

102846

50376
1997
485

N° d'ordre :

THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Jean-Maxence Belquin



**DEVELOPPEMENT DE BANCS DE MESURES ET DE
MODELES DE BRUIT DE HEMT POUR LA CONCEPTION
DE CIRCUITS « FAIBLE BRUIT » EN GAMME D'ONDES
MILLIMETRIQUES.**

Soutenue le 26 Mars 1997 devant la commission d'examen

Membres du jury :

Mr P.A. ROLLAND

Président

Mr G. DAMBRINE

Directeur de thèse

Mr J. GRAFFEUIL

Rapporteur

Mr P. CROZAT

Rapporteur

Mr B. BYZERY

Examineur

Mr G. APERCE

Examineur

Mr A. CAPPY

Examineur

Remerciements

Ce travail a été réalisé au laboratoire centrale de l'IEMN, dans le département Hyperfréquence et Semiconducteurs. Je tiens à remercier Monsieur le Professeur Alain CAPPY de m'avoir accueilli au sein de son équipe et Monsieur Gilles DAMBRINE pour m'avoir encadré durant cette thèse

Je remercie Monsieur le Professeur P.A. ROLLAND, d'avoir accepté de présider le jury.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur J. GRAFEUIL et Monsieur P. CROZAT, directeur de recherche au CNRS, d'avoir accepté de participer au jury et d'être rapporteur de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur B. BYZERY, Ingénieur à PML et Monsieur G. APERCE Ingénieur à DASSAULT ELECTRONIQUE, d'avoir accepté d'être membre du jury.

Je remercie toutes les personnes avec qui j'ai pu travailler durant ma thèse et qui ont ainsi participé à l'avancement de mes travaux et en particulier Mesdames E. DELOS et S. LEPILLIET de la centrale de caractérisation.

Je tiens également à remercier tous les membres de l'équipe qui ont contribué à rendre ces trois années exceptionnelles : Alain, Gilles, François, Sylvain, Henry, Pascal, Jean François, François², Hervé, Patrick, Christophe, Virginie, Sam et Alain².

INTRODUCTION.

Introduction

La diminution de la longueur de grille des transistors à effet de champs (T.E.C.), ainsi que le développement de nouvelles filières (H.E.M.T. pseudomorphique, métamorphique sur InP et GaAs.), en font un composant de choix pour les applications « faible bruit » en gamme d'ondes millimétriques.

Le développement important de ces applications, en Europe, aux Etats Unis et en Asie est à l'origine de cette thèse. En effet, des travaux sur de tels sujets étant déjà en cours dans d'autres laboratoires internationaux, il semblait donc intéressant de développer nos propres outils de mesures et de modélisations de bruit des T.E.C. à l'I.E.M.N. qui venait d'ouvrir ses portes au début de ma thèse.

Il s'agissait donc de développer des modèles de bruit et des techniques de mesures de bruit en utilisant les compétences de l'équipe "composant actif microondes" dans les domaines:

- de la modélisation du bruit des TEC sub-microniques.
- de la mesure hyperfréquence sous pointes
- de l'extraction des schémas équivalents
- de la réalisation technologique.

Le but assigné fut de développer des modèles et des techniques de mesures en vue de la conception de circuits « faible bruit » à base de transistors à effet de champs à hétérojonction dans la gamme d'ondes millimétriques.

Dans le premier chapitre, nous présenterons les différents aspects de la mesure sous pointes du bruit hyperfréquence depuis la gamme d'ondes centimétriques à la gamme d'ondes millimétriques.

On décrit également les aspects les plus importants de la mesure des paramètres de dispersion (Scattering). On présente également une nouvelle méthode de mesure et de détermination des paramètres de bruit des T.E.C.

Dans un second chapitre nous aborderons la modélisation des TEC en régime de fonctionnement linéaire. Nous présenterons certaines améliorations obtenues au niveau de l'extraction du schéma équivalent des H.E.M.T. sub-microniques. Nous présenterons aussi un modèle analytique basé sur une approche "Boite noire". Nous montrerons la fiabilité de ce modèle en gamme d'ondes millimétriques ; les paramètres de ce modèle sont déterminés à partir de mesures effectuées en gamme d'ondes centimétriques. Nous décrirons les propriétés de ce modèle en fonction de la largeur de grille du transistor et de sa polarisation afin d'élargir son domaine d'utilisation à la conception de circuits.

Dans le troisième chapitre Nous nous intéresserons à la modélisation en bruit des T.E.C.. Nous y présenterons un nouveau modèle de bruit à deux paramètres pour les T.E.C. Nous présenterons une validation expérimentale de ce nouveau modèle en gamme d'ondes millimétriques de ce modèle. Nous étudierons également les propriétés des paramètres de ce modèle en fonction de la largeur de grille du transistor et de sa polarisation. Nous présenterons enfin, un modèle complet de T.E.C. en régime de fonctionnement linéaire en réunissant des modèles « petit signal » et de bruit.

CHAPITRE I

Mesure de bruit sous pointes

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----------|
| 1. La mesure de bruit linéaire en hyperfréquence..... | 6 |
| 1.1 Introduction..... | 6 |
| 1.2 Définition des paramètres de bruits..... | 8 |
| 1.3 Le mesureur de bruit et son calibrage..... | 11 |
| 1.3.1 Introduction..... | 11 |
| 1.3.2 Principe de la mesure de bruit..... | 12 |
| 1.3.3 Principe du calibrage en bruit..... | 14 |
| 1.3.4 Les sources d'erreur de mesure de bruit..... | 14 |
| 1.3.5 Introduction..... | 14 |
| 1.4 La mesure de bruit et de paramètres [S] sous pointes..... | 27 |
| 1.4.1 Introduction..... | 27 |
| 1.4.2 Le banc de mesure de bruit 6.4-19 GHz..... | 27 |
| 1.4.3 La méthodologie de la mesure de paramètres de bruit et de paramètres [S]. | 29 |
| 1.4.4 Les performances du banc de mesure 6-19 GHz et la validation..... | 34 |
| 1.4.5 L'avantage de la mesure jointe de paramètres [S]..... | 38 |
| 1.4.6 Les inconvénients..... | 38 |
| 1.4.7 Conclusion..... | 38 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 1.5 La mesure des 4 paramètres de bruit..... | 39 |
| 1.5.1 La mesure à "impédance multiples"..... | 39 |
| 1.5.2 La méthode F50. | 41 |
| 1.5.3 Conclusion | 49 |
| 1.6 La mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques..... | 50 |
| 1.6.1 La mesure sous pointes..... | 50 |
| 1.6.2 Description du Banc de mesure millimétrique..... | 50 |
| 1.6.3 Description de la mesure sous pointes millimétrique..... | 52 |
| 1.6.4 Le calibrage pour la mesure sous pointes en gamme d'ondes millimétriques..... | 55 |
| 1.6.5 Le banc de mesure de bruit millimétrique..... | 58 |
| 1.6.6 Les problèmes spécifiques à la mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques..... | 59 |
| 1.6.7 La mesure de bruit avec adaptateur en gamme d'ondes millimétriques..... | 60 |
| 1.6.8 Conclusion..... | 64 |
| 1.7 Conclusion..... | 65 |
| 1.8 Références Bibliographiques:..... | 67 |
| 2. Modélisation du comportement en gamme d'ondes millimétriques du transistor à effet de champs à l'aide d'une représentation petit signal..... | 70 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.1 Introduction | 70 |
| 2.2 Principe de fonctionnement d'un Transistor à effet de champs | 70 |
| 2.2.1 Schéma équivalent | 71 |
| 2.2.2 Description des principaux éléments du schéma équivalents | 72 |
| 2.3 Le schéma équivalent d'un transistor: Son rôle, son utilité | 74 |
| 2.3.1 Validation des études physiques de T.E.C. et des modèles numériques associés | 74 |
| 2.3.2 Contrôle et optimisation des réalisations technologiques | 75 |
| 2.3.3 Extrapoler les paramètres [S] avec un schéma équivalent | 77 |
| 2.3.4 Conclusion | 79 |
| 2.4 Extraction du schémas équivalents petit signal à partir de la mesure de paramètres [S] | 79 |
| 2.4.1 La détermination des éléments du schéma équivalent classique | 80 |
| 2.4.2 Le schéma équivalent classique | 81 |
| 2.4.3 Conclusion | 93 |
| 2.4.4 Un nouveau modèle analytique de TEC : l'approche « boîte noire » | 93 |
| 2.4.5 L'influence des plans de calibrages sur le schéma équivalent | 105 |
| 2.5 Conclusion | 107 |
| 2.6 Références Bibliographiques | 108 |

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 3. La modélisation du bruit linéaire hyperfréquence des T.E.C..... | 110 |
| 3.1 Introduction | 110 |
| 3.2 L'origine du bruit hyperfréquence dans les transistors à effet de champs..... | 110 |
| 3.3 Les modèles de bruit linéaires pour les T.E.C. | 115 |
| 3.3.1 Le modèle à trois paramètres..... | 115 |
| 3.3.2 Le modèle à deux paramètres proposé par M. Pospieszalski..... | 116 |
| 3.3.3 Le modèle à un paramètre proposé par M. Gupta..... | 117 |
| 3.4 Un nouveau modèle à deux paramètres de bruit (T_{in} - T_{out})..... | 118 |
| 3.4.1 Introduction..... | 118 |
| 3.4.2 Description du modèle T_{in} - T_{out} | 118 |
| 3.4.3 Les aspects spécifiques du modèle T_{in} - T_{out} | 120 |
| 3.4.4 Quelques propriétés des paramètres de bruit du modèle..... | 124 |
| 3.4.5 La validation du modèle..... | 128 |
| 3.4.6 Conclusion..... | 134 |
| 3.5 Références Bibliographiques | 135 |

1. La mesure de bruit linéaire en hyperfréquence.

1.1 Introduction.

Les composants "faibles bruit" fonctionnant en gamme d'ondes millimétriques atteignent maintenant des facteurs de bruit très faibles. Ainsi, Il existe des transistors présentant un facteur de bruit minimum de 1.3 dB avec un gain associé de 8.2 dB à 94 GHz [1]. Au laboratoire, nous avons mesuré des transistors présentant un facteur de bruit sur 50 Ω de 2.5 dB à 94 GHz [2] comme on le constate sur la figure 1. C'est pourquoi, il est nécessaire de développer des bancs de mesure de bruit avec une précision suffisante pour mesurer de tels composants en gamme d'ondes millimétrique. En effet un transistor présentant un facteur de bruit minimum de 2 dB à 100 GHz, présentera un facteur de bruit de 0.9 dB à 40 GHz. Donc ce type de composant sera aussi extrêmement difficile à caractériser en bruit en deçà de 30 GHz.

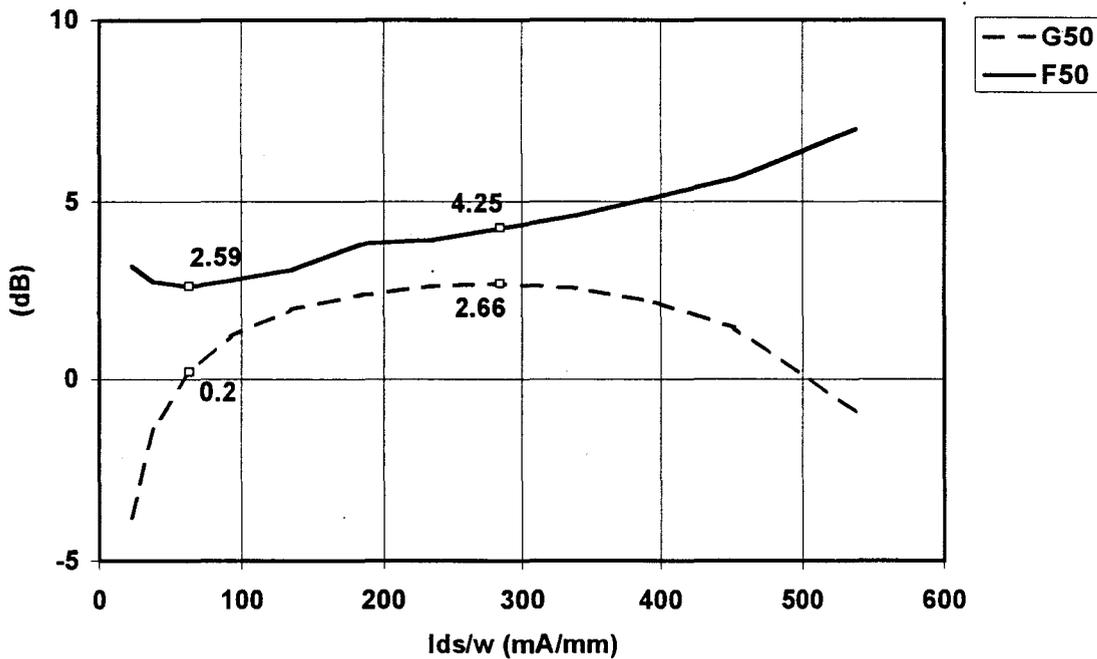


Fig. 1: Evolution du F_{50} d'un LM HEMT $2 \times 50 \times 0,1 \mu\text{m}^2$ en fonction de I_{DS} .

Il faut donc mettre au point des méthodes nouvelles adaptées à ces transistors très "faible bruit".

Ce chapitre commence par la définition des principaux paramètres de bruit utiles à l'exploitation des mesures de bruit. Nous expliquons ensuite le fonctionnement du mesureur de puissance de bruit et nous développons les précautions d'utilisation. Ensuite, nous présentons les bancs de mesures occupant la double fonction de mesureur de bruit et de paramètre [S]. La partie suivante nous montre la mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques. Enfin, nous détaillons la caractérisation complète en bruit des T.E.C. avec notamment la présentation d'une méthode originale, développée au laboratoire.

1.2 Définition des paramètres de bruits.

Avant d'aborder les différentes techniques utilisées, pour mesurer les performances de bruit d'un quadripôle, voici les définitions de quelques grandeurs caractéristiques.

La notion la plus couramment utilisée est celle de facteur de bruit. Le facteur de bruit caractérise la dégradation du rapport signal sur bruit par un quadripôle bruyant, à une température de bruit de référence T_0 de 290 K placée en entrée. Ceci s'exprime mathématiquement ainsi:

$$F = \left(\frac{S_{\text{entrée}} / B_{\text{entrée}}}{S_{\text{sortie}} / B_{\text{sortie}}} \right) \quad \text{avec} \quad B_{\text{entrée}} = kT_0 \Delta f \quad (1)$$

Si on raisonne en terme de puissance disponible de bruit, le facteur de bruit s'écrit comme suit,

$$F = \frac{N_a + G \cdot kT_0}{G \cdot kT_0} \quad (2)$$

où T_0 est la température de référence égale , G le gain disponible du quadripôle et N_a la puissance de bruit disponible ajoutée par le quadripôle en sortie.

Le facteur de bruit n'est pas suffisant pour caractériser entièrement les quadripôles bruyants. En effet, la notion de facteur de bruit d'un quadripôle est basée sur celle de puissance disponible. Or, le terme $S_{\text{entrée}}$ qui correspond à la puissance disponible du signal en entrée dépend par définition de l'impédance du générateur en entrée. Donc, le facteur de bruit dépend aussi de la charge présentée à l'entrée du quadripôle qu'il caractérise. Par contre, on peut définir un facteur de bruit minimum (F_{min}), et une admittance optimale (Y_{opt}) permettant

d'obtenir le facteur de bruit minimum qui ne dépendent que des caractéristiques de bruit du quadripôle. On définit également une résistance équivalente de bruit (R_n) qui pondère l'importance de la désadaptation vis à vis de l'admittance optimale. L'évolution du facteur de bruit en fonction de la charge en entrée est définie de diverse façon, selon qu'on s'intéresse à l'admittance ou à l'impédance en entrée ou au facteur de réflexion optimal. Une des formulations les plus courantes est celle que nous présentons ici:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad \text{où } Y_s \text{ est l'admittance en entrée} \quad (3)$$

En général, on caractérise entièrement un quadripôle en bruit à partir de quatre paramètres complexes ($[Y]$, $[Z]$, $[S]$...) et de quatre paramètres caractérisant les propriétés de bruit du quadripôle.

Ainsi, Rothe et Dahlke [3] définissent un quadripôle bruyant comme un quadripôle non bruyant associé à 2 sources de bruit corrélées. On obtient alors diverses représentations comme on peut le constater sur la figure 2.

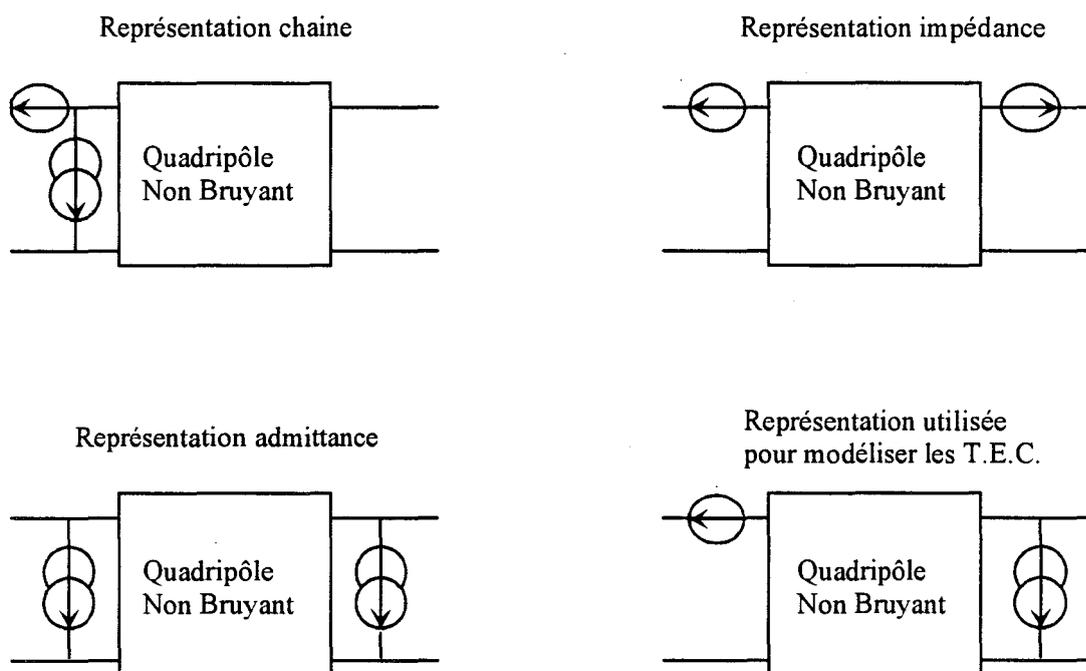


Fig. 2: Diverses représentations d'un quadripôle bruyant.

Chacune de ces représentations sont strictement équivalentes entre elles. Il est d'ailleurs, possible de calculer des matrices de transformation pour passer d'une configuration à une autre [4].

Une des propriétés les plus intéressantes en bruit est qu'il y a stricte égalité entre le facteur de bruit et l'atténuation d'un quadripôle passif lorsqu'il est à la température de référence et que les sources de bruit sont des sources de bruit thermique. Si on considère un quadripôle passif avec une impédance passive connectée sur son entrée, la puissance de bruit disponible en entrée et en sortie sont les mêmes. C'est une conséquence des travaux de Nyquist [5]. Il y démontre que la puissance disponible d'une charge passive est égale à $kT_0\Delta f$. Comme on a

placé une charge passive à l'entrée, la sortie du quadripôle passif est un dipôle passif. On a donc la même puissance de bruit disponible en entrée et en sortie. Alors, la dégradation du rapport signal sur bruit est uniquement celle du signal.

On peut donc calculer le facteur de bruit d'un quadripôle passif à la température de référence à partir de ses paramètres [S]. Comme le quadripôle est un atténuateur et que les puissances de bruit en entrée et en sortie sont les mêmes, la puissance de bruit ajoutée par le quadripôle est $N_{ajoutée} = (1 - G_{quadripôle}) \cdot kT_a \Delta f$, où T_a est la température du quadripôle. Par conséquent, le facteur de bruit d'un quadripôle passif dans un environnement isotherme à la température ambiante vaut:

$$F = 1 + \left(\frac{1}{G} - 1 \right) \cdot \frac{T_a}{T_0} \quad (4)$$

1.3 Le mesureur de bruit et son calibrage.

1.3.1 Introduction.

Le calibrage a une influence déterminante sur la précision de mesure de bruit. Une fois le principe de la mesure de bruit présenté, nous montrerons le principe et les propriétés du calibrage d'un système de mesure de bruit. On décrit par la suite les divers bancs de mesure de bruit et de paramètres [S] sous pointes dont ceux mis au point au laboratoire. Nous montrerons alors le principe de la caractérisation complète en bruit avec adaptateur puis nous décrirons une nouvelle méthode adaptée aux TEC. Enfin, nous exposerons les problèmes relatifs à la mesure de bruit.

1.3.2 Principe de la mesure de bruit.

Caractériser en bruit un composant quel qu'il soit, c'est d'abord déterminer la puissance disponible de bruit ajoutée par le composant. Cependant, s'il s'agit d'un quadripôle il faut connaître son gain disponible pour calculer cette puissance ajoutée. On mesure donc la puissance de bruit disponible en sortie décrite par l'expression suivante:

$$P_s = N_a + G \cdot kT \cdot \Delta f \quad (5)$$

où $kT\Delta f$ est la puissance de bruit disponible injectée en entrée, N_a la puissance de bruit disponible ajoutée en sortie et G le gain disponible du quadripôle.

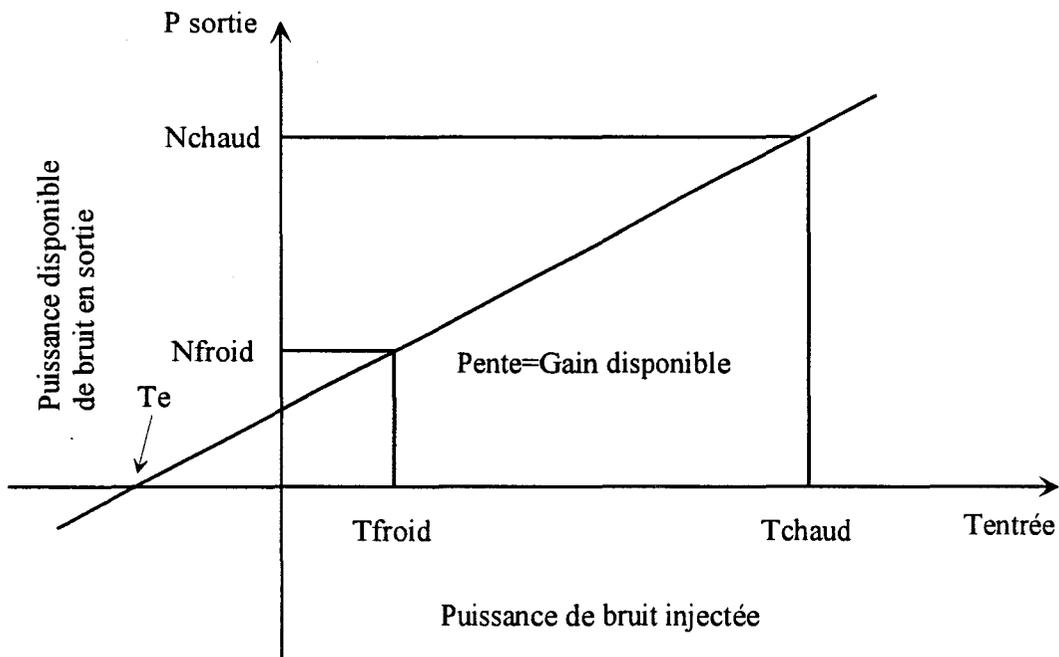


Fig. 3: Droite caractéristique de la puissance de bruit ajoutée en sortie du quadripôle en fonction de la puissance de bruit injectée en entrée.

Il existe alors diverses possibilités pour déduire le facteur de bruit et cette droite. Par exemple, le mesureur de bruit HP 8970 injecte deux puissances de bruit étalonnées puis mesure les deux puissances de bruit correspondantes en sortie du dispositif sous test pour déterminer l'origine de la droite de la figure 3. Une autre méthode consiste à mesurer le gain disponible du transistor puis à faire une mesure de puissance de bruit disponible en sortie lorsqu'on injecte une seule puissance de bruit étalonnée en entrée.

On peut alors recourir à différents systèmes pour générer ces puissances de bruit. En métrologie, on fait appel à une source chaude et à une source froide. Il s'agit alors de la température physique de la charge placée en entrée du dispositif sous test. On peut également

faire appel à une source électronique de bruit. Généralement, c'est un dispositif comprenant une diode à avalanche. Au repos, c'est une charge passive à température ambiante. Mais une fois polarisée, elle génère une puissance de bruit équivalente à celle d'une charge passive portée à une température de plusieurs milliers de degrés Kelvin.

1.3.3 Principe du calibrage en bruit.

Lorsqu'on mesure le facteur de bruit d'un quadripôle, il faut tenir compte de la puissance de bruit ajouté et du gain disponible du mesureur comme on le voit sur la figure 4. Donc, si on se réfère à cette figure, on a la relation $N_{\text{Mesuré}} = N_{\text{DUT}} \cdot G_{\text{Mesureur}} + N_{\text{Mesureur}}$. Le calibrage consiste donc à mesurer le facteur de bruit et le gain disponible du quadripôle de mesure. Comme le gain disponible et le facteur de bruit du mesureur dépendent de l'impédance présentée à son entrée, il faut qu'elle soit constante à chacune des étapes du calibrage à la mesure du dispositif sous test.

L'autre solution consiste à tenir compte de la variation du facteur de bruit du mesureur en fonction de l'impédance présentée à son entrée. Il est nécessaire dans ce cas de mesurer tous les paramètres de bruit du mesureur par une technique "multi-impédances".

1.3.4 Les sources d'erreur de mesure de bruit.

1.3.5 Introduction.

La mesure de bruit pose divers problèmes. Nous allons exposer les sources d'erreurs potentielles et proposer diverses solutions. Le premier thème concerne le rapport de bruit en excès de la source de bruit de référence. Ensuite, on présente les problèmes liés à la

désadaptation dans la chaîne de mesure. Enfin, on montre le problème de la transposition de fréquence lors d'une mesure de bruit hétérodyne et les diverses solutions proposées.

1.3.5.1 L'exactitude du rapport de bruit en excès.

Le rapport de bruit en excès, ou E.N.R. (Excess Noise Ratio) est défini par l'équation suivante:

$$ENR = 10 \cdot \log \left(\frac{T_H - T_0}{T_0} \right). \quad (6)$$

C'est une donnée importante car on mesure le facteur de bruit en appliquant la formulation suivante:

$$F = \frac{T_0 + \frac{T_H - Y \cdot T_C}{Y - 1}}{T_0} \quad (7)$$

T_0 est la température de bruit de référence 290 K. T_C est la température de la source froide. T_H est la température équivalente de source chaude. Y est le rapport des puissances disponibles mesurées lorsqu'on passe de l'état « chaud » à l'état « froid ».

Ainsi, l'erreur relative, commise sur le rapport de bruit en excès, entraîne directement une erreur sur le du facteur de bruit mesuré. On choisit généralement un rapport de bruit en excès élevé, tant que celui ci n'entraîne pas de phénomène de saturation lors de la mesure en température chaude. Pour remédier aux problèmes d'erreur sur l'ENR, il faut régulièrement faire étalonner la source de bruit.

Une mauvaise estimation de la température froide est également possible. D'ailleurs, pour une imprécision sur la température froide autour de la température de référence, l'erreur relative peut s'exprimer comme suit:

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{\Delta T_c}{T_c} \cdot \frac{Y}{ENR} \quad (8)$$

Dans cette expression, l'ENR est exprimé par une valeur linéaire.

Ce type d'erreur est important lors de la mesure d'un système présentant un faible facteur de bruit et un gain peu élevé. Toutefois, on remarque également dans l'expression 8 que plus l'ENR est élevé et moins l'erreur relative est importante.

1.3.5.2 Les désadaptations dans la chaîne de mesure.

Le problème de désadaptation lors d'une mesure de bruit, vient de ce que la puissance transmise au mesureur de puissance de bruit n'est pas la puissance disponible de bruit. Or, les définitions des différentes grandeurs s'appuient sur cette notion de puissance disponible.

La désadaptation au niveau du récepteur n'influe pas sur la mesure d'un facteur de bruit. En effet, la désadaptation en sortie du système mesuré est théoriquement la même pour les mesures en source chaude ou froide. Donc, les deux puissances mesurées sont les puissances disponibles à un même coefficient multiplicatif près. De ce point de vue, la mesure de Y , c'est à dire du facteur de bruit, est exacte. En revanche, la mesure de puissance de bruit et de gain disponible est entachée d'erreur si on ne tient pas compte des désadaptation

Le problème de la désadaptation lors de la mesure de bruit se pose lors de la prise en compte des caractéristiques de bruit et de gain du récepteur. En effet, la variation de la charge

présentée à l'étage « récepteur de bruit » entre les phases de calibrage et de mesure, induit des erreurs. Ces erreurs portent sur la détermination du gain disponible et du facteur de bruit de l'étage de mesure puisque ces deux grandeurs varient en fonction de la charge qu'on lui présente.

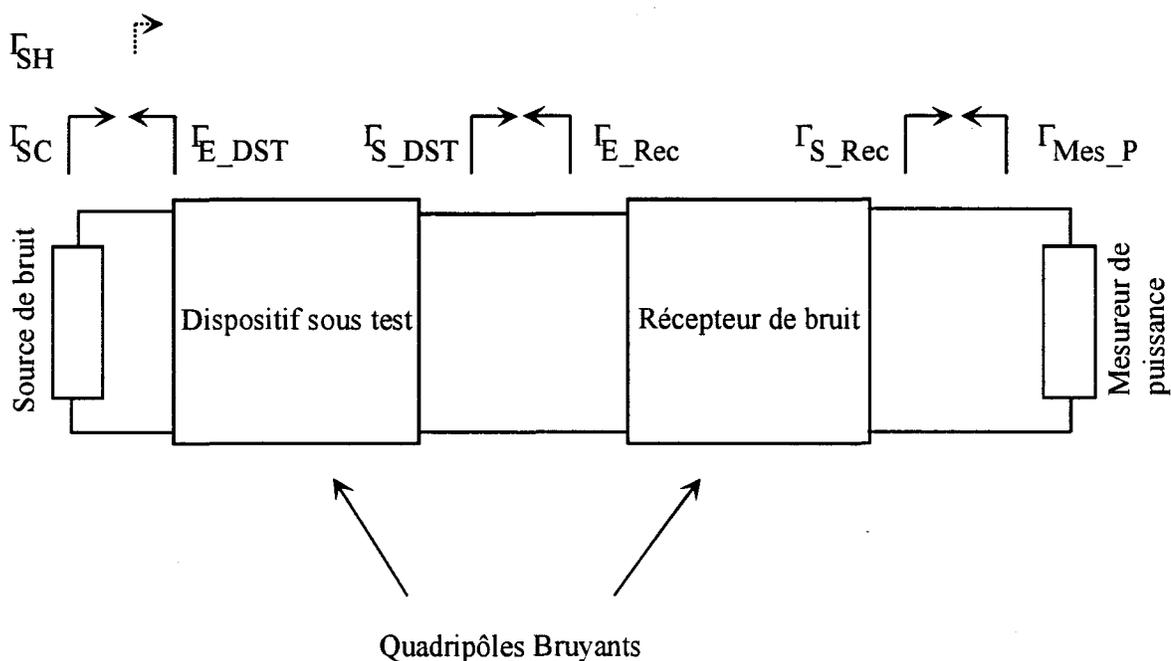


Fig. 4 : Schéma simplifié de la mesure de bruit.

Ce problème est généralement résolu par l'adjonction d'un isolateur qui permet de présenter une charge quasiment constante devant l'étage de mesure afin de maintenir constant le facteur de bruit du mesureur. Si on connaît les paramètres [S] de l'isolateur, il est possible de réaliser trois calibrages différents. Ces diverses méthodes, sont résumées dans le tableau de la figure 5. Dans le calibrage classique, si les pertes dans l'isolateur sont faibles (de l'ordre de

0,1dB), on peut considérer qu'il fait partie du mesureur de bruit. On commet alors une erreur relativement faible, car la présence de l'isolateur aura une influence minimale sur le facteur de bruit du mesureur et du récepteur. Il faut néanmoins des isolateurs de très bonne qualité, faible facteur de réflexion en sortie et l'isolation importante (de l'ordre de -20 dB).

| | Plan de calibrage | Charge présentée au récepteur de bruit lors du calibrage | Charge présentée au récepteur de bruit lors de la mesure | Facteur de bruit de l'isolateur |
|--------------------------------|-------------------|----------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------|---------------------------------|
| Méthode classique | Plan d'entrée | Γ_{S_ISO} | Γ_{S_ISO} | $F(\Gamma_{S_ISO})$ |
| Calibrage complet mathématique | Plan de sortie | Γ_{SC} | Γ_{S_ISO} | $F(\Gamma_{S_DST})$ |
| Calibrage systématique complet | Plan de sortie | Γ_{S_ISO} | Γ_{S_ISO} | $F(\Gamma_{S_DST})$ |

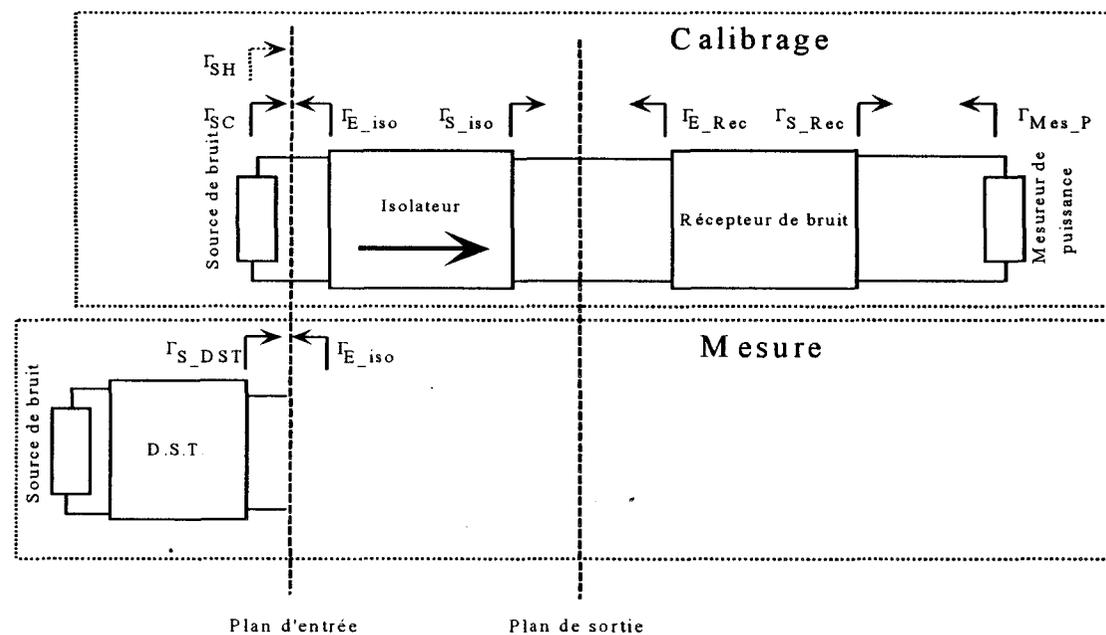


Fig.5 : Méthodes de calibrage du mesureur de bruit avec un isolateur

Nous allons présenter ici ces trois méthodes de calibrage.

La première méthode est la méthode classique. Elle ne permet pas de tenir compte du changement d'impédance à l'entrée du quadripôle constitué par l'isolateur et le récepteur. Ceci entraîne donc une erreur importante si le dispositif sous test présente un facteur de réflexion élevé et un gain faible.

La deuxième méthode consiste à effectuer le calibrage du récepteur uniquement. On introduit alors l'isolateur au moment de la mesure, afin de maintenir une impédance à peu près constante à l'entrée du récepteur. On tient alors compte de l'isolateur en calculant son gain disponible et donc son facteur de bruit. Si le terme d'isolation de l'isolateur est suffisamment élevé, et son S_{22} assez faible, le facteur de réflexion à l'entrée du récepteur ne changera pas.

La troisième méthode de calibrage permet de présenter encore plus précisément la même charge. Il s'agit d'effectuer le calibrage du récepteur à travers l'isolateur en tenant compte de son influence sur l'ENR. Ce faisant, si le terme d'isolation est suffisamment élevé, on aura les mêmes charges sur le récepteur lors du calibrage et de la mesure.

En fait [6] l'adjonction d'un isolateur avec une isolation parfaite à une influence déterminante sur les paramètres de bruit du système isolateur plus récepteur. On obtient les relations suivantes (dans le cas d'un isolateur idéal):

$$\begin{aligned}
 F_{\min \text{ système}} &= F_{\min \text{ isolateur}} \cdot F_{\text{récepteur}} \\
 Y_{\text{opt Système}} &= Y_{\text{opt isolateur}} = Y_{11 \text{ ISOLATEUR}}^* \\
 R_{n \text{ Système}} &= R_{n \text{ isolateur}} \cdot F_{\text{récepteur}}
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Dans ces équations, $F_{\text{récepteur}}$ est le facteur de bruit du récepteur pour une admittance en entrée égale à l'admittance vue en sortie de l'isolateur.

Il apparaît que les propriétés des paramètres de bruit de l'ensemble isolateur récepteur sont largement déterminées par les paramètres de bruit de l'isolateur.

Il reste à couvrir le problème de changement d'adaptation entre les deux états de la source de bruit. En effet lorsque la source de bruit passe de l'état froid à l'état chaud, le facteur de réflexion peut changer significativement. Il en résulte une erreur sur le facteur Y . Si D est le facteur rectificatif permettant de calculer la puissance qui serait injectée dans le mesureur de bruit par le dispositif sous test lorsque la source est à l'état chaud, alors on obtient la formule suivante:

$$\frac{\Delta F}{F} = (D - 1) \cdot \left(1 + \frac{F}{ENR}\right) \quad (10)$$

$D = \frac{1 - |\Gamma_{SH}|^2}{1 - |\Gamma_{SC}|^2}$ où Γ_{SH} et Γ_{SC} sont les facteurs de réflexion de la source de bruit selon qu'elle est à l'état « chaud » ou « froid » respectivement.

Ainsi, l'erreur relative commise sur le facteur de bruit due à la désadaptation entre sources froide et source chaude est d'autant plus importante que le facteur de bruit du système mesuré est grand par rapport à l'ENR. On peut donc utiliser une source de bruit avec un ENR plus élevé. La solution [7] peut être de mesurer les paramètres de dispersion de la source dans les deux états, mais aussi ceux du dispositif sous test. On calcule ainsi à chaque fois la puissance disponible pour chaque état de la source de bruit en multipliant les valeurs de puissances mesurées par un facteur correcteur qui s'exprime de la façon suivante:

$$M = \frac{1 - |\Gamma_{out}|^2}{|1 - \Gamma_{Mesureur} \cdot \Gamma_{out}|^2} \quad (11)$$

où Γ_{OUT} est le facteur de réflexion présenté à l'entrée du système de mesure alors que $\Gamma_{Mesureur}$ est le facteur de réflexion de l'entrée du mesureur de bruit.

1.3.5.3 Les particularités des systèmes de mesure de bruit à transposition de fréquence.

La mesure de bruit hyperfréquence nécessite la plus part du temps d'abaisser la fréquence du signal mesuré au moyen d'un mélangeur. On mélange alors un signal radiofréquence (R.F.) dans notre cas, un signal de bruit, avec celui d'un oscillateur local (O.L.) pour obtenir un signal à une fréquence intermédiaire (F.I.). Le problème de cette mesure hétérodyne, c'est que l'on détecte les signaux radiofréquences (R.F.) d'un signal qui couvre une importante plage de fréquence. On mesure donc les signaux se situant aux fréquences $f_{OL}+f_{FI}$ mais aussi $f_{OL}-f_{FI}$. La mesure peut être alors réalisée soit en bande latérale double, soit en bande latérale unique selon que l'on conserve ou élimine la puissance de l'entrée RF se situant à la fréquence de mesure indésirable.

La mesure en bande latérale double est souvent utilisée. Elle suppose que la densité spectrale de bruit disponible soit constante entre les deux bandes de fréquences de mesure. Par conséquent, il faut une fréquence intermédiaire faible mais supérieure à la moitié de la largeur de bande de fréquence du filtre de sortie du mélangeur. Cette largeur de bande correspond à la bande de mesure Δf de la densité spectrale de bruit. Par la suite, les mesures de puissance de bruit sont divisées par deux avant d'être exploitées conformément à ce que l'on peut constater sur la figure 6.

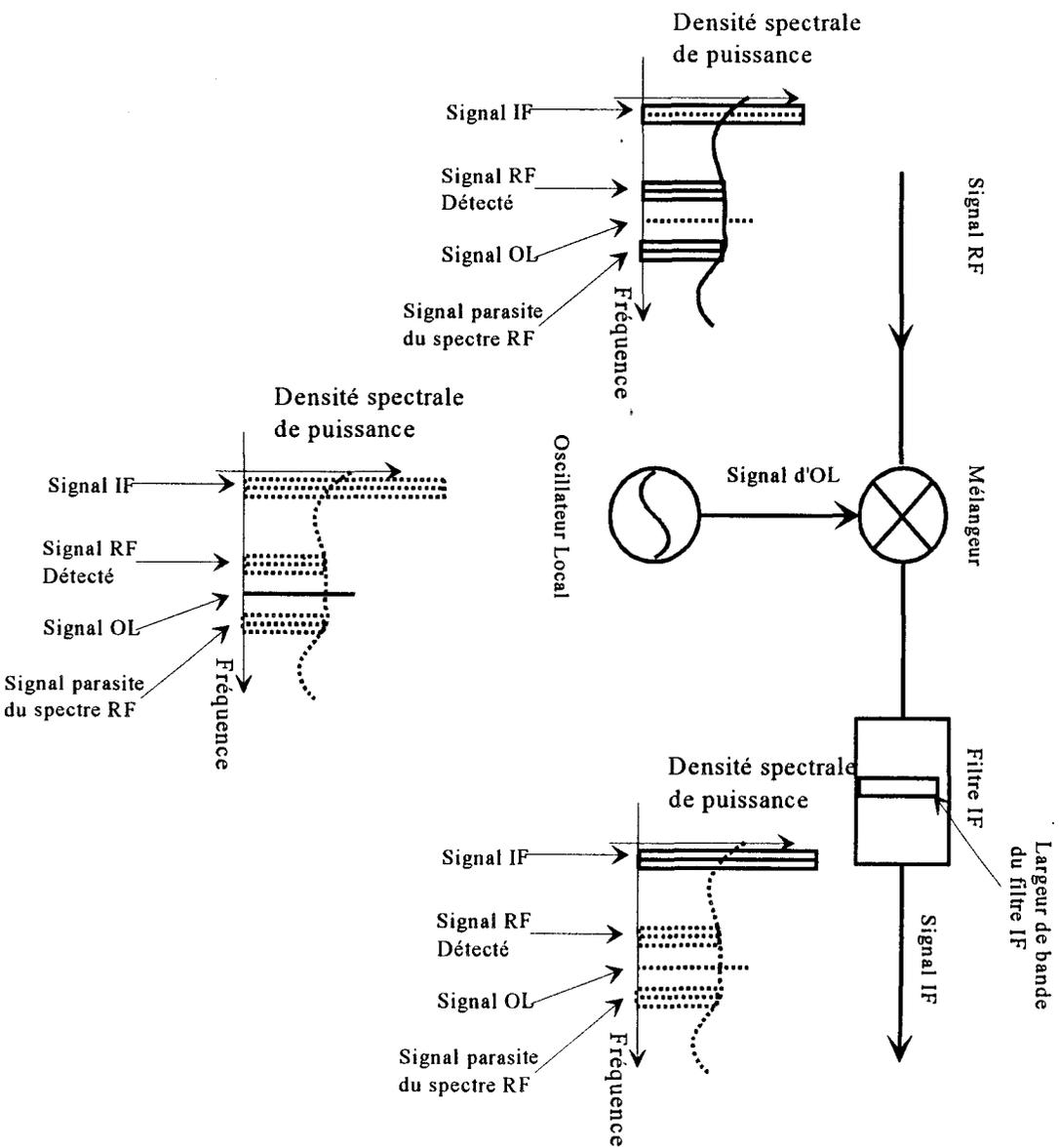


Fig. 6. Mesure de bruit en bandes latérales doubles

Par contre, l'intérêt de la mesure en bande latérale unique, est qu'elle permet de réaliser des mesures de bruit précises sur des systèmes présentant de fortes variations de leur densité spectrale de bruit en fonction de la fréquence. Pour ce faire, il faut soit filtrer le signal d'entrée à la fréquence indésirable, soit utiliser un mélangeur qui rejette le signal de fréquence intermédiaire qui élimine le signal se situant à la fréquence image. L'inconvénient de tels systèmes est qu'ils sont difficiles à réaliser pour des systèmes fonctionnant à hautes fréquences.

Il est possible de mesurer en bande latérale double tout en exploitant les mesure en bande latérale unique. Cette méthode a été développée au Laboratoire de l'université de Leeds par C. Collins [7]. Cette méthode est résumée sur la figure 7. Elle consiste à effectuer 3 mesures de bruit à des fréquences intermédiaires différentes.

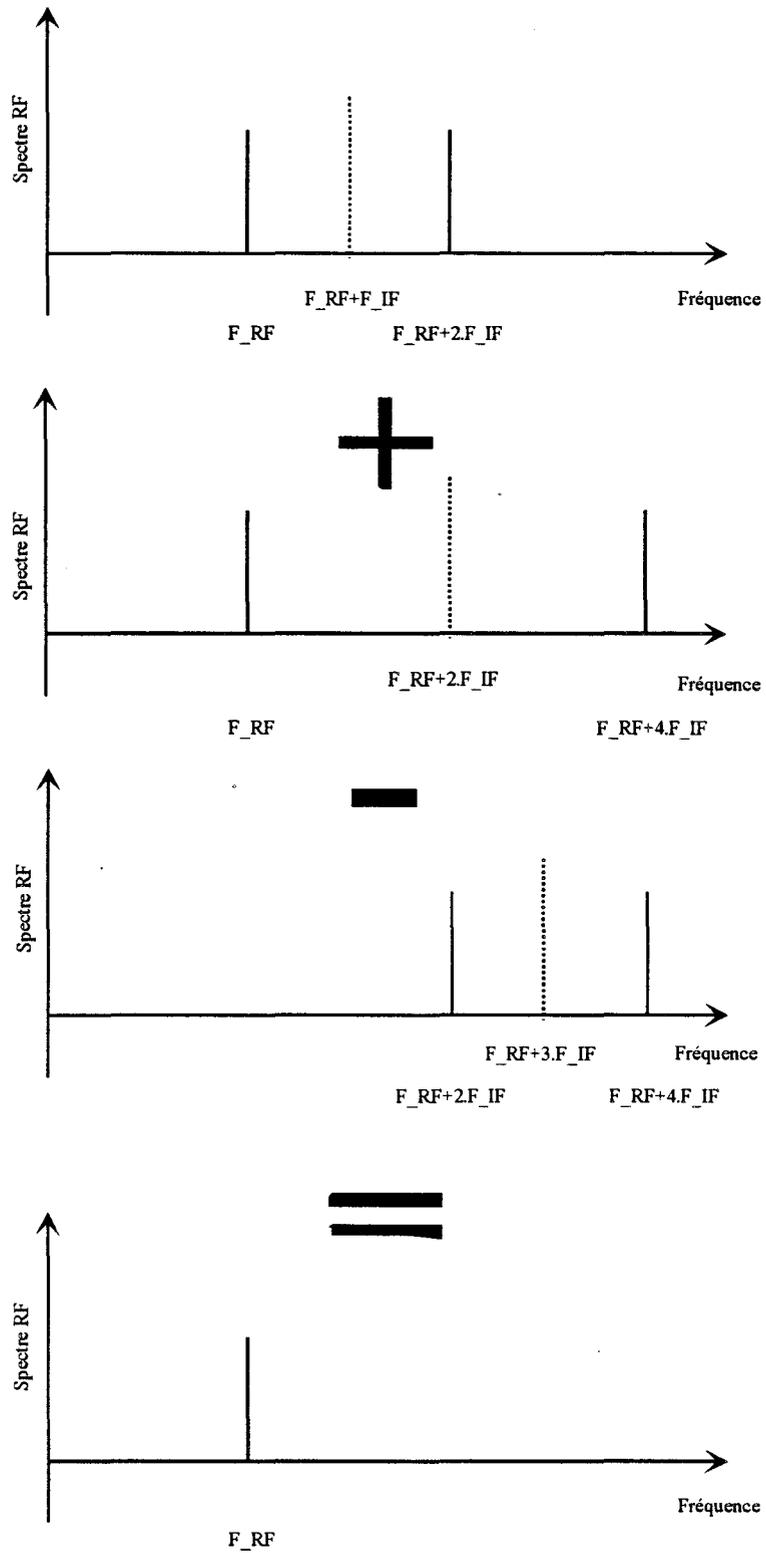


Fig. 7 : Exploitation en bande latérale simple de mesures en bandes latérales double.

L'astuce utilisée réside dans l'utilisation de deux fréquences intermédiaires. D'une part, la fréquence intermédiaire de la mesure f_{IF} et d'autre part l'utilisation d'une autre fréquence intermédiaire $2f_{IF}$ pour éliminer la raie image. Cette méthode suppose simplement que la conversion de fréquence soit la même quelle que soit la fréquence du signal injecté par l'oscillateur local. Elle nécessite aussi un filtre IF programmable présentant des caractéristiques constantes entre les deux fréquences intermédiaires.

1.3.5.4 Conclusion.

Ce chapitre décrit les trois principales sources d'erreurs commises lors de la mesure de bruit. Les origines de ces erreurs sont, l'exactitude du rapport de bruit en excès, la prise en compte des désadaptations, et l'influence de la méthode de mélange. La solution la plus adaptée à ces trois problèmes semble être celle proposée par l'équipe de Leeds. La solution proposée résout 3 problèmes.

La mesure est basée sur une mesure en puissance de bruit. Ceci permet de tenir compte du changement d'impédance entre source froide et source chaude.

La méthode prend en compte toutes les désadaptations. Ceci exige de mesurer les paramètres [S] des différents éléments mis en jeu par la mesure.

Le remplacement du mélange réalisé physiquement en bande latérale unique par un mélange mathématique est le point fort de cette méthode. En effet, on peut ainsi réaliser des mesures précises en hautes fréquences sans concevoir de filtre ou de mélangeurs équilibrés.

Cependant, le problème de l'incertitude sur la détermination de l'E.N.R. reste entier. Quant aux autres types d'erreur, ils ont une influence assez faible. On constate que la variation de facteur de réflexion de la source de bruit est assez faible pour les sources disponibles à l'IEMN. D'autre part la conversion de fréquence est réalisée en bande latérale unique dans le mesureur de bruit.

Comme ces solutions font appel à des mesures de paramètres [S] et de bruit, la partie suivante est consacrée à l'étude des bancs de mesure regroupant ces deux fonctions.

1.4 La mesure de bruit et de paramètres [S] sous pointes

1.4.1 Introduction.

Pour être précise, la mesure de bruit sous pointes nécessite l'utilisation conjointe d'un mesureur de bruit et d'un analyseur de réseau vectoriel. Après une présentation du banc de mesure fonctionnant de 6.4 à 19 GHz, nous présenterons la méthodologie utilisée. Nous détaillerons ensuite les étapes du calibrage des quadripôles d'accès. Nous ferons ensuite l'inventaire des avantages puis des inconvénients de ce banc dédié à la caractérisation en bruit des TEC ou des amplificateurs à faible facteur de bruit.

1.4.2 Le banc de mesure de bruit 6.4-19 GHz

Le banc de mesure sous pointes décrit ici, mesure des facteurs de bruit et les paramètres [S] de composant ou de circuits sur tranche. Ce banc comprend un analyseur de réseau vectoriel HP 8510 pour réaliser la mesure des paramètres [S]. Pour réaliser la mesure de bruit, nous utilisons le mesureur de bruit HP 8970B comprenant un mélangeur et un

oscillateur local synthétisé interne. Ce système de mesure appelé "valise de bruit", permet de mesurer des facteurs de bruit à partir de mesures simple ou double bandes jusque 26.5 GHz. Nous utilisons une source de bruit HP346B présentant un ENR d'environ 15 dB de 10 MHz à 26.5 GHz. D'autre part, un isolateur sert à diminuer l'importance des effets de désadaptation du second étage tandis qu'un amplificateur "faible bruit" ($F < 3.5$ dB et $G > 25$ dB de 6 à 19 GHz) améliore la sensibilité du récepteur. Ce sont l'amplificateur faible bruit et l'isolateur qui limitent la plage de fréquence d'utilisation du banc. Ce banc comprend également deux commutateurs permettant de passer de la mesure de bruit à la mesure de paramètres [S]. Il est également composé de deux Té de polarisation et de deux sondes hyperfréquences. Les différents éléments du banc sont reliés entre eux au moyen de câbles semi-rigides connectés par des connecteurs 2.9 mm. Le tout repose sur une table en marbre permettant d'éviter les vibrations mécaniques. L'ensemble du système est automatisé et géré par une station de travail HP 9000. La figure 8 représente le principe de fonctionnement de ce banc.

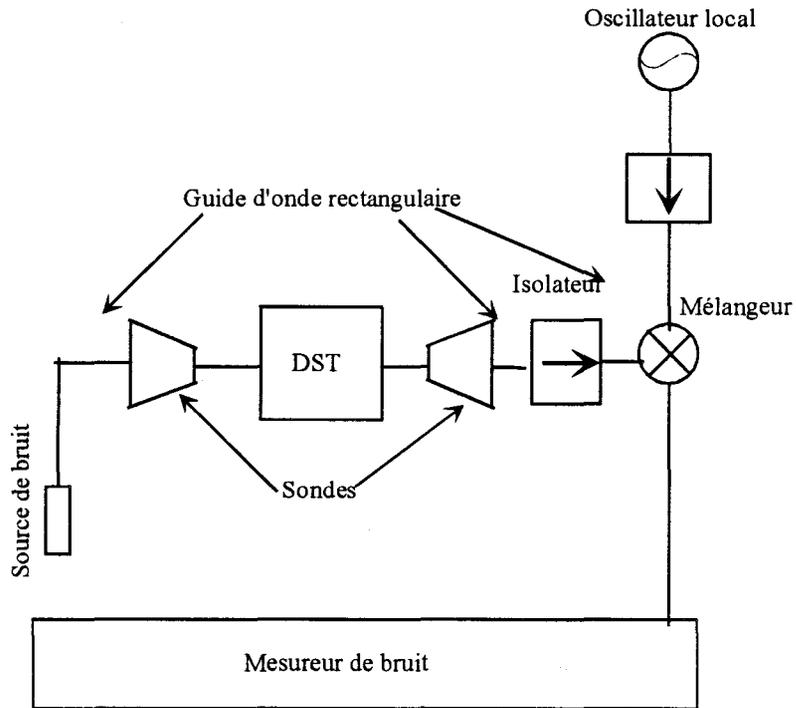


Fig. 8: Banc de mesure de 6.4-19 GHz.

1.4.3 La méthodologie de la mesure de paramètres de bruit et de paramètres [S].

Dans cette partie, nous allons présenter les différentes phases de la mesure sous pointes de bruit et de paramètres [S]. On commence par un calibrage dans le plan des pointes puis, nous effectuons le calibrage sous pointes des quadripôles passifs de part et d'autre du dispositif sous test. Par la suite, on effectue un calibrage du mesureur de bruit à l'aide de la source de bruit de référence. Ces étapes de calibrage sont réalisées à chaque campagne de mesure et parfois plusieurs fois par séance de mesure. L'étape suivante est la mesure des paramètres [S] du dispositif sous test puis sa mesure en bruit.

1.4.3.1 Le calibrage des quadripôles d'accès.

Le calibrage des quadripôle d'accès consiste en une détermination des paramètres [S] par des mesures en dipôle. L'opération consiste à utiliser les commutateurs afin de mesurer les paramètres [S] de ces quadripôles avec la meilleure reproductibilité possible et plus rapidement. Ce calibrage est schématisé par la figure 9 :

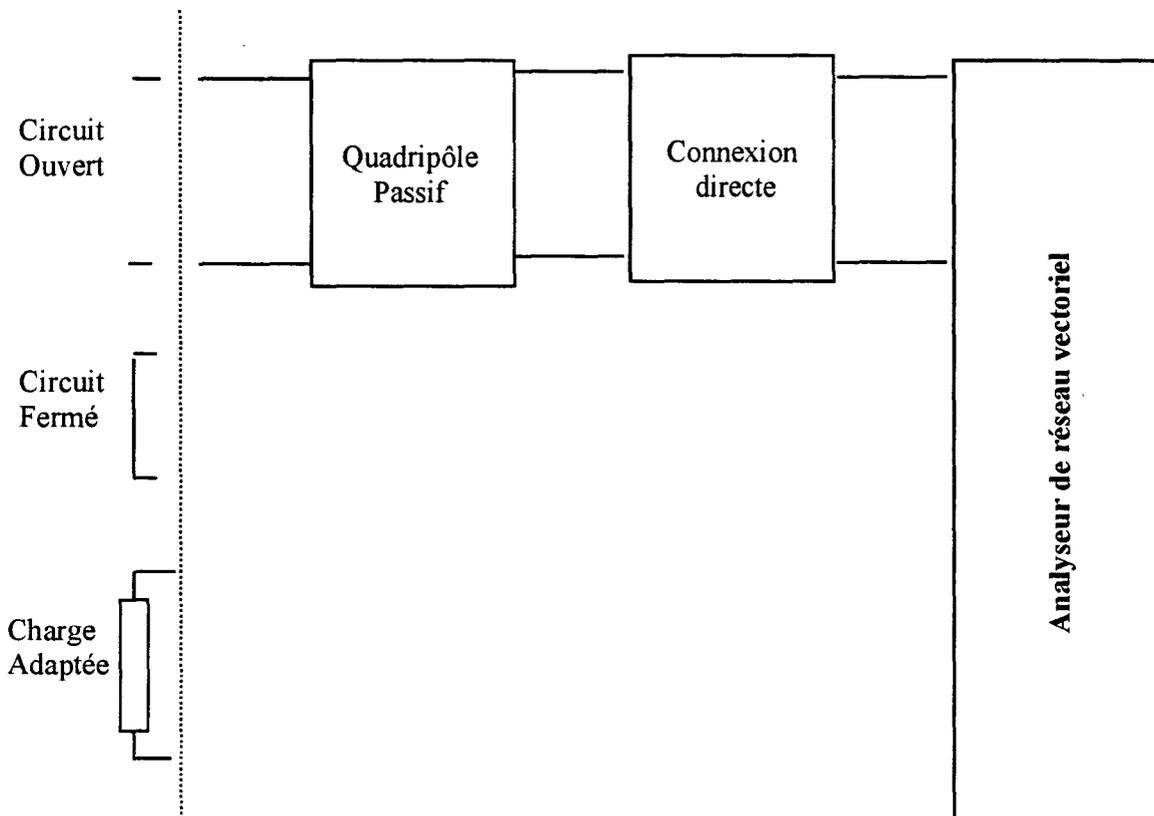


Fig. 9: Calibrage des quadripôles d'accès.

On commence par calibrage de type « Thru » décrit dans le chapitre 1. On pose les pointe sur la ligne de connexion directe. Selon le quadripôle mesuré, on déplace le plan de calibrage en ajoutant un retard sur le coté 1 ou 2. Ainsi, le plan de référence se trouve dans le plan de la pointe, à l'opposée du coté où l'on effectue la mesure. Ce plan est l'un des deux plans

d'accès du quadripôle mesuré. On commute en position de mesure de bruit du côté du quadripôle passif mesuré. On présente alors une charge adaptée, un court-circuit et un circuit ouvert en connecteurs "k" en sortie. Pour déterminer les paramètres [S] du quadripôle d'accès, on utilise l'équation suivante:

$$\Gamma_{mesuré} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{charge}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{charge}} \quad (12)$$

où les S_{ij} sont les paramètres de dispersion du quadripôle qu'on caractérise.

Ceci permet d'obtenir S_{11} par la mesure de la charge de 50Ω et S_{22} , $S_{12}S_{21}$ par la mesure des charges réfléchives. Ce dernier terme entraîne une indétermination de π sur la phase de S_{12} et S_{21} . Cependant, on utilise ces termes en calculant leur carré ou leur produit pour calculer des gains disponibles ou des facteurs de réflexion ramenés en sortie ce qui évite d'avoir à lever cette indétermination.

Le calibrage du récepteur de bruit sur ce banc ne présente pas de particularité. On calibre simplement le mesureur de bruit en connectant la source à l'entrée du mesureur; directement sur l'isolateur. Une fois ce calibrage terminé, on connecte la source de bruit sur l'entrée du quadripôle d'entrée. Ensuite, on met les commutateurs en position de mesure des paramètres [S].

Les mesures de paramètres [S] nécessitent qu'ils correspondent à la mesure de bruit. En fait, il faut prendre garde à ce que les plans de mesure de bruit et de paramètres [S] soient les mêmes. Ceci signifie, que l'on ramène le plan de référence de mesure de paramètres [S] dans le plan des pointes. On polarise alors le dispositif sous test, puis on effectue la mesure de ses

paramètres de dispersion à tout les points de polarisation, afin de limiter les erreurs engendrées par les commutations. Quand la mesure s'achève, on dépolarise le dispositif sous test avant de commuter en position "bruit" afin d'éviter tout problème lié à la présence d'un circuit ouvert sur un composant actif polarisé.

La mesure de bruit est simple. Il s'agit d'une simple mesure de facteur de bruit sur laquelle on réalise par la suite l'extraction du facteur de bruit propre du dispositif sous test en tenant compte de tous les éléments bruyant de la chaîne de mesure.

L'extraction du facteur de bruit du dispositif sous test s'effectue en trois étapes.

- D'abord, on calcule des facteurs de réflexion en entrée de chaque quadripôle passif.
- Ensuite, on calcule les gains disponibles de ces quadripôles.
- Enfin on extrait la valeur du facteur de bruit du dispositif sous test.

Le calcul du facteur de réflexion présenté par la figure 9 à l'entrée de chaque quadripôle s'effectue systématiquement. On utilise les paramètres [S] du quadripôle précédent dans la chaîne d'amplification et le facteur de réflexion qui lui est présenté en entrée. On obtient ce résultat par la formule suivante.

$$\Gamma_{G_{i+1}} = S_{22} + \frac{(S_{12} \cdot S_{21}) \cdot \Gamma_{G_i}}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_{G_i}} \quad (13)$$

On calcule alors les gains disponibles des trois quadripôles par l'équation suivante:

$$G_a = \frac{1 - |\Gamma_{G_i}|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_{G_i}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{G_{i+1}}|^2} \quad (14)$$

où Γ_{G_i} est le facteur de réflexion présenté sur l'entrée du quadripôle quand $\Gamma_{G_{i+1}}$ est le facteur de réflexion présenté par le quadripôle en sortie c'est à dire le facteur de réflexion présenté sur l'entrée du quadripôle suivant.

Le synoptique de la chaîne de mesure de bruit est présenté sur la figure 10:

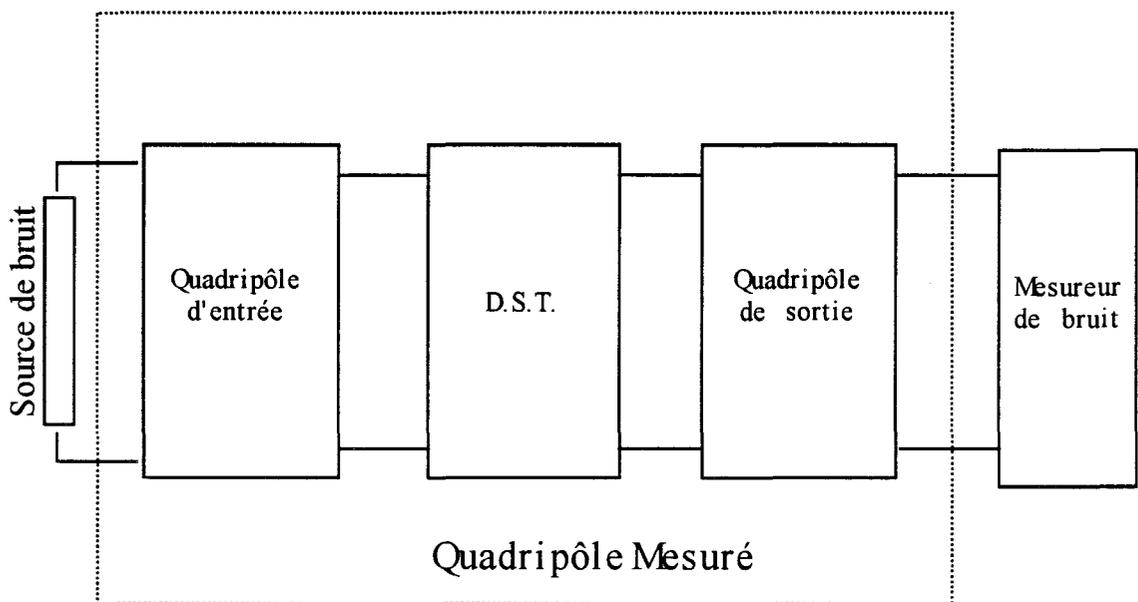


Fig. 10: Synoptique de la mesure de bruit sous pointes.

Le facteur de bruit du dispositif sous test est calculé dans l'équation suivante grâce à la formule de Friss:

$$F_{DST} = G_{entrée} \cdot \left(F_{mesuré} + \frac{G_{sortie} - 1}{G_{entrée} \cdot G_{DST} \cdot G_{sortie}} \right) \quad (15)$$

Cependant, si on veut tenir compte de la température ambiante qui est différente de la température de référence. L'équation prend la forme,

$$F_{DST} = G_{entrée} \cdot (F_{mes} - F_{entrée}) + 1 + \frac{1 - F_{sortie}}{G_{DST}} \quad (16)$$

, où les facteurs de bruit des quadripôles passifs à la température ambiante valent

$$F_{passif} = 1 + \frac{(1 - G_{passif}) \cdot T_a}{G_{passif} \cdot T_0} \quad (17)$$

1.4.4 Les performances du banc de mesure 6-19 GHz et la validation.

Nous allons présenter ici les caractéristiques de divers éléments du banc de mesure de bruit afin d'estimer les performances de ce banc.

Nous présentons ci contre le facteur de bruit du quadripôle d'entrée. Celui-ci est très important car c'est le premier quadripôle de la chaîne d'amplification. Plus son facteur de bruit est élevé et plus la mesure du facteur de bruit de la chaîne de mesure est imprécise. Nous observons donc ce facteur de bruit sur la figure 11:

Quadripôle d'entrée

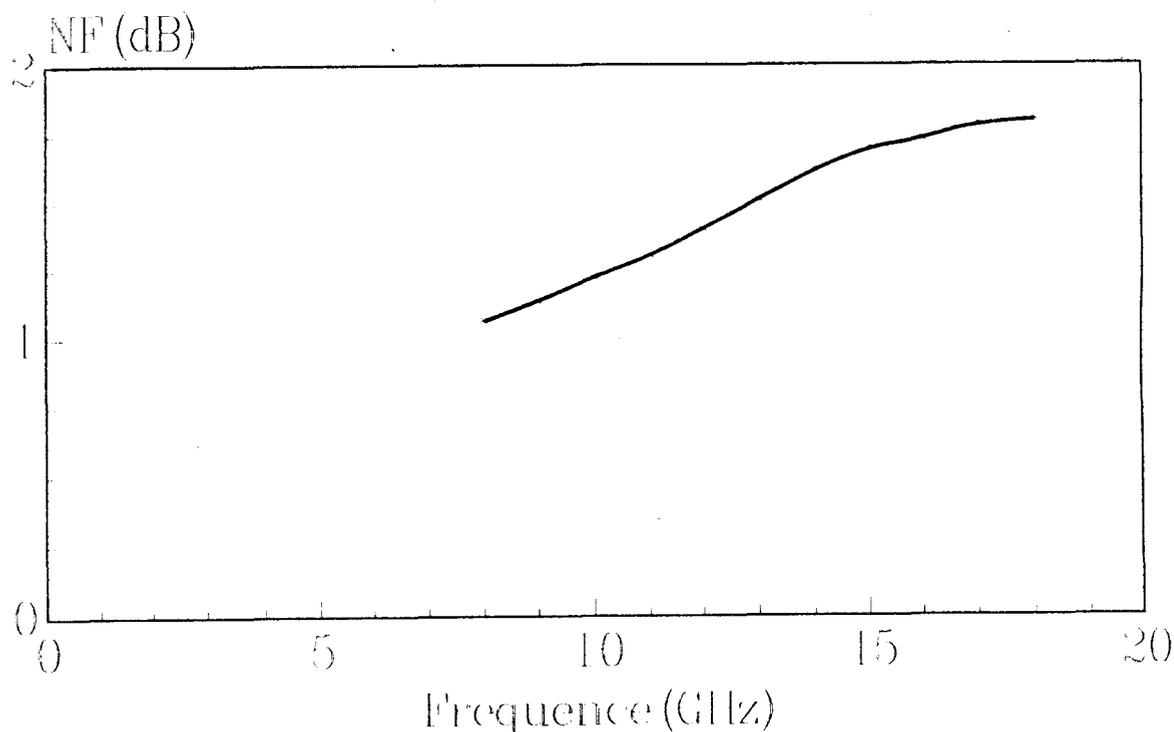


Fig. 11: Facteur de bruit du quadripôle d'entrée

Le facteur de bruit du quadripôle est inférieur à 2 dB ce qui signifie que ce quadripôle induit peu de bruit dans la chaîne de mesure.

L'un des éléments les plus importants lors de la mesure en bruit. C'est le facteur de bruit du récepteur. Plus le facteur de bruit du récepteur est élevé par rapport à celui du dispositif mesuré et plus l'erreur commise lors de la détermination du facteur de bruit du dispositif sous test est importante. D'autre part, plus l'ensemble dispositif sous test récepteur est bruyant et plus la mesure finale est imprécise. On observe donc sur la figure 12 le facteur de bruit du récepteur de bruit.

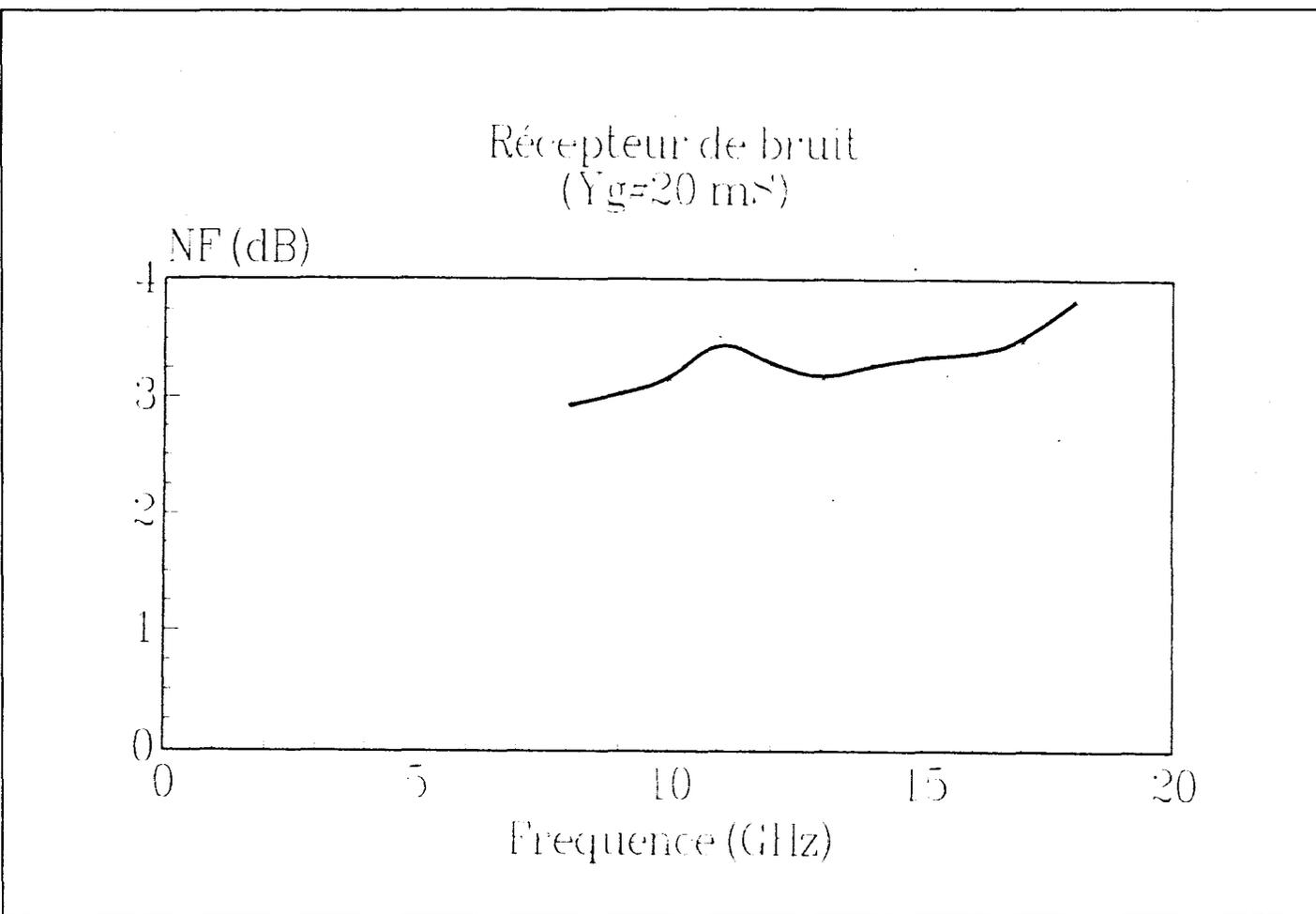


Fig. 12: Evolution du facteur de bruit du récepteur du banc de mesure de bruit en fonction de la fréquence.

Afin de vérifier la précision de la mesure de bruit nous la comparons à une mesure de gain disponible réalisée grâce aux paramètres de dispersion d'un quadripôle passif. Nous avons choisi un T.E.C. " froid" afin de mieux estimer cette erreur dans des conditions d'adaptation voisine de celle de la mesure d'un transistor. On obtient alors le résultat de la figure 13.

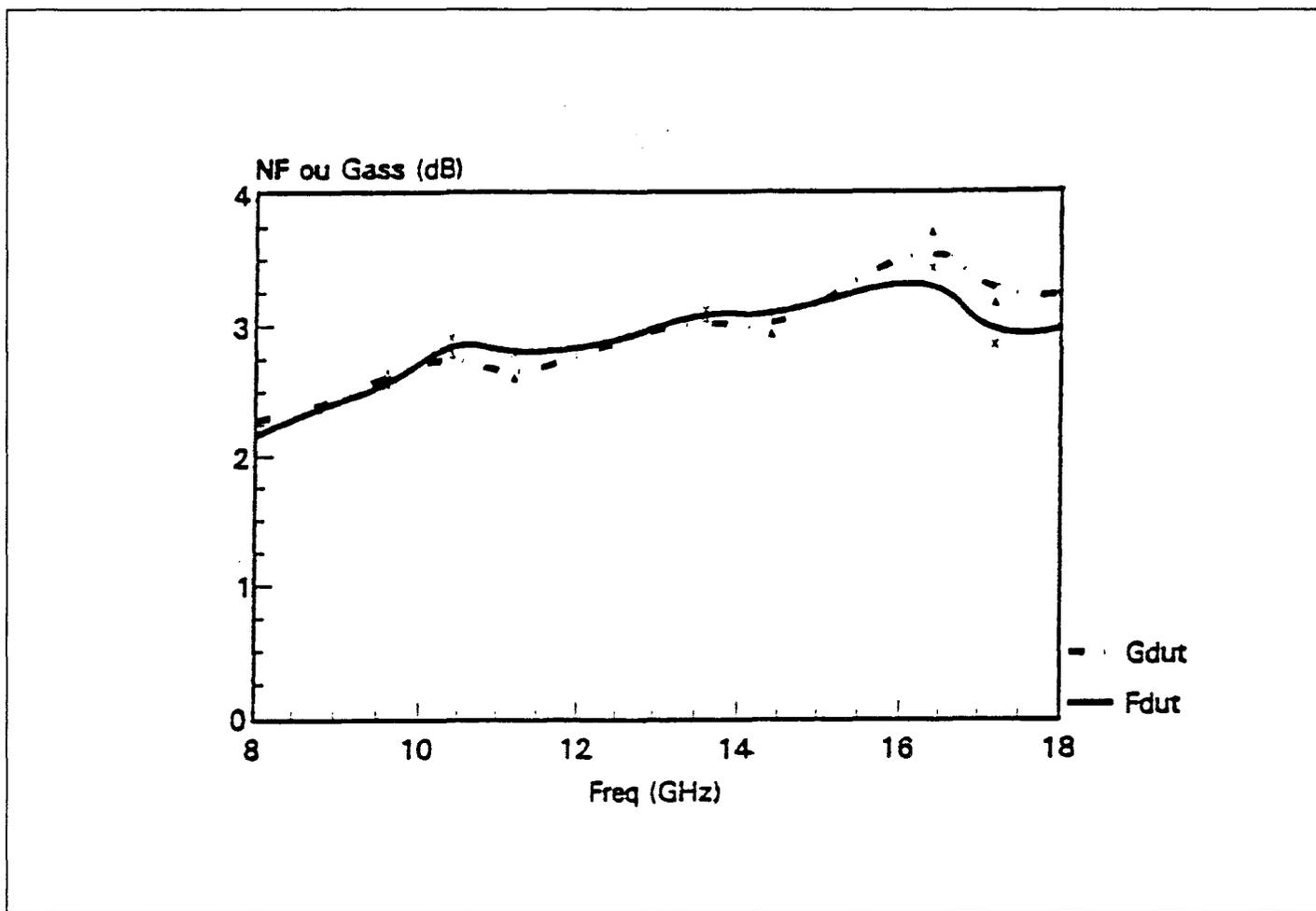


Fig. 13: Etude de la précision de mesure de facteur de bruit par une mesure de TEC "Froid".

Il apparaît sur la figure 13 que la mesure de facteur de bruit est assez fiable à 0,3 dB près.

1.4.5 L'avantage de la mesure jointe de paramètres [S].

Le principal avantage de cette méthode est qu'elle permet de remonter précisément à la valeur du facteur de bruit du dispositif sous test. D'autre part, elle est très peu sensible aux problèmes de désadaptation.

1.4.6 Les inconvénients.

Cette mesure présente encore certaines imperfections. Par exemple, il y a une assez mauvaise reproductibilité des commutations. Il en résulte une dispersion de la valeur des paramètres [S] pour une position donnée du commutateur après plusieurs changements de position. D'ailleurs, plus il y a de commutations plus la dispersion est élevée. Aussi, vaut-il mieux éviter celles-ci.

1.4.7 Conclusion.

La mesure de bruit et de paramètre [S] sur un même banc améliore la précision de la mesure de bruit puisqu'elle permet de tenir compte des diverses désadaptations. C'est pourquoi, elle se généralise sur tous les bancs de mesure de bruit. Cependant, il se pose un problème de reproductibilité au niveau de la commutation. Il paraît donc intéressant de remplacer ces commutateurs par des coupleurs [8]. Ainsi, on s'affranchit du problème de reproductibilité mais on introduit des quadripôles présentant des pertes dans la chaîne de mesure.

1.5 La mesure des 4 paramètres de bruit.

Dans la partie précédente nous avons présenté la mesure du facteur de bruit. Cette mesure de facteur de bruit est suffisante pour caractériser un amplificateur. Cependant, cela ne constitue pas une caractérisation complète en bruit d'un quadripôle. D'autre part, l'utilisation des transistors nécessite qu'ils soient entièrement caractérisés en bruit. Nous présenterons donc deux méthodes de caractérisation complète en bruit d'un transistor.

La première méthode, la plus connue, consiste à réaliser des mesures de facteur de bruit ou de puissance de bruit en présentant des impédances données à l'entrée du dispositif sous test. La deuxième méthode [9] qui a été développée au sein de notre équipe, est spécifique aux transistors à effet de champs. Elle consiste à étudier le facteur de bruit du transistor en fonction de la fréquence lorsqu'on lui présente en entrée une charge de 50Ω . Ensuite, on détermine les quatre paramètres de bruit grâce à un modèle.

1.5.1 La mesure à "impédance multiples".

La caractérisation complète en bruit avec utilisation d'un adaptateur est la méthode la plus communément utilisée. Du reste, les systèmes commerciaux de caractérisation complète de transistors sont basés sur ce principe. Cette méthode repose sur l'équation suivante:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left| Y_s - Y_{opt} \right|^2 \quad (18)$$

Cette relation implique qu'en présentant la charge optimale et en faisant une mesure de facteur de bruit, on puisse déterminer les quatre paramètres de bruit. En pratique, on présente

plusieurs charges puis on détermine les quatre paramètres de bruit par la méthode des moindres carrés ou d'autres méthodes de traitement numérique de mesure.

On peut également utiliser cette méthode pour le calibrage du récepteur de bruit. Ainsi, il est possible de déterminer les quatre paramètres de bruit du récepteur de bruit. Cela évite d'utiliser un isolateur ce qui permet de réaliser des mesures dans une bande de fréquences plus large.

Du point de vue du principe, cette méthode présente l'intérêt d'une caractérisation complète en bruit valable pour tout quadripôle. Cependant, les résultats obtenus dépendent des charges présentées et de la méthode de traitement des mesures [11] [12].

En pratique, ce type de mesure requiert une caractérisation complète de l'adaptateur par un calibrage en dipôle. En outre, il faut connaître l'impédance présentée avec justesse pour avoir une bonne précision sur les paramètres de bruit extraits. Cette étape nécessite alors l'acquisition de nombreuses données et des calculs tout aussi nombreux. On peut également se servir de l'adaptateur comme d'une source de bruit froide d'impédance variable [10]. On mesure alors chaque charge générée pour une position de l'adaptateur en la mesurant directement. En pratique on pose les pointes sur une ligne de connexion directe. Dans ces conditions la source de bruit sert seulement à calibrer le récepteur de bruit. C'est une solution qui est actuellement utilisée au laboratoire de Leeds pour des mesures de bruit en bande W.

La mesure de bruit avec adaptateur est une technique éprouvée mais lourde. D'autre part, l'asservissement de l'adaptateur est délicat, et les contraintes de précision de génération de charges ralentissent quand même la mesure [13]. On peut recourir à des adaptateurs électroniques pour accélérer la mesure.

Quelle que soit la technique utilisée pour générer des impédances différentes, cette technique faillit à caractériser entièrement certains transistors avec précision surtout si ils sont fortement sensibles aux variations de charges ou présentent un facteur de bruit minimum peu élevé. Enfin, l'équipement total est assez dispendieux

1.5.2 La méthode F50.

Nous avons donc développé une technique utilisant l'impédance naturelle du banc (50Ω) pour caractériser les T.E.C. A l'inverse de la méthode multi-impédances, la méthode de mesure de bruit que nous allons présenter ici, utilise une mesure de facteur de bruit en fonction de la fréquence pour une charge donnée en entrée. On réalise ainsi une mesure à un prix plus faible en un temps moindre. C'est à partir de cette mesure que la méthode F50 [9] permet de déterminer les quatre paramètres de bruit d'un transistor à effet de champs. Nous décrirons donc cette méthode avant d'en donner une justification théorique puis nous montrerons quelques résultats expérimentaux que nous avons obtenu.

1.5.2.1 Le principe de la mesure F50.

La caractérisation complète d'un transistor à effet de champs à partir de l'étude de la variation du facteur de bruit sur 50Ω en fonction de la fréquence est basée sur l'observation suivante. La variation du facteur de bruit d'un transistor à effet de champs est linéaire en fonction de la pulsation au carré lorsqu'on lui présente une charge purement réelle. Cette propriété étant valable pour les fréquences où certains éléments extrinsèques sont négligeables. Donc, on peut extraire de cette mesure deux paramètres de bruit indépendants. Ainsi, si un modèle à deux paramètres de bruit indépendant suffit à caractériser entièrement en bruit un

transistor à effet de champs, on détermine grâce à l'évolution linéaire du facteur de bruit les quatre paramètres de bruit.

1.5.2.2 Justification théorique.

La justification de la méthode implique celle du modèle sur lequel elle est basée. Ce qui est démontré expérimentalement dans le dernier chapitre IV.

Le modèle présenté par la figure 14 comporte une représentation petit signal d'un quadripôle non bruyant entre les sources de bruit, de deux éléments passifs sans pertes et de deux sources de bruit non corrélées.

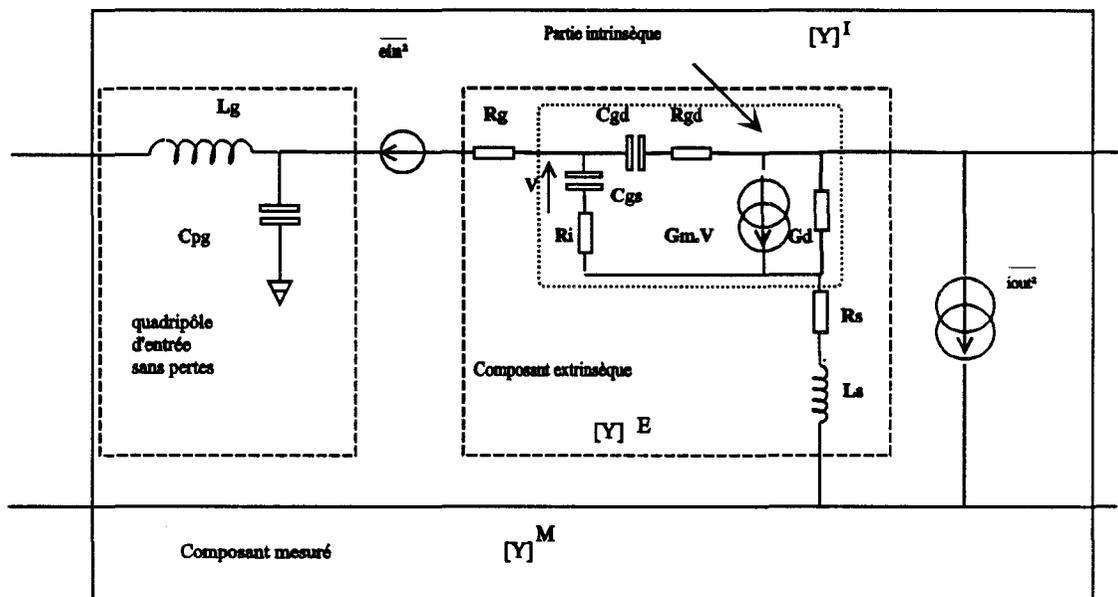


Fig. 14 : Modèle à 2 paramètres de bruit indépendants (T_{in} - T_{out}).

La source de bruit à l'entrée du quadripôle est une source de bruit en tension. La seconde à la sortie du quadripôle est une source de bruit en courant. Ce quadripôle est constitué de la partie intrinsèque du transistor à effet de champs ainsi que des résistances d'accès et de l'inductance de source. On modélise le comportement petit signal du quadripôle d'entrée représentant l'inductance de grille et la capacité de plot de grille pour une description complète en bruit du transistor. Ce type de configuration représentée sur la figure 14 présente l'avantage de nécessiter la détermination d'un nombre minimum d'éléments du schéma équivalent. A partir de ces sources de bruit, on définit deux températures équivalentes de bruit comme suit :

$$T_{in} = \frac{\overline{|e_{in}|^2}}{4 \cdot k \cdot \text{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) \cdot \Delta f}, \quad (19)$$

$$T_{out} = \frac{\overline{|i_{out}|^2}}{4 \cdot k \cdot \text{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right) \cdot \Delta f}, \quad (20)$$

$$\langle e_{in} \cdot i_{out}^* \rangle = 0. \quad (21)$$

L'intérêt de ce modèle réside en la détermination de deux paramètres de bruit seulement. D'autre part il ne fait pas appel à la détermination d'éléments du schéma équivalent. On représente alors le comportement petit signal du quadripôle par une représentation

matricielle quelconque ([S], [Y], [Z]...) qui nous permet de calculer $\text{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)$ et $\text{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right)$ par les matrices de passage d'une représentation à une autre.

Si on considère ce modèle, le facteur de bruit d'un transistor à effet de champs avec une impédance de 50Ω en entrée, F_{50} s'écrit de la façon suivante :

$$F_{50} = 1 + \frac{\langle e_{in} \rangle^2 + \frac{\langle i_{out} \rangle^2}{|Y_{21}|^2}}{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \cdot G_0 + \frac{\langle i_{out} \rangle^2}{|Y_{21}|^2} \cdot \frac{2 \cdot G_0 \cdot G_{11} + |Y_{11}|^2}{G_0 \cdot 4 \cdot k \cdot T_0 \cdot \Delta f} \quad (22)$$

avec $G_0 = 0,02 \text{ S}$

Or, les termes $\langle e_{in}^2 \rangle$, $\langle i_{out}^2 \rangle$ et $|Y_{21}|$, sont indépendants de la fréquence pour des fréquences inférieures à f_c . La fréquence de coupure f_c est définie ainsi $f_c = \frac{G_m}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs}}$.

Comme G_{11} et $|Y_{11}|^2$ sont directement proportionnels à la pulsation au carré, F_{50} est donc une fonction linéaire de la pulsation au carré. Or, le modèle décrit uniquement les propriétés bruit hyperfréquence.

En fait, c'est le transistor complet, avec l'inductance de grille et la capacité du plot de grille, qui est mesuré. L'expression de F_{50} devient alors,

$$F50 = A + B + C$$

$$A = \left\{ 1 + G_0 \frac{|i_{out}|^2 + |Y_{21}|^2 \cdot |e_{in}|^2}{|Y_{21}|^2 \cdot 4 \cdot kT_0 \cdot \Delta f} \right\}$$

$$B = \left\{ \frac{\left(2G_0 G_{11} + |Y_{11} + j \cdot C_{pg} \omega \right)^2 - 2 \cdot L_g \omega \cdot (B_{11} + C_{pg} \omega) G_0^2 \right) \cdot \langle i_{out} \rangle^2 + \left((C_{pg} \omega)^2 - L_g C_{pg} \omega^2 G_0^2 \right) \cdot \langle e_{in} \rangle^2 \cdot |Y_{21}|^2}{G_0 \cdot |Y_{21}|^2 \cdot 4 \cdot kT_0 \cdot \Delta f} \right\}$$

$$C = \left\{ \frac{G_0^2 \cdot (L_g \omega)^2 \cdot |Y_{11} + j \cdot C_{pg} \omega|^2 \cdot \langle i_{out} \rangle^2}{|Y_{21}|^2 \cdot 4 \cdot kT_0 \cdot \Delta f} \right\} \quad (23)$$

La première partie de l'équation (A) est indépendante de la fréquence. C'est la même que précédemment, car cette partie représente F_{50} en basses fréquences. L'effet de L_g et C_{pg} y est donc négligeable. Le terme (B) est la partie de l'équation proportionnelle à la pulsation angulaire au carré. Quant à la dernière partie de l'équation (C), on peut l'estimer négligeable

tant que la fréquence est inférieure à $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_g \cdot (C_{pg} + C_{gs} + C_{gd})}}$. Dans ces conditions, il suffit

de résoudre un système de deux équations linéaires indépendantes à deux inconnues $\overline{|e_{in}|^2}$ et $\overline{|i_{out}|^2}$. Il apparaît que la pente détermine essentiellement $\overline{|i_{out}|^2}$ et donc T_{out} .

1.5.2.3 Résultat expérimental.

Sur la figure 15, on voit un exemple de mesures de bruit réalisées sur des transistors LM-HEMT réalisés au laboratoire sur InP de longueur de grille de l'ordre de 0,1 μm .

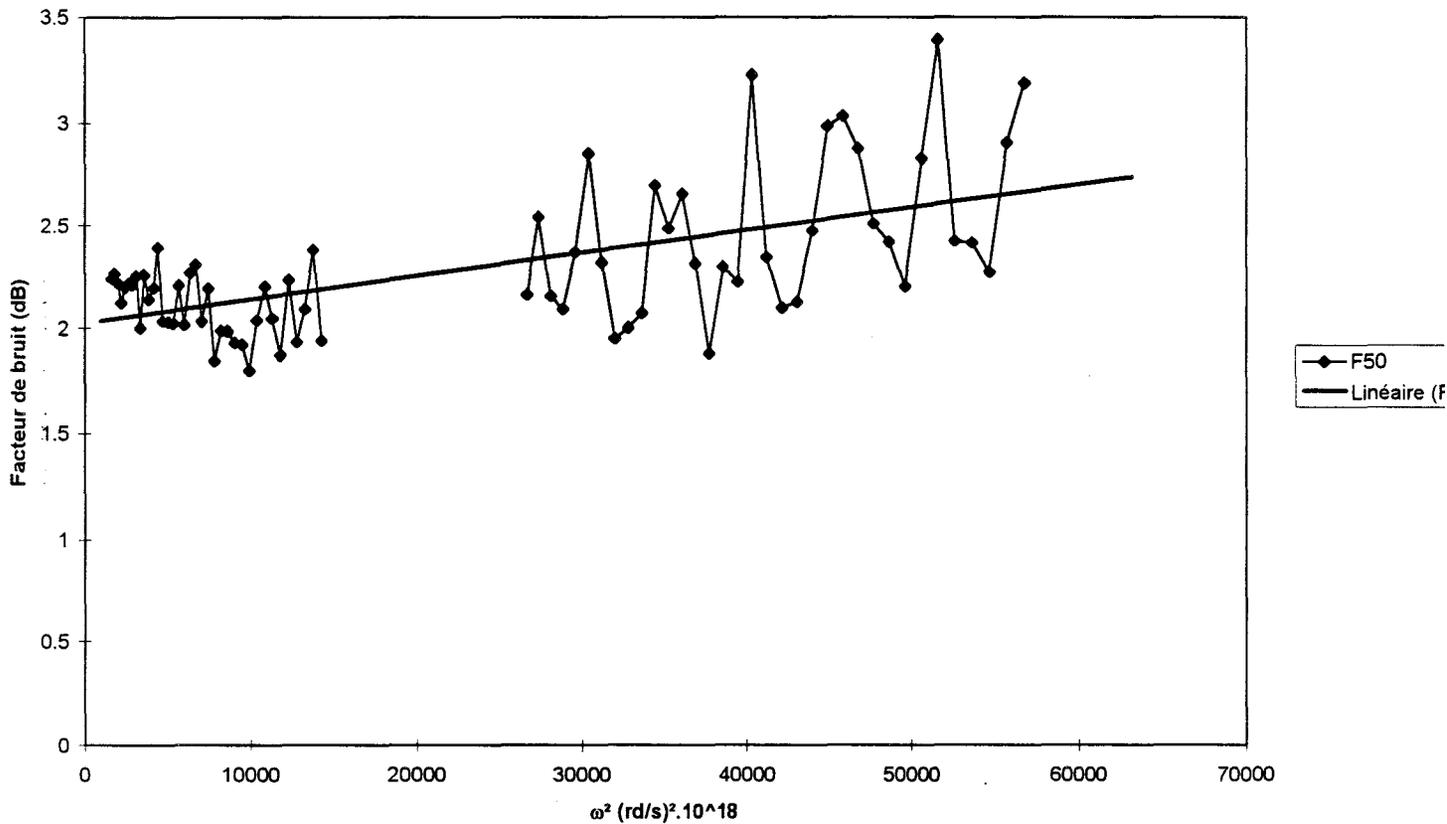


Fig. 15 : $F_{50}(\omega^2)$ pour un LM-HEMT $2 \times 50 \mu\text{m}$ de largeur et une longueur de grille de $0,1 \mu\text{m}$.

Les gammes de fréquences correspondantes sont 6-20 GHz ; 26.5-40 GHz.

Comme on peut le constater, il est difficile d'extraire la pente de $F_{50}(\omega^2)$ de ces mesures avec une grande précision et particulièrement dans le cas de transistor de faible développement de grille. La raison essentielle de ce problème est due à la valeur élevée de la résistance équivalente de bruit qui est inversement proportionnelle à la largeur de grille. La valeur de F_{50} est d'autant plus grande que R_n est importante. D'autre part le module de l'admittance optimale est d'autant plus petit que f_c est important. On a alors une mesure très sensible aux erreurs systématiques. En particulier, les performances du banc de mesure de bruit sont telles

qu'il n'est pas possible de présenter une impédance de source aussi constante que nécessaire à la caractérisation précise de tels transistors en fonction de la fréquence.

Nous avons donc sélectionné les points de fréquences où la charge présentée à l'entrée du transistor était la plus proche de 50Ω . Si cette méthode a permis de mesurer des transistors avec des développements de grille plus court, il s'avère qu'une optimisation nous permet d'obtenir une meilleure précision encore.

La mesure s'effectue donc de la façon suivante :

- 1 Calibrage de la partie du banc dédié à la mesure des paramètres de dispersion.
 - 2 Changement de plan de référence puis mesure des quadripôles passifs par un calibrage de type dipôle (CO, CC, Charge). On utilise les commutateurs à cet effet comme nous l'avons expliqué précédemment.
 - 3 Calibrage en bruit du récepteur
 - 4 mesure des paramètres [S] du transistor
 - 5 mesure en bruit du transistor après passage en position de mesure de bruit grâce aux commutateurs (Mesure de F_{50}).
 - 6 Exploitation des mesures de bruit
- * Détermination de l'impédance de source présentée au transistor grâce aux paramètres [S] du quadripôle passif en entrée.

- * Sélection des points présentant une impédance de source proche de 50Ω .
- * Détermination des paramètres de la droite $F_{50}(\omega^2)$ par régression linéaire
- * Extraction des deux températures équivalentes de bruit
- * Comparaison des mesures de facteur de bruit avec le facteur de bruit calculé en tenant compte l'impédance présentée en entrée, calculée grâce au modèle.
- * Utilisation d'une méthode variationnelle pour optimiser les valeurs des températures équivalentes de bruit qui permettent le meilleur accord entre modèle et mesure.
- * Utilisation des points de mesures où on a le meilleur accord théorie expérience pour faire l'exploitation. Alors on choisi les points présentant une différence de facteur de bruit inférieure à 0.1 dB.

En fait on constate que cette procédure d'optimisation nous donne les mêmes points de fréquences de mesure à conserver pour plusieurs transistors et plusieurs polarisations.

1.5.2.4 Efficacité de la procédure d'optimisation des mesures F_{50}

Pour connaître l'efficacité de la procédure d'optimisation de la méthode de mesure F_{50} , nous avons procédé à une simulation de cette méthode. Pour ce faire, nous avons utilisé le

modèle à deux températures équivalents de bruit que nous utilisons dans l'exploitation en utilisant des paramètres typiques d'un P-HEMT, $0,1 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$ de développement de grille en condition de fonctionnement « faible bruit ».

A partir des valeurs du schéma équivalent et de T_{in} et T_{out} , nous calculons F_{50} en fonction de la fréquence. La bande de fréquence choisie (6-20 GHz) correspond à celle du banc de mesure de bruit utilisé à l'IEMN. Nous avons ensuite entaché les valeurs de F_{50} d'une erreur aléatoire répartie uniformément dans la bande de fréquence considérée.

En utilisant la méthode de sélection des points de fréquences et la méthode d'exploitation décrites précédemment, nous avons calculé l'erreur commise sur les températures équivalents de bruit.

On observe une erreur croissante avec l'erreur moyenne introduite sur le facteur de bruit mesuré. Ainsi, pour une température équivalente de bruit en sortie de 400 K on observe une erreur de 7 % pour une incertitude de 0,1dB et 11 % pour une incertitude de 0,3 dB. Par contre, si la température équivalente en sortie est de l'ordre de 3000 k on constate une erreur de 5,7 % pour 0,3 dB. On réalise donc une mesure moins précise sur des transistors très faible bruit ($F_{min} < 1$ dB à 20 GHz).

1.5.3 Conclusion

La caractérisation complète d'un quadripôle est toujours possible par la méthode avec adaptateur. Les T.E.C. peuvent cependant être plus aisément caractérisés en bruit par une mesure de facteur de bruit avec une impédance de source de 50Ω . Cette dernière méthode impliquant l'utilisation d'un modèle de bruit à deux paramètres. Il paraît raisonnable de penser

qu'on pourrait utiliser ce type de méthode pour la caractérisation de composant tel que le transistor bipolaire à hétérojonction.

1.6 La mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques.

Dans ce paragraphe, nous allons présenter un banc de mesure de bruit millimétrique qui ne comprend pas d'adaptateur. Par conséquent, ce banc sert à mesurer le facteur de bruit de dispositifs sous test avec une impédance de source proche de 50Ω en entrée. Il est également utilisé pour la mesure de paramètres [S] sous pointes en gamme d'ondes millimétriques. Après la présentation du banc, les problèmes relatifs à la mise en oeuvre de celui ci sont développés. Ensuite, nous présenterons un banc semblable comprenant un adaptateur et des commutateurs.

1.6.1 La mesure sous pointes.

La mesure sous pointes des propriétés de bruit hyperfréquences de composant nécessite de recourir à un système mixte comprenant à la fois un mesureur de bruit et un analyseur de réseau vectoriel. Nous allons donc traiter ces aspects, essentiellement en ce qui concerne la mesure de bruit en gamme d'ondes millimétrique.

1.6.2 Description du Banc de mesure millimétrique.

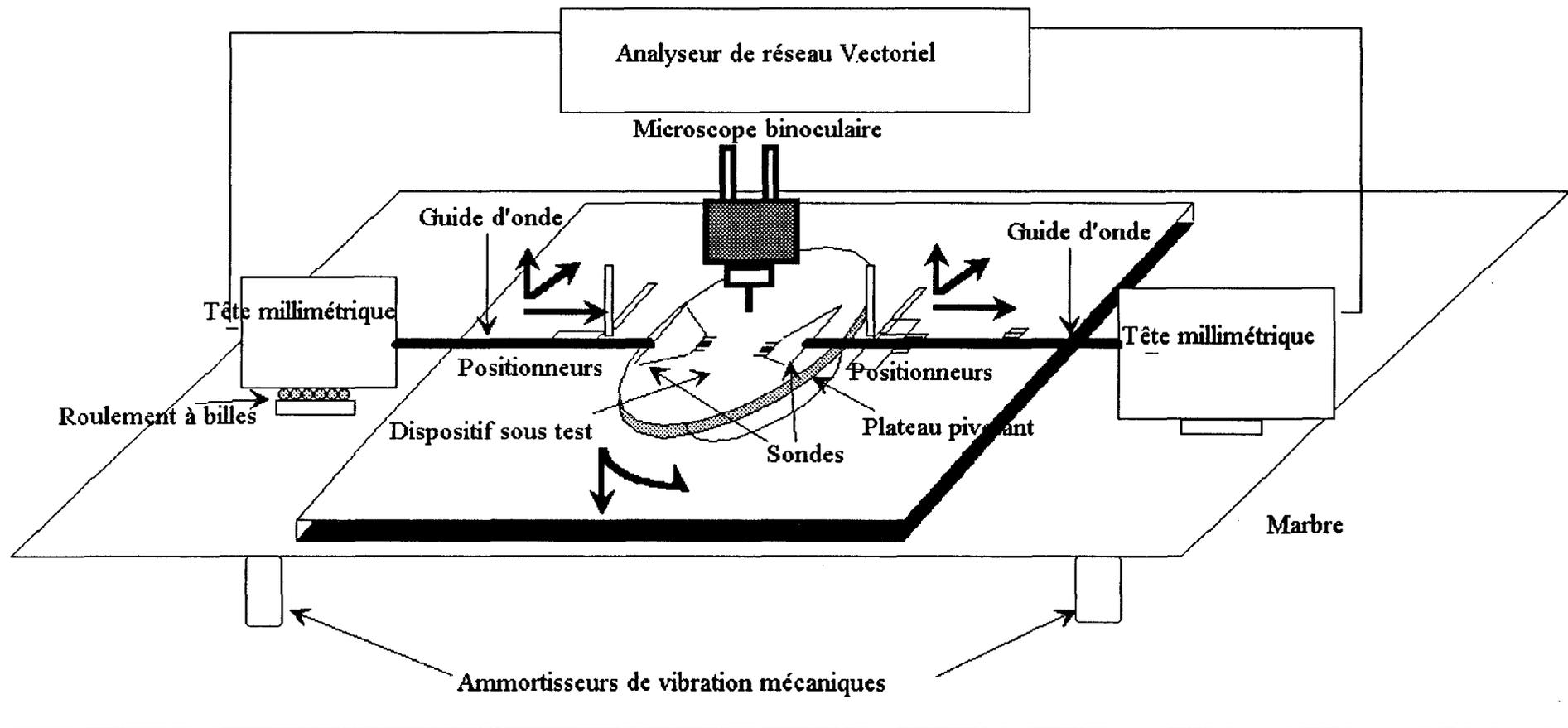


Fig. 16: Banc de mesure de paramètres [S] en gamme d'ondes millimétriques

Les descriptions spécifiques des analyseurs de réseaux vectoriels fonctionnant en gamme millimétrique ainsi que les techniques de calibrage associées sont données en annexe.

Le banc de mesure de paramètres de dispersion pour la gamme d'ondes millimétriques de la figure 16 est composé d'un analyseur de réseaux H.P. 8510 B de deux têtes millimétriques, puis d'une liaison jusqu'aux pointes par des guides d'ondes (WR 15, WR 10). Ces pointes " Picoprobe " ® sont équipées de Té de polarisation externe. Le positionnement des sondes est assuré par des micromanipulateurs autorisant un déplacement dans les trois dimensions avec une précision de l'ordre de 10 microns. L'ensemble constitué par les sondes, les micromanipulateurs et le plateau support est mobile verticalement avec une grande précision à l'aide d'un levier et d'un système de cames. Les dispositifs sous test sont posés sur un plateau ("Chuck") permettant des déplacements horizontaux et verticaux et pivotant autour de son axe. Ce plateau est équipé d'un système maintenant fermement les circuits grâce à un système de vide. Le banc de mesure comprend également un microscope binoculaire mobile pour observer le déplacement et la pose des sondes avec une résolution de l'ordre de 10 μm . Enfin, le tout repose sur une table de mesure en marbre qui absorbe les vibrations transmises par le sol. En effet, ces vibrations dégradent la qualité de la mesure et le matériel.

1.6.3 Description de la mesure sous pointes millimétrique

1.6.3.1 Introduction

La mesure sous pointes en gamme d'ondes millimétriques comparée à la mesure plus basses fréquences présente quelques particularités. Ces spécificités sont, la pose des pointes, leur déplacement et leur système de polarisation.

1.6.3.2 La pose des pointes.

La mesure sous pointes millimétrique nécessite une pose plus précise des pointes comparée à ce qui est fait en plus basses fréquences. En effet, pour une même distance le changement de phase est beaucoup plus important à une fréquence plus élevée. Pour donner un ordre de grandeur, si la longueur d'onde est de 1 mm alors une erreur de position de 10 μm signifie environ 4 ° d'erreur de phase sur un aller. En terme de schéma équivalent cela revient à une erreur de l'ordre de 2 pF sur la valeur de l'inductance parasite et 1 fF de la capacité parasite pour une ligne à air de 50 Ohm d'impédance caractéristique.

1.6.3.3 Le déplacement des pointes.

Le déplacement des pointes est un point critique lors des mesures sous pointes en gamme d'ondes millimétriques. En effet, c'est la présence des guides d'onde rigides entre les sondes et les têtes de mesure qui contrarie le déplacement. Lorsqu'on déplace une sonde, des contraintes apparaissent sur celle-ci empêchant un contact parfaitement reproductible. Il y a aussi déformation du guide rectangulaire situé sur la sonde. Ces phénomènes entraînent des erreurs qui ne sont pas prise en compte de façon systématique par le calibrage.

Pour résoudre ce problème on peut augmenter la mobilité de la tête de mesure en l'installant par exemple sur un roulement à bille. On peut aussi allonger les guides pour atténuer l'effet de la rigidité. Si la plupart des utilisateurs de banc de mesure sous pointes en gamme millimétrique choisissent d'utiliser des guides d'ondes rectangulaires, c'est parce qu'ils présentent de faibles pertes et une excellente directivité. Il est aussi possible d'utiliser des câbles coaxiaux, qui présentent des pertes relativement élevées en très hautes fréquences ; ceci dégrade encore plus la dynamique des analyseurs de réseaux fonctionnant en gamme

millimétrique. De plus la faible dimension de ces câbles coaxiaux, utilisés jusqu'aux ondes millimétriques, entraîne d'importantes détériorations des performances du banc lorsque ceux ci sont fortement coudés.

1.6.3.4 La polarisation à travers les pointes.

La polarisation des dispositifs actifs à travers les pointes pose le problème suivant. Les guides utilisés se comportent comme des charges fortement réfléchives en deçà de leur fréquence de coupure (39 GHz en bande V avec des guides W.R.22 et 59 GHz en bande W avec des W.R.15). Cet effet favorise les oscillations des composants actifs dont le gain est d'autant plus élevé que la fréquence est basse. La solution consiste à utiliser un circuit de polarisation présentant une charge non réfléchive en deçà de la fréquence de coupure du guide. Ainsi, les sondes "Picoprobe" ®, que nous utilisons au laboratoire, présentent dans leur gamme d'utilisation un facteur de réflexion inférieur à -15 dB. Dans le même temps le té de polarisation permet d'avoir un facteur de réflexion de -10 dB aux fréquences plus basses.

1.6.3.5 Conclusion.

Si la mesure millimétrique pose des problèmes tels que, la pose, le déplacement des pointes et la polarisation à travers celles ci. Des solutions existent.

Il est possible d'inclure des marques sur les circuits et d'utiliser un système optique avec un facteur de grandissement suffisant (x 200 au moins) pour mieux contrôler la précision de pose des pointes.

De même les contraintes mécaniques entre les sondes et les têtes de mesure peuvent être diminuées. Il suffit d'assurer le déplacement des sondes par des roulements à billes et d'allonger les guides.

Quant à la stabilité, le système de polarisation des pointes Picoprobe ® donne une entière satisfaction.

1.6.4 Le calibrage pour la mesure sous pointes en gamme d'ondes millimétriques.

La mesure sous pointes des paramètres [S] est devenue un point incontournable en hyperfréquences. Il est très probable qu'elle le sera également en gamme d'ondes millimétriques dans un futur proche. Après avoir considéré les points les plus importants, nous présentons quelques solutions concernant les techniques de calibrage.

La mesure sous pointes se réalise sur des circuits « planaires ». Pour ce faire, des lignes de propagation à structures ouvertes relient les circuits sous test aux pointes. Les deux structures les plus répandues sont les lignes coplanaires et microrubans. A ces fréquences, on utilise d'ailleurs exclusivement des pointes comportant deux plans de masse.

Les lignes coplanaires présentent l'avantage d'être plus facile à réaliser mais elles sont plus difficiles à modéliser. D'une part, pour réaliser des lignes microrubans, il faut métalliser la face arrière du substrat après amincissement de celui-ci. D'autre part, les retours à la masse se font par l'intermédiaire de trous métallisés pour relier les contacts de masse des sondes. Cette transition ne permet pas un calibrage dans le plan des pointes lorsqu'on utilise ce type d'étalon en technologie microruban.

La mesure précise de circuits microrubans, implique la réalisation d'étalons tels que des lignes de propagation directement sur la plaquette de test. En effet, les caractéristiques micro-ondes des lignes microrubans dépendent fortement de l'épaisseur et de la nature du substrat.

Par contre, la liaison entre les lignes coplanaires et les pointes ne nécessite pas forcément de transition. D'autre part, les caractéristiques électriques de ce type de guide d'onde sont équivalentes pour des permittivités diélectriques proches. Cette propriété découle de la configuration des champs électromagnétiques qui sont répartis dans le substrat et dans l'air. Par contre, il semble difficile de réaliser des lignes d'épaisseur de métallisation constante de façon reproductible. Il est donc préférable de réaliser des étalons sur le substrat où se situent les dispositifs, même si les variations d'épaisseurs de métallisation entraînent des modifications assez faibles des caractéristiques électriques. Un calibrage avec ce type de standards est néanmoins possible sur un autre substrat (substrat commercial) de nature similaire à la plaquette de test.

La mesure sous pointes dépend également des propriétés électriques hyperfréquences des pointes, et particulièrement de la configuration des champs électromagnétiques au niveau du contact entre la pointe et le dispositif sous test. En effet, lorsqu'on utilise des charges localisées dans le plan des pointes, la topologie de la pointe détermine la configuration des champs électromagnétiques sur la charge. Ce cas de figure correspond à certains types de méthodes de calibrage (S.O.L.T, L.R.M.). Il faut alors tenir compte de l'influence de la sonde sur l'étalon par un modèle électrique à éléments localisés comme une inductance, une capacitance, une ligne d'impédance quelconque.

Pour accentuer l'efficacité de certaines techniques de calibrage, il est nécessaire de connaître précisément au moins un étalon. C'est ainsi que les techniques de calibrage telles que

les méthodes L.R.M. et S.O.L.T. sont améliorées pour rendre compte des effets parasites [14] [15] liés à la connexion entre la pointe et l'étalon. Par exemple, dans le cas de la L.R.R.M., on définit une inductance parasite en série sur la charge à partir d'un standard réflectif non utilisé dans la première phase du calibrage. Dans le cas de la S.O.L.T. l'utilisation, par exemple, d'une ligne longue en circuit ouvert, permet de connaître les imperfections de certains standards et d'optimiser ainsi le calibrage. Cette technique a été mise au point par P. Crozat à l'Institut d'Electronique Fondamentale [15].

La méthode T.R.L. est particulièrement bien adaptée à la mesure sous pointes en gamme d'ondes millimétriques. D'abord elle tient compte des structures d'accès aux composants. Ensuite, elle utilise des étalons (lignes) qui sont faciles à insérer sur la substrat du circuit. Les contraintes de cette méthode sont essentiellement liées à la connaissance de l'impédance caractéristique de la ligne et de la connexion directe (« Thru »). Le principal problème concerne la définition de la connexion directe. C'est à dire qu'il faut éviter le couplage entre les pointes, et s'assurer d'avoir une propagation du champ électromagnétique correspondant à celui de la ligne. Il semblerait qu'une longueur comprise entre $\lambda_g/4$ et $\lambda_g/2$ soit un bon compromis. Ainsi pour des mesures en bande W, où la longueur d'onde guidée est comprise entre 1,5 mm et 1 mm, une " Thru " d'une longueur de 400 μm donne des résultats satisfaisants.

Il est donc possible de choisir différentes méthodes de calibrage. On peut toujours recourir à un calibrage T.R.L. faute d'étalon ou dans des conditions de mesure, particulières.

1.6.5 Le banc de mesure de bruit millimétrique.

Ce banc représenté sur la figure 17 comprend une source de bruit, deux sondes de mesure hyperfréquence fonctionnant dans toute la bande W (75 à 110 GHz), un mélangeur fonctionnant à 94 GHz, deux isolateurs, un oscillateur à diode gunn fonctionnant à la même fréquence et un mesureur de bruit.

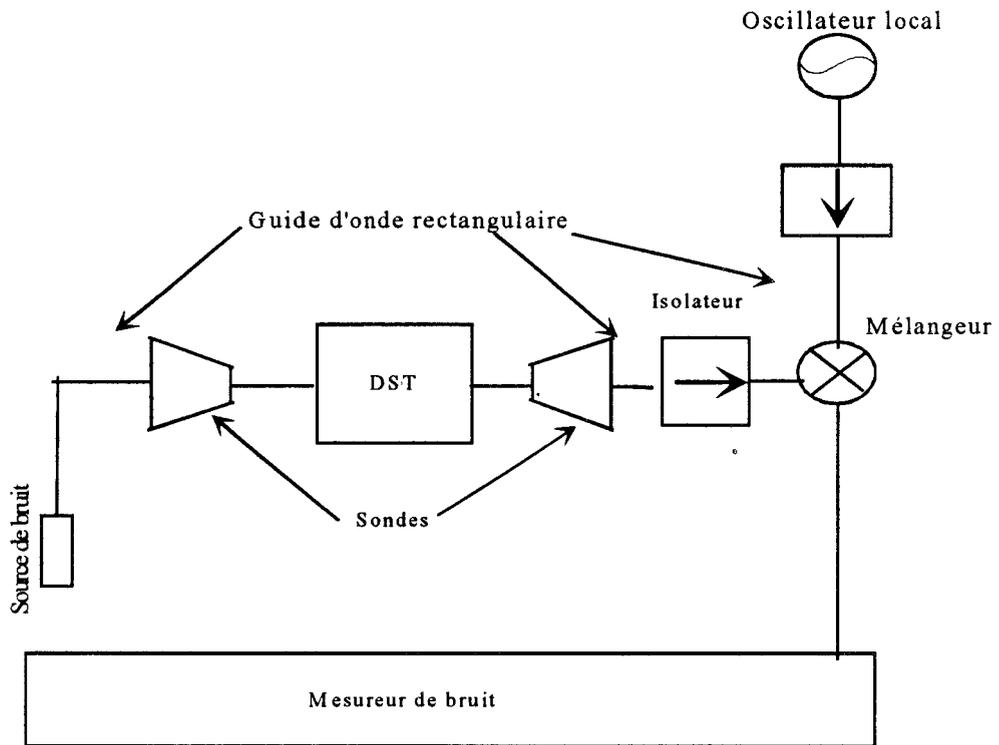


Fig. 17: Banc de mesure de bruit à 94 GHz

Les paramètres de dispersion des quadripôles passifs sont déterminés selon la méthode de calibrage en réflexion présenté par la suite.

1.6.6 Les problèmes spécifiques à la mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques.

Les problèmes spécifiques rencontrés, lors de ce type de mesure sont, l'oscillation éventuelle du dispositif sous test, la stabilité en fonction de la fréquence du signal délivré par l'oscillateur local et la sensibilité du récepteur de bruit. Le problème de l'instabilité est le même que celui rencontré lors de la mesure de paramètre [S] en gamme d'ondes millimétriques. On rencontre d'ailleurs, d'autres difficultés communes avec la mesure de paramètres [S] à cette fréquence telles que le placement des sondes. Par contre, il apparaît des problèmes spécifiques tels que la stabilité en fréquence de l'oscillateur local qui associé au mélangeur permet d'abaisser la fréquence à quelques dizaines de MHz. Ceci nous a amené à choisir une source à haut coefficient de qualité ce qui restreint fortement la bande d'utilisation de l'oscillateur. D'autre part, le système de réception millimétrique est d'autant plus bruyant que la fréquence est élevée. Cette caractéristique est directement liée aux performances des mélangeurs millimétriques utilisés. La figure 18 montre la valeur du facteur de bruit des mélangeurs utilisés dans les différentes gammes d'ondes millimétriques. Ainsi, le facteur de bruit du récepteur complet est de 9 dB à 94 GHz pour une fréquence IF de 30 MHz. Cette performance est relativement bonne, celle ci pourrait être améliorée d'environ 2 dB par l'utilisation d'un amplificateur faible bruit disponibles dans le commerce.

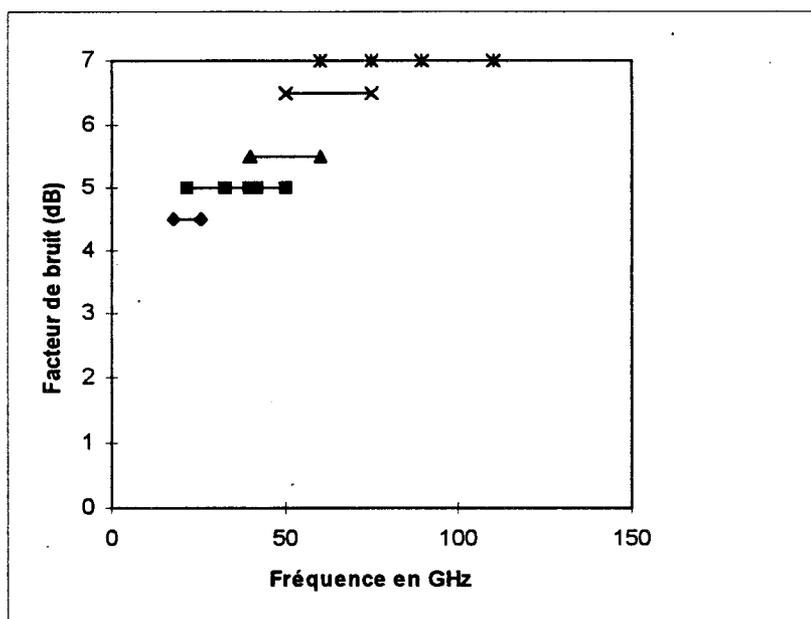


Fig. 18 : Evolution du facteur de bruit de mélangeurs doublement équilibrés en fonction de leur fréquences de fonctionnement.

1.6.7 La mesure de bruit avec adaptateur en gamme d'ondes millimétriques.

Lors de ma thèse j'ai effectué un séjour de six mois au sein du laboratoire d'électronique de l'université de Leeds. Lors de ce séjours je devais mettre au point les méthodes de calibrage d'un banc de mesure de bruit multi-impédances fonctionnant 75 à 110 GHz. Je présenterai donc dans ce paragraphe la méthode de calibrage qui à été mise au point ainsi que diverses observations. L'absence de mesures tient à ce que nous n'avons pu disposer du banc complet que pour une seule semaine.

La mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques à l'aide d'un adaptateur pose quelques problèmes spécifiques. D'abord, parce que la longueur d'onde est courte. Il convient d'accentuer la précision des placements des éléments de l'adaptateur à l'échelle de la longueur

d'onde. D'autre part, la présence de guides d'ondes rectangulaires facilite l'oscillation des dispositifs sous test à fort gain. Cet inconvénient est encore accentué par la présence de l'adaptateur. D'autre part, il est nécessaire de concevoir un mélangeur avec de faibles pertes d'insertion fonctionnant dans toute la gamme de fréquence de mesure si on veut réaliser des mesures sur une large gamme de fréquence. En effet, le système de réception et les sondes présentent plus de pertes que les systèmes fonctionnant à des fréquences plus basses. C'est d'ailleurs, le principal problème de la mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques. La réception hétérodyne peut également s'avérer difficile car les sources synthétisées très stables à cette fréquence sont difficiles à fabriquer.

Sur la figure 19, apparaît le synoptique du banc de mesure millimétrique sur lequel j'ai travaillé pendant mon séjour de 6 mois à Leeds.

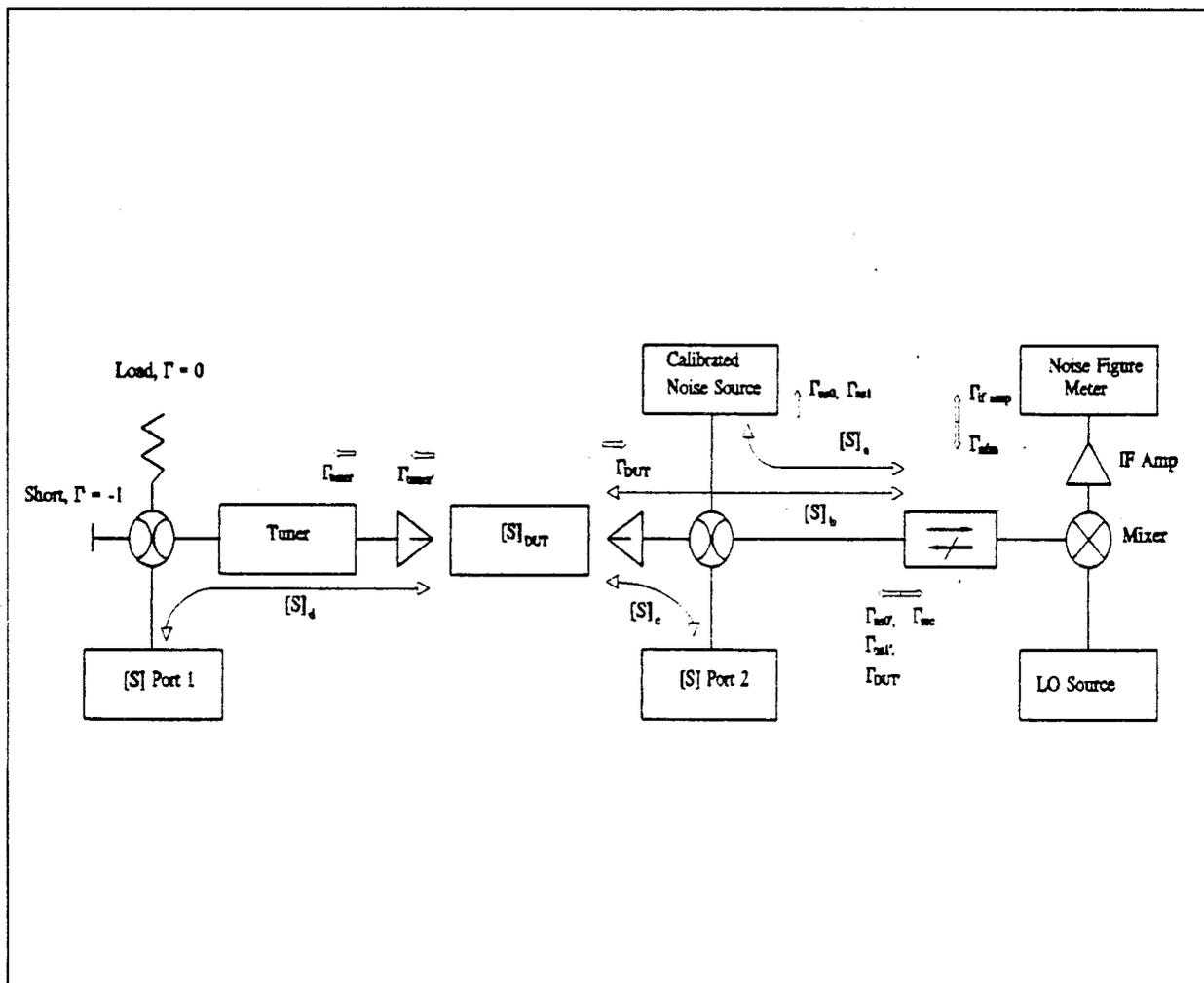


Fig. 19: Banc de mesure de bruit en gamme d'ondes millimétriques avec adaptateur.

Le facteur de bruit du récepteur est de 8 dB avec un gain disponible associé de 30 dB à 94 GHz sans amplificateur faible bruit sur la voie RF. Quant au circuit passif entre le dispositif sous test et le récepteur il présente une atténuation de 3.5 dB. Ces valeurs ont été extraites dans le cas d'un récepteur optimisé entre 92 et 94 GHz.. Ceci signifie que le facteur de bruit est moins élevé de 1 dB par rapport au banc fonctionnant à une seule fréquence. La différence de facteur de bruit s'explique parce que l'on a d'un coté un système commercial et de l'autre un système réalisé à un seul exemplaire.

Pour calculer les paramètres [S] des quadripôle passifs d'entrée et de sortie du banc de mesure, on utilise une procédure de calibrage en réflexion. Dans un premier temps, on effectue un calibrage au niveau des sondes de mesures. On place ensuite les sondes sur une ligne de connexion directe. On déplace alors le plan de référence dans celui de la pointe opposée de chaque coté. On mesure alors chacune des trois charges nécessaires. Et on obtient l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} \Gamma_{M1} \\ \Gamma_{M2} \\ \Gamma_{M3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \Gamma_{M1} \cdot \Gamma_1 & \Gamma_1 \\ 1 & \Gamma_{M2} \cdot \Gamma_2 & \Gamma_2 \\ 1 & \Gamma_{M3} \cdot \Gamma_3 & \Gamma_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{11} \\ S_{22} \\ S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} \end{pmatrix} \quad (24)$$

où les trois charges sont indiquées 1, 2, 3, et où Γ_{Mi} est le facteur de réflexion mesuré en sortie quand Γ_i est le facteur de réflexion de la charge correspondante.

Il suffit donc d'inverser la matrice permettant d'obtenir les facteurs de réflexion mesurés pour obtenir les paramètres [S] du quadripôle passif. D'ailleurs, on connaît toujours S_{12} et S_{21} avec une indétermination en phase à π près.

Lorsqu'on utilise des structures en guide d'onde rectangulaire, les charges choisies sont :

* un court-circuit.

* un court-circuit décalé d'un tronçon de guide d'un quart de la longueur d'onde à la fréquence centrale.

* une charge non réfléchive.

1.6.8 Conclusion.

Suite à mon séjour à Leeds, nous avons un banc multi-impédances entièrement automatisées et prêt à fonctionner. Le principal problème demeure la sensibilité du récepteur de bruit. Je n'ai pas pu terminer mon travail en l'absence d'un mélangeur faible bruit en état de fonctionnement. Il me semblerait intéressant de vérifier également la pureté spectrale de l'oscillateur programmable.

La méthode de calibrage originale qui a été développée lors de ce stage fera d'ailleurs l'objet de mon emploi futur pour une application à des fréquences inférieures.

Plus généralement le problème posé par la mesure millimétrique multi-impédances, est la précision. En effet, certains paramètres de bruit tels que R_n et $|Y_{opt}|$ sont difficiles à obtenir en plus basses fréquences avec ce type de système de mesure de bruit. Ceci s'avère d'autant plus vrai que le composant possède un faible développement de grille et un faible facteur minimum de bruit.

On devrait donc améliorer la précision en plus hautes fréquences. Cet objectif n'est pas atteint, car les éléments constituant le banc de mesures ont des performances en bruit qui se dégradent également.

En ce qui concerne la mesure de bruit à une seule impédance de source en gamme d'onde millimétrique, elle présente l'intérêt d'être plus simple et par conséquent plus précise.

Enfin, étant donné l'imprécision et la difficulté de mise en oeuvre d'un banc de mesure multi-impédances, il semble préférable de réaliser une mesure précise à une seule impédance qui soit assez facile à mettre en oeuvre.

1.7 Conclusion

La mesure de facteur de bruit hyperfréquence peut être réalisée avec précision en deçà de 40 GHz. Dans cette gamme de fréquences, deux méthodes sont disponibles. Une méthode mettant en oeuvre un adaptateur, permet de caractériser tout type de quadripôle. Cependant, elle peut parfois être très imprécise en fonction des propriétés de bruit du transistor. L'autre basée sur l'étude des variations du facteur de bruit du quadripôle en fonction de la fréquence est précise mais réservée à des quadripôles particuliers tels que les transistors à effet de champs. D'autre part cette méthode ne permet pas d'obtenir à partir des mesures directement les quatre paramètres de bruit du transistor. Il est nécessaire d'assister la mesure par un modèle de bruit fiable au moins aux fréquences de mesure. La précision de détermination des paramètres de bruit est donc sensible à la précision de mesure mais aussi à la validité du modèle dans la bande de fréquence choisie. Cependant, c'est la méthode de mesure que nous avons choisie au laboratoire. Les principales raisons en sont :

- * Les bonnes performances de mesure liées à la simplicité de mise en oeuvre de la méthode à cause du nombre plus restreint d'éléments constitutifs, d'où le moindre coût du banc.

- * Un meilleur contrôle de la précision de mesure de facteur de bruit.

* Une grande confiance dans la fiabilité des modèles de bruit qui ont été dans de nombreux travaux depuis les années 60.

Pour la caractérisation plus délicate de composant « ultra faible bruit », il s'est avéré nécessaire de développer des bancs de bruit en gamme d'onde millimétrique. Nous avons choisi de mettre au point des bancs « faible bande » afin de préserver une précision convenable de mesure de facteur de bruit. Ces mesures effectuées en gamme d'ondes millimétriques permettent également une validation des modèles de bruit..

C'est pourquoi il importe de choisir ou d'élaborer un modèle convenable pour l'extrapolation des performances de bruit des transistors à effet de champs en gamme d'ondes millimétriques comme nous allons le faire dans le chapitre suivant.

1.8 Références Bibliographiques:

- [1] K.H.D. Duh, "A super low noise 0.1 μm T Gate InAlAs-InGaAs-InP HEMT." IEEE MGWL, Vol. 1, No 5, pp 114-116, Mai 1991.
- [2] H. Fourre, "Réalisation et caractérisation de transistors à effet de champs à hétérojonction de la filière AlInAs/GaInAs pour applications en ondes millimétrique." Thèse, Université des sciences et technique Lille1, 1997.
- [3] H. Rothe , W. Dahlke, "Theory of noisy fourpoles." Proceedings of the IRE, vol. 44, pp. 811-818, juin 1956.
- [4] H. Hillbrand, P.H. Russer, "An efficient method for computer aidednoise analysis of linear amplifier network." IEEE Transaction on circuit and systemes, vol. cas-23, No. 4, 1976.
- [5] H. Nyquist, "Thermal agitation of electric charge in conductors." Physical review, pp. 110-113, 1928.

[6] J.-M. Belquin, "Mesure automatique de bruit dans la bande de fréquences 8-18 Ghz." DEA, Université des sciences et technique Lille1, 1993.

[7] C. E. Collins, R.D. Pollard, R.E. Milles, and R.G. Dildine, "A new method for determination of Single-Sideband noise figure." IEEE MTT, Vol. 42, No. 12, décembre 1994.

[8] P. Tasker, " Improve accuracy of on-wafer noise-parameter testing." Microwave and RF, pp. 67-76, février, 1991.

[9] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, A. Cappy, "A new method for on wafer noise measurement." IEEE MTT, Vol. 41, No. 3, mars 1993.

[10] J.-M. Belquin, "W-band on-wafer noise measurement.", Rapport pour l'université de Leeds, Aout 1995.

[11] J.M. O'Callaghan, J.P. Mondal, "A vector approach for noise parameter fitting and selection of the source admittances." IEEE MTT, Vol.39, pp. 1376-1382, Aout 1991.

[12] A. Davidson, B. leake, E. Strid, " Accuracy improvement in microwave noise parameter measurement." IEEE MTT, Vol. 37, No. 12, décembre 1989.

[13] R. Drury, R.D. Pollard, C.M. Snowden, "A 75-110 Ghz Automated Tuner with exeptional range and repeatability." IEEE Microwave and guided wave letters, Vol. 6, No. 10, octobre 1996.

[14] A. Davidson, E. Strid and K. Jones, « LRM and LRRM calibration for MMIC measurement. » 26th ARTFG Conference Digest, pp.57-63, Nov. 90

[15] P. Crozat, J.C. Hénaux, G. Vernet, « Precise determination of open circuit capacitance of coplanar probes for On-wafer automatic network analyser measurements. » Electronic Letters, Vol. 27, N° 16, August 1991.

CHAPITRE II

Représentation petit signal des TEC.

2. Modélisation du comportement en gamme d'ondes millimétriques du transistor à effet de champs à l'aide d'une représentation petit signal.

2.1 Introduction.

Ce chapitre traite la modélisation petit signal, du comportement des transistors à effet de champs en gamme d'ondes millimétriques, à l'aide d'une représentation électrique « petit signal ». D'abord, nous préciserons l'origine des principaux éléments du schéma équivalent à partir des mécanismes de fonctionnement des T.E.C. (Transistor à Effet de Champs). Ensuite, nous discuterons l'intérêt du schéma équivalent. Enfin, nous présenterons un autre type de modèle analytique, qu'on peut qualifier de "boite noire", destiné à la modélisation des T.E.C.

Le but de ce travail est de démontrer la validité de ces différents modèles électriques en gamme d'ondes millimétriques.

2.2 Principe de fonctionnement d'un Transistor à effet de champs.

Dans cette partie, nous rappelons l'origine de divers éléments du schéma équivalent classique. Ceci permet de montrer par la suite certaines propriétés physiques ou technologiques influant sur les performances hyperfréquences du composant.

2.2.1 Schéma équivalent.

Un schéma équivalent est une représentation, un modèle, permettant de décrire les propriétés électriques d'un composant en régime de fonctionnement linéaire. Le circuit équivalent se présente sous la forme d'un schéma électrique composé d'éléments simples où chacun d'eux représente un effet physique.

Généralement, le schéma équivalent d'un composant actif comprend deux parties. Une partie extrinsèque qui comporte des éléments du schéma supposés indépendants de la polarisation. Cette partie est donc passive. Par contre, la partie intrinsèque ou active se compose d'éléments dépendants des polarisations appliquées.

2.2.2 Description des principaux éléments du schéma équivalents.

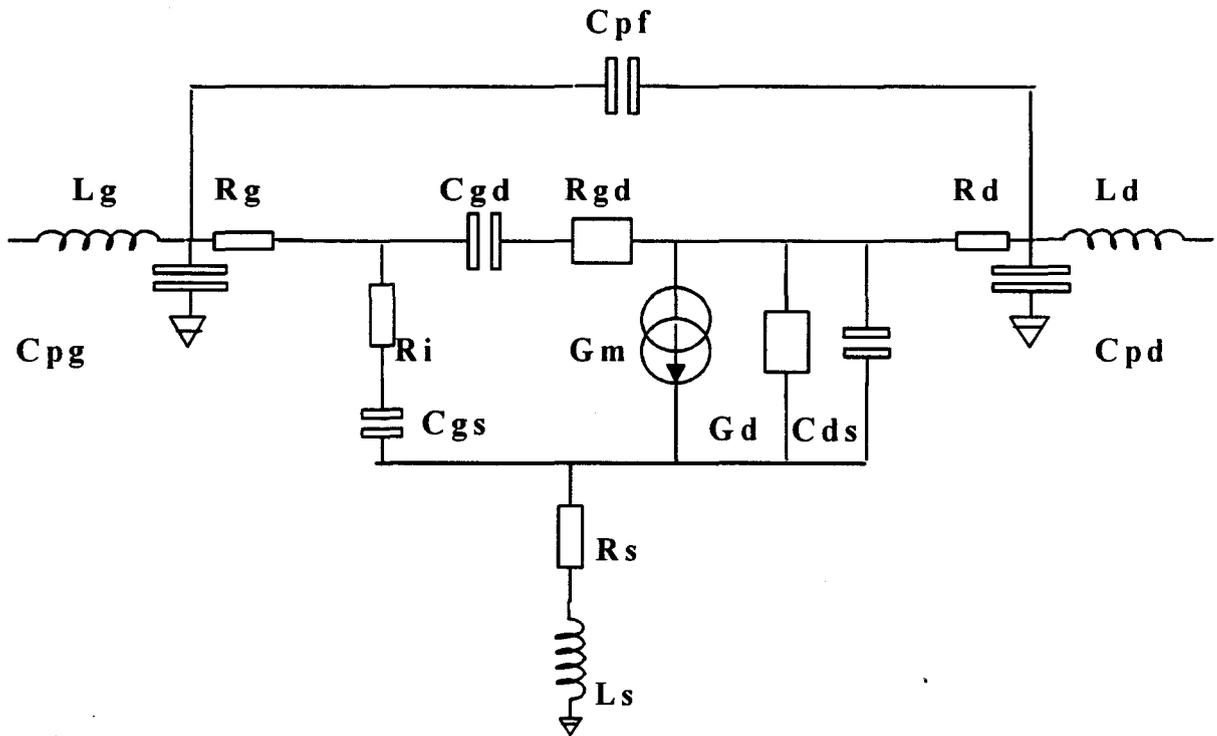


Fig. 1: Schéma électrique équivalent d'un transistor à effet de champs.

Comme on le constate sur la figure 1, chacun des éléments du schéma équivalent classique du T. E. C. rend compte d'un effet physique.

Les éléments de la partie active ont les significations suivantes. G_m est la transconductance traduisant la modulation du courant de drain par la tension de grille. C_{gs} et C_{gd} sont les capacités induites par la variation de la charge stockée. G_d correspond à la conductance du canal sous la zone désertée. Les définitions d'éléments tels que R_i et C_{ds} sont plus délicates. En effet la localisation et la détermination précise de ces éléments sont difficiles.

On admet généralement que R_i correspond à une résistance intrinsèque du canal côté source de la grille. La localisation des principaux éléments apparaît sur la figure 2.

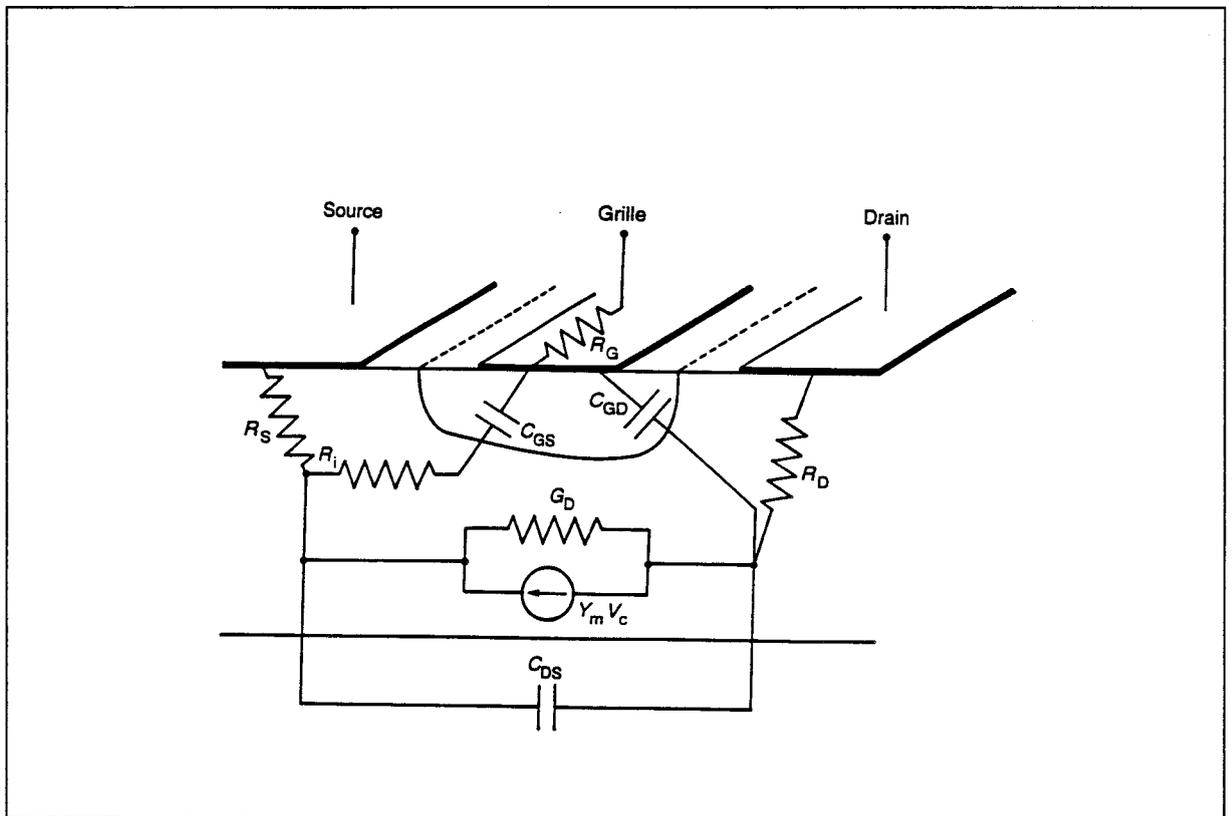


Fig. 2: Localisation des éléments du schéma équivalent dans le T.E.C.

En ce qui concerne les éléments de la partie extrinsèque, les résistances R_s et R_d représentent les résistances d'accès au canal conducteur du côté du drain et de la source. La résistance R_g représente la résistance dynamique liée à la métallisation de grille. Les capacités électrostatiques parasites C_{pg} et C_{pd} représentent les capacités des plots d'accès respectivement du côté de la grille et du drain. Les inductances sur chacune des entrées représentent les effets inductifs sur les plots d'accès.

Si la localisation des éléments du schéma équivalent est, assez bien définie, les effets physiques liés à la valeur de chacun des éléments sont difficiles à déterminer. En effet si les phénomènes physiques liés à l'effet transistor sont connus pour des transistors présentant des longueurs de grille supérieures à $0,5 \mu\text{m}$, il en est tout autrement pour des composants avec des longueurs de grille plus courtes. Dans ce type de structure, les effets physiques se répercutent sur plusieurs éléments ce qui rend toute interprétation incertaine. D'autre part, l'élévation de la résistance métallique de grille favorise l'apparition de phénomènes liés à la distribution sur la largeur de la grille.

2.3 Le schéma équivalent d'un transistor: Son rôle, son utilité.

Le schéma équivalent est une représentation des caractéristiques petit signal en régime de fonctionnement linéaire. Nous traiterons donc de son rôle lors des trois principales phases de l'optimisation d'une filière technologique que sont, la modélisation physique, la réalisation technologique et la conception de circuit.

2.3.1 Validation des études physiques de T.E.C. et des modèles numériques associés.

Le schéma équivalent du T. E. C. peut être utilisé pour valider un outil d'étude physique [1]. En fait, il s'agit plutôt d'un circuit équivalent car il est possible de déterminer les mécanismes physiques qu'ils décrivent. En effet, conformément à ce qui a été présenté précédemment, chaque élément du schéma équivalent peut être considéré comme caractéristique d'un aspect du fonctionnement du transistor. Or, une étude physique vise à mettre en évidence un effet physique et à le quantifier. Donc, on vérifie la fidélité du modèle

numérique en comparant le schéma équivalent extrait de ce modèle avec celui déterminé expérimentalement. Si les principaux éléments intrinsèques extraits du modèle correspondent à ce qui a été déterminé expérimentalement, alors on peut estimer que le modèle numérique rend bien compte de la réalité physique. L'intérêt d'une comparaison avec un schéma équivalent, c'est de permettre une meilleure analyse des imperfections éventuelles du modèle numérique. Par exemple, dans une simulation quasi-bidimensionnelle, lorsque la grille du transistor est d'une longueur inférieure à $0,5 \mu\text{m}$, on sousestime la valeur de g_a car on ne tient pas compte de l'injection de porteurs dans le substrat [2].

Ainsi, une étude du schéma équivalent associé à un modèle numérique, permet de déterminer les effets physiques mis en jeu lors du fonctionnement du transistor. On peut ainsi améliorer la conception des transistors pour obtenir de meilleures performances spécifiques, selon l'objectif recherché. Par exemple on peut essayer d'optimiser les paramètres technologiques d'un T.E.C. pour améliorer le fonctionnement en gamme d'ondes millimétriques.

2.3.2 *Contrôle et optimisation des réalisations technologiques.*

Si le circuit équivalent permet de valider des études physiques, il est tout aussi utile au contrôle des techniques de réalisation [3]. Il est établi que les valeurs des différents éléments du schéma équivalent rendent compte des mécanismes qu'ils modélisent. Par conséquent, les valeurs de ces éléments sont affectés par les techniques utilisées lors de la fabrication des transistors. C'est pourquoi, l'extraction systématique du schéma équivalent des transistors permet d'évaluer les conséquences d'une technologie sur les performances petit signal des transistors. On optimise ainsi les étapes technologiques pour obtenir une fréquence de coupure en courant plus élevée par exemple.

Le déroulement d'une telle optimisation se déroule comme suit. Après le test par des techniques telles que la caractérisation continue et basse fréquence ou encore la mesure d'éléments de test, on extrait le schéma équivalent complet du transistor. Ceci permet de recueillir des informations, sur les effets des techniques de réalisation, à partir de l'étude comparative de la valeur des éléments intrinsèques et extrinsèques de transistor réalisés.

Par exemple, on peut étudier l'effet de la dénitruration des transistors [3]. La dénitruration est une étape technologique qui vise à retirer le nitrure qui a été déposé sur le semi-conducteur pour définir le pied de grille. On fait donc disparaître une épaisseur de 800 Å de nitrure. La passivation par contre consiste à venir déposer une fine couche de nitrure afin de protéger le semi-conducteur lorsqu'il est à l'air libre. Dans l'expérience relatée par le tableau qui suit il s'agit d'une épaisseur de 200 Å.

On observe une baisse de la valeur des capacités parasites de plot de grille et de capacité parasite entre grille et drain après dénitruration. Dans le même temps, les éléments intrinsèques sont affectés comme on le constate en observant le tableau suivant.

| | Avant Min/Max | Dénituration (%) | Passivé (%) |
|------------------|---------------|------------------|-------------|
| G_m (mS/mm) | 1600/2400 | -9.5 | -11 |
| G_d (mS/mm) | 152/203 | -16.4 | -9.55 |
| C_{gs} (fF/mm) | 1000/1700 | -11 | -14.5 |
| C_{gd} (fF/mm) | 150/260 | -33 | -23.75 |
| f_c (GHz) | 220/270 | 1.8 | 4.05 |

Tableau 1: Effet de la dénitruration et de la passivation sur les éléments intrinsèques du schéma équivalent.

L'extraction du circuit équivalent des transistors lors des différentes étapes technologiques a donc permis d'évaluer l'effet du dépôt de nitrure sur la fréquence de coupure du transistor. Ces résultats ont été obtenus au laboratoire grâce aux travaux de thèse de V. HOEL.

2.3.3 *Extrapoler les paramètres [S] avec un schéma équivalent.*

L'extrapolation des paramètres [S] en gamme d'ondes millimétriques est une solution pratique pour la conception de circuits même lorsqu'on possède un appareil de mesure susceptible de nous fournir cette information. Deux méthodes sont alors à notre disposition. On extrapole les caractéristiques du T.E.C. en gamme d'ondes millimétriques à partir d'un schéma équivalent déterminé en plus basses fréquences, ou on utilise directement des mesures effectuées en gamme d'ondes millimétriques.

La technique du schéma équivalent est précise sur une gamme de fréquence importante, car elle est proche de la physique du composant. Cependant elle est limitée aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure du gain en courant pour le circuit équivalent classique. D'autre part, grâce au schéma équivalent on réalise des extrapolations en fonction de la largeur de grille.

Grâce au schéma équivalent, on s'affranchit d'éventuelles imperfections de mesure. C'est ce qu'on constate lors de l'observation de mesure de paramètres [S] d'un transistor en gamme d'ondes millimétriques par exemple sur la figure 3.

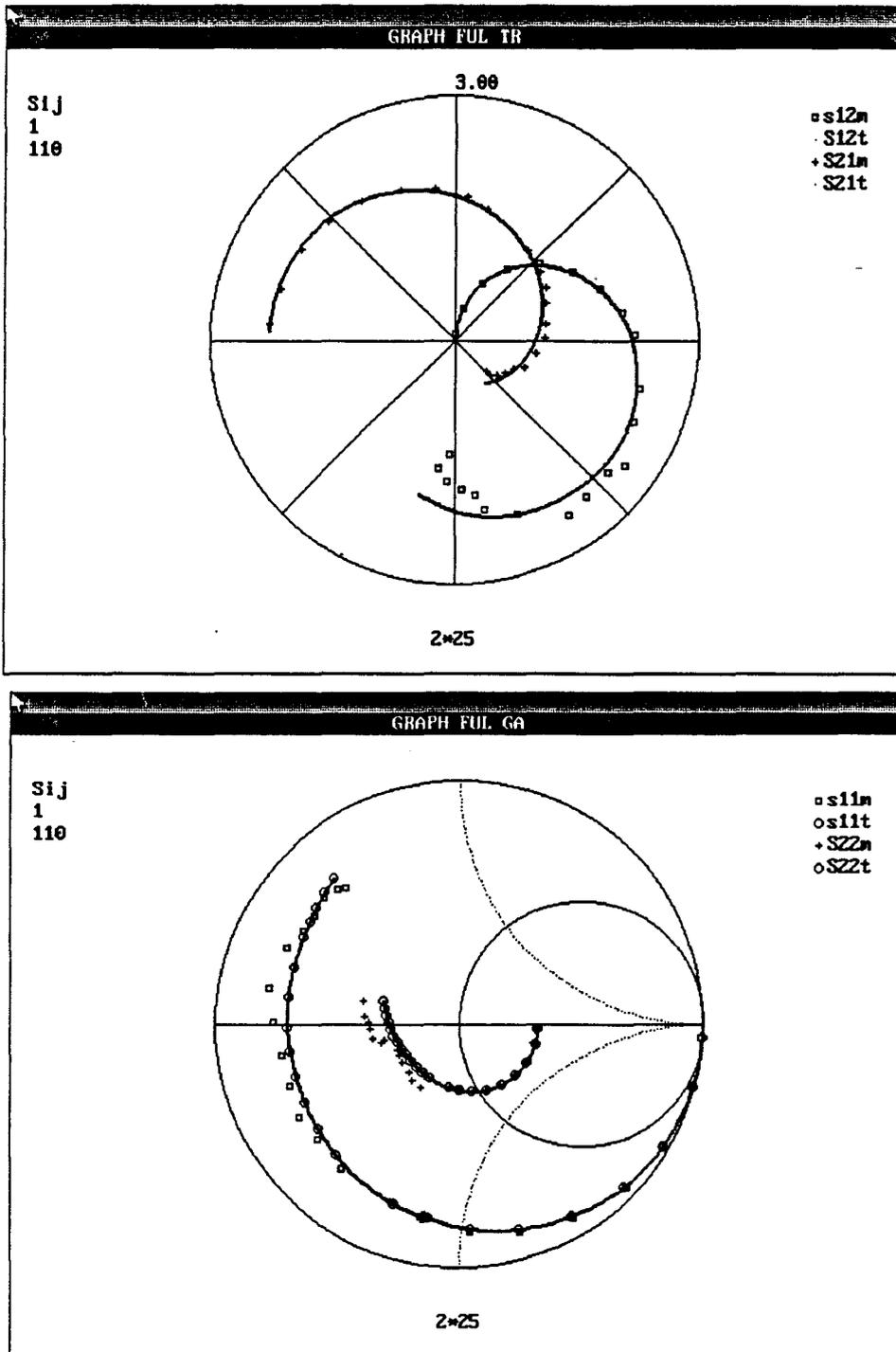


Fig. 3: Comparaison de paramètres [S] obtenu par la mesure ou un schéma équivalent en gamme d'ondes millimétriques.

En gamme d'ondes millimétriques, l'imprécision de mesure est plus élevée qu'en gamme d'ondes centimétriques. Dans ces conditions, le schéma équivalent déterminé dans cette gamme d'ondes est plus fiable que la mesure directe pour concevoir un circuit. C'est donc un moyen de lissage des mesures « intelligent » afin de diminuer les erreurs provenant des imperfections de mesure.

Finalement, le schéma équivalent élargit le champs d'action, de la conception de circuit en permettant d'extrapoler les propriétés électriques du composant à des fréquences plus élevées que celles où il a été déterminé, en donnant la possibilité d'optimiser la polarisation ou la largeur de grille avec précision.

2.3.4 Conclusion

La caractérisation hyperfréquence des transistors et plus particulièrement l'extraction de leur schéma équivalent constitue un point clef pour leur étude théorique, pratique et pour la simulation de circuits. D'autre part, si le circuit équivalent est une forme de schéma que l'on utilise dans ces trois domaines, il est pratique de faire appel à d'autres représentations pour l'extrapolation des paramètres $[S]$ du transistor comme nous le verrons dans la suite de ce chapitre.

2.4 Extraction du schémas équivalents petit signal à partir de la mesure de paramètres $[S]$.

Cette partie présente deux types de schémas équivalents. Le premier est le schéma équivalent classique , représenté sur la figure 1. Le second est une représentation électrique

essentiellement destinée à la conception de circuit à base de T. E. C. en gamme d'ondes millimétriques. Nous exposerons essentiellement la détermination des éléments de ces schémas.

2.4.1 La détermination des éléments du schéma équivalent classique.

La méthode de détermination des éléments du schéma équivalent influe sur la valeur de ceux-ci. Il existe trois types de méthodes, celles basées sur une optimisation [4] en fonction de la fréquence, celles basées sur la mesure d'éléments de test [5] puis celles basées sur des mesures avec une polarisation en transistor « froid » [6]. Ces trois méthodes présentent des intérêts distincts. L'utilisation d'une méthode d'optimisation peut fournir une série de solutions en fonction des valeurs initiales choisies. Il subsiste donc toujours un doute sur la validité physique, de la solution obtenue, en fonction de la valeur initial introduite dans le logiciel. Elle présente cependant l'intérêt de toujours présenter un bon accord avec la mesure des paramètres [S]. A l'inverse, les schémas équivalents extraits d'une mesure en transistor "froid" ou avec des structures de test donnent une solution unique dépendant éventuellement de la méthode détermination des éléments extrinsèques. La détermination des éléments extrinsèques à partir de structures passives de test est une méthode lourde et coûteuse en surface de semi-conducteur. Néanmoins on peut utiliser des éléments passifs de test, lorsque des éléments parasites sont indissociables des éléments intrinsèques. Par exemple, la réalisation d'un transistor sur un substrat N.I.D. permet de déterminer les capacités électrostatiques entre les métallisations. D'autre part, dans le cas des mesures sous pointes, il est préférable de ne pas changer la position des pointes entre les étapes de détermination des éléments extrinsèques puis intrinsèques. En effet, pour des schémas équivalents utilisés à des fréquences élevées, l'imprécision de pose des pointes provoque des erreurs de détermination des inductances et des

capacités parasites. Ces erreurs se répercutent sur la détermination de la valeur des éléments intrinsèques.

C'est donc l'extraction de schéma équivalent à l'aide de mesures en transistor « froid » que nous avons choisie et qui est présentée. La polarisation en transistor « froid » signifie une polarisation du transistor tel qu'il soit équivalent à un circuit passif. Ce type de mesure permet une détermination, des éléments du schéma équivalent plus proches de la physique du composant, comparée aux méthodes d'optimisations. Enfin, elle présente l'avantage d'effectuer toutes les mesures sans bouger les sondes de mesure et sans réaliser de structures supplémentaires ce qui est économique en surface de semi-conducteur, plus rapide, et plus précis.

2.4.2 Le schéma équivalent classique.

Cette partie présente un résumé de la méthode de détermination du schéma équivalent des transistors à effet de champs et les règles d'échelles en fonction de la largeur de grille.

2.4.2.1 Un rappel sur la détermination des éléments extrinsèques.

La détermination des éléments du schéma équivalent à partir de mesures en polarisation « froide » nécessite la modélisation du transistor dans ces conditions de polarisation. La solution retenue par G. Dambrine [6] est un réseau RC distribué. Ceci permet de modéliser le transistor pour une polarisation quelconque sur la grille et une tension nulle entre source et drain. C'est d'ailleurs ce qui apparaît sur la figure 4.

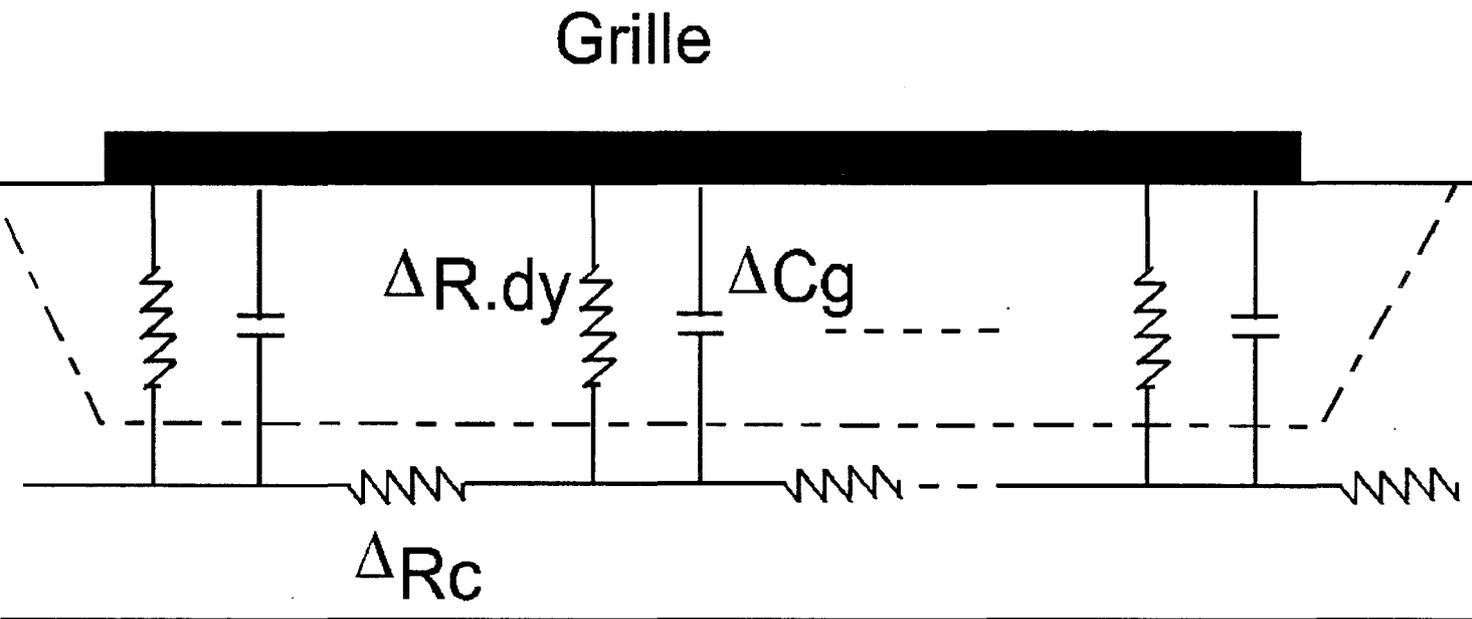


Fig. 4: Modélisation électrique du transistor « froid ».

Ce schéma ne rend cependant pas complètement compte des effets de distribution sur la largeur de la grille. Ceci est une cause d'imprécision lors de la mesure de la résistance et de l'inductance d'accès de grille de transistors de longueur de grille inférieure à 0,2 μm .

2.4.2.1.1 Détermination des inductances d'accès.

Si on polarise la grille en direct ($V_{gs} > V_b$), $V_{ds} = 0$, on peut décrire le fonctionnement du transistor par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{\eta \cdot kT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g) \\ Z_{12} = Z_{21} &= R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega \cdot L_s \\ Z_{22} &= R_s + R_d + R_c + j\omega \cdot (L_s + L_d) \end{aligned} \quad (1)$$

où R_c est la résistance de canal, I_g le courant continu dans la jonction schottky en directe et η le facteur d'idéalité de cette jonction.

Dans la plupart des cas, les capacités parasites ont une influence négligeable sur les éléments de la matrice impédance dans ces conditions de polarisation. On peut donc déterminer les inductances à partir des parties imaginaires des éléments de la matrice impédance. Cette mesure peut dégrader les caractéristiques du transistor lorsqu'il présente une longueur de grille faible. Le courant de grille injecté est alors suffisamment élevé pour endommager le composant. Nous présenterons une nouvelle méthode de détermination de l'inductance de grille qui nous épargne ce type de désagrément par la suite.

2.4.2.1.2 Détermination des résistances d'accès.

Nous présentons ici la méthode qui est utilisée à l'I.E.M.N. pour la caractérisation de HEMT sub-microniques. La méthode que nous présentons ici ne présente pas les inconvénients

dus à la mise en direct de la jonction de grille. Il existe d'ailleurs d'autres méthodes permettant de déterminer les résistances d'accès sans dégrader les propriétés hyperfréquences du composant [7].

Dans un premier temps, on polarise le transistor à $V_{ds}=0$; $V_{gs}\sim V_b$. Dans ces conditions, le courant de grille est trop faible pour dégrader les propriétés du transistor. Dans ces conditions de polarisation, la valeur de la résistance de canal est très faible, en général de l'ordre de $0,1 \Omega\text{mm}$. On en déduit la valeur de R_s à partir de $\text{Re}(Z_{12})$ et d'une valeur estimée de R_c . Dans le même temps, on détermine R_d .

Dans un second temps, pour la détermination de R_g , on étudie $\text{Re}(Z_{11})$ en fonction de V_{gs} comprise entre V_p et V_b . On s'intéresse essentiellement à la valeur minimum de $\text{Re}(Z_{11})$. Au delà de ce point de polarisation, on observe la croissance puis la décroissance de la partie réelle de Z_{11} . Cette évolution peut être simplement expliquée de la façon suivante :

Considérons le schéma équivalent très simplifié (Figure 5) correspondant à l'entrée de T.E.C. intrinsèque à $V_{ds}=0$.

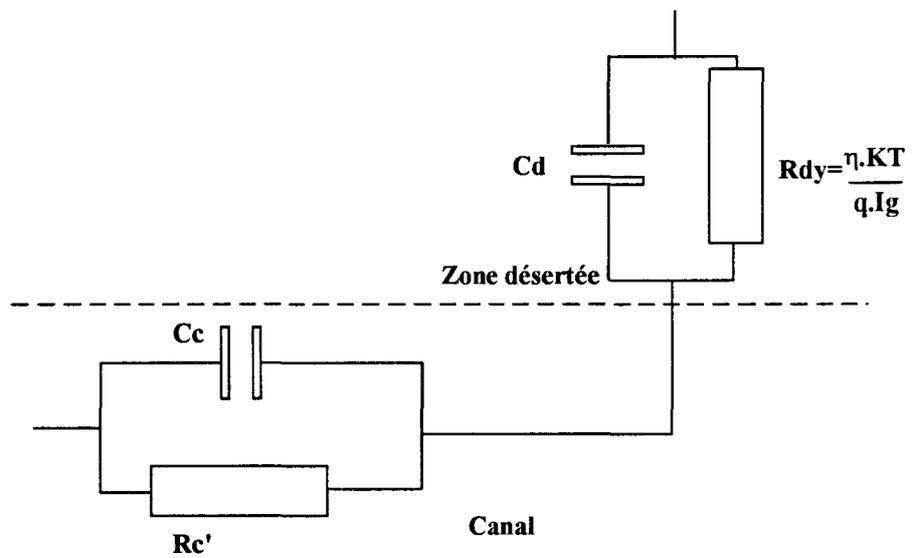
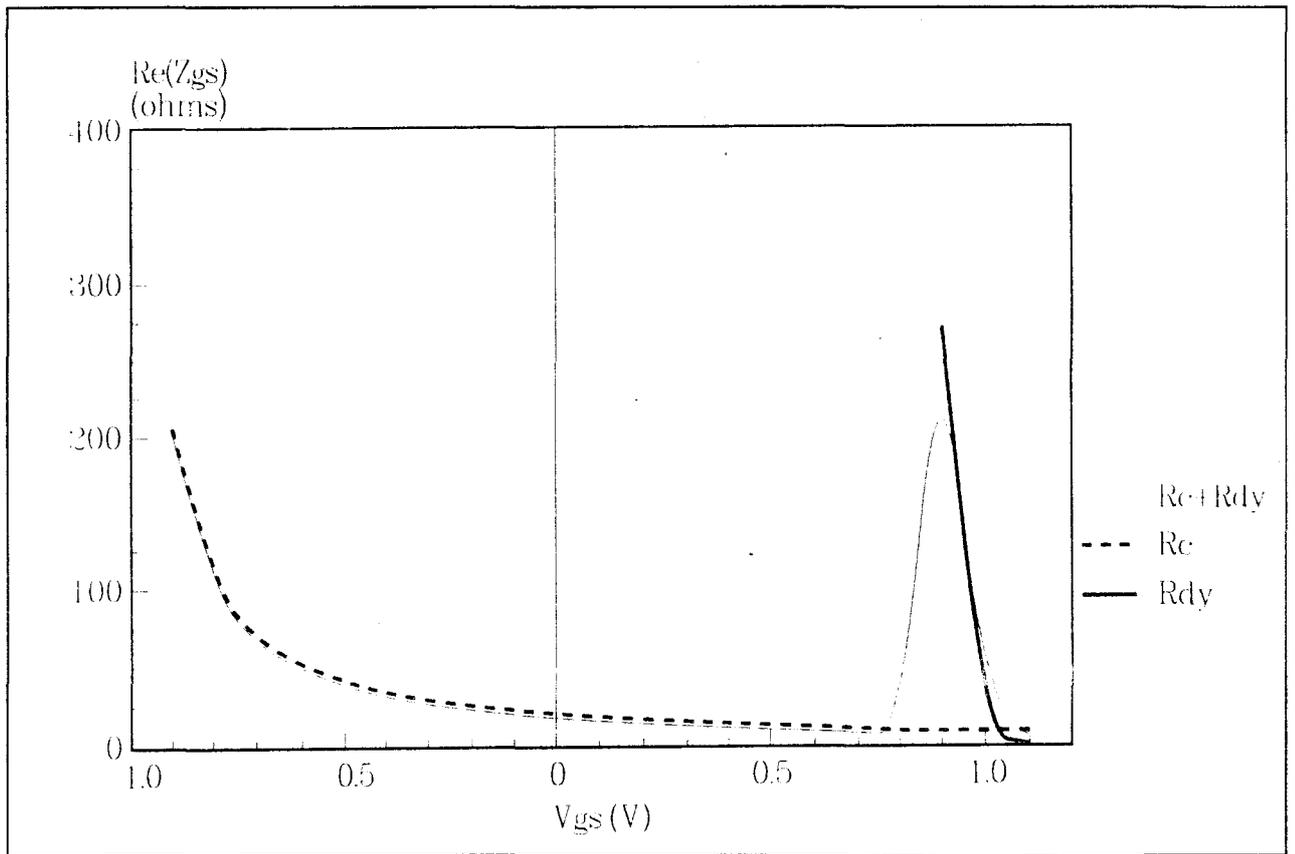


Fig. 5 : Schéma simplifié de l'entrée du TEC intrinsèque à $V_{ds}=0$ et évolution en fonction de V_{gs}

La partie réelle de l'impédance vue entre les points G et S s'écrit :

$$\Re(Z_{gs}) = \frac{R_c}{1 + R_c^2 \omega^2 C_c^2} + \frac{\frac{\eta k T}{q I_g}}{1 + \omega^2 C_c^2 \left(\frac{\eta k T}{q I_g} \right)^2} \quad (2)$$

En basses fréquences ($\omega \rightarrow 0$), la figure 6 montre l'évolution « idéalisée » de $\Re(Z_{gs})$. La zone où $\Re(Z_{11})$ est minimum se situe, pour un transistor normalement passant, pour $0 < V_{gs} < V_b$.

On polarise le transistor pour obtenir la valeur minimale de $\Re(Z_{11})$, comme on l'observe sur la figure 7 dans le cas d'un P-HEMT $0,1 \times 2 \times 50 \mu\text{m}^2$. On choisit une bande de fréquences où $\Re(Z_{11})$ est pratiquement invariant. Celle-ci correspond aux hautes fréquences ($f > 25\text{-}30 \text{ GHz}$) à cause de l'effet des capacités grille-source. Connaissant R_s (première étape), nous déduisons R_c par la relation suivante :

$$R_c = 2 \left(\Re(Z_{12}) - R_s \right) \quad (3)$$

connaissant R_c , on en déduit R_g par :

$$R_g = \left[\Re(Z_{11}) - \Re(Z_{12}) \right] + \frac{R_c}{6} \quad (4)$$

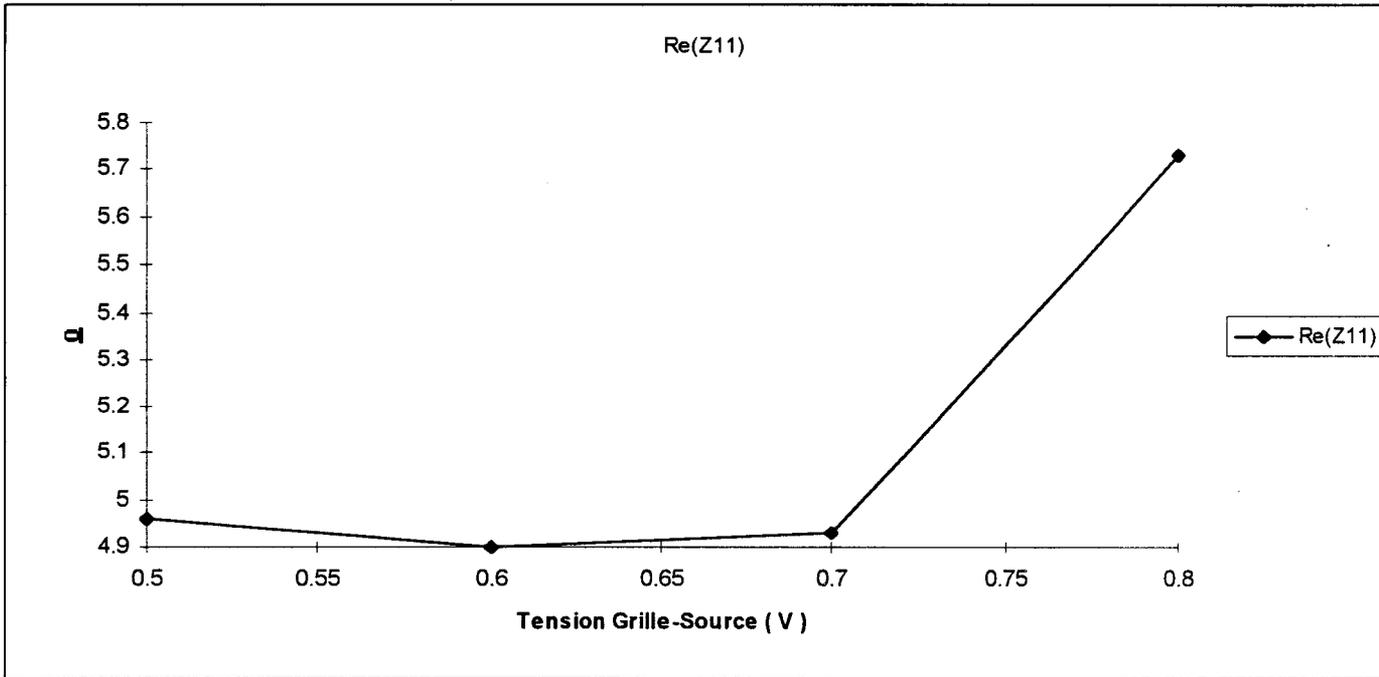


Fig. 7: Détermination du minimum de $\Re(Z_{11})$ du T.E.C. $V_{ds}=0$;

$$0,5V < V_{gs} < 0,8V$$

2.4.2.1.3 Détermination des capacités parasites.

La technique d'extraction des capacités parasites consiste à polariser la grille du transistor « froid » ($V_{ds}=0$) en inverse ($V_{gs} \sim -V_p$). Les effets capacitifs sont alors dominants sur les effets inductifs, et résistifs des éléments d'accès séries. Les éléments de la matrice admittance s'écrivent alors :

$$\begin{aligned}
 \text{Im}(Y_{11}) &= \omega \cdot (C_{pg} + C_{bg} + C_{bd}) \\
 \text{Im}(Y_{12}) &= \text{Im}(Y_{21}) = -\omega \cdot C_{bd} \\
 \text{Im}(Y_{22}) &= \omega \cdot (C_{pd} + C_{bd})
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Ces équations reposent sur le circuit équivalent présenté par la figure 8.

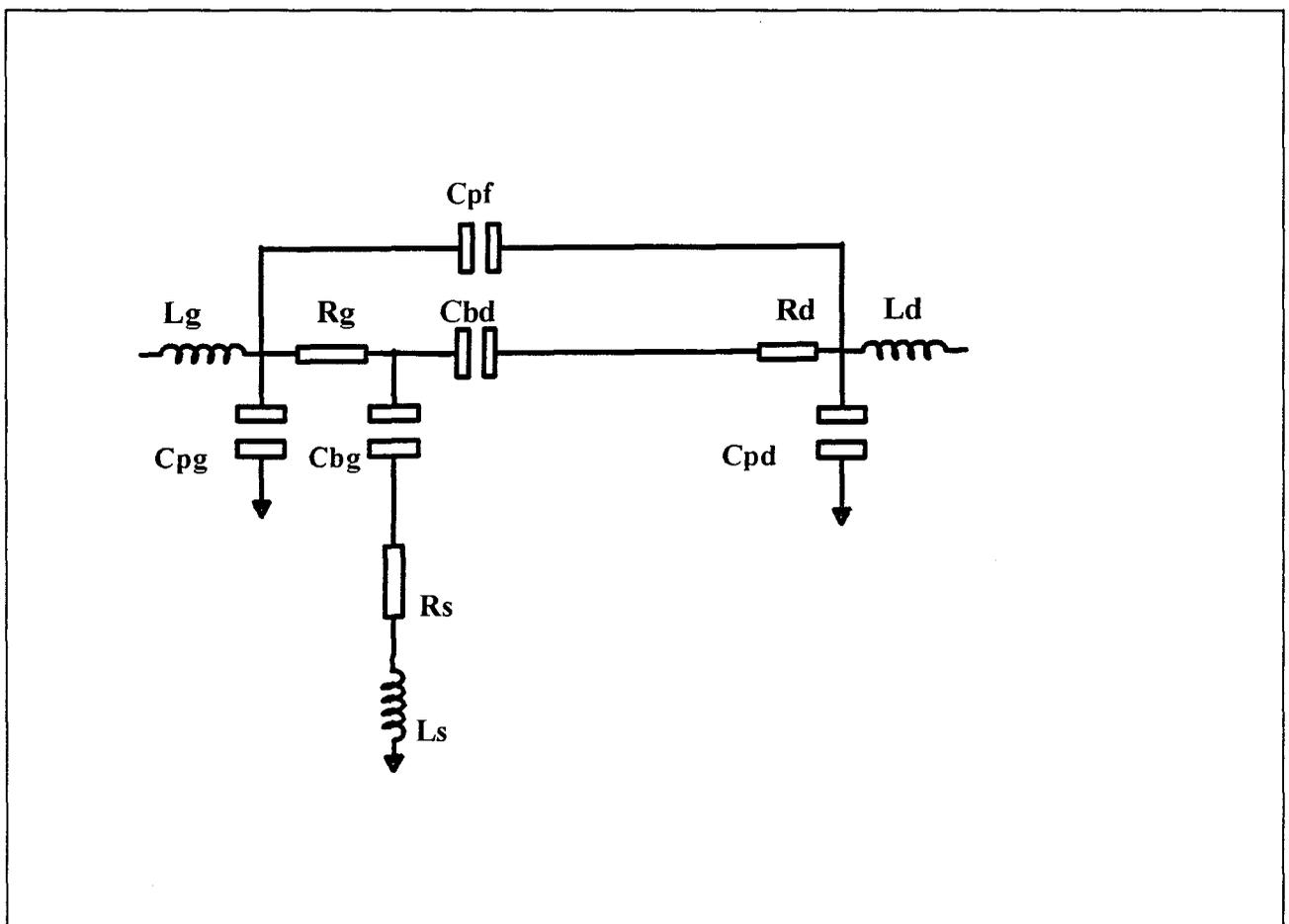


Fig. 8: Schéma équivalent d'un T.E.C. à $V_{ds}=0$; $V_{gs} \sim V_p$.

Si on suppose deux capacités $C_b=C_{bg}=C_{bd}$ égales et qu'on inclut C_{pf} dans C_{bd} , on résout un système de trois équations à trois inconnues pour déterminer les capacités parasites. Ceci implique que la structure du transistor soit symétrique. C'est à dire une grille centrée dans l'espace drain source. Aussi, une analyse plus fine impose la mesure de transistors de développements de grille différents. On distingue alors les deux capacités C_{bg} et C_{bd} . en supposant C_{pg} et C_{pf} indépendantes de la largeur de grille. Ce type de technique permet de déterminer une capacité parasite C_{pf} entre grille et drain. On représente alors le transistor par le circuit de la figure 8. et par les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
 \text{Im}(Y_{11}) &= \omega \cdot (C_{pg} + C_{bg} + C_{bd} + C_{pf}) \\
 \text{Im}(Y_{12}) = \text{Im}(Y_{21}) &= -\omega \cdot (C_{bd} + C_{pf}) \\
 \text{Im}(Y_{22}) &= \omega \cdot (C_{pd} + C_{bd} + C_{pf})
 \end{aligned} \tag{6}$$

l'étude de l'évolution des capacités parasites en fonction du développement de grille, nous permet de calculer toutes les capacités indépendantes de la largeur de grille C_{pg} et C_{pf} [8] ainsi que C_{bg} et C_{bd} proportionnelles au développement de grille. C_{pf} et C_{pg} sont alors les origines respectives des droites représentant $\text{Im}(Y_{12})$ et $\text{Im}(Y_{11}-Y_{12})$ en fonction du développement de grille quand C_{bd} et C_{pg} sont leurs pentes respectives comme on le constate sur la figure 9.

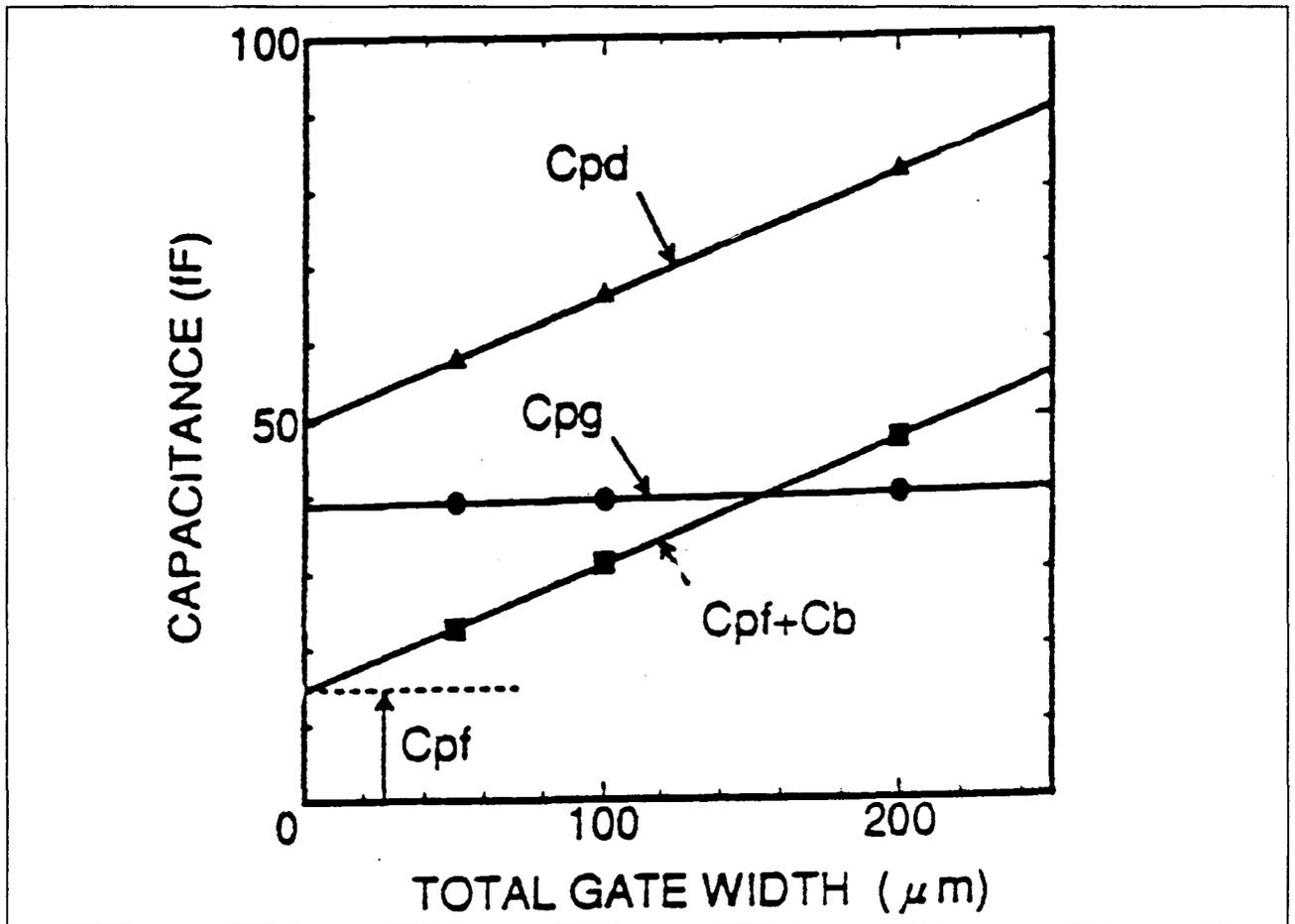
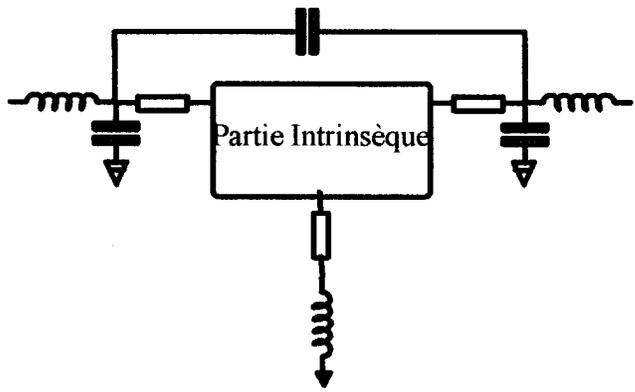


Fig. 9: Extraction des capacités C_{pg} , C_{pf} , C_{bg} , C_{bd} .

2.4.2.1.4 Détermination des éléments intrinsèques.

La méthode d'extraction des éléments intrinsèques du schéma équivalent a été mise au point par G. Dambrine au laboratoire [6]. La méthode est résumée sur la figure 10. Comme on peut le constater, il s'agit de choisir la représentation matricielle convenable pour soustraire l'élément extrinsèque voulu. Il faut extraire les éléments du schéma équivalent à partir de la matrice $[Y]$ intrinsèque. En effet on peut écrire chacun d'eux comme suit:

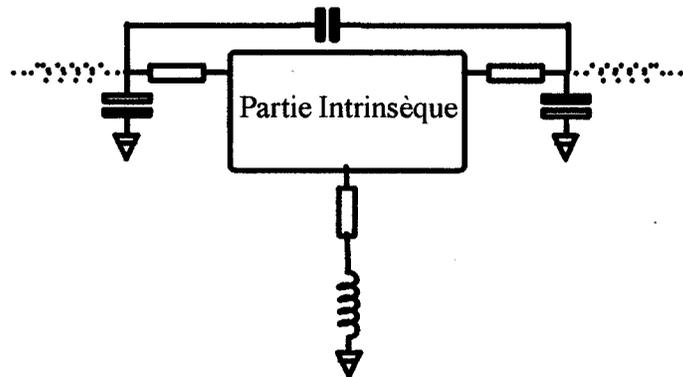
$$Y_{11} = \left(\frac{R_i \cdot C_{gs}^2 \cdot \omega^2}{D_1} + \frac{R_{gd} \cdot C_{gd}^2 \cdot \omega^2}{D_2} \right) + j\omega \cdot \left(\frac{C_{gs}}{D_1} + \frac{C_{gd}}{D_2} \right) \quad (7)$$



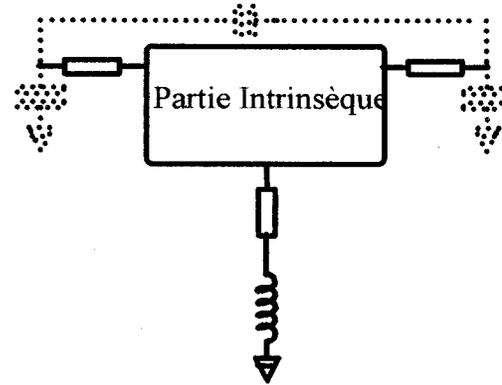
Transformation de S en Z

$$Z_{11} = Z_{11} - j. L_g. \omega$$

$$Z_{22} = Z_{22} - j. L_d. \omega$$



Transformation de Z en Y



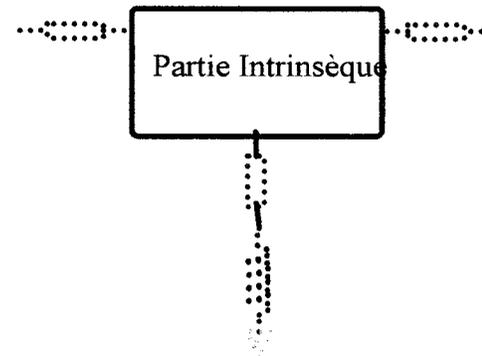
Transformation de Y en Z

$$Y_{11} = Y_{11} - j. (C_{pg} + C_{pf}). \omega$$

$$Y_{12} = Y_{12} + j. C_{pf}. \omega$$

$$Y_{21} = Y_{21} + j. C_{pf}. \omega$$

$$Y_{22} = Y_{22} - j. (C_{pd} + C_{pf}). \omega$$



Transformation de Z en Y

$$Z_{11} = Z_{11} - (R_g + R_s + j. L_s. \omega)$$

$$Z_{12} = Z_{12} - (R_s + j. L_s. \omega)$$

$$Z_{21} = Z_{21} - (R_s + j. L_s. \omega)$$

$$Z_{22} = Z_{22} - (R_d + R_s + j. L_s. \omega)$$

Composant intrinsèque

Fig.10: Extraction des paramètres petit signal du FET intrinsèque

$$Y_{12} = \left(\frac{R_{gd} \cdot C_{gd}^2 \cdot \omega^2}{D_2} \right) - j\omega \cdot \left(\frac{C_{gd}}{D_2} \right) \quad (8)$$

$$Y_{21} = \left(\frac{G_m \exp(-j\omega\tau)}{1 + j \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \omega} \right) - j\omega \cdot \left(\frac{C_{gd}}{1 + j \cdot R_{gd} \cdot C_{gd} \cdot \omega} \right) \quad (9)$$

$$Y_{22} = \left(\frac{R_{gd} \cdot C_{gd}^2 \cdot \omega^2}{D_2} + G_d \right) + j\omega \cdot \left(C_{ds} + \frac{C_{gd}}{D_2} \right) \quad (10)$$

$$\text{avec } D_1 = 1 + R_i^2 \cdot C_{gs}^2 \cdot \omega^2 \text{ et } D_2 = 1 + R_{gd}^2 \cdot C_{gd}^2 \cdot \omega^2. \quad (11)$$

On peut donc calculer directement la valeur de chacun des éléments en utilisant les paramètres de la matrice admittance. Mathématiquement la limite d'utilisation se situe en deçà des fréquences de coupure f_1 et f_2 des termes D_1 et D_2 . Ces fréquences sont définies de la façon suivante :

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_i \cdot C_{gs}} \quad f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{gd} \cdot C_{gd}} \quad (12)$$

Les règles d'échelle.

L'étude complète du T.E.C. nécessite parfois de recourir aux propriétés électriques liées à la largeur de grille du composant. Ainsi, certains des éléments du circuit équivalent sont fonction de la largeur Z de grille et du nombre de doigts N de grille. Les principales relations sont incluses dans le tableau 2.

| Extrinsèques | | Intrinsèques | |
|--------------------------|----------------------------------------------|------------------------------|----------------------------|
| évolution en $1/Z$ | évolution en Z | évolution en $1/Z$ | évolution en Z |
| $R_s = \frac{R_{so}}{Z}$ | $R_g = \frac{R_m \cdot Z}{3 \cdot N^2}$ | $R_i = \frac{R_{io}}{Z}$ | $G_m = G_{mo} \cdot Z$ |
| $R_d = \frac{R_{do}}{Z}$ | $C_{pd} = C_{pd0} \cdot Z + N \cdot C_{pde}$ | $R_{ds} = \frac{R_{dso}}{Z}$ | $G_d = G_{d0} \cdot Z$ |
| | $C_{pg} = N \cdot C_{pge}$ | | $C_{gs} = C_{gs0} \cdot Z$ |
| | | | $C_{gd} = C_{gd0} \cdot Z$ |
| | | | $C_{ds} = C_{ds0} \cdot Z$ |

Tableau 2: Variation des éléments du schéma équivalent en fonction de
là topologie du transistor

Ainsi, seul le temps de transit associé à G_m , τ est indépendant de la topologie du transistor.

En fait, les effets les plus importants sur les éléments du schéma intrinsèque sont ceux liés à la largeur de grille, le nombre de doigts n'ayant que peu d'importance. En revanche, le nombre de doigts est aussi important que la largeur pour certains éléments extrinsèques. R_g présente une évolution particulière en fonction de la largeur de grille. En effet la majorité des éléments séries du schéma équivalent sont inversement proportionnels à la largeur de grille alors que les éléments parallèles sont proportionnels à celle-ci. R_g croît proportionnellement à la largeur de grille. Par ailleurs, on peut diminuer la valeur de R_g en augmentant le nombre de doigts.

2.4.3 Conclusion

Cette partie est consacrée à la détermination du schéma équivalent classique. On peut déterminer les éléments extrinsèques du schéma équivalent des transistors à effet de champs par des mesures à $V_{ds}=0$. Pour ce faire, on fait appel à la modélisation électrique du transistor "froid" dans diverses conditions de polarisation de grille. On peut étendre ce type de procédure à d'autres types de composants si on connaît leurs caractéristiques électriques en fonction des polarisations. D'ailleurs, nous avons déterminé le schéma équivalent de transistors bipolaires à hétérojonction en utilisant ce type de démarche. Actuellement nous étudions l'extension de cette méthode à des MOSFET (Si, SOI).

2.4.4 Un nouveau modèle analytique de TEC : l'approche « boîte noire ».

2.4.4.1 Introduction

Dans cette partie nous présenterons une nouvelle version de la méthode d'étude des paramètres admittances des transistors à effet de champs. Cette version utilise un nouveau

modèle s'appuyant sur l'évolution en fonction de la fréquence des paramètres admittances du T.E.C. en y insérant l'effet des éléments extrinsèques. Une étude du schéma équivalent classique montre la validité et les limites de ce modèle.

2.4.4.1.1 Principe de la méthode.

La figure 11 représente ce modèle. Comme le schéma équivalent classique, ce modèle est valable pour des fréquences inférieures à la fréquence de coupure $f_c = \frac{G_m}{2.\pi.C_{gs}}$. La méthode consiste à déterminer en polarisation normale l'inductance de grille à partir d'une nouvelle méthode qui est expliquée dans la suite. Ensuite, l'inductance de drain calculée grâce à la méthode précédemment décrite en transistor "froid". On détermine alors les paramètres admittances $[Y]^E$ de la partie désignée comme la partie extrinsèque du composant sur la figure 11 en soustrayant l'effet des inductances de grille et de drain aux paramètres admittances mesurés $[Y]^M$ du T.E.C..

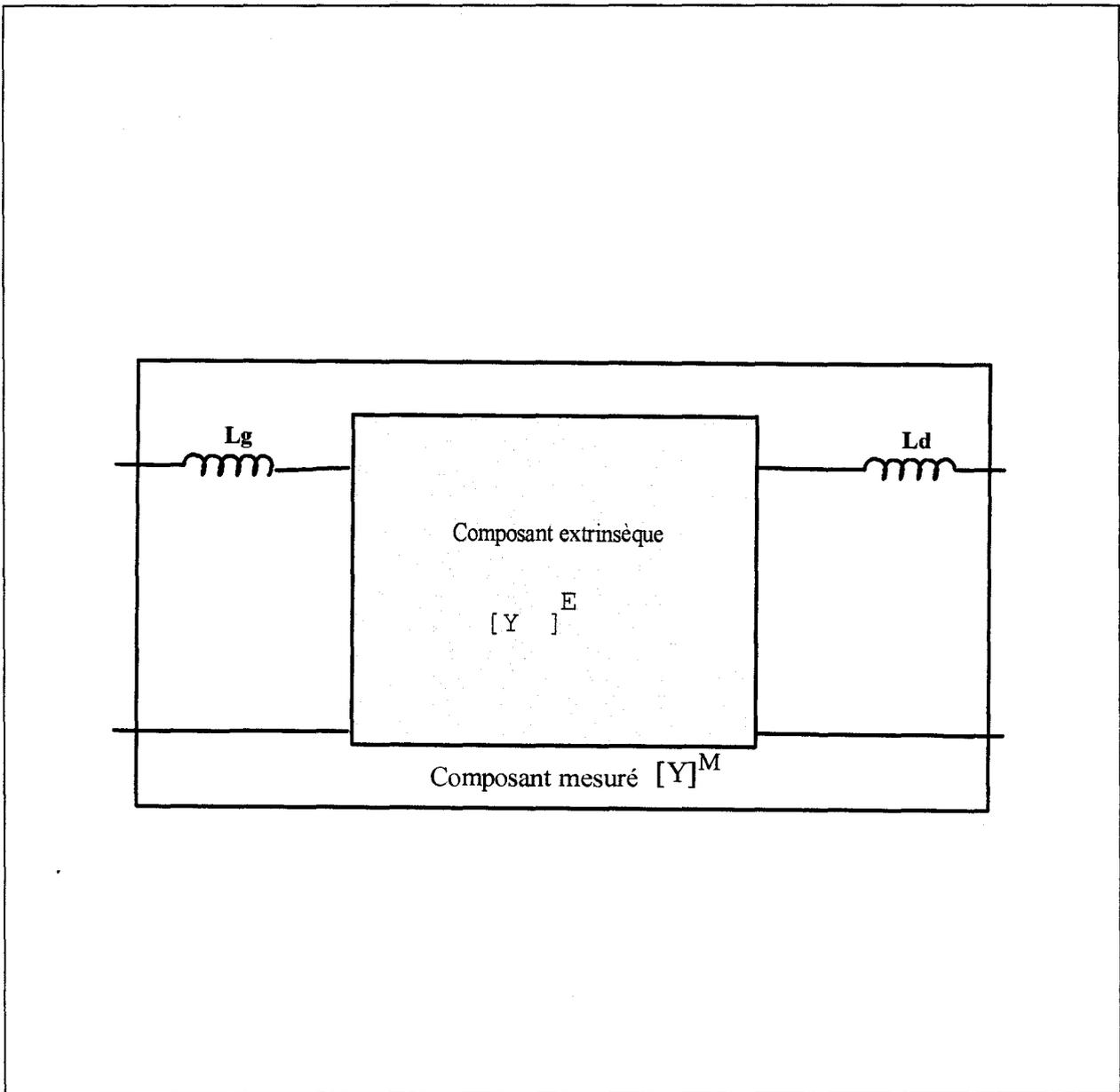


Fig. 11: Modélisation du TEC à partir d'équations phénoménologiques des éléments de la matrice $[Y]$ extrinsèque.

Une régression linéaire sur les parties réelles de $[Y]^E$ en fonction de ω^2 et une régression linéaire sur les parties imaginaires en fonction de ω suffisent à calculer les

paramètres pour décrire entièrement le transistor. Ce modèle repose donc entièrement sur l'étude des variations des paramètres $[Y]^E$ en fonction de la fréquence.

2.4.4.2 L'évolution en fonction de la fréquence des paramètres admittance.

Si on considère le schéma équivalent de la partie intrinsèque du T.E.C., on démontre que la partie réelle des paramètres admittance varie de façon linéaire en fonction de la fréquence alors que la partie imaginaire varie proportionnellement au carré de celle-ci. Expérimentalement, les paramètres admittances intrinsèques $[Y]^I$ du T.E.C. sont en bon accord avec ces lois simples. Il est valide pour des fréquences inférieures aux fréquences de coupure des circuits RC d'entrée constitué par R_i et C_{gs} et RC de contre réaction constitué par R_{gd} et C_{gd} .

Minassian [9] a montré que ce type d'évolution en fonction de la fréquence des paramètres admittance de la partie intrinsèque du circuit garde le même type de comportement lorsqu'on ajoute l'effet de la résistance de source à celui du circuit intrinsèque. Une analyse de circuit montre que ce concept peut être élargi lorsqu'on ajoute la résistance de grille R_g , la résistance de drain R_d , l'inductance de source L_s , et les capacités de plot C_{pg} et C_{pd} . Alors les paramètres $[Y]^E$ de la partie extrinsèque peuvent s'écrire:

$$[Y]^E = \begin{bmatrix} (a_{11} \cdot f^2 + j \cdot b_{11} \cdot f) & (a_{12} \cdot f^2 + j \cdot b_{12} \cdot f) \\ (a_{21_0} + a_{21} \cdot f^2 + j \cdot b_{21} \cdot f) & (a_{22_0} + a_{22} \cdot f^2 + j \cdot b_{22} \cdot f) \end{bmatrix} \quad (13)$$

a_{ij} et b_{ij} étant des constantes réelles, elles constituent les éléments du modèle.

Cependant, ce résultat n'est valable qu'en deçà d'une fréquence limite f_{ext} . Une analyse simple du circuit équivalent définit alors f_{ext} comme suit :

$$f_{ext} = \frac{1 + R_s \cdot (G_m + G_d)}{2 \cdot \pi \cdot \left\{ C_{gs} \cdot (R_g + R_s) + C_{gd} \cdot [R_g + R_d \cdot (1 + G_m R_s)] \right\}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \left\{ C_{gs} \cdot (R_g + R_s) \right\}} \quad (14)$$

En général, cette fréquence est supérieure à la fréquence de coupure du gain en courant

$$f_c = \frac{G_m}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs}}. \text{ Néanmoins, comme les propriétés de ce modèle sont calculées à partir du}$$

schéma équivalent, ce domaine de validité comprend toutes les fréquences inférieures à f_c .

D'autre part les inductances de grille et de drain changent de façon significative les évolutions en fonction de la fréquence de chacun des paramètres admittance.

2.4.4.3 Calcul des caractéristiques micro-ondes des T.E.C.

Si on veut utiliser le modèle présenté précédemment, on peut commencer par la détermination de l'inductance de drain L_d par une mesure en T.E.C. "froid". Si les techniques habituelles déterminent L_d précisément, ce n'est pas toujours le cas pour L_g . Comme nous l'avons remarqué précédemment, il est difficile de polariser la grille fortement en direct pour les T.E.C. de longueurs de grille inférieures à $0,2 \mu\text{m}$.

Nous avons donc utilisé une approche différente pour déterminer L_g . Dans les conditions normales de polarisation, Y_{11}^M dépend de L_g , de la façon suivante

$$Y_{11}^M = \frac{Y_{11}^E}{1 + j \cdot L_g \cdot \omega \cdot Y_{11}^E} \quad (15)$$

$$\text{Im} \left(\frac{1}{Y_{11}^E} \right) \cdot \omega \approx -\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot b_{11}} + L_g \cdot \omega^2 \quad (16)$$

où b_{11} est le coefficient de la partie imaginaire de Y_{11}^E .

Donc, une régression linéaire en fonction de la pulsation au carré permet de déterminer L_g très précisément comme on le constate sur la figure 12.

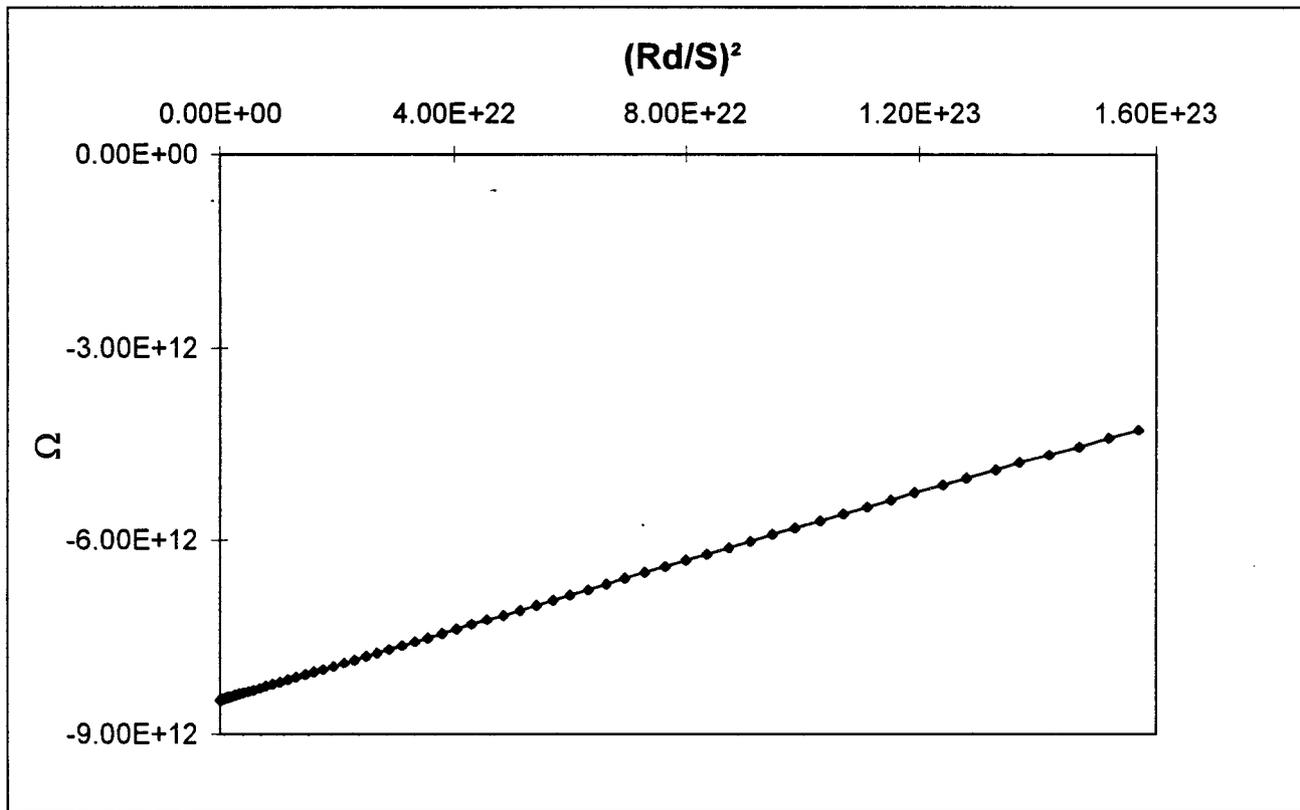


Fig. 12: Extraction de l'inductance de grille en deçà de la fréquence de

coupure du TEC par l'étude de $\text{Im}\left(\frac{1}{Y_{11}^E}\right) \cdot \omega$.

Les paramètres de la matrice admittance extrinsèque sont alors calculés par épluchage de l'effet des inductances L_g et L_d . Ce résultat s'obtient par la manipulation de matrices présentées dans la partie précédente. Il suffit alors de réaliser une régression linéaire en fonction de la pulsation ou de son carré respectivement sur les parties imaginaires et réelles des

paramètres de la matrice admittance extrinsèque pour déterminer les coefficients a_{ij} et b_{ij} . Ainsi, les éléments du modèle sont entièrement connus.

Nous représentons à la figure 13, une comparaison entre les paramètres [S] calculés à partir du modèle proposé et ceux mesurés dans la bande de fréquences 1-110 GHz. Les coefficients a_{ij} et b_{ij} du modèle sont déterminés à partir de mesures effectuées jusque 20 GHz.

On peut constater que la méthode du schéma extrinsèque donne des résultats très proches de ceux de la mesure sur toute la gamme de fréquences. La précision de l'extrapolation s'améliore par rapport à la méthode classique comme on l'observe sur les comparaisons relatives aux paramètre S_{22} comme on le constate sur la figure 14.

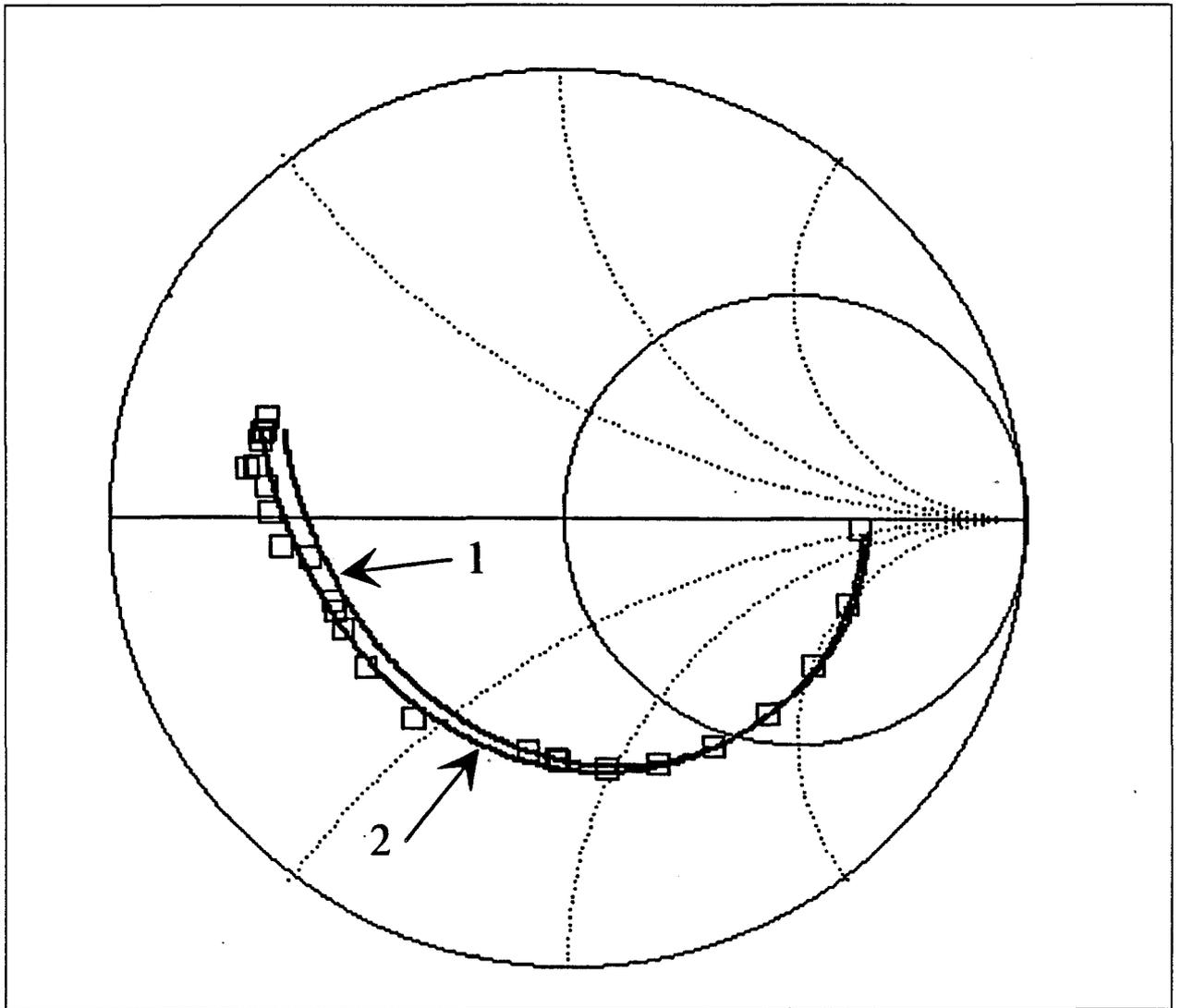


Fig. 14: Comparaison de l'extrapolation avec le nouveau modèle et le schéma

équivalent classique par rapport au S_{22} mesuré.

-1- résultat du schéma équivalent classique.

-2- résultat du schéma équivalent extrinsèque.

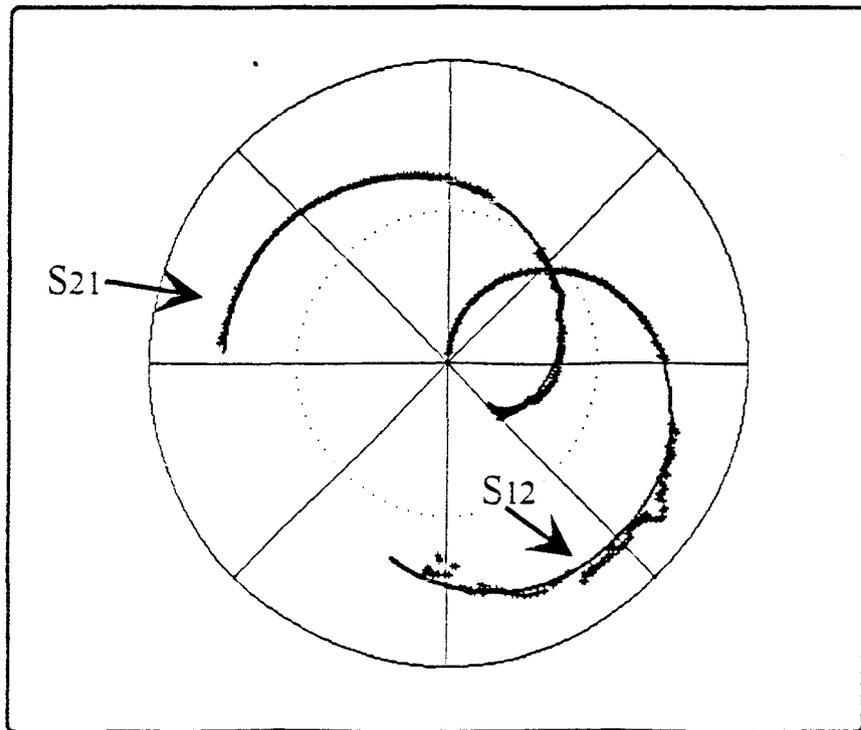
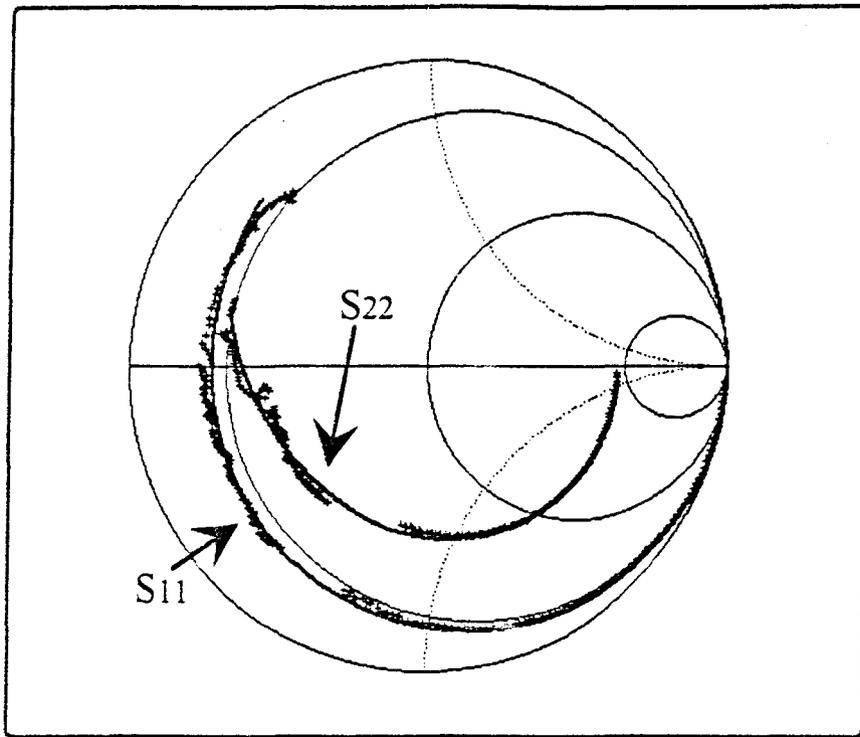


Fig. 15 : Comparaison des paramètres $[S]$ mesuré et calculé par la méthode « Boite noire analytique ».

Le schéma classique comprend des sources d'erreur supplémentaires liées à la détermination des éléments parasites inclus dans le quadripôle extrinsèque, c'est pourquoi il est moins précis.

2.4.4.4 Quelques propriétés utiles aux concepteurs de circuits.

Si ce modèle est utile pour calculer l'évolution des paramètres [S] en gamme d'ondes millimétriques, il présente d'autres propriétés.

On s'intéresse à un transistor dont la résistance de grille est de valeur raisonnable comparée à la résistance de source et de drain ; par exemple pour un transistor de largeur totale de grille inférieure ou égale à 150 μm . Si on considère des résistances d'accès d'un H.E.M.T., destiné aux applications en gamme millimétrique, $R_g=12.6 \text{ Ohm/mm}$, $R_s= 0.35 \text{ Ohm.mm}$, et $R_d=0.38 \text{ Ohm.mm}$, dans ces conditions, les principaux coefficients des équations décrivant l'évolution des paramètres admittances extrinsèques sont proportionnels à la largeur de grille. La figure 15 présente les coefficients a_{ij} et b_{ij} en fonction de la largeur de grille dans le cas de ce transistor possédant deux doigts de grille. En effet, ce modèle nécessite un nombre de doigts constant afin de vérifier ces règles d'échelles. Il est également possible de décrire les règles d'échelles en utilisant des fonctions d'ordre 2 pour certains coefficients afin d'élargir le domaine de validité ce que l'on vérifie sur la figure 15.

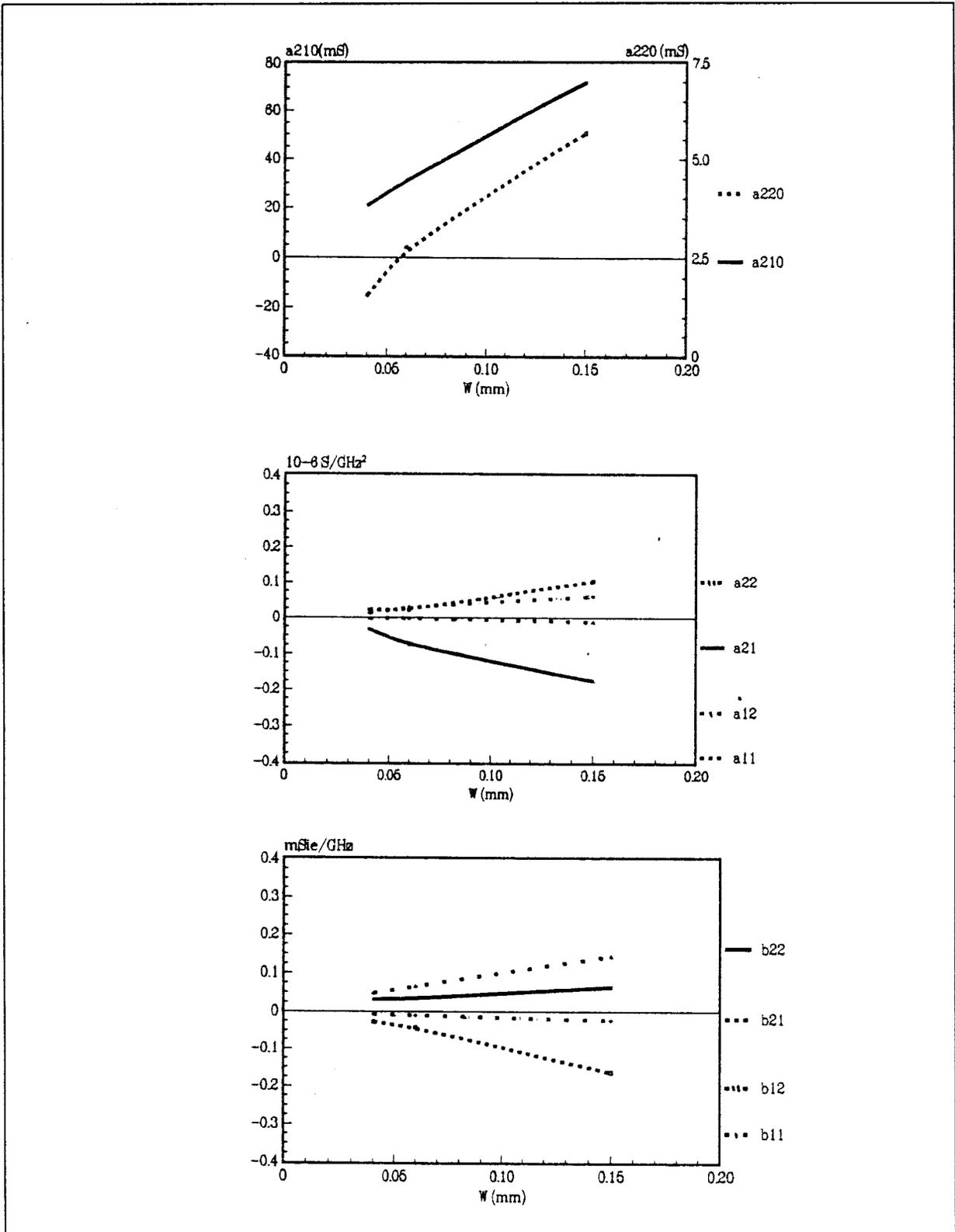


Fig. 15: Evolution des coefficients des paramètres [Y] en fonction de la largeur de grille, W .

Les évolutions des coefficients a_{ij} et b_{ij} en fonction de la densité de courant de drain sont simples comme on peut le constater sur la figure 16.

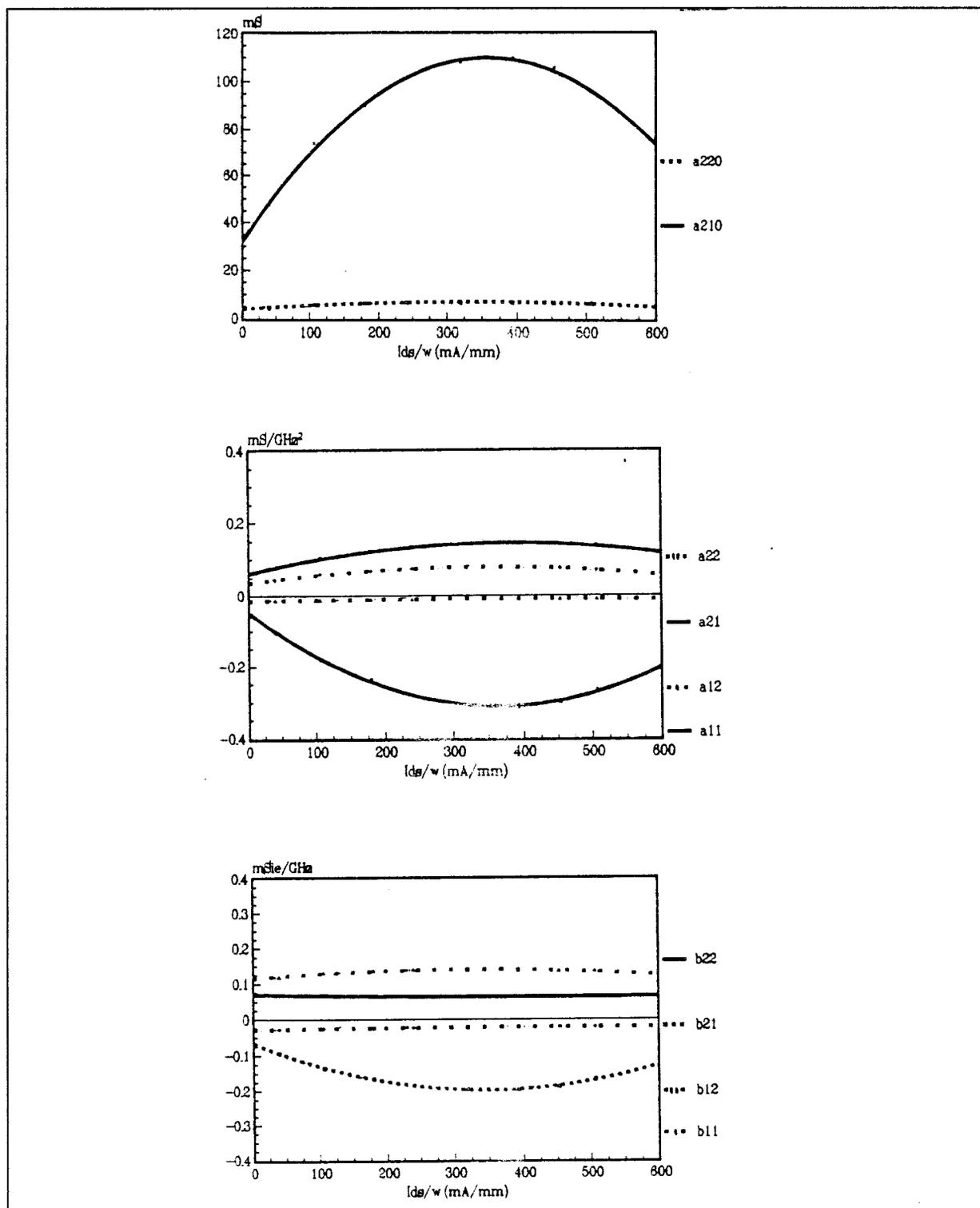


Fig. 16: Evolution des coefficients de la matrice [Y] en fonction de I_{DS}/W .

L'intérêt, de ces évolutions simples en fonction de la largeur de grille et de la polarisation, est qu'elles permettent d'établir un modèle linéaire complet. Ce modèle est facilement utilisable dans un logiciel de C.A.O. tel que M.D.S. Nous décrivons un tel modèle dans le chapitre 3.

2.4.4.5 Conclusion.

Cette partie a donc permis de présenter un nouveau modèle électrique de T.E.C. Ce modèle est basé sur les évolutions en ω^2 ou ω des parties réelles et imaginaires des paramètres $[Y^E]$ correspond au T.E.C. sans ses inductances de grille et de drain. Grâce à cette nouvelle méthode, on peut calculer précisément les paramètres $[S]$ en gamme d'ondes millimétriques. Par rapport au schéma équivalent classique, ce nouveau schéma équivalent nécessite la détermination de deux éléments extrinsèques seulement. Pour la même opération, le schéma classique en nécessite au moins huit. Comme les paramètres a_{ij} et b_{ij} de ce nouveau modèle présentent des évolutions simples en fonction de la densité de courant de drain et de la largeur de grille, il est bien adapté à la simulation linéaire et non linéaires de circuits.

2.4.5 L'influence des plans de calibrage sur le schéma équivalent.

La définition du plan de calibrage se traduit par un problème de schéma équivalent. Ce problème revêt deux aspects.

D'une part changer le plan de mesure, c'est modifier la valeur des inductances et capacités parasites. Cela signifie que la comparaison des performances extrinsèques entre deux composants distincts n'est possible que lorsque les plans de mesures sont parfaitement connus. Par exemple, la valeur de la fréquence de transition de $|H_{21}|^2$, f_t est affectée par le changement de localisation du plan de mesures.

En gamme d'ondes millimétriques, le problème lié aux plans de mesures prend toute son importance. Cependant, la pose des pointes n'est pas reproductible avec une précision meilleure que 10 μm . De plus, les caractéristiques des bancs de mesures millimétriques et centimétriques sont assez différentes. Dans ces conditions, comment mettre en accord les modèles extraits, en gamme d'ondes millimétriques, avec les modèles déterminés en plus basses fréquences?

La solution peut être de déterminer à chaque fois les inductances et les capacités parasites des différents transistors sur chaque bancs de mesures utilisés. En effet, cette détermination permet de tenir compte du changement de la position des sondes et de la configuration du banc de mesure en général. Cependant, s'il s'agit de mesure en gamme d'ondes millimétriques, il n'est pas toujours possible de déterminer ces éléments avec précision.

On peut également déplacer le plan de mesure de façon à minimiser la valeur des inductances et des capacités parasites en considérant une ligne sans pertes d'impédance caractéristique connue. Alors, le schéma équivalent est représenté par un schéma équivalent classique avec en plus un tronçon de ligne de propagation sur chaque accès. On peut alors choisir de minimiser la valeur des éléments extrinsèques et même de minimiser les inductances tant que cela se concrétise par une réduction des capacités parasites correspondantes. En effet,

on peut représenter une ligne sans pertes par un circuit L-C distribué. L'impédance caractéristique de cette ligne vaut $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$. Ainsi, à chaque changement de plan de mesures, la variation de la capacité parasite est inversement proportionnelle à celle de l'inductance par un rapport Z_c^2 . On dispose alors d'un moyen de déterminer un plan de calibrage pratiquement indépendant du matériel de mesure ou de la précision de pose des pointes.

La prise en compte de ces éléments parasites est un point critique pour la détermination ou la comparaison des transistors. C'est d'autant plus vrais que le transistor présente un faible développement et que l'importance des éléments extrinsèques croît par rapport à celle des éléments intrinsèques.

2.5 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons traité les problèmes relatifs au schéma équivalent petit signal des T.E.C. Dans ce cadre on distingue deux types de représentations « petit signal ». Le premier, composé d'éléments électriques, présente l'intérêt d'être utile au contrôle de procédé de fabrication et d'études physiques en général. Par contre, le second améliore la précision d'extrapolations en fonction de la fréquence en gamme d'ondes millimétriques à partir de mesures en gamme d'ondes centimétriques. Donc, il semble être un outil fiable pour les concepteurs de circuit en gamme d'ondes millimétriques. La raison de cette amélioration est qu'il nécessite uniquement la détermination de deux éléments extrinsèques au lieu de huit au moins pour le schéma équivalent classique.

Le problème restant concerne la définition des plans d'accès des modèles électriques équivalents. Ces plans d'accès dépendent en particulier des plans de mesures (calibrage) et du type d'instrumentation utilisé. Une solution intéressante consiste à considérer un modèle électrique à éléments localisés associé à des tronçons de ligne de propagation.

2.6 Références Bibliographiques :

- [1] H. Happy, G. Dambrine, J. Alamkan, F. Danneville, F. Kapche-Tagne, A. Cappy, « HELENA : A friendly software for calculating the DC, AC, and Noise Performance of HEMTs. » International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, Vol.3, 14-18, 1993.
- [2] R. Drury, C.M. Snowden, "A Quasi-Two-Dimensionnal HEMT Model for Microwave CAD Application." IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 42, No 6, Juin 1995.
- [3] V. Hoël, P. Chevalier, S. Bollaert, H. Fourre, J.-M. Belquin, S. Lepilliet, A. Cappy, "Influence des capacités parasites sur les performances de HEMTs adaptés en maille sur InP de longueur de grille submicronique." JNMO, Chantilly 1997.
- [4] Kondoh H., "An Accurate FET modelling from measured S-parameters." Microwave Journal, Vol. 21, pp. 86-90, 1986
- [5] J.C. Costa, M. Miller, M. Golio, G. Norris, « Fast, Accurate, On-Wafer Extration of Parasitic Resistances and Inductances in GaAs MESFETs and HEMTs. » MTT-S Digest, pp 1011-1014, 1992.

[6] G. Dambrine, A. Cappy, F. Héliodore, E. Playez, « A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit. » IEEE MTT, Vol. 36, No. 7, pp 1151-1159 Juin 1988.

[7] R. Tayrani, J.E. Gerber, T. Daniel, R.S. Pengelly, U.L. Rohde, « A New and Reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs. » EuMC, pp 451-453

[8] K. Maruhashi, Y. Ando, K. Onda, M. Kuzuhara, « Determination of Optimum Gate for Millimeter-Wave Low Noise Amplifiers. » pp 287-290 Asia Pacific Microwave Conference.

[9] R.A. Minasian, « Simplified GaAs MESFET Model to 10 GHz. » Electronics Letters Vol. 13, No 18, pp 549-551, Septembre 1977.

CHAPITRE III

**Modèle de bruit pour TEC en gamme d'ondes
millimétrique**

3. La modélisation du bruit linéaire hyperfréquence des T.E.C.

3.1 Introduction

La conception de circuits « faible bruit » en gamme d'ondes millimétriques prend de plus en plus d'importance. C'est pourquoi, il est nécessaire de disposer de modèles de bruit suffisamment fiables pour retrouver les caractéristiques de bruit d'un TEC en gamme d'ondes millimétriques. Aux vues du coût et de la difficulté de mesurer avec une précision suffisante les quatre paramètres de bruit en gamme d'ondes millimétriques, il est intéressant de disposer de modèles permettant de calculer les propriétés de bruit des composants dans cette gamme d'ondes à partir des mesures réalisées en plus basses fréquences.

Après un rappel sur les origines du bruit dans les transistors à effet de champs puis sur les modèles existants, nous présenterons un nouveau modèle de bruit que nous validerons par des mesures en gamme d'onde millimétrique.

3.2 L'origine du bruit hyperfréquence dans les transistors à effet de champs.

Les sources de bruit des T.E.C. ont diverses origines. Les sources de bruit hyperfréquences, sont essentiellement de deux types.

Le bruit de grenaille, est un phénomène provoqué par le passage aléatoire de charges à travers un espace libre. On rencontre ce type de source de bruit dans les jonctions entre matériaux de diverses natures. La puissance de bruit générée par ce phénomène est directement proportionnelle au courant moyen traversant la jonction. Ce type de source de bruit s'étend sur une large plage de fréquences, on dit qu'il présente un « spectre blanc ».

Le second type de source de bruit est caractéristique du transport des porteurs libres dans les matériaux semi-conducteurs. Lors du déplacement des porteurs libres, les interactions avec le réseau cristallin d'un semi-conducteur provoquent des variations aléatoires de leur vitesse. Ce phénomène est connu sous le nom de bruit de diffusion ou thermique à l'équilibre thermodynamique. Ce type de source se caractérise aussi par un spectre blanc.

Dans les transistors à effet de champs les plus performants en hautes fréquences, le bruit de diffusion domine. Ce bruit apparaît lors du déplacement des porteurs dans le canal actif sous la grille. Cependant, on peut observer du bruit de grenaille lorsque le courant statique dans la jonction Schottky métal semi-conducteur est non nul.

Les sources de bruit microscopiques du canal actif sous la grille engendrent des sources de bruit macroscopiques sur les électrodes de drain et de grille. Nous allons cependant étudier parmi les différentes configurations possibles, celles qui permettent de réduire le nombre de paramètres nécessaires à la modélisation complète des propriétés de bruit des T.E.C. Le but de cette approche est de définir les propriétés de bruit du transistor aussi synthétiquement que possible, c'est à dire avec un nombre de paramètres aussi faible que possible. Nous étudierons ensuite la validité de ce modèle.

Si on considère une source de bruit macroscopique en courant sur le drain, elle est constante en fonction de la fréquence [1]. Au niveau microscopique, ceci s'interprète comme une conséquence du spectre blanc des sources de bruit de diffusion situées sous la grille. Dans le même temps, il apparaît une source de bruit macroscopique sur la grille par couplage capacitif. Ainsi, on définit une source de bruit en courant sur la grille proportionnelle au carré de la fréquence [2]. Ces observations sont résumées par la figure 1.

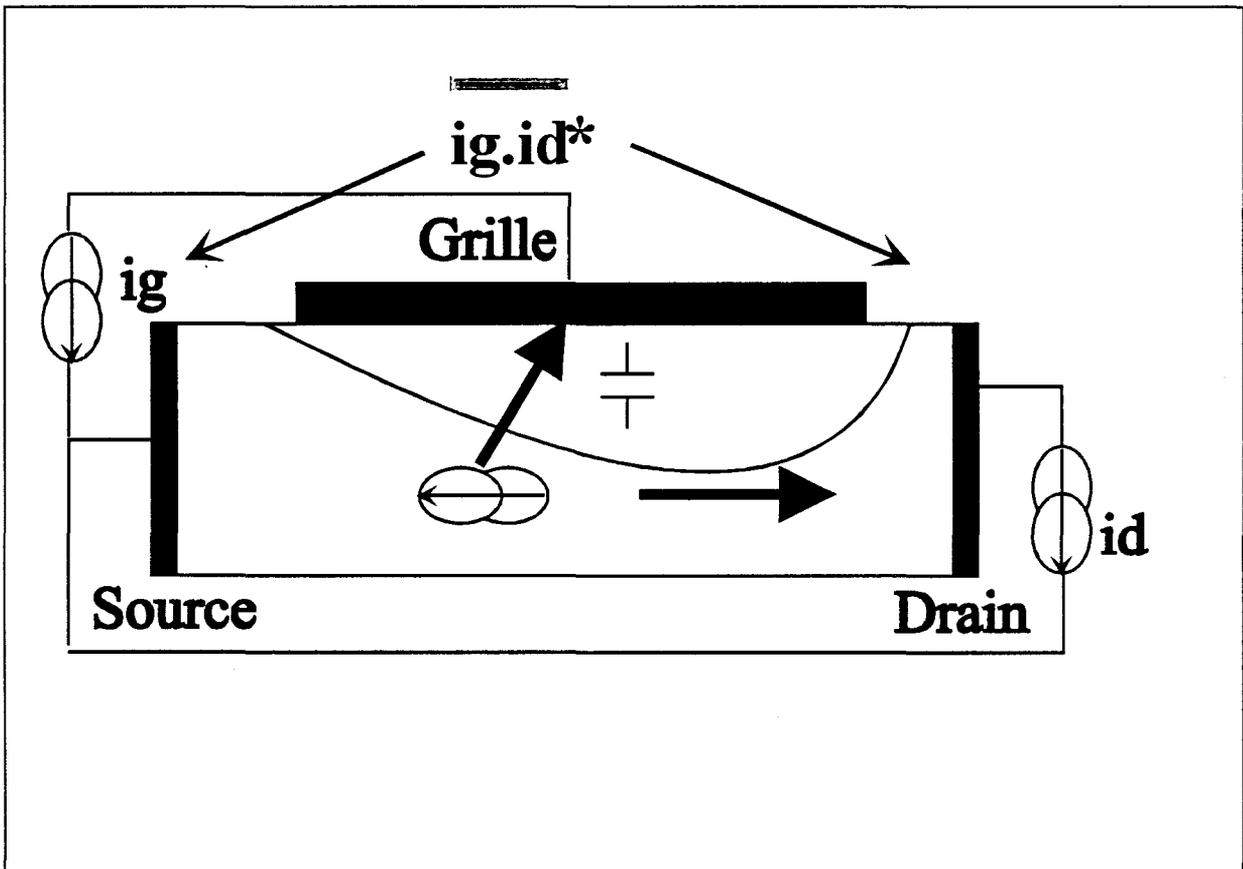


Fig. 1 : Description des mécanisme générant les sources de bruit macroscopiques à partir des sources de bruit microscopique.

Ces sources de bruit ayant pour origine un même phénomène physique elles présentent une corrélation particulière. A cause du couplage capacitif entre le canal conducteur et la grille, cette fonction de corrélation $\overline{i_g i_d^*}$ possède une partie imaginaire prépondérante.

La configuration avec la grille en circuit ouvert et le drain en court circuit avec la source est également très intéressante pour l'étude des propriétés de bruit des TEC. Dans cette configuration on considère une source de bruit en tension sur la grille et une source de bruit en courant sur le drain. De nombreux travaux aussi bien expérimentaux que théoriques ont permis de montrer que la corrélation entre ces deux sources est faible voire nulle [5] [8].

Il est remarquable que les différents modèles présentés jusque là concernent uniquement les propriétés de bruit de la partie intrinsèque comme on peut le constater sur les figures 2 et 3.

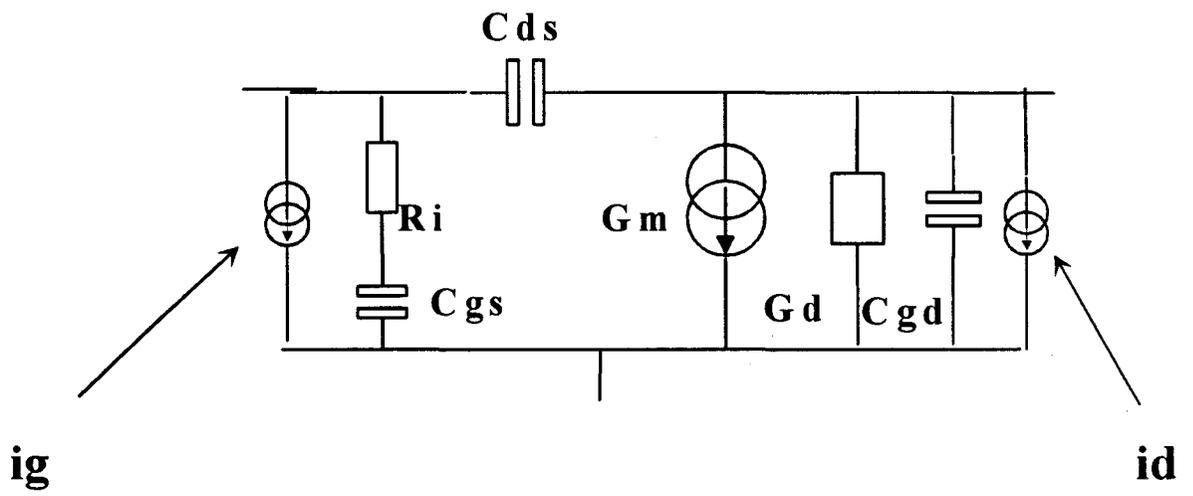


Fig. 2 :Modèle basé sur les études de Van der Ziel

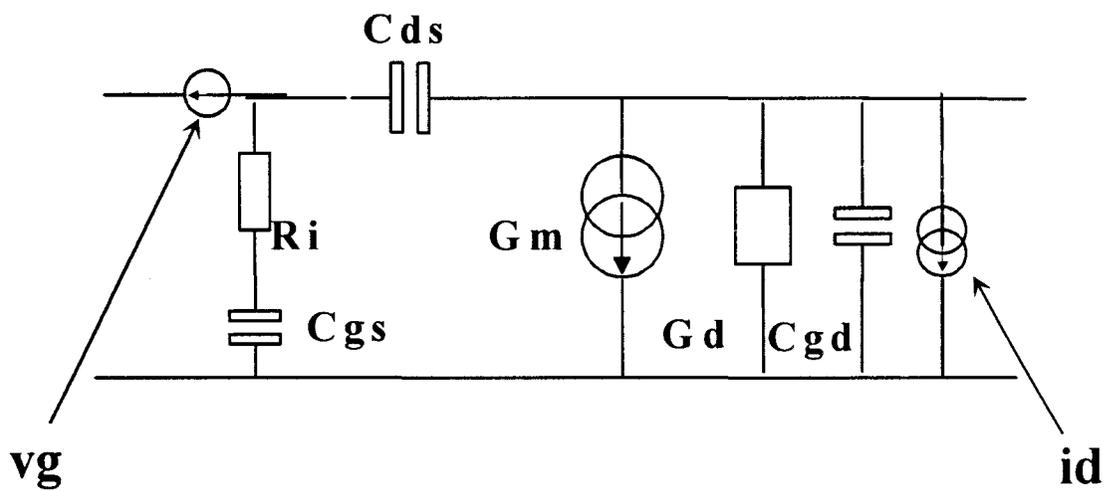


Fig. 3 : Modèle basé sur l'étude de Pospieszalski

3.3 Les modèles de bruit linéaires pour les T.E.C.

Les divers modèles de bruit peuvent être classés en fonction du nombre de paramètres nécessaires à leur modélisation complète en bruit. Cette partie présente donc des modèles à trois, deux et même un seul paramètres de bruit.

3.3.1 Le modèle à trois paramètres.

Un modèle décrivant les propriétés de bruit du transistor à effet de champs au moyen de trois paramètres de bruit fut développé dès 1962 [3]. Ce modèle considère une source de bruit en courant sur la grille et une autre sur le drain comme on le voit sur la figure 1. Ces deux sources présentent entre elles une fonction de corrélation purement imaginaire. Van-der-Ziel définit les sources de bruit et leur corrélation au moyen des expressions suivantes:

$$\overline{i_d^2} = 4k.T_a.P.G_m.\Delta f \quad (1)$$

$$\overline{i_g^2} = 4k.T_a.R.\frac{C_{GS}^2.\omega^2}{G_m}.\Delta f \quad (2)$$

$$\overline{i_g i_d^*} = (0 + j.C).\sqrt{\overline{i_g^2}.\overline{i_d^2}} \quad (3)$$

où T_a est la température ambiante.

Ces sources sont définies en fonction des propriétés des paramètres petit signal du transistor intrinsèque. Cela signifie que les paramètres [Y] utilisés sont ceux du transistor intrinsèque. Les trois paramètres de bruit P, R, C, suffisent à définir les propriétés de bruit du

transistor. A partir de ce modèle on peut exprimer le facteur minimum de bruit de la façon suivante:

$$F_{\min} = 1 + 2 \cdot \frac{f}{f_c} \sqrt{PR \cdot (1 - C^2)} \quad (4)$$

$$\text{où } f_c = \frac{G_m}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs}}$$

Ce modèle fut développé également par Pucel [4] en faisant appel aux éléments du schéma équivalent intrinsèque du transistor. L'ultime évolution vient des travaux de Pospieszalski [5] qui observe la relation suivante entre les coefficients P, R, C:

$$C = \sqrt{\frac{R}{P}} \quad (5)$$

La preuve de cette relation a d'abord été apportée de façon purement expérimentale. Cette relation indique qu'il y a deux paramètres indépendants. Par conséquent, on définit un modèle à deux paramètres.

3.3.2 Le modèle à deux paramètres proposé par M. Pospieszalski.

Si on veut définir un modèle à deux paramètres, il est possible de simplement conserver la relation précédente liant P, R, C. Pospieszalski propose une autre configuration représentée à la figure 2. On définit par rapport au transistor intrinsèque une source de bruit en tension à l'entrée, et une source de bruit en courant en sortie correspondant à une configuration avec un circuit ouvert en entrée et un court circuit en sortie. La valeur de chacune de celles-ci est

caractérisée par une température équivalente de bruit. Les formules suivantes décrivent leur évolution:

$$\overline{e_g^2} = 4.k.T_g.R_i.\Delta f \quad (6)$$

$$\overline{i_d^2} = 4.k.T_d.G_d.\Delta f \quad (7)$$

$$\overline{e_g i_d^*} = 0 + j.0 \quad (8)$$

La simplicité de ce modèle à deux paramètres de bruit est un atout pour la conception de circuit. La précision de la détermination des températures équivalentes de bruit dépend de la précision de détermination des deux sources de bruit mais aussi de la précision d'obtention de R_i et G_d . Cependant, la précision obtenue sur les valeurs de R_i et G_d lors de leurs détermination dépend de la précision de mesure des paramètres [S] et des éléments extrinsèques.

Ce modèle à deux paramètres de bruit peut être simplifié comme le montre M. Gupta [6].

3.3.3 Le modèle à un paramètre proposé par M. Gupta.

M. Gupta, a observé que la température équivalent de bruit de grille est proche de la température ambiante. On obtient alors un modèle à un seul paramètre de bruit.

3.4 Un nouveau modèle à deux paramètres de bruit (T_{in} - T_{out}).

3.4.1 Introduction.

Tous les modèles de bruit présentés dans la partie précédente décrivent les propriétés de bruit de la partie intrinsèque du transistor. Conformément aux remarques précédentes, nous avons mis au point un nouveau modèle. L'approche utilisée vise à utiliser un minimum de paramètres de bruit tout en utilisant des éléments petit signal qu'on puisse déterminer avec une bonne précision. Après la présentation du modèle extrinsèque, nous évoquerons ses spécificités. Nous montrerons alors le comportement des paramètres de bruit en fonction du développement de la grille et de la polarisation. Enfin, nous détaillerons la validation du modèle pour le fonctionnement en hautes fréquences.

3.4.2 Description du modèle T_{in} - T_{out}

Le modèle présenté sur la figure 4, est un modèle à deux sources de bruit entièrement non corrélées [7]. En entrée se situe une source de bruit en tension. En sortie, il s'agit d'une source de bruit en courant. A partir de ces sources nous définissons deux températures équivalentes de bruit. Ce sont ces deux températures qui constituent les deux paramètres de bruit du modèle. Le circuit est composé du composant extrinsèque comportant le schéma équivalent intrinsèque et les résistances d'accès. Nous ajoutons devant ce circuit un quadripôle d'entrée constitué de l'inductance de grille L_g et de la capacité de grille C_{pg} . Il est inutile d'inclure l'effet de l'inductance de drain et de la capacité de plot de drain. Comme ce quadripôle passif sans pertes est en sortie du transistor, il n'a aucune influence sur le facteur de bruit du composant.

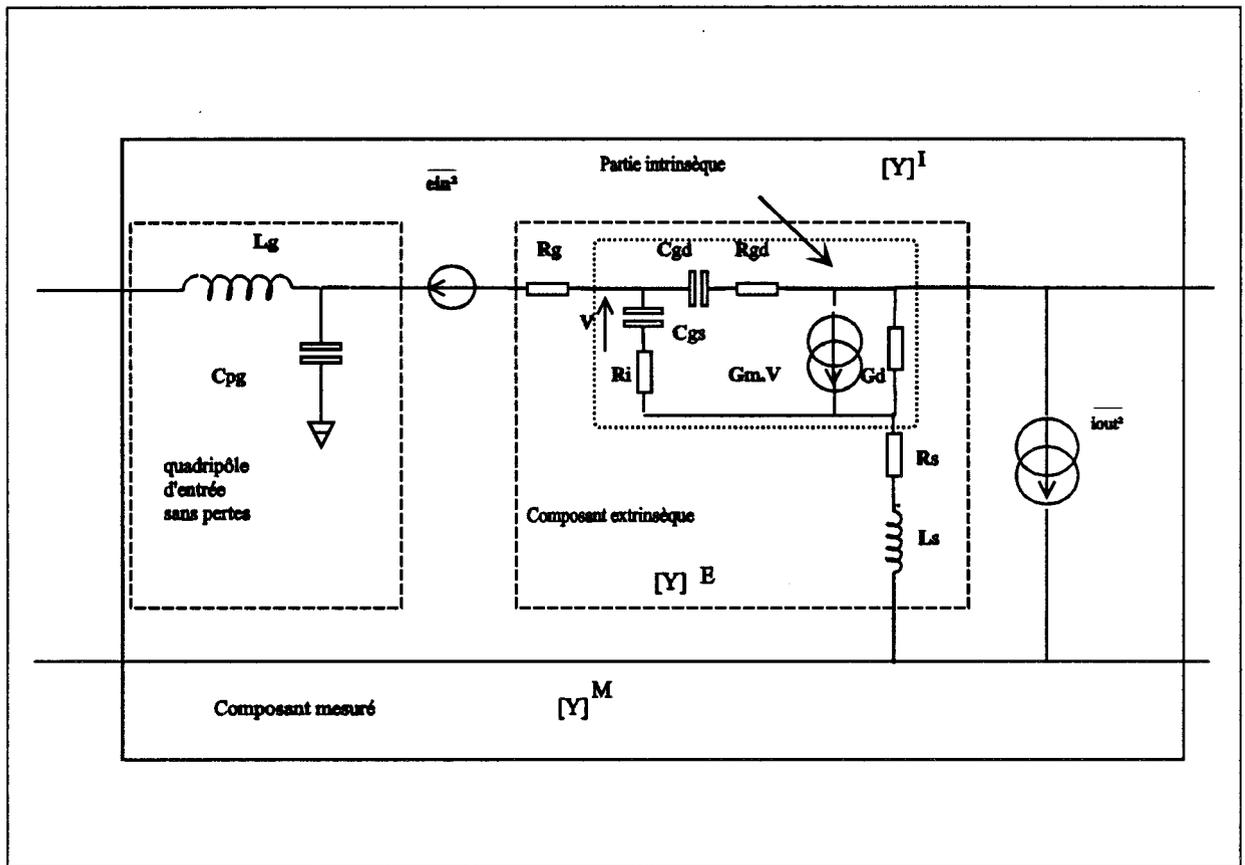


Fig. 4 : Modèle de bruit à deux paramètres « extrinsèque »

Les formules suivantes décrivent les températures équivalentes de bruit :

$$T_{in} = \frac{\overline{e_{in}^2}}{4 \cdot k \cdot \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) \cdot \Delta f} \quad (9)$$

$$T_{out} = \frac{\overline{i_{out}^2}}{4 \cdot k \cdot \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right) \cdot \Delta f} \quad (10)$$

$$\overline{e_{in} i_{out}^*} = 0 \quad (11)$$

Par analogie avec la loi de Nyquist, on choisit $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)$ pour la température équivalente de bruit sur l'entrée, car c'est la résistance présentée par l'entrée du composant lorsque le drain est court-circuité sur la source. De même, $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right)$ est la conductance en sortie du transistor lorsqu'on présente un circuit ouvert à l'entrée du transistor entre grille et source.

3.4.3 Les aspects spécifiques du modèle T_{in} - T_{out} .

Ce modèle de bruit est différent des modèles de bruit existants car il décrit les propriétés de bruit du transistor intrinsèque et des résistances d'accès par deux paramètres de bruit. C'est pourquoi, nous appelons ce modèle « extrinsèque ». En effet, les modèles précédents incluent cinq sources de bruit, car on ajoute aux deux sources du transistor intrinsèque, les trois sources liées à la présence des résistances d'accès. Avec le nouveau modèle, on n'a que deux sources de bruit et deux paramètres de bruit au lieu de cinq. Comme pour le modèle proposé par Gupta on peut considérer un seul paramètre, car la température équivalente de bruit en entrée T_{in} est proche de la température ambiante. Ceci est le fruit de l'observation des mesures effectuées sur de nombreux types de transistors à effet de champs.

En se basant sur le modèle analytique de la ligne active uniforme proposé par F. Danneville [8], on peut prouver le bien fondé de ce modèle. D'abord, il convient de décrire le concept de ligne uniforme.

La ligne uniforme consiste à diviser alors la zone sous la grille en cellules élémentaires dont chacune représente une tranche de transistor. Toutes les cellules sont identiques et représentées par le même circuit. La ligne active uniforme est représentée sur la figure 5. Chaque cellule est caractérisée par une température électronique T_n selon la formule suivante:

$$\langle i_n \rangle^2 = 4 \cdot kT_n \cdot \left(\frac{g_0 \cdot L}{dx} \right) \cdot \Delta f \quad (12)$$

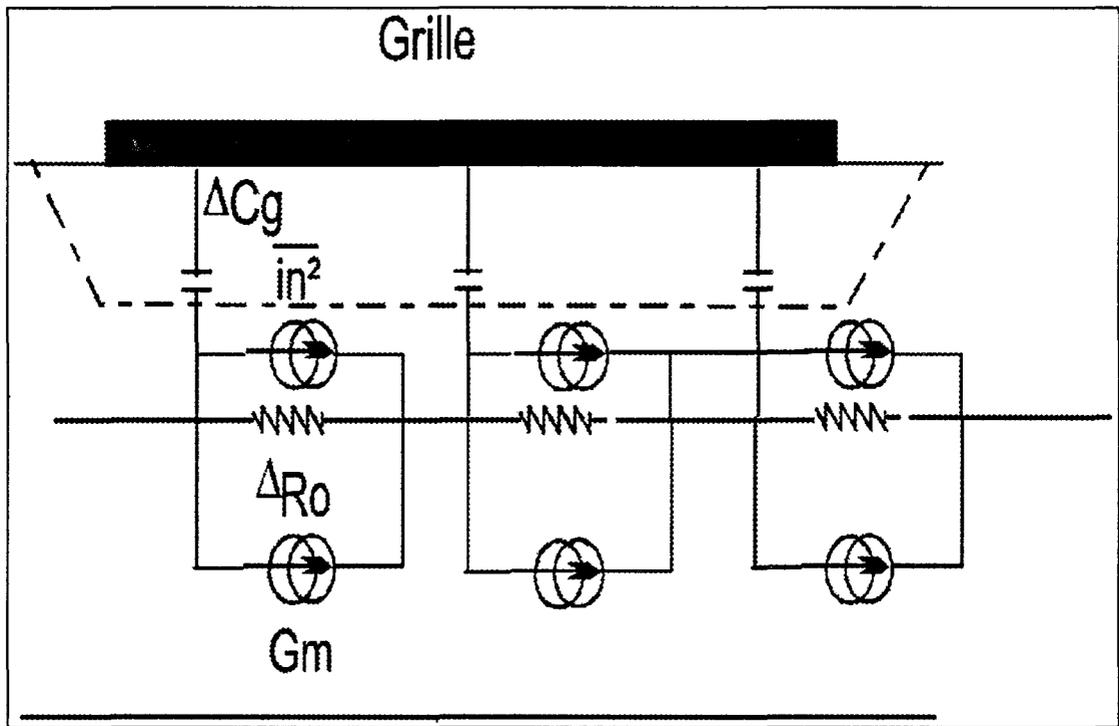


Fig. 5 : Représentation sous forme de ligne active uniforme

Alors, en développant les équations caractéristiques de ce modèle, on obtient les résultats suivants:

$$\overline{e_{in}^2} = 4 \cdot kT_n \cdot \text{Re} \left(\frac{1}{Y_{11}} \right) \cdot \Delta f \quad (13)$$

$$\overline{i_{out}^2} = 4 \cdot kT_n \cdot \text{Re} \left(\frac{1}{Z_{22}} \right) \cdot \Delta f \quad (14)$$

$$\overline{e_{in} i_{out}^*} = 0 \quad (15)$$

Les valeurs expérimentales des températures équivalentes de bruit du modèle extrinsèque ne coïncide pas tout à fait avec celles du modèle de ligne active uniforme. La

raison essentielle est due à ce que l'uniformité des caractéristiques dynamiques et de bruit sous la grille est moins bien vérifiée pour des longueurs de grille sub-microniques. Pourtant le modèle de la ligne active uniforme présente l'intérêt de faire une détermination entièrement analytique des propriétés des modèles de bruit de TEC. En particulier, grâce à cette étude, il a été démontré pour la première fois, de façon théorique que les sources de bruit e_g et i_d sont non corrélées.

Pour pousser plus loin l'étude, il convient de réaliser une simulation plus précise en utilisant par exemple le logiciel HELENA [9] qui est développé dans l'équipe par H. Happy. Il s'agit d'un logiciel exploitant un modèle physique basé sur une approche quasi bidimensionnel des TEC. Ce logiciel donne accès à la fois aux propriétés petit signal et de bruit du composant. Ces propriétés de bruit sont calculées par la méthode du champ d'impédances. Sur la figure 6, nous montrons une distribution des sources de bruit microscopiques sous la grille dans les conditions de polarisation « faible bruit » (30 mA/mm).

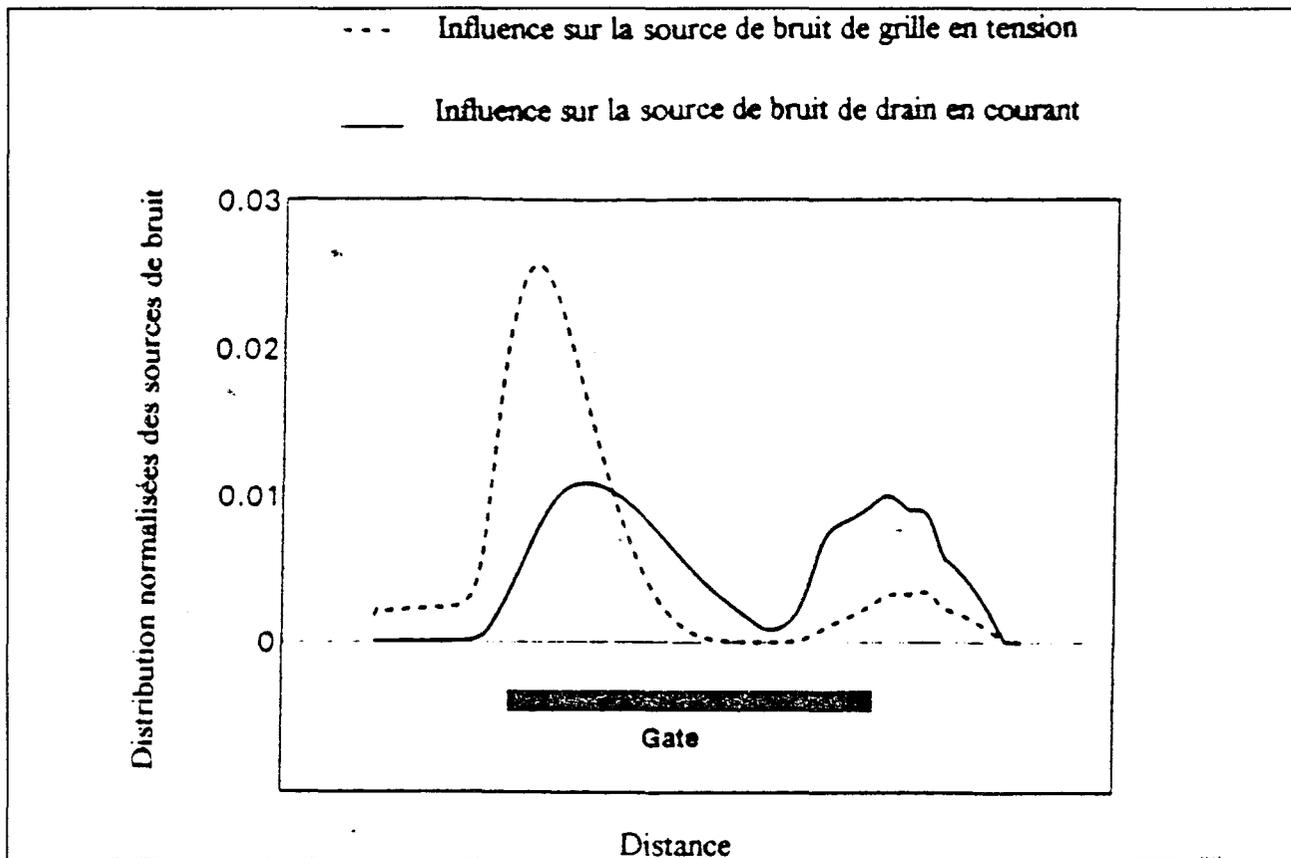


Fig. 6 : Influence des sources de bruit microscopiques sur les sources de bruit du modèle de bruit extrinsèque

On observe deux phénomènes. Ce sont essentiellement les sources de bruit se situant à l'entrée de la grille qui produisent la source de bruit en tension macroscopique. Dans cet espace, la température électronique équivalente est proche de la température ambiante, car c'est une zone d'électron « froid ». A l'opposé, la source de bruit en courant sur le drain au niveau macroscopique résulte des sources de bruit microscopiques en entrée et en sortie de grille. Il y a donc une influence partagée entre les zones d'électrons « froid » et d'électron « chaud ». D'autre part la fonction de corrélation entre les deux sources est faible mais non

nulle. Lorsqu'on considère la contribution des éléments extrinsèques C_{pg} , C_{pd} , R_g , R_s , et R_d , on observe un changement de la corrélation entre les sources.

Cette influence des éléments extrinsèques sur la corrélation se traduit par l'équation suivante.

$$\overline{v_{g_{ext}} \cdot i_{d_{ext}}^*} = \frac{C_{gs}}{C_{gs} + C_{pg}} \left(\overline{v_g \cdot i_d^*} + R_s \overline{i_d^2} - \frac{G_m \cdot C_{pg}}{C_{gs} + C_{pg}} \cdot (\overline{v_g^2} + \overline{e_g^2} + \overline{e_s^2}) \right) \Delta f \quad (16)$$

Les termes de source de bruit commençant par e correspondent aux résistances d'accès et l'indice « ext » est utilisé pour une représentation avec deux sources extrinsèques.

On observe que C_{pd} et R_d n'ont aucune influence sur la corrélation. Par contre, la résistance de source permet de diminuer la corrélation. En effet, elle ajoute une partie positive à la fonction de corrélation intrinsèque qui est essentiellement réelle et négative. Enfin, C_{pg} , augmente de façon significative le fonction de corrélation. C'est la raison pour laquelle on n'inclue pas l'influence de la capacité de plot de grille dans le modèle extrinsèque mais qu'on inclue les résistances d'accès R_g , R_s , R_d .

3.4.4 Quelques propriétés des paramètres de bruit du modèle

Le modèle de bruit que nous avons présenté repose donc sur des fondements théoriques. Nous allons nous intéresser à l'évolution des températures équivalentes de bruit T_{in} et T_{out} en fonction de la fréquence, du développement de grille et de la polarisation. Grâce à ces évolutions, nous pouvons établir un modèle complet de TEC destiné à la conception de circuits « faible bruit ».

3.4.4.1 Tin et Tout en fonction de la fréquence.

L'évolution en fonction de la fréquence des températures équivalentes de bruit T_{in} et T_{out} peut être démontrée par la théorie, nous nous limiterons ici au transistor intrinsèque. On admettra les hypothèses relatives au modèle de Van-der-Ziel, c'est à dire $\overline{i_g^2}$ proportionnel à la fréquence au carré et $\overline{i_d^2}$ indépendant de la fréquence.

Nous allons d'abord observer le comportement de $\overline{e_g^2}$. on peut démontrer que

$$\overline{e_g^2} = \frac{\overline{i_g^2}}{|Y_{11}|^2}. \quad (17)$$

D'autre part, le terme $\operatorname{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)$ est égal à $\frac{G_{11}}{|Y_{11}|^2}$ donc on a :

$$T_{in} = \frac{\overline{i_g^2}}{4.k.\Delta f.G_{11}} \quad (18)$$

T_{in} est donc indépendant de la fréquence car G_{11} est proportionnel à fréquence au carré et $\overline{i_g^2}$ aussi.

De même, si $\overline{i_d^2}$ est la source de bruit en courant de notre modèle (v_g, i_d'), on démontre :

$$\overline{i_d'^2} = \overline{i_d^2} - \left| \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \right|^2 \overline{i_g^2} \quad (19)$$

Tant que $|Y_{21}|^2$ est indépendant en fonction de la fréquence, $\overline{i_d'^2}$ est indépendant de la fréquence. D'autre part, si on développe l'expression de T_{out} uniquement en fonction des éléments du schéma équivalent intrinsèque, on obtient :

$$T_{out} = \frac{\overline{i_d'^2}}{4.k \cdot \left(1 + \frac{G_m \cdot C_{gd}}{g_d(C_{gs} + C_{gd})}\right) \cdot \Delta f} \quad (20)$$

donc T_{out} est indépendant de la fréquence.

3.4.4.2 T_{in} et T_{out} en fonction du développement de grille.

En théorie, on a T_{in} égale à la température ambiante et donc indépendante de la largeur de la grille. Par contre, T_{out} est définie comme suit:

$$T_{out} = \frac{\overline{i_d'^2}}{4.k \cdot \text{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right) \Delta f}$$

Les parties réelles et imaginaires de Z_{22} présentent toutes deux une évolution inversement proportionnelle au développement de grille alors que $\overline{i_d'^2}$ est proportionnel à la largeur donc T_{out} est indépendante de celle-ci. Nous avons mesuré les deux températures équivalentes de bruit d'un HEMT Pseudomorphique sur GaAs avec une longueur de grille de 0,1 μm à une densité de courant de 100 mA/mm. Le résultat est présenté sur la figure 6.

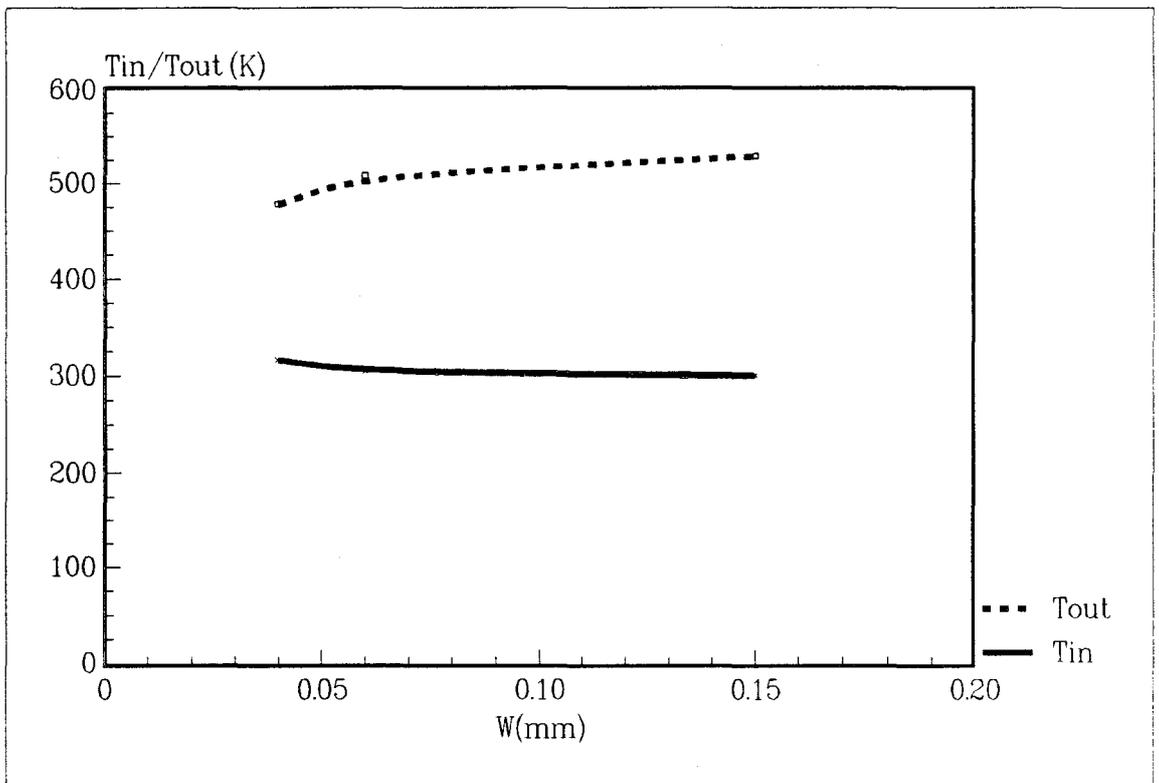


Fig. 6 : Evolution des températures équivalente de bruit en fonction du développement du transistor.

On s'aperçoit que les températures équivalentes de bruit en entrée et en sortie sont constantes en fonction de la largeur de grille.

3.4.4.3 Tin et Tout en fonction de la polarisation.

Nous avons mesuré le transistor précédemment décrit à différentes polarisations. La figure 7 montre la variation des températures équivalentes de bruit en fonction de la densité de courant pour un développement de grille de 150 μm .

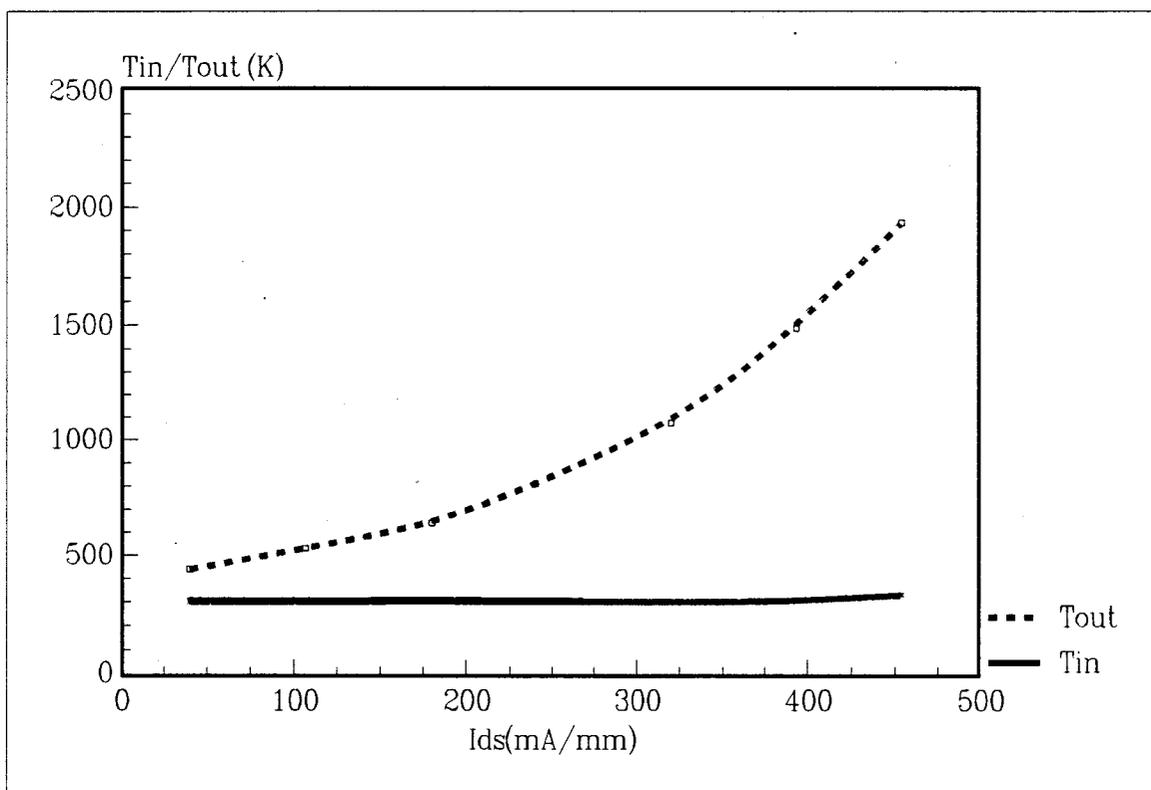


Fig. 7 : Evolution des températures équivalente de bruit en fonction du de la densité de courant de drain du transistor.

On observe que la température équivalente de bruit en entrée est constante en fonction de la densité de courant de drain. L'explication du phénomène est la même, c'est-à-dire que la température équivalente de bruit traduit la température des électrons « froid » en début de grille. Elle est donc proche de la température ambiante. Par contre, l'augmentation du courant implique une température croissante en sortie de grille.

3.4.5 La validation du modèle.

Ce modèle se révèle être un excellent outil d'extrapolation des propriétés de bruit des transistors à effet de champs de la gamme d'ondes centimétriques à la gamme millimétrique. En effet, outre les possibilités d'extrapolation en fonction de la fréquence, ce modèle présente

des évolutions simples en fonction du développement et de la polarisation du transistor. Nous allons donc valider ce modèle jusqu'en gamme d'ondes millimétriques. Dans un premier temps, nous présenterons la méthodologie choisie. Ensuite, nous exposerons et expliquerons les résultats expérimentaux.

3.4.5.1 Méthodologie

La méthodologie que nous présentons ici est symbolisée sur la figure 8. Elle s'articule en cinq phases distinctes.

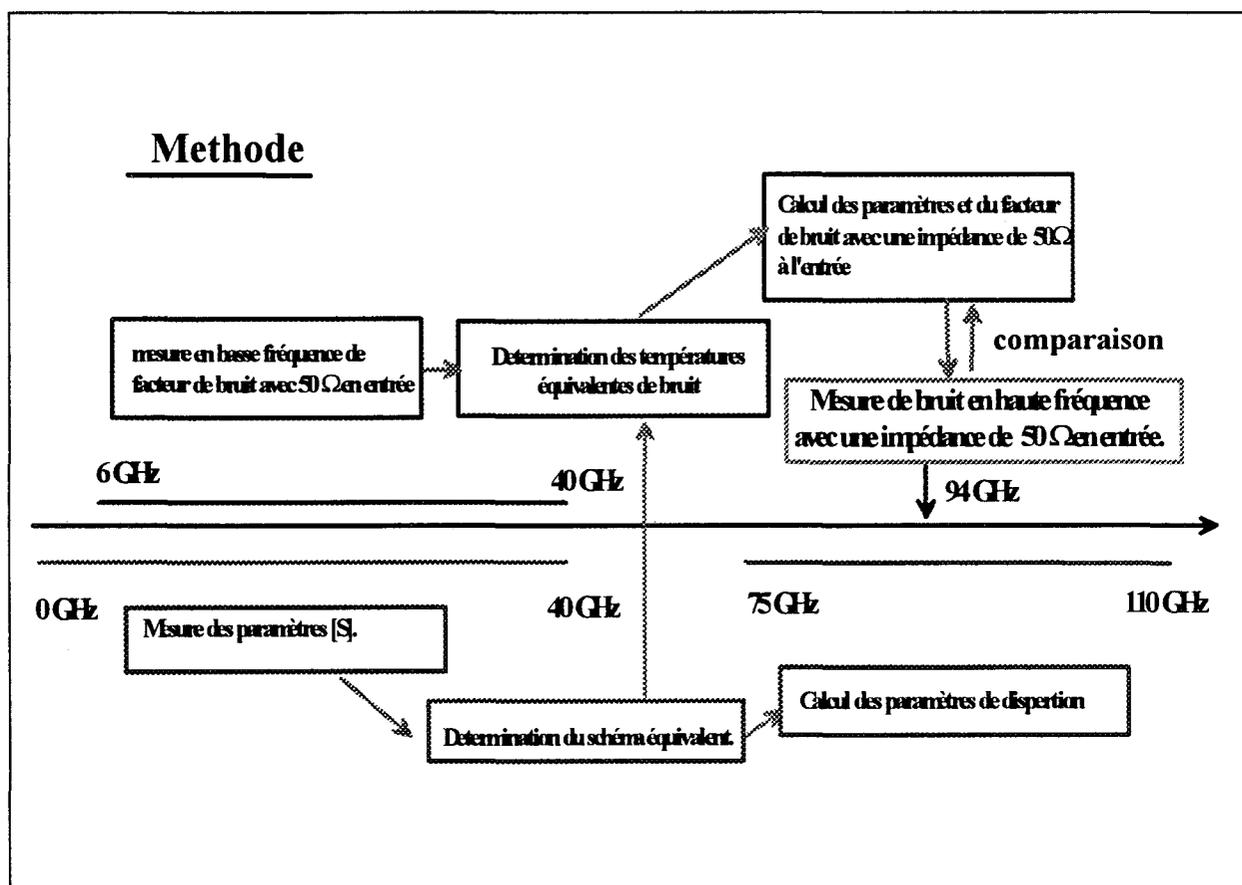


Fig. 8 : Méthode de validation du modèle extrinsèque en gamme

d'ondes millimétriques.

- * Mesure de bruit et de paramètres [S] en basses fréquences.
- * Extraction des paramètres nécessaires au fonctionnement des modèles.
- * Extrapolation du modèle en gamme d'ondes millimétriques.
- * Mesure du facteur de bruit, et de gain disponible associé lorsqu'on présente une impédance de source de 50Ω .
- * Comparaison des grandeurs mesurées et extrapolées.

L'extraction des paramètres du modèle comporte des mesures en transistor « froid » pour mesurer les éléments extrinsèques du modèle. On mesure ensuite les paramètres [S] du transistor en polarisation normale puis son facteur de bruit avec une impédance de source de 50Ω selon la méthode de mesure décrite dans le chapitre 1.

On extrait maintenant les paramètres du modèle. D'abord, on détermine les deux températures équivalentes de bruit T_{in} puis T_{out} à l'aide de la méthode d'exploitation de mesure de facteur de bruit des T.E.C. avec une impédance de 50Ω en entrée en fonction dans la gamme de fréquences 6-40 GHz. On extrait l'inductance et la capacité parasite de grille du transistor grâce aux méthodes présentées dans le chapitre II. On extrait en gamme d'onde centimétriques les paramètres d'un modèle petit signal comme le circuit équivalent ou les paramètres [Y] afin d'extrapoler aussi les propriétés petit signal en gamme d'ondes millimétriques du TEC.

Pour améliorer la concordance entre les caractéristiques calculées et mesurées en gamme d'ondes millimétriques, on tient compte des nouvelles valeurs de l'inductance et de la

capacité parasite en gamme d'ondes millimétriques puisque celles ci varient en fonction de la pose des pointes ou du système de mesure comme on l'a vue dans le chapitre II. C'est d'ailleurs le principal point limitatif pour l'utilisation en C.A.O. de modèles déterminés à partir de mesure à des fréquences plus basses.

On effectue alors les mesures millimétriques à l'aide des bancs de mesures décrits dans le chapitre I .

La comparaison s'effectuant sur le facteur de bruit et le gain disponible du transistor lorsqu'on lui présente une impédance de source de 50Ω , ceci ne permet pas d'estimer la part d'imprécision sur chacun des quatre paramètres de bruit. l'influence de chacun des éléments.

Cependant, le facteur de bruit extrapolé dépend de ces quatre paramètres. Il permet donc de rendre compte d'une erreur trop importante sur l'un de ces paramètres car celle ci engendrera un écart notable entre l'extrapolation et l'expérience..

3.4.5.2 Résultats expérimentaux.

Les mesures sont réalisées sur un LM HEMT sur InP de longueur de grille de $0,1 \mu\text{m}$ réalisé au laboratoire. Pour la déterminer les paramètres du modèle, les mesures de bruit et de paramètres [S] ont été réalisés sous pointes en deux fois d'abord de 5 à 19 GHz puis de 26 à 40 GHz. Quant au mesures servant de référence en gamme d'ondes millimétriques, elles ont été faites à 94 GHz. La figure 9 montre un bon accord entre les données calculées et mesurées ce qui justifie expérimentalement le modèle.

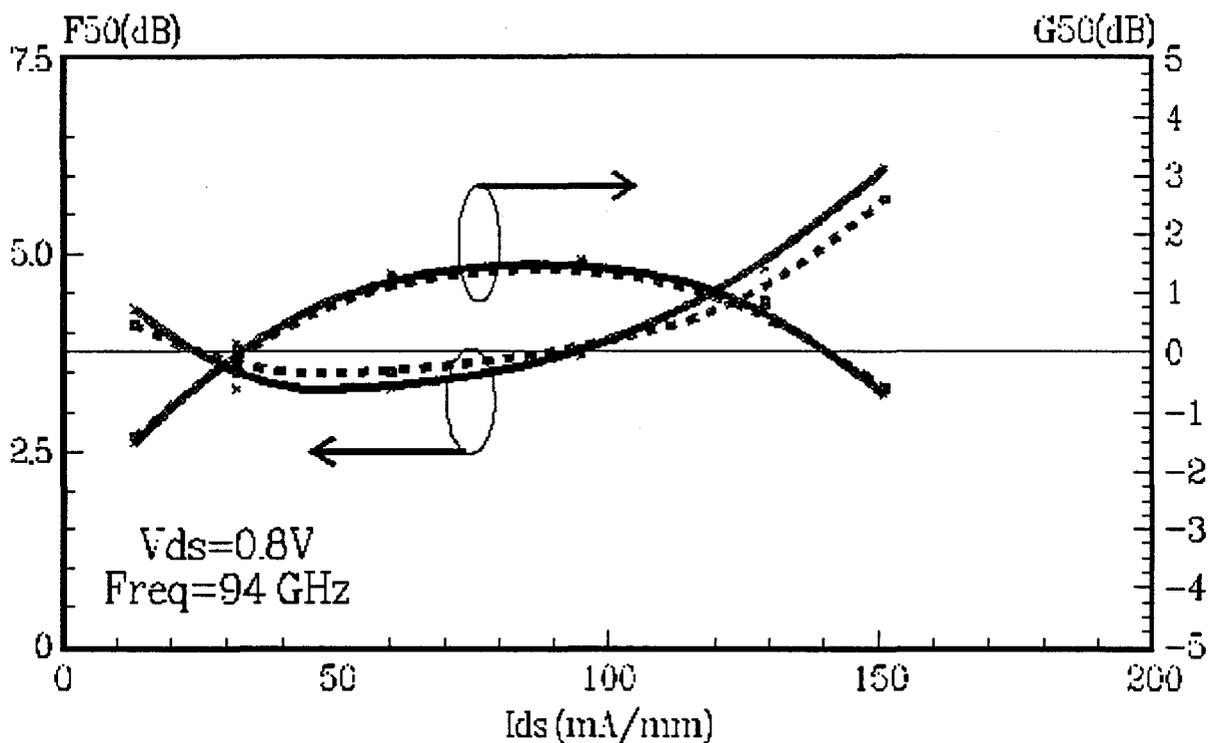
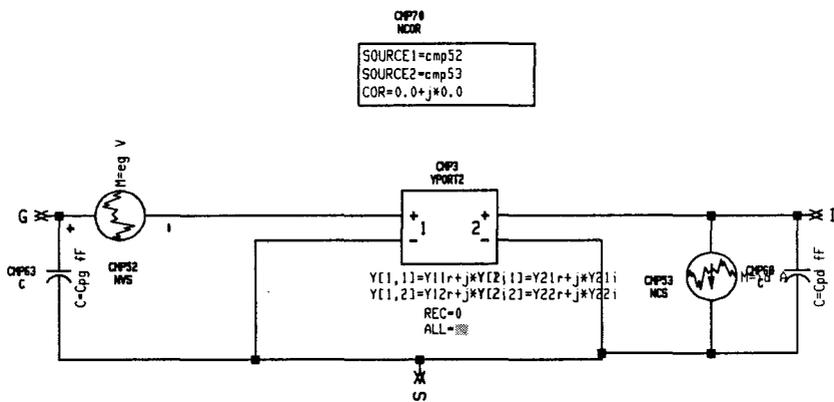


Fig. 9 : Validation du modèle extrinsèque à 94 GHz.

L'écart sur le facteur de bruit entre extrapolation et mesure est inférieur à 0,2 dB sur le facteur de bruit et inférieur à 0,2 dB sur le gain disponible associé. Un tel écart a déjà été confirmé sur d'autres composants de filières différentes [10]. On en déduit que le modèle est valide jusqu'en gamme d'ondes millimétriques.

Nous avons également modélisé entièrement les paramètres de bruit et petit signal du transistor en fonction de la densité de courant et de la largeur de grille. Nous en avons déduit les évolutions de T_{in} et T_{out} mais aussi des coefficients a_{ij} b_{ij} du modèle « boîte noire » analytique



Evolution en fonction de Ids

| | |
|---------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------|
| EQUATION a11=0.0627+4.349*(10^-4)*Ids-.57004*(10^-6)*Ids^2 | EQUATION a21=-.0476-1.4475*(10^-3)*Ids+1.983*(10^-6)*Ids^2 |
| EQUATION b11=-.11636+1.47358*(10^-4)*Ids-2.2027*(10^-7)*Ids^2 | EQUATION b21=-.0666-7.564*(10^-4)*Ids+1.0937*(10^-6)*Ids^2 |
| EQUATION a12=-.01403+2.5402*(10^-5)*Ids-3.1877*(10^-8)*Ids^2 | EQUATION a22=3.773+.01892*Ids-2.81*(10^-5)*Ids^2 |
| EQUATION b12=-.02798+2.812*(10^-5)*Ids-2.6577*(10^-8)*Ids^2 | EQUATION a22=.0364+24.89*(10^-5)*Ids-35.532*(10^-8)*Ids^2 |
| EQUATION a210=31.92+.43887*Ids-6.1518*(10^-4)*Ids^2 | EQUATION b22=-.06993-34.64*(10^-6)*Ids+4.443*(10^-8)*Ids^2 |

Definition des {Y} en fonction du developement et de Ids

EQUATION Y11r=(10^-24)*w*w*a11*(-.0177+.7948*wL)/(-.0177+.7948*wL,15)
 EQUATION Y12r=(10^-24)*w*w*a12*(-.005941+.1345*wL-1.1463*wL^2)/(-.005941+.1345*wL-1.1463*wL^2,15)
 EQUATION Y21r=(10^-3)*a210*(3.093+460.25*wL)/(3.093+460.25*wL+(10^-24)*a21*(0.08353-3.3103*wL+10.5561*wL^2)/(-.08353-3.3103*wL+10.5561*wL^2)*w*w
 EQUATION Y22r=(10^-3)*a220*(-1.4714+85.724*wL-254.3*wL^2)/(-1.4714+85.724*wL-254.3*wL^2+(10^-24)*a22*(-.03587+1.397*wL-5.0611*wL^2)/(-.03587+1.397*wL-5.0611*wL^2)*w*w
 EQUATION Y11i=(10^-12)*b11*(.01831+.7435*wL)/(.01831+.7435*wL)*w-Cpg*(10^-15)*w
 EQUATION Y12i=(10^-12)*b12*(-22.661*10^(-4)-.15189*wL)/(-22.661*10^(-4)-.15189*wL)*w
 EQUATION Y21i=(10^-12)*b21*(-.0164-.114*wL-4.432*wL^2)/(-.0164-.114*wL-4.432*wL^2)*w
 EQUATION Y22i=(10^-12)*b22*(.02824+.05455*wL+1.34444*wL^2)/(.02824+.05455*wL+1.34444*wL^2)*w-cpd*w*10^(-15)

Evolution des Sources de Bruit

EQUATION Tin=300
 EQUATION Tout=(539+1.785*Ids+0.004422*Ids^2)
 EQUATION eg=sqrt(4*koltzmann*Tin*(Y11r/(Y11r^2+Y11i^2)))
 EQUATION id=sqrt(4*koltzmann*Tout*Rea1(Z22r)/Mag(Z22r)^2)
 EQUATION Cpg=11 EQUATION Cpd=(17.9+61.16*wL)
 EQUATION Z22r=(Y11r+j*Y11i)/((Y11r+j*Y11i)*(Y22r+j*Y22i)-(Y12r+j*Y12i)*(Y21r+j*Y21i))

Caracteristiques physiques du transistor

EQUATION Ids1=14/L mA/mm
 EQUATION w=2*Pi*f*freq
 EQUATION L1=.04 mm

Fig. 10: Modele extrinseque rendant compte des variations de densite de courant de drain et de developpement de grille.

en fonction de la densité de courant de drain et de la largeur de grille. Nous avons alors introduit ces données dans un logiciel de CAO. Nous obtenons le modèle de la figure 10.

Ce procédé permet d'utiliser des températures de bruit calculées à partir mesures de transistors présentant des développement de grille importants. Ceci permet de s'affranchir des incertitudes liées à la caractérisation des transistors de faible largeur de grille.

Sur la figure 11, nous présentons les données calculées par le logiciel de conception de circuit MDS et les données mesurées sur un transistor en bande V.

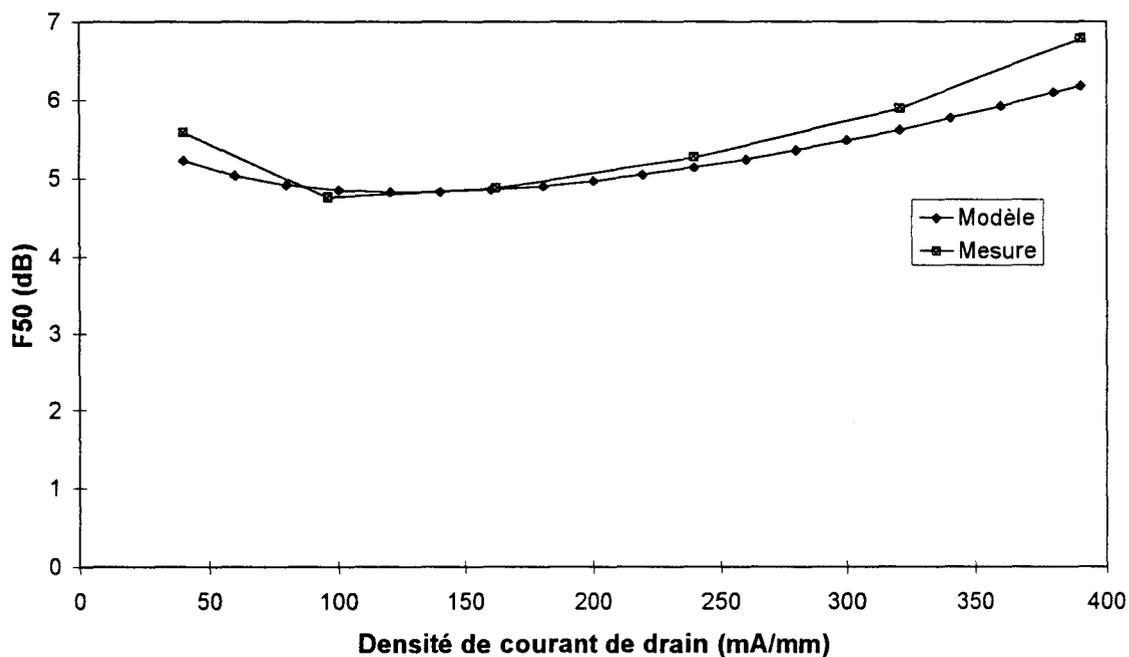


Fig. 11 : Comparaison entre des mesures et des donnée extrapolées par le modèle complet sur le facteur de bruit d'un TEC avec une impédance de source de 50Ω à 60 GHz

On constate un bon accord entre les calculs et les mesures qui prouve l'intérêt du modèle.

En résumé, à partir de la caractérisation complète d'un transistor, on peut réaliser un circuit où on optimise le fonctionnement des transistors en bruit. Cette opération peut s'effectuer aussi bien au niveau des charges qu'on leur présente qu'à celui de la polarisation qu'on choisit ou du développement de grille. Il reste cependant à appliquer ce modèle à un circuit comprenant de nombreux transistors, afin de vérifier si l'incertitude sur les paramètres du modèle peut engendrer des erreurs conséquentes dans la conception d'un tel circuit.

3.4.6 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons montré un nouveau modèle de bruit basé sur une approche extrinsèque. Ce modèle peut être validé par une approche théorique [8]. Ce modèle a été validé expérimentalement par comparaison avec des données obtenues en gamme d'ondes millimétriques. On peut donc déduire les caractéristiques en régime de fonctionnement linéaire d'un composant en gamme d'ondes millimétriques à partir de mesure de facteur de bruit et de paramètres [S] en gamme d'ondes centimétriques. Plus encore, comme il est possible, de tenir compte de la polarisation et du développement de grille dans ce modèle, c'est donc un outil d'une grande souplesse d'utilisation pour les concepteurs de circuits faible bruit fonctionnant en gamme d'ondes millimétriques.

3.5 Références Bibliographiques :

[1] A. Cappy, A. Vanoversschelde, M. Schortgen, C. Versnayan, G. Salmer, "Noise Modeling in Submicrometer-Gate Two-Dimensional Electron-Gas Field-Effect Transistors." IEEE Transaction on electron devices, Vol. 32, No. 12, Décembre 1985.

[2] T. Gonzalez, D. Pardo, L. Varani, L. Reggiani, "Monte carlo analysis of the behavior and spacial origin of electronic noise in GaAS MESFET's." IEEE Transaction on electron devices, Vol. 42, No. 5, mai 1995. [3] A. Van der Ziel, « Thermal noise in field effect transistors at moderately high frequencies. » Proc. IRE, Vol. 50, pp. 1808-1802, 1962.

[3] A. Van der Ziel, « Thermal noise in field effect transistors at moderately high frequencies. » Proc. IRE, Vol. 50, pp. 1808-1802, 1962.

[4] R.A. Pucel, H. A. Haus and Stutz, « Signal and noise properties of gallium arsenide field effect transistors. » Advances in electronics and electron physics, Vol. 38, pp. 195-265, 1974.

[5] M.W. Pospieszalski, « Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and their Frequency and Temperature Dependence. » IEEE MTT, Vol. 37, No. 9, Septembre 1989.

[6] M.S. Gupta, P.T. Greiling, « Microwave Noise Characterization of GaAs MESFET's : Determination of Extrinsic Noise Parameters. » IEEE MTT, Vol. 36, No. 4, avril 1988.

[7] J.-M. Belquin, F. Danneville, A. Cappy, G. Dambrine, « Millimeter Wave HEMTs Extrinsic Noise Model. » EuMC Prague 1996.

[8] F. Danneville, H. Happy, G. Dambrine, J.-M. Belquin, A. Cappy, « Microscopic Noise Modeling and Macroscopic Noise Models : How Good a Connection ? », IEEE MTT, Vol. 41, No. 5, Mai 1994.

[9] H. Happy, G. Dambrine, J. Alamkan, F. Danneville, F. Kapche-Tagne, A. Cappy, « HELENA : A friendly software for calculating the DC, AC, and Noise Performance of HEMTs. » International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, Vol.3, 14-18, 1993.

CONCLUSION

Conclusion.

Ce travail, basé essentiellement sur l'aspect expérimental, a permis la mise au point de divers bancs de mesure, avec:

- la mise au point puis l'automatisation d'un banc de mesure de paramètres de bruit et de paramètres [S] sous pointes fonctionnant de 6.4 à 19 GHz puis son extension de 26.5 à 40 GHz.
- la mise en place de bancs de mesure de bruit sous pointes à 60 GHz et à 94 GHz.
- l'amélioration du banc de mesure de paramètres [S] en gamme d'ondes millimétriques (bandes V et W) et des techniques de calibrage associées.

Lors de ce travail, nous avons mis au point une technique de mesure et de détermination des paramètres de bruit des TEC en gamme d'ondes centimétriques.

Nous avons également développé un modèle analytique de TEC selon une approche "Boite noire". Il permet l'extrapolation des caractéristiques hyperfréquences du composant en régime de fonctionnement linéaire en gamme d'ondes millimétriques. Les paramètres de ce modèle sont déterminés à partir de mesures réalisées en gamme d'onde centimétriques. Ce modèle nécessite la connaissance de deux éléments extrinsèques seulement. C'est pourquoi nous obtenons une extrapolation plus précise qu'avec le schéma équivalent classique.

Ensuite, nous avons validé un nouveau modèle de bruit en gamme d'ondes millimétriques nécessitant seulement deux paramètres de bruit pour calculer les caractéristiques de bruit du transistor extrinsèque.

En réunissant ces deux modèles, nous pouvons déduire les quatre paramètres de bruit et la matrice [S] d'un T.E.C. en gamme d'ondes millimétriques à partir de mesures effectuées en gamme d'ondes centimétriques.

De plus, si l'on dispose de transistors présentant différentes largeurs de grille, on peut décrire l'évolution des propriétés du transistor en régime de fonctionnement linéaire en fonction de la polarisation et de la largeur de grille. Ceci permet d'envisager l'optimisation de la polarisation et de la largeur de grille pour obtenir l'adaptation "faible bruit" ou optimiser les performances du circuit.

Cependant, quelques problèmes relatifs aux mesures en gamme d'ondes millimétriques restent à résoudre.

D'abord, la définition précise des plans de références lors du calibrage reste un problème important lors de la mesure des paramètres [S] des transistors et lors de l'extraction des éléments des modèles linéaires.

Ensuite, il est très difficile d'estimer l'erreur commise lors de la mesure sous pointes de la matrice de répartition d'un quadripôle en gamme d'ondes millimétriques.

Enfin, il semble difficile d'évaluer la fiabilité des modèles sans les utiliser pour la simulation d'un circuit comprenant plusieurs transistors, avec divers réseaux d'adaptation. Ceci permettrait de comparer les différents modèles entre eux

Si on considère les problèmes de définition de plans de références auxquels nous avons été confrontés tout au long de ce travail, il semble que les développements à apporter vont vers plus d'intégration des dispositifs de mesure.

Ainsi, dans le domaine du calibrage sous pointes des analyseurs de réseaux vectoriel en gamme d'ondes millimétriques, il pourrait être judicieux d'utiliser un quadripôle actif en guise

d'étalons en structures « planaire ». Ainsi, on pourrait modifier ses caractéristiques hyperfréquences par une commande extérieure afin d'éviter les problèmes d'erreur de positionnement des pointes.

En matière de mesure de bruit, on peut penser réaliser des sources de bruit sur substrat.

Il semblerait également intéressant, pour améliorer la qualité et le prix des mesureurs de bruit, de les intégrer aux analyseurs de réseaux vectoriels en utilisant leur détecteur de puissance. Ceci sera d'ailleurs l'objet de mon travail futur.

ANNEXES

**1. LA MESURE DE PARAMETRES DE DISPERSION EN GAMME D'ONDES
MILLIMETRIQUES.** **3**

1.1 INTRODUCTION. **3**

**1.2 PRINCIPE FONCTIONNEMENT DE L'ANALYSEUR DE RÉSEAU VECTORIEL EN GAMME
D'ONDES MILLIMÉTRIQUES.** **4**

1.2.1 DESCRIPTIF DE PRINCIPE. 4

1.2.2 QUELLE PRÉCISION ATTENDRE. 8

1.2.3 CONCLUSION 10

1.3 LE CALIBRAGE DE L'ANALYSEUR DE RÉSEAU VECTORIEL. **10**

1.3.1 INTRODUCTION 10

1.3.2 QUELQUES RAPPELS SUR LE CALIBRAGE 10

1.3.3 LE CALIBRAGE THRU REFLECT LINE. 12

1.3.4 LE CALIBRAGE THRU REFLECT MATCH. 18

1.3.5 LE CALIBRAGE MULTILINE. 19

1.3.6 LE CALIBRAGE S.O.L.T. (SHORT, OPEN, LOAD, THRU). 21

1.3.7 RÉCAPITULATIF DES DIFFÉRENTES CARACTÉRISTIQUES DES MÉTHODES DE CALIBRAGES. 24

**1.4 DÉTERMINATION D'IMPÉDANCES CARACTÉRISTIQUES DE LIGNES COPLANAIRES EN GAMME
MILLIMÉTRIQUE.** **26**

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 1.4.1 INTRODUCTION. | 26 |
| 1.4.2 UN PEU DE THÉORIE. | 26 |
| 1.4.3 MESURE DE LA CAPACITÉ LINÉIQUE DES LIGNES. | 28 |
| 1.4.4 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX. | 30 |
| 1.4.5 CONCLUSION | 32 |
| 1.5 QUALIFICATION DES SYSTÈMES DE MESURE, REPRODUCTIBILITÉ DES MESURES | 33 |
| 1.5.1 INTRODUCTION | 33 |
| 1.5.2 MÉTHODES | 33 |
| 1.5.3 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX. | 35 |
| 1.5.4 CONCLUSION. | 39 |
| 1.6 CONCLUSION. | 39 |
| 1.7 RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES : | 41 |

ANNEXES

1. LA MESURE DE PARAMETRES DE DISPERSION EN GAMME D'ONDES MILLIMETRIQUES.

1.1 Introduction.

Actuellement le nombre d'applications dans la gamme d'ondes millimétriques croit. C'est pourquoi, il se développe un besoin de mesures précises de paramètres [S] dans cette gamme d'ondes. Par ailleurs, la mesure de paramètres [S] est une étape essentielle des calibrages des bancs de mesures de bruit sous pointes. La première partie de ce manuscrit traite donc de la mesure de paramètres de dispersion en gamme d'ondes millimétriques. Les analyseurs de réseaux fonctionnant dans cette gamme d'ondes utilisés au laboratoire, couvrent la bande V, de 50 à 75 GHz, et la bande W, de 75 à 110 GHz. Nous traiterons donc uniquement ces bandes de fréquences.

Cette partie, expose d'abord le principe de fonctionnement des têtes millimétriques de l'analyseur de réseau vectoriel puis présente une évaluation de leurs performances. Ensuite, nous détaillons les propriétés de diverses méthodes de calibrages. Le chapitre se poursuit par l'exposé des propriétés de la mesure sous pointes dans la gamme d'ondes millimétriques. La suite montre une résolution du problème de la détermination de l'impédance caractéristique des structures de propagations utilisées lors des mesures sous pointes en gamme d'ondes millimétriques. Enfin, l'étude de la qualification des bancs de mesures sous pointes clôt cette annexe.

1.2 Principe fonctionnement de l'analyseur de réseau vectoriel en gamme d'ondes millimétriques.

Cette partie présente l'aspect matériel spécifique à l'analyseur de réseaux fonctionnant en gamme d'ondes millimétriques. Le but est de présenter essentiellement les différences par rapport aux analyseurs utilisés pour les mesures de paramètres [S] à des fréquences plus basses.

1.2.1 Descriptif de principe.

La description qui suit reste valable pour tout type d'analyseur de réseau millimétrique dont les accès sont constitués de guides d'ondes rectangulaires. Pour alléger la présentation, les figures suivantes montrent l'exemple du banc fonctionnant en bande V (Cas de l'analyseur HP85106B ®) [1].

Le système de mesure millimétrique décrit dans ce chapitre et représenté sur la figure 1 met en oeuvre des techniques communes aux analyseurs de réseaux habituels.

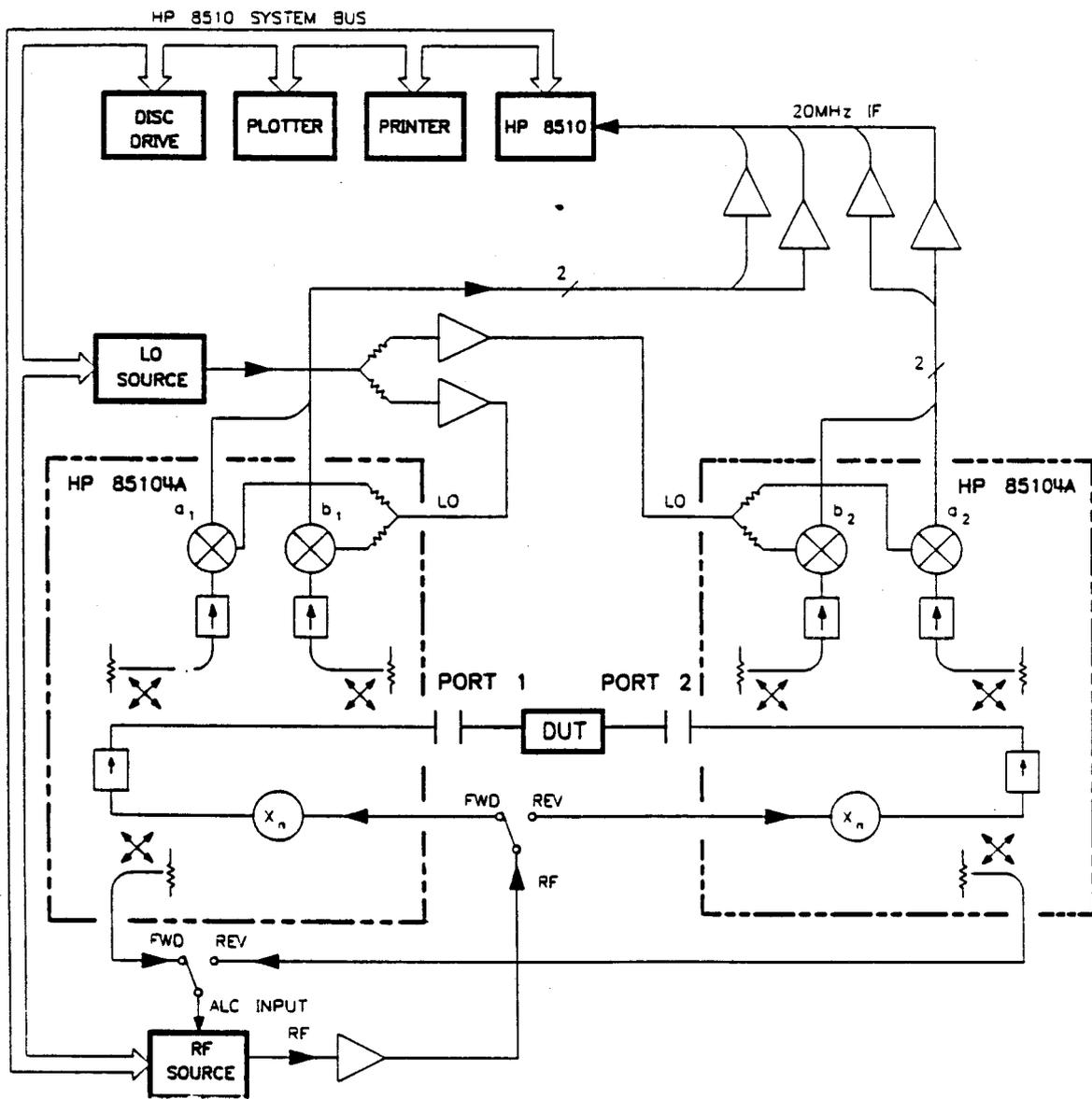


Fig. 1: Synoptique du banc de mesure millimétrique

Cependant, certaines des techniques utilisées sont spécifiques aux instruments couvrant cette gamme d'ondes.

Un système de mesure vectoriel millimétrique se distingue de l'analyseur de réseau classique par l'adjonction de têtes de mesure. Ces têtes de mesure comprennent, des multiplicateurs de fréquence, un mesureur de puissance, des isolateurs, un pont réflectométrique, un diviseur de puissance et des mélangeurs sub-harmoniques.

Le système fonctionne comme suit. L'analyseur injecte un signal radiofréquence (R.F.) dans une gamme de fréquences comprise entre 12.5 et 26.5 GHz à une puissance supérieure à

13 dBm. La fréquence de ce signal est alors multipliée par quatre par l'intermédiaire de deux multiplicateurs. Cette phase de la mesure exige d'injecter une puissance R.F. précise pour obtenir une performance optimale de l'analyseur. En effet, injecter la puissance requise signifie un gain de conversion maximal et une grande pureté spectrale du signal multiplié. La puissance peut cependant être ajustée par l'utilisateur afin de permettre l'utilisation de différentes têtes de mesure. Le signal passe alors par un isolateur qui maintient une charge constante sur l'entrée du réflectomètre. Son rôle est de rendre la mesure moins sensible aux commutations de la source R.F. L'étage suivant est un réflectomètre permettant la séparation des signaux incidents, réfléchis et transmis. Les deux sorties du réflectomètre sont connectées chacune à un isolateur. Ceux-ci maintiennent une charge constante en entrée de chacun des mélangeurs diviseur de fréquence. Ainsi, leurs pertes de conversion sont constantes. Ces isolateurs maintiennent aussi une charge constante sur les sorties du réflectomètre. On effectue alors la conversion de fréquence grâce à des mélangeurs sub-harmoniques. Ils mélangent le signal R.F. à une fréquence comprise entre 50 et 75 GHz de chacune des sorties dédiées à la mesure avec celui de l'oscillateur local à une fréquence comprise entre 2 et 8 GHz en utilisant sa quatorzième harmonique. D'ailleurs, l'oscillateur local délivre un signal simultanément sur les deux mélangeurs grâce à un diviseur de puissance. L'onde est alors mesurée de façon vectorielle par l'analyseur basses fréquences à l'extérieur des têtes millimétriques.

Il importe à ce point de constater que les têtes de mesure présentent un point de compression à 0,1 dB pour une puissance RF de -10 dBm. En effet, on ne réalise une mesure linéaire qu'en l'absence de compression. C'est la raison pour laquelle la mesure de puissance doit être réalisée à des puissances inférieures à celle du point de compression à 0,1 dB. Cependant, la puissance à la sortie des guides est de l'ordre de -1 dBm comme on peut le

vérifier sur la figure 2. Ainsi, on observe des phénomènes liés à la compression lorsqu'on mesure des amplificateurs présentant un gain important.

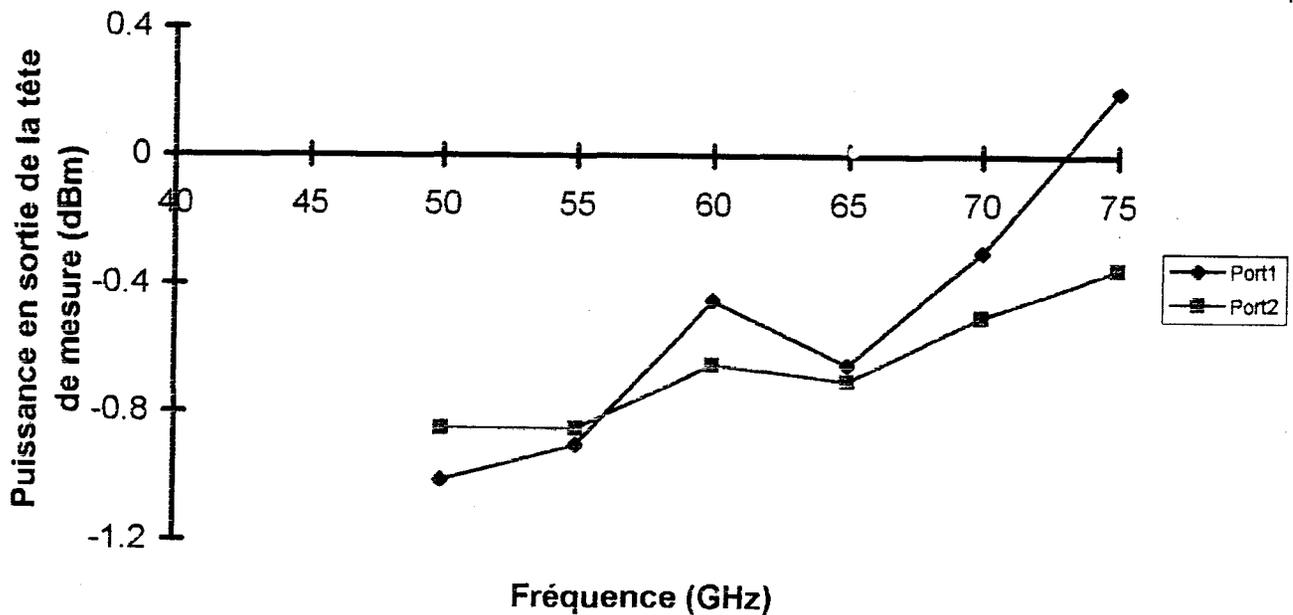


Fig. 2: Puissance en sortie des têtes de mesure de l'analyseur HP 85106B en bande V.

Ce système de mesure est caractérisé par la multiplication de fréquence et l'utilisation de guides d'onde rectangulaires. D'abord, la multiplication de fréquence accroît le bruit de phase par n^2 si n est le coefficient multiplicateur. Ceci dégrade le rapport signal sur bruit au point d'empêcher l'utilisation d'atténuateurs à l'entrée du réflectomètre, comme on le fait à des fréquences plus basses. C'est pourquoi, on ne peut pas mesurer de dispositifs à fort gain. D'ailleurs la solution qui consisterait à abaisser directement la puissance du signal RF injecté dans les têtes de mesure n'est pas envisageable comme nous l'avons déjà constaté. Enfin, l'ensemble de l'appareillage est en guide WR 15 en bande V et WR 10 en bande W. Par

conséquent, ils présentent des fréquences de coupure inférieures respectives de 39 et 59 GHz. En deçà de leur fréquence de coupure, ces guides équivalent à une charge fortement réfléchive. Cette charge est alors susceptible de faire osciller des composants actifs.

1.2.2 *Quelle précision attendre.*

Afin d'estimer les performances des analyseurs de réseau en gamme d'ondes millimétriques nous présentons ici leurs caractéristiques en termes d'erreur de reproductibilité de calibrage et d'erreur systématique. Celles-ci nous ont été fournies par Hewlett Packard et Wiltron. Ces données sont des données corrigées, c'est à dire qu'elles résultent d'un second calibrage sur un appareil déjà étalonné par un premier calibrage. La partie consacrée à la qualification des systèmes de mesures de paramètre [S] en gamme d'ondes millimétriques donnera davantage de précision sur la signification de ces données. Ces données ont été obtenues toutes deux après un calibrage de type T.R.L. Ces performances sont celles de systèmes montés en guide, donc plus précis qu'un système de mesure sous pointes comprenant des organes passifs supplémentaires comme on l'observera dans la partie suivante. Le tableau suivant nous donne un aperçu des performances des analyseurs millimétriques.

| Constructeur | Hewlett Packard | | | | Wiltron | |
|----------------------------------|-----------------|---------|---------|---------|----------|----------|
| | Non corrigé | | Corrigé | | Corrigé | |
| Nature des données | Bande V | Bande W | Bande V | Bande W | BandeV | BandeW |
| Bande de fréquence | | | | | | |
| Directivité (dB) | >33 | >33 | >50 | >46 | >50 | >46 |
| Adaptation de source (dB) | >31 | >29 | >50 | >46 | >50 | >46 |
| Adaptation de charge (dB) | >31 | >29 | >50 | >46 | >50 | >46 |
| Isolation (dB) | >70 | >70 | >100 | >99 | >90 | >90 |
| Réponse en fréquence (dB) | +/-3 | +/-3 | +/-0.05 | +/-0.06 | +/-0.002 | +/-0.002 |
| Niveau de plancher de bruit (dB) | | | -75 | -75 | -100 | -95 |
| Dynamique (dB) | | | 65 | 60 | 90 | 80 |
| Puissance en sortie (dBm) | | | -5 | -12 | -10 | -15 |

1.2.3 Conclusion

Les systèmes de mesure de paramètres [S] en gamme d'ondes millimétriques présente donc des caractéristiques satisfaisantes en guide d'onde. La dégradation de précision par rapport aux systèmes plus basses fréquences se situe essentiellement sur la diminution de la dynamique de mesure. Ces inconvénients sont essentiellement causés par la présence des multiplicateurs.

1.3 Le calibrage de l'analyseur de réseau vectoriel.

1.3.1 Introduction

Le calibrage de l'analyseur de réseaux vectoriel influe directement sur la précision de la mesure des paramètres " de dispersion ". Cette partie traite donc des caractéristiques propres aux méthodes de calibrage présentées. Après un rappel sur les notions élémentaires du calibrage, les techniques les plus usitées telles que les procédures T.R.L., L.R.M., S.O.L.T. seront présentées. De même, la présentation de la méthode de calibrage "multiline" décrit une méthode mieux adaptée à la métrologie. Nous montrerons enfin que certaines techniques sont plus efficaces que d'autres pour une configuration de mesure donnée.

1.3.2 Quelques rappels sur le calibrage

Le plan de calibrage ou référence est une notion essentielle en gamme d'ondes centimétriques et plus encore en millimétriques. Par exemple, lors d'une mesure de composant, le plan de calibrage peut être le plan des sondes. Alors, la mesure caractérise le transistor et les plots d'accès. En général, les plans de référence ne sont pas reliés directement à un plan

physique du système de mesure. En fait, ils dépendent du type de calibrage, de la nature et de la connaissance des étalons.

Si la notion de plan de référence est importante, celle d'impédance de référence ne l'est pas moins. L'analyseur de réseau mesure des ondes incidentes et réfléchies. Cependant, les facteurs de réflexion et de transmission sont définis par rapport à l'impédance de référence. C'est pourquoi, il est crucial de connaître celle-ci pour donner tout leur sens aux grandeurs mesurées. Par exemple, un facteur de réflexion nul par rapport à une impédance de référence de 20Ω aura un module de 0,4 pour une impédance de référence de 50Ω . C'est pourquoi, une définition précise de l'impédance de référence est importante. D'ailleurs, on peut modéliser l'erreur de mesure après calibrage comme une imprécision sur l'impédance de référence et le plan de référence.

L'intérêt du calibrage est de permettre l'épluchage de structures complexes en les considérant comme une partie du système de mesure. Cette remarque prend tout son sens dans le cas de la mesure sous pointes d'un transistor. Si on veut mesurer le transistor seul, il faut que ses plots d'accès soient assimilables au système de mesure. On réalise donc des plots parfaitement identiques qu'on reproduit sur chacun des étalons et sur le dispositif sous test. Ainsi, les plots sont en quelque sorte une extension des pointes.

Il faut alors prendre garde à ce que l'étalon corresponde bien à sa définition. Par exemple avec la méthode T.R.L., la connexion directe est supposée être une ligne de longueur nulle d'impédance caractéristique présumée connue car elle devient l'impédance de référence après calibrage. La figure 3 représente les étalons nécessaires à la réalisation d'un calibrage de type T.R.L. D'un point de vue pratique, il faut fabriquer des structures où le système de mesure

conserve des caractéristiques identiques lorsqu'on insère un dispositif à tester entre les plans de référence.

Les types de calibrages se divisent en deux catégories, les autocalibrages et les calibrages à partir d'étalons entièrement connus électriquement. Un autocalibrage est basé sur une connaissance électrique limitée des étalons. Par exemple, si on utilise deux courts-circuits, alors un autocalibrage ne fera pas d'hypothèse sur leur valeur mais sur le fait qu'ils sont identiques. Contrairement aux méthodes de calibrage où tous les standards sont parfaitement connus (S.O.L.T.), les autocalibrages remplacent ces données par des hypothèses physiques n'impliquant pas une caractérisation préalable de l'étalon.

1.3.3 Le calibrage Thru Reflect Line.

Le calibrage Thru Reflect Line (T.R.L.) [2] [3] est la première méthode de calibrage présentée. Cette méthode fait partie de la famille des autocalibrages.

Les étalons utilisés par cette méthode sont représentés sur la figure 3. Ce sont les suivants:

_ La connexion directe ou " thru " est la prolongation des plans physique de mesure. Son centre est le plan de mesure après calibrage.

_ La ligne " Line " doit présenter une différence de longueur avec la connexion

directe de $\frac{\lambda_g}{4} + k \cdot \frac{\lambda_g}{2}$ idéalement. En fait, il suffit qu'elles diffèrent d'une longueur

différente de $k \cdot \frac{\lambda_g}{2}$.

_ Les " reflect " sont des charges de préférence fortement réfléchives qui présentent des facteurs de réflexion identiques. Par ailleurs, leur phase doit être estimée afin de lever une indétermination de signe dans l'algorithme de calibrage.

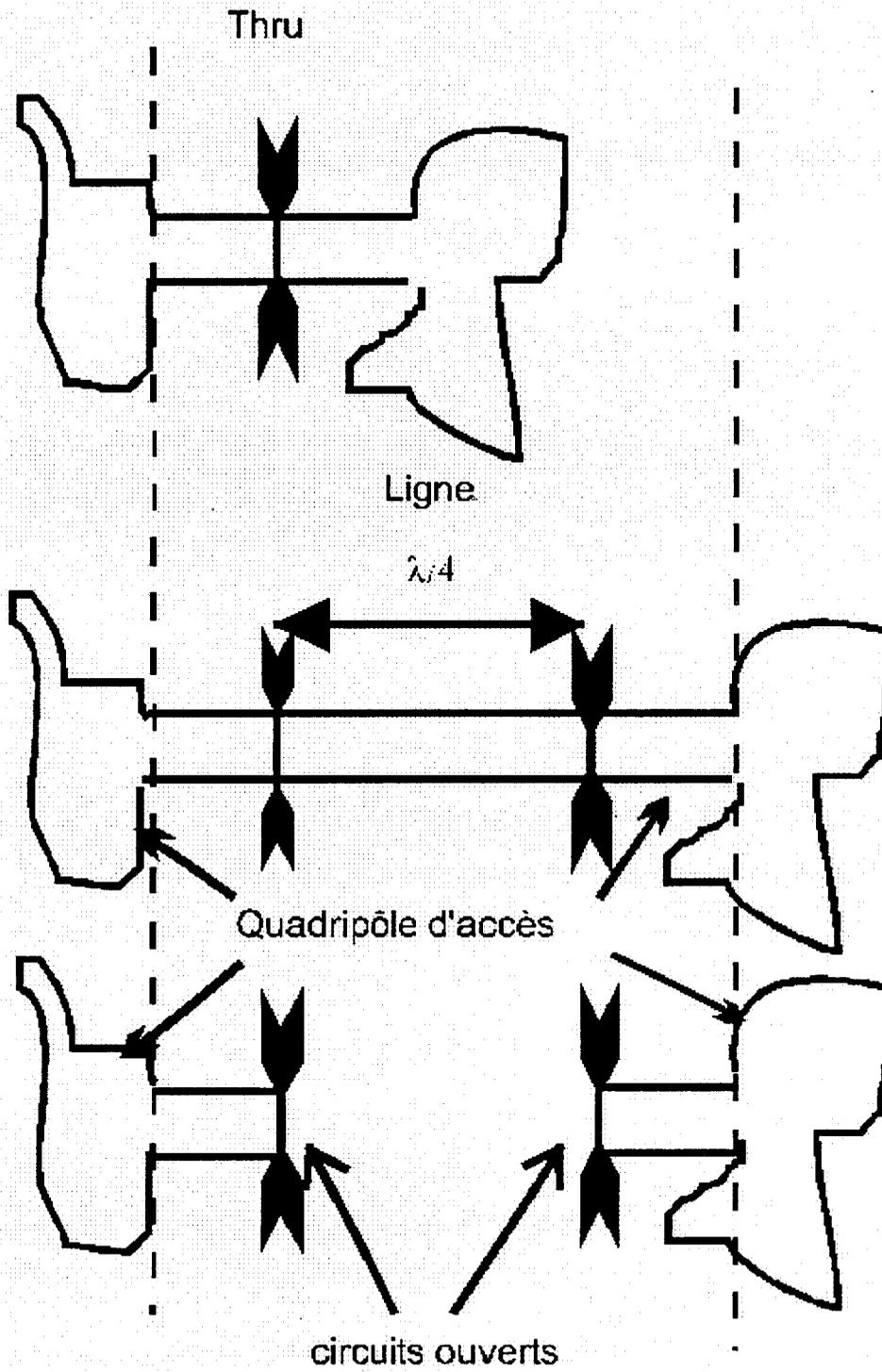


Fig.3:

Représentation des trois étalons de la méthode de calibrage T.R.L.

Il faut que l'impédance caractéristique de la ligne soit connue et égale à celle de la " thru ". D'autre part, elle sert à normaliser l'impédance ou l'admittance déduite des mesures d'ondes.

L'algorithme de calibrage T.R.L. ne tient pas compte des commutations de la source R.F. Cela équivaut à résoudre le problème de la figure 4.

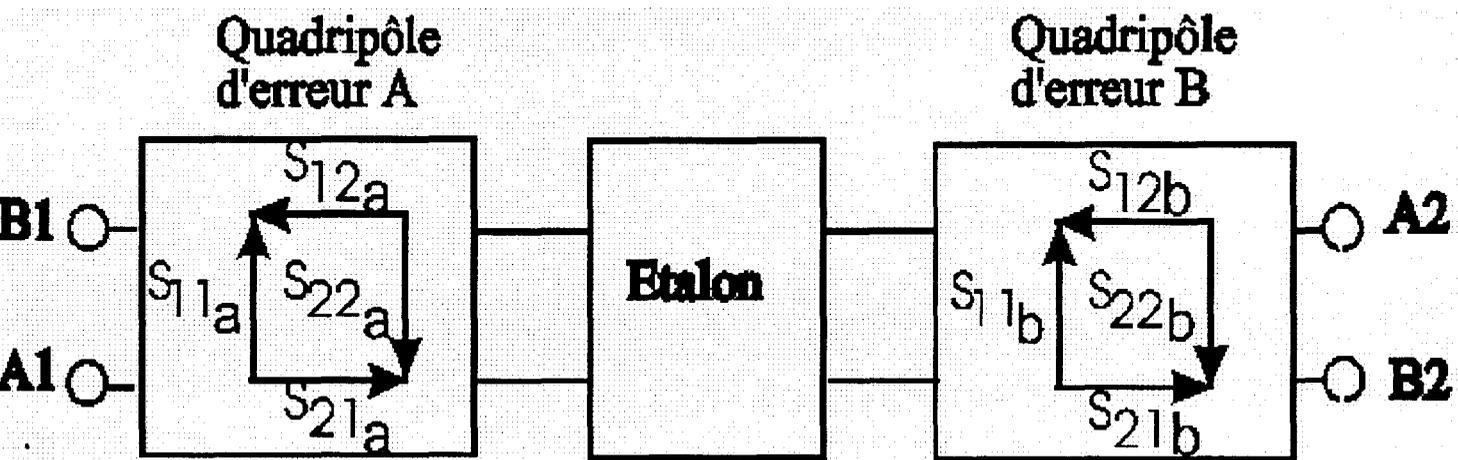


Fig. 4: Système résolu par le calibrage

Cette figure montre que l'on peut résumer le calibrage à la détermination de deux quadripôles d'erreur. Cette hypothèse est possible parce que l'on connaît les facteurs de réflexion sur les sorties du réflectomètre destinées à la mesure. On passe ainsi de la mesure d'un octopôle à celle d'un quadripôle. On considère donc deux quadripôles à mesurer qu'on appelle " Quadripôle d'erreur ". Grâce aux mesures de la ligne et de la " thru " on calcule S_{11}^A ,

S_{22}^B , la constante de propagation $\gamma \cdot \Delta l$, $\frac{S_{12}^A S_{21}^A}{S_{22}^A}$ et $\frac{S_{12}^B S_{21}^B}{S_{11}^B}$. En fait, la constante de phase est

mesurée d'autant plus précisément que leur différence de phase est importante. Le maximum de précision se situe à $\frac{\lambda_g}{4}$. Alors, on résout deux équations du second degré. Les deux racines se distinguent parce que $\left| \frac{S_{12}^A S_{21}^A}{S_{22}^A} \right| > |S_{11}^A|$. On procède de même pour le quadripôle B. Si les coefficients de réflexion des étalons réfléchifs sont les mêmes, on calcule S_{11}^B et S_{22}^A . Ils sont extraits d'une équation du second degré. On distingue les solutions en comparant à 180° près les phases mesurées et estimées des facteurs de réflexion des charges réfléchives. On connaît alors tous les paramètres S_{ij}^B et S_{ij}^A des quadripôles d'accès.

Les avantages de cette méthode sont les suivants:

- _ La méthode T.R.L. permet de s'affranchir de structures complexes (Connexions, sondes, plots d'accès, etc...) par le calibrage.
- _ Les charges réfléchives n'ont pas à être connues. Par contre, elles doivent être égales. D'autre part il faut connaître ou estimer leur phase.
- _ La réalisation des étalons est aisée. En effet on dispose actuellement de simulateurs et de modèles électromagnétiques suffisamment performant pour concevoir des lignes de propagation (Coplanaire, microruban, etc...) présentant les caractéristiques nécessaires pour réaliser ce calibrage. Quant à la réalisation technologique, (Dépôt de couches minces sur GaAs) elle est assez bien maîtrisée. Cette technologie permet d'obtenir une bonne reproductibilité sur les dimensions de l'ordre du micron ce qui correspond à de faibles dispersions sur les caractéristiques électriques des lignes.

Les désavantages de cette méthode sont les suivants.

_ Cette méthode est efficace dans une gamme d'ondes fixée par l'écart entre les longueurs des lignes. Ceci à cause des contraintes de différence de longueur de ligne entre « thru » et ligne comme on l'observe sur la figure 5. Pour des fréquences inférieures 0.1 GHz la longueur d'onde et donc la dimension des étalons est trop importante pour qu'on puisse utiliser cette méthode. Cependant, on peut élargir la gamme d'ondes couverte en mesurant plus de lignes de différentes longueurs.

_ Le calibrage T.R.L. nécessite la connaissance précise de l'impédance caractéristique des lignes. Celle-ci évolue en fonction de la fréquence ce qui nécessite de connaître cette évolution.

_ Lors du calibrage sous pointes, il est nécessaire d'éloigner les sondes d'une distance suffisante pour mesurer la ligne. On peut cependant utiliser des lignes coudées pour remédier à ce problème. Cette solution n'est d'ailleurs pas envisageable en gamme d'ondes millimétriques en raison des éléments parasites ajoutés par les coudes.

Les calibrages T.R.L. les plus sophistiqués, prennent en compte les variations d'impédance caractéristique complexe en fonction de la fréquence. Ceci est important lorsqu'on utilise des lignes de références présentant des pertes. D'autre part, les erreurs liées à la non réciprocity des quadripôles d'erreur sont prise en compte par deux mesures supplémentaires.

1.3.4 Le calibrage Thru Reflect Match.

Le calibrage T.R.M. est un autocalibrage [4]. Les étalons utilisés sont:

- _ Une connexion directe " thru " ou ligne dont le milieu est le plan de référence.
- _ Deux charges adaptées " Match " dont la valeur est celle de l'impédance caractéristique de la ligne. Par analogie avec la T.R.L., on peut estimer ces charges comme équivalentes à une ligne de longueur infinie.
- _ Deux étalons réfléchissants " Reflect " de facteurs de réflexions élevés et égaux. La phase de ce coefficient doit d'ailleurs être connue ou estimée.

La procédure de résolution est sensiblement la même que celle de la T.R.L.. Les charges adaptées remplacent alors la ligne. La différence entre les deux algorithmes tient dans la partie correspondant à la détermination de la constante de propagation.

Les avantages de cette méthode sont les suivants :

- _ Cette méthode est valide dans une gamme de fréquences illimitée, ce qui la distingue de la T.R.L..
- _ Cette méthode ne nécessite pas d'écarter les plans des sondes du système de mesure y compris en gamme d'ondes millimétriques.
- _ Des substrats de calibrage fonctionnant jusqu'à 120 GHz sont commercialisés.

Par contre, la méthode présente les inconvénients suivants:

_ La réalisation des charges adaptées de précision est délicate.

_ L'impédance caractéristique de la connexion directe doit être égale à l'impédance des charges adaptées.

_ La prise en compte de structures complexes est limitée par la réalisation de charges adaptées. En effet, elles doivent se situer dans le plan de référence qui est théoriquement le milieu de la ligne "Thru". Il est donc difficile de tenir compte de structures complexes telles que les plots d'accès de transistors ou des trous métallisés avec ce type de calibrage sur des structures sur tranches.

1.3.5 *Le calibrage Multiline.*

Cette méthode de calibrage [5] permet de réaliser un autocalibrage de type T.R.L. dans une bande de fréquences plus large, avec une meilleure précision, en mesurant d'avantage de lignes. Ce calibrage modélise l'erreur potentielle commise lors d'un calibrage T.R.L. comprenant une connexion directe et une des lignes de longueur donnée. En effectuant cette opération pour chaque ligne, on pondère la mesure par un coefficient rendant compte de l'erreur. Ainsi, on optimise l'erreur théorique calculée par le modèle sur une large gamme de fréquences. La figure 5 présente les différentes imprécisions théoriques en fonction de la fréquence. Dans le premier cas on montre le résultat d'un calibrage T.R.L. avec 2 lignes de 0,625 cm et 1,875 cm puis l'amélioration obtenue avec la méthode " Multiline ".

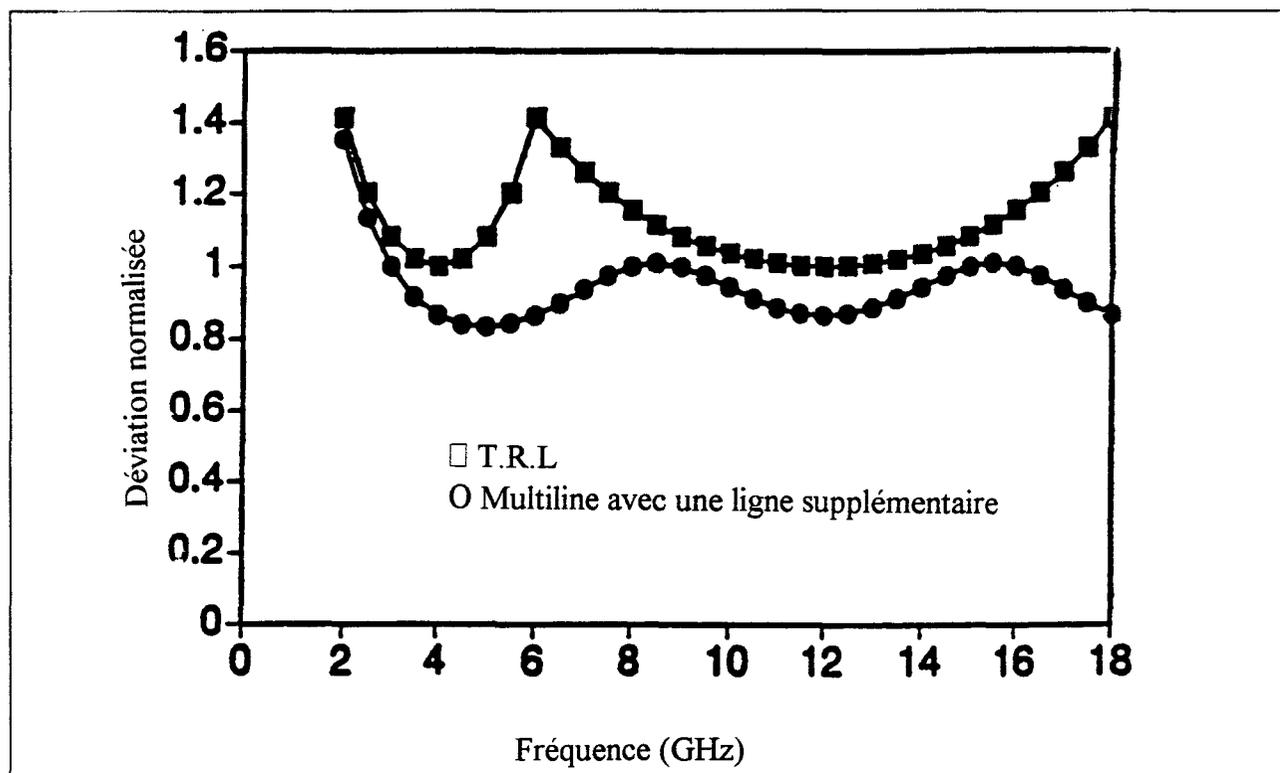


Fig.5: Comparaison d'un calibrage T.R.L. et d'un calibrage " Multiline " .

Les étalons utilisés pour le calibrage "Multiline" sont les mêmes que ceux utilisés pour une T.R.L. avec les mêmes hypothèses sur les étalons réfléchissants, la "Thru" et les lignes.

Les propriétés du calibrage " multiline " sont les suivants :

- _ Grâce à la connexion directe, l'épluchage de structures complexes est possible.
 - _ Cette méthode de calibrage est précise dans une large gamme de fréquences.
- Dans le cas d'une mesure sous pointes, nous avons prouvé que ce type de calibrage est utilisable jusqu'à 110 GHz.

Ce calibrage présente les avantages suivant:

- _ La réalisation d'étalons présente les mêmes avantages que la méthode T.R.L..
- _ Cette méthode permet de couvrir une gamme de fréquences plus large que la T.R.L. avec une précision théorique meilleure comme on le voit sur la figure 5.
- _ Cette méthode permet une meilleure évaluation de la constante de propagation. D'une part à cause du nombre plus élevé de lignes mesurées, d'autre part à cause de la taille des lignes qui sont éventuellement longues et permettent donc une meilleure appréciation des pertes de la ligne de transmission.
- _ Cette méthode permet de connaître l'impédance caractéristique des lignes en entrant la capacité linéique de celles ci.

Cette méthode de calibrage présente néanmoins quelques défauts:

- _ L'impédance caractéristique des lignes est une donnée nécessaire car c'est l'impédance de référence de la mesure.
- _ L'utilisation de cette technique avec des circuits sur tranches en gamme d'ondes millimétriques peut être délicate. Ceci exige l'utilisation de lignes avec des longueurs qui diffèrent de plusieurs centimètres pour couvrir les fréquences allant de 1 GHz à 110 GHz. Le gain de précision obtenu par des mesures redondantes peut être perdu par manque de reproductibilité des conditions de mesure.

1.3.6 Le calibrage S.O.L.T. (*Short, Open, Load, Thru*).

La S.O.L.T. [6] est un calibrage complet du système de mesure. Cela signifie que chaque terme d'erreur correspond à une imperfection physique du système de mesure. En

particulier, contrairement aux méthodes d'autocalibrage, la non-symétrie du système de mesure est naturellement prise en compte. Ce calibrage repose sur un modèle d'erreur pour la mesure dans le sens direct et un autre dans le sens indirect comme on peut le constater sur la figure 6:

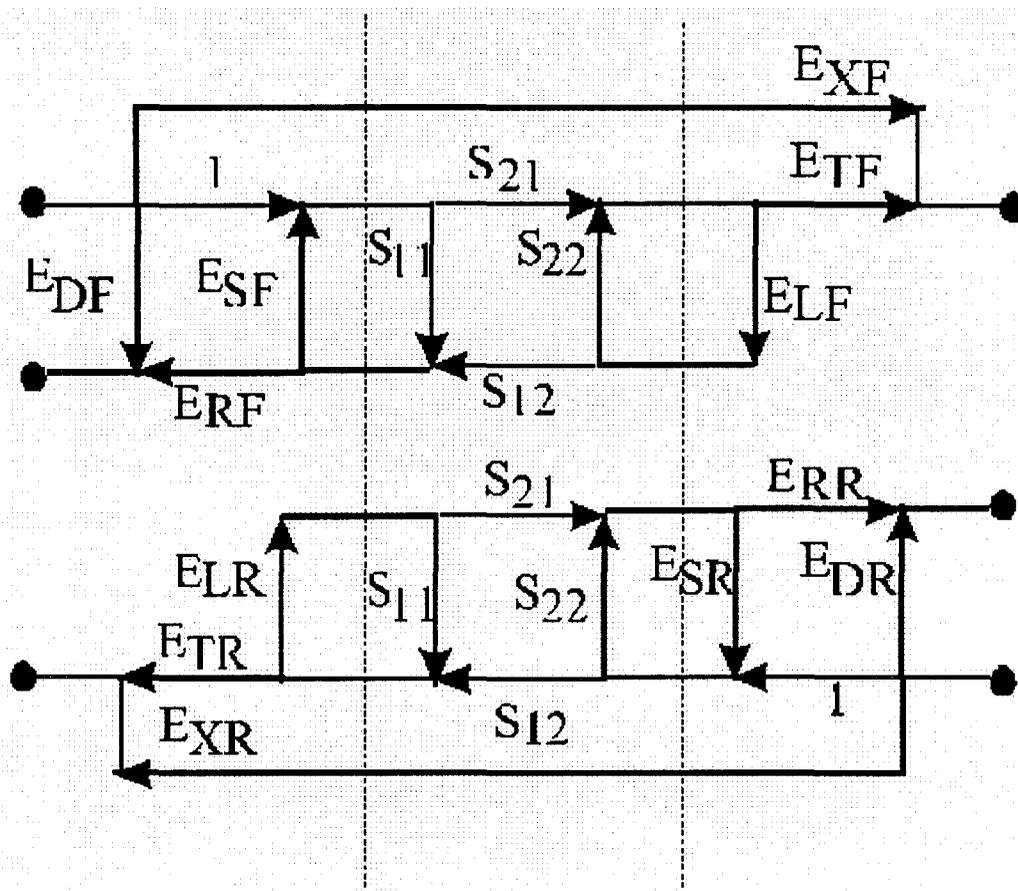


Fig. 6: Graphe de fluence du modèle d'erreur de la méthode de calibration S.O.L.T.

Le sens direct est celui où l'on mesure S_{11} et S_{21} alors qu'on détermine S_{12} et S_{22} dans le sens indirect.

Les étalons utilisés sont les suivants:

_ Des courts-circuits, des circuits ouverts, des charges adaptées dont les caractéristiques électriques sont supposées parfaitement connues dans toute la gamme de fréquences considérée.

_ Une « Thru » qui ne permet pas l'épluchage de structures complexes entourant le système mesuré à moins de connaître précisément ses caractéristiques électriques.

La méthode consiste à déterminer deux graphes de fluences pour les deux sens de mesure.

E_{DF} est la directivité, E_{SF} est la désadaptation de source, E_{RF} est la réponse en fréquence. Ces trois paramètres sont déterminés par un calibrage de type dipôle (en réflexion) qui sera décrit par la suite. E_{LF} est la désadaptation de charge, E_{TF} est la réponse de transmission en fréquence. Ces éléments sont déterminés lors de la mesure de la connexion directe (en transmission). L'isolation E_{XF} est déterminée en faisant une mesure en transmission lors de la mesure des charges adaptées. A l'origine, ce vecteur d'erreur représentait le défaut d'isolation des éléments interne du système de mesure. Pour les mesure en structures ouvertes, il est préférable de ne pas considérer ce terme en raison des fluctuations introduite par les éléments extérieurs au système de mesure.

Les avantages de cette méthode de calibrage sont les suivants:

_ La dissymétrie du système de mesure est prise en compte.

_ Les étalons sont mesurés sans changer l'écartement des sondes dans le cas d'une mesure sous pointes.

_ On trouve des substrat de calibrage S.O.L.T. homologués jusqu'à 120 GHz dans le commerce.

Les inconvénients de cette méthode sont les suivants:

_ Cette méthode ne permet pas de réaliser l'épluchage de structures complexes.

_ Les valeurs des étalons doivent être déterminées précisément. Ce calibrage utilise d'ailleurs une modélisation complète des étalons.

_ La réalisation des charges de 50Ω est délicate sur des circuits planaires.

1.3.7 Récapitulatif des différentes caractéristiques des méthodes de calibrages.

Le tableau présenté ci contre récapitule les caractéristiques de chaque méthode de calibrage pour dégager des conditions préférentielles d'utilisation.

| Calibrage | Standards | Avantages | Inconvénients | Utilisation Préférentielle |
|------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| T.R.L. | "Thru" ou Ligne Ligne longue Charge fortement réfléchive | Les étalons sont facilement réalisables. Les hypothèses sont faciles à vérifier. | Nécessite la connaissance de l'impédance caractéristique de ligne. Cette méthode fonctionne dans une faible gamme d'onde. | Les étalons de calibrage sont pratiques à insérer sur un substrat comprenant des circuits à tester. Application privilégiée: circuit microruban. |
| Multiligne | "Thru" ou Ligne Lignes longues Charge fortement réfléchive | Les étalons sont facilement réalisables. Les hypothèses sont faciles à vérifier. | Nécessite la connaissance de l'impédance caractéristique de ligne. Nécessite beaucoup d'étalons encombrant avec des longueurs très différentes. | Ce calibrage est utile en l'absence de substrat de calibrage voir dans les mêmes conditions qu'une T.R.L. Par exemple, en millimétrique si on utilise peu de lignes pour couvrir une plus grande gamme de fréquence. Application privilégiée: métrologie. |
| T.R.M. | "Thru" ou Ligne Charge fortement réfléchive Charges adaptées | Les hypothèses sont faciles à vérifier. Substrat de calibrage disponible dans le commerce | Nécessite la fabrication d'une charge de valeur égale à l'impédance caractéristique. | Cette méthode est intéressante pour réaliser des mesures sous pointes dans une grande gamme d'onde. Application privilégiée: Mesure large bande de circuit coplanaires |
| S.O.L.T. | "Thru" ou Ligne Ligne longue Charge fortement réfléchive (2 types) +Charges adaptées | Calibre entièrement l'analyseur Substrat de calibrage disponible dans le commerce | Nécessite la détermination préalable de la valeur de chaque étalon dans la gamme de fréquence à couvrir. | Application privilégiée: Calibrage de systèmes fortement dissymétrique. |

Tableau récapitulatif des méthodes de calibrage.

1.4 Détermination d'impédances caractéristiques de lignes coplanaires en gamme millimétrique.

1.4.1 Introduction.

Comme nous l'avons souligné dans la partie précédente, la connaissance de la valeur de l'impédance caractéristique des lignes utilisées lors du calibrage est déterminante pour la précision du calibrage T.R.L..

Après quelques rappels sur les fondements théoriques, nous présenterons une technique d'extraction de la capacité linéique de lignes [7]. Enfin, nous montrerons les résultats expérimentaux obtenus.

1.4.2 Un peu de théorie.

Une ligne de propagation peut être représentée par un circuit équivalent. Le circuit de la figure 7 peut être choisi pour modéliser la propagation d'un mode quasi-T.E.M.

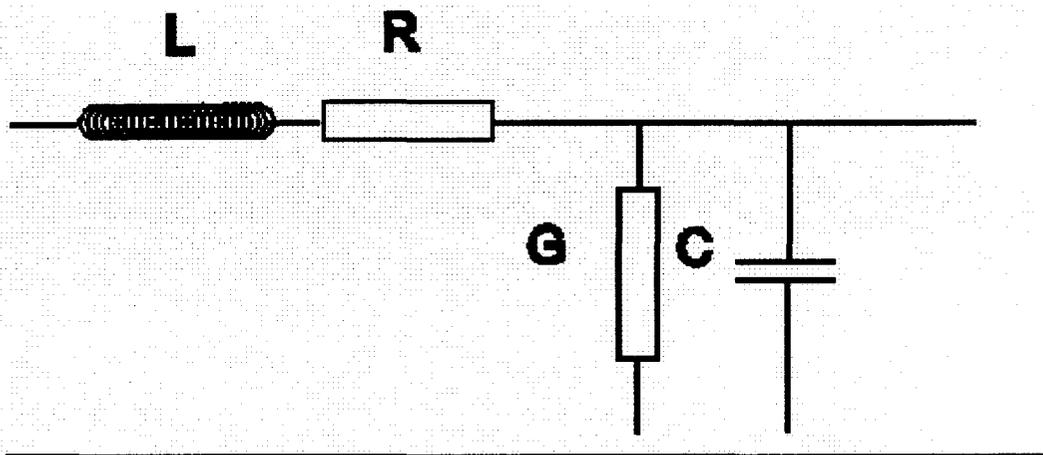


Fig. 7: Circuit équivalent d'une ligne.

Dans ce circuit, les éléments R , L varient en fonction de la fréquence lorsqu'il s'agit d'une ligne coplanaire. L'effet de peau fait varier l'épaisseur de pénétration du courant dans le ruban central en fonction de la fréquence, et par conséquent la résistance mais aussi l'inductance en fonction de la fréquence. Or, l'analyse de ce circuit nous permet de déterminer l'impédance caractéristique d'une ligne dans ces conditions par l'équation suivante.

$$Z_o = \sqrt{\frac{(R + j.L\omega)}{(G + j.C\omega)}} \quad (1)$$

Par contre, la capacité de la ligne est constante en fonction de la fréquence. Par conséquent, l'impédance caractéristique varie en fonction de la fréquence. Donc, si on suppose que la ligne présente peu de pertes diélectriques et suffisamment peu de pertes dans le conducteur central pour conserver un mode de propagation quasi-T.E.M., on peut déterminer son impédance caractéristique. On peut alors vérifier la relation suivante:

$$Z_o(\omega) = \frac{\gamma}{j.C.\omega} \quad (2)$$

Il suffit donc de mesurer la constante de propagation à la fréquence où l'on veut déterminer Z_o . Comme la méthode T.R.L. permet d'obtenir la constante de propagation en fonction de la fréquence, il suffit d'introduire la capacité linéique et non pas l'impédance caractéristique de la ligne pour tenir compte de sa variation en fonction de la fréquence et ainsi de pouvoir maintenir une impédance de référence constante.

Cette méthode a été développée par D.F. Williams [8]. Le calcul de la capacité γ est réalisé soit en utilisant un simulateur, soit en la déduisant d'une mesure de résistance et de constante de propagation à des fréquences inférieures à 1 GHz [8]. En effet, on a

$Re\left(\frac{\gamma^2}{j\omega}\right) = RC + LG$ donc, comme en général $RC \gg LG$, alors si la fréquence est suffisamment

faible pour que la résistance puisse être considérée comme égale à la résistance en continue, on connaît la capacité linéique. Cette mesure peut également être réalisée en mesurant une ligne avec une charge de 50Ω à son extrémité [8]. On mesure, alors l'impédance caractéristique en basses fréquences à partir d'une mesure en réflexion et d'une mesure de la charge en continue en utilisant la relation suivante.

$$Z_c = R_{load,DC} \cdot \frac{1 - \Gamma_{load}}{1 + \Gamma_{load}} \quad (3)$$

où $R_{load,DC}$ est l'impédance de la charge en continue et Γ_{Load} le facteur de réflexion de la charge mesurée au bout d'une ligne. On détermine alors la capacité en mesurant la charge ramenée par un tronçon de ligne au bout duquel se situe la charge mesurée en continue. On en déduit ainsi l'impédance caractéristique de la ligne.

La première méthode est moins précise que la seconde. En effet, l'hypothèse d'une résistance égale à la résistance continue n'est pas assez proche de la réalité physique. Par contre, la deuxième méthode nécessite la réalisation d'un motif de test comprenant une résistance de test. Nous présentons donc dans la partie suivante une nouvelle méthode de détermination de la capacité linéique de ces lignes par une mesure directe.

1.4.3 Mesure de la capacité linéique des lignes.

L'originalité de cette détermination d'impédance caractéristique tient dans la seule mesure de la capacité linéique des lignes.

Le problème de la mesure de capacité de ligne en basses fréquences, est de soustraire les capacités de bout de ligne de la capacité totale mesurée. Comme les capacités de bout de ligne sont en parallèle avec les capacités de ligne, il suffit de calculer la différence de capacités entre deux lignes de longueurs différentes. La capacité est la capacité linéique d'une ligne de longueur égale à la différence des longueurs des 2 lignes mesurées.

Les mesures de la figure 8 montrent la précision de cette méthode:

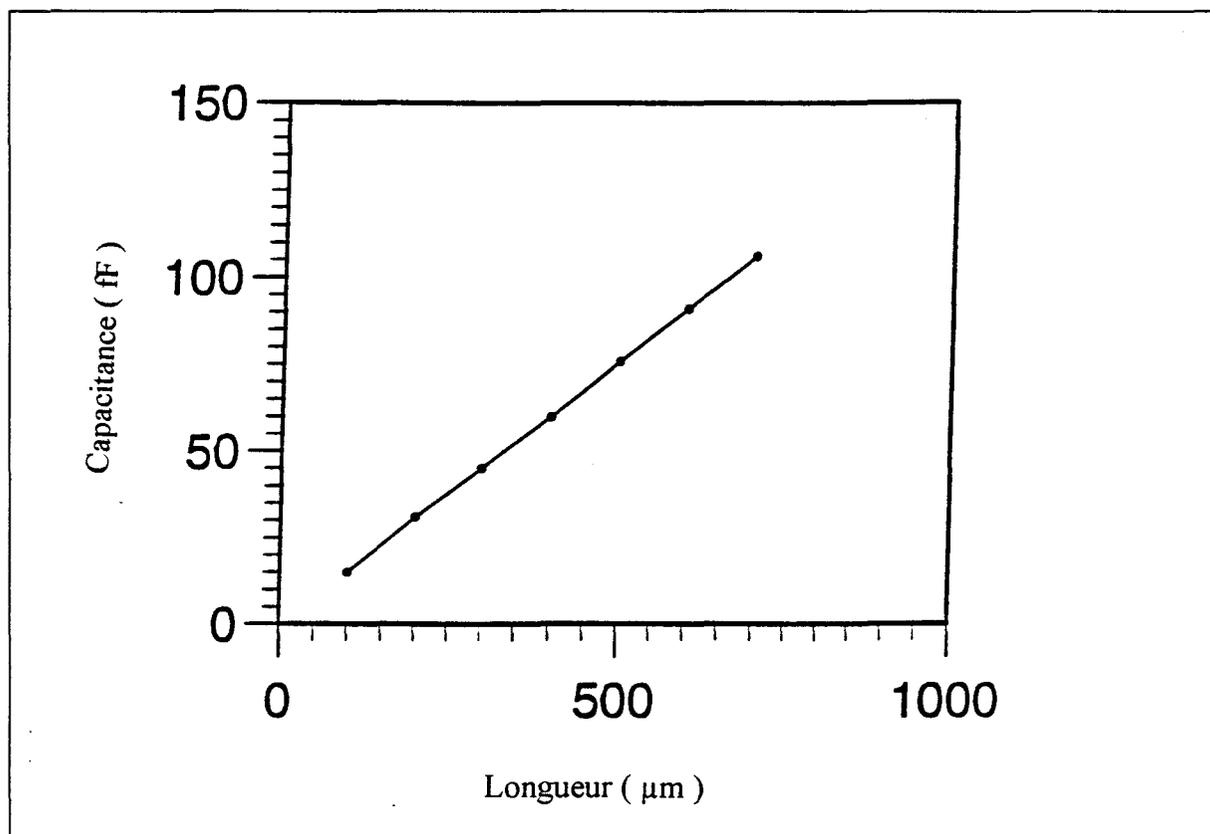


Fig. 8: Capacité de ligne des lignes en fonction de leur longueur.

On remarque que cette méthode est particulièrement bien adaptée à l'utilisation des étalons nécessaires aux calibrages " multiligne " et " T.R.L. ", c'est à dire au moins deux lignes.

1.4.4 Résultats expérimentaux.

L'expérience consiste en une mesure de 75 GHz à 110 GHz de lignes coplanaires dont les propriétés sont définies par les grandeurs apparaissant sur la figure 9.

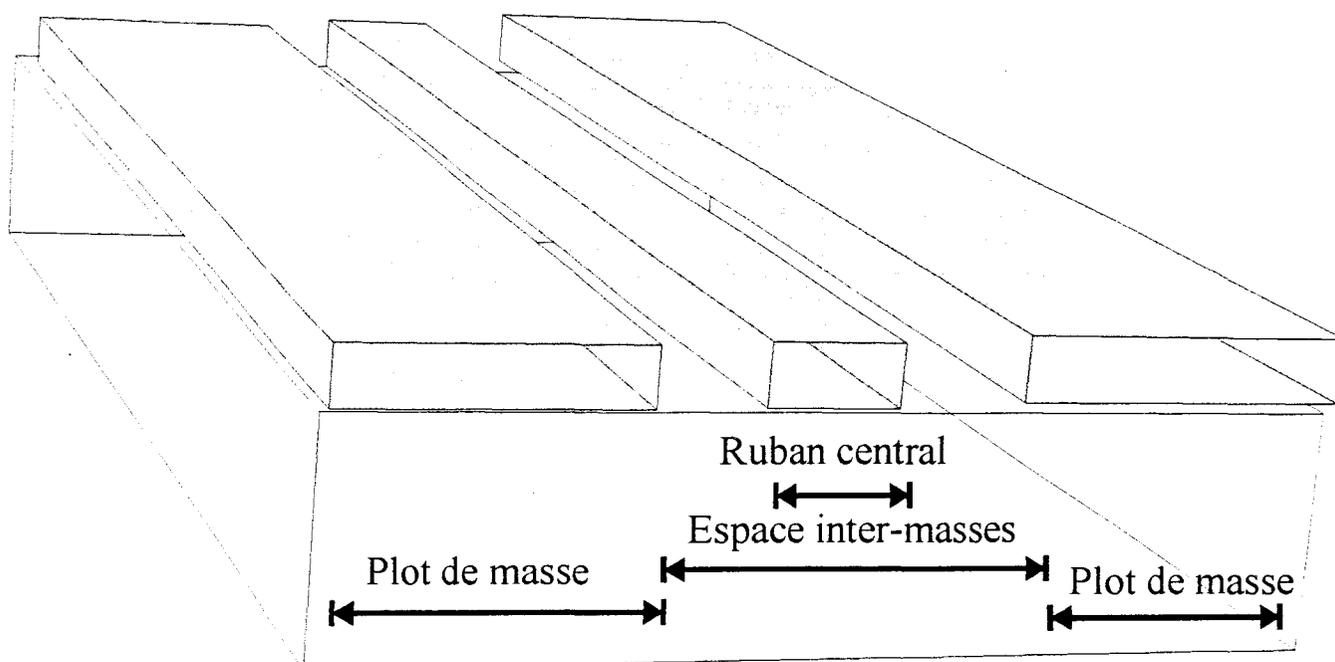


Fig. 9: Définition des principales dimension d'une ligne coplanaire.

La mesure de constante de propagation est réalisée sur un échantillon de lignes coplanaires fabriquées sur GaAs de différentes longueurs (300 à 800 μm . par pas de 100 μm) comme on le constate sur la figure 10.

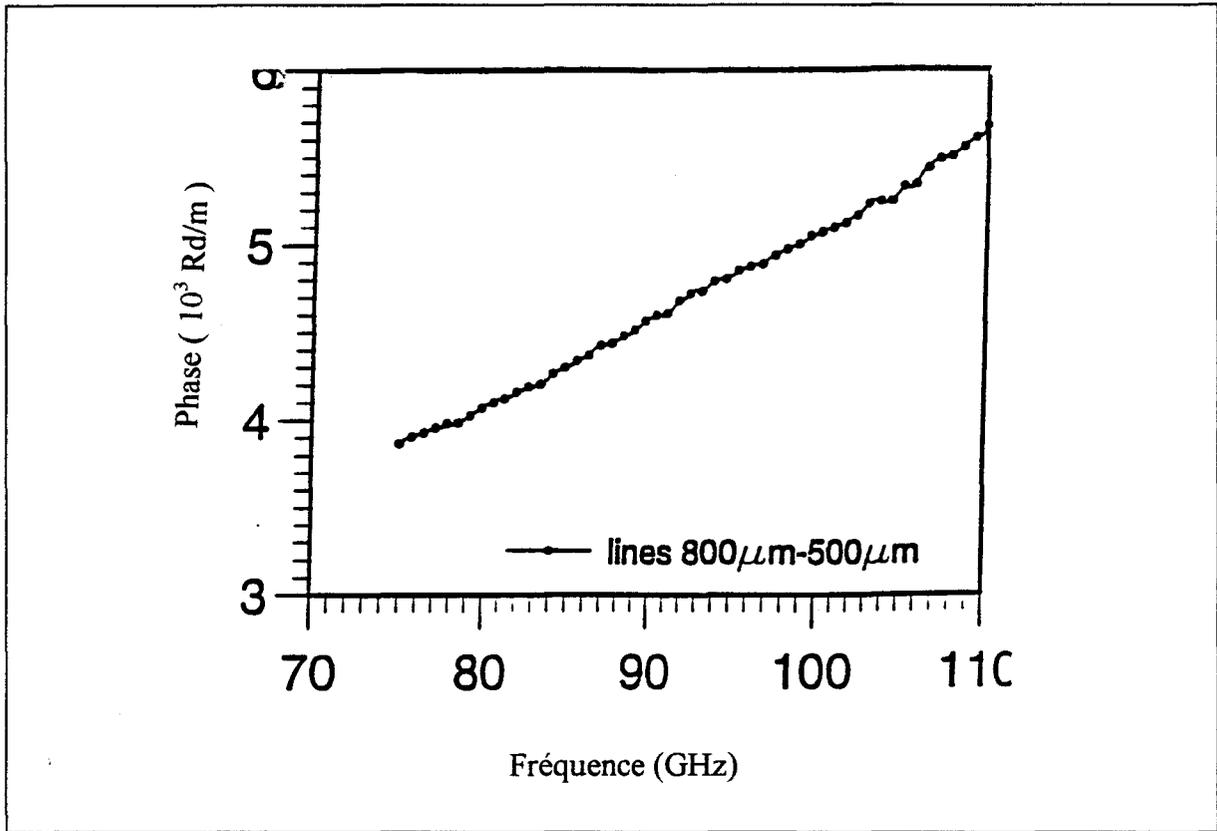


Fig. 10: Evolution de la constante de propagation en fonction de la fréquence

Les rubans de masse ont une largeur de $150 \mu\text{m}$, un espacement de $50 \mu\text{m}$ et un ruban central de $20 \mu\text{m}$ de largeur. Le substrat a une épaisseur de $400 \mu\text{m}$ et une épaisseur de métallisation de $1 \mu\text{m}$. Quant à la mesure de capacité des lignes, elle est réalisée à 10 MHz à l'aide d'un mesureur d'impédance. La capacité linéique est de 1.53 pF/cm d'où une impédance caractéristique de 53Ω comme on l'observe sur la figure 11.

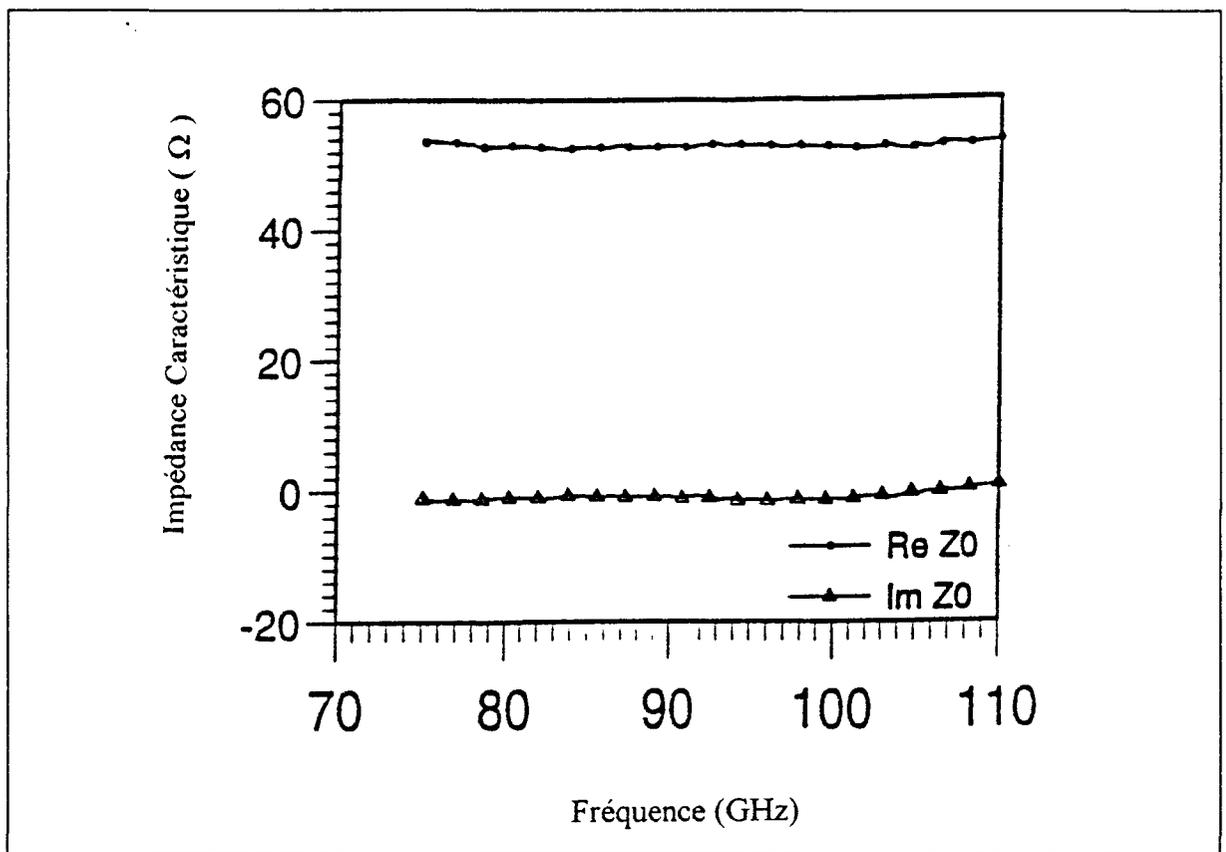


Fig. 11: Evolution de l'impédance caractéristique des lignes coplanaires dans la bande W

On constate une variation d'impédance faible, de l'ordre de l'Ohm dans la bande W qui est une largeur de bande relativement restreinte. Cependant cette variation s'élève jusqu'à plusieurs Ohms dans le cas de mesure très large bande (1 à 2 décades).

1.5.5 Conclusion

Il est donc possible de déduire l'impédance caractéristique d'une ligne coplanaire en gamme d'ondes millimétriques à partir d'une mesure de capacité linéique en basse fréquence et d'une mesure de constante de propagation. Ceci signifie qu'il est toujours possible de réaliser un calibrage T.R.L. en utilisant des étalons réalisés sur le même substrat que le dispositif à tester.

Les conditions d'utilisation sont, une propagation quasi-T.E.M. et des pertes diélectriques négligeables.

1.5 Qualification des systèmes de mesure, reproductibilité des mesures

1.5.1 Introduction

Comme nous l'avons déjà précisé, la mesure de paramètres [S] est la mesure la plus usitée en hyperfréquences. Cependant, il y a peu de moyens d'évaluer sa précision. Ces évaluations sont pourtant cruciales pour déterminer la précision des systèmes de mesure ou évaluer la sensibilité d'un modèle à la mesure.

L'approche proposée par D.F. Williams (N.I.S.T.) consiste à qualifier un système de mesure donné et à le comparer à d'autres bancs similaires. Cette partie présente essentiellement la méthode d'évaluation des analyseurs de réseaux vectoriels proposée par D.F. Williams.

D'autre part, nous présenterons les méthodes d'estimation des imprécisions de mesure proposées par les constructeurs d'analyseurs de réseaux vectoriels. Nous montrerons également quelques résultats expérimentaux que nous j'ai obtenus avec D.F. Williams lors de son séjour dans notre équipe.

1.5.2 Méthodes

La méthode simple qui est exposée a été mise au point au N.I.S.T. par D.F. Williams [10]. Le protocole utilisé est le suivant, après un premier calibrage, on effectue une mesure sans calibrage d'éléments passifs (Circuit Ouvert, atténuateurs, etc...) puis on refait un second calibrage en utilisant les mêmes étalons que le premier. On obtient ainsi la mesure des

calibrage en utilisant les mêmes étalons que le premier. On obtient ainsi la mesure des paramètres [S] des éléments passifs lorsqu'ils sont exploités par le premier calibrage ou le second. En comparant ces deux données caractérisant un élément pour une même technique de calibrage, on estime la reproductibilité obtenue avec le système de mesure. Cette caractérisation n'a donc de signification que pour cette méthode de calibrage et ses étalons. On fait alors l'hypothèse que cette méthode est parfaite et les étalons parfaitement définis. Ainsi, l'écart mesuré découle de la reproductibilité de mesure des étalons et de la stabilité du système de mesure. Cette approche se justifie d'ailleurs d'avantage lorsque la pose des pointes est automatisée car le caractère aléatoire de cette étape de mesure est alors plus facile à estimer qu'avec un opérateur humain.

On qualifie, l'instabilité du système de mesure et d'une technique de calibrage associée, par ces quatre grandeurs :

$$|S_{11}^M - S_{11}|, \frac{|S_{21}^M - S_{21}|}{|S_{21}|}, \frac{|S_{12}^M - S_{12}|}{|S_{12}|}, |S_{22}^M - S_{22}|. \quad (4)$$

où les S_{ij} sont les paramètres de dispersion bruts puis traités par un calibrage. L'indice M indique l'utilisation du second calibrage.

Il est alors important d'utiliser des quadripôles passifs présentant des caractéristiques hyperfréquences très différentes. On utilise donc des standards tels que des court circuits, « Thru », atténuateurs, etc... D'autre part, on choisit le calibrage "multiline" parce qu'il est précis dans une large gamme de fréquences. En contre partie, ce calibrage nécessite de faire varier l'écartement des sondes d'une distance allant jusqu'à plusieurs centimètres. En effet, comme nous l'avons remarqué précédemment, ce type de mouvement est une source d'erreur de mesure importante sur les bancs de mesure millimétriques sous pointes.

Il existe également une autre méthode d'évaluation de l'erreur de mesure. Cette méthode classique est celle utilisée par les fabricants d'analyseurs de réseaux vectoriels pour qualifier la précision de leurs instruments. Il s'agit de réaliser un premier calibrage puis d'en réaliser un second de même nature avec les mêmes étalons en utilisant des mesures corrigées par le premier calibrage. On s'intéresse alors aux valeurs des termes d'erreurs calculés par le second calibrage selon le formalisme du graphe d'erreur (12/16 termes) utilisé pour le calibrage S.O.L.T. On évalue ainsi la reproductibilité de mesure d'un dispositif sous test en fonction de ses paramètres [S]. Par exemple on estime l'incertitude sur le paramètre S_{21} par l'expression suivante:

$$\Delta S_{21} = E_{XF} + (E_{TF} - 1) \cdot S_{21} + E_{DF} \cdot S_{21} \cdot S_{11} + E_{LF} \cdot S_{22} \cdot S_{21} \quad (5)$$

ou les S_{ij} sont les paramètres de dispersion mesurés du dispositif, E_{XF} est l'isolation, E_{TF} est la réponse de transmission en fréquence, E_{DF} est la directivité et E_{LF} la désadaptation de charge.

1.5.3 Résultats expérimentaux.

Nous présentons maintenant des mesures exploitées grâce à la méthode mise au point par D.F. Williams. Suite à ces expériences [11], notre banc de mesure a été choisi comme étalon de précision des mesures de paramètres [S] en bande W par le N.I.S.T.

Les mesures sont exploitées selon la méthode précédemment décrite. Elles montrent l'évaluation de la précision du banc de mesure de paramètres [S] sous pointes en gamme d'ondes millimétriques. Nous présentons également la comparaison de la précision des bancs de mesure sous pointes en bande V de T.R.W. et de l'I.E.M.N. en terme d'évaluation de précision.

Le résultat porte sur la caractérisation d'une série de lignes. La figure 9 présente la topologie de ces lignes. Ces lignes coplanaires ont un ruban central de 73 μm , un espace entre

les masses de 171 μm avec des rubans de masse larges de 250 μm . Le substrat utilisé a une épaisseur de 500 μm de GaAs.

Les mesures réalisées en bande V montrent une estimation de l'erreur commise lors d'une mesure sur un substrat donné réalisé à T.R.W. et à l'I.E.M.N.. La figure 12 présente la différence maximale de module sur les critères précédemment énoncés, lorsqu'on mesure les différents étalons passifs par les deux calibrages.

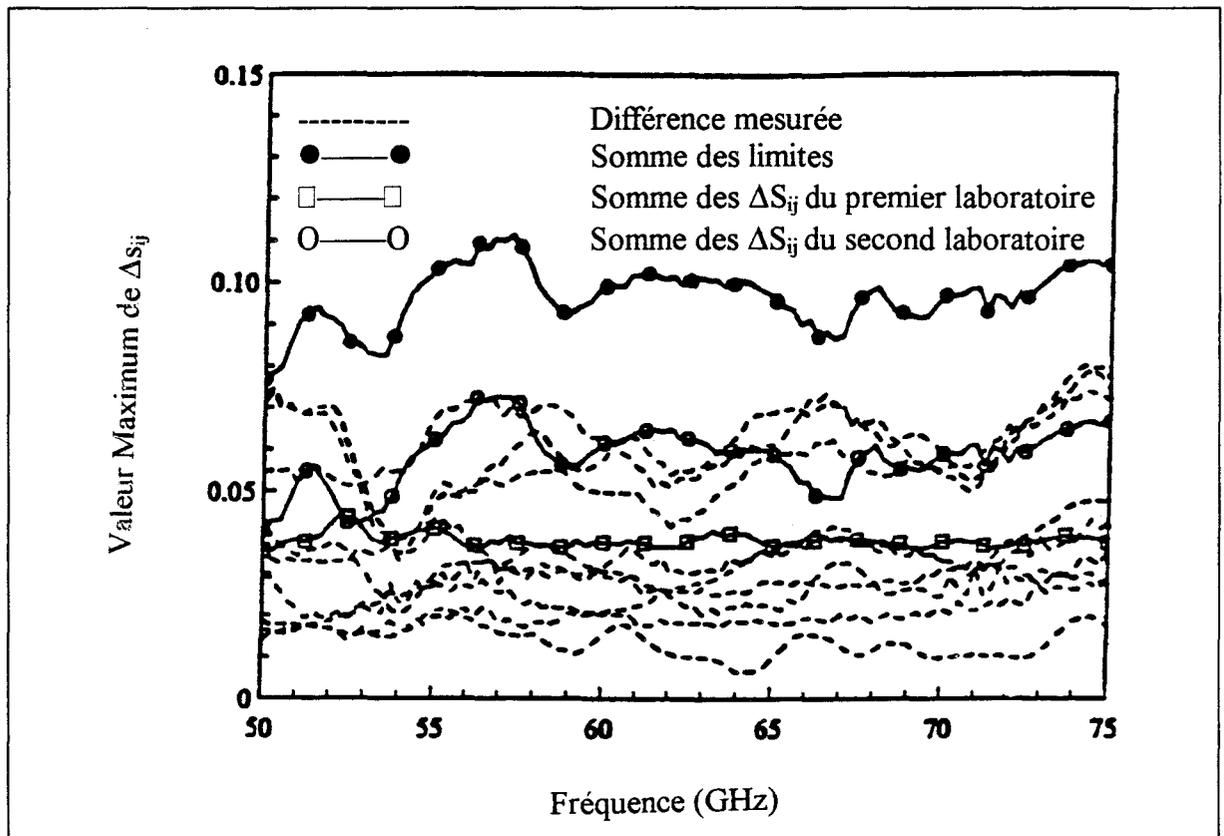


Fig. 12: Qualification de deux systèmes de mesure de paramètres $[S]$ en bande V (IEMN et TRW)

Les étalons utilisés sont strictement identiques pour les deux laboratoires. La résultante des variations sur les S_{ij} pour les deux bancs de mesure constitue une valeur de référence pour le laboratoire de métrologie. Ce critère de référence pourra varier (à la baisse ?) au fur à mesure

des expériences menées sur d'autres sites. Nous constatons néanmoins que la reproductibilité des mesures entre les deux laboratoires est très bonne car ΔS_{ij} (linéaire) reste très faible.

La figure qui suit présente les mêmes mesures réalisées dans la bande W à l'I.E.M.N. à deux reprises. La figure 13 montre une erreur semblable à ce qui avait été obtenu en bande V sur le même site.

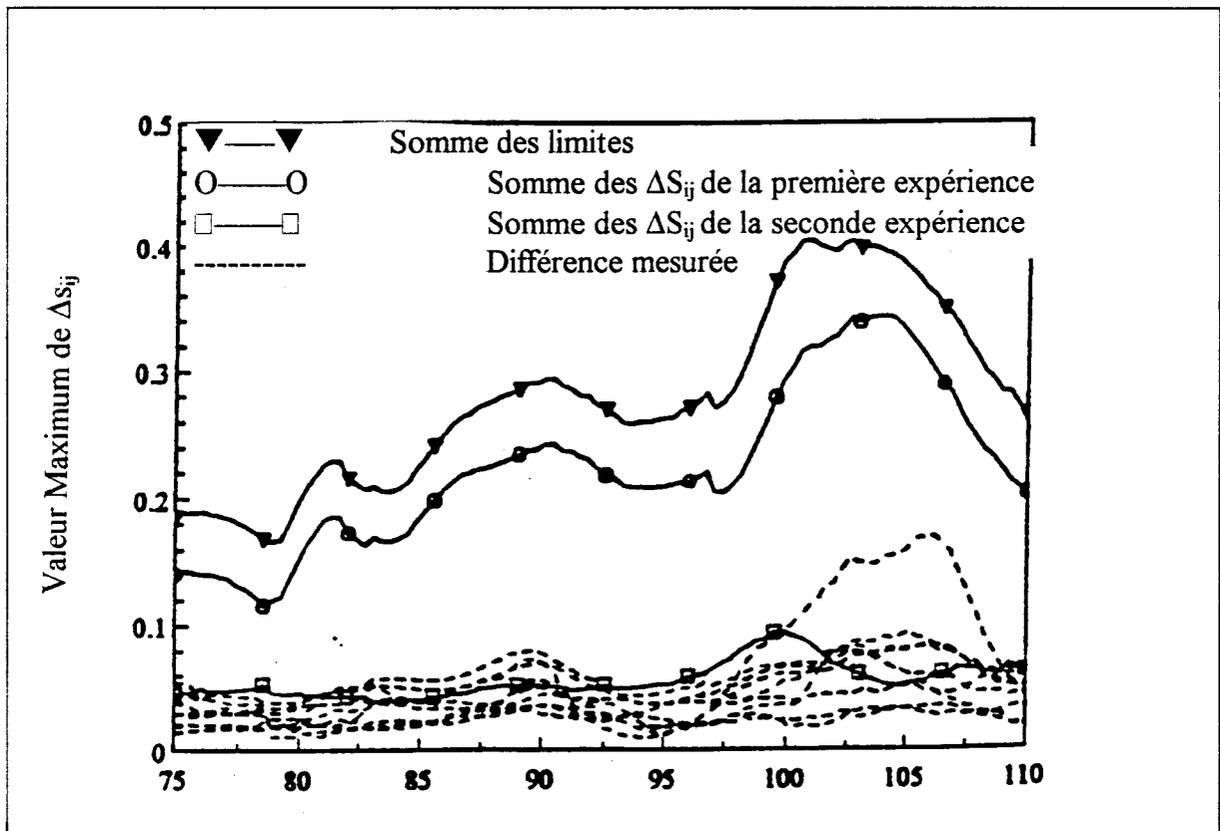


Fig 13: Qualification du banc de mesure de paramètres [S] sous pointes de l'IEMN en bande W.

La deuxième série de mesure présente une erreur semblable à ce qui est présenté en bande V.

Afin de prouver la fiabilité des mesures de 0,1 à 110 GHz, la figure 14 présente la permittivité effective des lignes, obtenue sur différents sites de mesure.

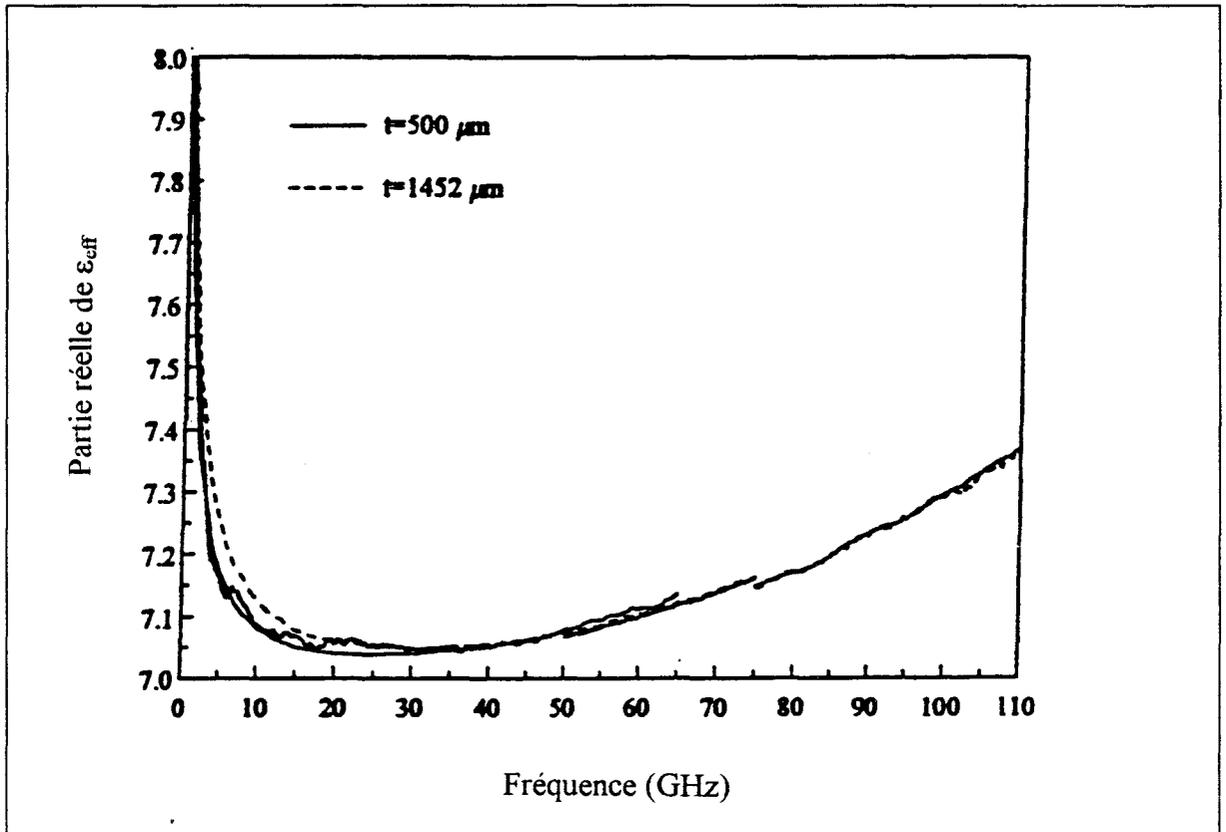


Fig 14: Evolution de la permittivité effective en fonction de la fréquence mesurée avec 3 systèmes de mesures sous pointes couvrants trois bandes de fréquence

La permittivité effective, est donnée par l'équation suivante:

$$\epsilon_{r,eff} = \left(\frac{C \cdot \beta}{\omega} \right)^2 \quad (6)$$

1.5.4 conclusion.

Les exploitations des mesures réalisées en bande V et W permettent d'évaluer à 0,1 l'erreur maximale commise sur la mesure d'une série de circuits passifs. Cette erreur est relativement importante par rapport aux mesures plus basses fréquences. Mais, outre le fait que ce soit l'erreur maximale commise, il semble que l'utilisation d'un calibrage " multiline " n'est peut être pas le meilleur choix pour les mesures en gamme d'ondes millimétrique. On pourrait utiliser le calibrage L.R.M. ou la S.O.L.T. qui ne nécessitent pas de changer l'écartement entre les sondes. D'autre part, ceci est essentiellement un test de reproductibilité de mesure de paramètres [S] afin d'évaluer l'homogénéité des mesures en gamme d'ondes millimétriques entre différents laboratoires.

1.6 Conclusion.

Cette partie a traité les thèmes, du calibrage, de la détermination de la mesure d'impédance caractéristique et de l'étude de précision de mesure de paramètres [S] en gamme d'ondes millimétriques. Il paraît alors important d'utiliser une technique de calibrage adaptée au type d'environnement de mesure (Tableau 1). Certains aspects, tels que la précision de pose et la reproductibilité du contact de sonde, peuvent encore être améliorés. Certaines solutions ont déjà été exposées. Elles consistent en :

- _ une meilleure précision de positionnement grâce à de bons optiques, et une amélioration de la résolution du positionnement au niveau mécanique.

- _ Une meilleure reproductibilité de la configuration du contact en rendant mobiles les têtes de mesure,

_ des études sur les problèmes électromagnétiques posés par les transitions ou les discontinuités entre les sondes de mesures et les dispositifs sous test. Par exemple, la mise au point de modèles décrivant plus précisément les étalons de calibrage permettrait d'améliorer la précision des calibrages.

Une étude de la précision en fonction du type de calibrage utilisé semble nécessaire à la détermination d'une méthode de calibrage permettant d'obtenir la meilleure précision.

1.7 Références Bibliographiques :

[1] Manuel d'utilisation de l'analyseur de réseau HP8510B.

[2] G.F. Engen, et C.A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: An improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer." IEEE MTT, VOL. 27, NO. 12, Décembre 1979.

[3] R.R. Pantajosa, M.J. Howes, J.R. Richardson, et R.D. Pollard, "Improved Calibration and Measurement of the Scattering Parameters of Microwave Integrated Circuits." IEEE MTT, VOL. 37, NO. 11, Novembre 1989.

[4] H.J. Eul, B. Schiek, "A Generalized Theory and New Calibration Procedure for Network Analyzer Self-Calibration." IEEE MTT, VOL. 39, NO. 4, Avril 1991.

[5] R.B. Marks, "A multiline Method of Network Analyzer Calibration." IEEE MTT, VOL. 39, NO. 7, Juin 1991.

[6] J. Archer, "Implementing the TSD Calibration Technique." MSN & CT, Mai 1987.

[7] H. Leroux, J.-M. Belquin, R.D. Pollard, C.M. Snowden, M.J. Howes, "The Implementation of Calibration of Coplanar Waveguide for On-Wafer Measurement at W-Band." MTTs, San-Francisco, 1996.

[8] R.B. Marks, and D.F. Williams, "Characteristic Impedance Determination Using Propagation Constant Measurement." IEEE Microwave and Guided Wave Letters, VOL. 1, NO. 6, Juin 1991.

[9] D.F. Williams, and R.B. Marks, "Transmission Line Capacitance Measurement." IEEE Microwave and Guided Wave Letters, VOL. 1, NO. 6, Septembre 1991.

[10] D.F. Williams, and R.B. Marks, A. Davidson, "Comparison of On-Wafer Calibration." Publication of the N.I.S.T..

[11] D.F. Williams, J.-M. Belquin, G. Dambrine, R. Fenton, "On-Wafer Measurement at Millimeter Wave Frequencies." MTTs, San-Francisco, 1996.

