ_m s'exprime par :

$$\Gamma_m = k e^{-2j\beta l} \cdot \Gamma_{co} = k e^{j\Phi_m}$$

Le terme $k e^{-2j\beta l}$ représente le coefficient de réflexion dû aux trajets aller et retour de l'onde dans la demi-cellule (avec $k = e^{-2\alpha l}$).

Le terme $\Gamma_{co} = |\Gamma_{co}|e^{j\Phi_{co}}$ est le coefficient de réflexion du circuit ouvert à l'extrémité de la ligne microruban.

L'expression de ce coefficient Γ_{co} en fonction de la fréquence est :

$$\Gamma_{co} = \frac{(1 - C^2 Z_0^2 \omega^2) + j2CZ_0\omega}{1 + C^2 Z_0^2 \omega^2}$$

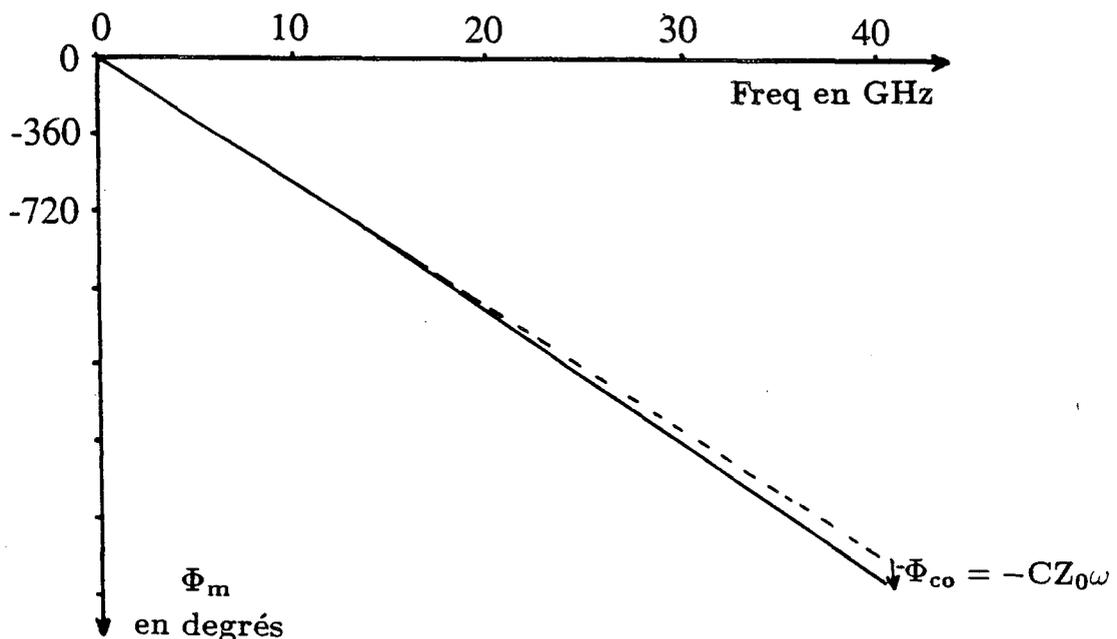
Le module de ce coefficient est : $|\Gamma_{co}| = 1$

L'argument de ce coefficient est Φ_{co} avec : $\text{tg}\left(\frac{\Phi_{co}}{2}\right) = -CZ_0\omega$.

L'affaiblissement k mesuré en fonction de la fréquence de notre demi-cellule en "circuit-ouvert" est donné dans le tableau ci-dessous :

Freq	1	10	26,5	40	GHz
k	0,99	0,95	0,90	0,85	

L'évolution de la phase Φ_m du coefficient de réflexion mesuré Γ_m de la demi-cellule en "circuit-ouvert" présente en fonction de la fréquence l'allure suivante :



A partir de l'évolution de cette courbe on déduit, pour ce type de demi-boîtier, le déphasage introduit par le circuit-ouvert et sa capacité debout en fonction de la fréquence, soit :

Freq	20	30	40	GHz
Φ_{co}	- 5	- 12	- 25	degrés
C	6	11	17,5	fF

Résumé

Le développement technologique du transistor à effet de champ à grille submicro-nique, l'évolution croissante de sa montée en fréquence et ses capacités actuelles en puissance nécessitent de mettre en oeuvre des méthodes de caractérisation adéquates.

Ce travail concerne d'une part, la réalisation, entre 45 MHz et 40 GHz, des mesures de paramètres S petit signal des transistors à effet de champ et d'autre part, la réalisation des mesures de leurs performances optimales en puissance et en impédances dans la bande 26,5 - 40 GHz.

Dans la première partie, nous développons la méthode de mesure des paramètres S à l'analyseur de réseau HP8510 des transistors à effet de champ millimétriques jusqu'à 40 GHz et nous déterminons leurs performances potentielles petit signal ainsi que leurs schémas équivalents optimums.

Dans la deuxième partie, nous développons pour ces transistors, en premier lieu, les mesures de puissance au banc classique et en second lieu, les mesures de puissance et d'impédance de charge au banc "load-pull à charge active" dans la bande 26,5 - 40 GHz. Parallèlement, nous étudions les problèmes posés par la réalisation de ces bancs de mesure.

Des comparaisons sont effectuées en permanence entre les résultats obtenus par les trois systèmes de mesure: analyseur de réseau, banc classique et banc "load-pull à charge active."

Cette étude nous a amené à définir les conditions permettant des mesures précises et "in situ" des performances en puissance du transistor dans la bande 26,5 - 40 GHz et à envisager, pour un développement ultérieur le couplage du banc "load-pull à charge active" à un analyseur de réseau performant du type HP8510 (ou Wiltron 360) assisté par une méthode d'étalonnage automatique équivalente à la méthode TRL.

Mots Clés :

- Transistor à effet de champ
- Composants millimétriques
- Méthodes de mesures hyperfréquences
- Paramètres dispersions
- Amplification de puissance
- Mesure d'impédances de charge
- Systèmes "load-pull"

