

50376  
1988  
35

# THÈSE

50376  
1988  
35

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE



Spécialité : Composants, Signaux et Systèmes

par

Yannick BONNAIRE

## CONCEPTION D'UN CORRELATEUR MICROONDES EN STRUCTURE INTEGREE : NOUVEAUX MODELES DES TECS MONO ET BIGRILLE EN REGIME NON LINEAIRE

Soutenu le 4 Mars 1988 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :	MM.	E.	CONSTANT	Président
		Y.	LEROY	Directeur de thèse
		E.	ALLAMANDO	Directeur de thèse
		J.F.	SAUTEREAU	Rapporteur
		Y.	CROSNIER	Rapporteur
		A.	LEBORGNE	Invité
		J.	MARCOUX	Invité

A Ségolène

A tous les miens.



Ce travail a été effectué au "Centre Hyperfréquences et Semi-Conducteurs" (C.H.S.) de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Messieurs les Professeurs Y. LEROY et E. ALLAMANDO, qui ont assuré la direction de ce travail. Je leur exprime ma gratitude pour l'aide qu'ils m'ont apportée.

Que Monsieur J.F. SAUTEREAU, Professeur à l'Université de Toulouse et Monsieur Y. CROSNIER, Professeur à l'Université de Lille, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur MARCOUX, Chef du département Hyperfréquences de la Société SCHLUMBERGER, et Monsieur LEBORGNE, PDG de la Société MICRONIC, pour leur participation à ce jury d'examen.

Je remercie également Monsieur J.C. VAN DE VELDE pour l'aide constante et efficace qu'il m'a apportée, ainsi que Messieurs P.A. ROLLAND et A. CAPPY pour les nombreuses discussions que j'ai eues avec eux sur le plan scientifique.

Que tous mes camarades du laboratoire veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Je ne saurais oublier d'adresser mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire :

- à Mme DELOS, Mme LEPILLIET et M. PLAYEZ de la Centrale de Caractérisation.
- à M. VANDERMOERE, de la Centrale de Technologie.
- à MM. JENNEQUIN, MICHON et ANDRIES, de l'atelier de mécanique.
- à Mme VANDAELE pour la composition du mémoire, réalisée au C.I.T.I., avec le logiciel de traitement de texte MINT ; imprimante P400PS.
- à M. DEHORTER, pour l'impression.

# Table des Matières

<b>1. Caractérisation du TEC monogrille en micro-ondes et régime non linéaire</b>	<b>6</b>
1.1 Introduction	6
1.2 Le composant et sa monture	6
1.2.1 Constitution technologique	6
1.2.2 Monture et cellule de mesure	7
1.2.3 Mesure des éléments parasites	8
1.2.3.1 Origine	8
1.2.3.2 Mesure des résistances	8
1.2.3.3 Mesure des self-inductances	10
1.2.3.4 Résultats expérimentaux	11
1.2.4 Mesures à l'analyseur de réseau	11
1.2.4.1 Matériel de mesure - Correction des erreurs	12
1.2.5 Résultats expérimentaux	13
1.3 Caractérisation en régime linéaire et large bande de fréquence	13
1.3.1 Schéma électrique équivalent	13
1.3.2 Résultats expérimentaux	16
1.3.3 Validation	16
1.4 Caractérisation classique en régime non linéaire	17
1.4.1 Schéma électrique équivalent non linéaire	17
1.4.2 Détermination des principales non linéarités	17
1.5 Non validité de la caractérisation classique	18
1.6 Nouveau mode de caractérisation en régime non linéaire	19
1.6.1 Principe	19
1.6.2 Validation - Application	21
1.7 Conclusion	23
<b>2. Caractérisation du TEC bigrille en micro-ondes et régime non linéaire</b>	<b>26</b>
2.1 Introduction	26
2.2 Le composant et sa monture associée	26
2.2.1 Constitution technologique	26
2.2.2 Monture et cellule de mesure	27
2.2.3 Mesure des éléments parasites	28
2.2.3.1 Origine	28
2.2.3.2 Mesure des résistances	29
2.2.3.3 Mesure des self-inductances	32
2.2.4 Mesures à l'analyseur de réseau	34
2.2.4.1 Méthode expérimentale	34
2.2.4.2 Résultats expérimentaux	36
2.3 Caractérisation en régime linéaire et large bande de fréquence	37
2.3.1 Introduction	37
2.3.2 Caractérisation du TEC2	37
2.3.2.1 Point de polarisation	37



2.3.2.2	Caractérisation dynamique	38
2.3.3	Caractérisation du TEC1	39
2.3.3.1	Point de polarisation	39
2.3.3.2	Caractérisation dynamique	39
2.3.4	Résultats expérimentaux	39
2.4	Caractérisation classique en régime non linéaire	40
2.4.1	Schéma électrique équivalent	40
2.4.2	Mesure des éléments non linéaires	40
2.4.3	Limitations de la méthode	43
2.5	Nouvelle méthode de caractérisation en régime non linéaire	43
2.5.1	Schéma électrique équivalent en régime linéaire	43
2.5.1.1	Quadripôle $G_1$ -D	44
2.5.1.2	Quadripôle $G_2$ -D	44
2.5.1.3	Quadripôle $G_1$ - $G_2$	45
2.5.1.4	Conclusion	45
2.5.2	Validation en régime linéaire	46
2.5.3	Application à la caractérisation en régime non linéaire	48
2.5.3.1	Schéma électrique équivalent	48
2.5.3.2	Caractérisation des éléments non linéaires	48
2.5.4	Méthode originale d'obtention des caractéristiques micro-ondes	49
2.5.4.1	Principe	49
2.5.4.2	Validation - application	51
2.6	Conclusion	55
3.	Modélisation en régime non linéaire des TECs	58
3.1	Introduction	58
3.2	Différents modes d'étude	58
3.2.1	Les modèles particuliers (1D ou 2D)	59
3.2.2	Les modèles macroscopiques (1D ou 2D)	59
3.2.3	Les modèles phénoménologiques	60
3.2.4	Cas particulier du bigrille	60
3.2.5	Comparaison des modes d'étude du monogrille	60
3.2.6	Conclusion	60
3.3	Modèles phénoménologiques actuels	61
3.3.1	Monogrille	61
3.3.1.1	Régime fortement non linéaire	61
3.3.1.2	Régime faiblement ou moyennement non linéaire	63
3.3.2	Conclusion	64
3.4	Insuffisance des modélisations actuelles	65
3.5	Expressions phénoménologiques	66
3.6	Validation de notre modèle	68
3.7	Conclusion	69
4.	Logiciels de simulation du fonctionnement des dispositifs à TECs	73
4.1	Introduction	73
4.2	Cas du TEC monogrille	73

4.2.1	Schéma électrique équivalent	73
4.2.2	Description du fonctionnement	74
4.2.2.1	Transistor monogrigle	74
4.2.2.2	Circuit d'entrée	75
4.2.2.3	Circuit de sortie	76
4.2.3	Equations discrétisées	76
4.2.4	Méthodologie du traitement numérique	78
4.2.5	Conclusion	78
4.2.6	Validation du logiciel	79
4.2.6.1	Dispositif expérimental de mesure	79
4.2.6.2	Résultats obtenus	79
4.2.7	Conclusion	80
4.3	Cas du TEC bigrille	80
4.3.1	Introduction	80
4.3.2	Schéma électrique équivalent	80
4.3.3	Description du fonctionnement	81
4.3.3.1	Circuits d'entrée	81
4.3.3.2	Transistor bigrille	82
4.3.4	Circuit de sortie	83
4.3.5	Equations discrétisées	84
4.3.6	Méthodologie du traitement numérique	86
4.3.7	Vérification des relations d'association	86
4.3.8	Validation du logiciel	87
4.3.9	Conclusion	89
4.4	Conclusion	89
<b>5.</b>	<b>Faisabilité de réalisation d'un corrélateur à TEC bigrille</b>	<b>92</b>
5.1	Introduction	92
5.2	Téléométrie et cinémométrie micro-ondes	92
5.2.1	Principe de fonctionnement	92
5.2.2	Système de réception	93
5.2.3	Etat de l'art	95
5.3	Etude préliminaire	95
5.3.1	Analyse théorique	95
5.3.1.1	Calcul analytique	95
5.3.1.2	Conception assistée par ordinateur	98
5.3.1.3	Conclusion	98
5.3.2	Premiers résultats expérimentaux	99
5.3.2.1	Dispositif utilisé	99
5.3.2.2	Résultats	99
5.3.2.3	Optimalisation du fonctionnement	100
5.3.3	Limitations du dispositif	100
5.4	Réalisation en modulation d'amplitude	101
5.4.1	Etude du fonctionnement	101
5.4.1.1	Présentation	101
5.4.1.2	Vérification expérimentale	102
5.4.2	Dispositif expérimental	103

5.4.2.1	Détecteur synchrone	103
5.4.2.2	Système	105
5.4.3	Résultats expérimentaux	105
5.5	Conclusion	106
<b>6.</b>	<b>Réalisation en circuit intégré</b>	<b>110</b>
6.1	Introduction	110
6.2	Modulation de phase numérique	110
6.2.1	Principe	110
6.2.2	Réalisation	111
6.2.3	Insuffisance du dispositif et conclusion	112
6.3	Modulation de phase analogique	112
6.3.1	Principe	112
6.3.2	Réalisation du modulateur de phase	114
6.3.2.1	Déphaseur à Varicap	114
6.3.2.2	Déphaseur à transformateur d'impédance	116
6.3.3	Asservissement de la fréquence d'accord	120
6.3.3.1	Principe	120
6.3.3.2	Réalisation	120
6.3.4	Conclusion	120
6.4	Première réalisation en éléments hybrides	121
6.4.1	Boîtier du bigrille	121
6.4.2	Dispositif complet	121
6.4.3	Résultats expérimentaux	122
6.4.4	Conclusion	124
6.5	Comparaison des différents dispositifs	124
6.5.1	Mélangeur	124
6.5.2	Multiplieur à diode	125
6.5.3	Corrélateur à bigrille	125
6.6	Application au CAC	126
6.6.1	Banc de mesure	126
6.6.2	Résultats expérimentaux	126
6.6.3	Conclusion	126
6.7	Réalisation en circuit intégré	127
6.7.1	Réalisation du coupleur	127
6.7.2	Détecteur	129
6.7.3	Circuit intégré	130
6.8	Conclusion	131

## Introduction

Dans le cadre des études réalisées au laboratoire sur la conception de nouveaux capteurs micro-ondes, un procédé, appelé Capteur à Corrélation (CAC) consiste à exploiter les signaux issus d'un émetteur micro-ondes E et reçus en deux points P1 et P2 de l'espace.

Ce procédé [1] doit déboucher sur des applications en :

- Télémétrie, cinémométrie, goniométrie, lorsqu'il s'agit de repérer ou de suivre la position du point E ; dans ce cas, la transmission s'effectue directement entre émetteur et récepteur.
- Mesure de niveau, ou de distance par rapport à une surface plane ou rugueuse qui réfléchit les signaux.
- Contrôle non destructif, la transmission s'effectuant dans le milieu sous test.

Dans ces différentes applications, l'exploitation des signaux reçus, notamment leur phase, permet de connaître la position relative des points E, P1 et P2, ou d'apporter des informations sur la géométrie ou la nature des milieux traversés ou participant à la réflexion du signal incident.

La méthode utilisée consiste à effectuer le produit de corrélation des signaux reçus en P1 et P2. Or il n'existe pas actuellement sur le marché de circuits intégrés réalisant cette fonction pour des signaux de puissances faibles et d'un coût compatible avec celui d'un capteur. Il serait donc intéressant de développer un circuit qui soit :

- d'un coût minimal pour une fabrication en série,
- d'un poids et d'un encombrement réduit,
- de performances élevées permettant l'utilisation de puissances relativement faibles (entre -15 et -30 dBm).

Un tel corrélateur micro-ondes intégré pourrait alors être utilisé dans d'autres applications, notamment en instrumentation.

L'originalité de notre travail consiste à mettre en oeuvre un Transistor à Effet de Champ (TEC) du type bigrille pour réaliser cette fonction. Nous avons bénéficié de l'expérience acquise au laboratoire sur ce composant [2] [3] [4], et avons commencé par examiner le problème de la modélisation en fort signal des TECs mono et bigrille.

Dans le premier chapitre, nous proposerons une méthode originale pour caractériser le TEC monogrille en régime non linéaire et en hyperfréquences. Nous expliquerons comment opérer pour obtenir la caractéristique de transfert et de sortie valable en micro-ondes.

Le second chapitre sera consacré à la caractérisation du TEC bigrille. Nous présenterons les différents schémas électriques utilisés pour représenter son fonctionnement, ainsi que les techniques de mesure de leurs éléments. Nous appliquerons ensuite au cas particulier du bigrille la méthode de caractérisation en régime non linéaire mise au point pour le monogrille.

Le troisième chapitre présentera d'abord les différents modèles existants pour représenter le fonctionnement en régime non linéaire des TECs mono et bigrille. Après avoir montré leur insuffisance, nous serons amenés à présenter un modèle original que nous validerons.

Le quatrième chapitre portera sur l'utilisation de notre nouveau modèle dans un logiciel de simulation que nous présenterons et validerons, d'abord pour le monogrille, puis pour le bigrille.

Dans le cinquième chapitre, nous donnerons le principe de réalisation du capteur à corrélation, ainsi que le cahier des charges du dispositif. Malgré l'introduction de la modulation d'amplitude, il apparaît que le but recherché n'est pas atteint, compte tenu de la présence d'une composante continue résiduelle.

Enfin, le sixième chapitre portera sur l'utilisation et la réalisation d'une modulation de phase permettant de s'affranchir de ce signal parasite. Une première intégration en éléments hybrides nous permettra de vérifier que le dispositif mis au point correspond bien au cahier des charges imposé. Les

résultats observés lors de son application au CAC nous permettent de penser qu'il peut être utilisé avec profit dans ce système. Aussi, la dernière partie du chapitre portera sur l'intégration en un même boîtier du dispositif complet.

## Bibliographie Introduction

- [1] D. MATTON  
Thèse de doctorat à paraître.
- [2] M. BOUHES  
"Modélisation et caractérisation des transistors à effet de champ type bigrilles submicro-  
niques".  
Thèse 3ème cycle, Lille I (Septembre 1983).
- [3] N.E. RADHY  
"Etude des non linéarités et du bruit dans les transistors bigrilles submicroniques à effet de  
champ"  
Thèse 3ème cycle, Lille I, (Septembre 1985)
- [4] J. WYRWINSKY  
"Etude théorique et expérimentale de divers fonctionnements en amplication de puissance  
du transistor à effet de champ bigrille à arséniure de gallium"  
Thèse de 3ème cycle, Lille I (1986).



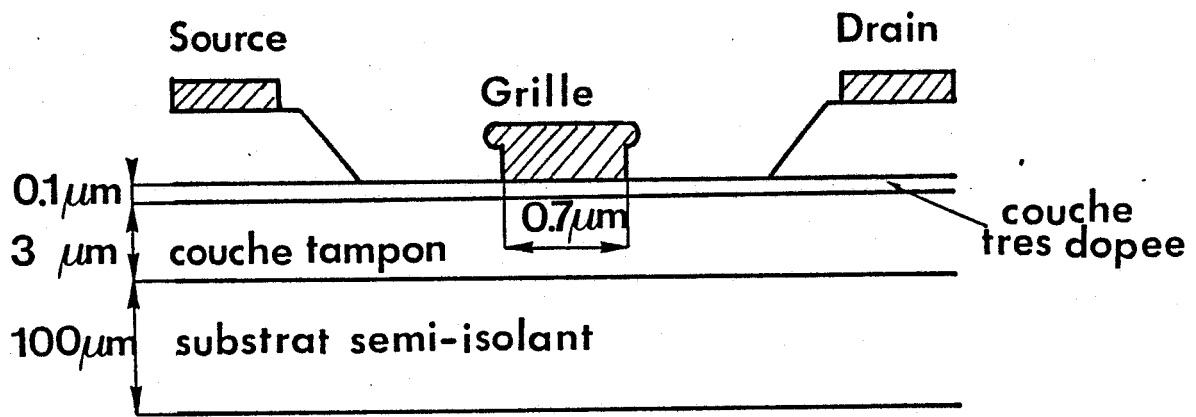
# **Chapitre 1**

**Caractérisation du TEC monogrille en micro-ondes et régime non  
linéaire**

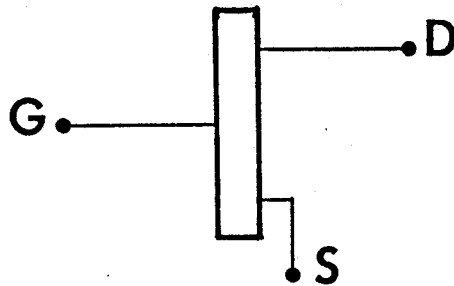


# **Chapitre 1**

**Caractérisation du TEC monogrille en micro-ondes et régime non  
linéaire**



(a)



(b)

Figure 1 : a) Coupe de la structure semi-conductrice type N du composant submicronique mono-grille (dimensions typiques).  
b) schéma électrique.

# **Chapitre 1**

## **Caractérisation du TEC monogrille en micro-ondes et régime non linéaire**

### **1.1 Introduction**

Après avoir rappelé la constitution technologique du transistor à effet de champ (TEC) à l'AsGa de type monogrille, nous présentons la monture dans laquelle la "puce" est placée en vue de son utilisation. Un tel montage s'accompagne d'éléments parasites qu'il conviendra d'ailleurs de mesurer.

La caractérisation du composant en hyperfréquences s'effectue commodément par utilisation d'un analyseur de réseau qui fournit la matrice de dispersion. L'exploitation de cette matrice nous permet ensuite de déterminer les éléments du schéma électrique équivalent au TEC, que nous prendrons soin de valider.

Enfin, nous nous intéresserons à la caractérisation en régime non linéaire du composant. Nous présenterons tout d'abord la caractérisation habituellement employée puis nous montrerons qu'elle s'avère insuffisante pour décrire parfaitement le comportement non linéaire en micro-ondes des TECs AsGa. Dans ces conditions, nous serons amenés à proposer une nouvelle caractérisation dont nous montrerons la validité.

### **1.2 Le composant et sa monture**

#### **1.2.1 Constitution technologique**

Il est constitué d'une couche active d'Arséniure de Gallium dopée de type N, déposée par épitaxie sur un substrat semi-isolant ou réalisée directement par implantation d'impuretés dopantes. Généralement, une couche tampon est placée entre la couche active et le substrat semi-isolant, ce qui permet en particulier d'améliorer le facteur de bruit. La coupe de la structure semi-conductrice du TEC à grille à contact Schottky est représentée figure 1. On y trouve trois électrodes :

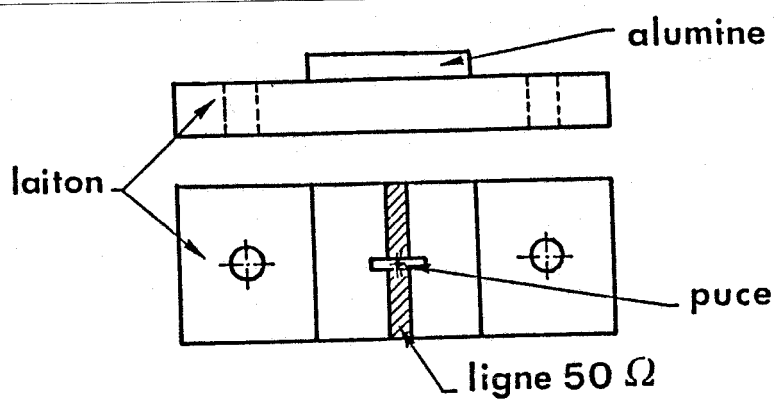


Figure 2 : Monture de caractérisation

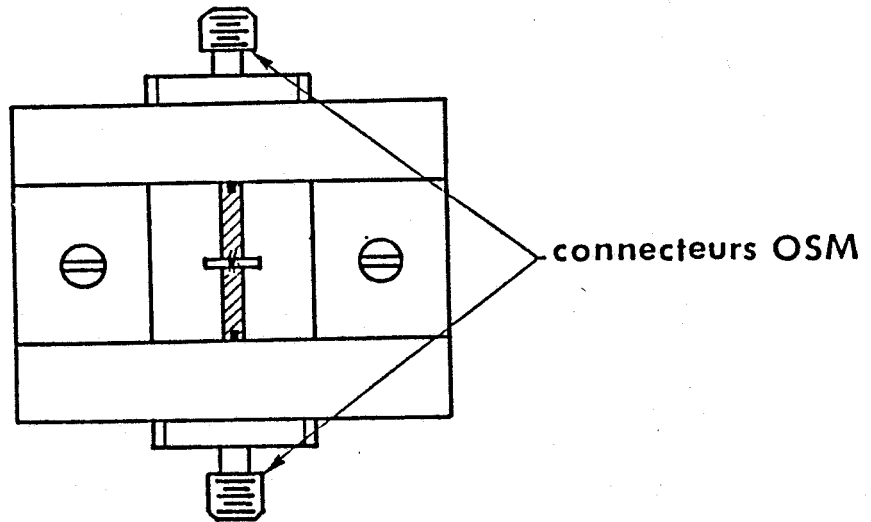
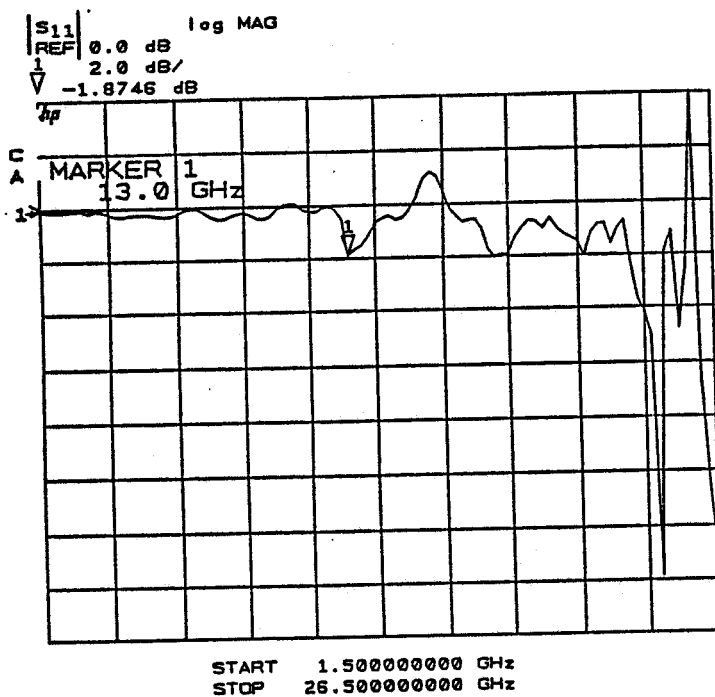
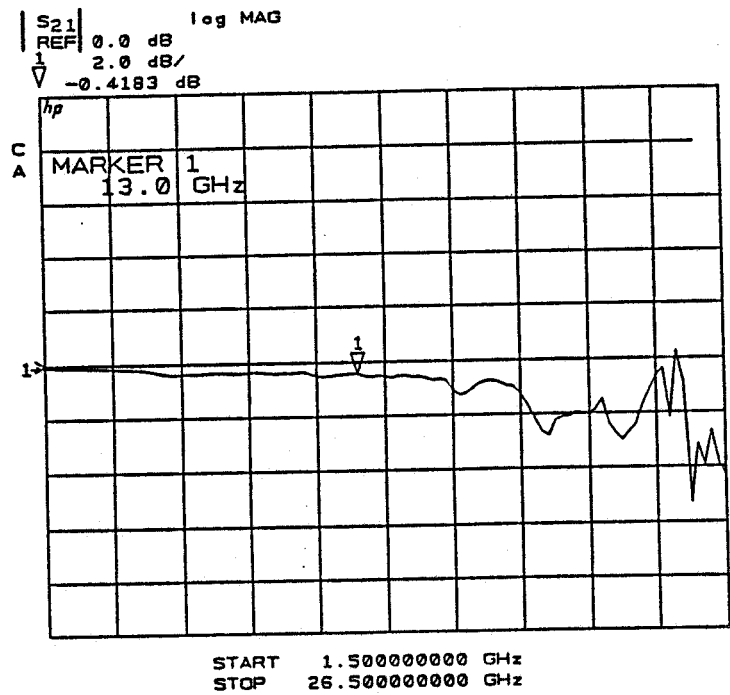


Figure 3 : Cellule en laiton



(a)



(b)

Figure 4 : Caractérisation des éléments de référence  
 a) Court-circuit  
 b) Ligne de transmission

- la source et le drain ; ce sont deux contacts ohmiques. Généralement, les zones de source et de drain sont surdopées, ce qui permet de diminuer l'importance des résistances parasites.
- la grille ; il s'agit d'un contact Schottky.

Pour les applications micro-ondes, la longueur de grille est de l'ordre du micron ( $\mu\text{m}$ ). Elle peut descendre jusqu'à  $0.2 \mu\text{m}$  (transistor NE045 fabriqué par NEC Japon) pour des applications à fréquences très élevées, supérieures à la bande X.

Afin de permettre une utilisation aisée, le composant semi-conducteur, appelé puce, est placé dans une monture ou boîtier prenant place, par exemple, dans une cellule de mesure.

## 1.2.2 Monture et cellule de mesure

La caractérisation précise du composant à des fréquences aussi élevées que la bande X suppose la réalisation d'une monture et d'une cellule très soignées qui présentent des pertes aussi faibles que possible.

Afin d'assurer la "portabilité" du composant, celui-ci est tout d'abord placé dans une monture : il s'agit d'un boîtier BMH 60 (Thomson CSF) utilisable jusqu'à 14 GHz (figure 2)

La liaison entre le composant et le boîtier est assurée par des fils d'or de  $25 \mu\text{m}$  de diamètre thermocompressés. Un effort particulier a été fait en ce qui concerne les fils de source choisis aussi courts et nombreux que possible afin de diminuer l'inductance de source.

Ce boîtier portant la puce est ensuite placé, soit dans une cellule de mesure, soit dans un système micro-ondes muni de connecteurs de type OSM (figure 3) pour assurer dans de bonnes conditions les entrées-sorties en hyperfréquences.

Afin de tester la qualité de réalisation de l'ensemble boîtier et cellule, nous avons mesuré (figure 4) l'évolution fréquentielle du module :

- du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) sur une des entrées, le composant étant remplacé par un court-circuit,
- du gain en tension ( $S_{21}$ ) entre l'entrée et la sortie, le composant étant remplacé par une ligne de transmission.

Il apparaît, figure 4, que l'ensemble présente des pertes faibles jusqu'à 13 GHz et qu'il peut donc être utilisé jusqu'à cette fréquence pour effectuer la caractérisation des composants.

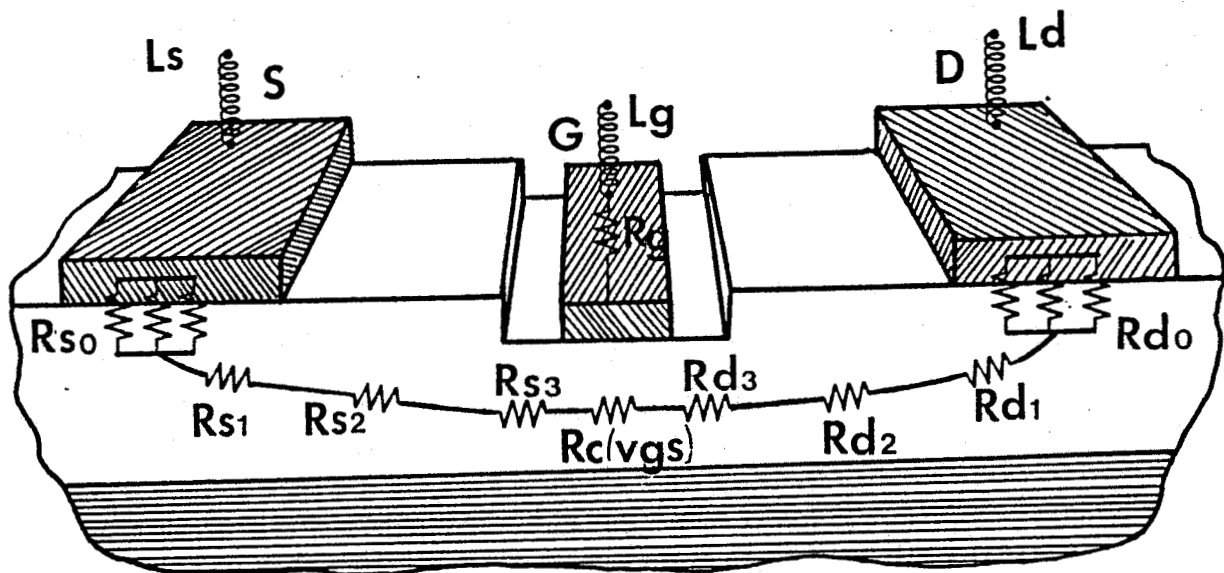


Figure 5 : Origine des différents éléments parasites

$$R_s = R_{s_0} + R_{s_1} + R_{s_2} + R_{s_3}$$

$$R_d = R_{d_0} + R_{d_1} + R_{d_2} + R_{d_3}$$

Cependant, lorsque le composant est en place, la présence des fils de connexion risque de perturber le fonctionnement aux fréquences élevées. Il est donc nécessaire de les mesurer si l'on désire pouvoir tenir compte de leur influence parasite.

## 1.2.3 Mesure des éléments parasites

### 1.2.3.1 Origine

En dehors des self-inductances dues aux fils thermocompressés, du côté source -Ls-, du côté drain -Ld-, du côté grille -Lg-, on trouve également des éléments résistifs (figure 5).

Ce sont :

- $R_s$  : la résistance de la couche épitaxiée comprise entre la grille et la source.
- $R_d$  : la résistance de la couche située entre la grille et le drain.
- $R_g$  : la résistance de métallisation de grille.
- $R_c (V_{gs})$  : la résistance du canal dépendant de la tension de polarisation grille-source.

Dans cette étude, nous négligeons l'influence des capacités parasites.

Nous nous proposons de présenter les méthodes de mesure que nous utilisons pour la détermination des éléments parasites résistances et self-inductances.

### 1.2.3.2 Mesure des résistances

La mesure s'effectuant en continu, trois configurations différentes de mesure sont nécessaires.

- 1ère configuration :  $V_{ds} (I_{gs})$

La grille, polarisée en direct, étant traversée par un courant  $I_{gs}$ , la tension drain-source  $V_{ds}$  qui apparaît s'exprime par (figure 6) :

$$V_{ds} = (R_s + R_{gs}) I_{gs} \quad (1-1)$$

où  $R_{gs}$  représente la résistance du contact Schottky pour une polarisation en sens direct. Elle est donc différente de  $R_g$ , la résistance de métallisation de grille.

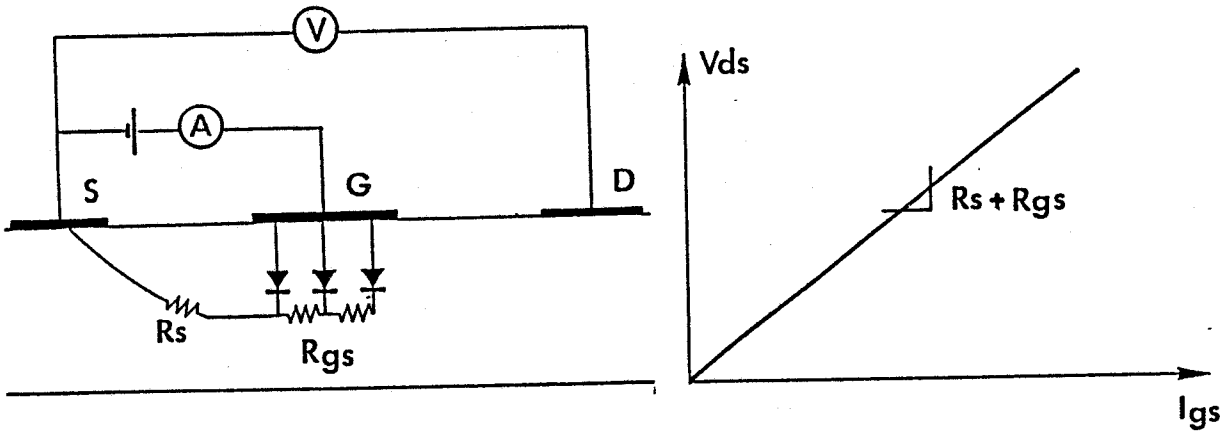


Figure 6 Mesure de  $V_{ds}$  ( $I_{gs}$ )

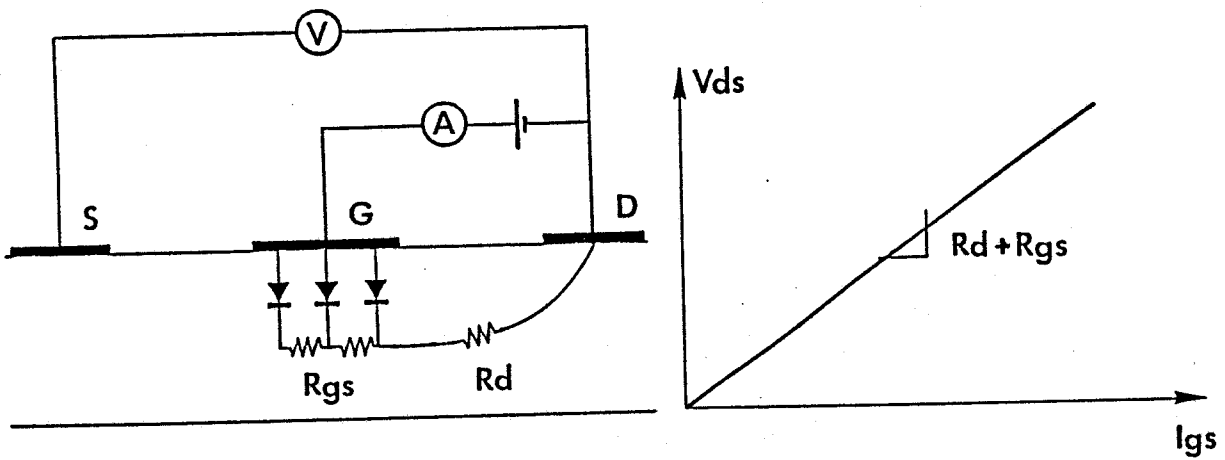


Figure 7: Mesure de  $V_{ds}$  ( $I_{gd}$ )

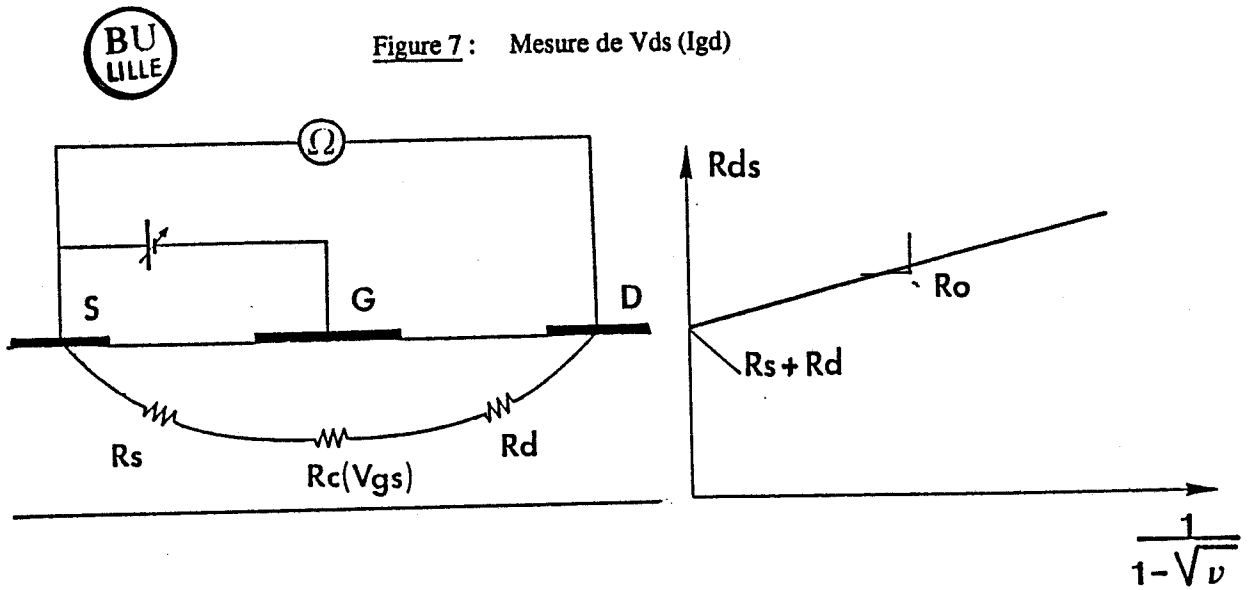


Figure 8: Mesure de  $R_{ds}$  ( $V_{gs}$ )



• 2ème configuration :  $V_{ds}$  ( $I_{gd}$ )

De même, si l'on échange les rôles de la source et du drain, on obtient alors (figure 7)

$$V_{ds} = (R_d + R_{gs}) I_{gd} \quad (1-2)$$

La pente des courbes étant égale respectivement à  $R_s + R_{gs}$  (d'après 1-1) et  $R_d + R_{gs}$  (d'après 1-2), on en déduit par différence la valeur de  $R_s - R_d$ .

• 3ème configuration

On mesure la résistance  $R_{ds}$  présentée entre drain et source en fonction de la tension continue de polarisation grille-source. Cette résistance  $R_{ds}$  s'exprime par :

$$R_{ds} = R_s + R_d + R_c(V_{gs}) \quad (1-3)$$

avec :

$$R_c(V_{gs}) = \frac{R_o}{1 - \sqrt{v}} \quad (1-4)$$

où

$$v = \frac{V_b - V_{gs}}{V_b + V_p} \quad (1-5)$$

- $R_o$  représente la résistance du canal pleinement ouvert
- $V_b$  représente la hauteur de la barrière de potentiel
- $V_p$  représente la tension de pincement.

La relation (1-4) suppose l'existence d'une jonction à profil abrupt et un dopage uniforme du canal.

Du tracé figure 8 de  $R_c$  fonction de  $\frac{1}{1 - \sqrt{v}}$ , qui, d'après [1] présente un comportement linéaire, on en déduit les valeurs de :

- $R_o$
- $R_s + R_d$

Par conséquent, connaissant la valeur de  $R_s - R_d$  et celle de  $R_s + R_d$ , on en déduit  $R_s$  et  $R_d$ .

Remarquons que la troisième configuration de mesure peut également être effectuée à fréquence plus élevée, par exemple à 10 MHz, pour s'affranchir de certains effets parasites.

Enfin, la détermination de  $R_g$  en continu s'avère très imprécise. En conséquence, elle sera effectuée à l'occasion de la méthode de mesure des self-inductances que nous présentons maintenant.

### 1.2.3.3 Mesure des self-inductances

Nous utilisons la méthode mise au point par Diamant et Laviron [2] et reprise au Laboratoire par Cappy [3]. Elle consiste à mesurer en fréquence élevée à l'analyseur de réseau les paramètres  $S_{ij}$  du composant, le transistor étant polarisé à tensions drain-source nulle et grille-source positive. Ensuite, on en déduit les paramètres  $Z_{ij}$  grâce aux relations classiques.

Dans le cas de la polarisation indiquée, les éléments de la matrice  $Z$  s'écrivent :

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{nkT}{qI_{gs}} + j\omega(L_s + L_g) \quad (1-6)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega L_s \quad (1-7)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d) \quad (1-8)$$

$R_c$  représente la résistance du canal sous la grille.

$I_{gs}$  est le courant de grille.

Il apparaît que la mesure des parties imaginaires de  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$  et  $Z_{22}$  permet la détermination des selfs d'accès.

$$L_s = \frac{d}{d\omega} I(Z_{12}) \quad (1-9)$$

$$L_d = \frac{d}{d\omega} I(Z_{22} - Z_{12}) \quad (1-10)$$

	DC	hyper
<b>Rs</b> ( $\Omega$ )	1.3	1.2
<b>Rd</b> ( $\Omega$ )	1.6	1.5
<b>Rgs</b> ( $\Omega$ )	1.8	-
<b>Rg</b> ( $\Omega$ )	-	0.96
<b>Ls</b> (nH)	-	0.05
<b>Lg</b> (nH)	-	0.19
<b>Ld</b> (nH)	-	0.27

**Tableau 1** : comparaison des valeurs des éléments parasites mesurés en continu et en hyperfréquences (entre 2 et 4 GHz).



$$Lg = \frac{d}{d\omega} I(Z_{11} - Z_{12}) \quad (1-11)$$

Remarque : Cette méthode de mesure peut aussi permettre la détermination des résistances parasites.

Ainsi :

- La mesure de  $Z_{11}$  nous permet de connaître la résistance somme :

$$R_s + R_g + \frac{R_c}{3} \quad (1-12)$$

- La partie réelle de  $Z_{12}$  nous donne accès à :

$$R_s + \frac{R_c}{2} \quad (1-13)$$

- La partie réelle de  $Z_{22}$  nous permet de déterminer :

$$R_s + R_d + R_c \quad (1-14)$$

Connaissant la valeur de  $R_s$  mesurée en continu, il est possible en utilisant (1-12) et (1-13) d'en déduire la valeur de  $R_g$ . Cette méthode de détermination est sans doute la plus précise. La relation (1-14) permet en outre de déterminer  $R_d$ .

#### 1.2.3.4 Résultats expérimentaux

Le tableau 1 résume l'ensemble des valeurs des éléments parasites mesurées dans le cas du transistor submicronique NE673. La concordance entre les valeurs mesurées en continu et en hyperfréquences semble montrer la validité des mesures en continu.

#### 1.2.4 Mesures à l'analyseur de réseau

Nous nous proposons à présent de caractériser le plus précisément possible le composant semi-conducteur en tenant compte de l'existence des éléments parasites que nous avons mesurés.

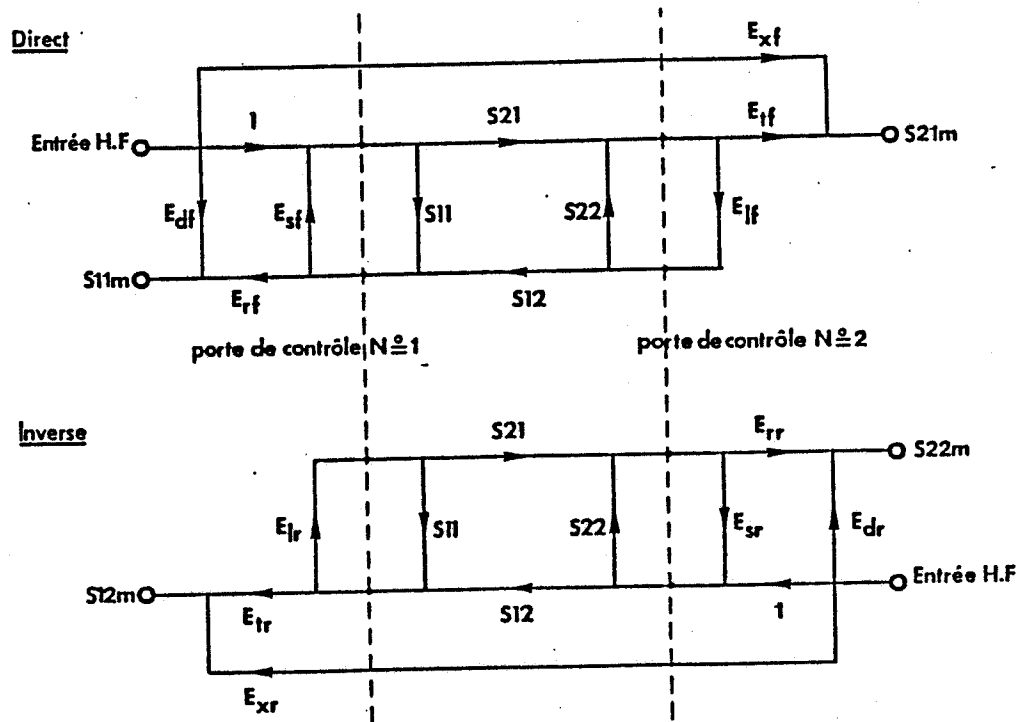


Figure 9 : Schéma équivalent d'erreur de l'analyseur de réseau

Dans ce but, nous donnerons une représentation schématique du TEC monogrille dont nous nous efforcerons de déterminer la valeur des différents éléments constitutifs.

Ces éléments seront déterminés par des mesures en micro-ondes utilisant classiquement un analyseur de réseau.

Nous allons donc, au préalable, présenter succinctement la méthode de mesure à l'analyseur de réseau.

#### 1.2.4.1 Matériel de mesure - Correction des erreurs

La caractérisation hyperfréquences du monogrille s'effectue commodément et précisément par utilisation d'un analyseur de réseau qui mesure les paramètres de dispersion  $S_{ij}$  du quadripôle équivalent au composant semi-conducteur. Nous utilisons au laboratoire l'analyseur de réseau Hewlett Packard type HP 8510 dans la bande 1,5 à 20 GHz.

Les coupleurs, les commutateurs et les charges  $50 \Omega$  de l'analyseur présentent un comportement d'autant moins idéal que la fréquence est élevée. Toutefois, il est possible de corriger ces défauts. Pour cela, nous utilisons la procédure de correction qui consiste en un graphe de calibrage en sens direct et en sens inverse (figure 9).

La détermination des différents termes d'erreur passe par une calibration utilisant un ensemble de test comprenant un circuit ouvert, un court circuit, une charge  $50 \Omega$  et une ligne de transmission. Cette calibration est effectuée dans la totalité de la gamme des fréquences utilisées.

En conséquence, il sera possible, en défalquant les termes d'erreur, de déterminer précisément les paramètres S du quadripôle mesuré.

Cette méthode fonctionne bien pour des quadripôles en structure coaxiale, mais, lorsque l'on veut mesurer des composants montés en structure microruban, comme le boîtier que nous utilisons, il est nécessaire de tenir compte de la transition coaxiale (APC7) - microruban. Pour cela, on calibre une seconde fois en structure microruban. On utilise alors deux boîtiers de référence :

- Un boîtier dans lequel le transistor est remplacé par un court-circuit.
- Un boîtier où le transistor est remplacé par une ligne de transmission.

Par hypothèse, les quadripôles d'erreur correspondent à de simples lignes à pertes et on admet que les réflexions sont négligeables. Ceci est bien vérifié dans le cadre de notre boîtier (figure 4)

S11		S12		S21		S22	
-5,97 dB	-130.16°	-18.38 dB	52°.18	8.45 dB	56.33°	-12.28 dB	-47.15°

Tableau 2 : Paramètres  $S_{ij}$  mesurés à 10 Ghz pour le NE673  
( $V_{gs} = 0$  v ;  $V_{ds} = 3$  v).

Fr (GHz)	K	MAG (dB)	MSG (dB)
2	0.4	-	21.65
3	0.59	-	19.78
4	0.73	-	18.43
5	0.89	-	17.35
6	1.2	14	16.72
7	1.22	12.9	15.72
8	1.22	12.04	14.88
9	1.24	11.19	14.13
10	1.23	10.54	13.42
11	1.29	9.55	12.79
12	1.26	9.19	12.26
13	1.2	9.03	11.72

Tableau 3 : évolution fréquentielle des performances en amplificateur du  
NE673 ( $V_{gs} = 0$  v ;  $V_{ds} = 3$  v).



jusqu'à la fréquence de 13 GHz. Nous sommes donc en mesure de déterminer les paramètres  $S_{ij}$  dans le plan du transistor en tenant compte des erreurs introduites d'une part par l'analyseur de réseau, et d'autre part par le dispositif de mesure.

## 1.2.5 Résultats expérimentaux

A titre d'exemple, nous présentons tableau 2, les paramètres  $S_{ij}$  du transistor NE673 mesurés à la fréquence de 10 GHz.

Cependant, pour l'utilisation en large bande de fréquence, la caractérisation des TECs au moyen des paramètres  $S$  est assez incommode. Il paraît donc intéressant de représenter le fonctionnement au moyen d'un schéma électrique équivalent dont nous proposons de déterminer la valeur des éléments.

Remarque : Classiquement, la connaissance des paramètres  $S$  permet de déduire les performances en amplificateur telles que le gain maximum disponible (MAG), le gain maximum stable (MSG) et le coefficient de stabilité ( $K$ ). Le tableau 3 présente les résultats prévisibles en fonction de la fréquence.

## 1.3 Caractérisation en régime linéaire et large bande de fréquence

### 1.3.1 Schéma électrique équivalent

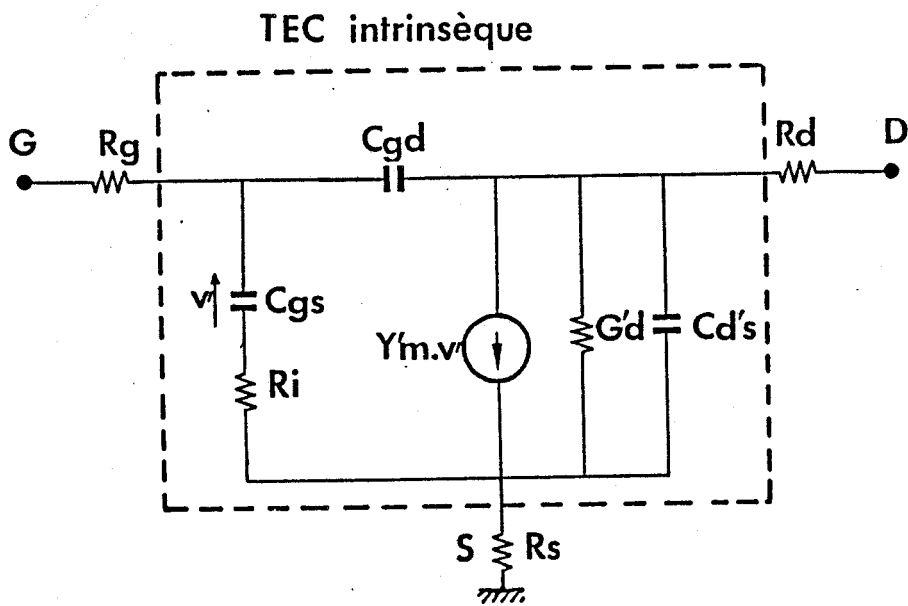
Autour d'un point de polarisation fixé par les tensions grille-source  $V_{gs}$  et drain-source  $V_{ds}$ , le TEC monogridde, considéré comme un quadripôle, peut être représenté par un schéma électrique équivalent.

Nous commencerons tout d'abord par rappeler le schéma assez complexe utilisé classiquement puis nous présenterons un schéma simplifié.

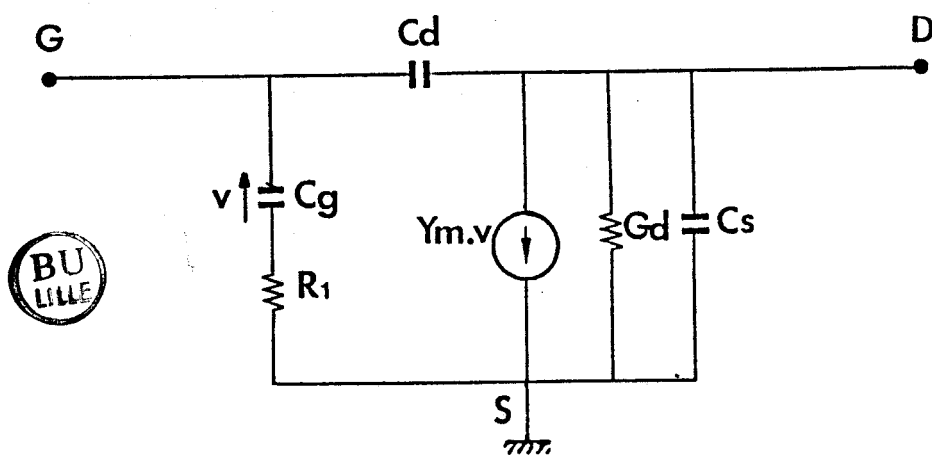
- **Schéma électrique équivalent (intrinsèque)**

Le schéma classiquement utilisé pour représenter le TEC monogridde en régime de saturation est représenté figure 10.a. Les éléments de ce schéma sont représentatifs des phénomènes physiques au sein du composant. Ce sont :





(a)



(b)

Figure 10 : Schéma électrique équivalent au TEC

a) classique ( $Y'm = g'm_0 e^{-j\omega\tau}$ )

b) simplifié ( $Y_m = g_m e^{-j\omega\tau}$ )

- $Y'm$  : la transmittance de module  $g'm_0$  et de retard  $\tau'$ , représentatif du temps de transit des porteurs dans le canal.
- $C_{gs}$  : la capacité grille-source.
- $R_i$  : la résistance de charge de  $C_{gs}$ .
- $C_{gd}$  : la capacité drain-grille.
- $R' = \frac{1}{g'd}$  : la résistance de canal.
- $C_d's$  : la capacité drain-source.
- $R_s, R_g$  et  $R_d$  : les résistances parasites.

Connaissant la valeur des éléments parasites  $R_s, R_g$  et  $R_d$  mesurés au préalable (§ 1.2.3.2), il est possible d'accéder aux valeurs des autres éléments du schéma électrique équivalent.

Pour cela, on transforme la matrice  $[S^*]$  en matrice  $[Z^*]$  puis on défalque l'influence des éléments parasites pour obtenir la matrice  $[Z]$  du composant intrinsèque. Ensuite il est aisé de transformer cette matrice  $[Z]$  en une matrice  $[Y]$ , dont on exprime les éléments en fonction des éléments du schéma électrique équivalent.

On accède ainsi aux valeurs des éléments du schéma électrique équivalent intrinsèque. Cette technique de détermination est présentée par ailleurs [4].

Cependant, la conception et l'optimisation des systèmes micro-ondes utilisant les transistors à effet de champ est difficile car le schéma électrique équivalent présenté est complexe, nécessitant la détermination de 10 éléments. C'est pourquoi nous proposons l'utilisation d'un schéma électrique simplifié.

#### • Schéma électrique équivalent simplifié (extrinsèque)

Ce schéma équivalent, dont la dualité avec le schéma présenté précédemment a été montrée par Minasian [5], est présenté figure 10.b. Les éléments de ce schéma intègrent dans leur valeur l'influence des résistances parasites  $R_s, R_g$  et  $R_d$ . Son intérêt réside dans son plus petit nombre d'éléments à déterminer.

Aux fréquences modérées, on peut négliger l'influence des selfs et des capacités parasites. Il est possible d'exprimer simplement la matrice admittance en fonction des éléments du schéma :

$$Y_{11} = \omega^2 C_g^2 R_1 / D + j \omega (C_g / D + C_d) \quad (1-15)$$

$$Y_{12} = -j \omega C_d \quad (1-16)$$

	extrinsèque	intrinsèque
gm (ms)	66.3	71
gd (ms)	5.68	5.66
Cgs (pF)	0.28	0.29
Cgd (pF)	0.04	0.04
Ri ( $\Omega$ )	5.3	11
$\tau$ (ps)	8.0	5
Cds (pF)	0.04	0.10

**Tableau 4 :** valeur des éléments du schéma équivalent du NE 673 mesurés dans la bande 2 à 4 GHz ( $V_{gs} = 0$  v ;  $V_{ds} = 3$  v).



$$Y_{21} = \frac{gm \cdot e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega CgR_1} - j\omega Cd \quad (1-17)$$

$$Y_{22} = Gd + j\omega(Cd + Cs) \quad (1-18)$$

avec

$$D = 1 + (\omega \cdot Cg \cdot R_1)^2 \quad (1-19)$$

Pour un transistor de longueur de grille comprise entre 0.25  $\mu\text{m}$  et 1  $\mu\text{m}$ , la capacité  $Cg$  est faible, inférieure à 0,4 pF. Par conséquent, si la fréquence demeure inférieure à quelques GHz on peut effectuer les simplifications suivantes :

$$D \# 1$$

$$\omega\tau \# 0$$

Ce qui permet d'écrire :

$$Y_{11} \# \omega^2 Cg^2 R_1 + j\omega(Cg + Cd) \quad (1-20)$$

$$Y_{12} \# -j\omega Cd \quad (1-21)$$

$$Y_{21} \# gm - j\omega(Cd + gm(R_1 Cg + \tau)) \quad (1-22)$$

$$Y_{22} \# Gd + j\omega(Cd + Cs) \quad (1-23)$$

En pratique, on mesure la matrice de dispersion  $S$ , puis on en déduit la matrice admittance  $Y$  qui permet d'accéder à la valeur des différents éléments.

$$Cd = -\frac{1}{j\omega} I(Y_{12}) \quad (1-24)$$

$$Cg = \frac{1}{j\omega} I(Y_{11} + Y_{12}) \quad (1-25)$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega^2 Cg^2} R(Y_{11}) \quad (1-26)$$

$$gm = R(Y_{12}) \quad (1-27)$$

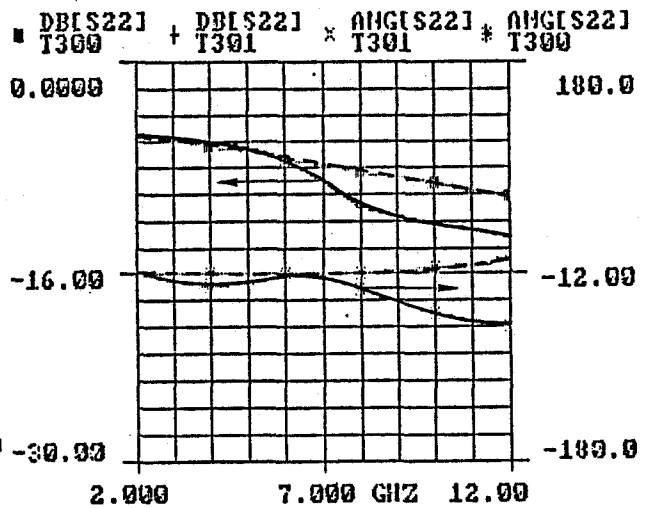
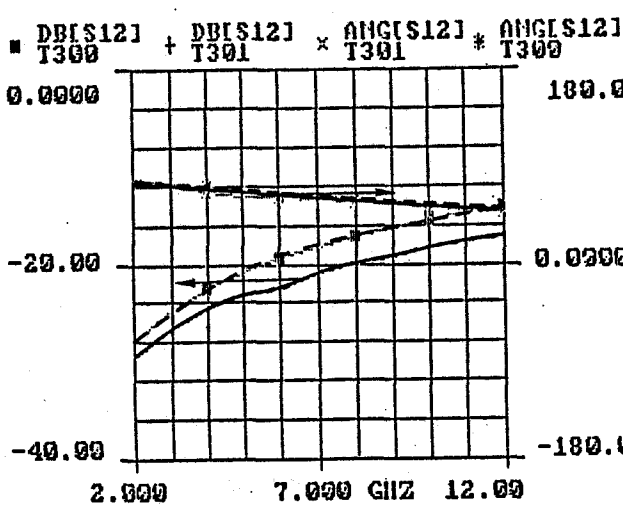
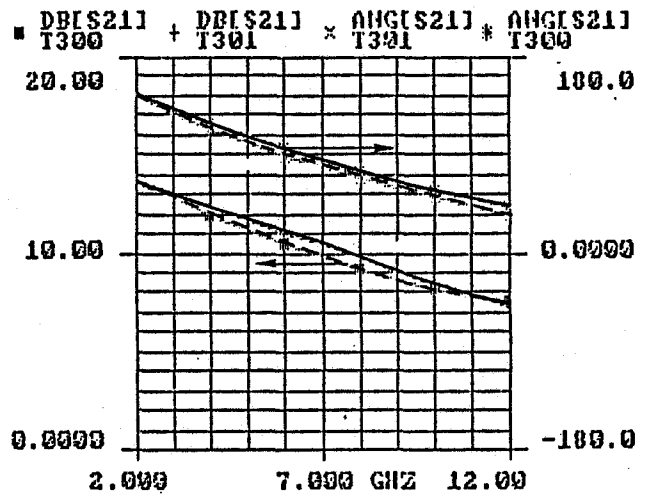
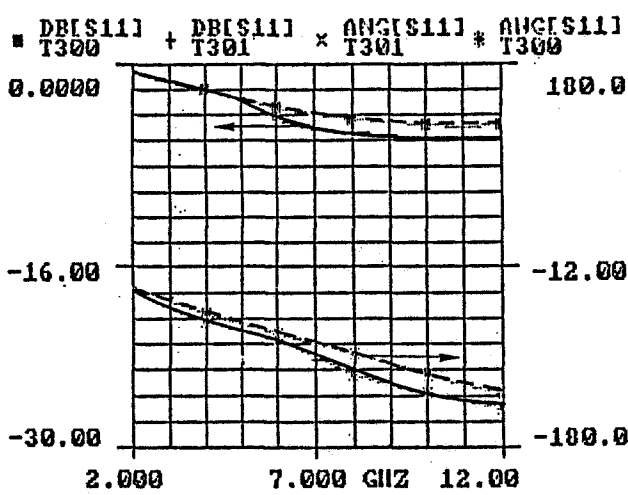


Figure 11 : Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (- -) pour le NE 673  
 ( $V_{gs} = 0 \text{ v}$  ;  $V_{ds} = 3 \text{ v}$ ).

$$\tau = \frac{1}{gm} \left[ -\frac{1}{j\omega} I(Y_{21} + Y_{12}) \right] - R_1 C_g \quad (1-28)$$

$$G_d = \frac{1}{R} = R(Y_{22}) \quad (1-29)$$

$$C_s = \frac{1}{j\omega} I(Y_{22} + Y_{12}) \quad (1-30)$$

Cette méthode de détermination directe des éléments du schéma équivalent nécessite peu de temps calcul. Nous sommes donc capables de déterminer la valeur des éléments du schéma équivalent et, à fortiori, leur évolution en fonction des tensions de polarisation.

### 1.3.2 Résultats expérimentaux

Le tableau 4 donne la valeur des éléments du schéma équivalent du NE673. Ces valeurs sont déduites de la mesure des paramètres S dans la bande 2 à 4 GHz. Nous y avons fait figurer la valeur des éléments des schémas intrinsèques et extrinsèques.

### 1.3.3 Validation

Sur la figure 11, nous comparons les évolutions à très large bande de fréquence des paramètres S mesurés avec ceux prévus par le logiciel de simulation TOUCHSTONE de EEsof utilisant le schéma simplifié de la figure 10.b. Il apparaît que le schéma simplifié s'avère parfaitement valable jusqu'à 12 GHz.

Après avoir présenté la caractérisation à très large bande de fréquence et en régime linéaire de fonctionnement, nous présentons à présent la caractérisation classiquement utilisée dans le cas du régime non linéaire.

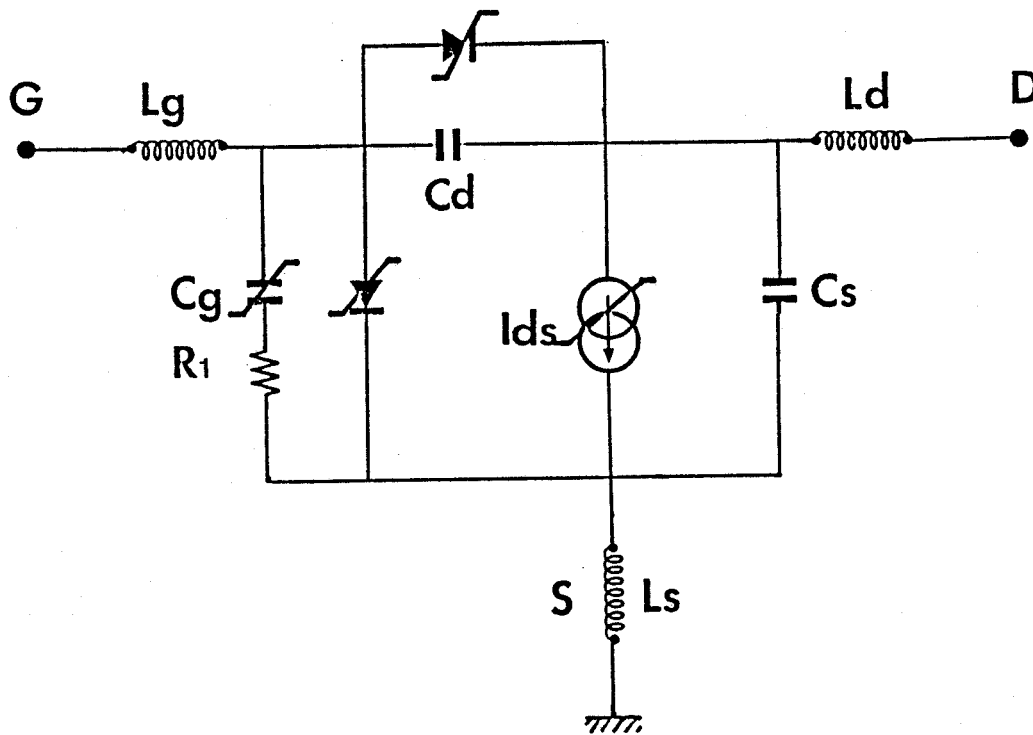


Figure 12 : Schéma électrique équivalent utilisé en régime non linéaire.

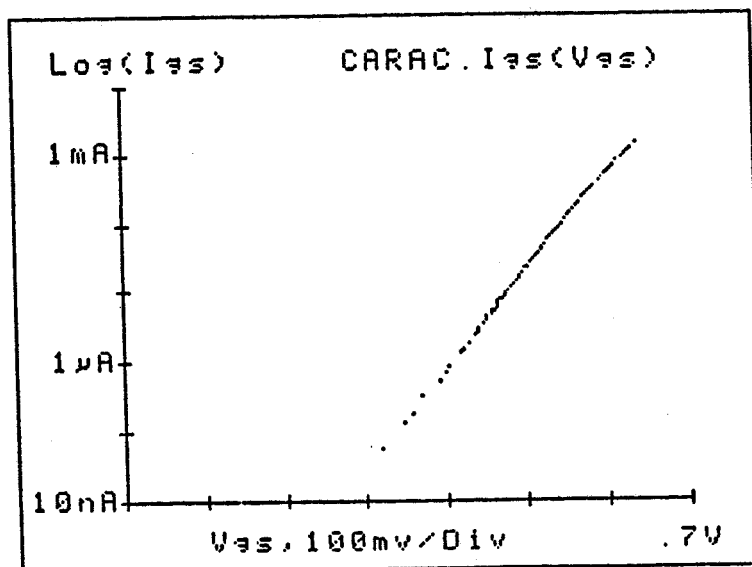


Figure 13 : Caractéristique de la jonction schottky du NE 673

## 1.4 Caractérisation classique en régime non linéaire

Nous présentons la méthode généralement employée pour caractériser le TEC en régime non linéaire de fonctionnement. Elle utilise un schéma équivalent non linéaire dans lequel les différents éléments ont une valeur dépendante des tensions instantanées de grille et de drain.

### 1.4.1 Schéma électrique équivalent non linéaire

Considérons le schéma de la figure 12 précédemment utilisé en régime linéaire. Il est possible de généraliser son utilisation au cas du régime non linéaire en considérant classiquement quatre non-linéarités [6]. Ces éléments non-linéaires ayant pour origine :

- NL1 : l'évolution non-linéaire de la capacité  $C_g$  en fonction de la tension de polarisation  $V_{gs}$ .
- NL2 : le courant grille-source en polarisation directe du contact Schottky.
- NL3 : le courant drain-source en polarisation directe du contact Schottky.
- NL4 : la dépendance non linéaire du courant drain en fonction des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ .

Nous présentons les différentes méthodes de mesure qui permettent de caractériser l'évolution non linéaire des divers éléments.

### 1.4.2 Détermination des principales non linéarités

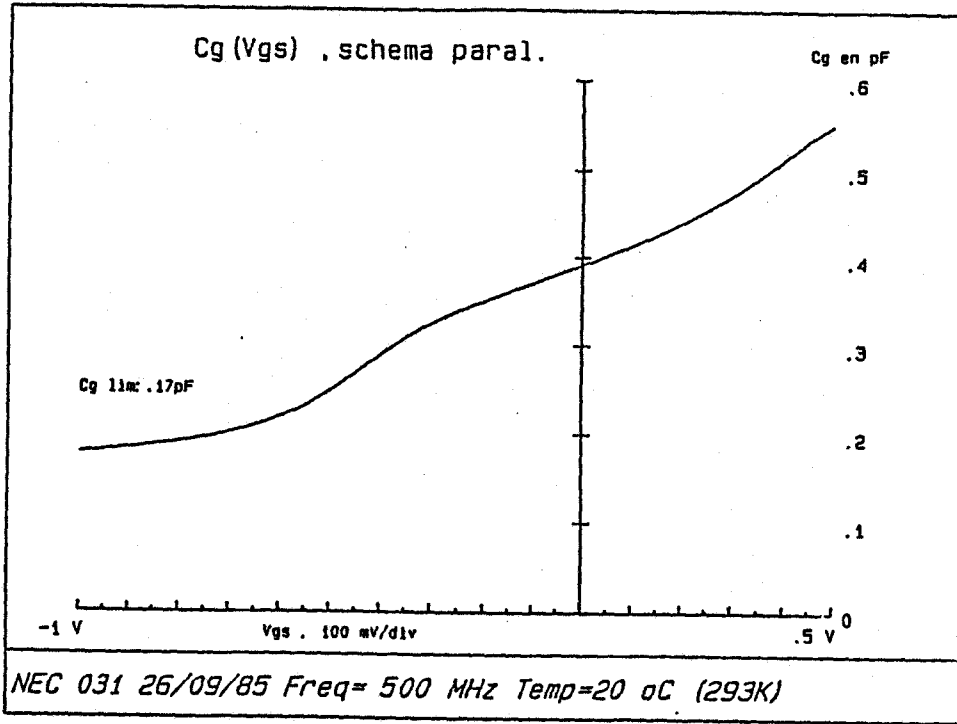
- **Caractérisation de la jonction Schottky**

Il suffit de mesurer à tension drain-source nulle l'évolution du courant grille-source  $I_{gs}$  lorsque l'on polarise la grille par une tension  $V_{gs}$  positive. On obtient alors l'allure typique représentée figure 13.

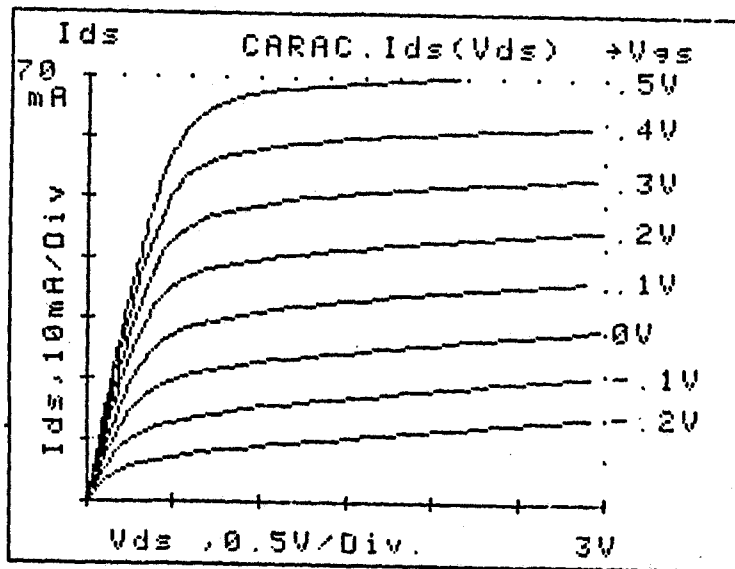
- **Mesure de  $C_g$  ( $V_{gs}$ )**

La mesure de  $C_g$  ( $V_{gs}$ ) s'effectue classiquement à partir de la mesure de la phase du coefficient de réflexion à l'entrée du composant à tension drain-source nulle. La mesure est faite à la fréquence de 500 MHz au pont réflectométrique. Nous présentons, figure 14, le résultat obtenu pour le transistor NE673.





**Figure 14 :** Evolution de la capacité Cg fonction de Vgs du NE 673



**Figure 15 :** Caractéristique de transfert et de sortie mesurée en continu pour le NE 673.

- **Relevé des caractéristiques  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ )**

La mesure de la caractéristique de transfert et de sortie du composant s'effectue généralement soit en continu, soit en impulsion.

- Mesure en continu :

- Nous présentons figure 15 le réseau de caractéristiques obtenu de cette manière pour le NE673.

- Mesure en impulsions :

- Elle consiste à appliquer sur le transistor des impulsions de très courtes durées (typiquement  $1 \mu s$ ) et d'effectuer au moyen d'un oscilloscope la mesure des valeurs instantanées du courant drain  $I_{ds}$  et des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , ces tensions étant données par deux générateurs d'impulsions synchrones et en phase

## 1.5 Non validité de la caractérisation classique

Les méthodes actuelles de détermination de la caractéristique courant-tension du contact Schottky de grille et de la capacité grille source  $C_g$  présentées nous paraissent suffisamment précises. Par contre, les méthodes actuelles de détermination de la caractéristique  $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$  nous paraissent beaucoup trop approchées. Ainsi :

- Concernant les mesures en impulsion :

- Ces mesures sont souvent imprécises car effectuées au moyen d'un oscilloscope.

- Si l'on s'affranchit bien des effets thermiques différentiels en utilisant des impulsions de courtes durées, le composant est cependant mesuré à une température moyenne constante correspondant à la polarisation utilisée. Remarquons que cette température est généralement différente de celle d'utilisation pratique.

- Concernant les mesures en continu :

- Les effets thermiques se manifestent à la fois sur les mesures en statique et sur les mesures en différentiel. Il en résulte que les pentes des courbes sont correctes en continu mais erronées en micro-ondes.

- Les pièges et centres de recombinaison en surface et en fond de canal conducteur se manifestent à fréquence relativement basse (inférieure à 500 MHz). Il en résulte qu'un relevé à fréquence faible donne des mesures différentielles erronées pour un fonctionnement en micro-ondes.

En résumé, si la plupart des auteurs déterminent le générateur de courant  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) en continu, cette méthode nous paraît inadéquate pour décrire le fonctionnement du composant en micro-ondes.

## 1.6 Nouveau mode de caractérisation en régime non linéaire

Nous proposons une méthode originale de détermination de la caractéristique  $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$  basée sur des mesures de  $g_m$  et de  $g_d$  effectuées en hyperfréquences. Cette méthode sera ensuite validée.

### 1.6.1 Principe

Le développement en série de Taylor du courant drain à partir du pincement s'écrit :

$$I_{ds}(V_{gs}) - I_{ds}(-V_p) = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} dV_{gs} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} dV_{ds} + \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} \frac{(dV_{gs})^2}{2!} + \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds}^2} \frac{(dV_{ds})^2}{2!} + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}} dV_{gs} dV_{ds} + \dots \quad (1-31)$$

Si l'on suppose connus les différents coefficients de ce développement, il apparaît possible de déterminer la valeur du courant drain  $I_{ds}$  par intégration.

$$I_{ds}(V_{gs}) \Big|_{V_{ds}} = \int_{-V_p}^{V_{gs}} \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{g's}} dV_{g's} + \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{g's}^2} \frac{(dV_{g's})^2}{2!} + \dots \quad (1-32)$$

ou

$$I_{ds}(V_{ds}) \Big|_{V_{gs}} = \int_{-V_p}^{V_{ds}} \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{d's}} dV_{d's} + \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{d's}^2} \frac{(dV_{d's})^2}{2!} + \dots \quad (1-33)$$

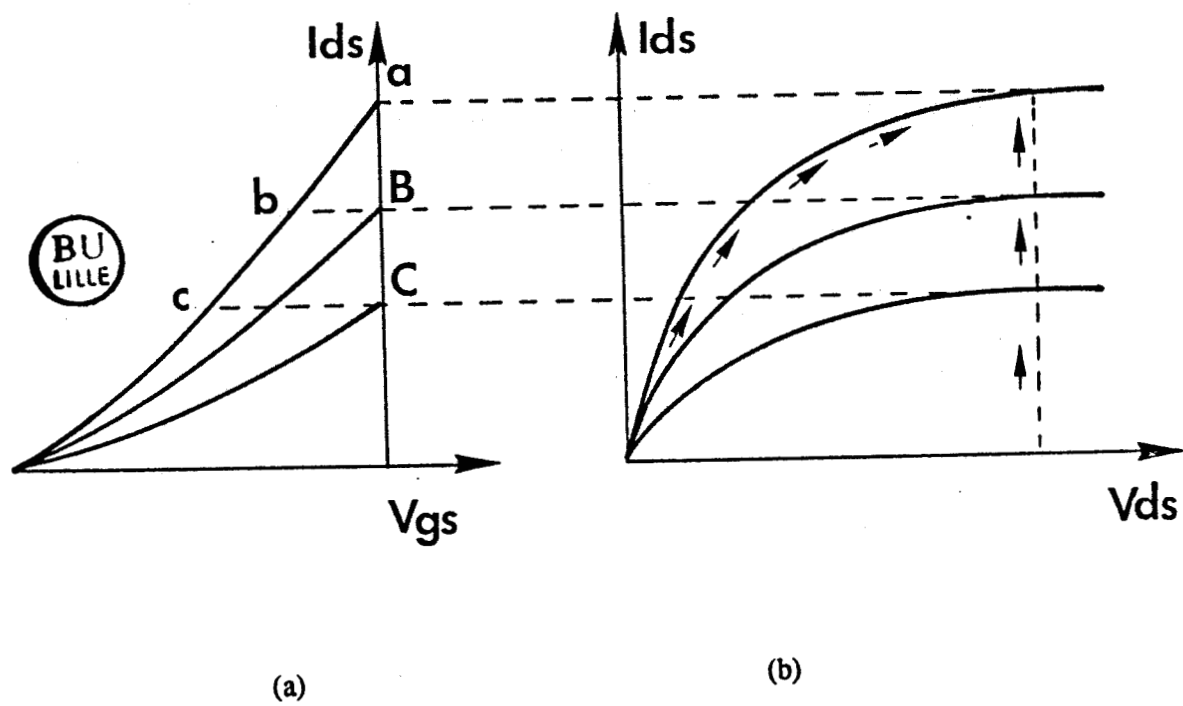
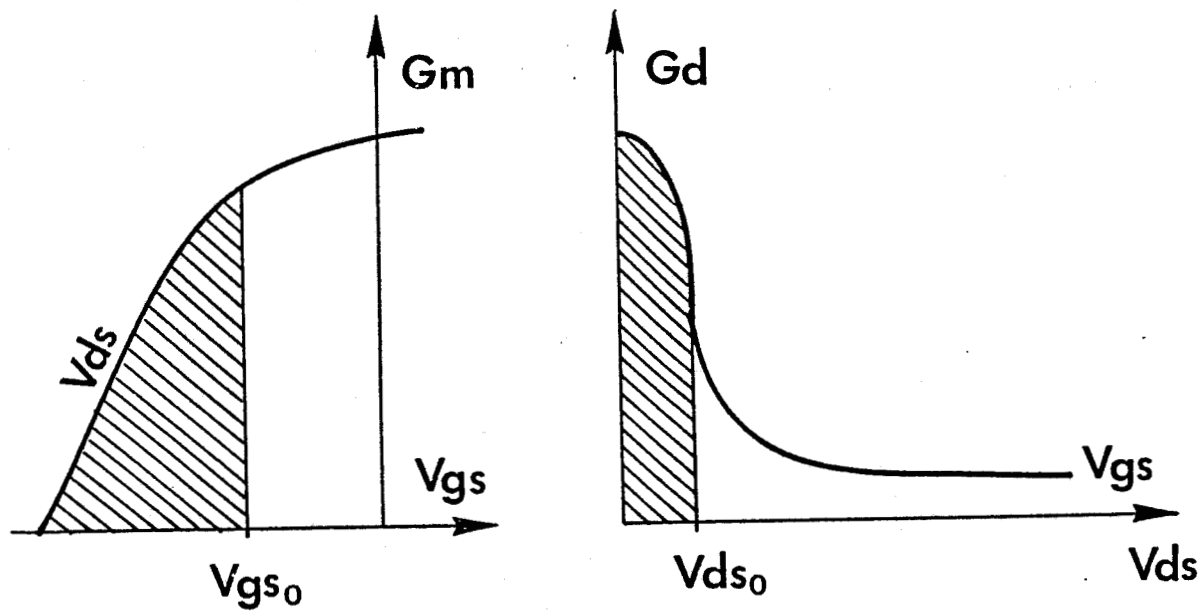
Avec la condition de cohérence à satisfaire

$$\frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right) \equiv \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right) \quad (1-34)$$

Or il est possible d'accéder expérimentalement à certaines dérivées partielles, ce sont :

- \*  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}$  qui représente la transconductance  $g_m$ .
- \*  $\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}}$  qui représente la conductance de sortie  $g_d$ .

Par conséquent, en se limitant aux termes du premier ordre, il est possible de déterminer la



**Figure 16 :** Détermination du courant drain  $I_{ds}$   
 a) à partir de  $g_m$  ( $V_{gs}$ )  
 b) à partir de  $g_d$  ( $v_{ds}$ )

valeur du courant drain par une intégration numérique et en utilisant un pas de calcul suffisamment faible. Pour cela, on utilise :

- soit la mesure de la transconductance  $g_m$  (d'après I.3) fonction de la tension  $V_{gs}$ .

$$I_{ds}(V_{gs_i}) \Big|_{V_{ds}} \# \sum_{k=1}^i g_m(V_{g's_k}) \Delta V_{g's_k} \quad (1-35)$$

Une évolution typique de  $g_m$  est montrée sur la figure 16.a.

- soit la mesure de la conductance de sortie  $g_d$  (d'après I.3) fonction de la tension  $V_{ds}$

$$I_{ds}(V_{ds_i}) \Big|_{V_{gs}} \# \sum_{k=1}^i g_d(V_{d's_k}) \Delta V_{d's_k} \quad (1-36)$$

Une courbe typique d'évolution du  $g_d$  est présentée figure 16.b.

Avec, de plus, la condition de cohérence qui peut s'écrire :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) \equiv I_{ds}(V_{gs}) \Big|_{V_{ds}} \equiv I_{ds}(V_{ds}) \Big|_{V_{gs}} \quad (1-37)$$

Ainsi les relations précédentes, appliquées à partir, soit de  $V_{gs} = -V_p$ , soit de  $V_{ds} = 0$  v, nous permettent de déterminer de proche en proche la totalité de la caractéristique courant-tension  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ .

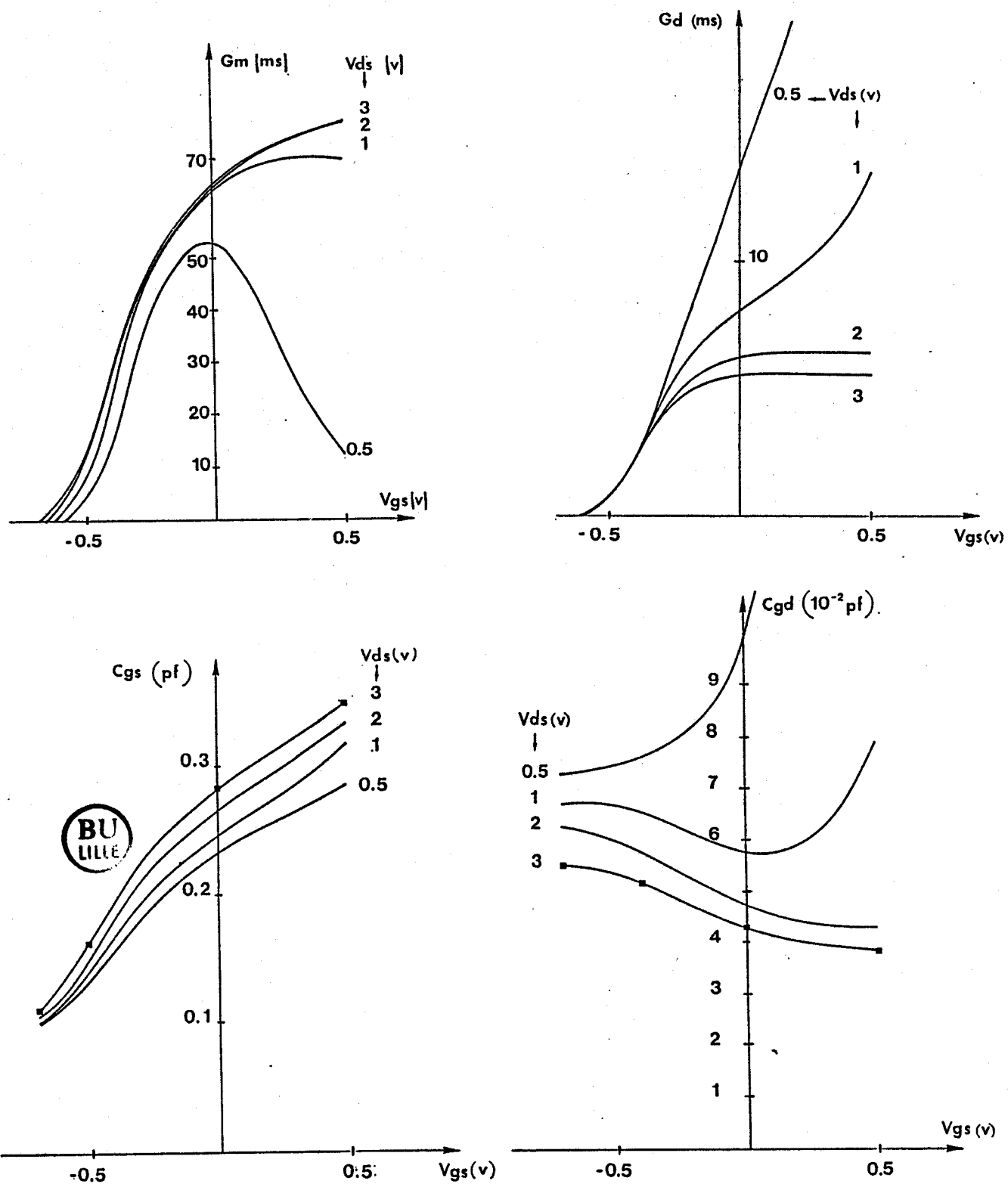
En ce qui nous concerne, nous avons préféré utiliser la mesure de  $g_m$ , ceci pour deux raisons essentielles :

- la mesure de  $g_m$  est plus précise que celle de  $g_d$ . En particulier à tension drain faible, des erreurs importantes peuvent être commises sur la mesure de la conductance de sortie qui évolue rapidement avant de se saturer.
- $g_m$  est sans aucun doute le paramètre le plus important puisqu'il conditionne très fortement le comportement du composant en hyperfréquences à la fois en linéaire (amplification petits signaux) et en régime violemment non linéaire (mélange).

En résumé, notre méthode originale d'obtention de la caractéristique de sortie utilise un processus d'intégration numérique des valeurs de la transconductance  $g_m$  mesurées en hyperfréquences.

Remarquons que ce mode de détermination s'avère incapable de décrire le fonctionnement en régime continu, comme le font la plupart des auteurs, c'est-à-dire la détermination du point de polarisation.

Par contre, il permet de décrire de façon relativement exacte le fonctionnement en micro-ondes



**Figure 17 :** Evolutions des principaux éléments du schéma électrique équivalent déterminées à partir des mesures dans la bande 2.4 GHz pour le NE 673.

du composant et donc de prévoir assez justement les performances des systèmes hyperfréquences réalisés à partir de ce composant. C'est la raison pour laquelle nous lui accordons notre préférence.

Cependant une caractérisation complète peut s'envisager :

- d'une part en continu, de façon traditionnelle,
- d'autre part en micro-ondes, par la méthode que nous suggérons.

### **1.6.2 Validation - Application**

Nous proposons, tout d'abord, de montrer la validité du schéma électrique équivalent proposé en régime non linéaire. Ensuite, nous appliquons notre méthode de détermination du générateur représentatif du courant drain.

- **Validation**

Nous présentons figure 17 les courbes d'évolution expérimentale des principaux éléments du schéma électrique équivalent en fonction des tensions de polarisation  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Ces valeurs mesurées sont ensuite introduites dans le logiciel d'analyse de circuit "TOUCHSTONE" qui indique l'évolution théorique des paramètres S à la fréquence de 10 GHz pour le schéma électrique que nous proposons.

Nous comparons sur les figures 18 et 19 les évolutions expérimentales aux évolutions prévues par notre schéma. Le bon accord observé montre la validité du schéma utilisé pour représenter le comportement en régime non linéaire du composant à fréquence élevée.

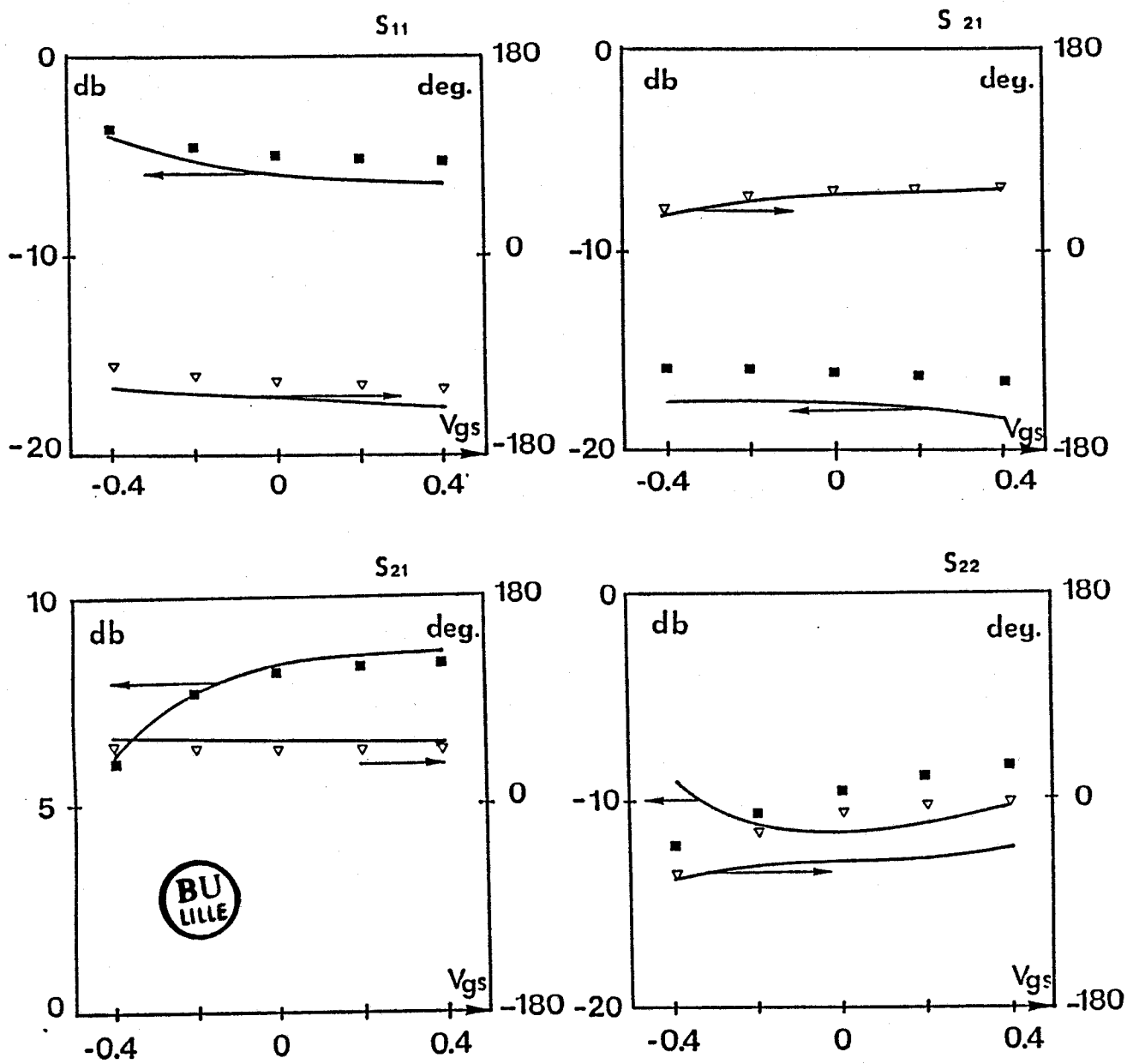


Figure 18 : Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (■▽) du NE 673 en fonction de la tension grille-source  $V_{gs}$  pour  $V_{ds} = 3$  v - ( $f = 10$  GHz).



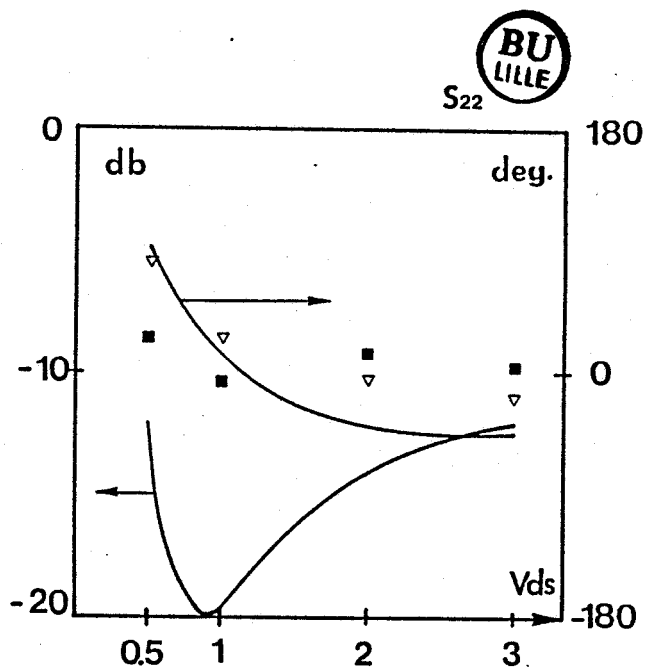
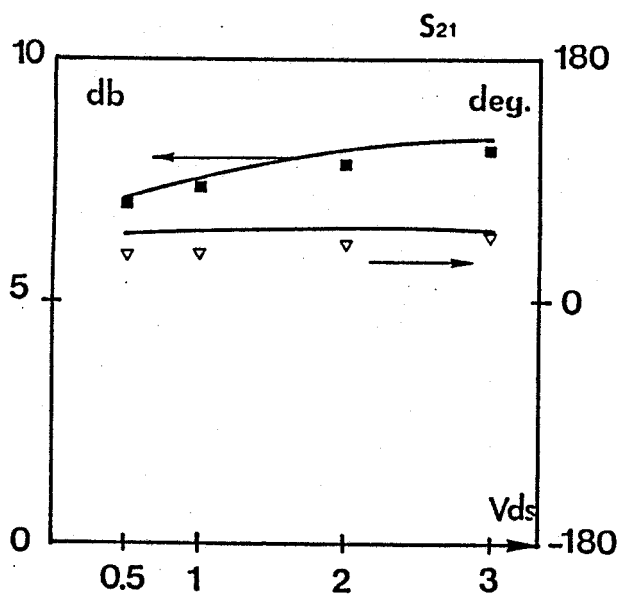
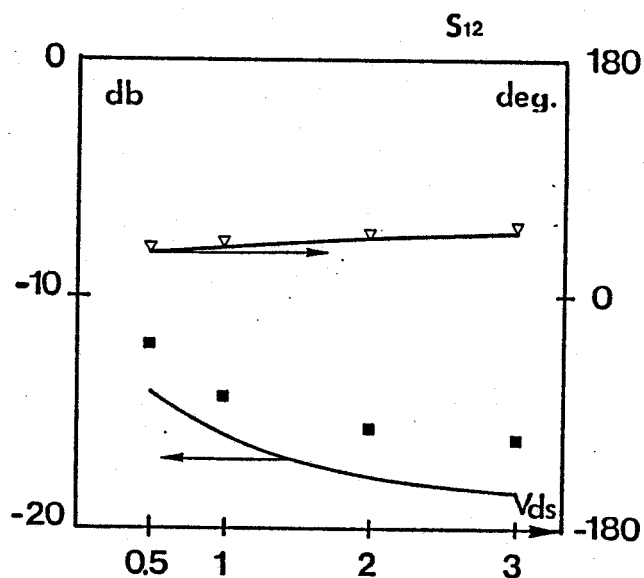
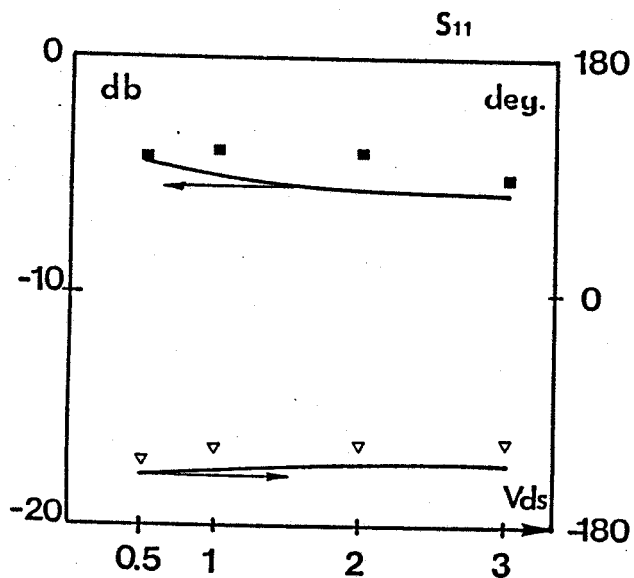
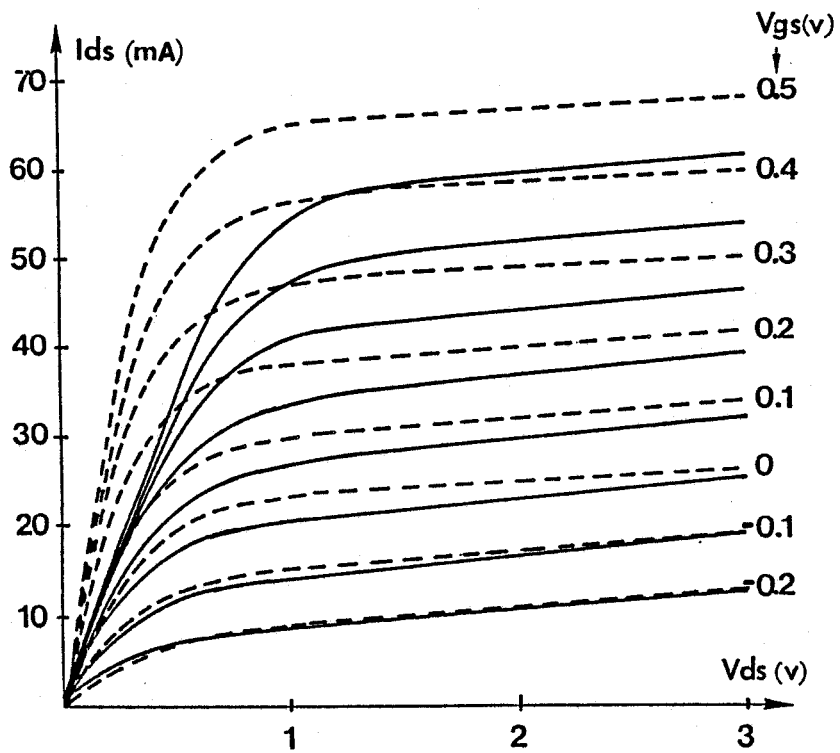


Figure 19 : Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (---) du NE 673 en fonction de la tension drain-source  $V_{ds}$  pour  $V_{gs} = 0$  v ( $f = 10$  GHz).



**Figure 20 :** Comparaison des réseaux  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) pour le NE 673

--- mesuré en continu

— déduit des mesures en hyperfréquences.

• Application

Nous appliquons notre méthode à la détermination de la caractéristique quasistatique  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) du transistor NE673. Elle s'obtient à partir de l'évolution mesurée présentée figure 17.

$$I_{ds}(V_{gs_i}) \Big|_{V_{ds}} \approx \sum_{k=1}^i g_m(V_{g's_k}) \Delta V_{g's_k} \quad (1-38)$$

La transconductance  $g_m$  était mesurée en hyperfréquences (bande 2 à 4 GHz) avec un incrément faible de 0.1 v pour la tension  $V_{gs}$  et de 0.2 v pour la tension  $V_{ds}$ .

Le réseau quasistatique ainsi obtenu est présenté sur la figure 20. Accessoirement et, bien que les deux caractéristiques soient fondamentalement différentes, nous présentons sur cette figure le réseau issu des mesures en continu. La différence très nette observée entre les deux réseaux montre la non-validité des mesures en continu pour effectuer la caractérisation micro-ondes du composant.

## 1.7 Conclusion

Après avoir rappelé la méthode classique de relevé des caractéristiques  $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ , nous avons montré son insuffisance pour décrire le fonctionnement du composant en micro-ondes.

Au contraire, notre nouvelle méthode, basée sur des mesures en hyperfréquences, est parfaitement capable de rendre compte du comportement micro-ondes des composants. Un tel résultat nous paraît tout à fait intéressant si l'on veut être en mesure de prévoir les performances des systèmes hyperfréquences basés sur l'utilisation de tels composants. En outre, sa mise en oeuvre est simple et utilise des mesures précises effectuées à l'analyseur de réseaux dont sont équipés la plupart des laboratoires.

En conclusion, notre méthode originale nous semble beaucoup mieux adaptée à la caractérisation précise, en micro-ondes des transistors à effet de champ utilisés en régime non linéaire.

## Bibliographie Chapitre 1

- [1] P. HOWER, G. BECHTEL  
"Current saturation and small signal characteristics of GaAs field effect transistors".  
IEEE trans. on Electron Devices, vol. ED-20, n° 3, pp. 213-220, (March 1973).
- [2] F. DIAMANT, M. LAVIRON  
"Measurement of the intrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current condition"  
Proc. 12 th European Microwave conference, (1982).
- [3] A. CAPPY  
"Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ : structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel"  
Thèse d'état, Lille, (1986).
- [4] G. DAMBRINE, A. CAPPY, E. PLAYEZ  
"Détermination rapide et précise du schéma équivalent petit signal des transistors à effet de champ"  
Journées nationales micro-ondes, Nice, (1987).
- [5] R.A. MINASIAN  
"Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz"  
Electronics letters, Vol. 13, n° 18, pp. 549-551, (September 1977).
- [6] E. ALLAMANDO, N.E. RADHY, E. CONSTANT  
"Broadband high order frequency multipliers by using Dual-gate Mesfet's"  
Proc. 15 th European Microwave conference, Paris, (September 1985).



## **Chapitre 2**

**Caractérisation du TEC bigrille en micro-ondes et régime  
non linéaire**

## **Chapitre 2**

**Caractérisation du TEC bigrille en micro-ondes et régime  
non linéaire**

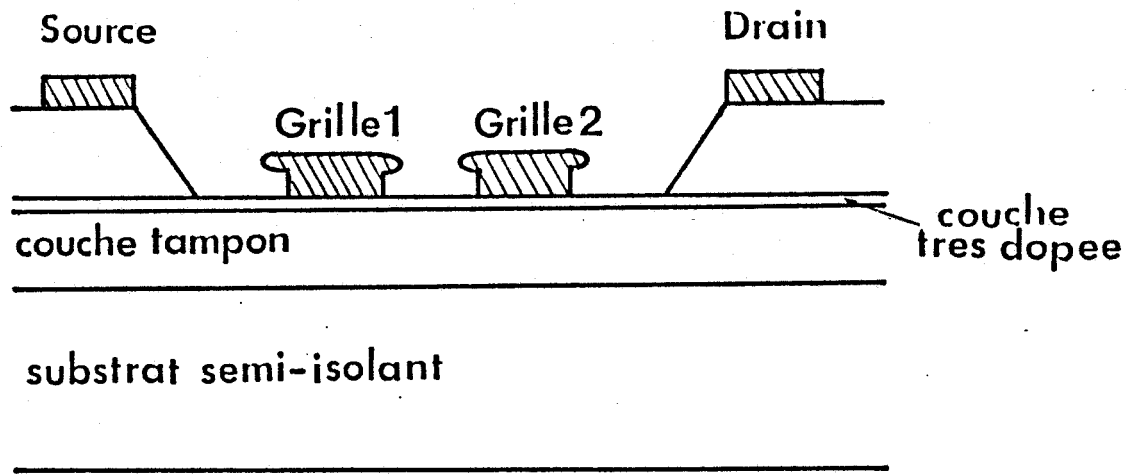


Figure 21 : Coupe de la structure semi-conductrice du bigrille.

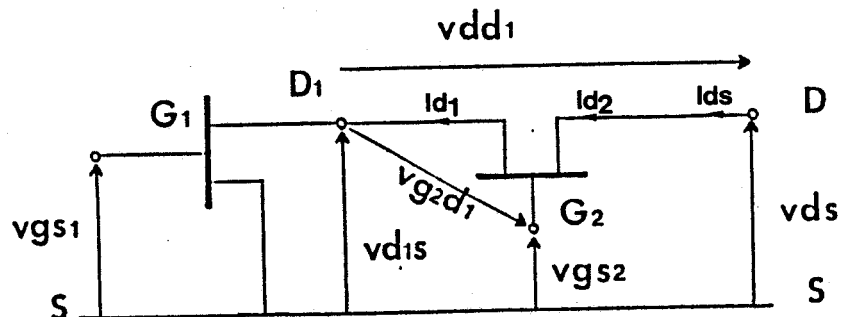
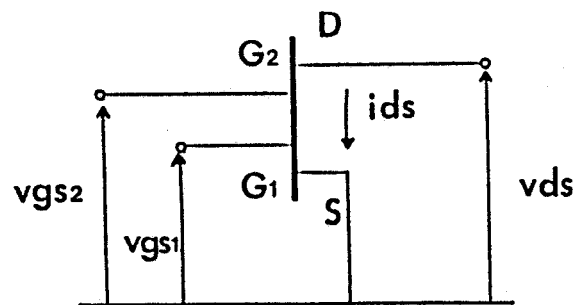


Figure 22 : Schéma électrique équivalent

## **Chapitre 2**

# **Caractérisation du TEC bigrille en micro-ondes et régime non linéaire**

### **2.1 Introduction**

Nous nous proposons d'utiliser les méthodes de mesure décrites au chapitre précédent pour caractériser le transistor bigrille.

Nous commençons tout d'abord par rappeler la constitution technologique du bigrille puis nous nous attachons à mesurer les éléments parasites qui sont en partie inhérents à la monture utilisée pour sa caractérisation.

Le bigrille peut être considéré comme résultant de l'association de deux monogrilles. Dès lors, la caractérisation du bigrille se ramène à celle de chacun des deux monogrilles constitutifs. Nous présentons tout d'abord cette méthode de caractérisation. Ensuite, nous montrerons son insuffisance à décrire le fonctionnement du bigrille en régime non linéaire.

En conséquence, la dernière partie de ce chapitre portera sur une nouvelle méthode de caractérisation du bigrille valable en hyperfréquences et en régime non linéaire. Cette méthode originale dérive de celle présentée au chapitre précédent pour le monogrille.

### **2.2 Le composant et sa monture associée**

#### **2.2.1 Constitution technologique**

La constitution technologique du TEC bigrille est similaire à celle du monogrille. Simplement, il est ajouté dans l'espace source-drain un second contact Schottky formant la seconde grille (figure 21).



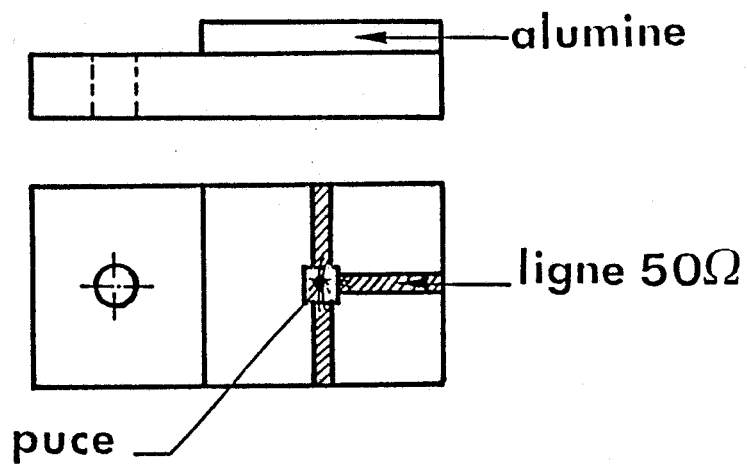


Figure 23 : Monture du composant bigrille en puce.

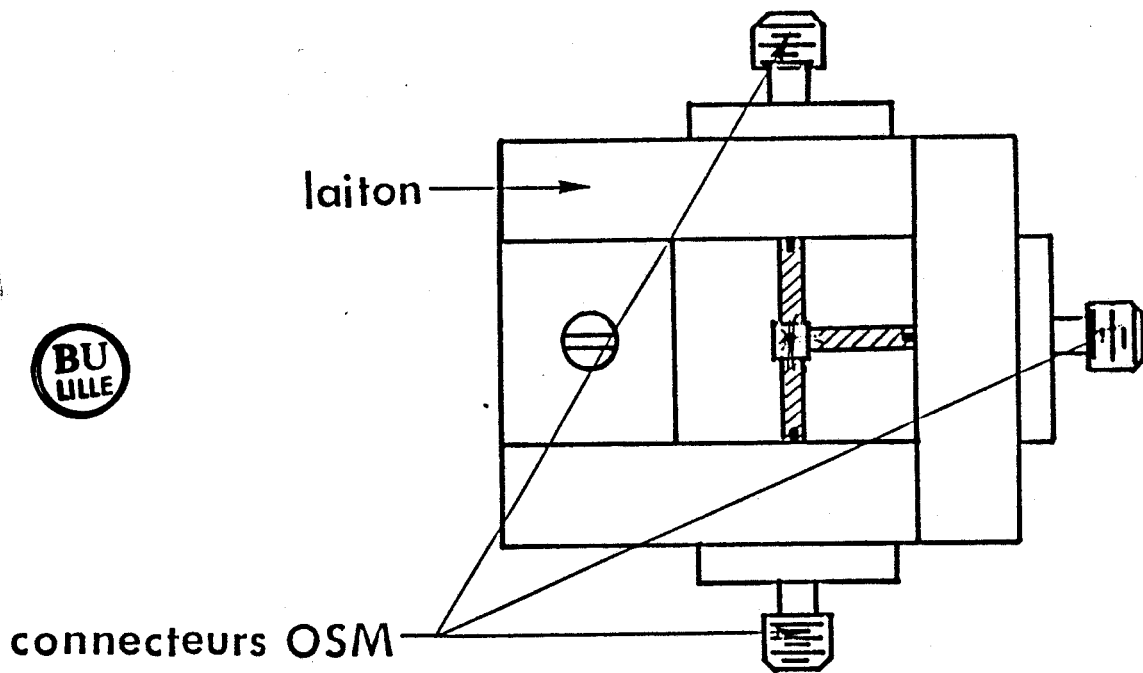


Figure 24 : Cellule de caractérisation recevant la monture (3 sorties OSM - 50 Ω)

Les grilles sont habituellement de longueurs égales dont la valeur, de l'ordre du micron, peut descendre jusqu'à  $0.5 \mu\text{m}$  (transistor DEXCEL type MPD 2716 distribué par GOULD).

La présence de cette seconde grille rend l'étude du double grille un peu plus complexe que celle du monogridde. Classiquement, on considère que le bigridde est équivalent à deux TECs simple grille, associés selon le montage cascode (figure 22). Des études, tant statiques que dynamiques [1] [2], ont montré la validité de cette hypothèse qui n'est mise en défaut que lorsque les zones de charge d'espace se recouvrent. Or ceci correspondrait à une distance intergrille inférieure à la hauteur  $h$  du canal conducteur, ce qui n'est jamais réalisé en pratique.

La configuration cascode (figure 22) permet d'établir les relations suivantes :

$$Id_1 = Id_2 = Ids \quad (2-1)$$

$$Vds = Vd_1s + Vd d_1 \quad (2-2)$$

$$Vg_2d_1 = Vg s_2 - Vd_1s \quad (2-3)$$

Par ailleurs, le composant bigridde est fourni sous forme de "puce". Il est donc nécessaire, pour l'utilisation pratique, de placer cette puce dans une monture (ou boîtier). Enfin, la caractérisation du composant (placé dans sa monture) sera effectuée au moyen d'une cellule de mesure recevant cette monture.

## 2.2.2 Monture et cellule de mesure

Le boîtier -ou monture- utilisé précédemment pour le monogridde n'est pas utilisable pour le bigridde qui, utilisé en configuration hexapôle, nécessite trois accès hyperfréquences.

En conséquence, nous avons choisi d'utiliser la monture employée par Wyrwinsky [3] et représentée figure 23. Elle comporte trois lignes microruban  $50 \Omega$  réalisées sur substrat en alumine et présentant une configuration en forme de T.

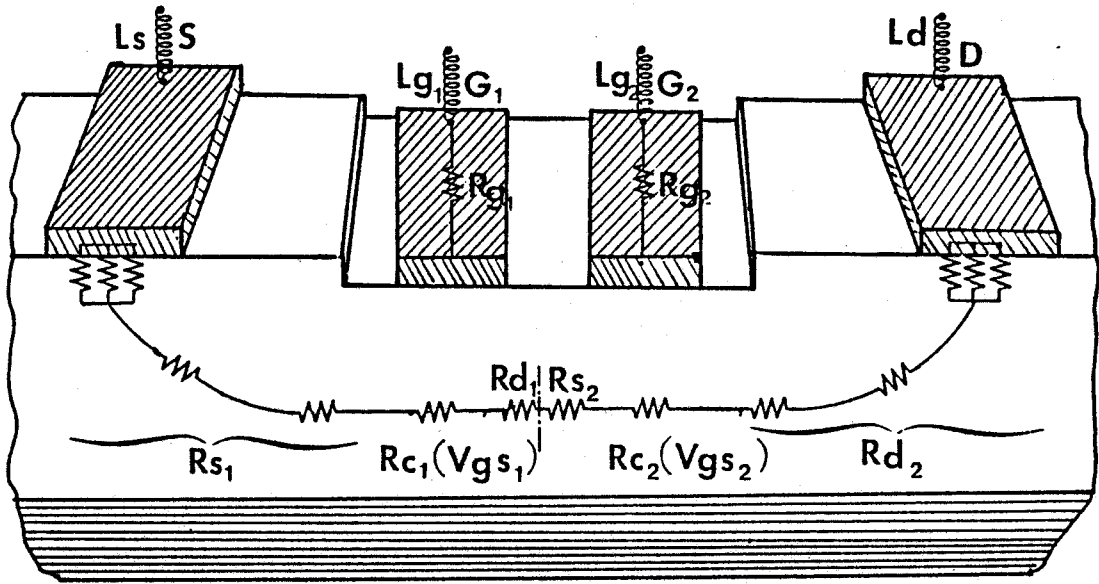


Figure 25 : Origine des éléments parasites  
 $R_{ab} = R_{d1} + R_{s2}$



Comme pour le monogrigle, la liaison entre le composant et le boîtier est assurée par des fils thermocompressés de diamètre 25  $\mu\text{m}$ .

Ce boîtier, portant la puce est alors placé dans une cellule de mesure en laiton munie de 3 connecteurs de type OSM (figure 24).

Afin de s'assurer de la qualité de notre cellule, nous avons effectué des tests similaires à ceux présentés au § 1.2.2 pour le boîtier du monogrigle. Les pertes mesurées aux fréquences utilisées demeurent du même ordre de grandeur.

Ici encore, nous devons tenir compte de la présence des fils de connexion qui se comportent comme des éléments parasites non négligeables, aux fréquences élevées. Il convient donc de les mesurer.

## 2.2.3 Mesure des éléments parasites

### 2.2.3.1 Origine

Le bigrigle étant composé de deux monogrigles, les éléments parasites du bigrigle sont en fait l'addition des éléments parasites appartenant à chaque monogrigle.

En dehors des self-inductances dues aux fils thermocompressés du côté source-Ls-, drain-Ld- et grilles  $Lg_1$ - $Lg_2$ -, nous trouvons les éléments résistifs (figure 25) suivants :

- .  $R_{s_1}$ ,  $R_{d_2}$  : les résistances de la couche épitaxiée comprise entre respectivement la grille 1 et la source puis la grille 2 et le drain.
- .  $R_{g_1}$ ,  $R_{g_2}$  : les résistances de métallisation des grilles 1 et 2.
- .  $R_{ab}$  : la résistance du canal présentée par la couche située entre les deux grilles.
- .  $R_{c_1}$  ( $V_{gs_1}$ )  
 $R_{c_2}$  ( $V_{gs_2}$ ) : les résistances du canal situé sous les grilles.

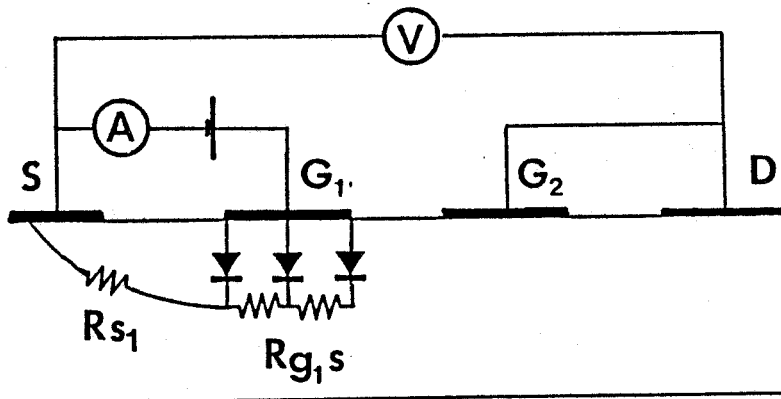


Figure 26 : Mesure de  $V_{d1s}$  ( $I_{g1s}$ )

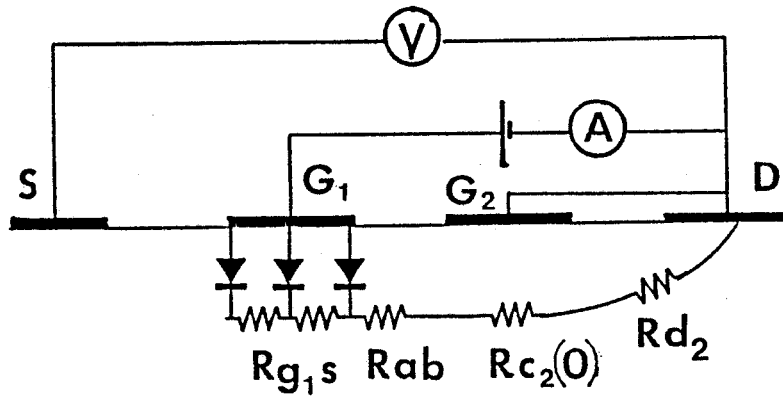


Figure 27 : Mesure de  $V_{ds}$  ( $I_{g1d}$ )

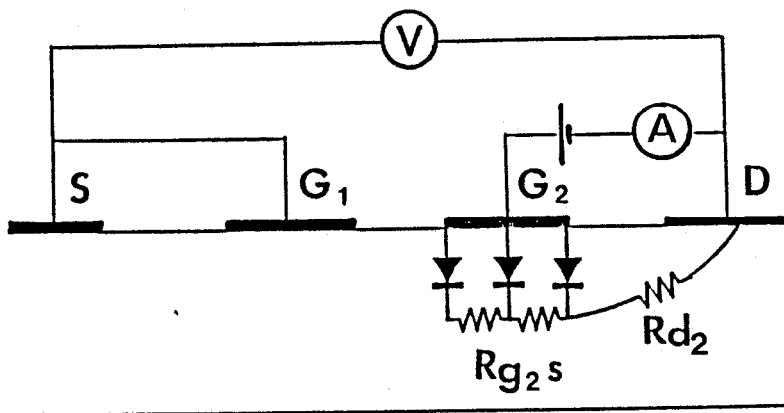


Figure 28 : Mesure de  $V_{ds}$  ( $I_{g2d}$ )

### 2.2.3.2 Mesure des résistances

La méthode utilisée précédemment dans le cas du simple grille (§ 1.1.1) éléments parasites résistifs est adaptée au bigrille [4].

- **Mesure de la résistance drain-source avec une polarisation de grille en direct**

-1ère configuration : On polarise la première grille en direct, la seconde grille étant reliée au drain.

Il suffit de relever la tension drain-source en fonction du courant grille  $I_{g1s}$  et  $I_{g1d}$ , la seconde grille étant reliée au drain (figure 26). La tension drain-source s'exprime par :

$$V_{d1s} = (R_{s1} + R_{g1s}) I_{g1s}$$

d'où la mesure de :

$$R_1 = R_{s1} + R_{g1s} \quad (2-4)$$

où  $R_{g1s}$  représente la résistance du contact Schottky 1 pour une polarisation en direct.

De la même façon, en inversant les rôles de la source et du drain, la tension drain-source (figure 27) s'écrit :

$$V_{d2s} = (R_{g1s} + R_{ab} + R_{d2} + R_{c2}(0)) I_{g1d}$$

ce qui permet la mesure de

$$R_2 = R_{g1s} + R_{ab} + R_{d2} + R_{c2}(0) \quad (2-5)$$

-2ème configuration : On polarise la seconde grille en direct, la première grille étant reliée à la source.

On a (figure 28) :

$$V_{d1s} = (R_{g2s} + R_{d2}) I_{g2d}$$

d'où

$$R_5 = R_{g2s} + R_{d2} \quad (2-6)$$

$R_{g2s}$  étant la résistance du contact Schottky 2 en polarisation directe.

En inversant les rôles de la source et du drain, on trouve (figure 29) :

$$V_{d2s} = (R_{s1} + R_{ab} + R_{g2s} + R_{c1}(0)) I_{g2s}$$

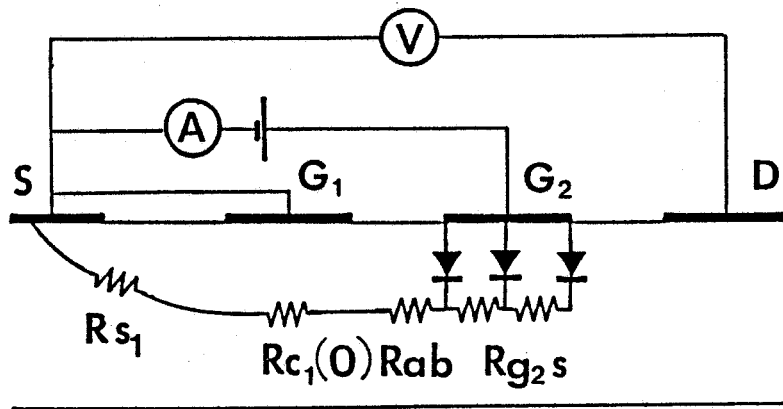


Figure 29 : Mesure de  $V_{ds}$  ( $I_{g2s}$ )

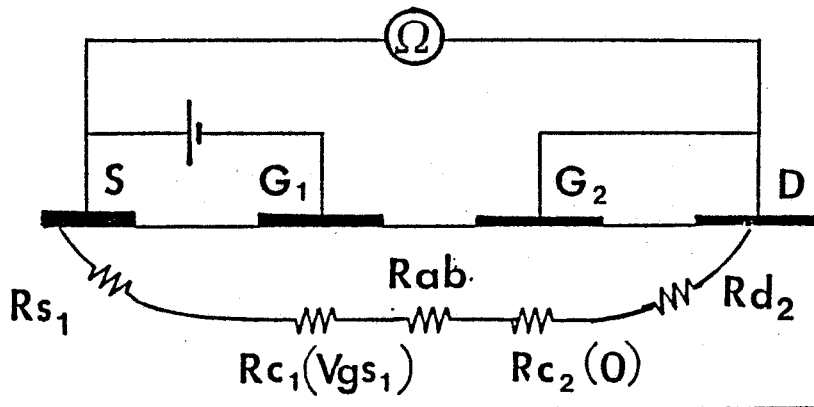


Figure 30 : Mesure de  $R_{ds}$  ( $V_{gs1}$ )

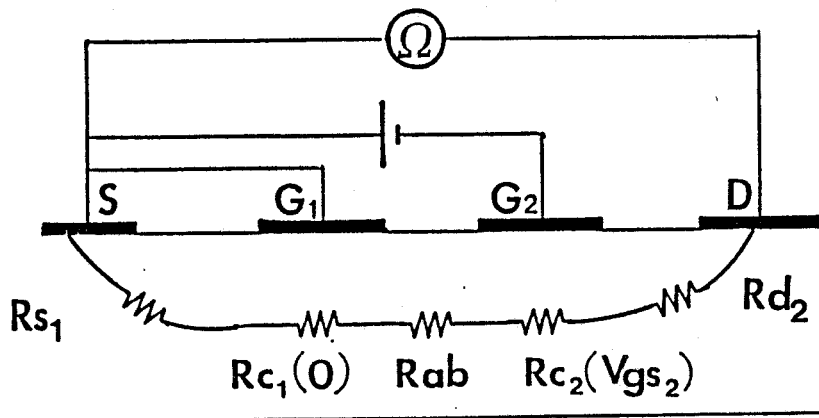


Figure 31 : Mesure de  $R_{ds}$  ( $V_{gs2}$ )

d'où

$$R_4 = R_{s_1} + R_{ab} + R_{g_2s} + R_{C_1}(0) \quad (2-7)$$

La valeur des résistances de canal à tension grille source nulle, à savoir  $R_{C_1}(0)$  et  $R_{C_2}(0)$  est donnée par la loi suivante, obtenue en considérant des jonctions abruptes à dopage uniforme.

$$R_{C_i}(0) = \frac{R_{O_i}}{1 - \sqrt{\frac{V_{b_i}}{V_{b_i} + V_{p_i}}}} \quad (2-8)$$

avec  $i = 1$ , grille 1  
 $i = 2$ , grille 2

où

$V_{b_i}$  représente la hauteur de barrière de potentiel des contacts Schottky 1 et 2.

$V_{p_i}$  représente la tension de pincement des canaux 1 et 2

$R_{O_i}$  sont les résistances des canaux 1 et 2 pleinement ouverts.

Les valeurs de  $R_{O_1}$  et  $R_{O_2}$  sont déterminées à partir des mesures suivantes.

#### • Mesure de $R_{ds}$ avec une polarisation de grille en inverse

La méthode utilisée consiste à polariser un des deux TECs à tension grille nulle pour s'intéresser aux variations présentées par le second TEC. Par analogie au § 1.2.3.2, nous obtiendrons la résistance du canal ouvert du TEC sous test et par extrapolation linéaire l'ensemble des résistances mortes du canal. Nous considérerons deux cas, selon que la polarisation est appliquée sur la première ou la seconde grille.

- 1ère configuration : la seconde grille étant reliée au drain, on polarise la première grille en inverse. Nous en déduisons (figure 30) :

- la valeur de la résistance du canal 1 pleinement ouvert notée  $R_{O_1}$
- la résistance somme

$$R_3 = R_{s_1} + R_{ab} + R_{d_2} + R_{C_2}(0) \quad (2-9)$$

- 2ème configuration : la première grille étant reliée à la source, on polarise la seconde grille en inverse. On obtient (figure 31) :



- la valeur de la résistance du canal pleinement ouvert  $R_{o_2}$
- la résistance somme

$$R_6 = R_{s_1} + R_{d_2} + R_{ab} + R_{c_1}(0) \quad (2-10)$$

Remarquons que la mesure de la résistance drain-source peut, comme pour le monogrille, être effectuée à fréquence plus élevée (10 MHz).

### • Résolution des équations

De la connaissance des résistances du canal pleinement ouvert sous chaque grille,  $R_{o_1}$  et  $R_{o_2}$ , nous pouvons déduire d'après (2-8) la valeur de  $R_{c_1}(0)$  et  $R_{c_2}(0)$ , que l'on notera pour simplifier :

$$R_{c_1}(0) = R_7 \quad (2-11)$$

$$R_{c_2}(0) = R_8 \quad (2-12)$$

Nous avons également mesuré les résistances :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_{s_1} + R_{g_1s} \\ R_2 &= R_{ab} + R_{d_2} + R_{c_2}(0) + R_{g_1s} \\ R_3 &= R_{s_1} + R_{ab} + R_{d_2} + R_{c_2}(0) \\ R_4 &= R_{s_1} + R_{ab} + R_{g_2s} + R_{c_1}(0) \\ R_5 &= R_{g_2s} + R_{d_2} \\ R_6 &= R_{d_2} + R_{s_1} + R_{ab} + R_{c_1}(0) \end{aligned}$$

L'ensemble constitue donc un système de huit équations à sept inconnues.

Lors des mesures effectuées, nous déterminons par quatre fois une résistance somme de quatre inconnues, en particulier lors de l'extrapolation de la courbe  $R_{ds}(V_{gs})$ . Il résulte donc une imprécision sur la mesure. Afin de diminuer ces incertitudes, nous avons considéré une procédure particulière de résolution des équations, tenant compte des ordres de grandeur des résistances. Nous déterminons donc successivement :

$$R_{g_1s} = \frac{R_2 + R_1 - R_3}{2} \quad (2-13)$$

$$R_{g_2s} = \frac{R_4 + R_5 - R_6}{2} \quad (2-14)$$



	NE463	P35-1310	BDA01	
R1	4,8	4,5	2,9	
R2	14,9	12,3	7,5	
R4	14,7	12,0	8	
R5	4,9	4,8	2,7	
R3	DC	15,74	12,9	7,52
	10MHz	16,22	13,1	7,34
R6	DC	15,57	12,84	8
	10MHz	15,95	13,1	7,95
R01	DC	2,41	2,5	2
	10MHz	2,36	2,51	2,2
R02	DC	2,45	2,54	1,8
	10MHz	2,46	2,42	1,84
Rg1s	1,98	1,95	1,46	
Rg2s	2,01	1,98	1,35	
Rs <sub>1</sub>	2,82	2,55	1,46	
Rd <sub>2</sub>	2,88	2,82	1,35	
Rab	5,13	2,4	1,15	

Tableau 5 : tableau récapitulatif des valeurs des résistances parasites.

$$Rs_1 = \frac{R_1 - R_2 + R_3}{2} \quad (2-15)$$

$$Rd_2 = \frac{R_5 - R_4 + R_6}{2} \quad (2-16)$$

$$Rab = \frac{R_3 - R_1 + R_2 - R_5 + R_4 - R_6}{2} - R_8 \quad (2-17)$$

Nous présentons tableau 5, les valeurs des éléments parasites ainsi déterminées pour trois transistors bigrilles différents :

- le NE 463 fabriqué par NEC (Japon)
- le P35-1310 fabriqué par Plessey (GB)
- Le BDA01 fabriqué par LEP (France)

Nous y avons fait figurer certaines valeurs mesurées, d'une part en continu, et d'autre part à 10 MHz. On observe un très bon accord entre les deux types de mesure.

### 2.2.3.3 Mesure des self-inductances

La méthode présentée au § 1.2.3.3 pour le monogrille est adaptée au cas du bigrille en considérant deux cas de mesure dans la gamme de fréquence 2 à 4 GHz et à polarisation drain-source nulle.

- 1er cas : configuration G1-D, la deuxième grille étant reliée au drain.

Les éléments de la matrice Z du quadripôle équivalent s'écrivent :

$$Z_{11} = Rs_1 + Rg_1 + \frac{Rc_1}{3} + \frac{nkT}{qI_{g1}s} + j\omega(Ls + Lg_1) \quad (2-18)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Rs_1 + \frac{Rc_1}{2} + j\omega Ls \quad (2-19)$$

$$Z_{22} = Rs_1 + R'd_2 + Rc_1 + j\omega(Ls + Ld) \quad (2-20)$$

avec  $R'd_2 = Rd_2 + Rc_2(0) + Rab$ . ( $Rc_1$  représentant la résistance du canal sous la grille 1).

Il apparaît que la mesure de la partie imaginaire des impédances  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$  et  $Z_{22}$  permet la détermination des self-inductances d'accès :

	NE463		P35-1310		BDA01		
	DC	2-4GHz	DC	2-4GHz	DC	2-4GHz	
$R_{s1}$	2,82	2,4	2,55	2,4	1,46	1,32	
$R_{d2}$	2,9	2,5	2,82	2,5	1,35	0,9	
$R_{g1}$	-	5,83	-	6,6	-	3	
$R_{g2}$	-	5,68	-	10,7	-	8,3	
$L_s$	G1-D	-	0,16	-	0,12	-	0,19
	G2-D	-	0,18	-	0,16	-	0,23
$L_d$	G1-D	-	0,43	-	0,49	-	0,12
	G2-D	-	0,37	-	0,42	-	0,13
$L_{g1}$	-	0,19	-	0,42	-	0,25	
$L_{g2}$	-	0,28	-	0,51	-	0,65	



Tableau 6 : tableau récapitulatif des valeurs des éléments parasites

$$Ls = \frac{d}{d\omega} I(Z_{12}) \quad (2-21)$$

$$Ld = \frac{d}{d\omega} I(Z_{22} - Z_{12}) \quad (2-22)$$

$$Lg_1 = \frac{d}{d\omega} I(Z_{11} - Z_{12}) \quad (2-23)$$

La mesure de leur partie réelle permet en outre la détermination des résistances d'accès.

Ainsi :

$$-Rs_1 + Rg_1 + \frac{Rc_1}{3} \text{ est déduit de l'évolution de } R(Z_{11}) \text{ en fonction de } Igs_1$$

$$-Rs_1 + \frac{Rc_1}{2} = R(Z_{12})$$

$$-Rs_1 + R'd_2 + Rc_1 = R(Z_{22})$$

En utilisant la valeur de  $Rs_1$  mesurée en continu, par résolution du système d'équations, on peut en déduire  $Rg_1$ .

- 2ème cas : Configuration G2-D, la première grille étant reliée à la source. Les éléments de la matrice Z du quadripôle équivalent s'écrivent dans ce cas :

$$Z_{11} = R's_1 + Rg_2 + \frac{Rc_2}{3} + \frac{nkT}{qI g_2 s} + j\omega(Ls + Lg_2) \quad (2-24)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R's_1 + \frac{Rc_2}{2} + j\omega Ls \quad (2-25)$$

$$Z_{22} = R's_1 + Rd_2 + Rc_2 + j\omega(Ls + Ld) \quad (2-26)$$

Avec  $R's_1 = Rs_1 + Rc_1(0) + Rab$ .

la mesure de la partie imaginaire des impédances  $Z_{11}$ ,  $Z_{12}$  et  $Z_{22}$  donne accès à :

$$Ls = \frac{d}{d\omega} I(Z_{12}) \quad (2-27)$$

$$Ld = \frac{d}{d\omega} I(Z_{22} - Z_{12}) \quad (2-28)$$

$$Lg_2 = \frac{d}{d\omega} I(Z_{11} - Z_{12}) \quad (2-29)$$

La mesure des parties réelles permettant d'obtenir les valeurs de :

$$-R's_1 + Rg_2 + \frac{Rc_2}{3} \text{ déduit de l'évolution de } R(Z_{11}) \text{ en fonction de } I g_2 s$$

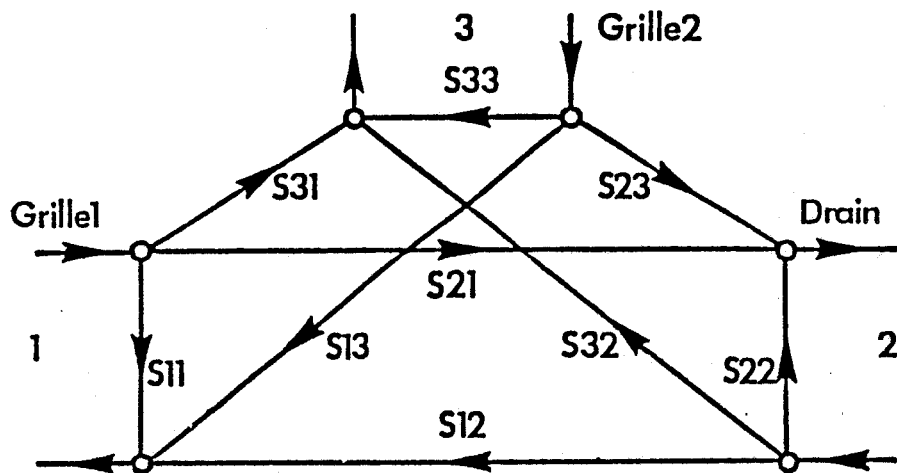


Figure 32 : Diagramme de fluence de l'hexapôle correspondant au bigrille.

$$-R's_1 + \frac{RC_2}{2} = R \text{ (Z12)}$$

$$-R's_1 + Rd_2 + Rc_2 = R \text{ (Z22)}$$

En utilisant la valeur de  $Rd$ , mesurée en continu, par résolution du système d'équations, nous pouvons en déduire la valeur de  $Rg_2$ .

Le tableau 6, résume les différentes valeurs des résistances mesurées, d'une part en continu, d'autre part en micro-ondes. Le bon accord observé entre les valeurs déterminées dans les deux cas nous permet de conclure à la validité des mesures en continu.

Par ailleurs, il apparaît que les valeurs des self-inductances de source et de drain, mesurées selon deux configurations de mesure différentes, peuvent ne pas coïncider. Les écarts observés sont vraisemblablement dus aux imprécisions de mesure. En conséquence, nous adopterons comme valeur la plus probable la moyenne des deux mesures.

## 2.2.4 Mesures à l'analyseur de réseau

L'étude expérimentale en hyperfréquences nécessite l'utilisation d'un analyseur de réseau. Le TEC bigrille, en montage source commune, se présente comme un hexapôle dont les accès grilles  $G_1$ ,  $G_2$  et drain  $D$  sont référencés par rapport à la source  $S$ .

Nous représentons figure 32, le diagramme de fluence correspondant à l'hexapôle bigrille. Celui-ci sera donc caractérisé par les 9 paramètres de sa matrice d'onde  $S$  ( $3 \times 3$ ).

### 2.2.4.1 Méthode expérimentale

Nous utilisons l'analyseur de réseau Hewlett Packard type HP 8510 dont les résultats sont corrigés au moyen de la technique de correction des erreurs présentée au § 1.2.4.1. Afin de tenir compte des perturbations apportées par les transitions entre la sortie analyseur en APC7 et la ligne microruban, transitions inhérentes à la cellule de mesure utilisée, nous effectuerons une seconde calibration en structure microruban. Pour cela, nous utiliserons par analogie au § 1.2.4.1, des boîtiers "court-circuit" et "ligne de transmission" afin d'effectuer les références dans les différentes configurations de mesure.

L'analyseur de réseau ne permet que la mesure de quadripôles. Cependant, on peut effectuer la

mesure sur trois quadripôles différents formés en fermant l'accès non utilisé sur  $50 \Omega$ . On obtient ainsi 3 matrices d'onde S ( $2 \times 2$ ) :

- 1ère configuration G1-D  
G2 étant fermée sur  $50 \Omega$

S(1) =

	G <sub>1</sub>	D
G <sub>1</sub>	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>
D	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>

- 2ème configuration G2-D  
G1 étant fermée sur  $50 \Omega$

S(2) =

	G <sub>2</sub>	D
G <sub>2</sub>	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>
D	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>



- 3ème configuration G1-G2  
D étant fermée sur  $50 \Omega$

S(3) =

	G <sub>1</sub>	G <sub>2</sub>
G <sub>1</sub>	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>
G <sub>2</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>

La matrice d'onde S ( $3 \times 3$ ) de l'hexapôle correspondant au bigrille se déduit des matrices S ( $2 \times 2$ ) précédentes.

En posant :



S11	S12	S21	S22
-5,6 dB -178°	-22,8 dB 27°	5,6 dB 4°	-6,5 dB -48°

(a)

S11	S12	S21	S22
-1,6 dB -118°	-13,6 dB 14°	-0,8 dB 63°	-5,9 dB -50°

(b)

S11	S12	S21	S22
-5,97 dB -179°	-25,5 dB 24°	2,8 dB 92°	-1,6 dB -118°

(c)

S11	S12	S13
-5,6 dB -178°	-22,8 dB 27°	-25,5 dB 23,4°
S21	S22	S23
5,6 dB 4°	-6,2 dB -49°	-0,8 dB 63°
S31	S32	S33
2,8 dB 92°	-13,6 dB 14°	-1,6 dB -118°

tableau 7 : paramètres  $S_{ij}$  mesurés à 10 GHz pour le P35-1310 ( $V_{gs1} = -1$  v,  $V_{gs2} = 0$  v,  $V_{ds} = 4$  v) à partir des mesures :

(a) quadripôle configuration G1D

(b) quadripôle configuration G2D

(c) quadripôle configuration G1G2.



Fr (GHz)	K	MAG (dB)	MSG (dB)
2	0.34	-	25.14
3	0.48	-	23.09
4	0.51	-	17.18
5	0.57	-	14.74
6	0.87	-	14.47
7	1.21	14.53	14.53
8	1.3	11.10	14.4
9	1.73	9.27	14.25
10	2.16	8.11	14.2
11	2.56	7.26	14.18
12	3.36	6.1	14.27
13	3.02	4.74	12.43

tableau 8 : évolution fréquentielle des performances en amplificateur du P35-1310 en configuration G1-D ( $V_{gs1} = -1$  v,  $V_{gs2} = 0$  v,  $V_{ds} = 4$  v)

S =

	G1	D	G2
G1	S11	S12	S13
D	S21	S22	S23
G2	S31	S32	S33



On trouve :

- $S_{11} = S_{11} (1) = S_{11} (3)$
- $S_{12} = S_{12} (1)$
- $S_{13} = S_{12} (3)$
- $S_{21} = S_{21} (1)$
- $S_{22} = S_{22} (1) = S_{22} (2)$
- $S_{23} = S_{21} (2)$
- $S_{31} = S_{21} (3)$
- $S_{32} = S_{12} (2)$
- $S_{33} = S_{11} (2) = S_{22} (3)$

On remarque que certaines mesures sont redondantes.

#### 2.2.4.2 Résultats expérimentaux

A titre d'exemple, nous présentons tableau 7, les paramètres  $S_{ij}$  du transistor P35-1310 mesurés à la fréquence de 10 GHz. Nous observons un très bon accord entre les valeurs des termes redondants obtenus selon différentes configurations de mesure.

De la mesure des paramètres à différentes fréquences, nous pouvons prévoir l'évolution fréquentielle des performances en amplificateur (tableau 8).

Nous avons montré la manière dont pouvaient s'effectuer les mesures à l'analyseur de réseau. A présent, nous allons appliquer cette méthode de mesure à la caractérisation, tout d'abord en régime linéaire, puis en régime non linéaire du composant bigrille.

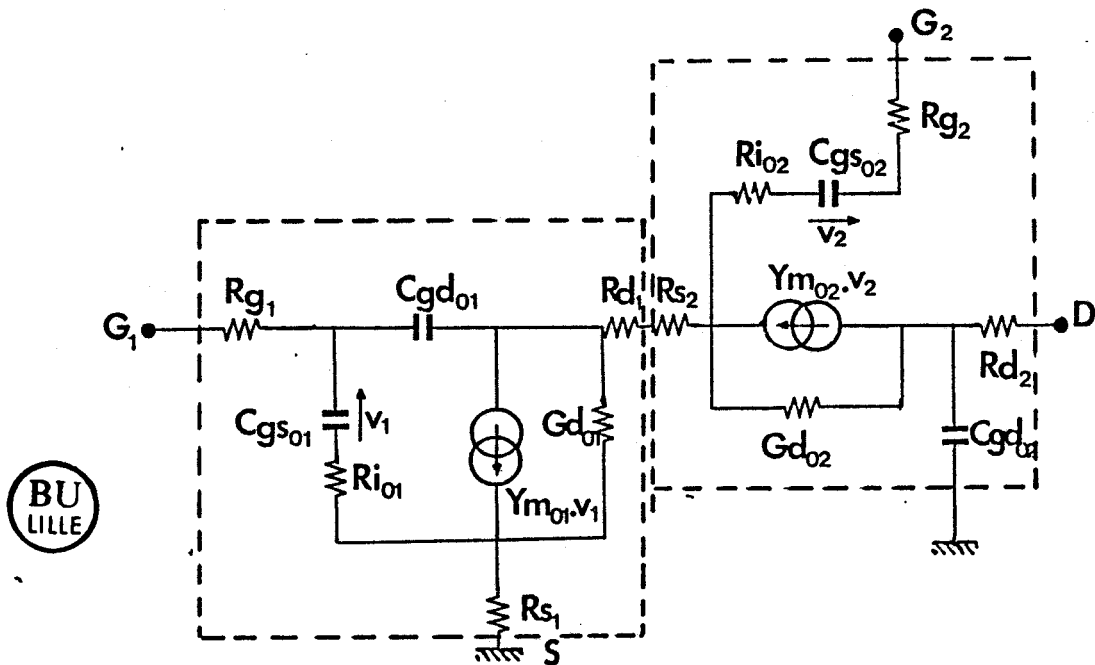
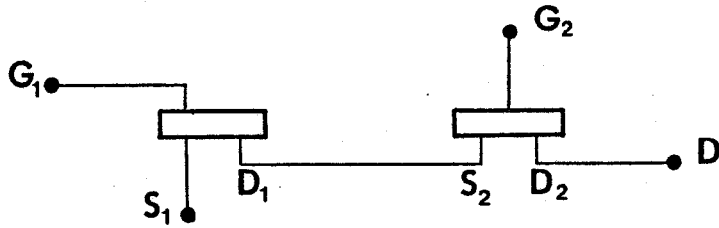


Figure 33 : Schéma électrique équivalent au bigrille (naturel)

$$Y_{m01} = g_{m01} e^{-j\omega\tau_{i01}}$$

$$Y_{m02} = g_{m02} e^{-j\omega\tau_{i02}}$$

## 2.3 Caractérisation en régime linéaire et large bande de fréquence

### 2.3.1 Introduction

Comme il a été vu au § 2.2.1, le bigrille peut être considéré comme résultant de l'association selon le montage cascade de deux monogrilles que l'on se propose de caractériser séparément. Cela nous conduit au schéma électrique équivalent dénommé naturel (figure 33) et utilisé par de nombreux autres auteurs [5] [6].

Les éléments de ce schéma électrique ne peuvent être mesurés directement. Cependant, Tsironis et Meierer [7] ont montré qu'il est possible d'effectuer la caractérisation de chaque transistor constitutif du bigrille en utilisant une méthode de mesure particulière. Elle consiste à ouvrir le canal de l'un des deux transistors, le rendant ainsi équivalent à une simple résistance morte dont il faudra tenir compte de l'influence. On peut ainsi accéder à la mesure de l'autre TEC composite du bigrille.

La mesure, en régime dynamique, de chaque TEC est effectuée pour un point de polarisation donné, déterminé par le calcul des tensions grille-source et drain-source effectivement appliquées sur le TEC sous test.

### 2.3.2 Caractérisation du TEC2

#### 2.3.2.1 Point de polarisation

On passive le premier transistor en ouvrant le canal sous la première grille (courant grille modéré par une polarisation  $V_{gs_1} > 0$ ). Ce transistor devient alors équivalent à une simple résistance  $R_1$  (figure 34) que l'on peut évaluer par la relation approchée [8] :

$$R_1 \# \frac{L_1}{L_1 + L_2} R_{c\text{total}} \quad (2-30)$$

où

- $R_{c\text{ total}}$  représente la résistance totale du bigrille lorsque les deux canaux sont pleinement ouverts dont la valeur, mesurée préalablement, est donnée tableau 9.

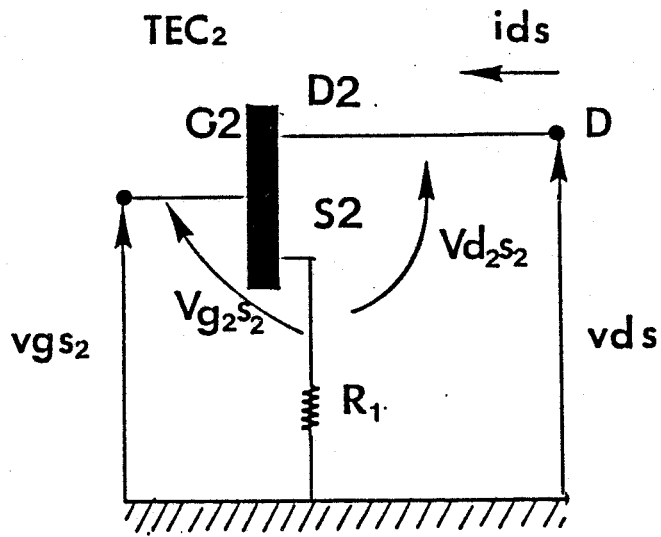
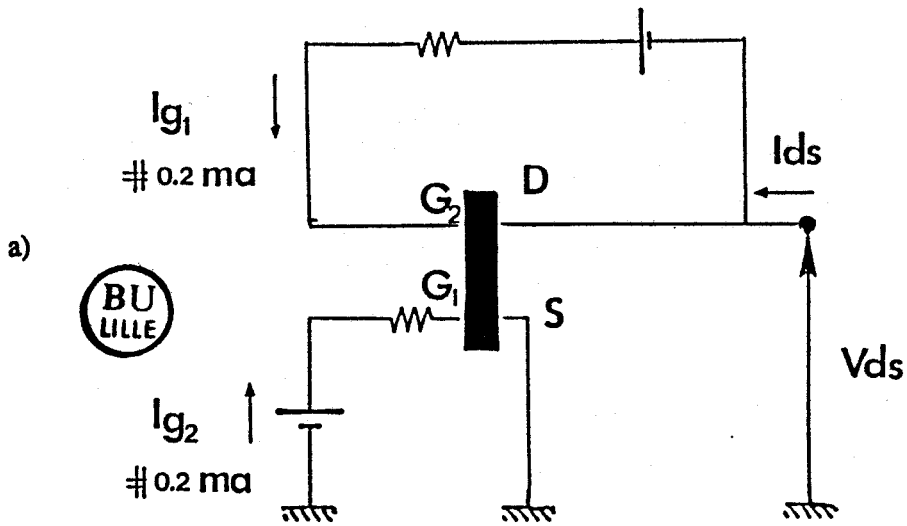


Figure 34 : Fonctionnement à première grille ouverte



b)

NE463	P35-1310	BDA0
15,6 Ω	13 Ω	8 Ω

Tableau 9 : Mesure de  $R_{c \text{ total}}$   
 a) méthode de mesure  
 b) résultats expérimentaux

$$R_{c\text{total}} = \frac{\Delta V_{ds}}{\Delta I_{ds}} \quad \left| \quad \begin{array}{l} V_{gs1} = V_{gs2} \# 0.7v \\ V_{ds} \rightarrow 0 \end{array} \right. \quad (2-31)$$

- $L_1$  et  $L_2$  représentant les longueurs respectives des canaux des TECs 1 et 2.

Les composants que nous avons utilisés étant symétriques à longueur de grille égale ( $L_1 = L_2$ ) il en résulte que :

$$R_1 = \frac{1}{2} R_{c\text{total}} \quad (2-32)$$

Le relevé des caractéristiques du TEC2 s'obtient alors à partir de la mesure des tensions extérieures  $V_{ds}$  et  $V_{gs2}$  (figure 34) corrigées de la chute de tension dans la résistance  $R_1$ .

$$\begin{cases} V_{g2s2} = V_{gs2} - R_1 \cdot I_{ds} \\ V_{d2s2} = V_{ds} - R_1 I_{ds} \end{cases} \quad (2-33)$$

De cette manière, nous obtenons les tensions grille-source et drain-source effectivement appliquées sur le TEC2.

En pratique, connaissant la valeur de  $R_1$ , on ajuste les tensions  $V_{gs2}$  et  $V_{ds}$  afin d'obtenir le point de polarisation souhaité ( $V_{g2s2}$  ;  $V_{d2s2}$ ).

### 2.3.2.2 Caractérisation dynamique

On effectue la mesure, dans la bande 2 à 4 GHz, de la matrice d'onde du quadripôle correspondant entre  $G_2$  et D à l'analyseur de réseau comme un simple monogridde (§ 1.3).

La grille du TEC1 étant toujours polarisée en direct, on peut considérer que le TEC1 se comporte en micro-ondes comme une résistance de source additionnelle de valeur égale à celle présentée en continu et notée  $R_1$ .

Nous sommes donc capables de tenir compte de la perturbation apportée par cette résistance sur la mesure de la matrice d'onde.

Remarque : la détermination de la résistance  $R_1$  peut également être effectuée en micro-ondes en utilisant la technique de mesure présentée au § 2.2.3. La figure 35 montre que cette résistance est égale à  $R_{s1} + R_{o1} + R_{d1}$ . Nous avons mesuré en micro-ondes des valeurs identiques à celles déterminées en continu, ce qui montre la validité de la mesure de  $R_1$  en continu.

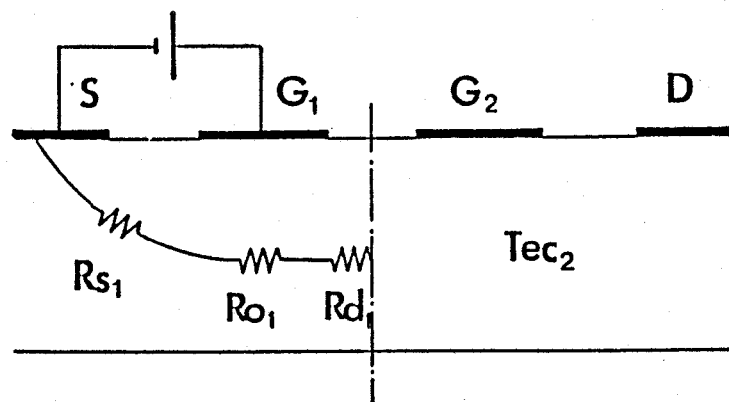


Figure 35 : Présentation de la résistance de source additionnelle du TEC2.

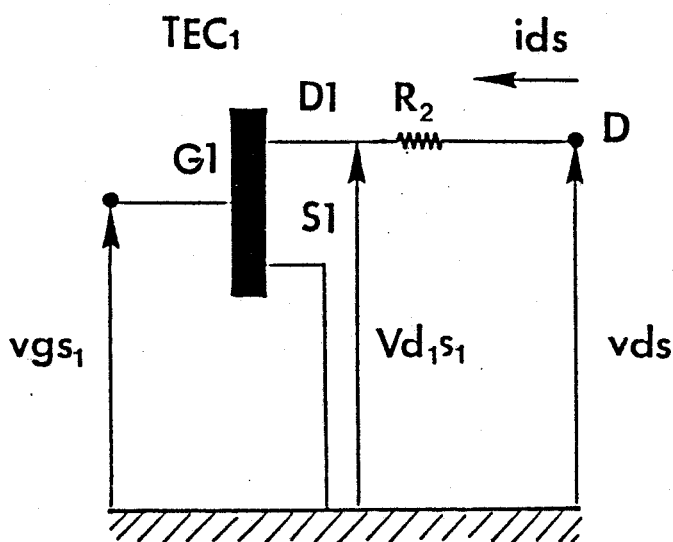


Figure 36 : Fonctionnement à seconde grille ouverte

	NE 463	P35 -1310	BDA0
gm (ms)	26.	32,8	27,9
gd (ms)	1.8	3,5	2,6
Cgs (pF)	0,45	0,39	0,42
Cgd (pF)	0,027	0,029	0,03
Ri (Ω)	-	0,36	-
τ (ps)	7	6,7	7,3
Cds (pF)	0.16	0,17	0,15

Tableau 10 : valeur des éléments du schéma électrique équivalent ( $V_{gs} = 0$  v ;  $V_{ds} = 4$  v) pour les TEC1 et TEC2.

## 2.3.3 Caractérisation du TEC1

### 2.3.3.1 Point de polarisation

Il suffit de passer le second transistor TEC2 en polarisant en direct la seconde grille par rapport au drain. Le TEC2 devient alors équivalent à une simple résistance morte  $R_2$ , figure 36, déterminée en première approximation par :

$$R_2 \# \frac{L_2}{L_1 + L_2} R_{c\text{total}} \quad (2-34)$$

en utilisant la valeur de  $R_{c\text{total}}$  (§ 2.3.2.1) mesurée précédemment.

De la mesure de la tension drain  $V_{ds}$ , on en déduit la tension  $V_{d_1 s_1}$  du premier transistor par la relation :

$$V_{d_1 s_1} = V_{ds} - R_2 I_{ds} \quad (2-35)$$

En pratique, connaissant la valeur de  $R_2$ , on ajuste les tensions  $V_{gs_1}$  et  $V_{ds}$  afin d'obtenir le point de polarisation souhaité ( $V_{gs_1}$  ;  $V_{d_1 s_1}$ ).

### 2.3.3.2 Caractérisation dynamique

Pour la mesure du TEC1, quelques précautions sont à prendre car nous ne pouvons pas considérer que le TEC2 est simplement équivalent à une résistance morte, se comportant comme une résistance de drain additionnelle pour le premier [9]. En effet, nous ne pouvons négliger l'influence de l'impédance micro-ondes de fermeture de la seconde grille.

Le transistor étant par construction symétrique, nous adopterons pour le TEC1 des valeurs des éléments du schéma électrique équivalent identiques à celles mesurées pour le TEC2 au même point de polarisation.

## 2.3.4 Résultats expérimentaux

Le tableau 10 donne les valeurs mesurées des éléments du schéma équivalent pour trois transistors bigrille différents.

Après avoir présenté la caractérisation à large bande de fréquence et en régime linéaire de



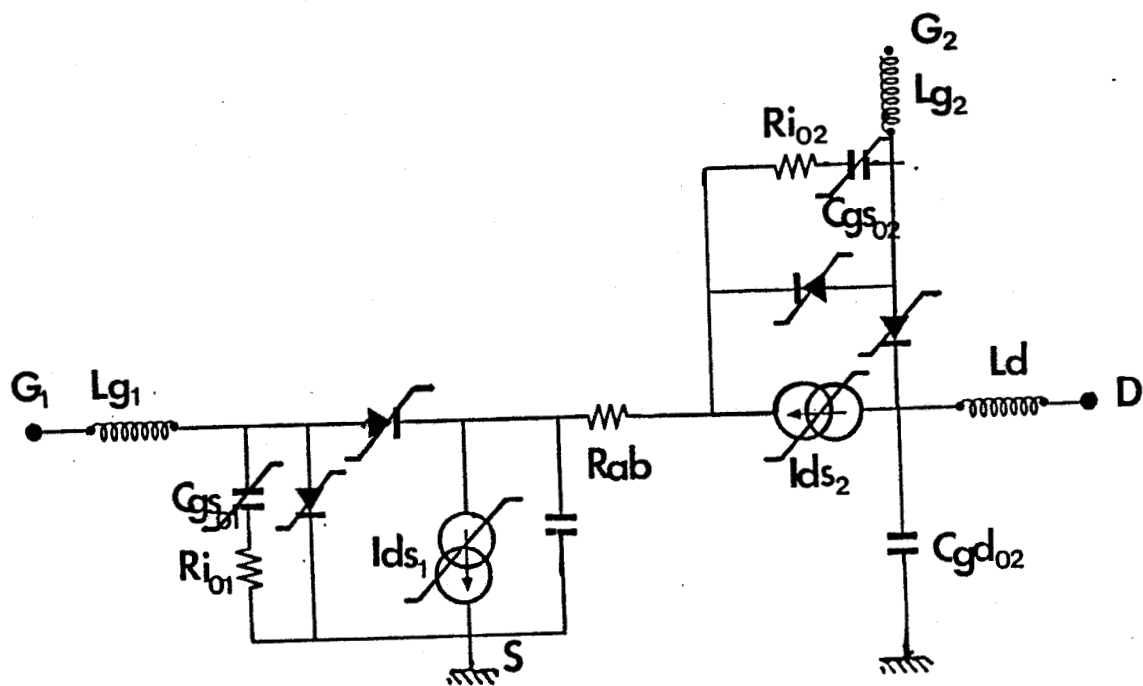


Figure 37 : Schéma électrique équivalent utilisé en régime non linéaire.

fonctionnement, nous envisageons à présent la caractérisation classiquement utilisée dans le cas du régime non linéaire.

## 2.4 Caractérisation classique en régime non linéaire

### 2.4.1 Schéma électrique équivalent

Classiquement, on considère toujours que le bigrille est équivalent à l'association en cascade de deux TECs monogrilles. La caractérisation en régime non linéaire du bigrille revient donc à caractériser chacun des deux TECs en non linéaire.

Nous utilisons de nouveau la représentation électrique équivalente, employée en régime linéaire (figure 37) [10]. Cependant, nous considérons, à présent, que les différents éléments du schéma ont une valeur dépendante des tensions de polarisation de grille et de drain afférentes au transistor considéré. On accède à la caractérisation de chacun des deux monogrilles constitutifs en "passivant" l'autre comme il a été effectué en régime linéaire (§ 2.3).

### 2.4.2 Mesure des éléments non linéaires

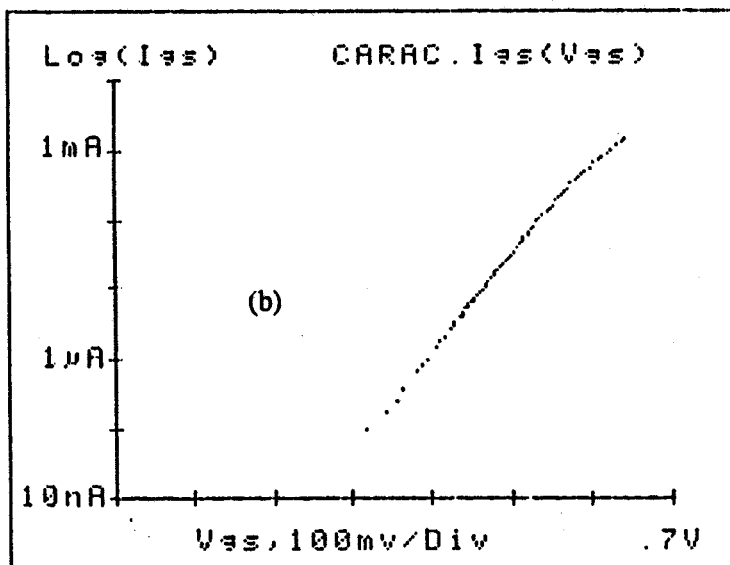
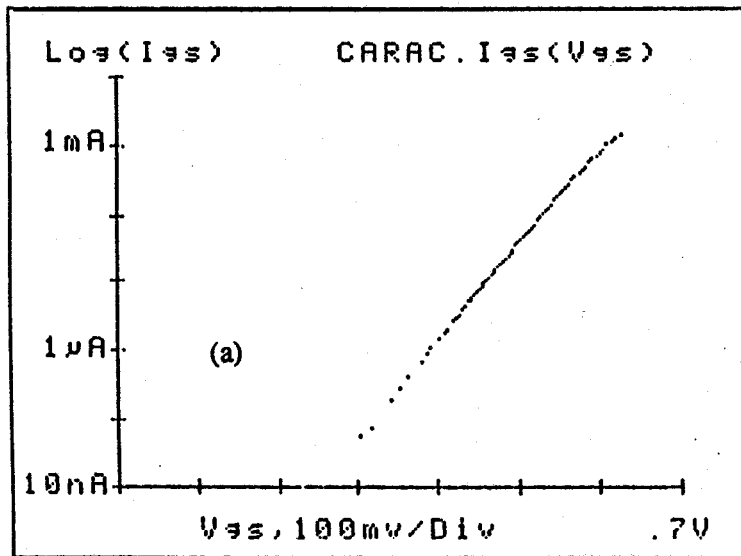
Nous appliquons au bigrille les techniques de mesure présentées au § 1.4 pour la caractérisation en régime non linéaire du monogrille.

- Caractérisation des jonctions Schottky.

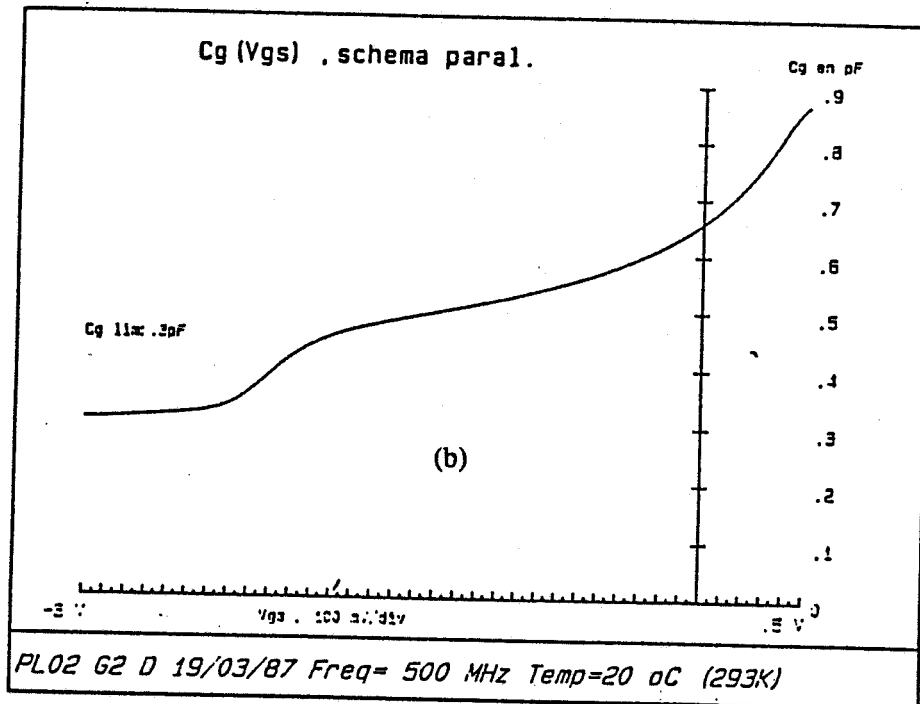
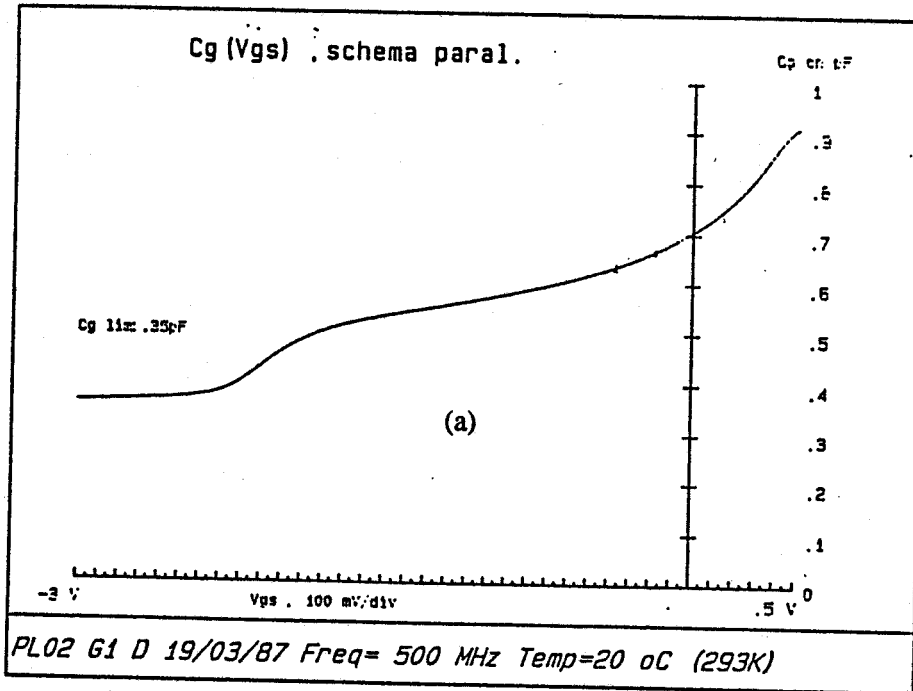
A tension drain-source nulle, il suffit de relever l'évolution respectivement des courants grille  $I_{g1s}$  et  $I_{g2s}$  pour une polarisation de grille  $V_{gs1}$  et  $V_{gs2}$  positive. Sont représentées figure 38 les caractéristiques obtenues pour les deux jonctions Schottky.

- Mesure de  $C_g$  ( $V_g$ ).

La mesure est effectuée selon la méthode présentée au §1.4.2 pour une tension drain-source nulle. Nous représentons sur la figure 39 les évolutions des capacités  $C_{gs01}$  et  $C_{gs02}$  en fonction de la tension grille-source (1 et 2).



**Figure 38 :** Caractéristiques courant-tension des jonctions schottky NE463.  
 a) grille 1  
 b) grille 2



**Figure 39 :** Evolution à 500 MHz de la capacité  $C_g$  fonction de la tension grille-source pour le NE 463

a) grille 1

b) grille 2

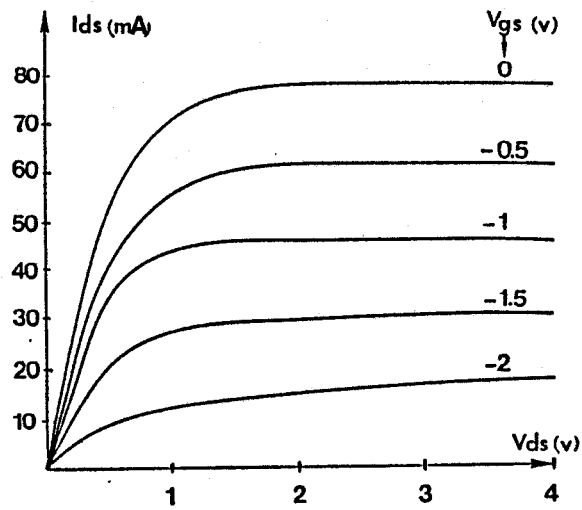


Figure 40 : Réseau de caractéristiques mesuré en continu pour le TEC1 du NE463

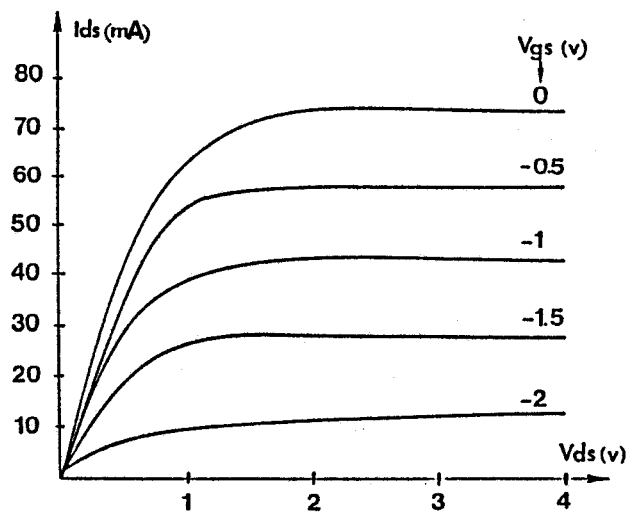


Figure 41 : Réseau de caractéristiques mesuré en continu pour le TEC2 du NE463

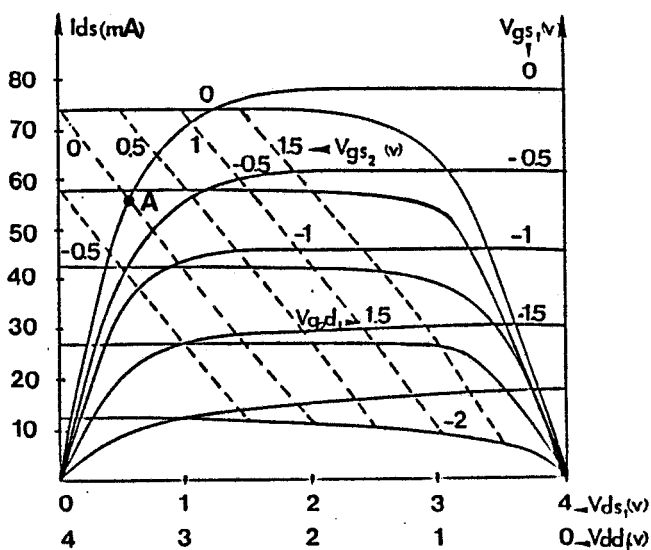


Figure 42 : Réseau tridimensionnel obtenu pour le NE463.

- Relevé des caractéristiques Ids (Vgs, Vds).

La mesure des caractéristiques de sortie de chacun des deux TECs peut s'effectuer soit en continu, soit en impulsion. Pour des raisons de commodité de mesure la plupart des auteurs préfèrent utiliser les mesures en continu.

La méthode de mesure de chacun des deux transistors constitutifs du bigrille a été présentée au § 2.3. Elle consiste à ouvrir le canal de l'un des deux TECs et à mesurer l'autre TEC.

Nous présentons, figures 40 et 41, les caractéristiques statiques mesurées pour chacun des deux TECs constitutifs.

Par ailleurs, à partir des réseaux des deux monogrilles, il est possible d'en déduire le réseau de caractéristiques multidimensionnelles du bigrille, en tenant compte des relations d'association correspondant au montage cascode.

Celles-ci s'écrivent :

$$\begin{cases} Vds = Vd_1s + Vdd_1 \\ Vg_2d_1 = Vg_2s - Vd_1s \end{cases}$$

Pour une tension drain-source donnée (4 volts), nous obtenons le réseau présenté figure 42. Ce réseau permet d'accéder à la connaissance des différences de potentiel internes  $Vg_2d_1$ ,  $Vdd_1$ .

Ainsi à titre d'exemple, si l'on fixe les tensions extérieures :  $Vds = 4v$  ;  $Vgs_1 = 0v$  et  $Vgs_2 = 0v$ , le point de fonctionnement du transistor est défini par le point A, figure 42.

Sur cette figure, nous en déduisons que le TEC1 est polarisé avec une tension drain de valeur faible :

$$Vd_1s = 0,6v$$

et qu'il fonctionne donc en régime linéaire.

De même, on s'aperçoit que le TEC2 est polarisé sous les tensions :

- de grille  $Vg_2d_1 = -0,5 v$
- de drain  $Vdd_1 = 3,4 v$

Par conséquent, il fonctionne en régime de saturation.

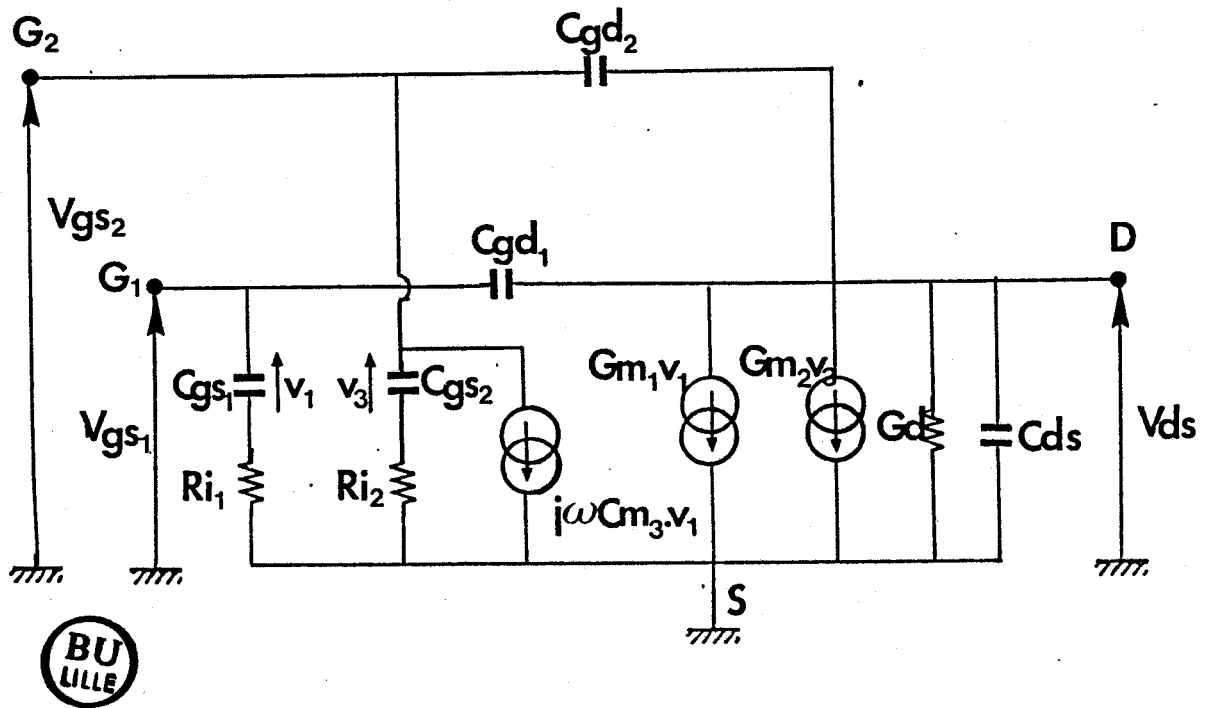


Figure 43 : Schéma électrique équivalent au bigrille (global) et extrinsèque

$$G_{m1} = g_{m1} e^{-j\omega\tau_{i1}}$$

$$G_{m2} = g_{m2} e^{-j\omega\tau_{i2}}$$

### **2.4.3 Limitations de la méthode**

La méthode employée classiquement pour caractériser le bigrille en régime non linéaire est dans son principe identique à celle utilisée pour le monogrille. On peut remarquer qu'elle est cependant rendue beaucoup plus longue et difficile par la plus grande complexité du composant. Par ailleurs, les remarques formulées au § 1.5 en ce qui concerne le mode d'obtention de la caractéristique de transfert et de sortie s'appliquent donc également pour la caractérisation du bigrille, à savoir la non validité de la caractérisation effectuée, soit en continu, soit en impulsion pour représenter correctement le comportement non linéaire du composant en micro-ondes.

En conséquence, il apparaît indispensable d'essayer de mettre au point une caractérisation du bigrille qui soit à la fois valable en hyperfréquences et en régime non linéaire. Ce sera l'objet du paragraphe suivant.

## **2.5 Nouvelle méthode de caractérisation en régime non linéaire**

Nous présentons une nouvelle méthode de caractérisation simple et précise, valable tout à la fois en hyperfréquences et en régime non linéaire du TEC bigrille. Nous commençons par proposer un nouveau schéma électrique équivalent, valable en régime linéaire et large bande de fréquence. Ensuite, nous montrerons que cette représentation originale peut aussi être utilisée en régime non linéaire. Enfin, nous validerons notre nouvelle méthode de caractérisation en micro-ondes et en régime non linéaire.

### **2.5.1 Schéma électrique équivalent en régime linéaire**

Avec Radhy [11], en régime linéaire, nous considérons que le schéma électrique équivalent de la figure 37 peut se transformer en un schéma plus simple, appelé global, dans la mesure où la fréquence de travail n'est pas trop élevée (figure 43).

L'utilisation de ce schéma global présente deux avantages principaux :



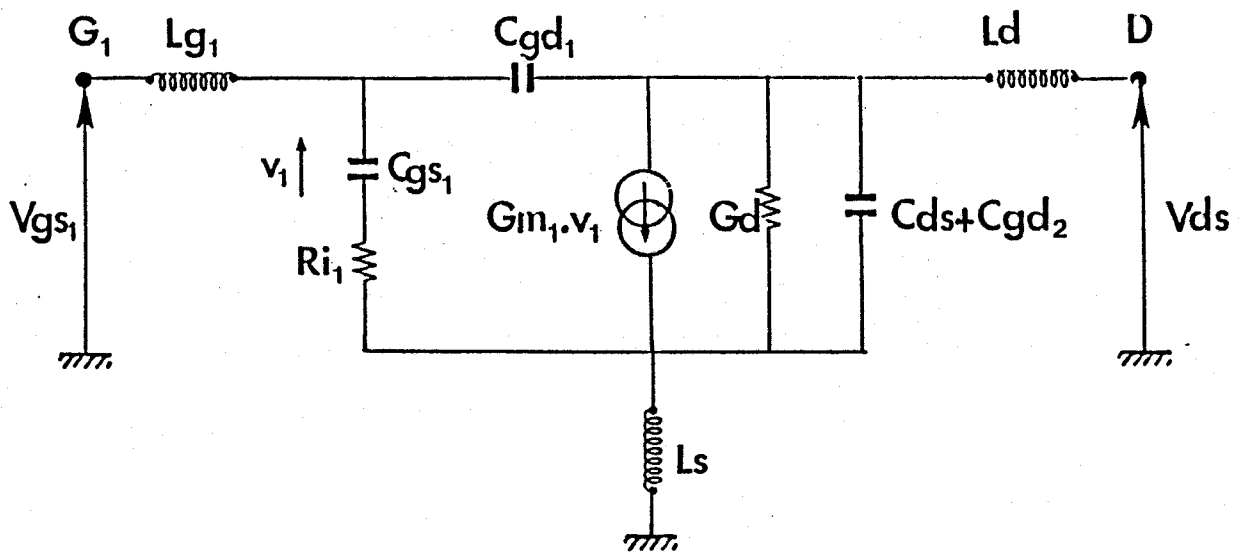


Figure 44 : Schéma équivalent au bigrille en configuration G1-D.



$g_{m1}$ (ms)	23,3	6
$g_d$ (ms)	0,71	2
$C_{gs1}$ (pF)	0,275	0,43
$C_{gd1}$ (pF)	0,024	0,037
$R_{i1}$ ( $\Omega$ )	7,15	20
$\tau_1$ (ps)	21,5	35
$C_{ds+Cgd2}$ (pF)	0,116	0,112

(a)

(b)

tableau 11 : valeur des éléments du schéma électrique équivalent du P35-1310 mesurés dans la bande 2 à 4 GHz (configuration G<sub>1</sub>-D).

a)  $V_{gs1} = -1$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

b)  $V_{gs1} = 0$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

- d'une part, il est plus simple et donc plus facilement utilisable pour la conception et l'optimisation des circuits et dispositifs micro-ondes,
- d'autre part, il est plus précis car les éléments constitutifs sont directement accessibles à la mesure.

En contrepartie, les différents éléments du schéma n'ont plus aucune signification physique puisqu'ils correspondent simplement aux évolutions observées extérieurement des grandeurs tensions et courants.

La caractérisation du bigrille en régime linéaire, selon la nouvelle représentation proposée au Laboratoire, s'effectue aisément par la détermination des éléments du schéma équivalent de la figure 43.

On utilise un analyseur de réseau en micro-ondes et le bigrille est mesuré en quadripôle dans trois configurations différentes.

#### 2.5.1.1 Quadripôle $G_1$ -D

- **Schéma électrique équivalent**

Si l'on considère le fonctionnement du bigrille entre  $G_1$  et D, le troisième accès  $G_2$  étant fermé sur un court-circuit, le schéma de la figure 43 peut se simplifier et devient alors équivalent au schéma du quadripôle représenté figure 44. A partir de la mesure des paramètres S de la matrice d'onde, on en déduit la valeur des éléments du schéma électrique équivalent.

- **Résultats expérimentaux**

Le tableau 11 donne la valeur des éléments du schéma équivalent du P35-1310 déduits de la mesure des paramètres S dans la bande 2 à 4 GHz.

#### 2.5.1.2 Quadripôle $G_2$ -D

- **Schéma électrique équivalent**

Le troisième accès  $G_1$  étant fermé sur un court-circuit, le schéma équivalent devient celui du quadripôle de la figure 45.

La mesure de la matrice d'onde de ce quadripôle permet d'accéder à la connaissance d'autres éléments du schéma.

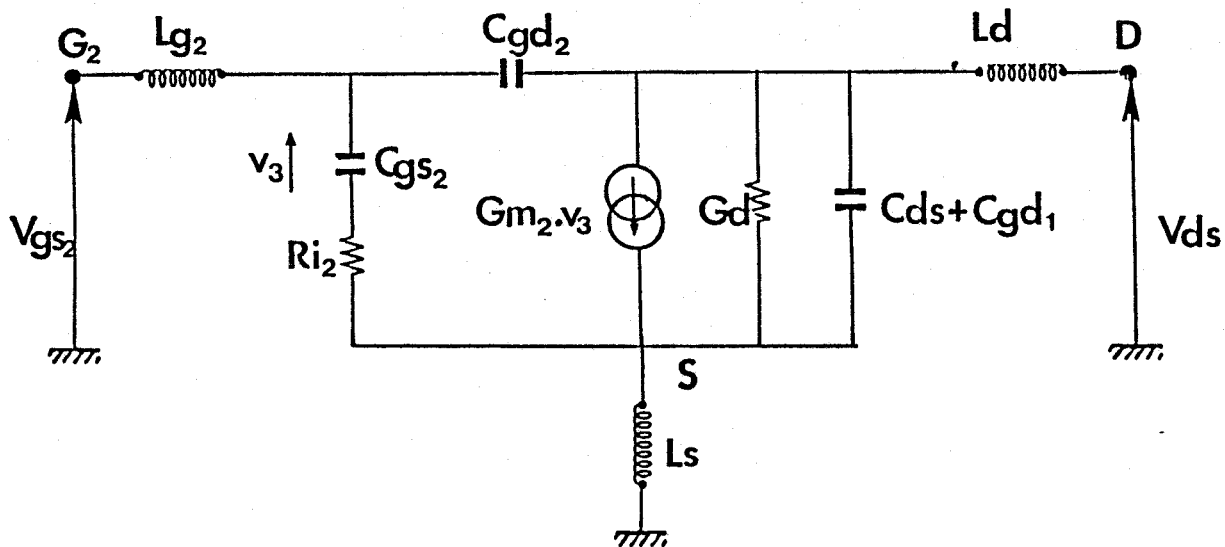


Figure 45 : Schéma électrique équivalent au bigrille en configuration G2 D.



$g_{m2}$ (ms)	22,9	21,4
$g_d$ (ms)	1,73	1,95
$C_{gs2}$ (pF)	0,33	0,34
$C_{gd2}$ (pF)	0,047	0,048
$R_{i2}$ ( $\Omega$ )	16	16
$\tau_2$ (ps)	12	12
$C_{ds}+C_{gd1}$ (pF)	0,1	0,108

(a)

(b)

Tableau 12 : valeur des éléments du schéma électrique équivalent du P35-1310 mesurés dans la bande 2 à 4 GHz (configuration G<sub>2</sub>-D)

a)  $V_{gs1} = 0$  v  
 $V_{gs2} = -1$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

b)  $V_{gs1} = 0$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

- **Résultats expérimentaux**

Le tableau 12 donne la valeur des éléments du schéma équivalent du P35-1310 déduits toujours de la mesure des paramètres S dans la bande 2 à 4 GHz.

### 2.5.1.3 Quadripôle $G_1$ - $G_2$

- **schéma électrique équivalent**

Le troisième accès D étant fermé sur un court-circuit, le bigrille devient équivalent au schéma du quadripôle de la figure 46.

De nouveau, à partir de la mesure de la matrice d'onde, on en déduit la valeur des derniers éléments inconnus.

- **Résultats expérimentaux**

Nous représentons dans le tableau 13 les valeurs des éléments déduits de la mesure des paramètres S dans la bande 2 à 4 GHz.

### 2.5.1.4 Conclusion

Nous possédons alors une représentation du bigrille beaucoup plus simple que celle présentée au paragraphe précédent, donc facilement utilisable en CAO.

En effet, dans les configurations classiques d'utilisation, c'est-à-dire  $G_1$ -D ou  $G_2$ -D, le schéma équivalent du bigrille est similaire à celui utilisé pour le monogrille.

Par ailleurs, la détermination des valeurs des éléments est aisée et rapide.

Enfin, chaque élément s'exprimant simplement en fonction de la matrice d'onde, la précision de détermination est améliorée.

Avant de nous intéresser à la représentation du fonctionnement du bigrille en régime non linéaire, nous validons ce schéma en régime linéaire et en hyperfréquences.

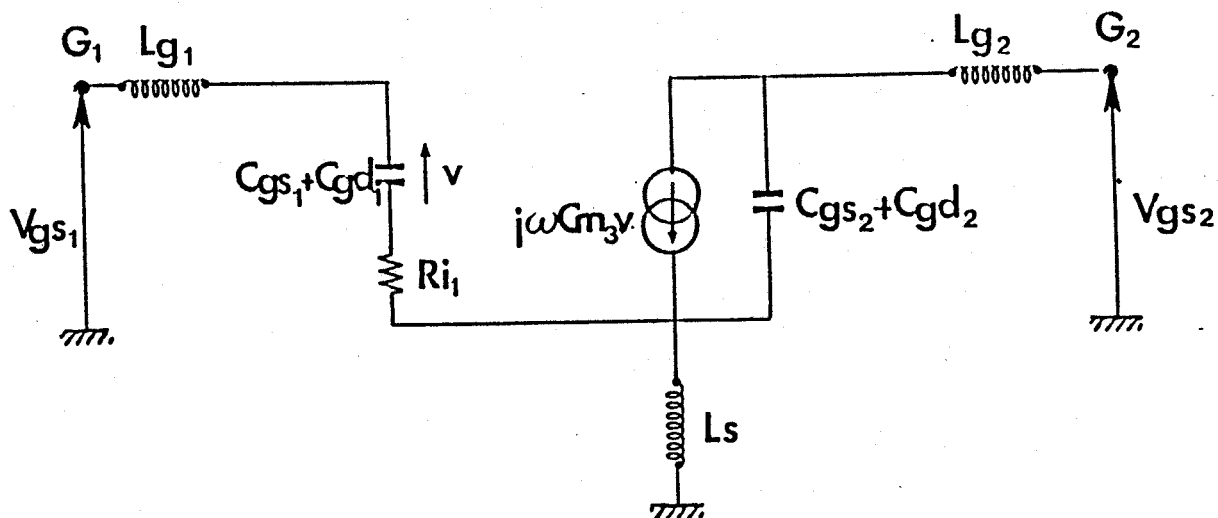


Figure 46 : Schéma électrique équivalent au bigrille en configuration  $G_1$   $G_2$ .



$Cm_3$ (pF)	0,21	0,07
$Cgs_1+Cgd_1$ (pF)	0,36	0,43
$Ri_1$ ( $\Omega$ )	11,3	17,2
$Cgs_2+Cgd_2$ (pF)	0,21	0,34

(a)

(b)

Tableau 13 : valeur des éléments du schéma électrique équivalent en configuration  $G_1$ - $G_2$  (P35-1310)

a)  $V_{gs1} = -1$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

b)  $V_{gs1} = 0$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

## 2.5.2 Validation en régime linéaire

- **Configuration G<sub>1</sub>-D**

Sur la figure 47, nous comparons les évolutions à très large bande de fréquence des paramètres S mesurés avec ceux prévus par le logiciel de simulation TOUCHSTONE utilisant le schéma de la figure 44.

Il apparaît un accord satisfaisant, ce qui prouve la validité du schéma équivalent proposé jusqu'à des fréquences élevées.

- **Configuration G<sub>2</sub>-D**

Sur la figure 48, nous comparons également les paramètres S mesurés à ceux prévus par TOUCHSTONE. On constate ici encore un accord satisfaisant.

Nous avons donc démontré la validité de notre représentation originale pour représenter correctement le fonctionnement du TEC bigrille en régime linéaire et très large bande de fréquence.

Nous proposons à présent d'utiliser ce schéma électrique équivalent pour représenter le fonctionnement en régime non linéaire du transistor.

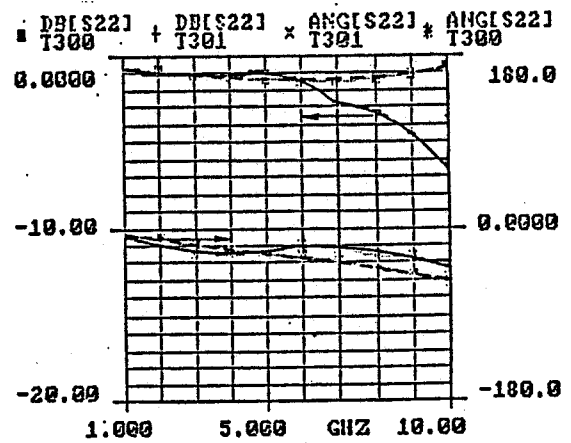
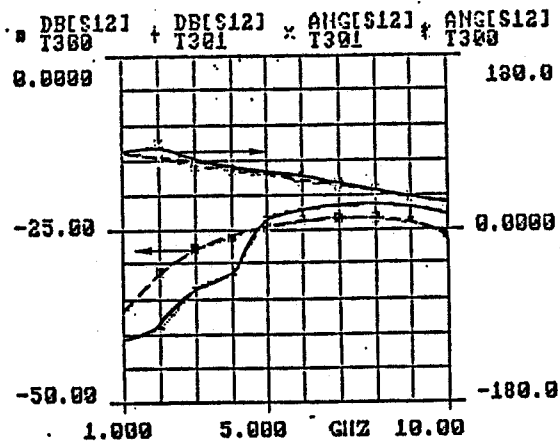
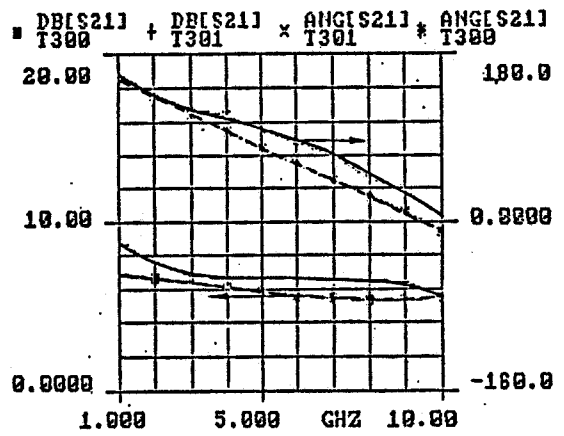
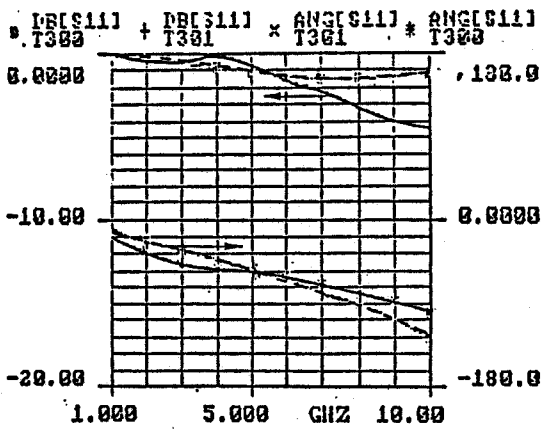
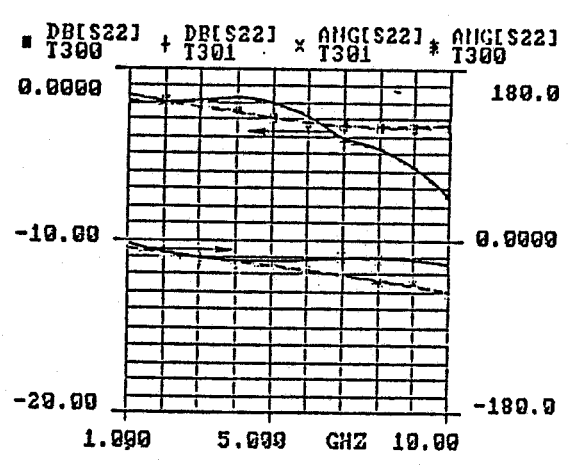
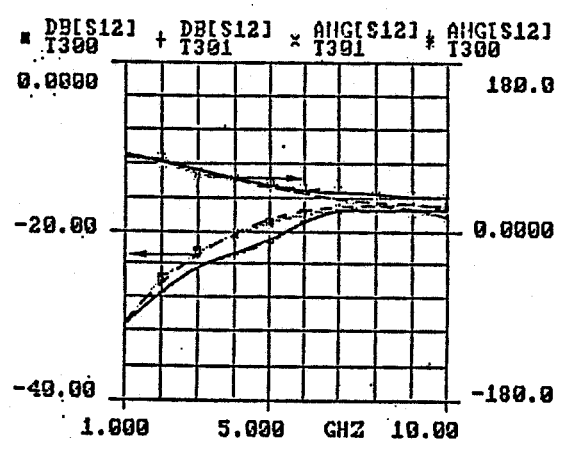
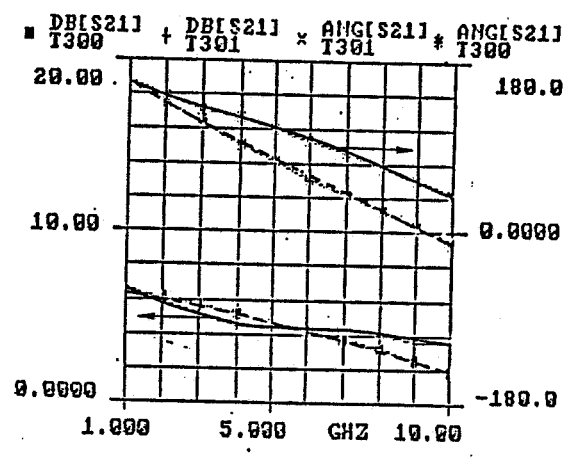
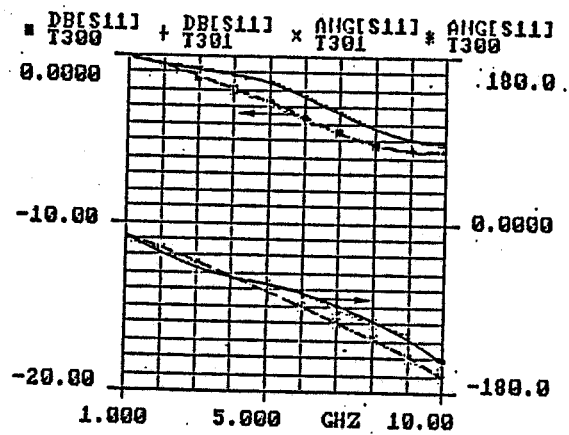


Figure 47: Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (---) pour le P35-1310.  
 Configuration G1-D  
 $V_{gs1} = -1v$   
 $V_{gs2} = 0v$   
 $V_{ds} = 4v$



**Figure 48 :** Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (---) pour le P35-1310.  
 Configuration G2-D  
 $V_{gs1} = 0v$   
 $V_{gs2} = -1v$   
 $V_{ds} = 4v$



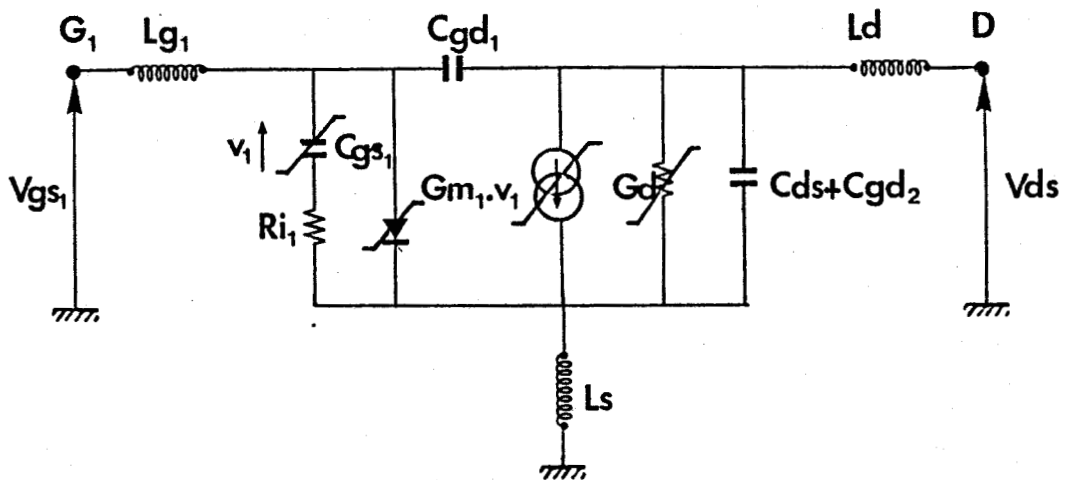


Figure 49 : Schéma électrique équivalent global en non linéaire (configuration G1-D)

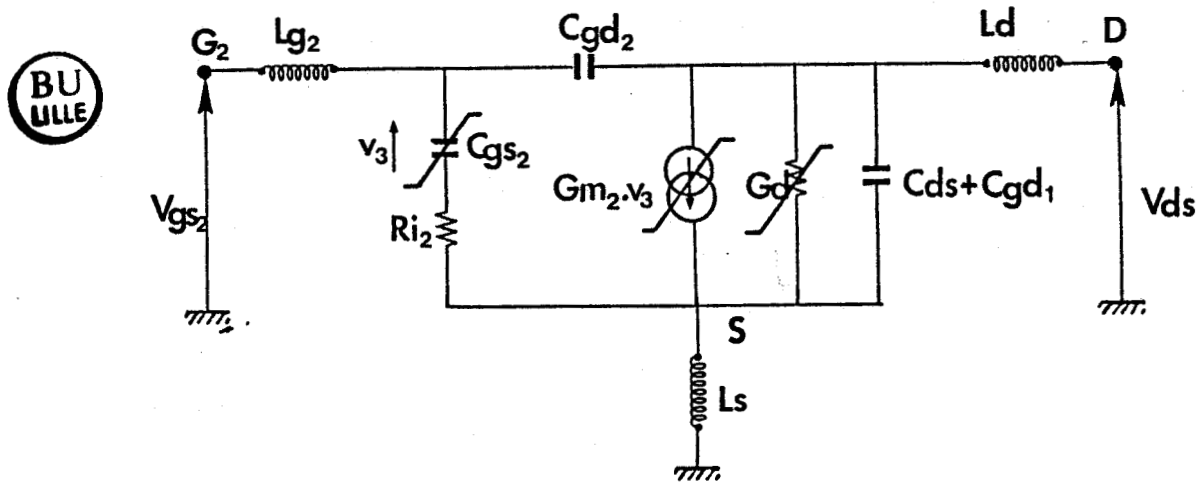


Figure 50 : Schéma électrique équivalent global en non linéaire (configuration G2 -D)

### 2.5.3 Application à la caractérisation en régime non linéaire

Nous présentons une méthode originale de caractérisation en régime non linéaire. Elle consiste à utiliser le schéma électrique équivalent, dénommé schéma global, utilisé précédemment en régime linéaire (figure 43). Simplement les valeurs des éléments ne seront plus des constantes mais dépendront des tensions instantanées.

#### 2.5.3.1 Schéma électrique équivalent

Par analogie avec l'étude en régime linéaire, il est possible de considérer trois configurations de fonctionnement  $G_1$ -D,  $G_2$ -D ou  $G_1$ - $G_2$ .

Dans la mesure où le fonctionnement de type grand signal n'intervient généralement que dans les deux premières configurations, nous n'envisagerons que ces deux cas particuliers.

- **Quadripôle  $G_1$ -D**

Le troisième accès  $G_2$  étant fermé sur un court-circuit, le schéma de la figure 44 devient celui du quadripôle représenté figure 49.

- **Quadripôle  $G_2$ -D**

Le troisième accès  $G_1$  étant fermé sur un court-circuit, le schéma de la figure 45 devient celui du quadripôle de la figure 50.

#### 2.5.3.2 Caractérisation des éléments non linéaires

Nous utilisons de nouveau la technique de caractérisation mise au point pour le monogrilé au § 1.4. Il est toutefois à remarquer que les éléments non linéaires du schéma électrique équivalent global vont dépendre à présent des trois variables  $V_{gs1}$ ,  $V_{gs2}$  et  $V_{ds}$ .

- **Jonctions Schottky**

- **TEC1**

- La détermination est la même que celle effectuée dans le cas du schéma naturel (§ 2.4.2).

- **TEC2**

- En utilisation classique du bigrille, la jonction est prépolarisée en inverse. Dans ces

$C_{gs1}$ (pF)	0,27	0,43
$C_{gs2}$ (pF)	0,21	0,34

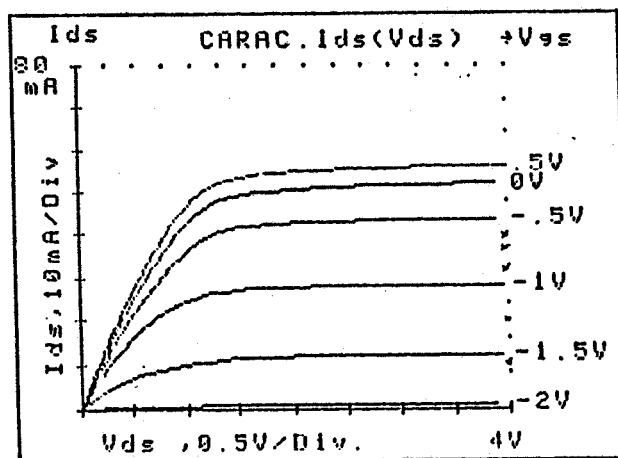
(a)

(b)

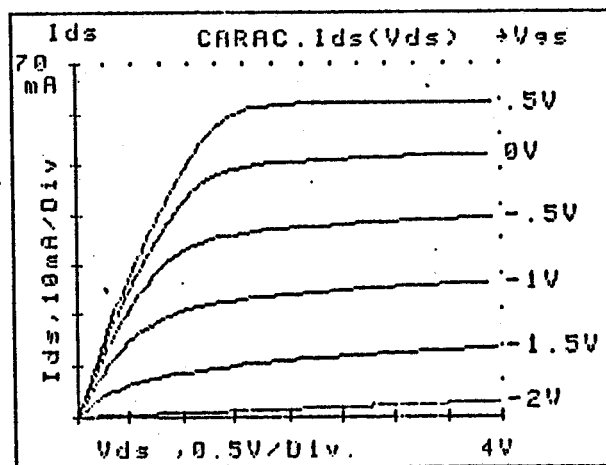
**Tableau 14 :** valeur des capacités  $C_{gs1}$  et  $C_{gs2}$  mesurées pour le P35-1310.

a)  $V_{gs1} = -1$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v

b)  $V_{gs1} = 0$  v  
 $V_{gs2} = 0$  v  
 $V_{ds} = 4$  v



(a)



(b)



**Figure 51 :** Caractéristiques mesurées en continu pour le P35-1310 pour deux cas particuliers de polarisation.

a) configuration  $G_1 - D$   
 $V_{gs2} = 0$  v

b) configuration  $G_2 - D$   
 $V_{gs1} = 0$  v

conditions, il est peu vraisemblable qu'il existe un courant de grille.  
C'est pourquoi nous ne nous attacherons pas à caractériser la jonction du TEC2.

- Mesure de  $C_g$  (Vg)

La mesure est toujours effectuée selon la méthode présentée au § 1.4.2. Toutefois, il conviendra de relever les valeurs de  $C_{gs_1}$  et  $C_{gs_2}$  en fonction des tensions  $V_{gs_1}$  et  $V_{gs_2}$  à tension  $V_{ds}$  non nulle.

Nous présentons tableau 14 les valeurs des capacités de grille-canal  $C_{gs_1}$  et  $C_{gs_2}$  pour un point de polarisation donné.

- Relevé des caractéristiques  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ )

Le relevé des caractéristiques de sortie du bigrille peut s'effectuer soit en continu, soit en impulsion.

Ainsi, si l'on fixe la valeur de la tension de polarisation de l'une des deux grilles, il est possible de relever la caractéristique de transfert et de sortie du quadripôle compris entre l'autre grille et le drain.

Nous présentons figure 51 les caractéristiques expérimentales relevées d'une part pour le quadripôle entre  $G_1$  et D et d'autre part celui entre  $G_2$  et D.

Les critiques formulées au § 1.5 concernant cette technique de caractérisation dans le cas du monogrille sont encore valables dans le cas du bigrille.

En effet, les mesures en continu ou en impulsion ne permettent pas d'accéder aux caractéristiques micro-ondes du composant. C'est pourquoi nous suggérons une méthode nouvelle pour l'obtention de la caractéristique de transfert et de sortie du bigrille.

## 2.5.4 Méthode originale d'obtention des caractéristiques micro-ondes

### 2.5.4.1 Principe

Il consiste à utiliser la méthode préconisée pour le monogrille au § 1.6 et appliquée au cas du bigrille. Ainsi, nous pouvons écrire :

$$I_{ds}(V_{gs_1}) \Big|_{V_{gs_2}, V_{ds}} = \int_{-V_{p1}}^{V_{gs_1}} \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{g's_1}} dV_{g's_1} + \dots \quad (2-36)$$

ou

$$I_{ds}(V_{gs2}) \Big|_{V_{gs1}, V_{ds}} = \int_{V_{p2}}^{V_{gs2}} \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{g's2}} dV_{g's2} + \dots \quad (2-37)$$

ou

$$I_{ds}(V_{ds}) \Big|_{V_{gs1}, V_{gs2}} = \int_0^{V_{ds}} \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{d's}} dV_{d's} + \dots \quad (2-38)$$

Avec, de plus la condition de cohérence à respecter

$$\frac{\partial}{\partial V_{gs1}} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right) \Big|_{V_{gs2}} = \frac{\partial}{\partial V_{gs2}} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right) \Big|_{V_{gs1}} = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs1}} \right) \Big|_{V_{gs2}} = \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left( \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs2}} \right) \Big|_{V_{gs1}} \quad (2-39)$$

Nous pouvons mesurer directement certaines dérivées partielles qui sont :

$$* \quad \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs1}} \Big|_{V_{gs2}, V_{ds}} = gm_1(V_{gs1}) \quad (2-40)$$

$$* \quad \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs2}} \Big|_{V_{gs1}, V_{ds}} = gm_2(V_{gs2}) \quad (2-41)$$

$$* \quad \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Big|_{V_{gs1}, V_{gs2}} = gd(V_{ds}) \quad (2-42)$$

Par conséquent, comme pour le monogril, il est possible de déterminer la valeur du courant drain par intégration numérique (soit du gm, soit du gd).

Comme dans le cas du monogril (§ 1.6), nous préférons utiliser les mesures des transconductances pour améliorer la précision des résultats.

Nous pouvons déterminer le courant drain selon les deux configurations considérées :

• Configuration G<sub>1</sub>-D

De la mesure de gm<sub>1</sub> pour une tension Vgs<sub>2</sub> donnée, nous déterminons :

$$I_{ds}(V_{gs1i}) \Big|_{V_{gs2}, V_{ds}} \# \sum_{k=1}^i gm_1(V_{gs1k}) \Delta V_{gs1k} \quad (2-43)$$

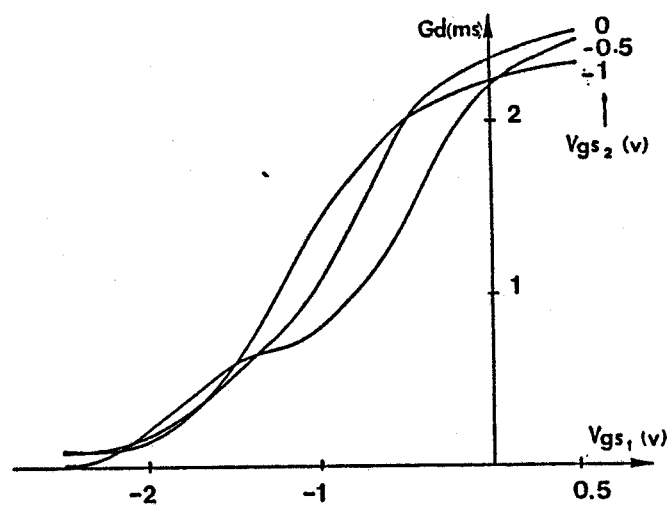
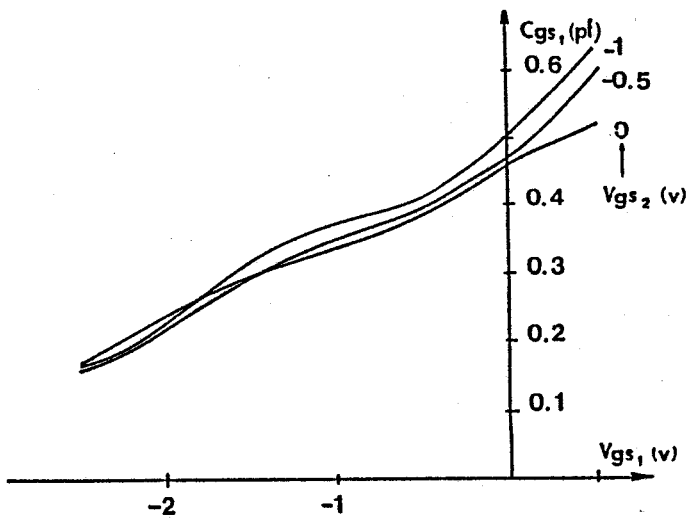
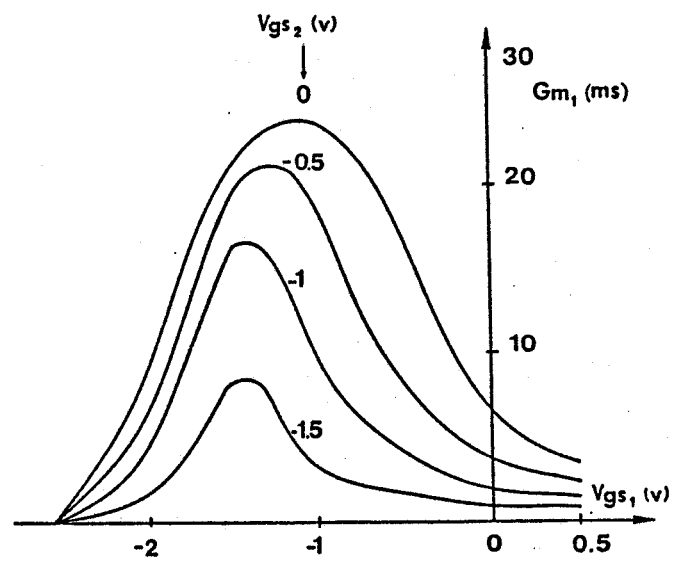


Figure 52 : Evolutions des principaux éléments du schéma électrique équivalent global (configuration G1 - D) mesurés à  $V_{ds} = 4v$  pour le P35 - 1310.

- Configuration G<sub>2</sub>-D

De la mesure de gm<sub>2</sub> pour une tension Vgs<sub>1</sub> donnée, nous avons alors :

$$I_{ds}(V_{gs2i}) \Big|_{V_{gs1}, V_{ds}} \# \sum_{k=1}^i g_{m2}(V_{gs2k}) \Delta V_{gs2k} \quad (2-44)$$

Cette méthode de détermination de la caractéristique de transfert et de sortie en micro-ondes du bigrille constitue une généralisation de celle employée pour le monogrille.

#### 2.5.4.2 Validation - application

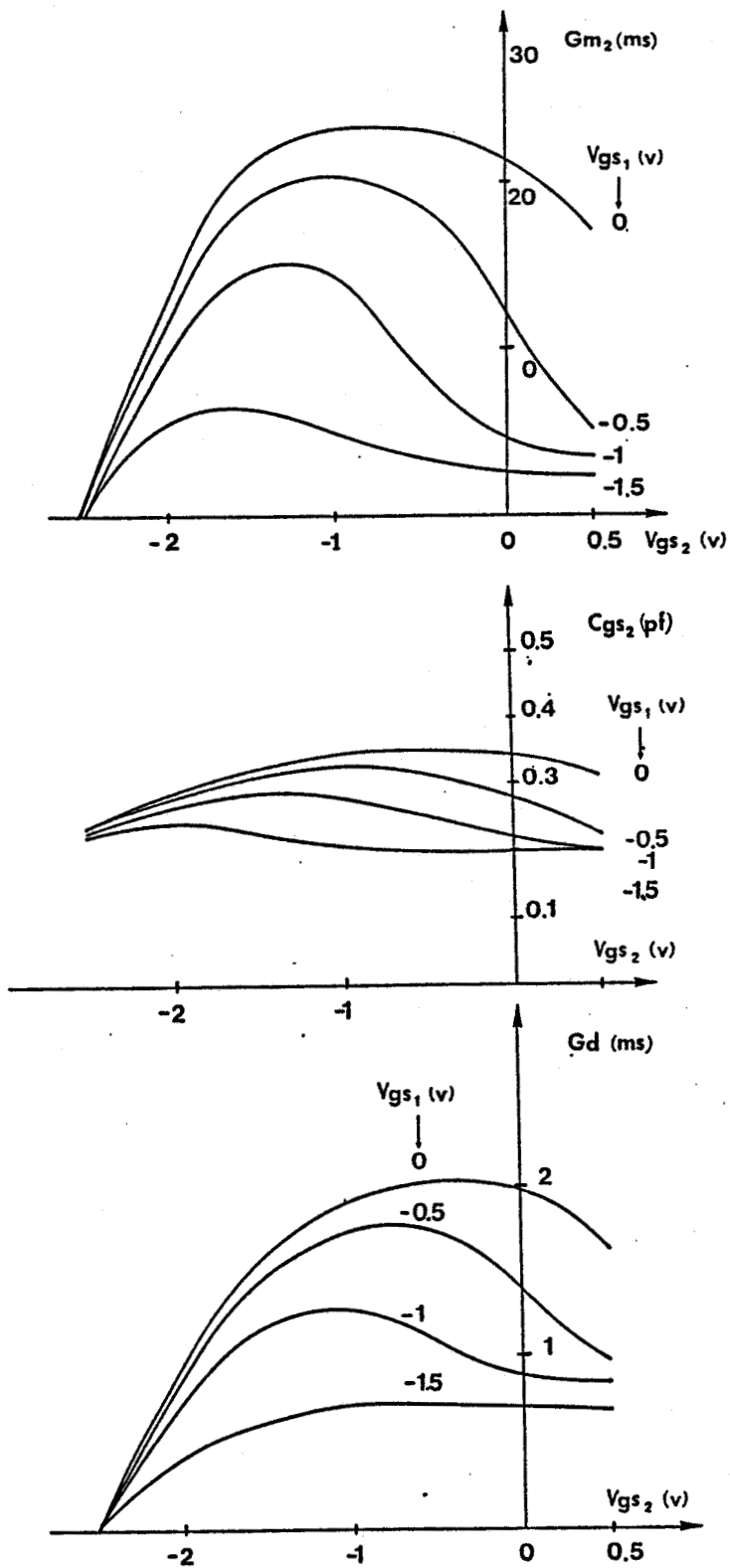
Nous proposons, tout d'abord, de montrer la validité du schéma électrique équivalent utilisé en régime non linéaire selon les deux configurations G<sub>1</sub>-D et G<sub>2</sub>-D. Puis nous appliquons notre méthode de caractérisation au cas d'un bigrille submicronique commercial.

- Validation

Selon la technique évoquée au § 2.5.1, nous pouvons mesurer l'évolution des éléments du schéma équivalent en fonction des tensions de polarisation Vgs<sub>1</sub>, Vgs<sub>2</sub> et Vds. Ces évolutions sont représentées figure 52 pour la configuration G<sub>1</sub>-D, figure 53 selon la configuration G<sub>2</sub>-D, et figure 54 pour les deux configurations.

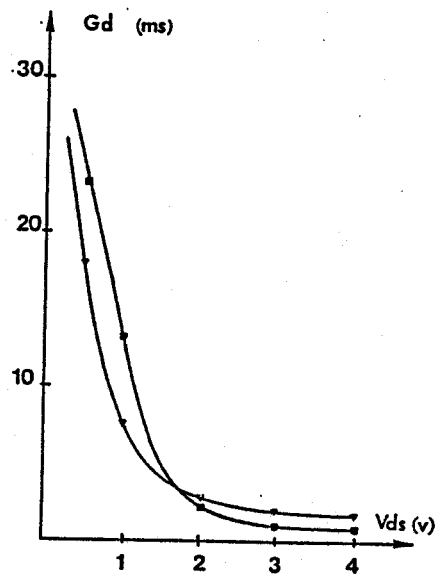
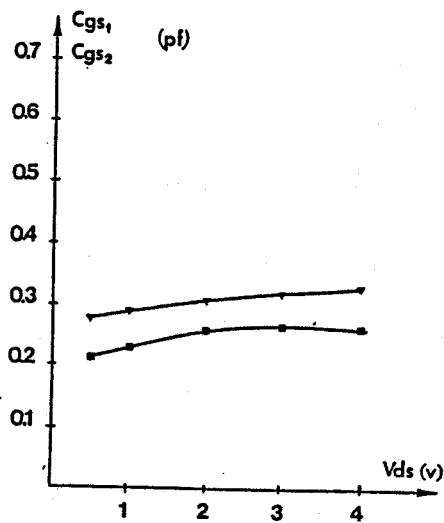
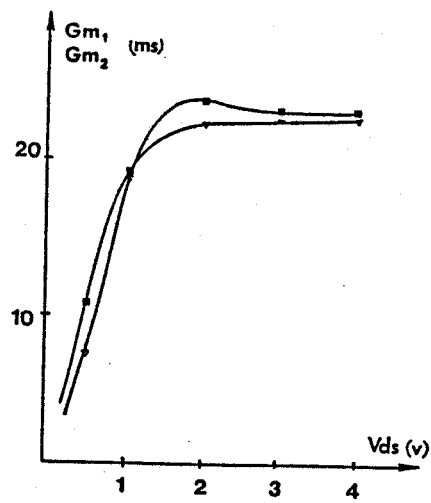
Pour ces deux configurations, nous introduisons dans le logiciel d'analyse TOUCHSTONE les valeurs mesurées pour en déduire les paramètres S à la fréquence de 10 GHz. Nous les comparons ensuite aux paramètres S mesurés à la même fréquence en fonction des polarisations de grille 1 (figure 55), de grille 2 (figure 56) et de drain (figure 57).

L'accord observé montre la validité du schéma utilisé pour représenter le comportement en régime non linéaire du composant à fréquence élevée. Il apparaît donc que cette méthode originale de caractérisation du bigrille permet d'accéder aux caractéristiques hyperfréquences du composant à partir d'une mesure directe.



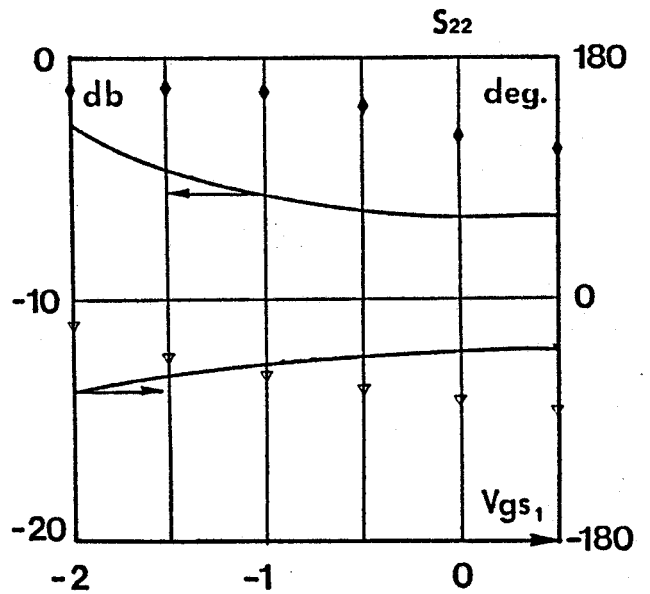
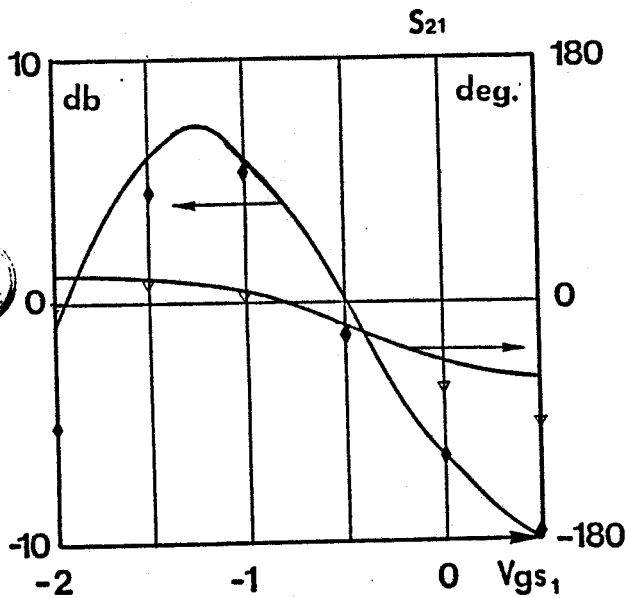
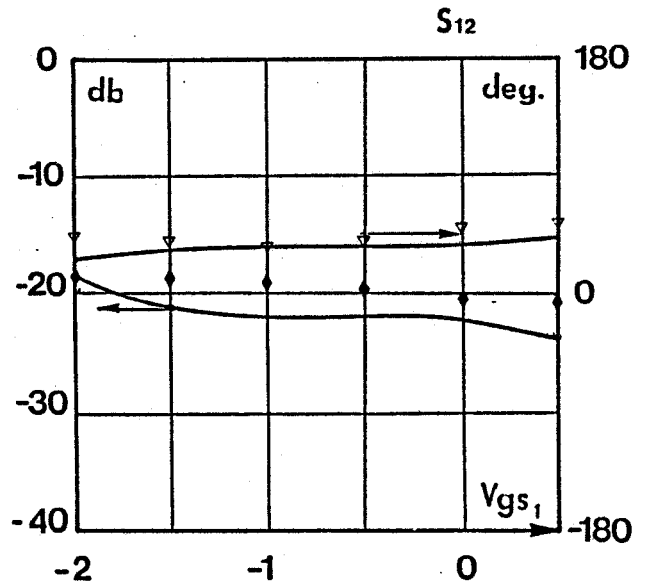
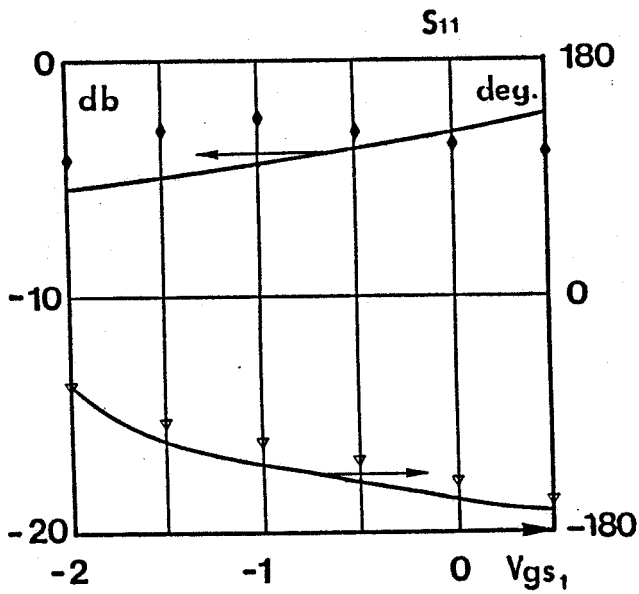
**Figure 53 :** Evolutions des principaux éléments du schéma électrique équivalent global (configuration G2 - D) mesurés à  $V_{ds} = 4v$  pour le P35 - 1310.





**Figure 54 :** Evolution des principaux éléments du schéma électrique équivalent global mesurés en fonction de  $V_{ds}$  pour deux configurations.

- Configuration G1 - D  $V_{gs1} = -1v$   
 $V_{gs2} = 0v$
- ▼ Configuration G2 - D  $V_{gs1} = 0v$   
 $V_{gs2} = -1v$

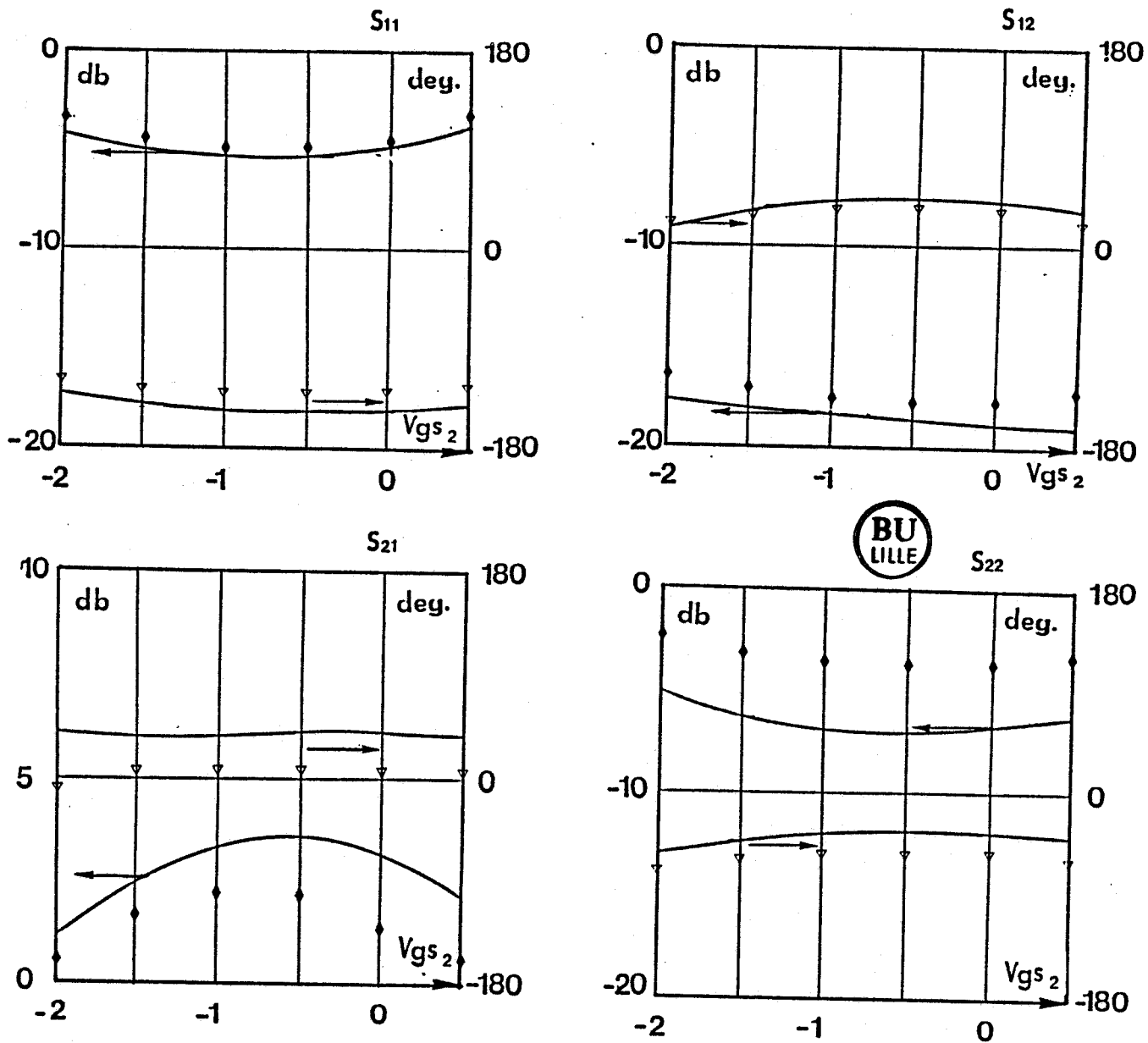


**Figure 55 :** Comparaison entre les paramètres S mesurés (→) et théoriques (◆) du P35 - 1310 en fonction de la tension grille source  $V_{gs1}$  pour la configuration G1-D

$V_{ds} = 4v$

à la fréquence  $f = 10\text{ GHz}$

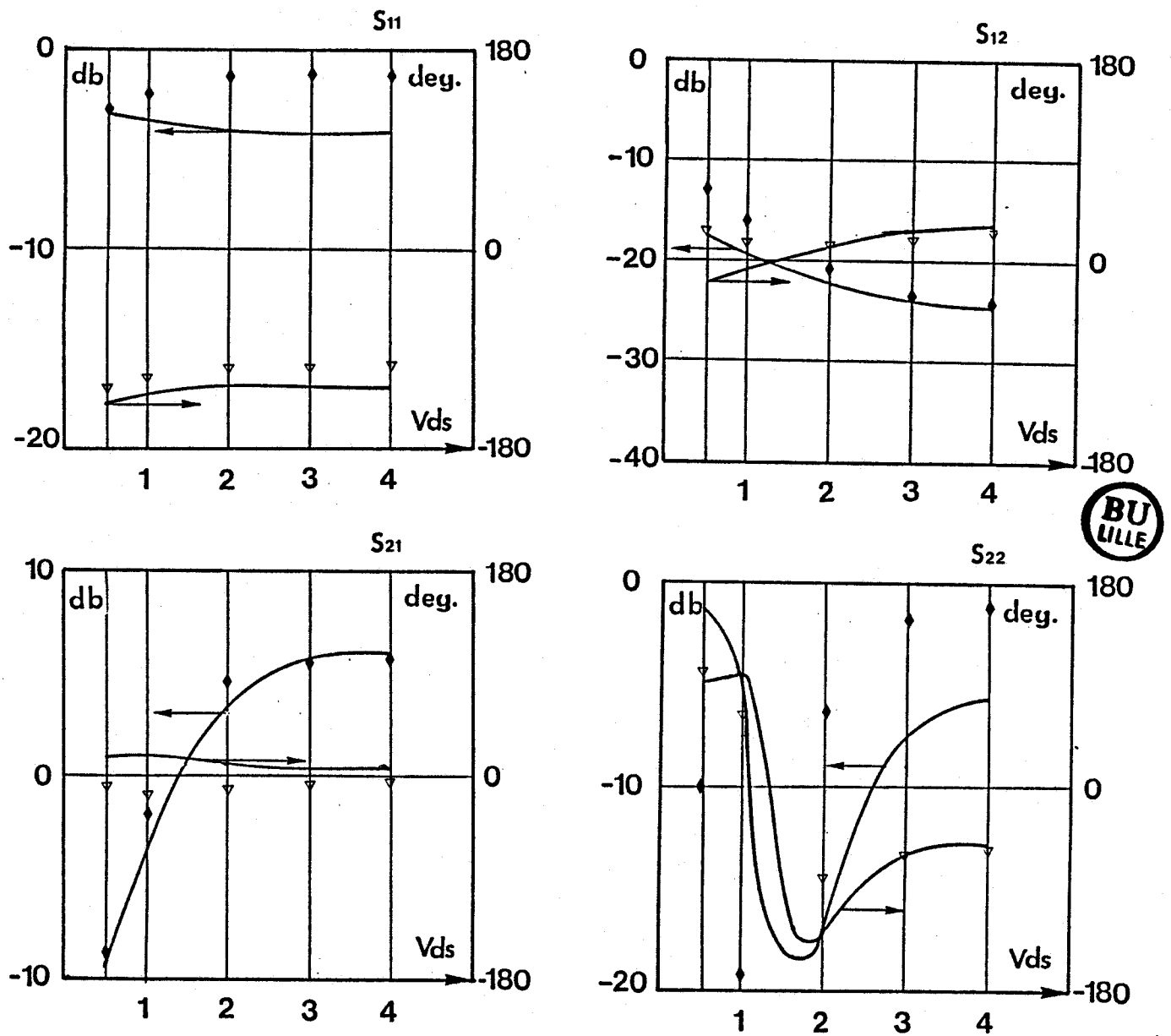
$V_{gs2} = 0v$



**Figure 56 :** Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (⋄) du P35 - 1310 en fonction de la tension grille source  $V_{gs2}$  pour la configuration G2-D  
 $V_{ds} = 4v$

à la fréquence  $f = 10 \text{ GHz}$

$V_{gs1} = 0v$



**Figure 57 :** Comparaison entre les paramètres S mesurés (—) et théoriques (⋄) du P35 - 1310 en fonction de la tension drain source  $V_{ds}$  pour la configuration G1-D

$$V_{gs1} = -1\text{v}$$

à la fréquence  $f = 10\text{ GHz}$

$$V_{gs2} = 0\text{v}$$

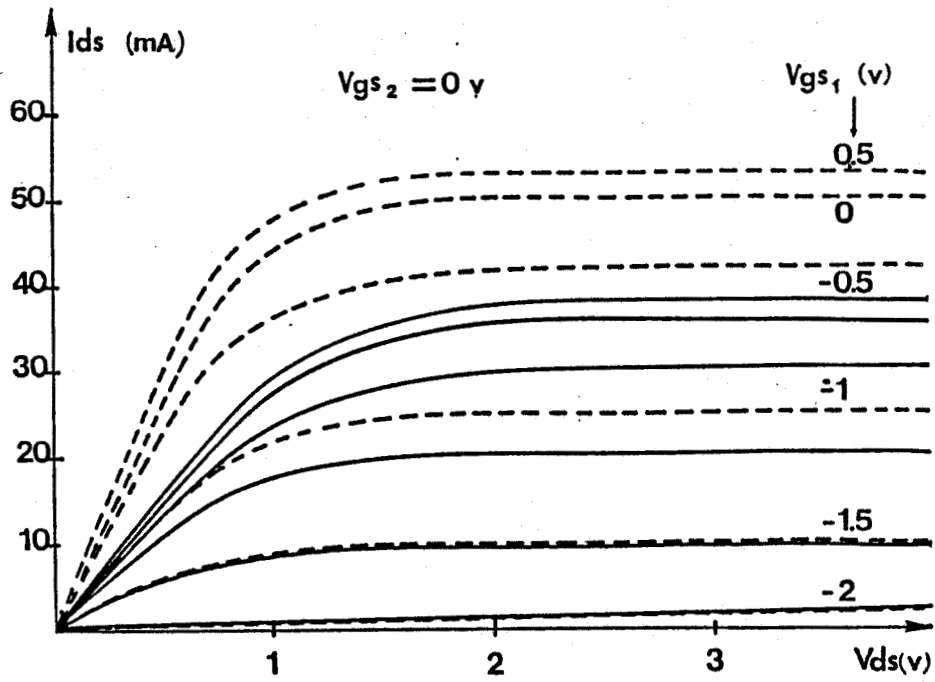


Figure 58 : Comparaison entre le réseau  $I_{ds}$  ( $V_{gs1}$ ,  $V_{ds}$ ) du P35 - 1310.

- mesuré en continu
- déduit des mesures en hyperfréquences de  $g_{m1}$

BU  
LILLE

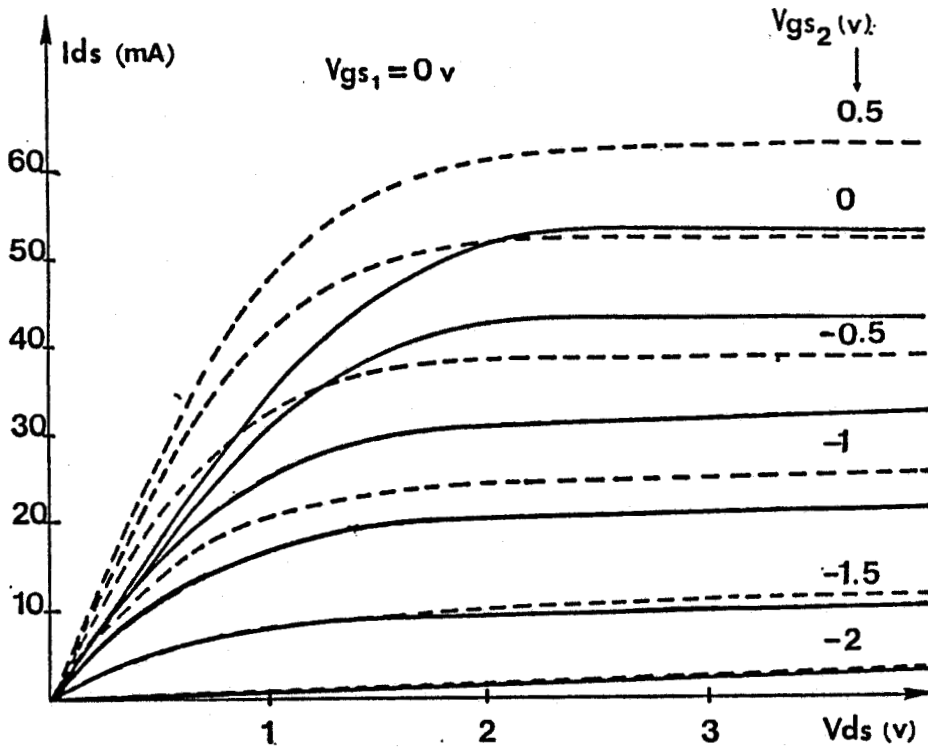


Figure 59 : Comparaison entre le réseau  $I_{ds}$  ( $V_{gs2}$ ,  $V_{ds}$ ) du P35 - 1310.

- mesuré en continu
- déduit des mesures en hyperfréquences de  $g_{m2}$

• Application

Notre méthode est appliquée à la détermination de la caractéristique quasistatique de transfert et de sortie du transistor Plessey P35-1310. Comme nous l'avons vu au § 2.5.4.1, elle est obtenue à partir des mesures de  $gm_1$  et  $gm_2$  que l'on intègre numériquement.

–configuration  $G_1$ -D :

$$I_{ds}(V_{gs1}i) \Big|_{V_{gs2}, V_{ds}} \# \sum_{k=1}^i gm_1(V_{g's1k}) \Delta V_{g's1k} \quad (2-45)$$

–configuration  $G_2$ -D :

$$I_{ds}(V_{gs2}i) \Big|_{V_{gs1}, V_{ds}} \# \sum_{k=1}^i gm_2(V_{g's2k}) \Delta V_{g's2k} \quad (2-46)$$

Nous mesurons les transconductances  $gm_1$  et  $gm_2$  en micro-ondes (bande 2 à 4 GHz) avec un incrément de 0,2 v pour la tension grille-source et 0,5 v pour la tension drain-source.

Les réseaux quasistatiques, obtenus pour deux cas particuliers de polarisation sont présentés figures 58 et 59. Nous faisons également figurer les réseaux issus des mesures en continu.

Nous observons une différence très nette entre les deux réseaux, montrant la non validité des mesures en continu. Notons que cet écart sera d'autant plus grand que la couche épitaxiée du composant sera de moins bonne qualité. Ainsi, pour le transistor Plessey P35-1310, nous avons relevé une différence de 40% entre les maxima de la transconductance  $gm_1$  mesurés en continu et en hyperfréquences. L'intégration des évolutions de  $gm_1$  et  $gm_2$  ne faisant qu'amplifier les différences, nous trouvons une différence importante entre les réseaux issus de la mesure en continu et en hyperfréquences.

## 2.6 Conclusion

Nous avons présenté la méthode classique de caractérisation du bigrille et son insuffisance à décrire le fonctionnement du composant en régime non linéaire. Nous avons alors proposé une méthode originale de caractérisation qui présente l'avantage d'accéder directement par la mesure aux éléments du schéma électrique équivalent. Cette nouvelle technique a été appliquée à la détermination des caractéristiques du composant en hyperfréquences. Sa mise en oeuvre est simple et nous paraît donc mieux adaptée à la caractérisation du bigrille en hyperfréquences et en régime non linéaire.

## Bibliographie Chapitre 2

- [1] A. ASAI, F. MURAI, H. KODERA  
"GaAs dual-gate Schottky barrier FET's for microwave frequencies"  
I.E.E.E. Trans. on Electron devices, vol. ED-22, n° 10, pp 897-904 (October 1975).
- [2] T. FURUTSUKA, M. OGAWA, N. KAWAMURA  
"GaAs dual-gate MESFET's"  
I.E.E.E. Trans. on Electron devices, vol. ED-25, n° 6 (June 1978)
- [3] J. WYRWINSKY  
"Etude théorique et expérimentale de divers fonctionnements en amplication de puissance du transistor à effet de champ bigrille à arséniure de gallium"  
Thèse de 3ème cycle, Lille I (1986).
- [4] M. BOUHESS  
"Modélisation et caractérisation des transistors à effet de champ type bigrilles submicro-  
niques"  
Thèse de 3ème cycle, Lille I (1983).
- [5] J. SCOTT, R. MINASIAN  
"A Simplified Microwave model of the GaAs dual-gate MESFET"  
I.E.E.E. Trans. on MTT, vol. MTT-32, n° 3, pp. 243-247 (March 1984).
- [6] B. KIM, H. QUEN TSERNG, P. SAUNIER  
"GaAs dual-gate FET for operation up to K-band"  
I.E.E.E. Trans. on MTT, vol. MTT-32, n° 3, pp. 256-261 (March 1984).
- [7] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
"Equivalent circuit of GaAs dual-gate MESFETs"  
Electron. Letters, vol. 17, n° 13, pp. 477-479 (June 1981)
- [8] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
"DC characteristics aid dual-gate FET analysis"  
Microwaves and RF, pp. 71-73 (July 1981)
- [9] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
"Microwave wide-band model of GaAs dual-gate MESFET's"  
I.E.E.E. Trans. on MTT, vol. MTT-30, n° 3, pp. 243-251 (March 1982)
- [10] A. MADJAR, J. DREIFUSS  
"Large-Signal microwave performance prediction of dual-gate GaAs MESFET using an ef-  
ficient and accurate model"  
I.E.E.E trans. on MTT, vol. MTT 33, n° 7, pp. 639-643 (July 1985)
- [11] N.E. RADHY  
"Etude des non linéarités et du bruit dans les transistors bigrilles submicroniques à effet de  
champ"  
Thèse 3ème cycle, Lille I (1985).



## **Chapitre 3**

### **Modélisation en régime non linéaire des TECs**



## **Chapitre 3**

### **Modélisation en régime non linéaire des TECs**

#### **3.1 Introduction**

Pour les applications que nous envisageons pour les transistors mono et bigrille, nous désirons utiliser un modèle susceptible de décrire leur fonctionnement à la fois en régime non linéaire et en hyperfréquences. Or la modélisation grand signal du TEC en est encore à ses débuts, comme le rappelait en Juin 1987 D. Estreich [1] et il est délicat de choisir parmi les nombreux modèles existants CELUI à utiliser.

La première partie de ce chapitre concerne donc l'examen des différents modèles actuellement proposés pour représenter le comportement des TECs en fonctionnement non linéaire de forts signaux.

Cet examen faisant apparaître plusieurs insuffisances pour les modèles actuels, nous serons amenés à proposer un nouveau modèle grand signal. Son originalité repose sur l'obtention d'une caractéristique courant tension utilisable en micro-ondes, contrairement aux modélisations antérieures.

#### **3.2 Différents modes d'étude**

On trouve dans la littérature de nombreux modes d'étude du TEC. Ils peuvent se classer en trois grandes familles que nous présentons rapidement ; ce sont les modèles particuliers, macroscopiques puis phénoménologiques.

Après avoir envisagé le cas particulier du bigrille, nous effectuerons une étude comparative de ces différents modes. Cela nous permettra de choisir le mode d'étude le plus approprié pour le but que nous nous sommes fixé.

### **3.2.1 Les modèles particuliers (1D ou 2D)**

Ils consistent à décrire les phénomènes de transport de charge électronique au moyen de l'équation de Boltzmann. Cette équation peut être résolue numériquement, par exemple en utilisant la méthode de Monte-Carlo [2], [3].

Dans ce modèle, le déplacement des électrons est suivi simultanément dans l'espace réel et dans l'espace réciproque. Il rend compte des effets de dynamique non stationnaire, qu'on ne peut négliger pour des composants de dimension submicronique fonctionnant aux fréquences élevées.

Ces modèles présentent l'avantage de réaliser une étude exacte prenant en compte les différentes grandeurs physiques régissant le transport des charges au sein du composant.

Cependant, ils nécessitent des temps de calcul relativement longs et des ordinateurs performants. En conséquence, de tels modèles se prêtent mal à une étude paramétrique des conditions de fonctionnement et des structures semi-conductrices.

### **3.2.2 Les modèles macroscopiques (1D ou 2D)**

Ces modèles consistent en la résolution des équations fondamentales du transport dans les semi-conducteurs, à savoir les trois équations de conservation du nombre des particules, du moment et de l'énergie, obtenues par intégration de l'équation de Boltzmann [4].

Ils permettent de considérer l'influence des effets de dynamique non stationnaire mais avec un temps de calcul beaucoup plus court que par la méthode de Monte-Carlo.

Les modèles unidimensionnels, comme celui mis au point au laboratoire par B. Carnez et A. Cappy [5], utilisent des hypothèses simplificatrices qui permettent de traiter analytiquement le comportement du composant.

Ces modèles, s'ils sont précis, nécessitent néanmoins des temps de calcul relativement importants et se prêtent également difficilement à des études paramétriques.

### Modèles

	particulaires	macroscopiques	phénoménologiques
Compréhension des phénomènes physiques	++	++	--
Complexité	+++	++	-
Exactitude	+++	++	+
Rapidité	--	+	+++
Performances du calculateur	+++	++	-

**Tableau 15 :** Comparaison des modes d'étude du monogrille



### **3.2.3 Les modèles phénoménologiques**

Ils consistent à décrire le plus précisément possible le fonctionnement global du composant en utilisant des expressions mathématiques les plus simples possible. Ces expressions mathématiques relient les grandeurs électriques externes : tension grille-source  $V_{gs}$ , tension drain-source  $V_{ds}$  et courant drain  $I_{ds}$ . Elles peuvent :

- soit ne présenter aucune signification physique et n'être que simplement représentatives du fonctionnement,
- soit au contraire s'inspirer directement des théories élémentaires des semi-conducteurs.

La simplicité de telles expressions permet une étude paramétrique rapide sur un micro-ordinateur. La vocation de tels modèles est donc la conception et l'optimisation des composants et systèmes micro-ondes.

### **3.2.4 Cas particulier du bigrille**

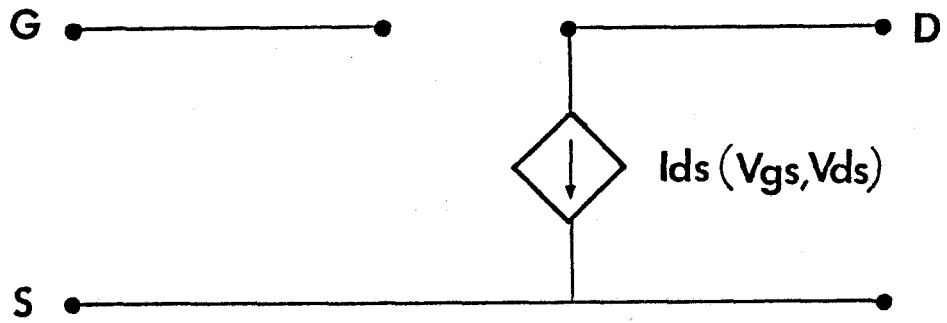
A notre connaissance, les seuls modèles que nous pouvons trouver dans la littérature sont le modèle particulière de Moglestue [6], ainsi que le modèle macroscopique unidimensionnel de Bouhess [7]. Enfin, Radhy [8] a proposé une modélisation dite globale dans le cadre des modèles phénoménologiques.

### **3.2.5 Comparaison des modes d'étude du monogrille**

Le tableau récapitulatif n° 15 effectue une comparaison des différents modes utilisables dans le cas du monogrille en présentant leurs avantages et inconvénients respectifs. Cette comparaison nous permettra d'effectuer le choix judicieux du mode d'étude à utiliser.

### **3.2.6 Conclusion**

Nous nous proposons de choisir un mode d'étude des TECs monogrille et bigrille permettant la conception et l'optimisation du fonctionnement des composants et des systèmes micro-ondes. Il est donc nécessaire qu'il soit simple, pour limiter les temps de calcul, mais aussi suffisamment précis.



**Figure 60 :** Schéma électrique non linéaire simplifié du TEC monogrille.



L'examen du tableau n° 15 fait apparaître que seuls les modèles phénoménologiques sont utilisables pour le but envisagé.

Nous nous proposons donc de faire une présentation plus exhaustive des différents modèles phénoménologiques existants dans la littérature.

### 3.3 Modèles phénoménologiques actuels

De nombreux auteurs ont proposé différents modèles destinés à décrire le fonctionnement du monogriille. Il est important de remarquer que certains permettent une description en régime fortement non linéaire tandis que d'autres s'attachent à modéliser le transistor en régime de fonctionnement faiblement ou moyennement non linéaire. Après avoir présenté les modèles les plus significatifs, nous traiterons rapidement le cas particulier du bigriille.

#### 3.3.1 Monogriille

##### 3.3.1.1 Régime fortement non linéaire

De façon très simple, le monogriille peut être modélisé par un seul générateur de courant drain ( $I_{ds}$ ) dépendant des tensions de grille  $V_{gs}$  et de drain  $V_{ds}$  (figure 60).

Différentes expressions phénoménologiques ont été proposées pour traduire la dépendance fortement non linéaire de ce générateur :

- Schichman et Hodges [9] en 1968, dont le modèle utilisé dans le logiciel SPICE est représenté par les équations :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta(V_{gs} + V_T)^2(1 + \lambda V_{ds}) \text{ en zone saturée} \quad (3-1)$$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta[2(V_{gs} + V_T)V_{ds} - V_{ds}^2](1 + \lambda V_{ds}) \text{ en zone non saturée} \quad (3-2)$$

- Taki [10], qui propose en 1978, la description de la totalité de la caractéristique par une seule équation :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dss} \left(1 + \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2 th\left(\alpha \frac{V_{ds}}{V_p + V_{gs}}\right) \quad (3-3)$$

Les modèles de Schichman, Hodges et Taki, créés pour le JFET, ont ensuite été utilisés pour décrire le fonctionnement du MESFET.

- Curtice [11] propose en 1980 l'expression :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta (V_{gs} + V_T)^2 (1 + \lambda V_{ds}) th(\alpha V_{ds}) \quad (3-4)$$

Ce modèle, adapté par White et Namordi [12] a été utilisé dans le logiciel SPICE 2.

- Tajima [13], en 1981, décrit la caractéristique non linéaire par l'expression empirique :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{d1} I_{d2} \quad (3-5)$$

avec

$$I_{d1} = \frac{1}{k} \left[ 1 + \frac{V_{g's}}{V_p} - \frac{1}{m} + \frac{1}{m} \exp\left\{-m \left(1 + \frac{V_{g's}}{V_p}\right)\right\} \right] \quad (3-6)$$

et

$$I_{d2} = I_{dsp} \left[ 1 - \exp\left\{\frac{-V_{ds}}{V_{dss}} - a \left(\frac{V_{ds}}{V_{dss}}\right)^2 - b \left(\frac{V_{ds}}{V_{dss}}\right)^3\right\} \right] \quad (3-7)$$

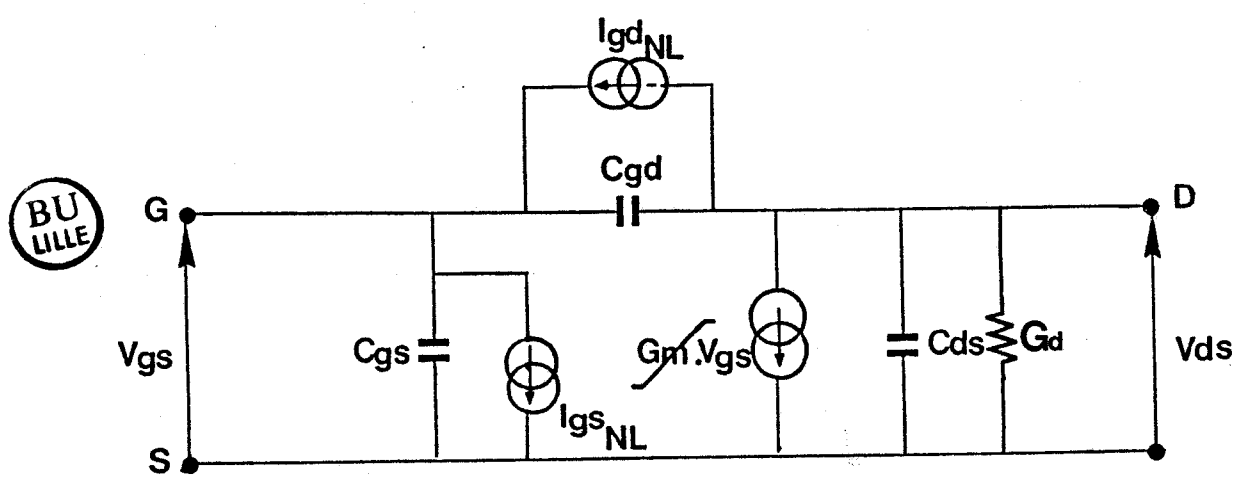
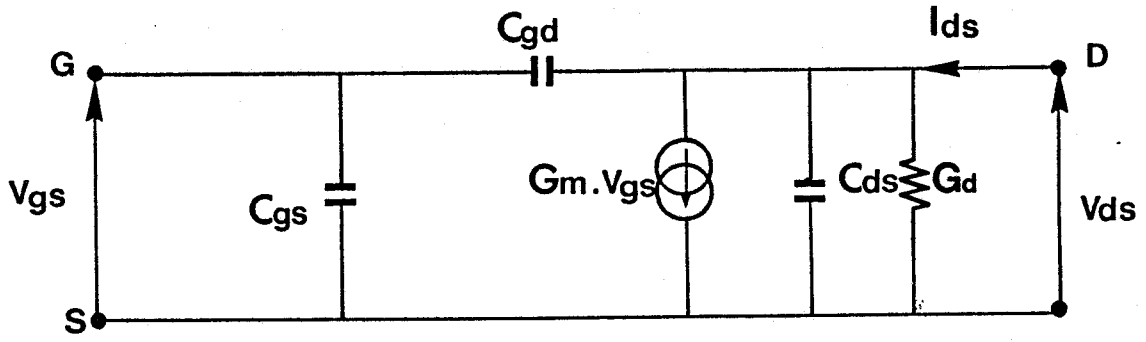
- Nous trouvons ensuite l'expression de Kacprzak et Materka [14] en 1982 qui tient compte de la modification de la tension de pincement  $V_p$  avec la tension de polarisation drain-source  $V_{ds}$ .

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2 th\left(\frac{\alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_{p0} - \gamma V_{ds}}\right) \quad (3-8)$$

- Enfin, récemment, Microwave Spice plante sur TOUCHSTONE (EEsof) :

$$\text{soit } I_{ds} = \beta (V_{gs} - V_{TO})^2 (1 + \lambda V_{ds}) th(\alpha V_{ds}) \text{ modèle n } ^\circ 1 \quad (3-9)$$

$$\text{soit } I_{ds} = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) th(\gamma V_{ds}) \text{ modèle n } ^\circ 2 \quad (3-10)$$



**Figure 61 :** Schémas électriques équivalents au TEC

a) en régime linéaire

b) en régime non linéaire.



$$\text{où } V_1 = V_{gs} \times [1 + \beta(V_{ds0} - V_{ds})]$$

Tous ces modèles, exprimant par une expression mathématique simple la dépendance du courant drain  $I_{ds}$  en fonction des tensions grille  $V_{gs}$  et drain  $V_{ds}$ , permettent une simulation en grand signal puisqu'ils décrivent le composant quelles que soient les valeurs prises par les tensions (en dehors du mécanisme d'avalanche).

### 3.3.1.2 Régime faiblement ou moyennement non linéaire

Certains auteurs ont proposé une modélisation, définie autour d'un point de fonctionnement, décrivant le régime non linéaire. Ainsi, on peut écrire pour le courant drain, en considérant le schéma non linéaire de la figure 61.

$$\begin{aligned} \Delta I_{ds} = & \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Delta V_{gs} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs}^2} (\Delta V_{gs})^2 + \dots \\ & + \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Delta V_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{ds}^2} (\Delta V_{ds})^2 + \dots \\ & + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_{ds}}{\partial V_{gs} \partial V_{ds}} \Delta V_{gs} \Delta V_{ds} + \dots \end{aligned} \quad (3-11)$$

et de même pour la capacité grille-source.

$$\begin{aligned} C_{gs} = & C_{gs0} + \frac{\partial C_{gs}}{\partial V_{gs}} \Delta V_{gs} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 C_{gs}}{\partial V_{gs}^2} (\Delta V_{gs})^2 + \dots \\ & + \frac{\partial C_{gs}}{\partial V_{ds}} \Delta V_{ds} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 C_{gs}}{\partial V_{ds}^2} (\Delta V_{ds})^2 + \dots \end{aligned} \quad (3-12)$$

ou encore la capacité grille-drain.

La modélisation consiste, par exemple, à relever la courbe d'évolution de la capacité  $C_{gs}$  en fonction de  $V_{gs}$  pour une tension  $V_{ds}$  fixée. Ensuite, le procédé d'approximation par la méthode des moindres carrés permet de définir un polynôme (souvent d'ordre 5) représentatif de l'évolution de la courbe expérimentale. Enfin, par dérivations successives, on accède aux valeurs des coefficients du développement limité.

Ce procédé utilise généralement la mesure des paramètres de dispersion à l'analyseur de réseau.

Les résultats sont ensuite introduits comme paramètres dans une résolution d'équations du type Volterra.

Cette méthode, préconisée par différents auteurs [15], [16], permet de considérer des régimes faiblement et moyennement non linéaires mais ne permet pas de décrire le fonctionnement en régime fortement non linéaire. De plus, ils sont assez complexes et par conséquent difficilement utilisables en CAO. Signalons cependant qu'ils permettent de mettre en évidence l'influence sur le fonctionnement des différentes non linéarités et des différents coefficients non linéaires représentatifs.

A notre connaissance, seul Radhy a proposé un modèle phénoménologique spécifique au bigrille en proposant un schéma global, dont il a montré la validité en régime faiblement non linéaire. Ce schéma a été présenté lors de la présentation des différents modes de caractérisation du bigrille au §2.5.

Par ailleurs, plus classiquement, le bigrille peut être modélisé par un schéma électrique équivalent dit naturel (§ 2.3) en le considérant comme résultant de l'association en cascade de deux monogrilles, chacun des deux monogrilles étant décrit par un modèle de type phénoménologique.

### 3.3.2 Conclusion

Nous nous intéressons à la modélisation grand signal des transistors à effet de champ mono et bigrille en vue des applications envisagées. Or, pour décrire le fonctionnement grand signal, il importe d'utiliser des expressions phénoménologiques, non pas établies autour d'un point de fonctionnement mais valables quelques soient les tensions grille-source et drain-source appliquées.

En ce qui concerne le bigrille, nous avons le choix entre deux modèles s'inspirant soit du schéma naturel, soit du schéma global. Or l'utilisation du schéma global nécessite la mise en place d'expressions dépendant de trois variables, puisque chaque élément non linéaire dépend des 3 tensions  $V_{gs_1}$ ,  $V_{gs_2}$  et  $V_{ds}$ . Cela s'avérant assez complexe, nous choisissons le schéma naturel pour la modélisation grand signal du bigrille. Il conviendra de modéliser chaque monogrille constitutif du bigrille par un modèle phénoménologique grand signal.

La modélisation grand signal des deux types de transistor se ramène donc à l'utilisation d'un modèle phénoménologique grand signal du monogrille. Or, nous pensons que les modèles actuellement proposés pour décrire le fonctionnement présentent quelques insuffisances que nous présentons dans le paragraphe suivant.

### 3.4 Insuffisance des modélisations actuelles

La plupart des auteurs actuels proposent la caractérisation du générateur de courant et la validation des expressions mathématiques à l'aide de mesures en continu.

Or, comme nous l'avons vu au § 1.5, cette façon de procéder nous apparaît peu judicieuse car les effets thermiques et effets de pièges nous empêchent d'accéder à la caractéristique micro-ondes du composant.

Dans ces conditions, nous rejetons la caractérisation en continu des autres auteurs (ainsi d'ailleurs que leur validation en continu) et nous nous proposons la caractérisation micro-ondes.

Enfin, plutôt que d'essayer de modéliser aussi précisément que possible le courant drain, il nous paraît plus judicieux de s'attacher à modéliser les dérivées partielles du courant drain, c'est-à-dire la transconductance  $g_m$  et la conductance de sortie  $g_d$ . En effet :

- leurs valeurs conditionnent les performances du dispositif en hyperfréquences, par exemple le gain et la puissance de compression pour une application en amplificateur de puissance,
- leurs évolutions en fonction des tensions de polarisation correspondent aux non linéarités du composant et sont fondamentales pour le fonctionnement en oscillateur ou en mélangeur.

De plus, ces grandeurs  $g_m$  et  $g_d$  sont directement accessibles à la mesure en micro-ondes avec une excellente précision.

Afin de démontrer la non validité des modélisations phénoménologiques actuellement proposées, nous envisageons, à titre d'exemple typique, le modèle de Curtice mis en oeuvre dans le logiciel SPICE :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta(V_{gs} + V_T)^2(1 + \lambda V_{ds}) th(\alpha V_{ds})$$

On peut en déduire les expressions de la conductance de sortie  $g_d$  et de la transconductance  $g_m$ .

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}} = 2\beta(V_{gs} + V_T)(1 + \lambda V_{ds}) th(\alpha V_{ds}) \quad (3-13)$$

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}} = \beta(V_{gs} + V_T)^2 \left[ \alpha(1 + \lambda V_{ds}) (1 - th^2(\alpha V_{ds})) + \lambda th(\alpha V_{ds}) \right] \quad (3-14)$$

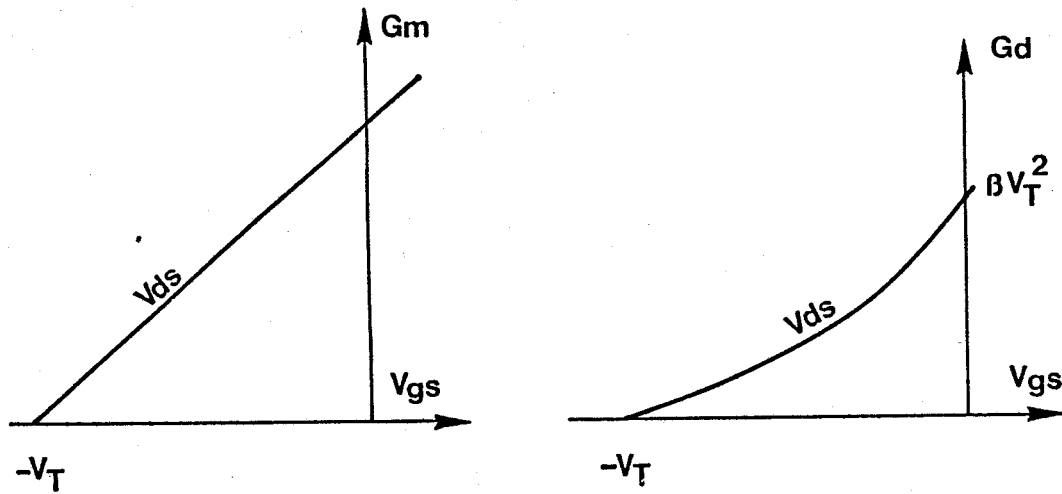


Figure 62 : Transconductance et conductance de sortie modélisées par Curtice.  
 $\beta = 4,44$  ;  $V_T = 5,6$  ;  $\lambda = 0$  ;  $\alpha = 2$

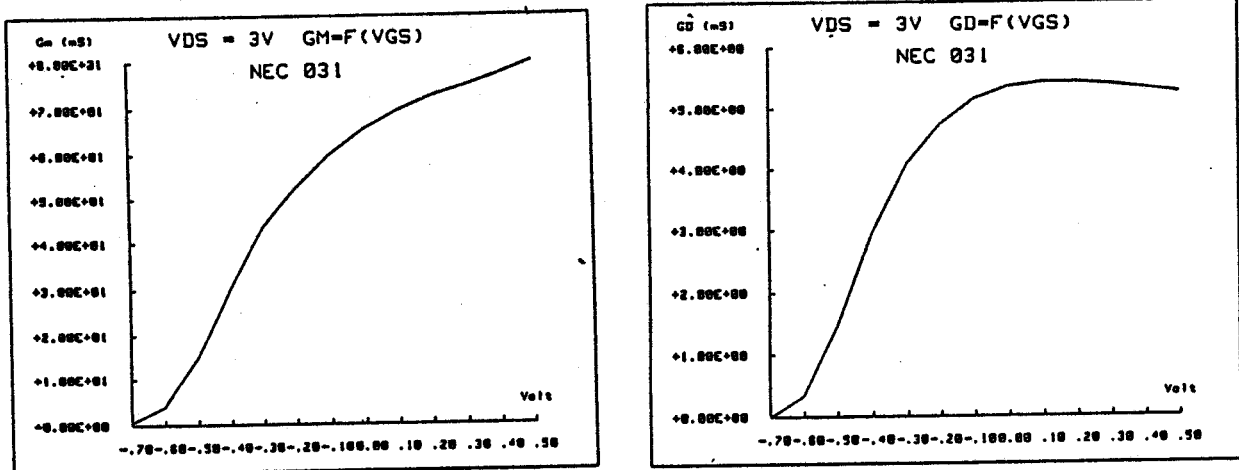


Figure 63 : Evolution expérimentale typique du gm et du gd d'un TEC commercial submicronique (mesurés dans la bande 2-4 GHz).

Nous représentons figure 62 leurs évolutions en fonction de la tension de polarisation de grille.

Si on les compare aux évolutions expérimentales de la figure 63, pour un transistor submicronique, il apparaît une réelle divergence entre les allures des courbes. Ainsi le  $g_m$  est modélisé par une variation linéaire avec  $V_{gs}$  alors qu'en pratique, elle est fortement non linéaire. De même, le  $g_d$  est modélisé de façon quadratique en fonction de  $V_{gs}$  alors qu'en pratique, il demeure presque constant jusqu'au pincement.

En conclusion, il apparaît que les modélisations actuelles, si elles représentent assez bien le comportement en continu, sont tout à fait incapables de représenter les évolutions de  $g_m$  et de  $g_d$  qui sont pourtant fondamentales pour le fonctionnement en micro-ondes.

En effet, l'obtention de l'évolution du courant drain en fonction des tensions de polarisation n'implique pas nécessairement une bonne détermination des dérivées partielles  $g_m$  et  $g_d$ .

Nous rejettons donc la méthode de modélisation actuelle et nous nous proposons, à présent, de décrire un modèle original susceptible de permettre à la fois la représentation correcte des dérivées partielles et de la caractéristique de sortie.

### 3.5 Expressions phénoménologiques

Nous proposons la description de la dépendance non linéaire du courant drain  $I_{ds}$  en fonction des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  en utilisant une méthode analogue à celle utilisée lors de la caractérisation des composants (§ 1.6).

C'est pourquoi nous suggérons une expression phénoménologique de l'évolution de  $g_m$  en fonction des tensions de polarisation  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ .

La figure 64, où sont représentées les évolutions de la transconductance pour un transistor typique, nous suggère d'utiliser l'expression suivante [17] :

$$g_m(V_{gs}, V_{ds}) = g_{m_0} \operatorname{th}\left(\alpha \frac{V_{gs} + V_p}{V_p}\right) \operatorname{th}\left(\frac{V_{ds}}{V_s}\right) \quad (3-15)$$

avec les différents paramètres représentés sur la figure 65.

•  $g_{m_0}$  : la valeur de saturation de la transconductance pour  $V_{ds}$  élevé.

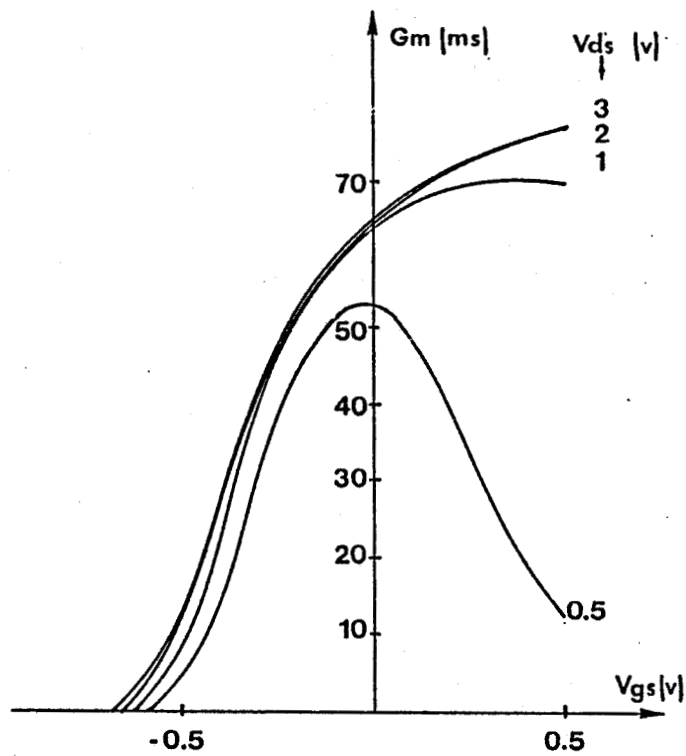


Figure 64 : Evolutions mesurées en hyperfréquences (2-4 Ghz) du gm fonction des tensions de polarisation  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  (transistor NE 673)

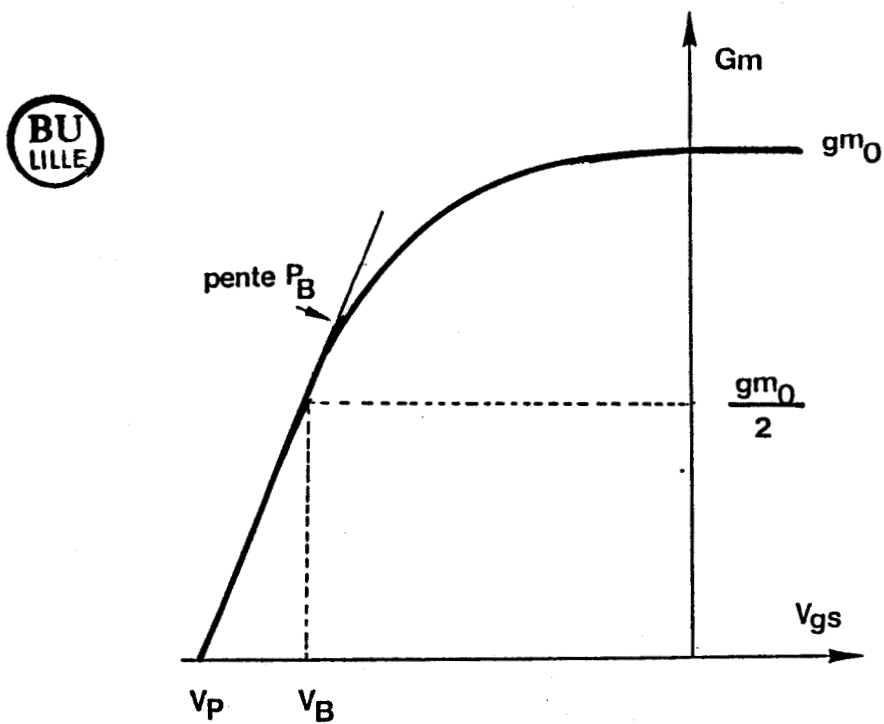


Figure 65 : Détermination des différents paramètres de l'expression de gm ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ).

- .  $V_p$  : la tension de pincement définie par  $gm(V_p) = 0$  v.
- .  $\alpha$  : paramètre significatif de la pente.
- .  $V_s$  : tension de déchet.

Les valeurs des différents paramètres  $gm_0$ ,  $V_p$  sont aisément déterminées sur la courbe expérimentale.

$\alpha$  est déterminé en considérant le point B qui a pour coordonnées  $(V_B, gm_0/2)$  et pour pente  $P_B$ .

On peut écrire :

$$\left. \frac{\partial gm}{\partial V_{gs}} \right|_B = \frac{gm_0 \alpha}{V_p} \left[ 1 - th^2 \left( \alpha \frac{-V_B + V_p}{V_p} \right) \right] = P_B \quad (3-16)$$

Ce qui nous donne :

$$1 - \frac{P_B V_p}{\alpha gm_0} = th^2 \left( \alpha \frac{-V_B + V_p}{V_p} \right) \quad (3-17)$$

d'où l'on extrait la valeur de  $\alpha$ .

Nous venons donc de mettre en place une nouvelle loi de l'évolution de  $gm(V_{gs}, V_{ds})$  ainsi que la détermination expérimentale des différents paramètres intervenant dans celle-ci.

Cependant, on peut souhaiter vouloir représenter la caractéristique courant-tension  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  dont l'allure est bien connue.

Dans ce cas, il suffit d'intégrer l'expression de  $gm$ . On obtient ainsi une nouvelle expression phénoménologique du courant drain :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{-V_p}^{V_{gs}} gm(V_{g's}, V_{ds}) dV_{g's} \quad (3-18)$$

Ce qui donne :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \left\{ Iso \ln \left[ ch \left( \alpha \frac{V_{gs} + V_p}{V_p} \right) \right] + gd_0 V_{ds} \right\} th \left( \frac{V_{ds}}{V_s} \right)$$

avec

$$Iso = \frac{gm_0 V_p}{\alpha}$$

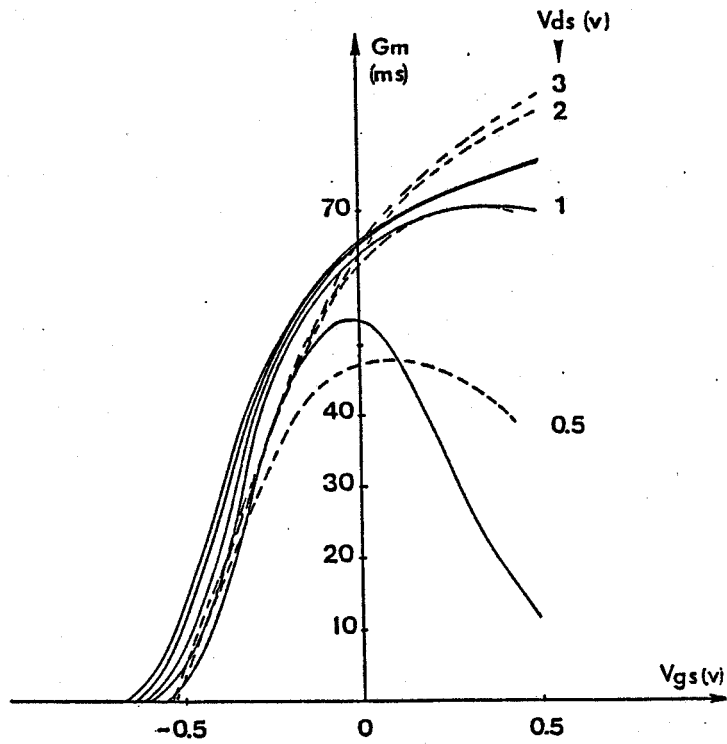
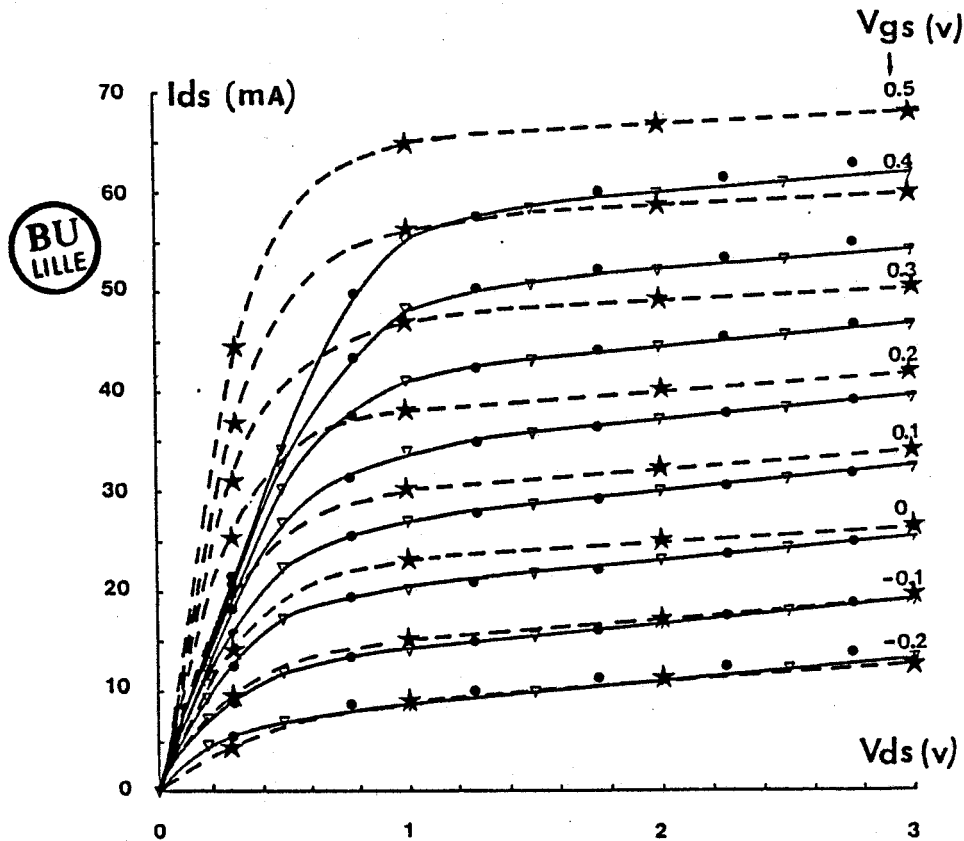


Figure 66 : Evolution de la transconductance  $g_m$

— expérimentale  
 - - - théorique (expression 3-15):  $g_{m0} = 89 \text{ ms}$  ;  $\alpha = 1,18$  ;  $V_p = -0,65 \text{ v}$



BU  
LILLE

Figure 67 : Caractéristiques micro ondes d'un TEC AsGa NE 673

—▽— en micro ondes  
 ● théoriques de modélisation  
 - - - en continu



Nous pouvons maintenant déduire la valeur de  $gd$  par dérivation de l'expression du courant.

$$gd = \left. \frac{\partial Ids}{\partial Vds} \right|_{Vgs} = gd_0 th\left(\frac{Vds}{Vs}\right) + \left( Iso \ln Ch\left(\alpha \frac{Vgs + Vp}{Vp}\right) + gd_0 Vds \right) \left( 1 - th^2\left(\frac{Vds}{Vs}\right) \right) \quad (3-19)$$

Et aussi vérifier expérimentalement la bonne réalisation de la condition de cohérence

$$\frac{\partial gm}{\partial Vds} = \frac{\partial gd}{\partial Vgs}$$

Nous suggérons donc une nouvelle expression du courant  $I_{ds}$  fonction des tensions de polarisation grille-source et drain-source. Elle présente l'originalité d'être directement caractérisable à partir de mesures hyperfréquences. Elle est donc susceptible de représenter correctement le comportement du transistor en régime dynamique, à l'inverse des expressions antérieures généralement obtenues à partir de mesures en statique.

Nous proposons maintenant de montrer la validité de notre modèle.

• Remarque 1

Nous avons fait apparaître lors de l'intégration le terme  $gd_0 \cdot Vds$  qui traduit la pente de la caractéristique  $I_{ds}(Vds)$  pour  $Vds$  élevé.  $gd_0$  correspond donc à la conductance de sortie du TEC en régime de saturation. Sa valeur est déduite de la mesure en hyperfréquences de  $gd$ . Il est choisi indépendant de  $Vgs$  comme l'expérience le prouve (figure 63).

• Remarque 2

Lors des mesures en continu, il est fréquent d'obtenir pour  $gd_0$  des valeurs nulles, voir négatives, ceci montre les problèmes qui peuvent se poser lors de l'utilisation de telles mesures et la validité des résultats obtenus en continu.

### 3.6 Validation de notre modèle

Nous proposons d'appliquer le modèle que nous avons mis au point au cas d'un transistor submicronique dont la caractérisation a été effectuée au chapitre 1.

Cela nous permettra de vérifier la validité des expressions phénoménologiques proposées pour  $gm$  et le courant drain.

Nous avons présenté au § 3.5 les différentes étapes permettant de modéliser un transistor à effet

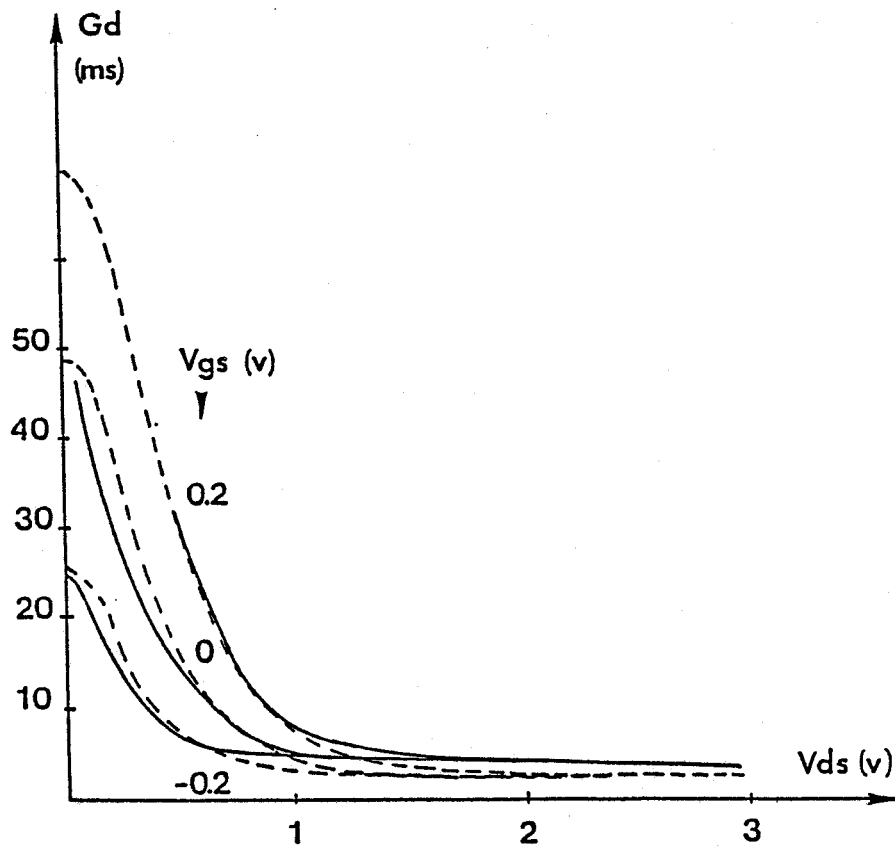


Figure 68 : Evolution de la conductance de sortie

— expérimentale  
 - - - - - théorique

de champ de type monogrille. Nous les avons appliquées au cas du transistor NE673. La figure 66 montre le bon accord entre les évolutions de  $g_m$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) déterminées d'une part, par la mesure en hyperfréquences, et d'autre part par notre modèle.

D'après le § 3.5 nous en déduisons l'expression phénoménologique "micro-ondes" de  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) et nous comparons ses évolutions théoriques à celles issues de la caractérisation du composant (§ 1.6). Le très bon accord observé entre les caractéristiques expérimentales et théoriques données figure 67 montre la validité des expressions retenues.

Enfin, afin de prouver la self consistance de notre modèle, nous comparons, figure 68, les évolutions de  $g_d$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) expérimentales avec celles données par la modélisation.

Là encore, nous pouvons conclure que notre modèle est bien représentatif de l'évolution des dérivées partielles du courant drain, ainsi que celle du courant drain.

### 3.7 Conclusion

Il s'avère intéressant d'utiliser une modélisation phénoménologique du TEC capable de représenter son fonctionnement en régime de fort signal. Notre étude bibliographique montre que les modèles actuels sont imparfaits car ils s'attachent à décrire le mieux possible l'évolution du courant drain en continu sans se préoccuper de la validité des dérivées  $g_m$  et  $g_d$ , grandeurs en réalité essentiellement responsables du fonctionnement en régime dynamique.

Dans ces conditions, nous proposons une modélisation phénoménologique originale, décrivant correctement et précisément l'évolution des paramètres  $g_m$  et  $g_d$ . Ainsi cette modélisation, qui s'affranchit des effets thermiques, est plus exacte car elle décrit bien le fonctionnement en régime dynamique de haute fréquence. Il est ensuite aisé, par intégration, de retrouver la caractéristique quasi-statique du transistor à présent parfaitement valable en micro-ondes.

En ce qui concerne la modélisation du bigrille, elle se ramène à celle du monogrille car celui-ci peut être considéré comme résultant de l'association de deux monogrilles.

Enfin, ayant montré la validité du nouveau modèle proposé, nous allons présenter son utilisation dans un logiciel de simulation susceptible de représenter le fonctionnement non linéaire des TECs mono et bigrille en micro-ondes.

### Bibliographie Chapitre 3

- [1] D. ESTREICH  
"Non linear modeling for MMIC's"  
Proceedings of 1987, I.E.E.E. international microwave symposium, pp. 93-96, (June 1987).
- [2] M. PERNISEK  
"Simulation bidimensionnelle de composants submicroniques, Application à l'étude du transistor à modulation d'injection"  
Thèse de 3ème cycle, Lille I (1983).
- [3] R. FAUQUEMBERGUE et al,  
Physica, 129, B, n° 2, p. 563 (1985).
- [4] A. YOSHII et al,  
"Accurate modeling for submicrometer gate Si and GaAs MESFET's using two dimensional particle simulation"  
I.E.E.E. trans. on Electron Devices, vol. ED-29, n° 12, p. 1942 (December 1982).
- [5] B. CARNEZ, A. CAPPY, A. KASZINSKI, E. CONSTANT, G. SALMER  
"Modeling of submicrometer gate field effect transistor including effects of non-stationary electron dynamics"  
J.A.P., n° 51, p. 784 (1980).
- [6] C. MOGLESTUE  
"Computer simulation of a dual-gate GaAs field effect transistor using the Monte Carlo method"  
Solid state and Elect. Dev., vol. 3, n°5, pp. 133-136 (September 1979).
- [7] M. BOUHES  
"Modelisation et caracterisation des transistors à effet de champ type bigrilles submicroniques"  
Thèse 3ème cycle, Lille I (1983).
- [8] N.E. RADHY  
"Etude des non linéarités et du bruit dans les transistors bigrilles submicroniques à effet de champ"  
Thèse 3ème cycle, Lille I (1985).
- [9] M. SHICHMAN, A. HODGES  
"Modeling and simulation of insulated gate field effect transistors switching circuits"  
I.E.E.E. J. of Solid State circuits, vol. SC-3, pp. 285-289 (Septembre 1968).
- [10] T. TAKI  
"Approximation of Junction field effect transistor characteristics by a hyperbolic function"  
I.E.E.E. J. of Solid State Circuits, vol. SC-13, n° 5, pp. 724-726 (October 1978)
- [11] W. CURTICE  
"A. MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits"  
I.E.E.E. trans. on MTT, vol. MTT-28, n° 5, pp. 448-456 (May 1980)

- [12] A. WHITE, R. NAMORDI  
"GaAs MESFET model adds life to SPICE"  
Microwaves and RF, pp. 197-200 (September 1984).
- [13] Y. TAJIMA, B. WRONA, K. MISHIMA  
"GaAs FET Large-signal model and its application to circuit designs"  
I.E.E.E. trans. on E.D., vol. ED-28, n° 2, pp. 171-175 (February 1981)
- [14] T. KACPRZAK, A. MATERKA  
"Compact dc model of GaAs FET's for large signal computer calculation"  
I.E.E.E. J. of Solid-State Circuits, vol. SC-18, n° 2, pp. 211-213 (April 1983).
- [15] R. YAQUINE  
"Etude des non linéarités dans les amplificateurs hyperfréquences à transistor à effet de champ en régime faible et moyenne puissance".  
Thèse de 3ème cycle, Lille I (1982).
- [16] R. MINASIAN  
"Large signal GaAs MESFET model and distortion analysis"  
Electronics Letters, vol. 14, n° 6, pp. 183-185 (March 1978)
- [17] Y. BONNAIRE, E. ALLAMANDO  
"Nouvelle modélisation grand signal du TEC AsGa utilisable en CAO"  
Journées nationales micro-ondes, Nice (1987)



## **Chapitre 4**

**Logiciels de simulation du fonctionnement  
des dispositifs à TECs**





## **Chapitre 4**

### **Logiciels de simulation du fonctionnement des dispositifs à TECs**



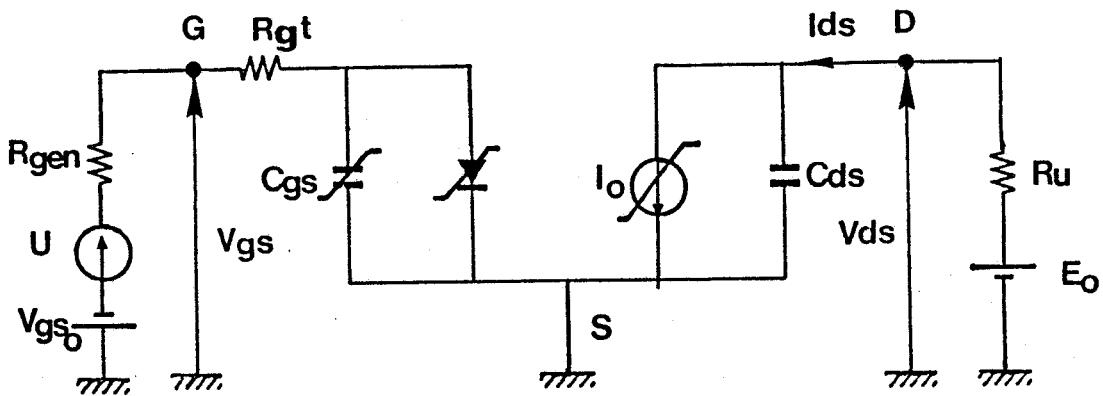


Figure 69 : Schéma électrique équivalent du TEC AsGa associé aux circuits d'entrée et de sortie.

# Chapitre 4

## Logiciels de simulation du fonctionnement des dispositifs à TECs

### 4.1 Introduction

Nous commencerons par présenter le schéma électrique équivalent représentatif du TEC monogridde auquel nous associons les circuits d'entrée et de sortie. Puis nous présentons le traitement numérique utilisé.

Ensuite, nous envisageons le cas de la simulation du fonctionnement du bigrille qui s'apparente à celle du monogridde. Toutefois, nous utiliserons un traitement numérique spécifique.

Enfin, dans chacun des deux cas, nous tiendrons compte des circuits micro-ondes associés au transistor.

### 4.2 Cas du TEC monogridde

#### 4.2.1 Schéma électrique équivalent

Nous utilisons le schéma électrique équivalent déjà présenté au § 1.4.1 pour décrire le fonctionnement en régime non linéaire du TEC AsGa. Le TEC est associé aux circuits d'entrée et de sortie représentés figure 69.

Ils consistent, pour le circuit d'entrée, en un générateur de résistance interne  $R_{g\acute{e}n}$  et de fem  $U$  et pour le circuit de sortie en une résistance de charge  $R_u$  associée à source continue de fem  $E_o$ .

## 4.2.2 Description du fonctionnement

### 4.2.2.1 Transistor monogrille

Les différentes non linéarités qui apparaissent dans le schéma électrique équivalent sont modélisées par des expressions mathématiques permettant un traitement numérique simple.

La caractérisation des non linéarités ayant été effectuée au chapitre 1, nous nous contentons de présenter les expressions représentatives de leurs évolutions.

Nous distinguons :

- L'évolution non linéaire de la capacité  $C_{gs}$  en fonction de la tension de polarisation  $V_{gs}$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{gs}(V_{gs}) = C_{limite} = C_{gs_0} \left(1 - \frac{V_p}{\Phi}\right)^{-\gamma} \text{ pour } V_{gs} < -V_p \end{array} \right. \quad (4-1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs_0} \left(1 - \frac{V_{gs}}{\Phi}\right)^{-\gamma} \text{ pour } -V_p < V_{gs} < 0 \end{array} \right. \quad (4-2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs_0} \text{ pour } V_{gs} > 0 \end{array} \right. \quad (4-3)$$

où :

- $C_{gs_0}$  représente la valeur de  $C_{gs}$  pour  $V_{gs} = 0$
- $V_p$  la tension de pincement
- $\Phi$  est la hauteur de barrière de potentiel pour un contact Schottky
- $\gamma$  un paramètre qui varie suivant le dopage et vaut typiquement 0,5 pour une jonction à dopage abrupt.

- la deuxième non linéarité considérée est le courant grille-source en polarisation positive du contact Schottky.

Le courant s'écrit classiquement sous la forme :

$$I_c = 0 \text{ pour } V_{gs} < 0 \quad (4-4)$$

$$I_c = I_s \left[ \exp\left(\frac{q}{mkT} V_{gs}\right) - 1 \right] \text{ pour } V_{gs} > 0 \quad (4-5)$$

où  $I_s$  représente le courant de saturation.

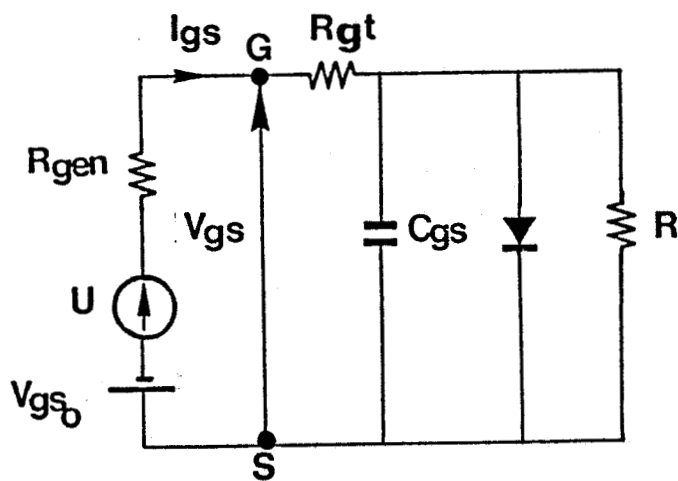


Figure 70: Circuit d'entrée du TEC

- La non linéarité la plus importante est sans doute la dépendance non linéaire du courant drain en fonction des tensions de polarisation  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Contrairement aux modèles utilisés par d'autres auteurs, cette non linéarité est décrite par une expression phénoménologique déduite de la mesure en hyperfréquences des dérivées partielles du courant drain [1].

Notre nouvelle expression phénoménologique, validée au § 3.6, est rappelée ci-dessous :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \left\{ I_{so} \ln \left[ \text{ch} \left( \alpha \frac{V_{gs} + V_p}{V_p} \right) \right] + g_{d_0} V_{ds} \right\} \text{th} \left( \frac{V_{ds}}{V_s} \right) \quad (4-6)$$

Les différents paramètres qui interviennent dans cette expression sont définis également au § 3.5.

Nous avons donc mis en place les différentes expressions qui régissent le fonctionnement non linéaire du transistor associé aux circuits d'entrée et de sortie. Nous envisageons à présent le traitement numérique correspondant.

#### 4.2.2.2 Circuit d'entrée

Le circuit d'entrée de grille est représenté figure 70.

R est une résistance de fuite de valeur élevée qui simule les imperfections technologiques du contact Schottky.

Afin de définir l'équation qui régit le circuit d'entrée du TEC, il nous faut envisager trois cas selon la valeur de la tension grille-source  $V_{gs}$ .

- $V_{gs} < -V_p$
- $-V_p \leq V_{gs} \leq 0$
- $V_{gs} > 0$

La valeur de  $V_{gs}$  impose la forme des expressions retenues pour les valeurs :

- de la capacité  $C_{gs}$
- du courant dans la diode Schottky
- du courant drain  $I_{ds}$

Pour chacun de ces cas, il est possible d'obtenir la valeur de la tension grille source ainsi que la valeur du courant grille.

Par ailleurs, le TEC étant polarisé entre grille et source par une tension de polarisation continue  $V_{gs_0}$ , la tension totale  $E_g(t)$  s'écrit :

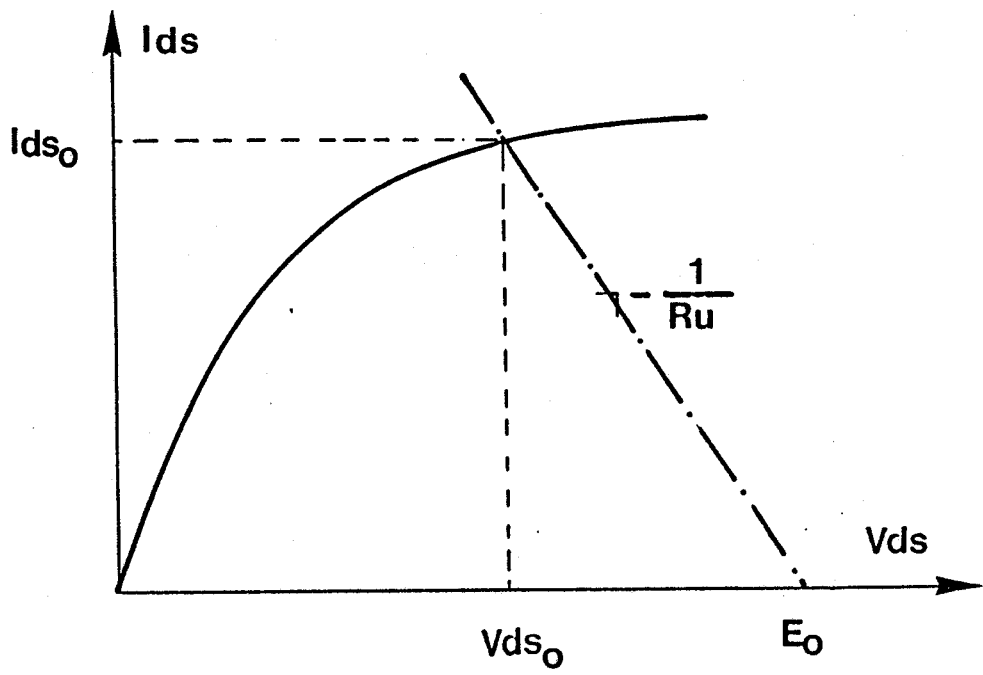


Figure 71 : Représentation de la tension  $E_0$



$$Eg(t) = Vgs_o + U(t) \quad (4-7)$$

A titre d'exemple et pour le cas où nous avons  $-Vp \leq Vgs \leq 0$ , le circuit d'entrée est décrit par les équations :

$$Cgs \frac{dVgs}{dt} + Vgs \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{Rgén} \right) = \frac{Eg}{Rgén}$$
$$Igs = 0 \quad (4-8)$$

#### 4.2.2.3 Circuit de sortie

Dans cette étude, nous considérons une charge purement résistive notée  $Ru$ . Il est possible d'envisager un autre type de charge en modifiant les équations représentatives du circuit de sortie.

Le circuit de sortie, représenté figure 71 est décrit par :

$$Vds = Eo - Ru \cdot Ids \quad (4-9)$$

#### 4.2.3 Equations discrétisées

- Principe

Le traitement numérique envisagé consiste en une étude dans le domaine temporel du schéma électrique équivalent. Il consiste à calculer à chaque instant  $t$  le courant drain et la tension drain en s'imposant une évolution temporelle du signal d'entrée. Ensuite, une décomposition en série de Fourier permet de calculer la valeur des composantes fréquentielles.

Cette méthodologie permet d'avoir ainsi accès aux différentes non linéarités du transistor.

L'évolution temporelle du signal d'entrée peut être quelconque. Si nous envisageons une excitation sinusoïdale, nous avons :

$$U(t) = Vg \cdot \cos \omega t \quad (4-10)$$

où  $\omega$  représente la pulsation du signal considéré.

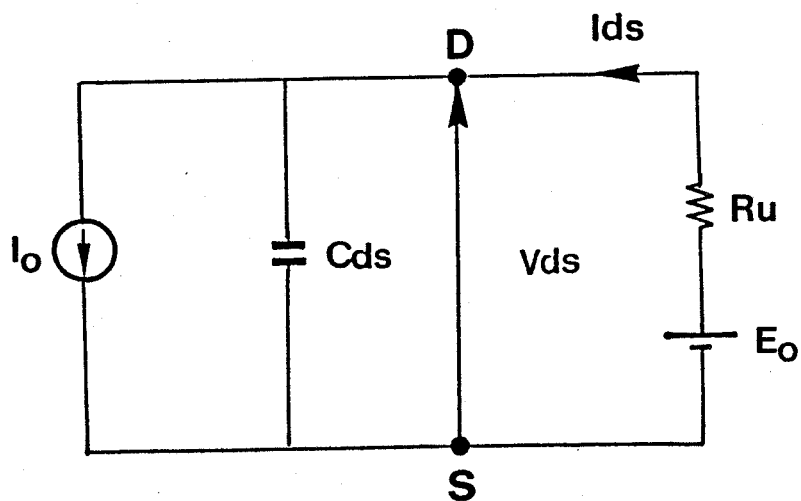


Figure 72 : Circuit de sortie du TEC.



Notons que le générateur peut délivrer la puissance maximale :

$$P_{\max} = \frac{V_g^2}{8 R_{\text{gén}}^2} \quad (4-11)$$

• **Circuit d'entrée**

Pour simplifier, nous admettons que la tension totale  $E_g(t)$  reste négative. En conséquence, la jonction grille-source ne sera jamais polarisée en direct.

En considérant le circuit d'entrée, il est possible d'exprimer la tension grille-source à l'instant  $t$ , connaissant sa valeur à l'instant précédent  $t - \Delta t$  au moyen d'une expression explicite (d'après 4-8).

$$V_{gs}(t) = \frac{E_g(t) \cdot R \cdot \Delta t + C_{gs}(V_{gs}(t-\Delta t)) \cdot R \cdot R_{\text{gén}} \cdot V_{gs}(t-\Delta t)}{R_{\text{gén}} \cdot \Delta t + C_{gs}(V_{gs}(t-\Delta t)) \cdot R \cdot R_{\text{gén}} + R \cdot \Delta t} \quad (4-12)$$

• **Circuit de sortie**

Il est décrit par l'équation :

$$V_{ds}(t) = E_o - R_u \cdot I_{ds}(t) \quad (4-13)$$

où  $E_o$  représente la tension fictive d'alimentation qu'il conviendra d'ajuster à une valeur telle que la valeur moyenne de  $V_{ds}(t)$  soit égale à la tension de polarisation. Elle est obtenue par extrapolation de la droite de charge dynamique (figure 71).

• **Transistor à effet de champ**

$$I_{ds}(t) = \left\{ I_{so} \ln \left[ \text{ch} \left( \alpha \frac{V_{gs}(t) + V_p}{V_p} \right) \right] + g_{d_0} V_{ds}(t) \right\} \text{th} \left( \frac{V_{ds}(t)}{V_s} \right) + C_{ds} \frac{V_{ds}(t) - V_{ds}(t-\Delta t)}{\Delta t} \quad (4-14)$$

Après avoir explicité les différentes équations qui permettent de décrire le fonctionnement du TEC, nous pouvons envisager la méthodologie du traitement numérique.

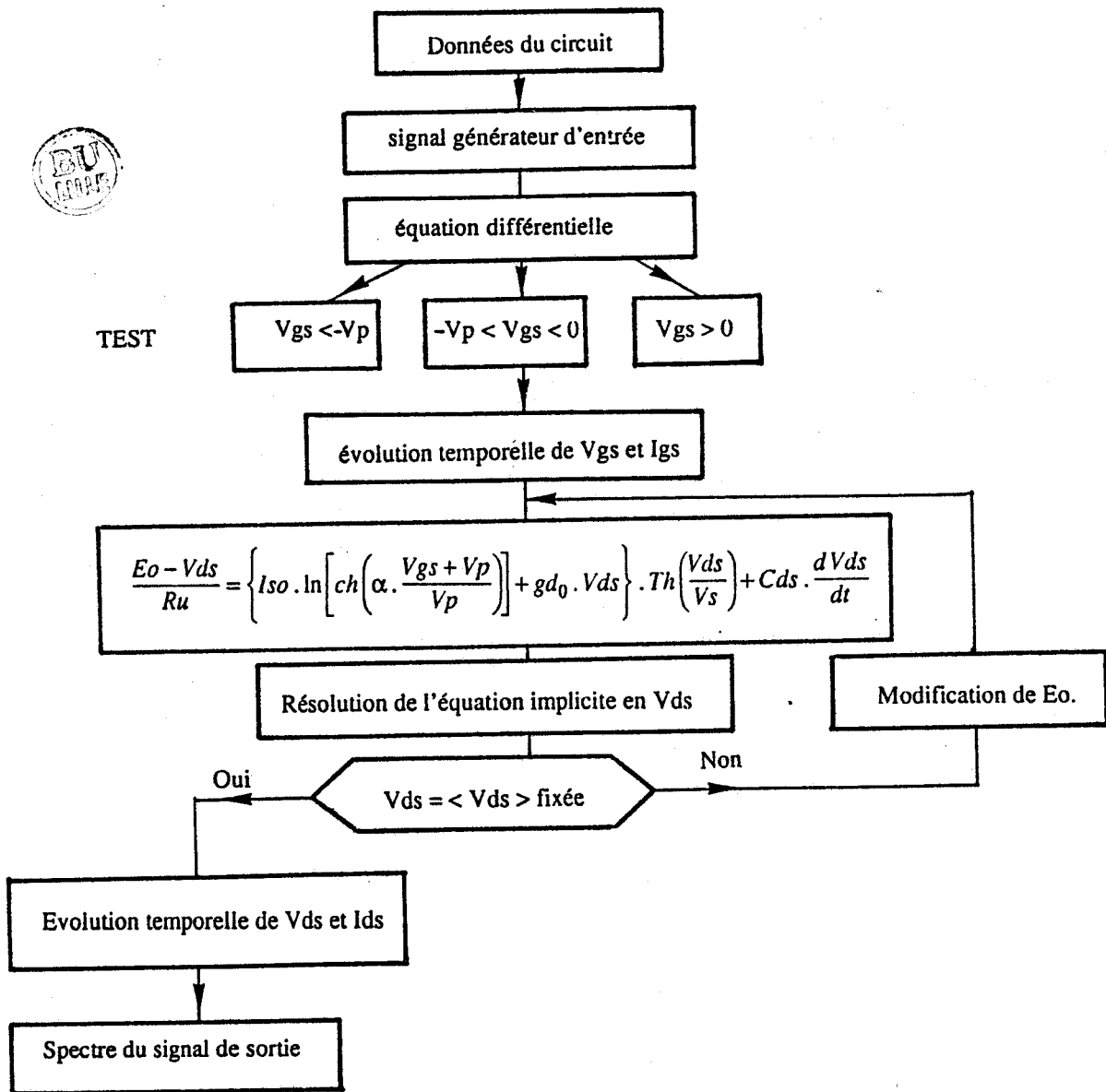
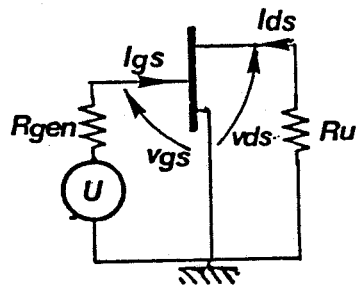


Figure 73 : Organigramme du programme.

#### 4.2.4 Méthodologie du traitement numérique

La méthodologie utilisée est illustrée par l'organigramme figure 73.

A chaque instant  $t$ , à partir de la tension grille-source  $V_{gs}(t - \Delta t)$  supposée connue, on calcule sa valeur à l'instant  $t$  grâce à (4-12).

Ensuite, connaissant la valeur de  $V_{ds}$ , à l'instant  $t - \Delta t$ , l'équation de type implicite en  $V_{ds}(t)$  est résolue à l'aide d'une méthode dichotomique. Nous obtenons alors la valeur de  $V_{ds}(t)$  avec une précision relative fixée à  $10^{-4}$ .

La valeur de  $I_{ds}(t)$  est ensuite aisément obtenue grâce à l'équation (4-13).

Nous sommes donc capables, à partir de la connaissance de  $E_g(t)$  de déduire la valeur de la tension  $V_{ds}$  et du courant  $I_{ds}$  à chaque instant  $t$ . La résolution nécessite l'estimation de la valeur de la tension  $V_{ds}$  au temps  $t = 0$ . Nous prendrons la valeur de la tension  $V_{ds}$  totale continue.

Pour s'affranchir du régime transitoire correspondant aux mauvaises conditions initiales données, nous effectuons le calcul sur deux périodes, en n'exploitant que la deuxième dans laquelle une bonne périodicité est déjà observée.

La tension fictive d'alimentation  $E_0$  est fixée égale à une valeur arbitraire, relativement élevée. Après résolution du système d'équations, nous calculons la valeur moyenne de la tension  $V_{ds}$  qui est plus élevée qu'en pratique. Par conséquent, nous itérons autant de fois que cela est nécessaire afin d'obtenir la convergence de la tension moyenne de  $V_{ds}$  vers celle que l'on s'est fixée. Nous demandons une précision de  $10^{-5}$ .

Enfin, on décompose classiquement en série de Fourier (sur les quarante premiers harmoniques) la tension et le courant drain afin de passer de l'étude dans le domaine temporel à l'étude dans le domaine spectral.

A titre d'exemple, si l'on considère un signal d'entrée monochromatique de fréquence  $f = 10$  GHz, nous adoptons un incrément temporel  $\Delta t = 0,2$  ps, ce qui correspond à 500 points de discrétisation sur la période.

#### 4.2.5 Conclusion

Notre logiciel de simulation a été écrit en fortran 77 et implanté sur DPS 8. Il nécessite peu de

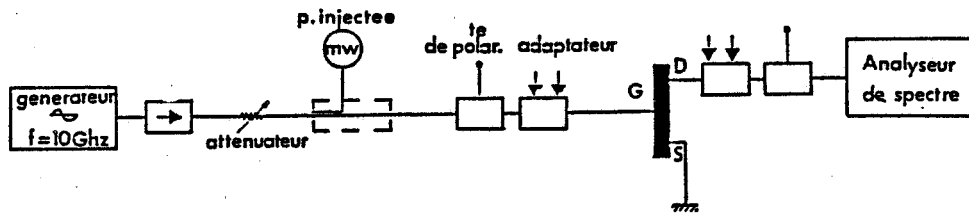


Figure 74 : Dispositif expérimental de mesure

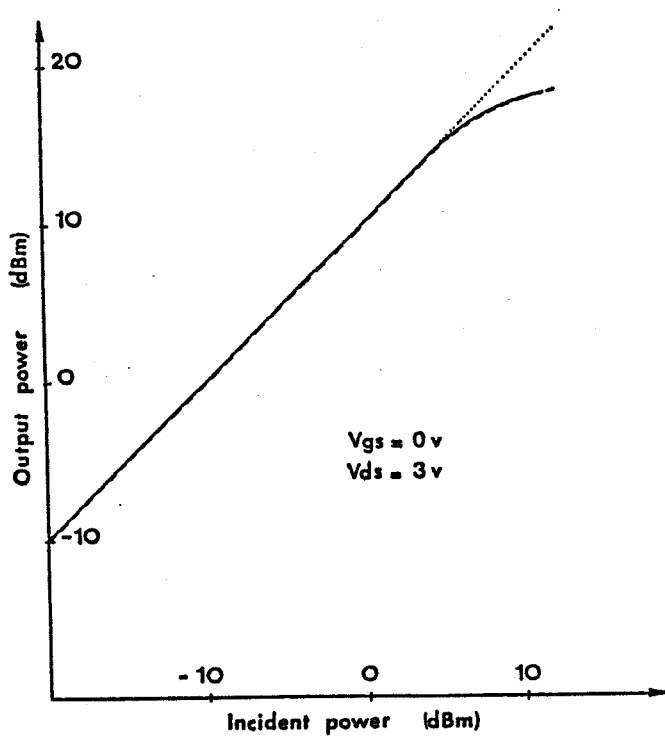


Figure 75 : Amplificateur micro-ondes bande X (transistor NE 673)

— — — — — expérimental  
 - - - - - théorique de modélisation

temps calcul (typiquement 7 secondes de CPU pour le calcul d'un point de polarisation). En conséquence, il est possible de l'utiliser en CAO.

En outre, sa simplicité est parfaitement compatible avec l'utilisation d'un micro-ordinateur.

Cependant, il s'avère relativement exact ce qui permet d'envisager son utilisation pour la compréhension des phénomènes non linéaires du TEC AsGa en régime de fonctionnement grand signal.

#### **4.2.6 Validation du logiciel**

La validation sera conduite en considérant un amplificateur micro-ondes fonctionnant à la fréquence de 10 GHz et utilisant un TEC commercial submicronique.

##### **4.2.6.1 Dispositif expérimental de mesure**

Nous utilisons le banc classique représenté figure 74.

On trouve à l'entrée un générateur sinusoïdal délivrant une puissance variable pouvant atteindre 15 dBm. L'amplificateur utilise un TEC fabriqué par NEC Japon du type NE673.

Le transistor est polarisé par deux tés de polarisation de type HP 33150A et les adaptations d'entrée et de sortie sont réalisées à l'aide d'adaptateurs MAURY réglés en régime de petit signal.

La puissance d'entrée est mesurée sur un milliwattmètre, associé à un coupleur 10 dB, tandis que le signal de sortie est observé sur un analyseur de spectre.

Il est donc possible, avec ce banc, de relever l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

##### **4.2.6.2 Résultats obtenus**

Nous comparons figure 75 les prévisions théoriques données par le logiciel aux résultats expérimentaux mesurés à l'aide du banc.

La comparaison fait apparaître que les prévisions du modèle sont tout-à-fait satisfaisantes, tant en ce qui concerne la détermination du gain linéaire que la puissance de compression caractéristique des non linéarités.

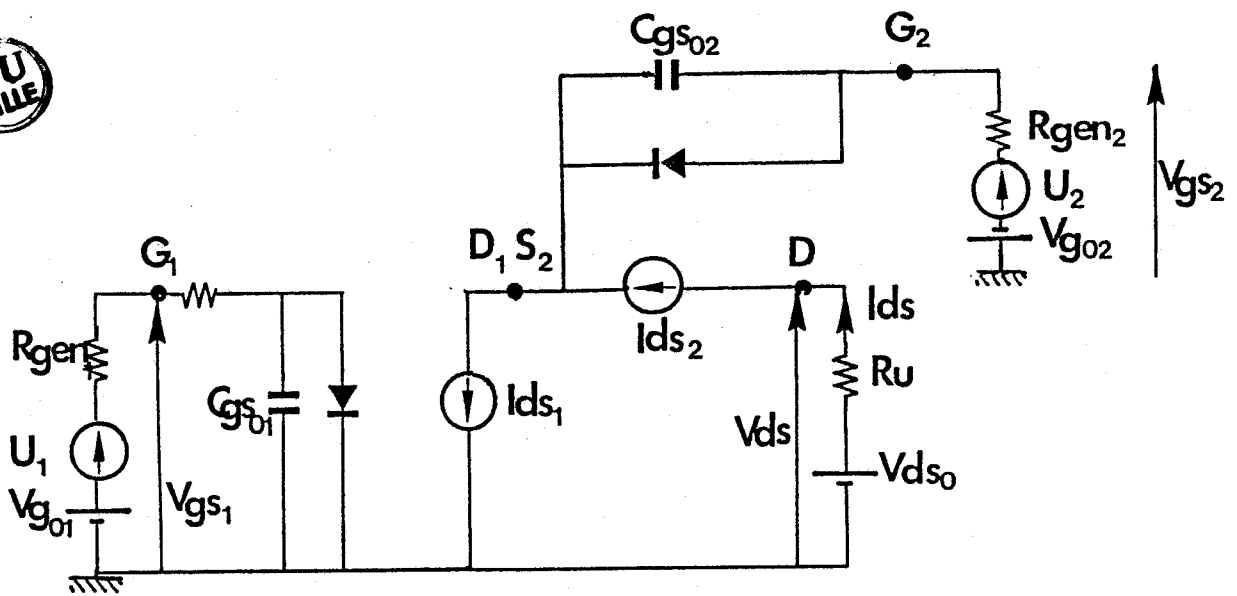
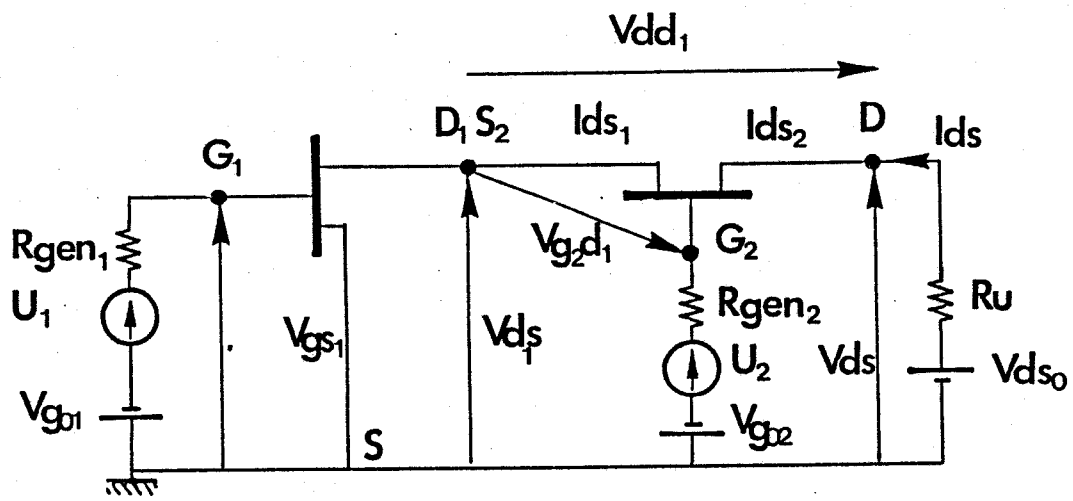


Figure 76 : Schéma électrique équivalent au bigrille associé aux circuits d'entrée et de sortie.

Remarquons que pour simuler l'adaptation de sortie du transistor, nous avons choisi une résistance de charge  $R_u$  égale à  $\frac{1}{g_d}$  pour le point de polarisation choisi.

## 4.2.7 Conclusion

Nous avons mis au point un logiciel de simulation sur ordinateur du fonctionnement des systèmes micro-ondes utilisant des TECs AsGa et valable en régime de forts signaux. Sa validation a été démontrée dans le cas d'un amplificateur de moyenne puissance fonctionnant en bande X.

Par conséquent, ce logiciel, assez simple mais cependant relativement exact, peut être utilisé avec profit pour effectuer la conception et l'optimisation des systèmes micro-ondes.

## 4.3 Cas du TEC bigrille

### 4.3.1 Introduction

Nous avons montré précédemment la validité de la modélisation adoptée pour le monogrille et les circuits d'entrée et de sortie associés.

Nous commencerons par présenter le traitement numérique spécifique pour la représentation du fonctionnement du bigrille.

Enfin, la validation de notre logiciel et notre traitement sera effectuée.

### 4.3.2 Schéma électrique équivalent

Il nous suffit de tenir compte de la topologie du montage cascode pour bâtir le schéma électrique équivalent du bigrille en régime non linéaire.

Nous reprenons alors le schéma électrique équivalent présenté au § 2.4.1 que nous simplifions afin de faciliter le traitement numérique. Nous pouvons cependant considérer que les simplifications apportées nous permettent de perdre peu d'informations, surtout dans le cas d'une étude en régime non linéaire (figure 76).

Il faut introduire dans le schéma les circuits d'entrée et de sortie du transistor.

Pour chacune des deux grilles 1 et 2, nous considérons deux générateurs respectivement de fem  $U_1$  et  $U_2$  et de résistance interne  $R_{g\acute{e}n_1}$  et  $R_{g\acute{e}n_2}$ .

Le circuit de sortie est, comme pour le monogrinle, constitué d'une résistance de charge  $R_u$ , en série avec une batterie notée  $E_o$ .

### 4.3.3 Description du fonctionnement

#### 4.3.3.1 Circuits d'entrée

Nous devons traiter séparément les circuits d'entrée de grille 1 et de grille 2.

- Grille 1

Le circuit d'entrée de grille 1 s'apparente au circuit d'entrée du monogrinle car le  $TEC_1$  est monté en source commune.

Le  $TEC_1$  étant polarisé entre grille 1 et source par une tension continue de polarisation  $V_{g_{01}}$ , la tension totale  $E_{g1}$  s'écrit :

$$E_{g1} = V_{g_{01}} + U_1 \quad (4-15)$$

Les équations décrivant le circuit d'entrée du  $TEC_1$  seront donc les mêmes que celles présentées au § 4.2.2.2 et nous pouvons donc écrire, dans le cas où la tension totale  $E_{g1}$  reste négative :

$$C_{g_{s_{01}}} \frac{dV_{g_{s1}}}{dt} + V_{g_{s1}} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{g\acute{e}n_1}} \right) = \frac{E_{g1}}{R_{g\acute{e}n_1}} \quad (4-16)$$

Nous pouvons donc connaître la tension  $V_{g_{s1}}$  en fonction de la tension totale  $E_{g1}$  appliquée à l'entrée du transistor.

- Grille 2

Par analogie à la grille 1, nous considérons que le signal appliqué sur la grille,  $E_{g2}$ , est la somme d'une tension alternative et d'une tension de polarisation

$$E_{g2} = V_{g_{02}} + U_2 \quad (4-17)$$

Le  $TEC_2$  est monté en grille commune vis-à-vis de  $E_{g1}$ . Etant donnée la complexité du circuit d'entrée de grille, nous admettons pour simplifier :

$$V_{g_{s2}} = E_{g2} \quad (4-18)$$



### 4.3.3.2 Transistor bigrille

Les non linéarités qui apparaissent dans le schéma électrique équivalent vont être décrites par des équations représentatives de leurs évolutions. Ces équations seront, pour chaque TEC constitutif, les mêmes que celles présentées au § 4.2.2.1.

#### • TEC1

–évolution non linéaire de la capacité  $Cg_{s_{01}}$  en fonction de la tension de polarisation  $Vg_{s_1}$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} Cg_{s_{01}}(Vg_{s_1}) = C_1 \text{ limite} = Cg_{s_{010}} \left(1 - \frac{Vp_1}{\Phi}\right)^{-\gamma} \text{ pour } Vg_{s_1} < -Vp_1 \end{array} \right. \quad (4-19)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Cg_{s_{01}}(Vg_{s_1}) = Cg_{s_{010}} \left(1 - \frac{Vg_{s_1}}{\Phi}\right)^{-\gamma} \text{ pour } -Vp_1 < Vg_{s_1} < 0 \end{array} \right. \quad (4-20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Cg_{s_{01}}(Vg_{s_1}) = Cg_{s_{010}} \text{ pour } Vg_{s_1} > 0 \end{array} \right. \quad (4-21)$$

–évolution non linéaire du courant drain  $Ids_1$  en fonction des tensions de polarisation  $Vg_{s_1}$  et  $Vds_1$

$$Ids_1 = \left\{ Is_{o1} \ln \left[ ch \left( \alpha \frac{Vg_{s_1} + Vp_1}{Vp_1} \right) \right] + gd_{01} Vds_1 \right\} th \left( \frac{Vds_1}{Vs_1} \right) \quad (4-22)$$

–Courant de grille 1 en polarisation positive du contact Schottky ( $Vg_{s_1} > 0$ ).

#### • TEC2

–évolution non linéaire de la capacité  $Cg_{s_{02}}$  en fonction de la tension de polarisation  $Vg_{2d_1}$ .

$$\left\{ \begin{array}{l} Cg_{s_{02}}(Vg_{2d_1}) = C_2 \text{ limite} = Cg_{s_{020}} \left(1 - \frac{Vp_2}{\Phi}\right)^{-\gamma} \text{ pour } Vg_{2d_1} < -Vp_2 \end{array} \right. \quad (4-23)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Cg_{s_{02}}(Vg_{2d_1}) = Cg_{s_{020}} \left(1 - \frac{Vg_{2d_1}}{\Phi}\right)^{-\gamma} \text{ pour } -Vp_2 < -Vg_{2d_1} < 0 \end{array} \right. \quad (4-24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Cg_{s_{02}}(Vg_{2d_1}) = Cg_{s_{020}} \text{ pour } Vg_{2d_1} > 0 \end{array} \right. \quad (4-25)$$

avec

$$Vg_{2d_1} = Vg_{s_2} - Vds_1 \quad (4-26)$$

-évolution non linéaire du courant drain  $I_{ds2}$  en fonction des tensions de polarisation  $V_{g2d1}$  et  $V_{ds2}$

$$I_{ds2} = I_{ds} = \left\{ I_{so2} \ln \left[ \text{ch} \left( \alpha \frac{V_{g2d1} + V_{p2}}{V_{p2}} \right) \right] + g_{d02} \cdot V_{ds2} \right\} \text{th} \left( \frac{V_{ds2}}{V_{s2}} \right) \quad (4-27)$$

-courant de grille 2 pour une polarisation positive du contact Schottky ( $V_{g2d1} > 0$ ).

• Relations d'association

Nous pouvons déduire du montage cascode le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \left\{ I_{so1} \ln \left[ \text{ch} \left( \alpha \frac{V_{gs1} + V_{p1}}{V_{p1}} \right) \right] + g_{d01} V_{ds1} \right\} \text{th} \left( \frac{V_{ds1}}{V_{p1}} \right) \end{array} \right. \quad (4-28)$$

$$I_{ds1} = I_{ds} + C_{gs02} (V_{g2d1}) \frac{d}{dt} (V_{g2d1}) \quad (4-29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds} = \left\{ I_{so2} \ln \left[ \text{ch} \left( \alpha \frac{V_{g2d1} + V_{p2}}{V_{p2}} \right) \right] + g_{d02} V_{ds2} \right\} \text{th} \left( \frac{V_{ds2}}{V_{s2}} \right) \end{array} \right. \quad (4-30)$$

$$V_{ds} = V_{ds1} + V_{ds2} \quad (4-31)$$

### 4.3.4 Circuit de sortie

Comme pour le monogridde, nous considérons une charge purement résistive notée  $R_u$ , associée à une batterie  $E_o$ .

Le circuit de sortie est donc décrit par l'équation :

$$V_{ds} = E_o - R_u I_{ds} \quad (4-32)$$

### 4.3.5 Equations discrétisées

- principe

Comme pour le monogridde, nous discrétisons les équations et nous effectuons une étude dans le domaine temporel. Toutefois, la résolution des équations sera plus complexe.

L'évolution temporelle des signaux d'entrée sur chacune des deux grilles peut être choisie quelconque. Nous envisageons toutefois une excitation sinusoïdale.

Pour la grille 1, nous aurons :

$$U_1(t) = Vg_1 \cos \omega_1 t \quad (4-33)$$

et pour la grille 2 :

$$U_2(t) = Vg_2 \cos \omega_2 t \quad (4-34)$$

où  $\omega_1$  et  $\omega_2$  représentent les pulsations des signaux injectés sur chacune des deux grilles.

- circuits d'entrée

Nous admettons que la puissance d'entrée sur chacune des deux grilles est telle que les jonctions Schottky des grilles 1 et 2 ne sont pas polarisées en direct.

-Grille 1

Nous exprimons la tension grille-source à l'instant  $t$  en fonction de la tension à l'instant  $t - \Delta t$  à l'aide de l'équation explicite issue de l'équation (4-16)

$$Vg_{s1}(t) = \frac{Eg_1(t)R\Delta t + Cg_{s01}(Vg_{s1}(t-\Delta t))R_1Rg\epsilon n_1 Vg_{s1}(t-\Delta t)}{(Rg\epsilon n_1 \Delta t) + Cg_{s01}(Vg_{s1}(t-\Delta t))R_1Rg\epsilon n_1 + R\Delta t} \quad (4-35)$$

-Grille 2

D'après l'équation (4-18) nous pouvons écrire à chaque instant  $t$  :

$$Vg_{s2}(t) = Eg_2(t) \quad (4-36)$$

- Circuit de sortie

Il est décrit par l'équation :

$$Vds(t) = Eo - RuIds(t) \quad (4-37)$$

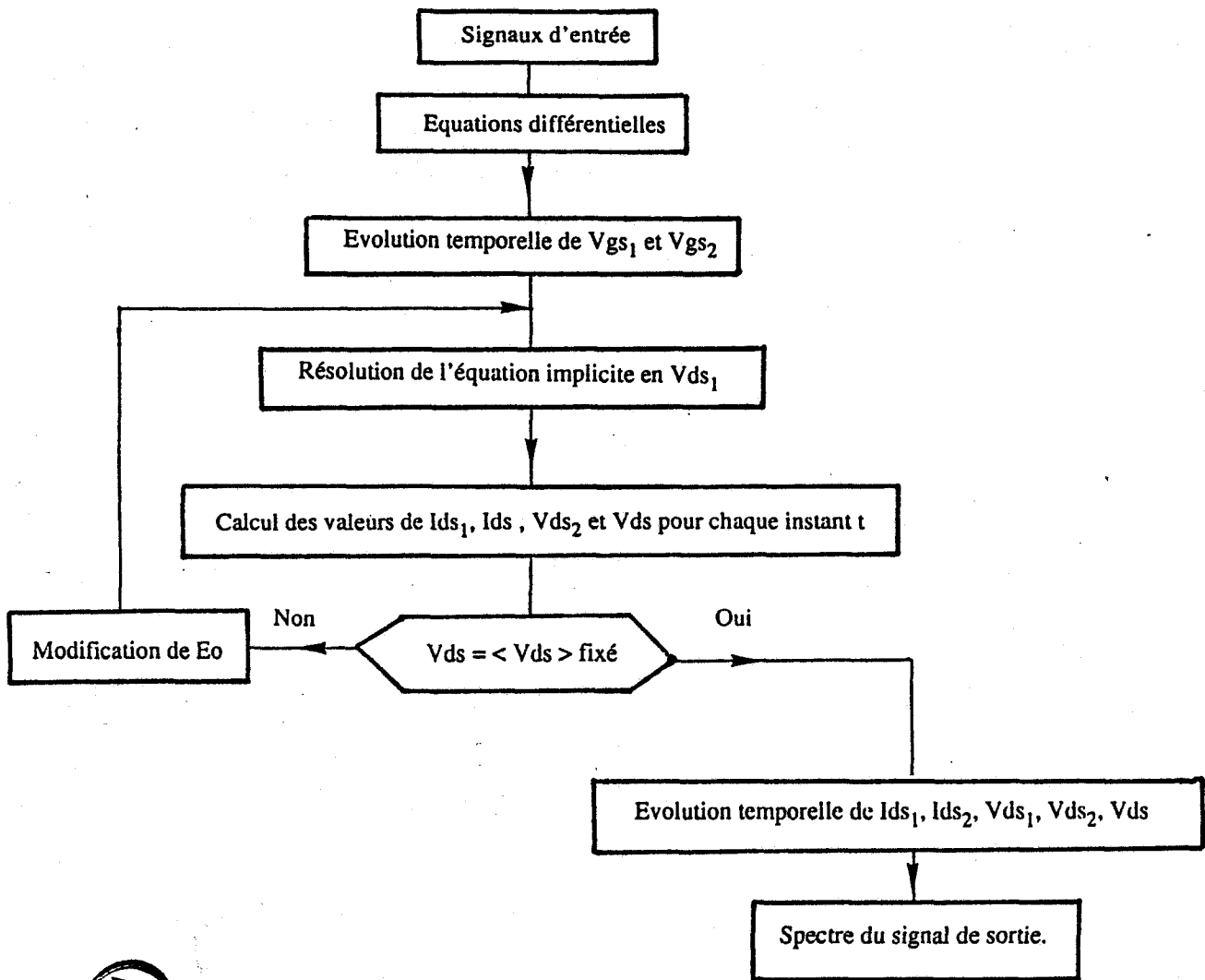


Figure 77 : Organigramme du programme.

La tension  $E_o$  est, comme pour le monogrille, ajustée pour obtenir :

$$\langle V_{ds}(t) \rangle = V_{ds} \text{ fixé}$$

• transistor bigrille

le système d'équations présenté au § 4.3.3 pour décrire le fonctionnement interne du bigrille est un système de 4 équations à 5 inconnues rappelé ci-dessous après les avoir discrétisées.

$$I_{ds_1}(t) = \left\{ I_{s_{o1}} \ln \left[ ch \left( \alpha \frac{V_{gs_1}(t) + V_{p1}}{V_{p1}} \right) \right] + g_{d_{01}} V_{ds_1}(t) \right\} th \left( \frac{V_{ds_1}(t)}{V_{s1}} \right) \quad (4-38)$$

$$I_{ds_1}(t) = I_{ds} + C_{gs_{02}} (V_{g_2 d_1}(t)) \frac{V_{g_2 d_1}(t) - V_{g_2 d_1}(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (4-39)$$

$$I_{ds_2}(t) = \left\{ I_{s_{o2}} \ln \left[ ch \left( \alpha \frac{V_{g_2 d_1}(t) + V_{p2}}{V_{p2}} \right) \right] + g_{d_{02}} V_{ds_2}(t) \right\} th \left( \frac{V_{ds_2}(t)}{V_{s2}} \right) \quad (4-40)$$

$$V_{ds}(t) = V_{ds_1}(t) + V_{ds_2}(t) \quad (4-41)$$

Pour le résoudre, nous avons besoin d'une cinquième équation, qui est celle du circuit de sortie :

$$V_{ds}(t) = E_o - R_u I_{ds}(t) \quad (4-42)$$

On montre que ces cinq équations à cinq inconnues peuvent se ramener à une seule équation en  $V_{ds_1}(t)$ .

Connaissant la valeur de  $V_{ds_1}$  à l'instant  $t - \Delta t$ , le système d'équations se ramène à une équation implicite en  $V_{ds_1}(t)$  que l'on résoud à l'aide d'une méthode dichotomique [2].

Connaissant la valeur de  $V_{ds_1}(t)$ , on en déduit aisément la valeur de :

-  $I_{ds_1}(t)$  grâce à (4-38)

-  $I_{ds}(t)$  grâce à (4-39)

-  $V_{ds}(t)$  grâce à (4-42)

-  $V_{ds_2}(t)$  grâce à (4-41)

Nous avons ainsi déterminé les inconnues de notre système à chaque instant  $t$ .

global	naturel
$gm_1$	$\frac{gm_{o2} + gd_{o2}}{gm_{o2} + gd_{o2} + gd_{o1}}$
$gm_2$	$\frac{gd_{o1}}{gd_{o1} + gd_{o2} + gm_{o2}}$
$gd$	$\frac{gd_{o1}}{gd_{o1} + gd_{o2} + gm_{o2}}$

**Tableau 16 :** formules de passage du schéma naturel au schéma global

pour  $V_{ds}=4$  volts

$V_{gs1}$	$V_{gs2}$	Formules	Programme
0	0	$gm_1 :$ 13.2 $gm_2 :$ 19.6 $gd :$ 1.21	13.8 19 1.2
-1.15	0	$gm_1 :$ 21.1 $gm_2 :$ 1.89 $gd :$ 0.083	20.7 1.87 0.086
-1.75	0	$gm_1 :$ 14.29 $gm_2 :$ 0.473 $gd :$ 0.0142	14 0.472 0.014

**Tableau 17 :** Comparaison des résultats donnés par les modèles théoriques et analytiques.



Il est maintenant possible d'envisager le traitement numérique.

### 4.3.6 Méthodologie du traitement numérique

L'organigramme de la figure 77 résume la procédure utilisée.

A chaque instant  $t$ , à partir de  $V_{gs_1}(t - \Delta t)$  et  $V_{gs_2}(t - \Delta t)$ , on détermine la valeur de ces tensions grille-source à l'instant  $t$ .

Puis par itération de l'équation implicite en  $V_{ds_1}$ , on détermine la valeur de  $V_{ds_1}(t)$  connaissant la valeur de  $V_{ds_1}(t - \Delta t)$ . On en déduit alors les valeurs de  $I_{ds_2}$ ,  $I_{ds}$ ,  $V_{ds_2}$  et  $V_{ds}$  à chaque instant  $t$ .

Nous sommes donc capables, à partir de la connaissance de  $E_{g_1}(t)$  et  $E_{g_2}(t)$ , de déduire la tension drain  $V_{ds}$  et le courant drain  $I_{ds}$  pour tout instant  $t$ .

Nous prenons comme valeur initiale de la tension  $V_{ds_1}$  la moitié de la valeur de la tension totale  $V_{ds}$  appliquée.

Par ailleurs, la procédure permettant de déterminer la valeur de  $E_o$  reste la même que celle présentée pour l'étude du monogrilles.

Enfin, le calcul est toujours effectué sur deux périodes pour s'affranchir du régime transitoire.

Avant d'envisager l'utilisation de notre programme pour l'étude d'un transistor bigrille, nous validons tout d'abord le traitement numérique.

### 4.3.7 Vérification des relations d'association

En régime petit signal, nous effectuons la comparaison entre les résultats fournis par notre calcul numérique et ceux obtenus au moyen d'un calcul analytique. Pour cela, nous utiliserons les formules théoriques [3], rappelées tableau 16, qui permettent de déterminer la valeur des paramètres  $g_{m_1}$ ,  $g_{m_2}$  et  $g_d$  du bigrille, connaissant la valeur des éléments  $g_{m_{01}}$ ,  $g_{d_{01}}$ ,  $g_{m_{02}}$ ,  $g_{d_{02}}$  de chacun des deux monogrilles constitutifs du bigrille.

Ces dernières valeurs s'obtiennent aisément à partir de l'équation phénoménologique utilisée pour chaque monogrilles.

Le tableau 17 présente les résultats obtenus pour trois cas différents de polarisation.

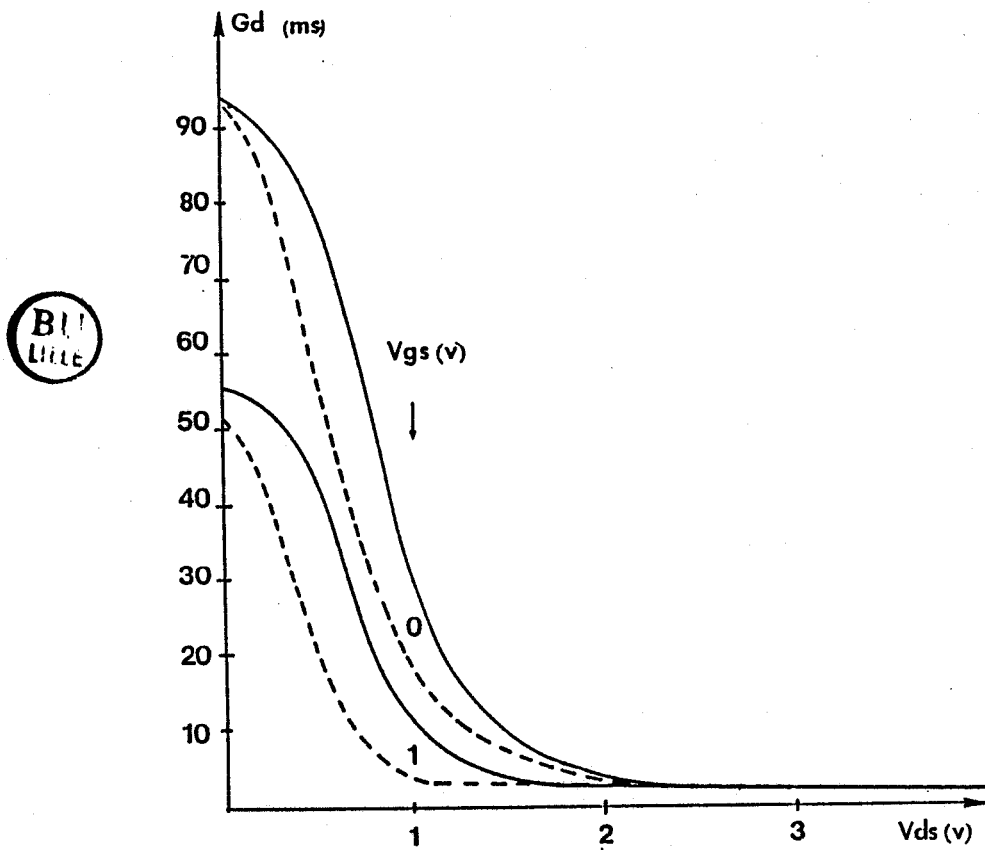
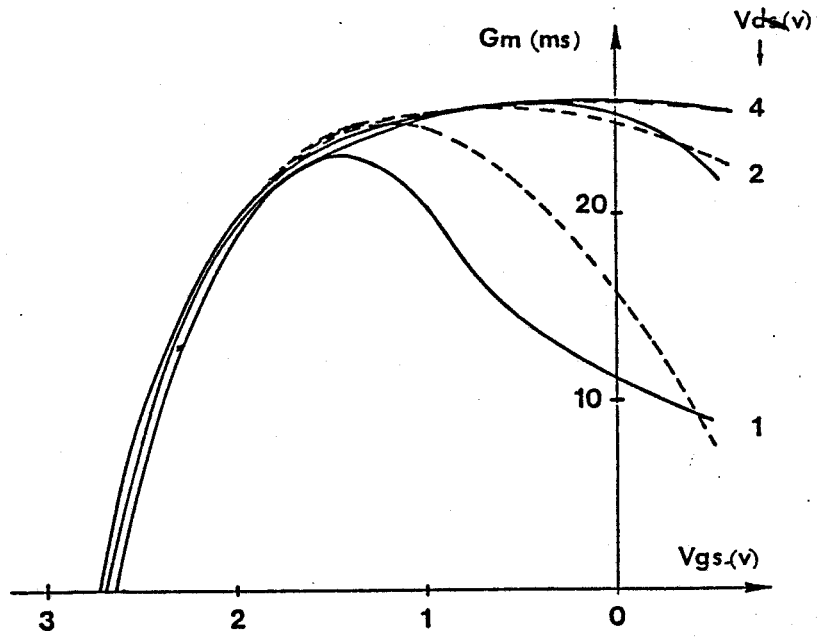


Figure 78 : Comparaison des évolutions du  $g_m$  et du  $g_d$  du monogrillette NE 463  
 ———— relevés expérimentalement (bande 2-4 GHz)  
 - - - - théoriques de modélisation



Il apparaît un accord très satisfaisant entre les résultats fournis par les calculs théoriques et analytiques, ce qui montre la bonne prise en compte des relations d'association des TECs constitutifs.

#### 4.3.8 Validation du logiciel

Nous présentons tout d'abord figure 78 les évolutions expérimentales du  $g_m$  et du  $g_d$  des deux monogrilles constitutifs du bigrille (que nous admettons identiques), obtenues selon la méthode présentée au § 2.4, en comparaison avec celles correspondant à la modélisation utilisée. On observe un accord satisfaisant entre la modélisation et l'expérience.

Ces évolutions théoriques de  $g_m$  et  $g_d$  de chaque transistor sont alors introduites dans notre logiciel de simulation du bigrille.

On en déduit les évolutions théoriques présentées sur la figure 79 des transconductances globales  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  et la conductance de sortie globale  $g_d$ .

Nous y avons fait figurer également les courbes correspondant aux mesures expérimentales. Il apparaît un accord satisfaisant, ce qui montre la validité de notre logiciel.

Enfin, à titre documentaire, nous présentons sur les figures 80. a,b,c les caractéristiques micro-ondes  $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$  du monogrille utilisé pour la modélisation, ainsi que les caractéristiques  $I_{ds} = f(V_{gs1}, V_{gs2}, V_{ds})$  du bigrille que l'on déduit de la mesure en micro-ondes des paramètres petits signaux.

Sur ces figures sont également présentées les caractéristiques statiques. Il apparaît que des erreurs importantes peuvent être faites si l'on utilise en micro-ondes les caractéristiques relevées en continu.

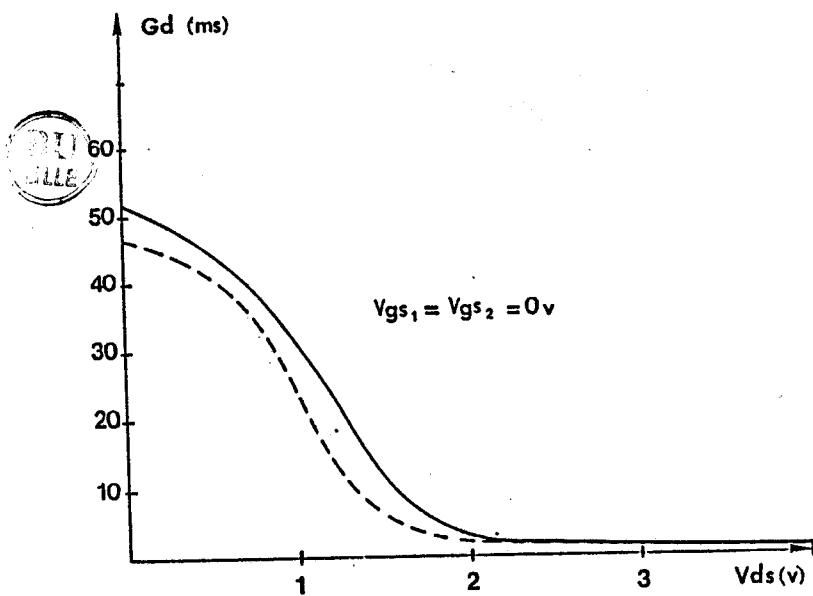
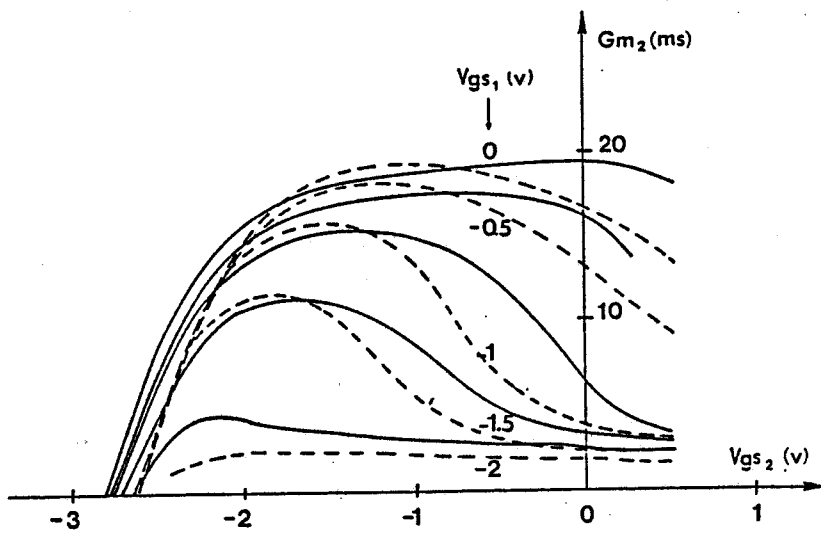
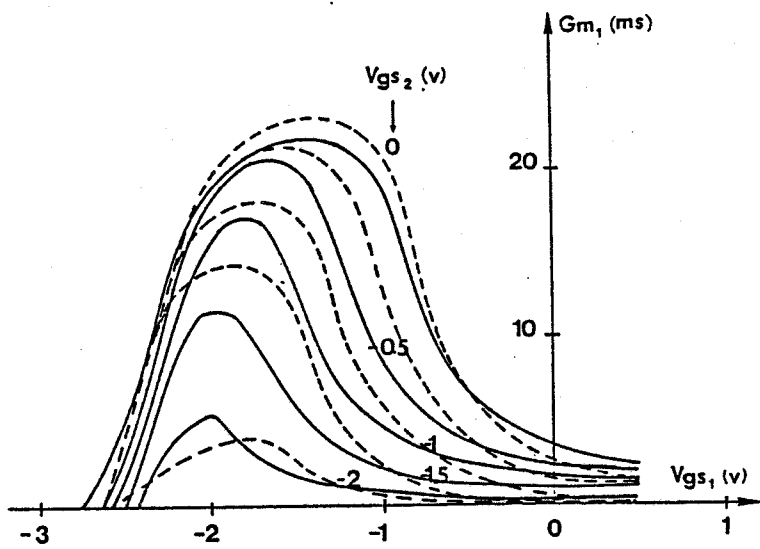
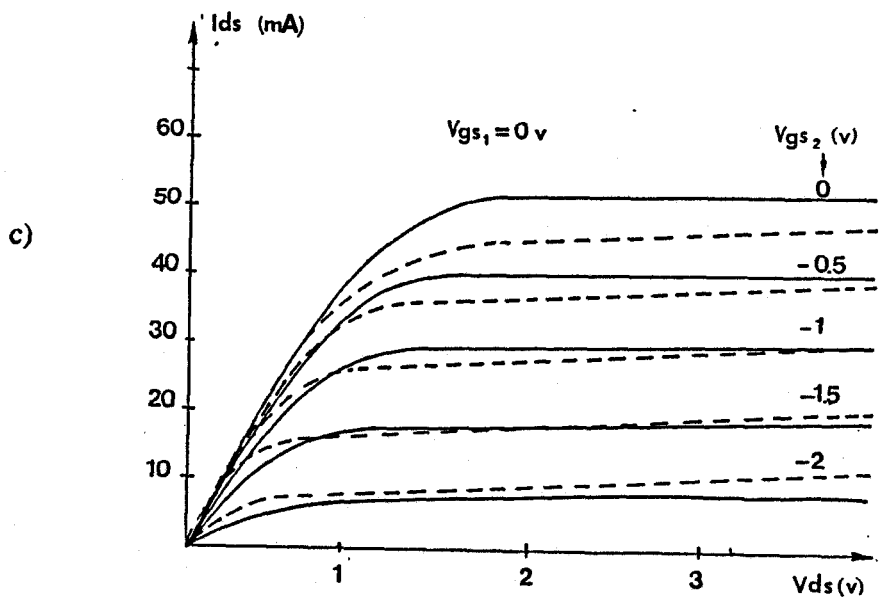
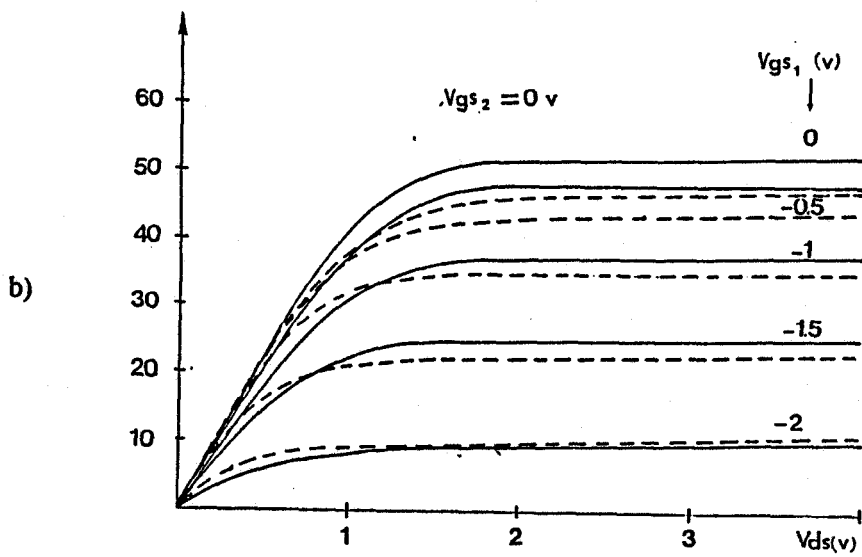
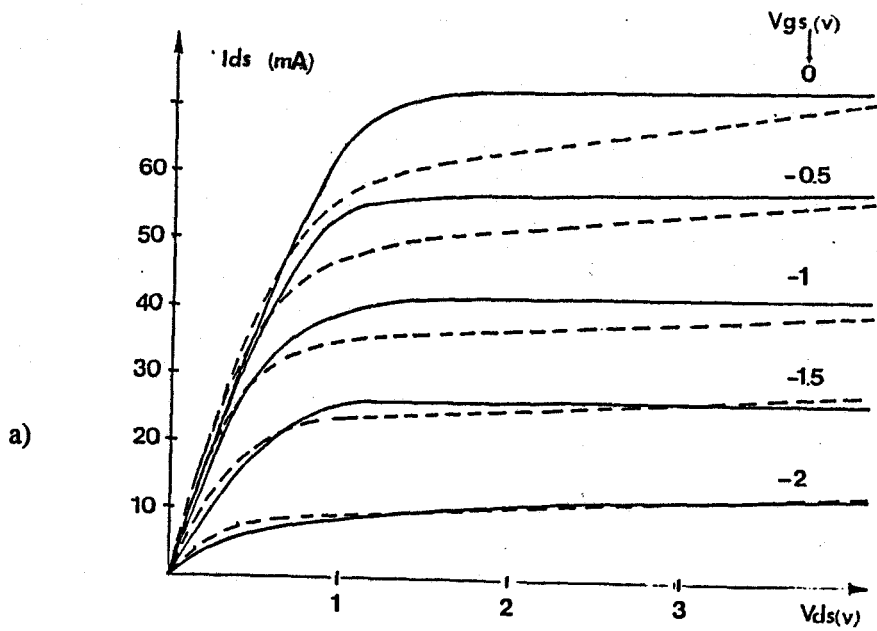


Figure 79 : Comparaison de  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$  et  $g_d$  du NE 463  
 ———— relevés expérimentalement (bande 2-4 GHz)    - - - théoriques de modélisation



**Figure 80 :** Comparaison des caractéristiques de transfert et de sortie du monogridle a) et du bigrille b), c) du NE 463

— mesurés en continu  
 - - - théoriques

### **4.3.9 Conclusion**

Nous avons mis au point un logiciel de simulation des systèmes micro-ondes utilisant des TECs bigrilles, valable en régime non linéaire.

Comme pour le monogrilles, le programme a été écrit en Fortran 77 et implanté sur DPS8. Le temps nécessaire pour le calcul d'un point de polarisation, par exemple, est de 35 secondes de CPU, cela permet d'envisager, compte-tenu de sa rapidité, son implantation sur micro-ordinateur.

Notre programme numérique a été validé à la fois par comparaison avec un calcul analytique et par comparaison avec les résultats expérimentaux.

## **4.4 Conclusion**

Notre nouvelle modélisation non linéaire des transistors à effet de champ a été utilisée à profit dans les logiciels de simulation du fonctionnement en régime de grand signal des dispositifs à TECs.

Ces logiciels sont simples et relativement exacts, ce qui permet d'envisager leur application pour la conception et l'optimisation des systèmes micro-ondes.

## **Bibliographie Chapitre 4**

- [1] **Y. BONNAIRE, E. ALLAMANDO**  
"Accurate non linear characterisation and modelling of the GaAs FET".  
Proc. of the 17 th Eur. Sol. State Device Res. Conf., Bologne (1987).
- [2] **Y. BONNAIRE**  
"Modélisation en grand signal des transistors à effet de champ du type bigrille"  
DEA, Lille I, (Juillet 1986).
- [3] **M. BOUHESS**  
"Modélisation et caractérisation des transistors à effet de champ type bigrilles submicro-  
niques".  
Thèse 3ème cycle, Lille I, (Septembre 1983).



## **Chapitre 5**

**Faisabilité de réalisation d'un corrélateur à TEC bigrille**

## **Chapitre 5**

### **Faisabilité de réalisation d'un corrélateur à TEC bigrille**

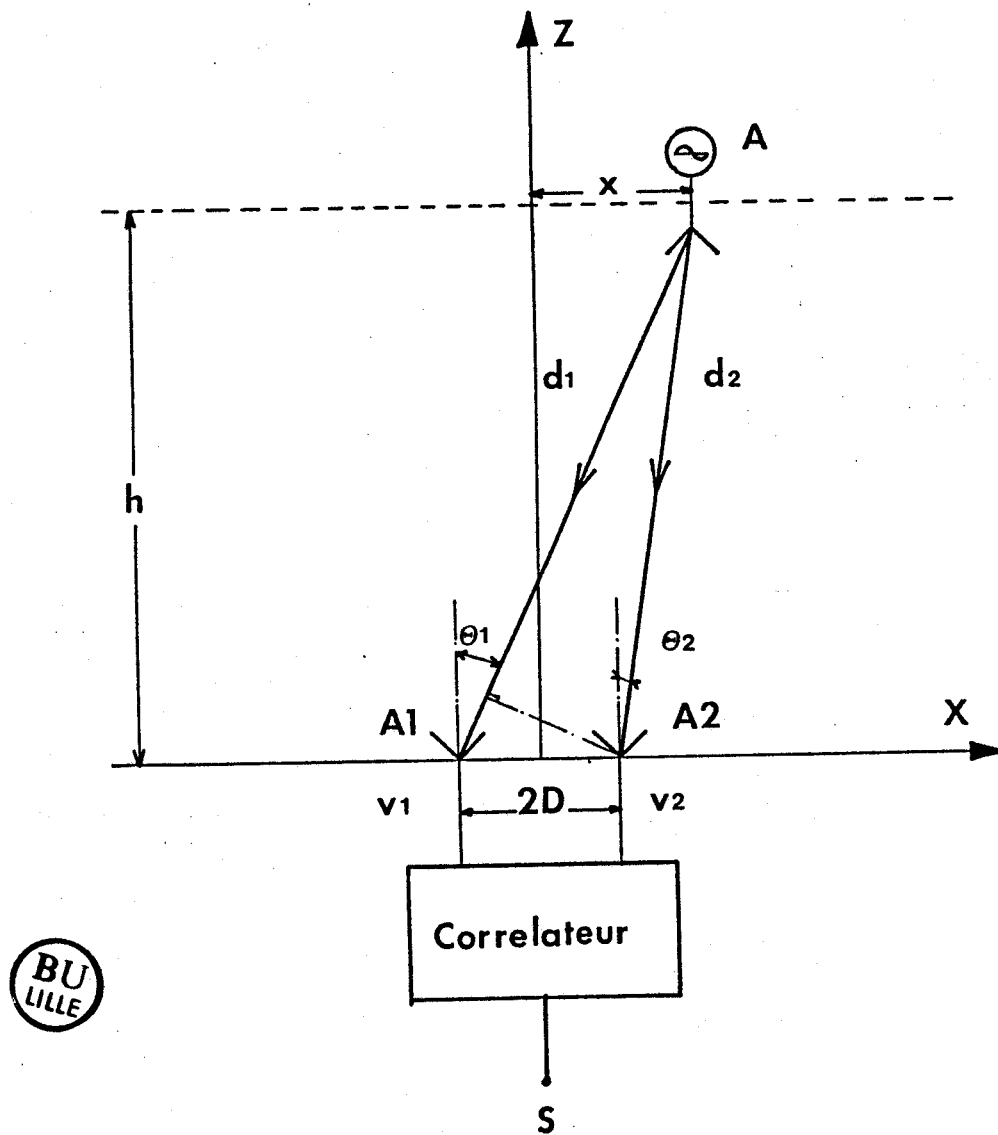


Figure 81 : Principe du système de télémétrie micro-ondes



## Chapitre 5

# Faisabilité de réalisation d'un corrélateur à TEC bigrille

### 5.1 Introduction

Le but de cette étude préliminaire est de montrer la possibilité de réalisation du produit de corrélation de deux signaux hyperfréquences en utilisant une nouvelle modalité d'utilisation du TEC bigrille. Cela nous permettra d'envisager son utilisation éventuelle au sein du système de télémétrie micro-ondes, appelé Capteur à Corrélation (CAC) développé au Laboratoire [1].

Nous commençons par présenter ce système de télémétrie micro-ondes et, en particulier les différents modes de réalisation. Nous envisageons ensuite les possibilités du TEC bigrille à réaliser la fonction de corrélation.

Pour cela, nous menons tout d'abord une étude théorique à l'aide de simulations dont nous vérifions les prévisions. Une première étude expérimentale en statique nous permettra de valider l'expression de la fonction de transfert du bigrille que nous proposons.

Ensuite, nous proposons une étude en modulation d'amplitude qui permet d'améliorer les résultats.

### 5.2 Télémétrie et cinémométrie micro-ondes

Le but recherché consiste à permettre la localisation et/ou la mesure de vitesse d'un objet se déplaçant dans l'espace. Ce procédé fonctionne actuellement pour des distances de l'ordre de quelques mètres entre émetteur et récepteur.

#### 5.2.1 Principe de fonctionnement

Le système interférométrique proposé par D. Matton [2] comprend une source hyperfréquences (A) située sur l'objet dont on veut mesurer la position ou la vitesse (figure 81). Le signal émis est reçu par deux antennes réceptrices placées aux points  $A_1$  et  $A_2$ , délivrant respectivement les tensions  $V_1(t)$

$(V_1 ; \Phi_1)$  et  $V_2(t)$  ( $V_2 ; \Phi_2$ ). L'objet est supposé se déplaçant parallèlement à l'axe formé par les antennes  $A_1$  et  $A_2$ .

Dans le dispositif mis au point au laboratoire, les signaux sont appliqués à un corrélateur de temps de retard  $\tau$  qui fournit en sortie le signal :

$$\langle V_1(t) \cdot V_2^*(t+\tau) \rangle \quad (5-1)$$

soit :

$$V_1 V_2 \cos (\Phi_1 - \Phi_2 - 2 \Pi f \tau) \quad (5-2)$$

Ce signal est donc une grandeur dépendante de  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$  et des caractéristiques de la source. Bien entendu, il dépend aussi de la nature du milieu traversé par les ondes (nous ne considérerons ici que le cas de l'air) et du temps de corrélation  $\tau$ .

Ainsi, les différentes positions de la source entraînent des modifications des paramètres  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $\Phi_1$  et  $\Phi_2$ . La représentation du signal  $S$  en fonction d'un paramètre géométrique se présente alors généralement sous forme de franges dont on a imaginé différents modes d'exploitation. Le contrôle du temps de retard  $\tau$  par l'expérimentateur augmente les performances de la méthode, par exemple en recherchant l'annulation du signal de sortie. On peut ainsi obtenir des informations quantitatives sur la position de la source fixe ou en déplacement par rapport au récepteur.

## 5.2.2 Système de réception

Plusieurs fréquences de fonctionnement sont actuellement envisagées mais notre étude concerne la fréquence de 10 GHz.

Comme nous venons de le voir, le système de réception se compose de deux antennes et d'un corrélateur.

- antennes

les antennes utilisées peuvent être de deux types :

- soit des cornets classiques du commerce (fabriqués par Philips de type PM 7320 X et couvrant la bande X) qui possèdent un gain de 16 dB pour un angle d'ouverture de 30 degrés,

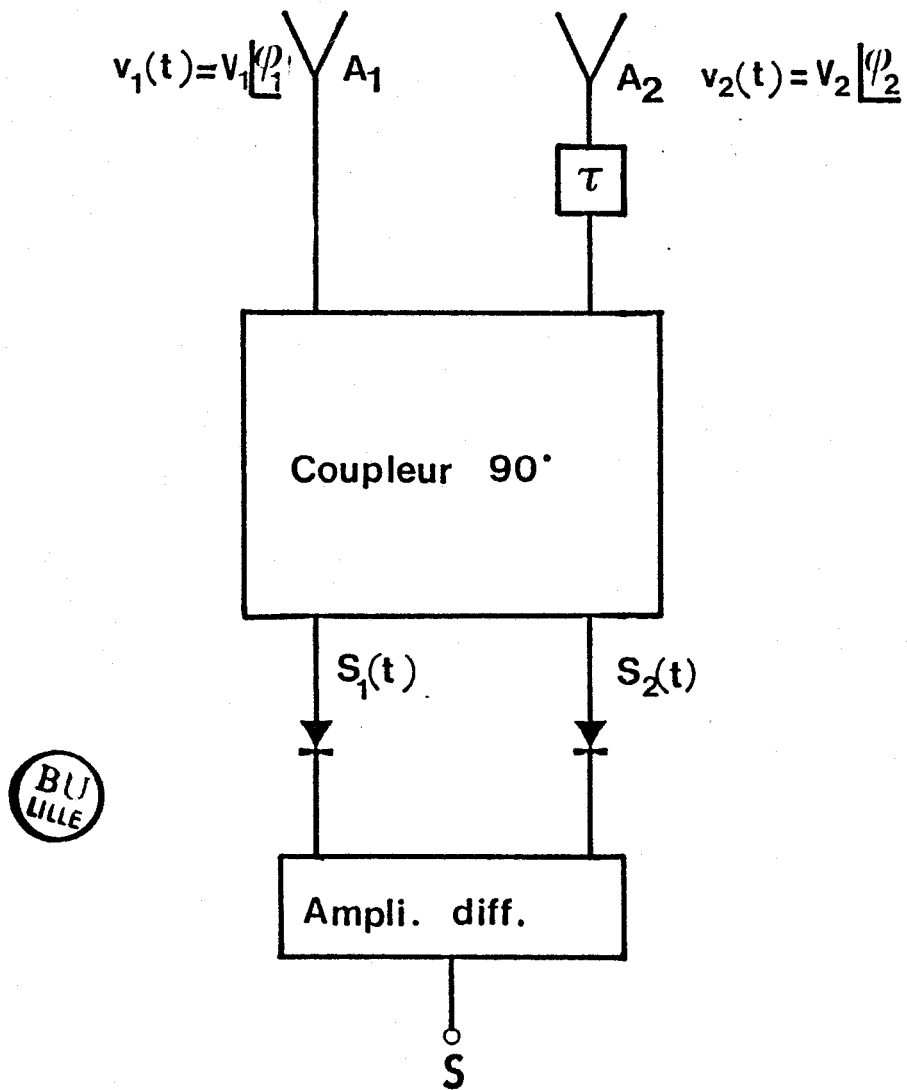


Figure 82 : Principe de réalisation du corrélateur utilisé par Matton

—soit des antennes plaquées réalisées en structure microruban qui présentent l'avantage de dimensions beaucoup plus réduites et une réalisation plus aisée. Par contre, le gain est relativement faible. Nous utilisons au laboratoire des antennes plaquées, dénommées patch, dont l'excitation est réalisée soit par ligne quart d'onde, soit au moyen d'un trou de couplage [3]. Leur association en réseau permet d'obtenir un gain et une directivité voisins de ceux des cornets.

• **corrélateur**

Sa réalisation utilise essentiellement un coupleur 90° du commerce ou en structure microruban associé à deux détecteurs appairés (figure 82).

Si les tensions recueillies par les antennes réceptrices sont notées :

$$V_1(t) = V_1 e^{j(\omega t + \Phi_1)} \quad (5-3)$$

$$V_2(t) = V_2 e^{j(\omega t + \Phi_2)} \quad (5-4)$$

A la sortie du coupleur, on obtient les signaux :

$$S_1(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\omega t} [V_1 e^{j\Phi_1} + V_2 e^{j(\Phi_2 + \pi/2)}] \quad (5-5)$$

$$S_2(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\omega t} [V_1 e^{j(\Phi_1 + \pi/2)} + V_2 e^{j\Phi_2}] \quad (5-6)$$

Ensuite, une détection quadratique avec filtrage fournit les composantes continues suivantes :

$$\frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} + V_1 V_2 \sin(\Phi_1 - \Phi_2) \quad (5-7)$$

$$\frac{V_1^2}{2} + \frac{V_2^2}{2} - V_1 V_2 \sin(\Phi_1 - \Phi_2) \quad (5-8)$$

Un amplificateur différentiel de gain G fournit en sortie une information S dépendant du déphasage  $\Phi_1 - \Phi_2$  entre les deux signaux d'entrée :

$$S = 2GV_1 V_2 \sin(\Phi_1 - \Phi_2) \quad (5-9)$$

Généralement, un retard  $\tau$  est introduit, par exemple sur la tension  $V_2(t)$ , d'où un signal de sortie

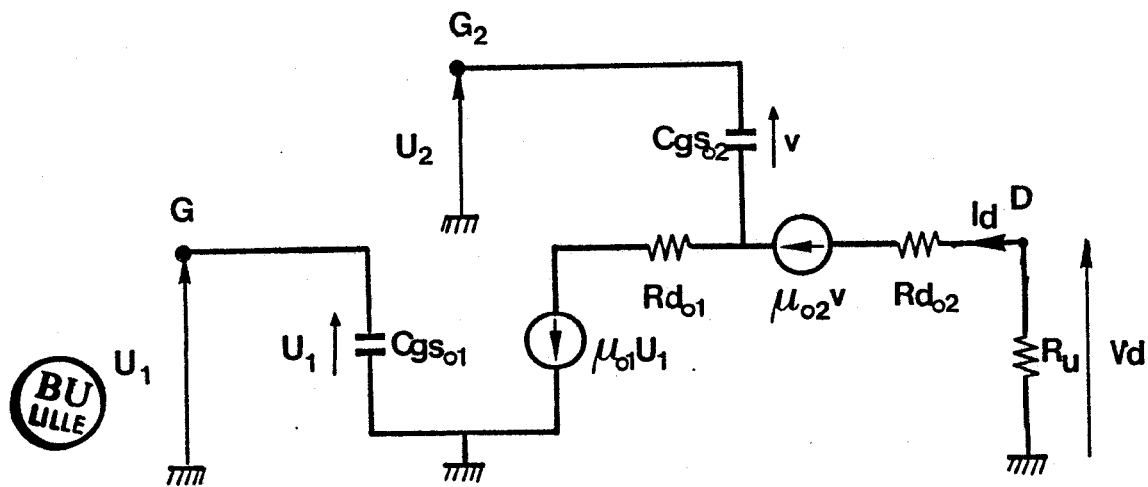


Figure 83 : Schéma électrique équivalent au TEC bigrille simplifié.

$$S = 2GV_1V_2 \sin(\Phi_1 - \Phi_2 - 2\Pi f\tau) \quad (5-10)$$

En fait, le problème qui nous a été posé consiste à réaliser la fonction (5-9).

### 5.2.3 Etat de l'art

Le système utilisant un coupleur et deux détecteurs s'avère capable de déterminer le produit de corrélation de deux signaux hyperfréquences détectés par les antennes de réception.

Le système décrit précédemment a permis de réaliser plusieurs types d'essais de faisabilité : repérage de la position d'une source fixe, détermination de la loi horaire d'une source en déplacement linéaire, goniométrie, mesure de niveau.

Le problème posé qui est à l'origine de notre travail consiste à réaliser cette même fonction avec un TEC bigrille pour des signaux à la fréquence de 10 GHz, de puissance comprise typiquement entre -15 et -30 dBm.

Un travail ultérieur consistera à comparer les avantages et les inconvénients des différentes solutions en ce qui concerne la précision et sensibilité des capteurs, leur encombrement, leur faisabilité en termes de développement industriel et leur coût.

## 5.3 Etude préliminaire

### 5.3.1 Analyse théorique

Le transistor bigrille reçoit sur chacune de ses grilles les deux signaux issus des antennes réceptrices. Nous allons montrer que le transistor délivre alors un signal de sortie fonction du déphasage entre les signaux d'entrée, à la manière d'un corrélateur.

#### 5.3.1.1 Calcul analytique

Le schéma équivalent au bigrille (figure 83) nous permet d'écrire les relations :

$$V_d = R_{do_2} \cdot i_d + U_2 + (1 + \mu_{o2}) v \quad (5-11)$$

$$v = U_2 + \mu_{01} \cdot U_1 + R d_{01} (id + j\omega C_{gs02} \cdot v) \quad (5-12)$$

La résolution du système d'équations donne :

$$Vd = R d_{02} \cdot id + U_2 + \frac{1 + \mu_{02}}{1 - j\omega C_{gs02} \cdot R d_{01}} (U_2 + \mu_{02} \cdot U_1 + R d_{01} \cdot id) \quad (5-13)$$

en première approximation et à fréquence faible, nous pouvons écrire :

$$\omega \ll \omega_c = \frac{1}{C_{gs02} \cdot R d_{01}} \quad (5-14)$$

L'équation (5-13) devient alors :

$$Vd = [R d_{02} + (1 + \mu_{02}) R d_{01}] \cdot id + (2 + \mu_{02}) U_2 + \mu_{01} (1 + \mu_{02}) U_1 \quad (5-15)$$

avec

$$Vd = -Ru \cdot id \quad (5-16)$$

Par ailleurs, l'adaptation en puissance de la sortie nécessite une charge  $Ru$  telle que :

$$Ru = R d_{02} + (1 + \mu_{02}) R d_{01} \quad (5-17)$$

soit à l'adaptation en puissance :

$$2Vd = (2 + \mu_{02}) U_2 + \mu_{01} (1 + \mu_{02}) U_1 \quad (5-18)$$

#### • régime non linéaire

Nous admettons que les non linéarités ont pour origine essentiellement les deux générateurs de tension contrôlée de fem  $\mu_{01} U_1$  et  $\mu_{02} v$ . Ces f.e.m. peuvent se développer en série. Ainsi, en se limitant aux termes d'ordre inférieurs ou égaux à 2

– pour le TEC1 :

$$\mu_{01} \cdot U_1 \rightarrow \mu_{01} U_1 + \mu_{01}' U_1^2 \quad (5-19)$$

– pour le TEC2

$$\mu_{02} v \rightarrow \mu_{02} v + \mu_{02}' v^2 \quad (5-20)$$

En reportant ces expressions dans l'équation (5-18), la tension de sortie en régime non linéaire  $Vd$  (NL) peut s'écrire sous la forme :

$$2Vd(N.L) = 2Vd(L) + \text{termes non linéaires} \quad (5-21)$$

Parmi les termes non linéaires apparaissent en particulier les termes :

$$\mu_{02} U_2^2 \quad (5-22)$$

$$\mu_{01}'(1 + \mu_{02}) U_1^2 + \mu_{02}' \mu_{01}' U_1^2 \quad (5-23)$$

$$2 \mu_{01}' \mu_{02}' U_1 U_2 \quad (5-24)$$

La présence du terme produit des deux signaux appliqués sur les grilles montre que le transistor bigrille est susceptible de réaliser la fonction multiplication de deux signaux.

De façon plus générale, il apparaît que la fonction de transfert du bigrille peut s'écrire (en première approximation)

$$f(U_1, U_2) = a_1 U_1 + a_2 U_2 + b_1 U_1^2 + b_2 U_2^2 + k U_1 U_2 \quad (5-25)$$

où  $U_1$  et  $U_2$  représentent les tensions appliquées sur chacune des deux grilles.

Si l'on s'intéresse plus précisément au cas du CAC, les signaux présentés sur chacune des deux grilles seront de même fréquence et déphasés de  $\Phi$ . Ils peuvent s'écrire :

$$U_1 = Vg_1 \cos \omega t \quad (5-26)$$

$$U_2 = Vg_2 \cos(\omega t + \Phi) \quad (5-27)$$

Si l'on considère la fonction de transfert définie par l'équation (5-25), seront présents en sortie du transistor les signaux :

—provenant des termes linéaires :

$$a_1 Vg_1 \cos \omega t + a_2 Vg_2 \cos(\omega t + \Phi) \quad (5-28)$$

—provenant des termes quadratiques :

$$\frac{a_1}{2} Vg_1^2 + \frac{a_2}{2} Vg_2^2 + \frac{a_1}{2} \cos(2\omega t) + \frac{a_2}{2} \cos(2\omega t + \Phi) \quad (5-29)$$

—provenant du terme produit :

$$k Vg_1 Vg_2 \cos \Phi + k Vg_1 Vg_2 \cos(2\omega t + \Phi) \quad (5-30)$$

Si l'on fixe la valeur de la tension drain-source, il apparaît que le courant drain sera de la forme :



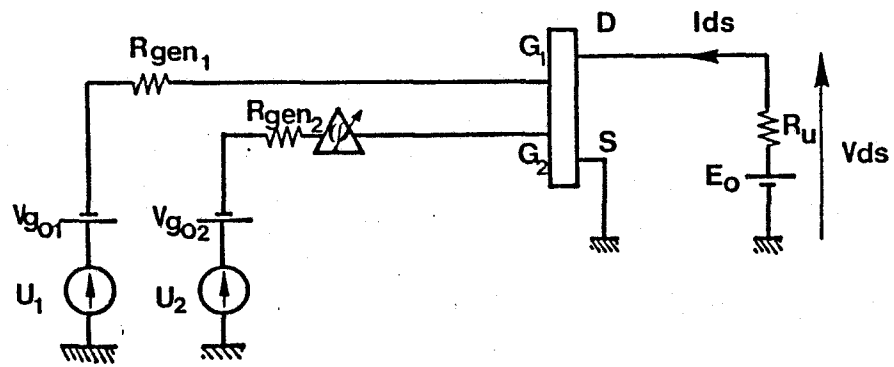


Figure 84 : Dispositif simulé

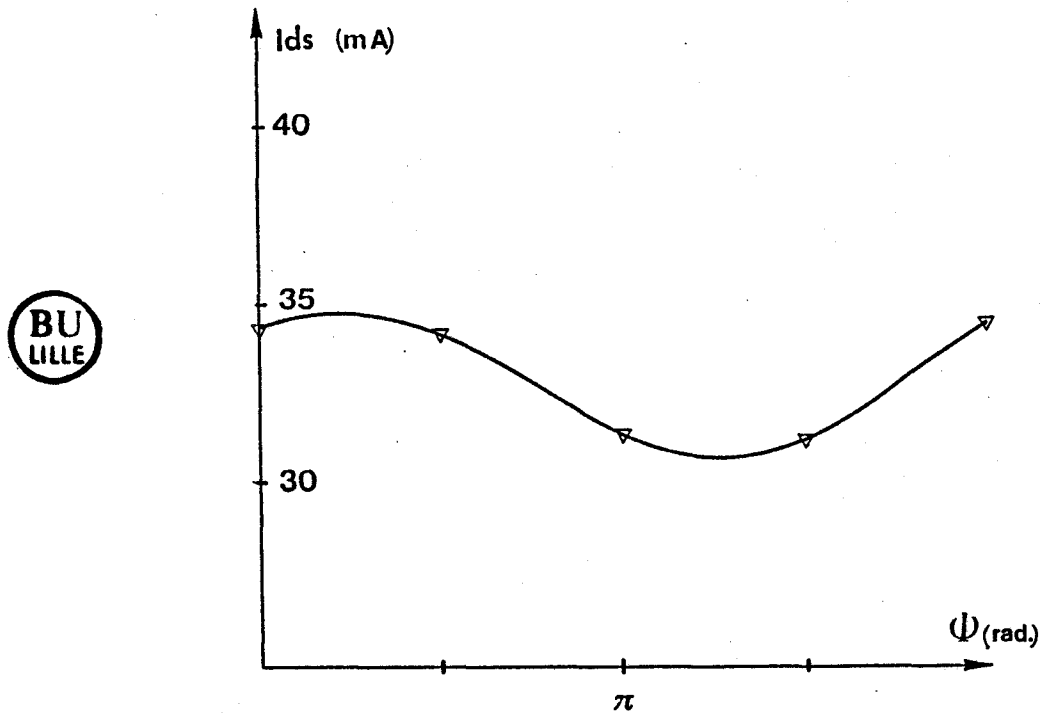


Figure 85 : Comparaison entre les évolutions du courant drain  $I_{ds}$  en fonction du déphasage, prévues par notre logiciel de simulation ( $\rightarrow$ ) et théoriques ( $\nabla$ ) par le calcul analytique ( $P_e = 7$  dBm).

(Transistor simulé : NE 463)

$$V_{gs01} = -1\text{v}$$

$$V_{gs02} = 0\text{v}$$

$$V_{ds0} = 4\text{v}$$

$$f = 10\text{ GHz}$$

$$I_{ds} = \alpha \frac{V_{g1}^2}{2} + \beta \frac{V_{g2}^2}{2} + \gamma V_{g1} V_{g2} \cos \Phi \quad (5-31)$$

La composante continue fournit une information proportionnelle au déphasage.

Pour confirmer ce calcul approché, et pour préciser les valeurs numériques, nous allons exploiter le logiciel de simulation sur ordinateur que nous avons mis au point pour le bigrille dans le chapitre précédent.

### 5.3.1.2 Conception assistée par ordinateur

Nous exploitons le logiciel de simulation du bigrille pour le système présenté figure 84.

Le transistor étant polarisé à un point de polarisation donné, défini par les tensions  $V_{g01}$ ,  $V_{g02}$  et  $V_{ds0}$ , notre logiciel nous fournit l'évolution du courant drain en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée, pour une puissance incidente donnée.

Nous considérons deux cas, selon que la puissance injectée sur chacune des deux grilles est identique ou qu'elle est différente.

- 1er cas : puissances d'entrée identiques ( $P_{e1} = P_{e2} = 7$  dBm)

Nous représentons figure 85 l'évolution du courant drain en fonction du déphasage. La comparaison avec la courbe cosinusoidale montre que le TEC bigrille réalise effectivement la fonction multiplication comme l'avait bien prévue l'étude analytique approchée.

- 2ième cas : puissances d'entrée différentes (0 et -10 dBm)

Nous considérons deux cas, selon le sens du déséquilibre entre les puissances d'entrée, réalisé par permutation des deux générateurs d'entrée.

Sur la figure 86 sont représentées les évolutions de  $I_{ds}$  en fonction du déphasage obtenues dans les deux cas possibles. On observe de nouveau que chacune des deux courbes présente bien une variation cosinusoidale avec une amplitude maximale identique.

Cependant, il apparaît que la valeur moyenne du courant drain est différente selon les deux cas. Ceci s'explique aisément à partir du calcul analytique précédent.

### 5.3.1.3 Conclusion

Un calcul analytique approché nous a permis de montrer, de façon simple, que le TEC bigrille pouvait réaliser la fonction de multiplication de deux signaux micro-ondes. De plus, l'intégration était

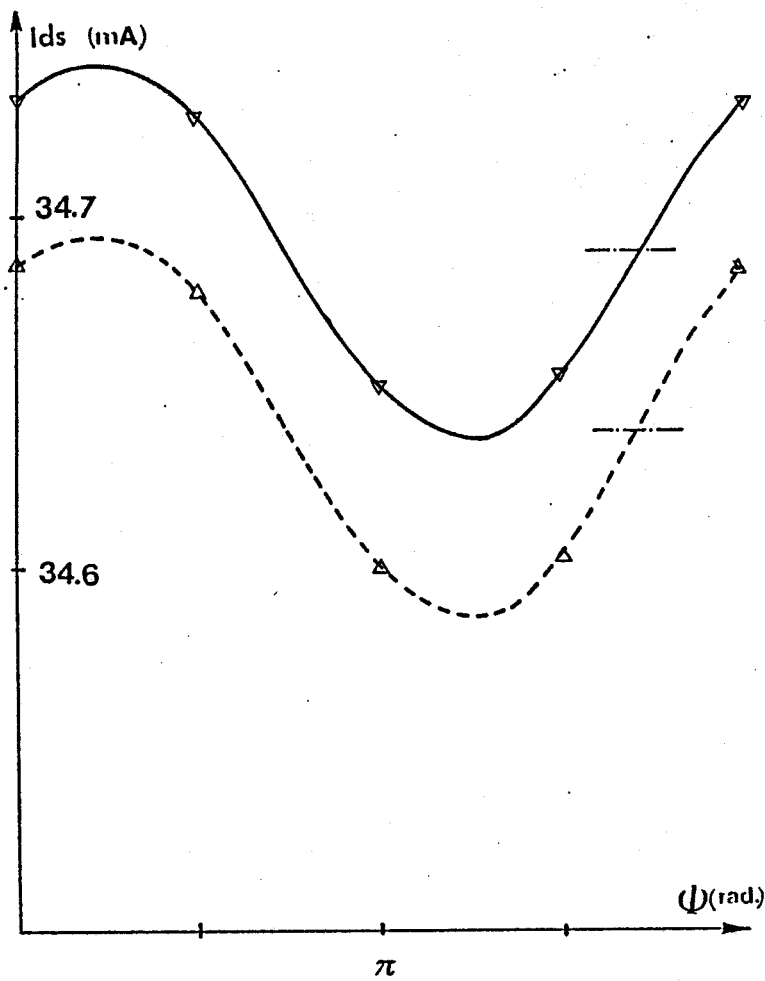


Figure 86 : Comparaison entre les évolutions cosinusoidale ( $\nabla$ ) et prévues ( $\triangleleft$ ) par notre logiciel de CAO du courant drain  $I_{ds}$  en fonction du déphasage, pour deux couples de puissances incidentes ( $f = 10$  GHz).

———  $P_{e1} = 0$  dBm    - - -  $P_{e1} = -10$  dBm  
           $P_{e2} = -10$  dBm               $P_{e2} = 0$  dBm

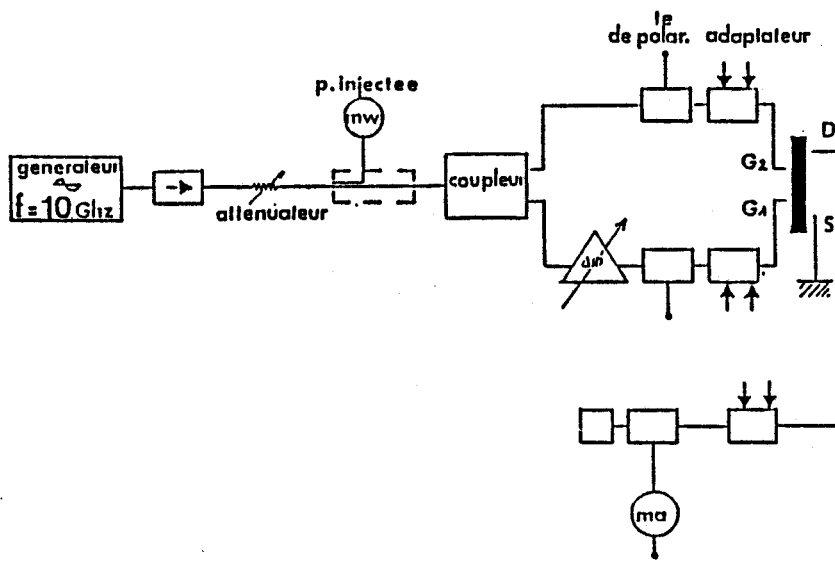


Figure 87 : Dispositif de mesure

également réalisée en utilisant la composante continue du signal de sortie sur le drain. En conséquence, le TEC bigrille peut réaliser la fonction corrélation de deux signaux en lui adjoignant un simple déphaseur sur une des deux voies.

L'utilisation du logiciel de CAO, mis au point précédemment pour le bigrille, nous a permis de vérifier cette possibilité et de préciser les valeurs des performances.

En conséquence, ayant montré théoriquement la faisabilité d'un corrélateur à TEC bigrille, nous nous proposons de vérifier expérimentalement les performances prévues.

## 5.3.2 Premiers résultats expérimentaux



### 5.3.2.1 Dispositif utilisé

Il est représenté figure 87. On trouve un générateur hyperfréquences fournissant un signal sinusoïdal à la fréquence de 10 GHz, appliqué sur chacune des deux grilles à l'aide d'un coupleur hybride. L'un des deux signaux est déphasé par rapport à l'autre grâce à un déphaseur variable étalonné. Les adaptations d'entrée et de sortie sont réalisées grâce à des adaptateurs doubles de marque MAURY, le transistor étant polarisé par des Tés de polarisation de type HP 8535 A. La valeur du courant drain est mesurée au moyen d'un milliampèremètre.

### 5.3.2.2 Résultats

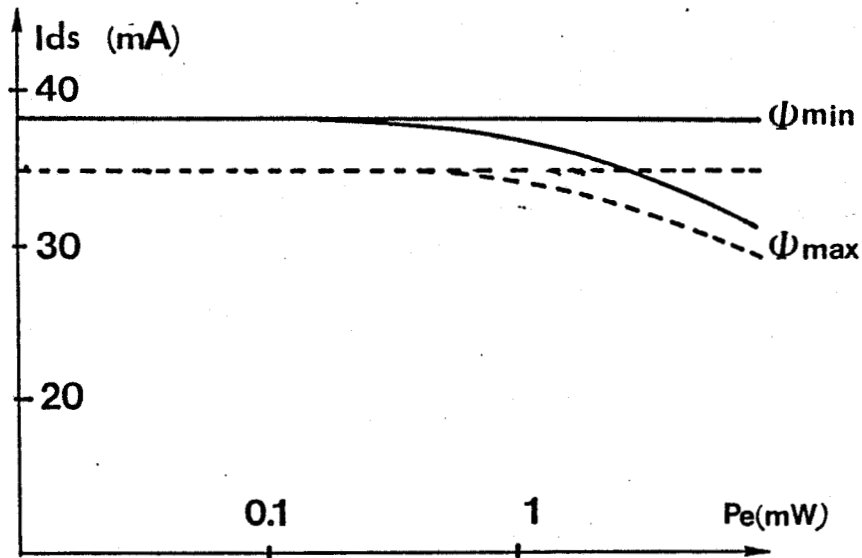
Nous relevons l'évolution du courant drain, soit en fonction de la puissance d'entrée, soit en fonction du déphasage entre les deux signaux d'entrée.

- **Influence de la puissance d'entrée**

Nous comparons figure 88 les évolutions du courant drain prévues par le logiciel de CAO avec celles mesurées expérimentalement. On constate un accord théorie expérience satisfaisant.

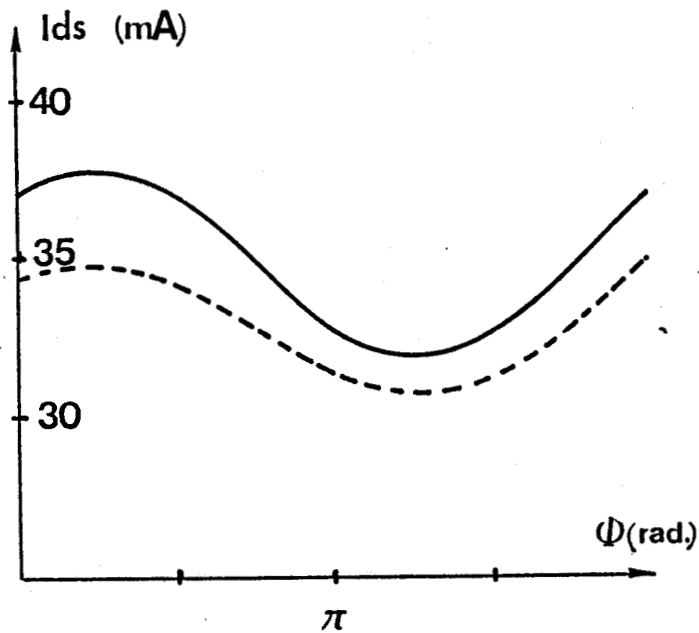
- **Influence du déphasage**

De nombreuses mesures ont été faites. A titre d'exemple, nous présentons figure 89, un cas typique d'évolution expérimentale du courant drain  $I_{ds}$  en fonction du déphasage. On vérifie que l'évolution du courant est bien sinusoïdale, avec une variation maximale de 5,5 mA. Sur la figure 89 a été tracée l'évolution théorique prévue par le logiciel de CAO. Ici encore nous constatons un accord satisfaisant.



**Figure 88 :** Comparaison théorie (---) expérience (—) de l'évolution du courant drain  $I_{ds}$  en fonction de la puissance d'entrée pour le NE 463 ( $f = 10$  GHz).

$V_{gs01} = -1$  V  
 $V_{gs02} = 0$   
 $V_{ds0} = 4$  V



**Figure 89 :** Comparaison théorie(---) expérience(—) de l'évolution de  $I_{ds}$  en fonction du déphasage pour une puissance incidente égale à 7 dBm

### 5.3.2.3 Optimisation du fonctionnement

La comparaison entre les résultats prévus par notre logiciel de simulation et les résultats expérimentaux a montré que ce logiciel permettait de prévoir valablement le comportement du transistor bigrille.

Par conséquent, il paraît intéressant de l'utiliser pour déterminer les conditions optimales de fonctionnement du TEC pour l'application envisagée.

Notre étude se limitera à la recherche du point de polarisation optimal.

Ainsi, nous effectuons une étude paramétrique de la variation maximale  $\Delta I_{ds}$  du courant drain, en fonction des tensions de polarisation grille-source  $V_{gs01}$  et  $V_{gs02}$  ; la tension drain-source étant constante, égale à 4V. Cette étude est menée pour une valeur de puissance incidente donnée, égale à 7 dBm.

Les résultats de CAO sont donnés sur la figure 90 où nous présentons :

- l'évolution de  $\Delta I_{ds}$  en fonction de la tension  $V_{gs01}$  (pour la valeur de la tension  $V_{gs02}$  qui donne la variation maximale (figure 90.a), à  $V_{gs02} = 0$  v),
- l'évolution de  $\Delta I_{ds}$  en fonction de la tension  $V_{gs02}$  (pour la valeur de la tension  $V_{gs01}$  qui donne la variation maximale (figure 90.b), à  $V_{gs01} = -0,5$  v).

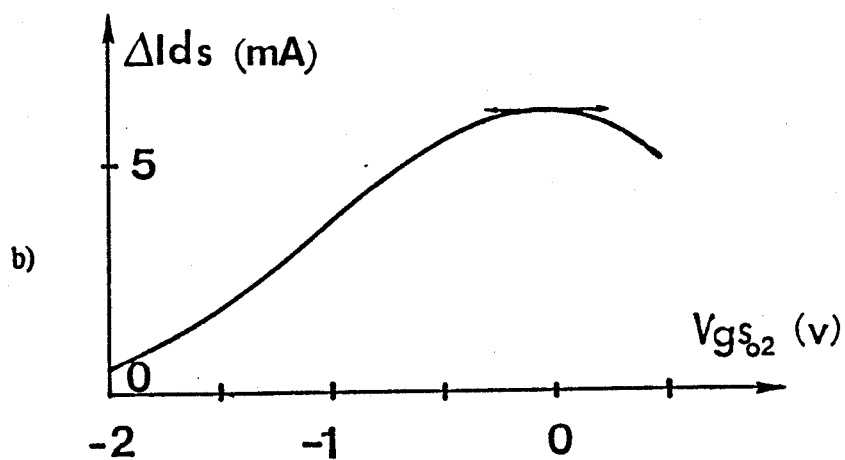
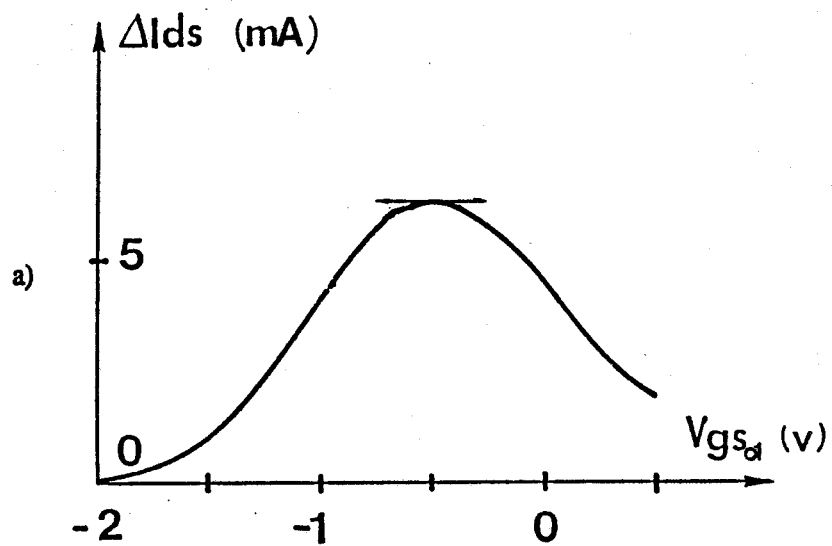
Il apparaît l'existence d'un point de polarisation optimal qui est pour le NE 463 :

$$\begin{aligned} V_{gs01} &= -0.5 \text{ v} \\ V_{gs02} &= 0 \text{ v} \\ V_{ds0} &= 4 \text{ v} \end{aligned}$$

Expérimentalement, à l'aide du banc de mesure présenté au § 5.3.2.1, nous avons pu vérifier l'exactitude des prévisions théoriques.

### 5.3.3 Limitations du dispositif

Notre étude préliminaire nous a permis de mettre en évidence la possibilité de réalisation d'un corrélateur à l'aide d'un TEC bigrille. En particulier, nous avons pu vérifier que la variation du courant drain est bien sinusoïdale en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée.



**Figure 90 :** Etude théorique de la variation du courant drain fonction du déphasage dans deux cas particuliers de polarisation pour le NE 463 ( $P_e = 7$  dBm).

a)  $V_{gs_{02}} = 0$  V

b)  $V_{gs_{01}} = -0.5$  V

Toutefois, le système que nous avons mis au point s'avère insuffisant pour être utilisé dans le CAC. En effet, tout d'abord, les variations du courant drain sont trop faibles, ce qui donne un manque de sensibilité du dispositif. Par ailleurs, ces variations du courant continu sont difficilement amplifiables. Enfin, l'information de sortie n'est pas nulle lorsque les signaux d'entrée sont nuls (offset).

En conséquence, afin d'améliorer les performances nous suggérons la réalisation d'un nouveau dispositif de mesure utilisant la modulation d'amplitude.

## 5.4 Réalisation en modulation d'amplitude

Nous présentons tout d'abord le principe de fonctionnement en modulation d'amplitude avec le transistor bigrille en mettant en évidence théoriquement puis expérimentalement, qu'il est possible de recueillir, à l'aide de cette technique, une information proportionnelle au déphasage entre les signaux d'entrée. Notre système doit être susceptible de la déterminer pour des puissances compatibles avec celles qui correspondent à notre cahier des charges. Nous présenterons ensuite le dispositif expérimental mettant en oeuvre la modulation d'amplitude et la détection synchrone.

### 5.4.1 Etude du fonctionnement

#### 5.4.1.1 Présentation

Les signaux modulés en amplitude, appliqués sur les grilles du transistor s'écrivent dans ces conditions :

$$U_1(t) = V_1 (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (\text{grille 1}) \quad (5-32)$$

$$U_2(t) = V_2 (1 + m \cos \Omega t) \cos (\omega t + \Phi) \quad (\text{grille 2}) \quad (5-33)$$

avec :  $\Omega$  la pulsation du signal modulant  
 $\omega$  la pulsation du signal modulé avec  $\omega \gg \Omega$   
 $m$  le taux de modulation



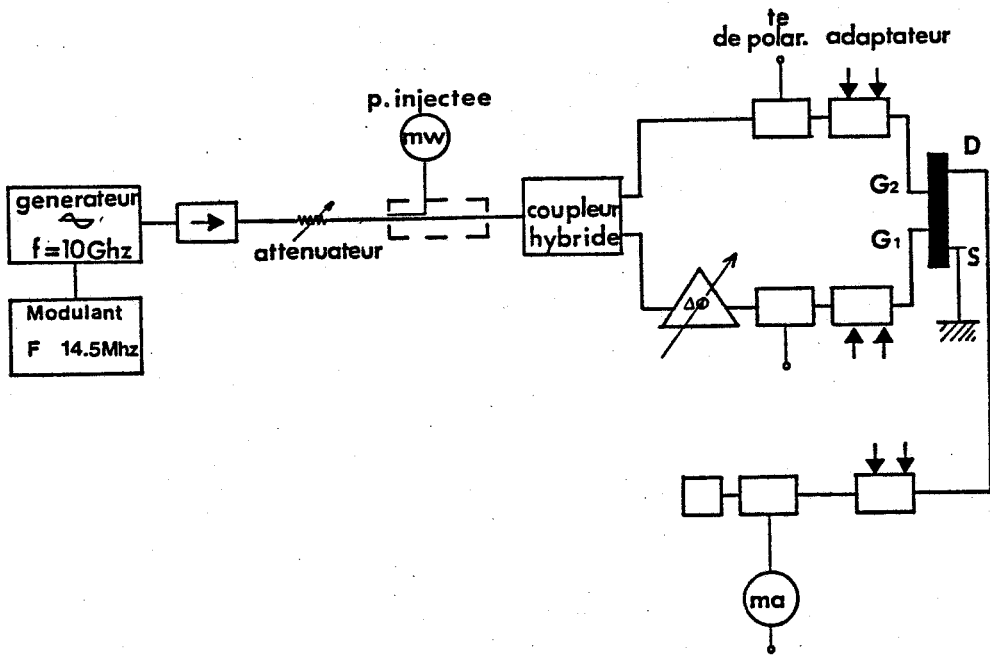


Figure 91 : Dispositif de mesure en modulation d'amplitude

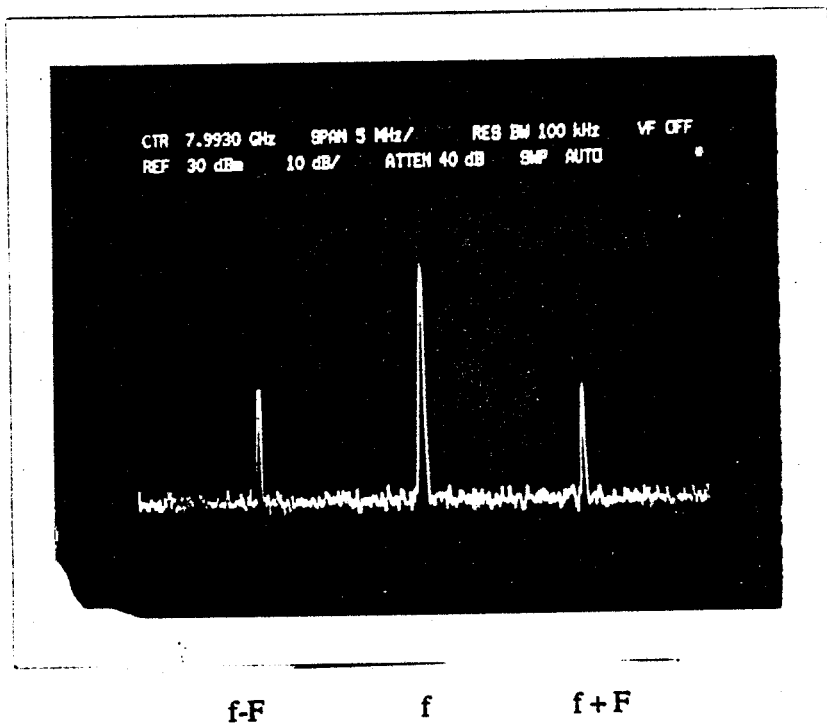


Figure 92 : Spectre du signal d'entrée

Nous avons vu que la fonction de transfert du bigrille peut s'écrire sous la forme (relation 5-25).

$$f(U_1, U_2) = a_1 U_1 + a_2 U_2 + b_1 U_1^2 + b_2 U_2^2 + k U_1 U_2$$

On détermine les composantes fréquentielles du signal de sortie du transistor en ne s'intéressant qu'aux composantes à la fréquence du modulant :

- en  $b_1 U_1^2$  et  $b_2 U_2^2$  :

$$\{m (b_1 V_1^2 + b_2 V_2^2)\} \cos \Omega t \quad (5-34)$$

- en  $k U_1 U_2$

$$\{km V_1 V_2 \cos \Phi\} \cos \Omega t \quad (5-35)$$

D'où en sortie du composant :

$$S = m \cos \Omega t [b_1 V_1^2 + b_2 V_2^2 + k V_1 V_2 \cos \Phi] \quad (5-36)$$

Il apparaît que le signal de sortie à la fréquence de modulation dépend :

- du déphasage  $\Phi$  entre les signaux d'entrée,
- de l'amplitude de chacun de ces signaux.

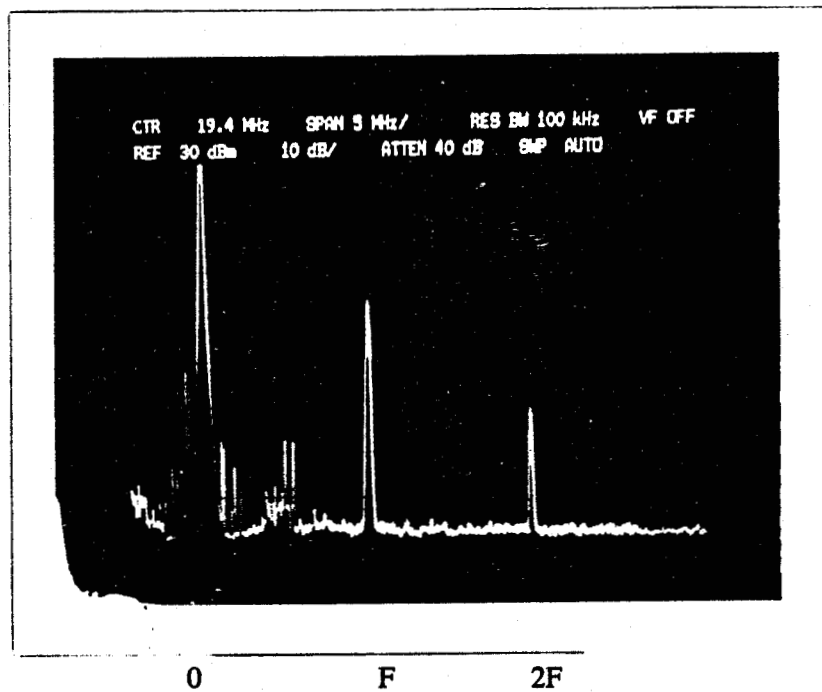
Il existe un terme résiduel indépendant du déphasage. Ce résultat est similaire à celui obtenu lors de l'étude en continu présentée au § 5.3.1 lorsque le bigrille était utilisé en corrélateur.

#### 5.4.1.2 Vérification expérimentale

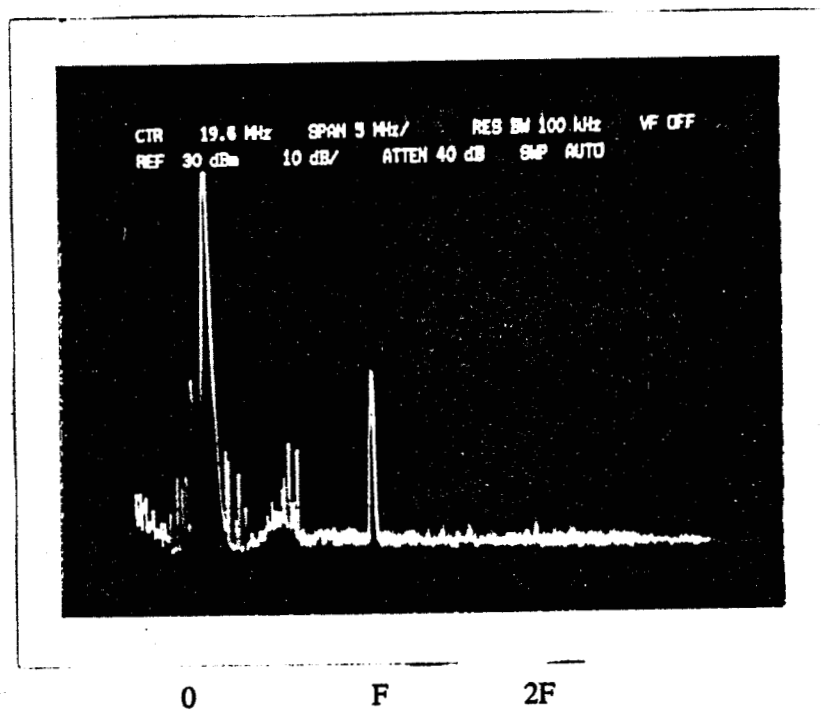
Nous nous proposons de vérifier expérimentalement ces résultats théoriques en utilisant le banc de mesure présenté figure 91. Le générateur hyperfréquences est modulé en amplitude.

Nous représentons figure 92 le spectre du signal d'entrée modulé. Nous avons fixé la fréquence du modulant égale à 14.5 MHz pour un taux de modulation de 10%.

Un analyseur de spectre permet de visualiser le signal de sortie et, en particulier, la composante à la fréquence de modulation. Par ailleurs, l'examen de la totalité du spectre permet de vérifier l'exactitude de la fonction de transfert du bigrille et, en particulier, l'existence d'un terme proportionnel au déphasage entre les signaux d'entrée.



**Figure 93 :** Signal de sortie à déphasage optimisé (pour la composante de fréquence F)



**Figure 94 :** Signal de sortie à déphasage donnant le minimum de composante de fréquence F.

Les figures 93 et 94 présentent la totalité du spectre de sortie obtenu pour deux valeurs particulières du déphasage d'entrée.

On vérifie bien expérimentalement, sur ces figures, la présence d'une composante à la fréquence de modulation indépendante du déphasage entre les signaux d'entrée, comme le prévoyait la théorie. Cet effet est néfaste car il constitue un "OFF-SET" d'autant plus difficile à éliminer qu'il varie en fonction des niveaux d'entrée.

Rappelons qu'un tel effet parasite existait également dans le cas où l'information utilisée était, au § 5.3.2, la composante continue du signal de sortie.

Cependant, grâce à la modulation d'amplitude, il est possible, comme nous allons le montrer, d'atteindre des stabilités et des sensibilités beaucoup plus importantes.

Signalons qu'une optimisation du fonctionnement consisterait à choisir un composant pour lequel les coefficients  $b_1$  et  $b_2$  seraient minimisés tandis que le coefficient  $k$  serait le plus grand possible. Le dispositif étant, dans son principe, un multiplieur analogique.

## 5.4.2 Dispositif expérimental

Dans le but d'accroître la sensibilité, le détecteur sera avantageusement remplacé par un détecteur synchrone que nous décrivons préalablement. Enfin, nous présentons le dispositif de mesure complet ainsi que les résultats expérimentaux.

### 5.4.2.1 Détecteur synchrone

- Principe

Le signal de sortie à la fréquence de modulation  $F$ , que l'on souhaite mesurer, s'écrit d'après (5-36)

$$S(t) = V \cos(\Omega t) \quad (5-37)$$

Le principe de la détection synchrone consiste à faire le produit de ce signal par un signal sinusoïdal de même fréquence (Oscillateur local).

Ce produit se traduit alors, dans l'espace des spectres, par un produit de convolution des impulsions de Dirac centrées en  $-\Omega$  et  $+\Omega$ .

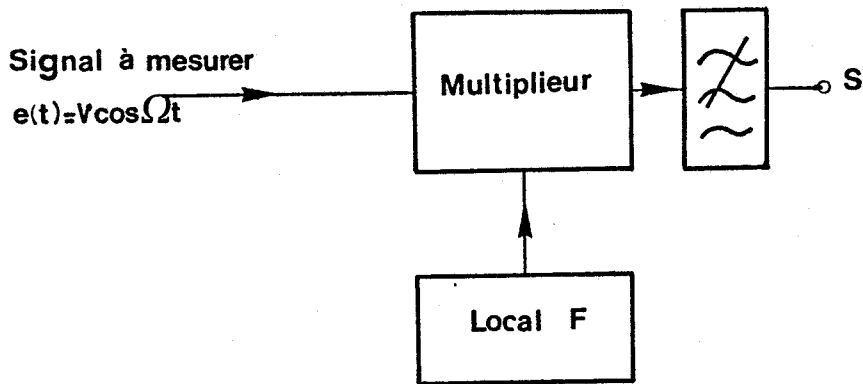


Figure 95 : Schéma fonctionnel d'un détecteur synchrone

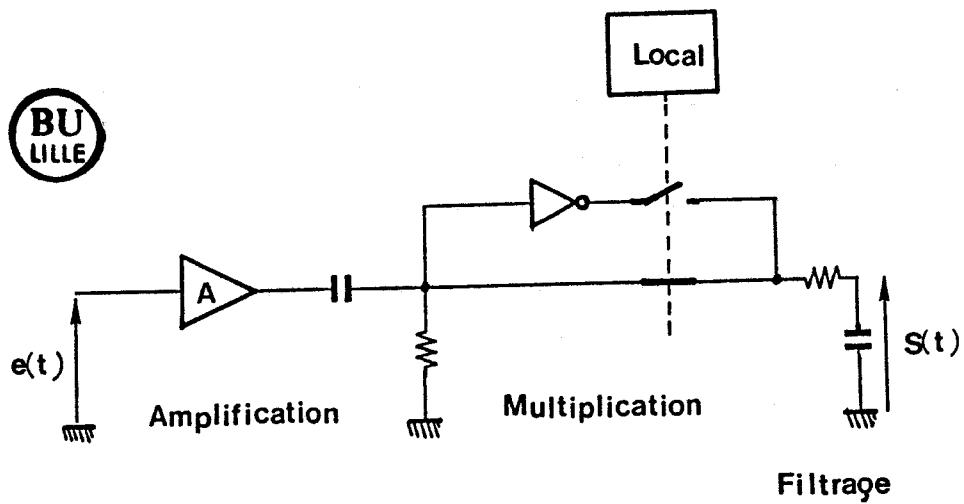


Figure 96 : Réalisation du dispositif de détection synchrone

Si l'on note  $O(t)$  le signal de référence, ce dernier peut s'écrire:

$$O(t) = O \cdot \cos(\Omega t + \varphi) \quad (5-38)$$

Après multiplication, nous obtenons :

$$V_M(t) = S(t) \cdot O(t) = \frac{O \cdot V}{2} \cos \varphi + \frac{O \cdot V}{2} \cos(2 \Omega t + \varphi) \quad (5-39)$$

Un filtre passe-bas placé en sortie permet de recueillir la composante de fréquence nulle (figure 95) :

$$S = \frac{O \cdot V}{2} \cos \varphi \quad (5-40)$$

Elle dépend à la fois de l'amplitude  $V$  de  $S(t)$  et du déphasage  $\varphi$  entre  $O(t)$  et  $S(t)$ .

La détection synchrone revient à réaliser un filtre très sélectif. Elle améliore considérablement le rapport signal/bruit du signal.

- **Réalisation**

En pratique, il est commode d'utiliser un signal modulant qui est un signal d'horloge (carré et périodique).

Ce signal sera donc à la fois le signal modulant et l'oscillateur local (figure 95)

Le synoptique de la chaîne de traitement est présenté figure 96. On trouve tout d'abord en une chaîne d'amplification basse fréquence (Gain de l'ordre de 10 000) réalisée à l'aide d'amplificateurs opérationnels.

Nous prendrons soin de ne pas introduire de déphasage dans cette chaîne ( $\varphi=0$ ) afin de conserver pour le local la même phase que le signal utile, et ainsi détecter le signal maximal.

En ce qui concerne la fonction multiplication, nous utilisons un dispositif qui consiste à multiplier par + ou -1 le signal amplifié au rythme du signal local (figure 96).

Le filtrage passe-bas est réalisé simplement à l'aide d'une cellule C-R.

Nous sommes alors capables de recueillir une grandeur continue qui est l'image de la puissance détectée à la fréquence  $F$  du modulant.

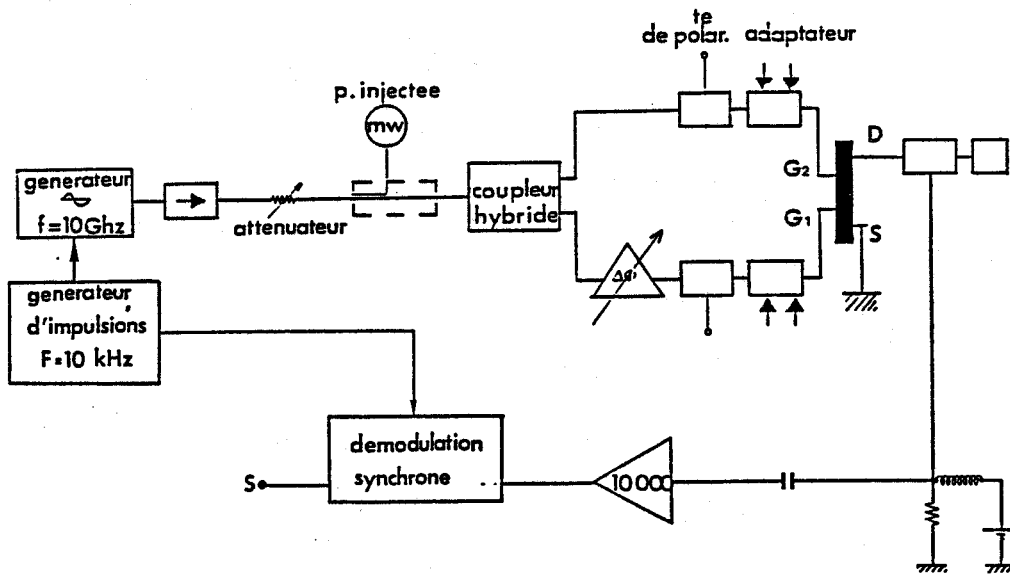


Figure 97 : Dispositif expérimental

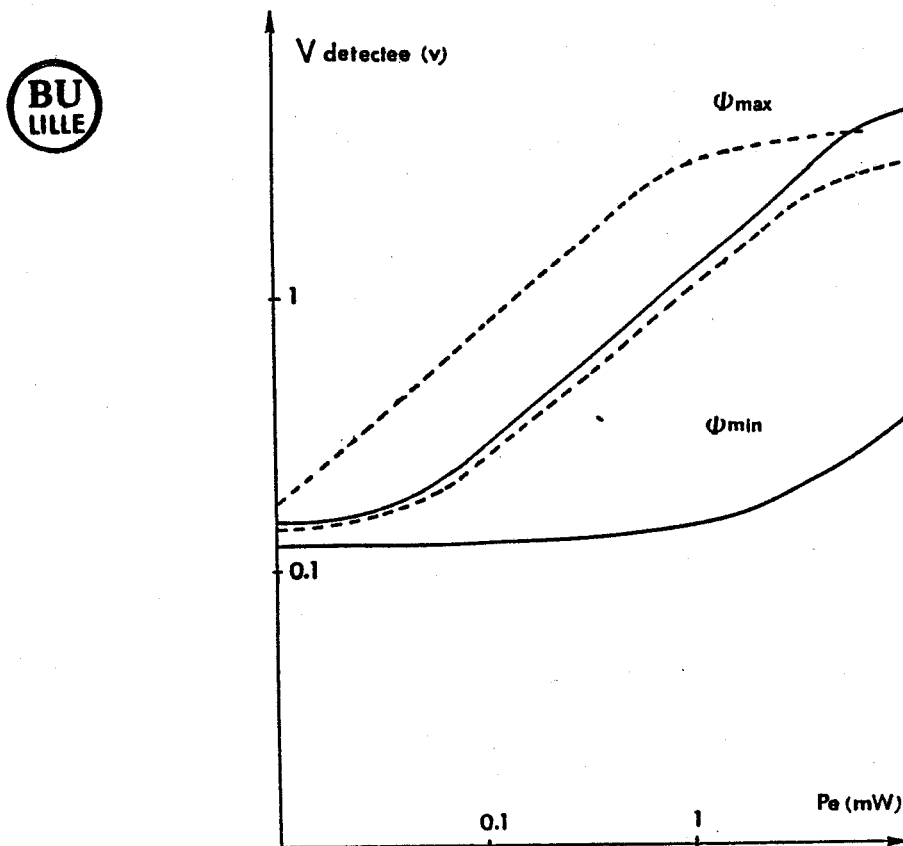


Figure 98 : Evolution de la tension détectée en fonction de la puissance incidente pour le NE 463 ( $f = 10 \text{ GHz}$ )

$$V_{gs01} = -0.5v \quad V_{gs02} = 0v \quad V_{ds0} = 4v$$

— non adapté      - - - adapté

### 5.4.2.2 Système

Il est présenté figure 97, et est dérivé du dispositif précédemment utilisé (figure 91).

La composante à la fréquence  $F$  de la tension de drain du bigrille est transmise par l'intermédiaire d'un premier té de polarisation faisant office de filtre passe-bas éliminant les fréquences supérieures à 1 MHz.

Le signal est prélevé aux bornes d'une résistance vidéo suivie d'une cellule R-C qui élimine le continu.

La fréquence de modulation de 10 kHz est telle qu'elle est :

- suffisamment basse pour être comprise dans la bande passante des composants de la chaîne de traitement basse fréquence,
- suffisamment élevée par rapport à la vitesse d'évolution des grandeurs  $V_1$ ,  $V_2$  et  $\Phi$  (§ 5.2.2).

### 5.4.3 Résultats expérimentaux

Le transistor est toujours polarisé au point optimal de polarisation défini au § 5.3.3.3.

Le composant pourra être, soit adapté à l'aide d'adaptateurs doubles en entrée et en sortie, soit non adapté. Dans ce dernier cas nous remplacerons les adaptateurs d'entrée par deux lignes unidirectionnelles et celui de sortie par une charge 50  $\Omega$ .

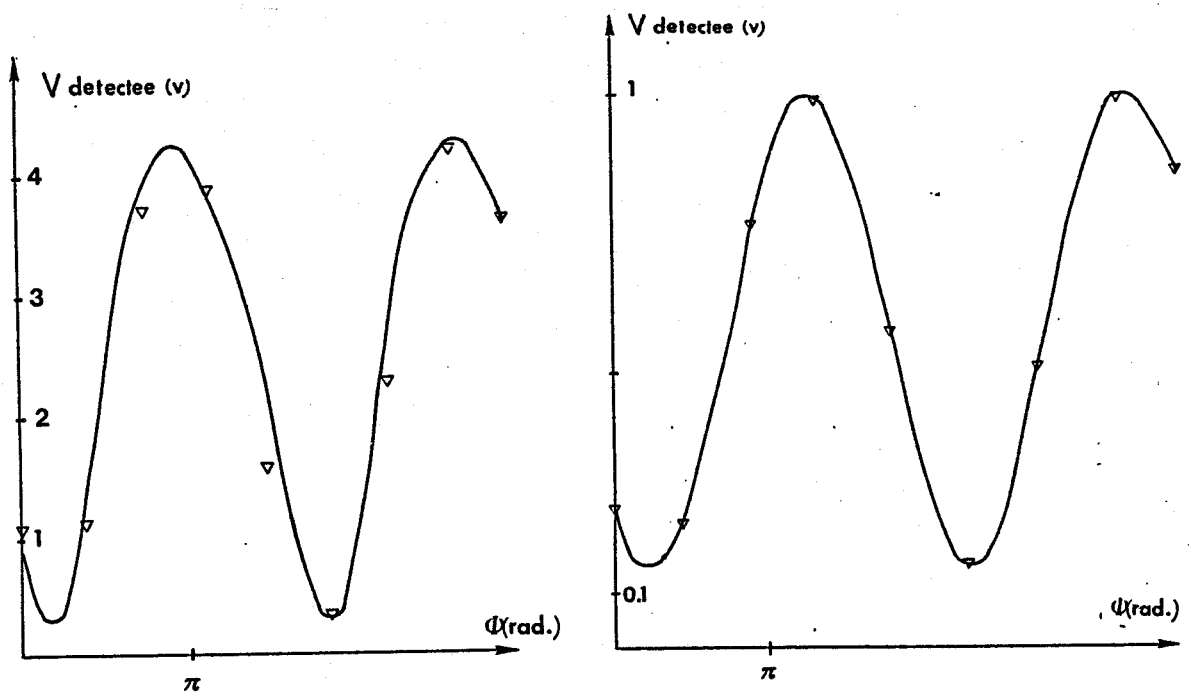
A l'aide de ce système, et comme dans l'étude préliminaire, nous considérons toujours deux cas, selon que la puissance appliquée sur chacune des deux grilles est identique ou qu'elle est différente.

- **1er cas** : puissances d'entrées identiques

Nous représentons figure 98 l'évolution de la tension recueillie après traitement en fonction de la puissance d'entrée pour les valeurs de déphasage d'entrée  $\Phi_{\min}$  et  $\Phi_{\max}$  qui donnent les variations maximales.

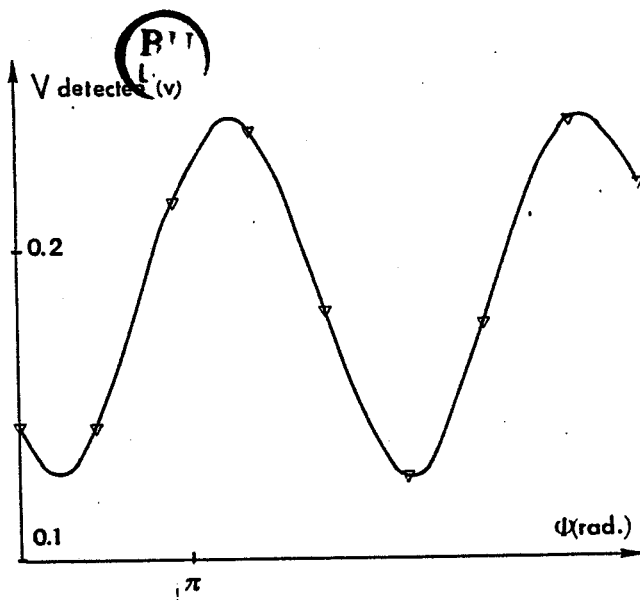
Nous comparons sur cette figure les évolutions mesurées selon que le transistor est adapté ou non. Il apparaît que, lorsque le composant n'est pas adapté, les variations de tension sont suffisamment significatives pour être mesurées avec précision pour des puissances inférieures à -20 dBm.



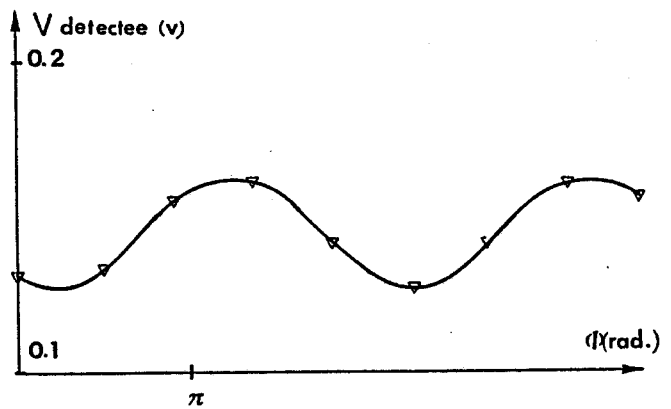


(a)

(b)



(c)



(d)

**Figure 99 :** Evolutions de la tension détectée en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée pour le NE 463 ; expérimentales ( $\rightarrow$ ) et théoriques ( $\nabla$ )  
 $f = 10 \text{ GHz}$

a)  $P_e = 10 \text{ dBm}$   
 b)  $P_e = -3 \text{ dBm}$

c)  $P_e = -13 \text{ dBm}$   
 d)  $P_e = -18 \text{ dBm}$

Compte tenu de la difficulté d'adaptation du bigrille nous considérons par la suite uniquement le cas où le transistor n'est pas adapté.

Nous représentons alors les évolutions de la tension mesurée en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée pour différentes puissances d'entrée (figure 99).

Il apparaît que pour des puissances inférieures à 8 dBm, les variations du signal sont conformes à la théorie. Nous pouvons observer une déformation du signal pour une puissance d'entrée supérieure.

Par ailleurs, nous sommes capables de vérifier la validité de la théorie pour des puissances d'entrée aussi faibles que -20 dBm, qui correspondent aux puissances fixées par le cahier des charges. Pour des puissances plus faibles le signal utile est indissociable du bruit.

Pour cette étude, le gain de la chaîne basse fréquence a été fixé de telle sorte que l'on puisse déterminer l'évolution du signal pour des puissances comprises entre -20 et +10 dBm sans pour autant saturer les étages d'amplification.

Pour l'étude suivante, et, afin de vérifier avec plus de précision la validité de nos prédictions, nous sommes amenés à l'augmenter.

- 2ème cas : puissances d'entrée différentes

Nous considérons deux cas, selon le sens du déséquilibre entre les puissances d'entrée réalisé à l'aide d'un atténuateur fixe, placé sur l'un ou l'autre des circuits d'entrée du transistor.

Sur la figure 100 nous représentons les évolutions de la tension, en fonction du déphasage, obtenues dans les deux cas possibles. On observe de nouveau que les deux courbes présentent effectivement une variation cosinusoidale avec une amplitude maximale identique.

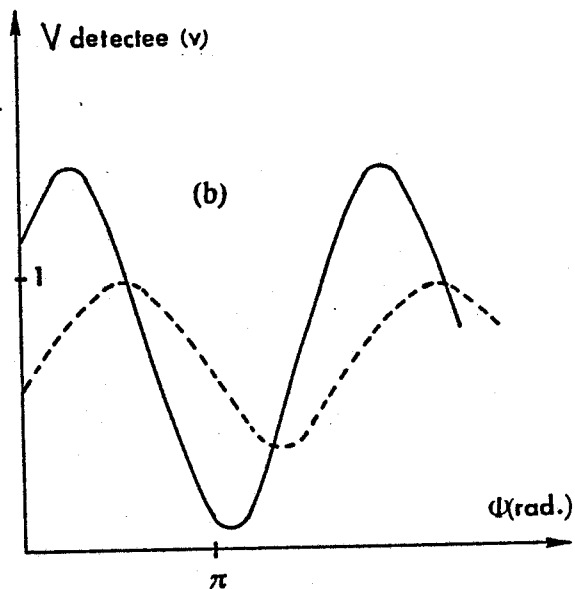
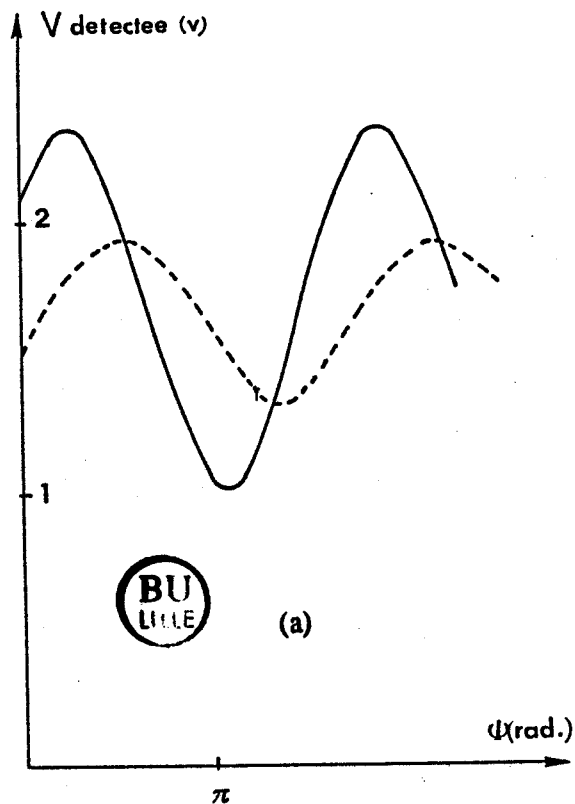
Cependant, il apparaît que la tension de décalage est différente selon les deux cas, ce qui s'explique facilement à l'aide de la théorie.

## 5.5 Conclusion

Cette première réalisation utilisant une modulation d'amplitude et une détection synchrone montre la faisabilité d'une utilisation du TEC bigrille en multiplieur ou corrélateur de deux signaux de puissance comprise entre -20 et 8 dBm, ce qui montre la bonne sensibilité du dispositif.

Cette fonction multiplication s'accompagne d'un terme (offset) parasite issu des termes quadratiques présents dans la fonction de transfert que nous avons validée.

Il en résulte que le signal de sortie utile se trouve superposé à un signal de décalage qui varie en



**Figure 100 :** Evolution de la tension détectée pour deux couples particuliers de puissance incidente

a)  $P_{e_1} = -3 \text{ dBm}$   
 —  $P_{e_2} = -13 \text{ dBm}$   
 - -  $P_{e_2} = -18 \text{ dBm}$

b)  $P_{e_2} = -3 \text{ dBm}$   
 —  $P_{e_1} = -13 \text{ dBm}$   
 - -  $P_{e_1} = -18 \text{ dBm}$

fonction des puissances injectées sur chacune des deux grilles. Sa présence est évidemment en contradiction avec le cahier des charges.

En conséquence, nous sommes conduit à envisager une autre réalisation susceptible d'éliminer cet effet parasite.

## Bibliographie Chapitre 5

- [1] J.C. VAN DE VELDE, D. MATTON, Y. LEROY, A. MAMOUNI  
"Short range telemetric sensors using microwave correlators"  
Proc. 15 th European Microwave conference, Paris (September 85).
- [2] D. MATTON  
Thèse de doctorat à paraître.
- [3] D. MATTON, J.C. VAN DE VELDE, Y. LEROY, A. LEBORGNE  
"Conception d'un capteur télémétrique à corrélation en structure plaquée"  
Journées nationales micro-ondes, Nice, (Juin 1987).

## **Chapitre 6**

### **Réalisation en circuit intégré**



## **Chapitre 6**

### **Réalisation en circuit intégré**

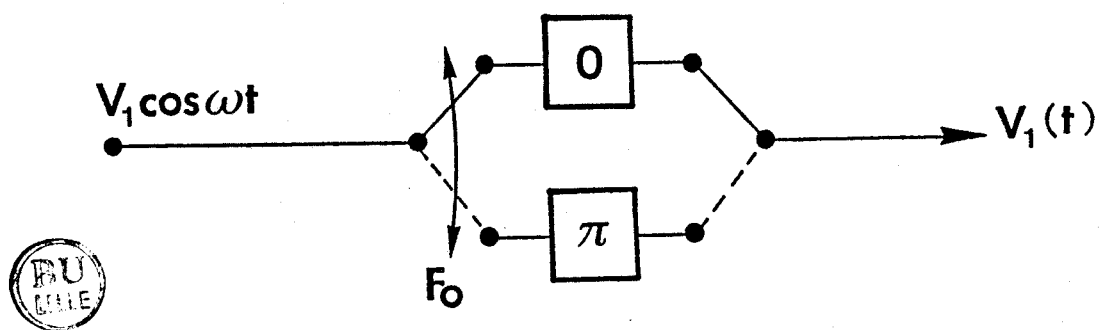


Figure 101 : Principe de la modulation de phase numérique



# Chapitre 6

## Réalisation en circuit intégré

### 6.1 Introduction

Nous proposons d'utiliser une technique de modulation de phase ayant pour but de s'affranchir du signal résiduel et de recueillir uniquement le signal utile correspondant au déphasage entre les deux signaux appliqués à l'entrée.

Nous commençons par présenter le principe de base qui permet de répondre à ce cahier des charges. Toutefois, les difficultés rencontrées lors de sa mise en place ne nous permettent pas d'envisager son utilisation.

C'est pourquoi, nous sommes amenés à utiliser une technique différente qui consistera en une modulation de phase à l'aide d'un déphaseur à varicap. Une première réalisation en éléments hybrides nous permettra de valider expérimentalement le dispositif mis au point.

La dernière partie de ce chapitre concernera l'intégration du circuit.

### 6.2 Modulation de phase numérique

#### 6.2.1 Principe

La méthode utilisée [1] consiste à introduire, sur l'un des deux signaux d'entrée du corrélateur, un déphasage prenant les valeurs soit 0, soit  $\Pi$  (modulation PSK) commandé par un signal d'horloge de basse fréquence  $F_0 = 1/T_0$  (figure 101).

Supposons que, durant la première demi-période d'horloge, le déphasage introduit soit nul, on aura alors :

$$V_1(t) = V_1 \cos \omega t \quad (\text{grille 1}) \quad (6-1)$$

$$V_2(t) = V_2 \cos(\omega t + \Phi) \quad (\text{grille 2}) \quad (6-2)$$

En considérant la fonction de transfert du bigrille définie et validée au chapitre précédent (relation 5-25), il apparaît que le signal de sortie s'écrit entre 0 et  $T_0/2$  :

$$\begin{aligned}
 S_1(t) &= a_1 V_1 \cos(\omega t) + a_2 V_2 (\omega t + \Phi) \\
 &+ b_1 V_1^2 (\cos \omega t)^2 + b_2 V_2^2 (\cos(\omega t + \Phi))^2 \\
 &+ k V_1 V_2 \cos(\omega t) \cos(\omega t + \Phi)
 \end{aligned}
 \tag{6-3}$$

Durant la seconde demi-période d'horloge (de  $T_0/2$  à  $T_0$ ), le déphasage introduit sur une des voies sera alors égal à  $\Pi$ . Soit par exemple les signaux d'entrée :

$$V_1(t) = V_1 \cos(\omega t + \Pi) \quad (\text{grille 1}) \tag{6-4}$$

$$V_2(t) = V_2 \cos(\omega t + \Phi) \quad (\text{grille 2}) \tag{6-5}$$

Le signal délivré dans l'intervalle  $T_0/2$  à  $T_0$  en sortie par le bigrille s'écrivant alors :

$$\begin{aligned}
 S_2(t) &= a_1 V_1 \cos(\omega t + \Pi) + a_2 V_2 \cos(\omega t + \Phi) \\
 &+ b_1 V_1^2 [\cos(\omega t + \Pi)]^2 + b_2 V_2^2 [\cos(\omega t + \Phi)]^2 \\
 &+ k V_1 V_2 \cos(\omega t + \Pi) \cos(\omega t + \Phi)
 \end{aligned}
 \tag{6-6}$$

Grâce à deux démodulations synchrones, fonctionnant dans chacune des deux demi-périodes, on peut extraire séparément les signaux  $S_2(t)$  et  $S_1(t)$ , puis les soustraire dans un ampli différentiel élaborant en sortie, après filtrage, la tension.

$$S = k V_1 V_2 \cos \Phi \tag{6-7}$$

Il est donc possible d'obtenir en sortie d'un tel dispositif une information liée au déphasage entre les signaux d'entrée en s'affranchissant de la composante résiduelle parasite observée en modulation d'amplitude (chapitre 5).

## 6.2.2 Réalisation

Le signal de sortie  $S(t)$  est mesuré à l'aide d'une détection synchrone basse fréquence. Il conviendra simplement d'effectuer la différence des deux signaux  $S_1$  et  $S_2$  grâce à un montage différentiel.

Le déphaseur O- $\Pi$  est réalisé à l'aide d'un commutateur micro-ondes (switch) du commerce qui possède deux sorties OSM, associé à un circulateur.

Sur l'une des sorties du commutateur, on place un court-circuit réalisant le déphasage nul, tandis que sur l'autre sortie se trouve un circuit ouvert qui réalise ainsi le déphasage de  $\Pi$ .

Nous avons mesuré à l'analyseur de réseau, à la fréquence de 10 GHz, les pertes du déphaseur

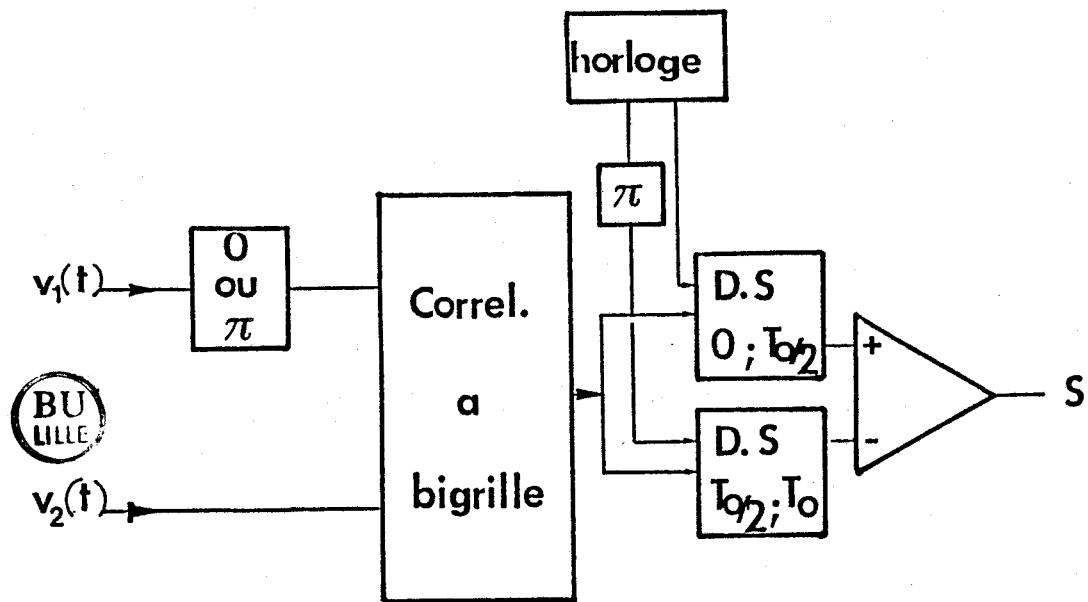


Figure 102 : Diagramme fonctionnel

ainsi réalisé dans les deux positions. Il s'est avéré que ces pertes d'insertion présentent une différence de 1,2 dB. Par ailleurs, l'erreur de phase par rapport à  $\Pi$  a été trouvée égale à 7 degrés.

En théorie, nous aurions du trouver pour les deux positions les mêmes pertes d'insertion et une différence de phase égale à  $180^\circ$ . Les écarts entre les valeurs idéales et les valeurs mesurées sont dues en particulier à la mauvaise qualité du circuit ouvert.

Nous présentons, figure 102, le dispositif complet utilisant la modulation numérique.

### 6.2.3 Insuffisance du dispositif et conclusion

Nous avons mesuré les variations du signal de sortie en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée à la fréquence de 10 GHz.

Nous avons vérifié qu'elles suivent effectivement bien une loi sinusoïdale en fonction du déphasage des signaux d'entrée. Cependant, aux fréquences supérieures à 4 GHz, la valeur moyenne de la sinusoïde a été trouvée non nulle, montrant ici encore la présence d'une tension résiduelle parasite. Ceci peut s'expliquer par la non égalité entre les pertes d'insertion présentées par le déphaseur dans ses deux positions. En effet, cette différence revient à provoquer une modulation d'amplitude supplémentaire sur le signal. Or, nous l'avons vu au chapitre précédent, la modulation d'amplitude s'accompagne de la présence d'une tension parasite.

En conclusion, la modulation numérique s'avère tout à fait satisfaisante pour des signaux de fréquence inférieure à 4 GHz [2], mais elle n'est plus applicable à des systèmes fonctionnant en fréquence élevée telle que la bande X, à cause des imperfections du déphaseur numérique.

En conséquence, cette modulation numérique ne peut en définitive être retenue, aussi, nous proposons l'utilisation d'une modulation de phase analogique.

## 6.3 Modulation de phase analogique

### 6.3.1 Principe

Nous modulons la phase de l'un des deux signaux appliqués à l'entrée du corrélateur à bigrille. Nous pouvons écrire, en considérant une modulation sinusoïdale :

$$V_1(t) = V_1 \cos(\omega t + \Phi_v \cos \Omega t) \quad (\text{grille 1}) \quad (6-8)$$

$$V_2(t) = V_2 \cos(\omega t + \Phi) \quad (\text{grille 2}) \quad (6-9)$$

La pulsation du signal modulé varie donc sinusoidalement en fonction du temps entre les valeurs extrêmes :

$$\omega + \Omega \Phi_v \text{ et } \omega - \Omega \Phi_v$$

En développant l'expression du signal appliqué sur la grille 1, on obtient :

$$V_1(t) = V_1 \left[ \cos(\omega t \cos(\Phi_v \cos \Omega t)) - \sin(\omega t \sin(\Phi_v \cos \Omega t)) \right] \quad (6-10)$$

Par développement en série de Fourier, il est possible de déterminer les composantes fréquentielles en utilisant les fonctions de Bessel. On trouve :

$$V_1(t) = V_1 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\Phi_v) \cdot \cos \left[ (\omega + n \Omega) t + \frac{n \Pi}{2} \right] \quad (6-11)$$

où  $J_n$  représente la fonction de Bessel d'ordre  $n$

avec la propriété :

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x) \quad (6-12)$$

On voit donc que le signal  $V_1$  peut être considéré comme résultant de la superposition d'un nombre infini de sinusoides.

Si à présent, on considère la fonction de transfert du corrélateur bigrille définie et validée au paragraphe précédent :

$$f(U_1, U_2) = a_1 U_1 + a_2 U_2 + b_1 U_1^2 + b_2 U_2^2 + k U_1 U_2$$

Il apparaît que le signal de sortie à la fréquence de modulation est égal à

$$S(t) = 2kV_1V_2J_1(\Phi_v) \sin \Phi \cos \Omega t \quad (6-13)$$

Le signal de sortie est donc proportionnel uniquement au déphasage entre les signaux d'entrée et il n'existe plus à la fréquence de modulation de tensions résiduelles parasites comme cela était le cas en modulation d'amplitude.

Nous présentons maintenant le dispositif à modulation de phase.

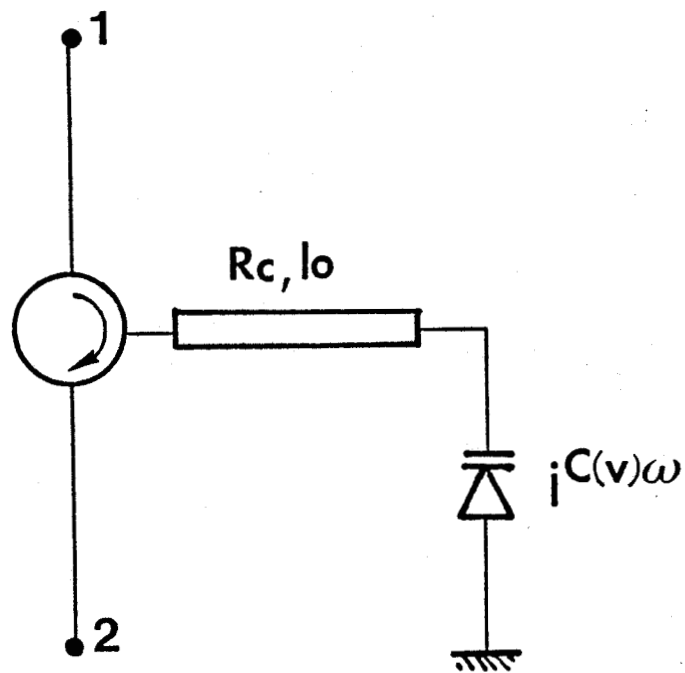


Figure 103 : Principe du déphaseur à Varicap

## 6.3.2 Réalisation du modulateur de phase

Le modulateur de phase est constitué par un déphaseur commandable en tension.

### 6.3.2.1 Déphaseur à Varicap

- principe

Nous utilisons une diode varicap dont on exploite la variation de capacité en fonction de la tension de polarisation inverse [3]. Cette capacité s'exprime de façon simplifiée par :

$$C(V) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V}{\Psi}\right)^{1/2}} \quad (6-14)$$

avec  $C_0$  la valeur de la capacité pour une tension de polarisation nulle  
 $V$  la tension en polarisation appliquée  
 $\Psi$  la hauteur de barrière de potentiel

Si l'on place cette diode supposée idéale à l'extrémité d'une ligne d'impédance caractéristique  $R_c$  et de longueur électrique  $l_0$ , figure 103, le coefficient de réflexion d'un tel dispositif s'écrit :

$$H(\omega) = \frac{S_2(\omega)}{S_1(\omega)} = \frac{\frac{1}{R_c} - jC(v)\omega}{\frac{1}{R_c} + jC(v)\omega} \quad (6-15)$$

Le déphasage introduit est égal à :

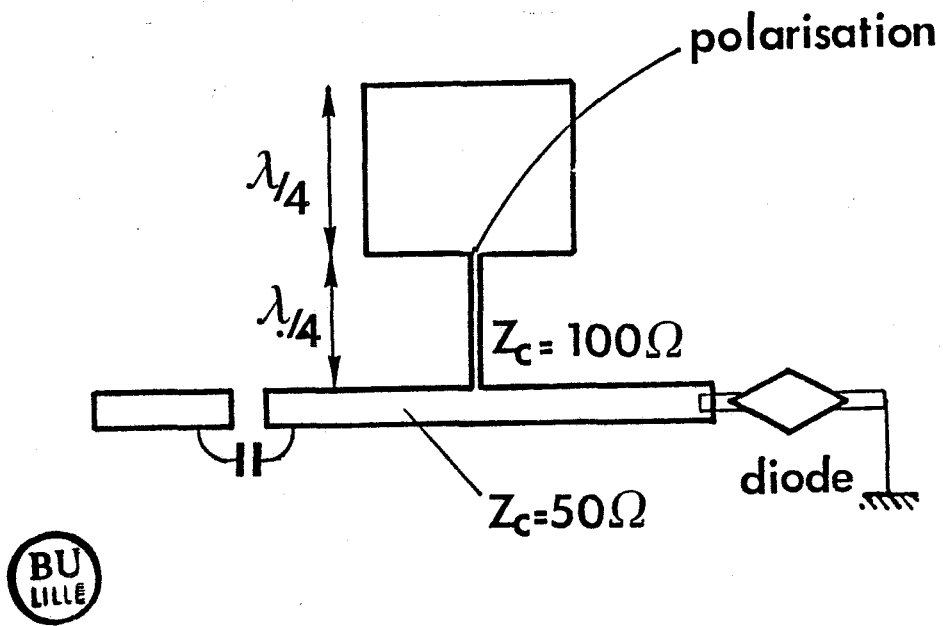
$$\varphi(V) = -2 \operatorname{Arctg}(R_c \cdot C(v) \cdot \omega) - 2\theta_0 \quad (6-16)$$

avec  $\theta_0 = 2\pi \frac{l_0}{\lambda_g}$  et  $\lambda_g$  la longueur d'onde du signal envisagé.

- Application à la modulation de phase

Pour réaliser la modulation de phase, la phase instantanée  $\varphi_i$  du signal doit être une fonction affine du signal de modulation et doit donc varier linéairement en fonction de la tension de modulation  $V(t)$ .

$$\varphi_i(t) = \varphi_0 + kV(t) \quad (6-17)$$



**Figure 104** : Dispositif de mesure de la diode AH152  
 (Duroïd 6010.5 ;  $\epsilon_r = 10.5$  ;  $h = 0.635$  mm)





avec  $V(t)$  le signal de modulation.

Or, l'expression théorique (6-16) fait apparaître une évolution non linéaire de la forme arctg.

Par conséquent, afin de réaliser une modulation linéaire, il convient d'utiliser des signaux suffisamment petits pour rester en régime linéaire de fonctionnement. Dans ces conditions, il est possible d'écrire d'après (6-14) :

$$\frac{dC}{C} \# -\frac{1}{2\Psi} \frac{dV}{V} \quad (6-18)$$

Donc, autour d'une valeur de capacité fixée par une tension de polarisation inverse, les variations de capacité sont proportionnelles à la variation de tension appliquée.

Il est également nécessaire que la variation de phase  $d\varphi$  soit proportionnelle à la variation de capacité. La phase introduite par notre déphaseur est donnée par la relation (6-16) rappelée ci-dessous :

$$\varphi = -2 \text{Arctg}(R_c \cdot C \cdot \omega)$$

Si l'on effectue un développement de Taylor autour du point défini par la capacité  $C$  et le déphasage  $\varphi$ , on peut écrire en se limitant au premier ordre :

$$d\varphi = \varphi(C + dC) - \varphi(C) \# \frac{dC}{C} \cdot \frac{R_c \omega C}{1 + R_c^2 \omega^2 C^2} \quad (6-19)$$

Il est aisé de démontrer que le terme d'ordre 2 du développement que nous avons négligé introduit une distorsion due au terme d'harmonique 2 inférieure à 0,5 %.

Nous pouvons donc écrire :

$$d\varphi \# \frac{dC}{C} \cdot \frac{R_c \omega C}{1 + R_c^2 \omega^2 C^2} \# \frac{-R_c \omega C}{1 + (R_c \omega C)^2} \frac{1}{2\Psi} \frac{dV}{V} \quad (6-20)$$

La variation de phase est donc sensiblement proportionnelle à la variation de tension appliquée en régime de petits signaux.

Nous en concluons qu'il est possible de réaliser une modulation linéaire de phase à l'aide d'un déphaseur à varicap.

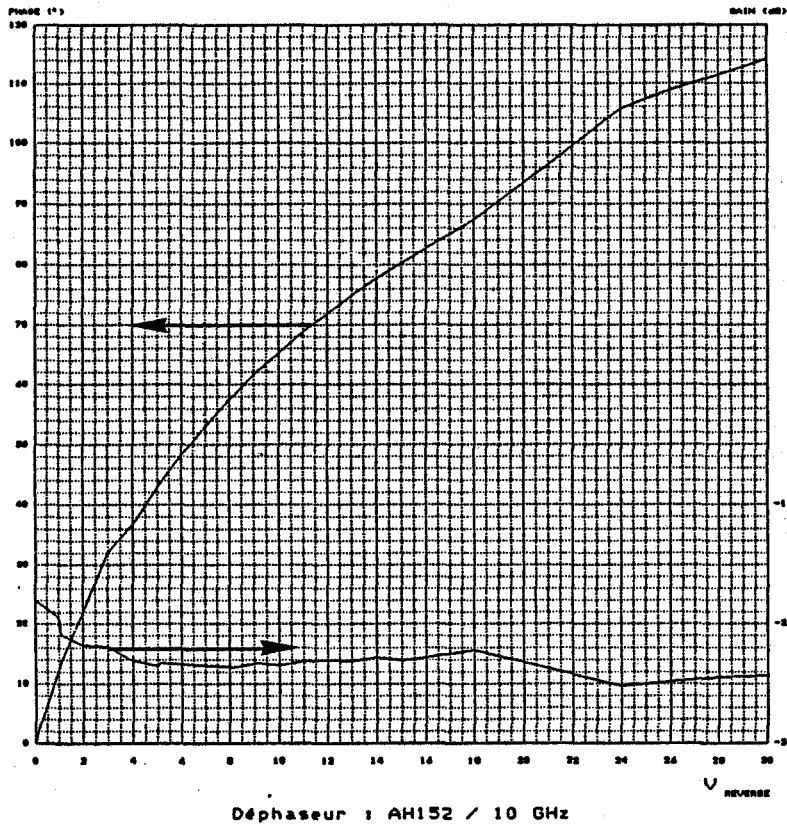


Figure 105 : Evolution du module et de l'argument du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de la varicap en fonction de la tension de polarisation

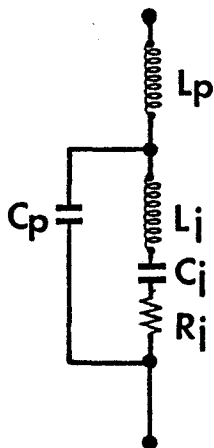


Figure 106 : Schéma électrique équivalent à la varicap

• **Mesure des caractéristiques de la varicap - conclusion**

Nous utilisons une diode abrupte à l'AsGa du commerce montée en boîtier (fabriquée par Thomson) de type AH152. Cette diode présente une variation de capacité typique de 0,6 à 0,1 pF pour une tension inverse de 0 à -30 v.

Elle est montée à l'extrémité d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50 Ω. Sa polarisation est assurée par un té de polarisation classique (figure 104).

Nous présentons, figure 105, les évolutions du coefficient de réflexion S<sub>11</sub> présenté par la diode en fonction de la tension de polarisation, et pour une fréquence de 10 GHz.

Il apparaît que la diode varicap, dans sa structure microruban, n'est pas équivalente à une capacité pure à 10 GHz, mais qu'elle présente des pertes d'énergie non négligeables. De plus, ces pertes sont fonction de la valeur de la capacité, c'est-à-dire fonction de la tension de polarisation. Le schéma électrique équivalent complet de la varicap est donné figure 106.

Une variation de phase maximale de 110° ayant pu être obtenue expérimentalement, il semble donc possible d'utiliser une simple varicap pour réaliser le déphaseur permettant de réaliser la modulation de phase.

Toutefois, la variation des pertes d'insertion du varactor en fonction de la tension de polarisation que l'on peut observer sur la figure 105 suggère l'existence possible d'une modulation d'amplitude parasite.

Pour s'affranchir de cet effet parasite, il conviendrait d'utiliser un dispositif présentant une pente de phase la plus grande pour une variation des pertes d'insertion la plus faible. Nous envisageons alors l'utilisation d'un déphaseur à transformateur d'impédance susceptible d'améliorer les performances.

**6.3.2.2 Déphaseur à transformateur d'impédance**

• **Principe**

Considérons le circuit de la figure 107 où il a simplement été ajouté un tronçon de ligne d'impédance caractéristique R<sub>1</sub> et de longueur électrique  $\theta_1 = \frac{\pi}{2}$  (longueur physique  $l_1 = \frac{\lambda}{4}$ ). En outre, on retrouve la ligne de longueur électrique  $\theta_0$  et d'impédance caractéristique R<sub>c</sub> = 50 Ω.

Dans ces conditions, l'admittance Y<sub>B</sub> vue dans le plan BB' peut s'écrire :

$$Y_b = jY_c \operatorname{tg}(\theta_v + \theta_0) \quad (6-21)$$

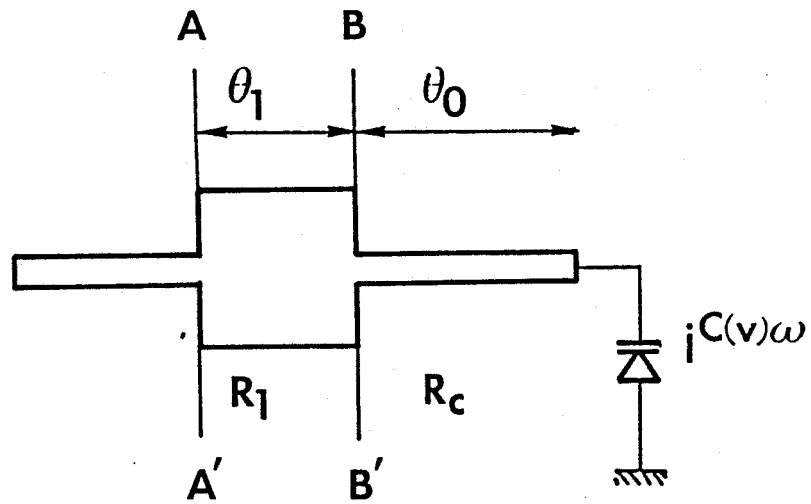


Figure 107 : Principe du déphaseur à transformateur d'impédance

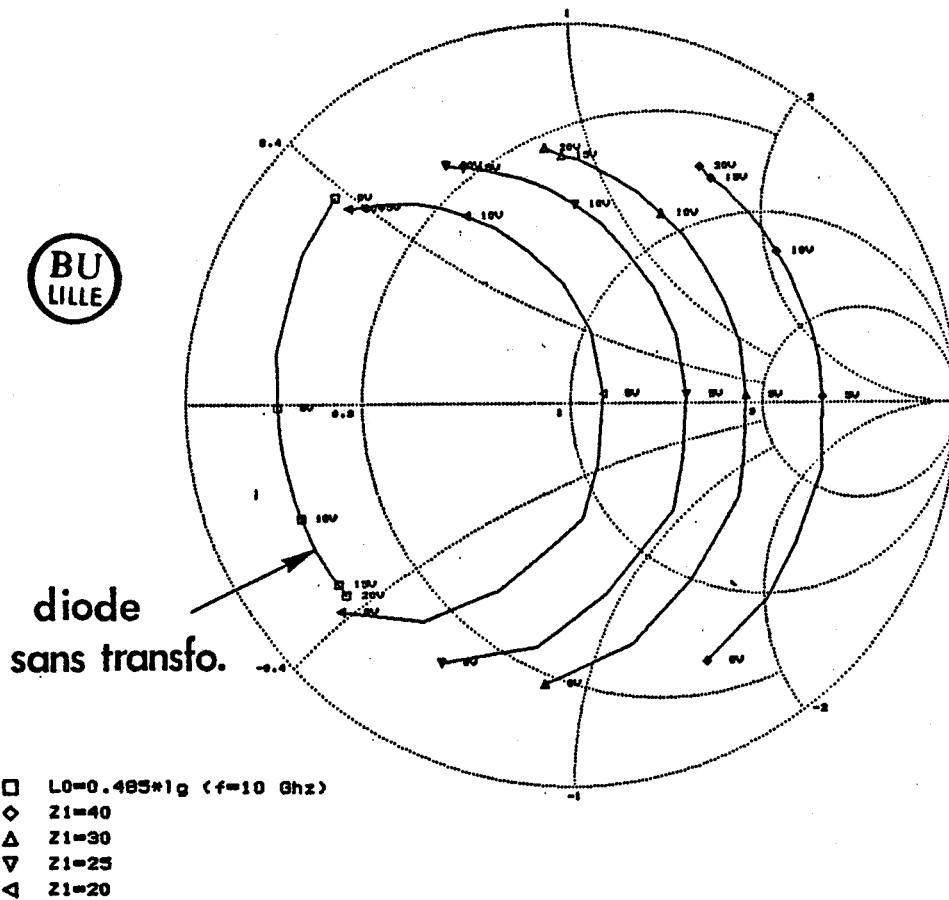


Figure 108 : Coefficient de réflexion de la diode associée à un transformateur d'impédance (Impédance  $Z$  variable)

avec  $\theta_v = \arctg(R_c \cdot C \cdot \omega)$  d'après (6-16). L'admittance ramenée dans le plan AA' s'en déduit aisément :

$$Y_A = Y_B \cdot \left(\frac{1}{R_1}\right)^2 \quad (6-22)$$

$$= j \frac{Y_c}{R_1^2} \operatorname{tg}(\theta_v + \theta_0) \quad (6-23)$$

Le déphasage introduit par un tel dispositif s'exprime par :

$$\varphi = -2 \operatorname{Arctg} \left[ \left(\frac{R_c}{R_1}\right)^2 \operatorname{tg}(\theta_v + \theta_0) \right] \quad (6-24)$$

Pour obtenir une pente de phase maximale et donc rendre la variation de phase la plus linéaire possible avec la tension, il conviendra de choisir le rapport  $\frac{R_c}{R_1}$  le plus grand possible.

La variation de phase maximale est obtenue pour une tension de polarisation telle que :

$$\theta_v + \theta_0 = 0 \quad (6-25)$$

soit pour

$$\theta_0 = -\frac{\theta_{Vmax} + \theta_{Vmin}}{2} \quad (6-26)$$

Il est aisé de démontrer, par un calcul différentiel qu'une faible variation de la tension de commande de la varicap provoque une variation linéaire de la phase.

#### • Optimisation du dispositif

Afin de déterminer le rapport de transformation le plus judicieux à utiliser, nous effectuons un calcul théorique sur ordinateur, à l'aide d'un programme mis au point au laboratoire [4], de l'impédance ramenée dans le plan BB' de la figure 107 pour différentes valeurs du rapport de transformation.

Nous présentons figure 108 les résultats obtenus dans le cas de la diode AH152.

L'examen de ces courbes montre que notre dispositif se comporte comme un circuit résonnant.

En effet nous observons figure 108 que l'on obtient à l'accord :

- une pente de phase  $d\varphi/dV$  maximale, correspondant au point d'inflexion de la courbe donnant la variation de phase en fonction de la tension de polarisation,
- des pertes d'insertion minimales avec une acuité de résonance d'autant plus forte que le rapport de transformation est plus grand.

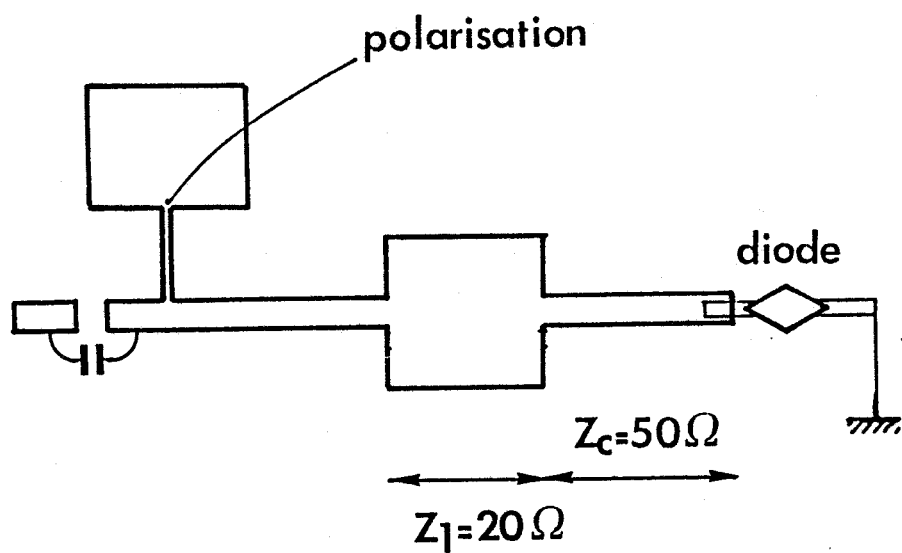


Figure 109 : Réalisation du déphaseur à diode varactor et transformateur d'impédance

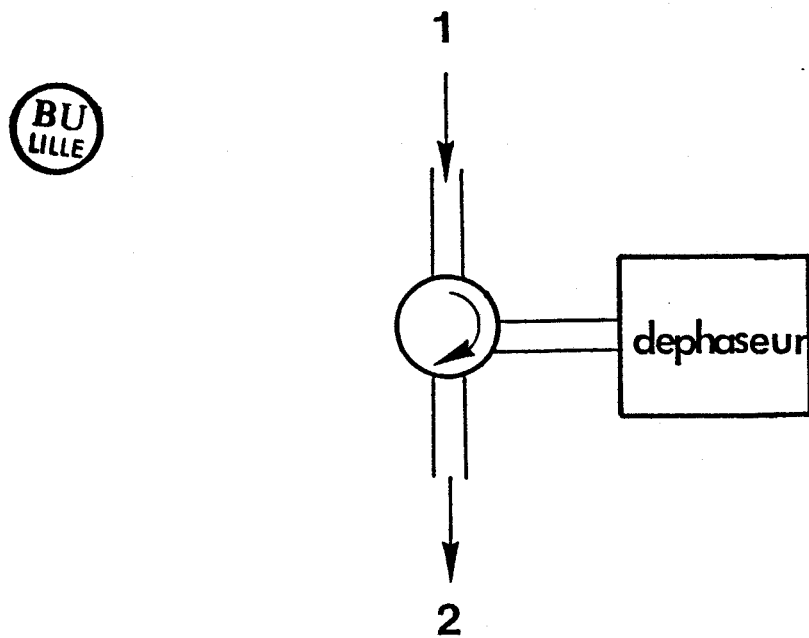


Figure 110 : Déphaseur associé au circulateur

Il est cependant à remarquer que la courbe de la figure 108 donnant la variation des pertes d'insertion en fonction de la polarisation présente une pente nulle à l'accord. Cette propriété rend ce dispositif particulièrement attractif car lors de son utilisation en modulateur de phase, nous pouvons espérer générer uniquement une modulation de phase en modulant la tension de polarisation de la diode.

Nous choisissons d'utiliser un transformateur  $\lambda/4$  d'impédance  $Z_1 = 20 \Omega$  :

- il permet de rendre maximale la pente de phase à l'accord pour une variation de pertes d'insertion minimale,
- l'atténuation du signal engendrée par l'utilisation de notre dispositif est inférieure à 20 dB, comme on peut le voir sur la figure 108.

#### • Réalisation et mesures

Le déphaseur à transformateur d'impédance est réalisé en technologie microruban selon le schéma de la figure 109. Nous avons utilisé du duroïd de permittivité  $\epsilon_r=10,5$  et de hauteur  $h = 0,635\text{mm}$ . Le circuit est ensuite placé dans un boîtier en laiton muni d'un connecteur  $50 \Omega$  en OSM permettant de le connecter au circulateur (figure 110).

Nous présentons figure 111, l'évolution fréquentielle du coefficient de transmission, pour différentes valeurs de la tension de polarisation de la varicap.

Conformément à l'étude théorique, nous observons effectivement un comportement de type circuit résonnant dont il est possible de faire varier la fréquence d'accord au moyen de la polarisation.

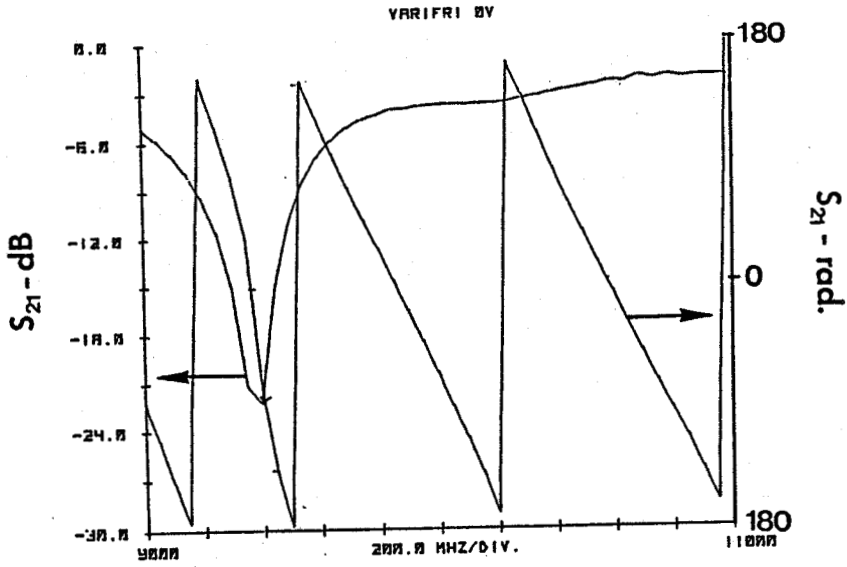
La phase à la fréquence de résonance présente effectivement un point d'inflexion. Il paraît donc judicieux de choisir la polarisation de manière à se trouver, à la résonance, à la fréquence d'utilisation.

Cet ajustement doit être cependant effectué avec beaucoup de précision. En effet, un décalage entre les fréquences d'utilisation et de résonance aboutira nécessairement à la génération d'une modulation d'amplitude parasite car notre dispositif se comportera comme un discriminateur de phase.

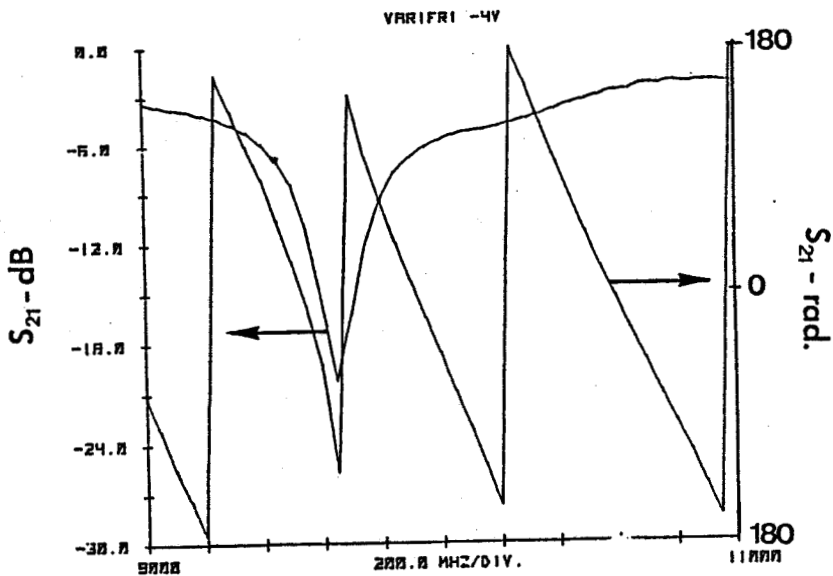
Nous pouvons difficilement envisager un réglage manuel de l'accord susceptible de dériver, en particulier en fonction de la température. C'est pourquoi nous envisageons la mise au point d'un asservissement permettant un calage automatique de fréquence de résonance sur la fréquence de travail par ajustement de la tension de polarisation de la diode varactor.



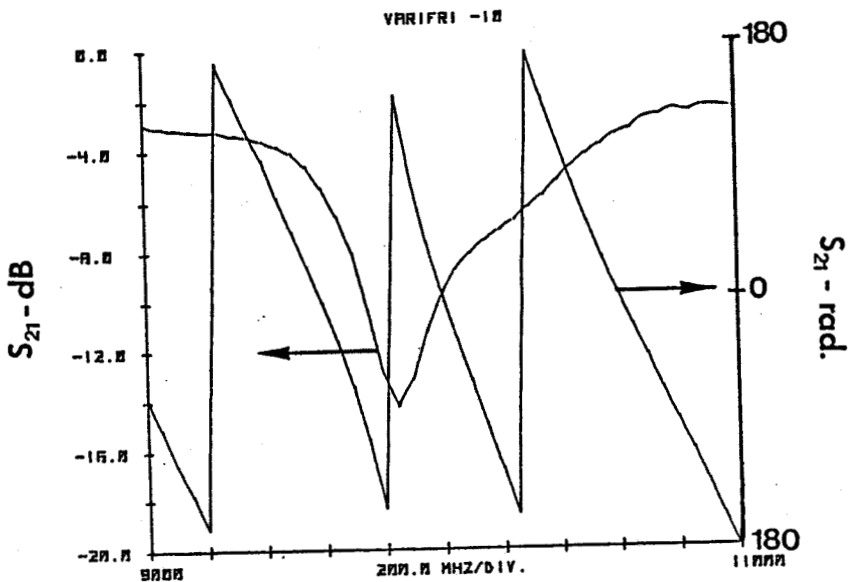
a



b

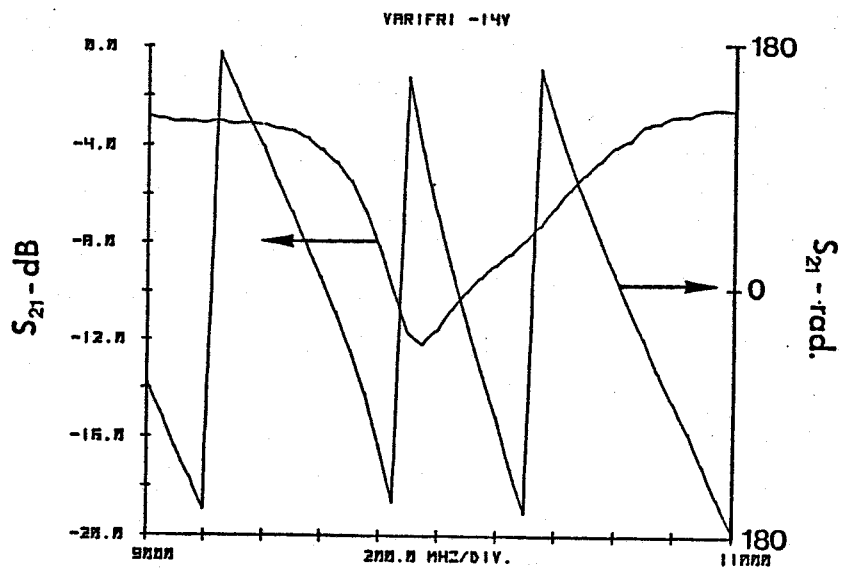


c





$\phi_1$



$\phi_2$

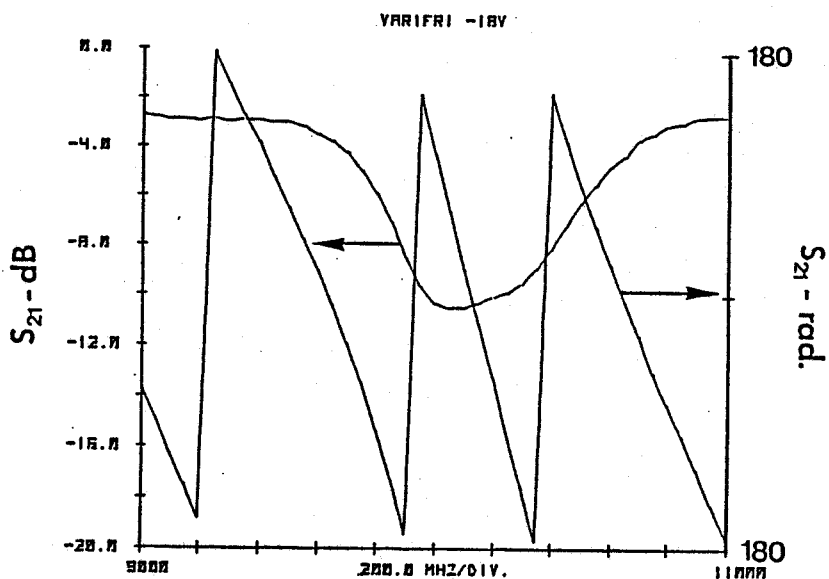
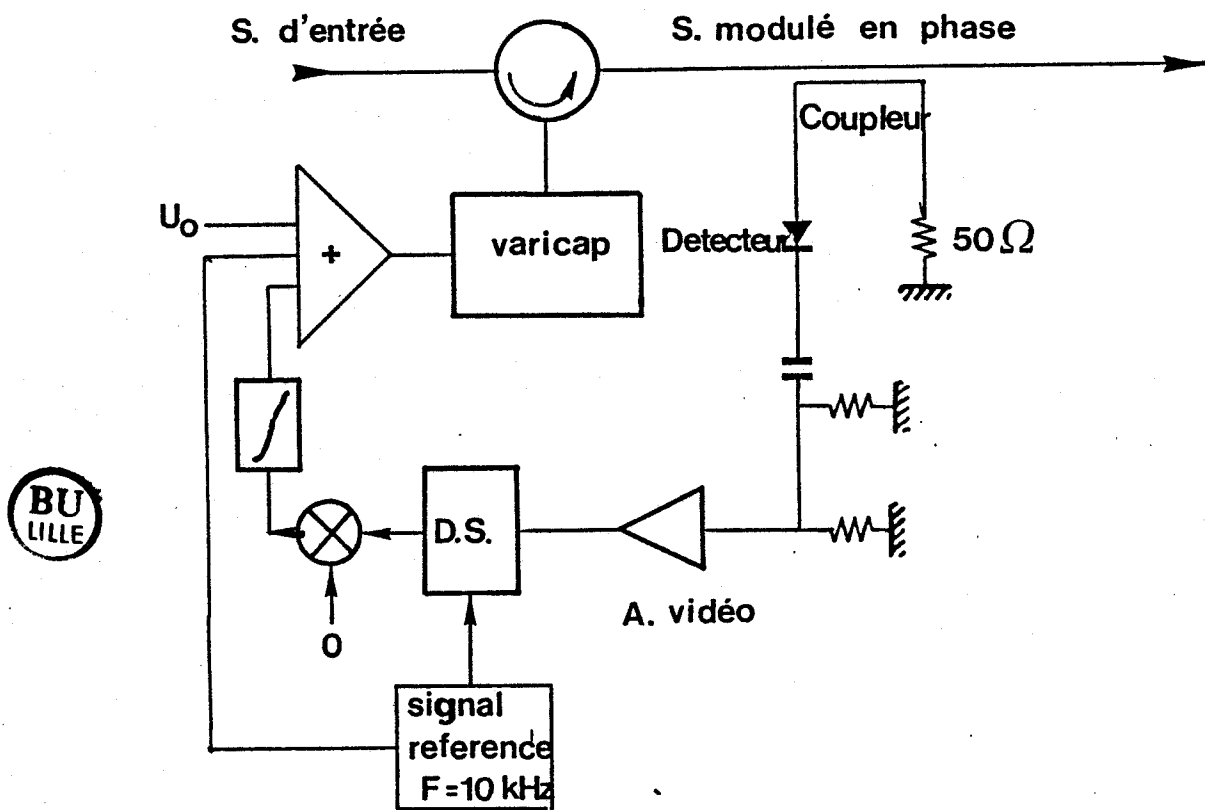


Figure 111 : Mesure du gain et du déphasage apporté en fonction de la fréquence

Tension de :

- a)  $V = 0$  v
- b)  $V = -4$  v
- c)  $V = -10$  v
- d)  $V = -14$  v
- e)  $V = -18$  v



BU  
LILLE

Figure 112 : Dispositif complet de modulation de phase avec asservissement de la fréquence d'accord.

### **6.3.3 Asservissement de la fréquence d'accord**

#### **6.3.3.1 Principe**

Nous devons réaliser un dispositif sensible à la modulation d'amplitude parasite qui résulterait d'un décalage éventuel de la fréquence d'accord de notre déphaseur par rapport à la fréquence de travail.

Il suffit pour cela d'utiliser un détecteur (quadratique) fournissant un signal vidéo proportionnel à la composante de modulation d'amplitude.

- Si la fréquence  $f$  du signal hyperfréquence est supérieure à la fréquence d'accord  $f_a$ , nous obtenons en sortie du détecteur de modulation d'amplitude un signal non nul en phase avec le signal de modulation.
- Si la fréquence  $f$  est inférieure à  $f_a$ , le signal de modulation d'amplitude recueilli est non nul et en opposition de phase avec le signal de modulation.
- Si les deux fréquences sont égales il n'y a pas de modulation d'amplitude parasite et donc le signal recueilli est nul.

#### **6.3.3.2 Réalisation**

Il convient de prélever une partie du signal modulé à l'aide d'un coupleur fabriqué par Radiall de type R 433613.

Une détection synchrone placée en sortie du détecteur permet de mesurer avec précision l'amplitude du signal recueilli à la fréquence de modulation. Ce détecteur est un modèle large bande fabriqué par Hewlett Packard de type HP 8473 B. Le signal vidéo proportionnel à la composante de modulation d'amplitude est ensuite utilisé pour modifier la tension de polarisation de la diode varactor afin d'ajuster la fréquence de résonance  $f_a$  à la fréquence de travail.

Notre dispositif permet donc de s'assurer que seule une modulation de phase est générée par notre modulateur de phase. Il est représenté figure 112.

### **6.3.4 Conclusion**

Nous avons montré par une étude théorique qu'une technique de modulation de phase permettait de recueillir en sortie du bigrille un signal uniquement proportionnel au déphasage entre les signaux d'entrée.

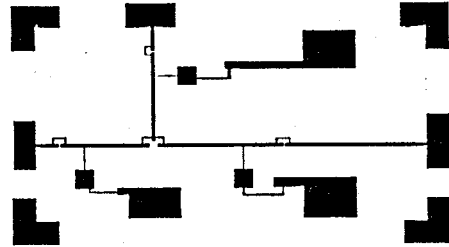


Figure 113 : Masque de la réalisation

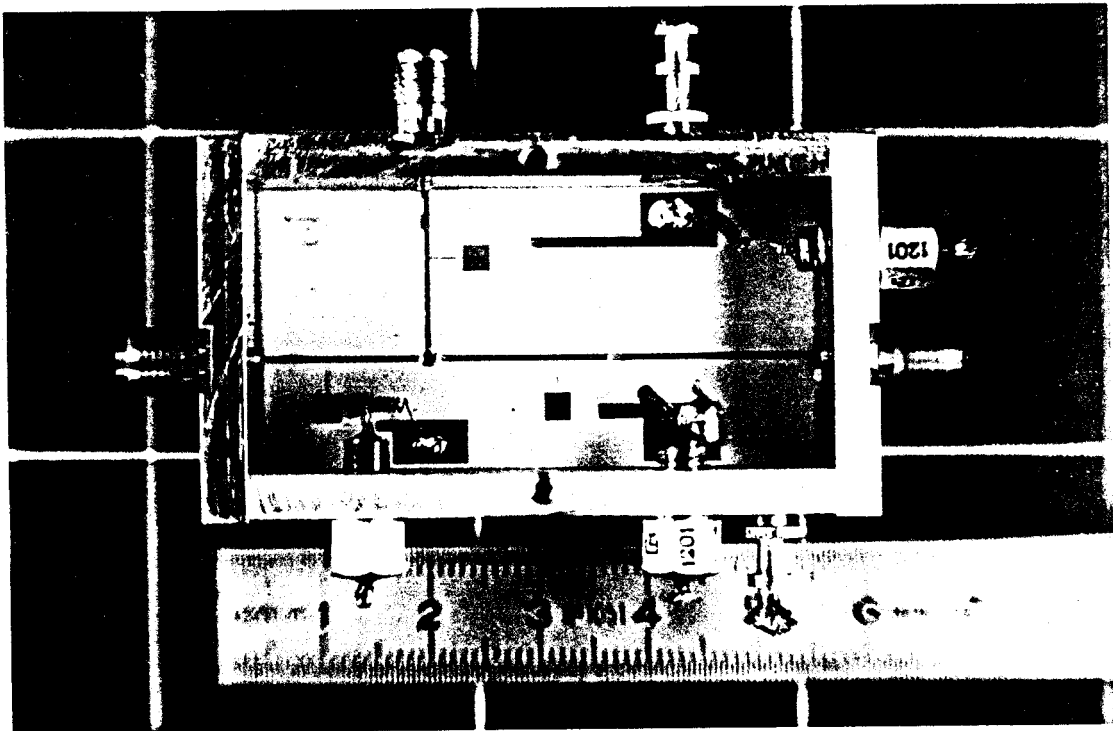


Figure 114 : Boitier du bigrille

Un modulateur de phase a été mis au point. Il consiste en un déphaseur constitué d'une diode varicap associée à un transformateur d'impédance.

## 6.4 Première réalisation en éléments hybrides

Nous commençons par présenter le boîtier que nous avons mis au point pour recevoir le transistor bigrille et ses circuits de polarisation. Cette première intégration permettra essentiellement une diminution du poids et de l'encombrement. Nous envisageons ensuite le dispositif complet qui utilise le modulateur de phase présenté au paragraphe précédent. Les mesures expérimentales nous permettront de vérifier que notre dispositif répond au cahier des charges que nous nous sommes imposé.

### 6.4.1 Boîtier du bigrille

La figure 113 présente le masque de la réalisation du circuit intégré destiné à assurer la portabilité et la polarisation du composant bigrille.

Le transistor est placé à l'intersection de trois lignes d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ . Les polarisations de grille et de drain sont assurées par des Tés de polarisation classiques. Ce circuit a été réalisé sur duroïd 6010.5 ( $\epsilon_r = 10,5$  ;  $h = 0,635$  mm).

Il est ensuite collé sur une semelle en laiton qui permet d'assurer la mise à la masse du composant. Les liaisons entre la puce et les lignes  $50 \Omega$  sont effectuées à l'aide de fils thermocompressés de  $25 \mu\text{m}$  de diamètre.

Le circuit complet est présenté figure 114.

Remarquons que la polarisation du composant est assurée à l'aide de filtres passe-bas (By-Pass) qui réalisent un découplage parfait des circuits de polarisation.

Nous présentons maintenant le dispositif complet utilisant une modulation de phase.

### 6.4.2 Dispositif complet

Nous présentons figure 115 le dispositif mis au point. La modulation de phase est assurée à l'aide du modulateur présenté au § 6.3.2.2.

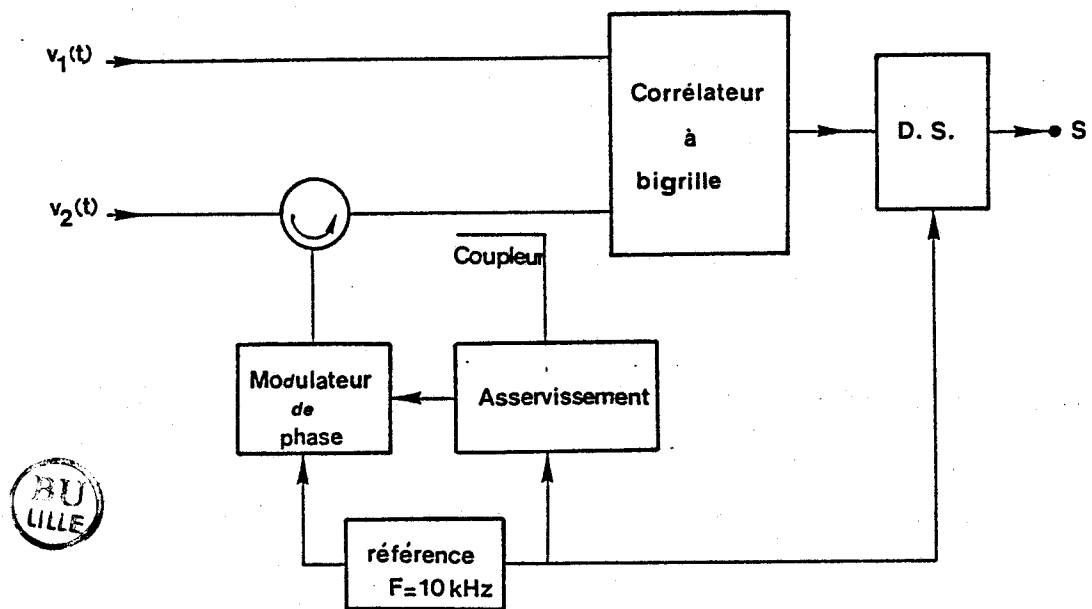


Figure 115 : Dispositif complet en réalisation hybride

Par analogie avec la réalisation en modulation d'amplitude du chapitre 5, le signal de modulation est prélevé aux bornes d'une résistance vidéo. Nous choisissons pour des raisons analogues à celles présentées au § 5.4.2.2 la fréquence de modulation égale à 10 KHz.

L'amplitude du signal de modulation est choisie égale à 400 mV crête à crête. Cette variation de tension de polarisation de la varicap occasionne une variation de phase de valeur typique égale à 2 degrés. Nous pouvons considérer que l'hypothèse du régime de petit signal est effectivement vérifiée.

### 6.4.3 Résultats expérimentaux

Nous polarisons le transistor au point de polarisation déterminé théoriquement à l'aide de notre logiciel de CAO. Le transistor est toujours non adapté.

A l'aide de ce système, nous considérons deux cas de mesure, selon que la puissance injectée sur chacune des deux grilles est identique ou qu'elle est différente.

- **1er cas : Puissances d'entrée identiques.**

Nous représentons figure 116 l'évolution de la tension recueillie après traitement en fonction de la puissance d'entrée pour les valeurs de déphasage  $\Phi_{\min}$  et  $\Phi_{\max}$  qui donnent les variations maximales.

Nous observons une variation du signal parfaitement linéaire en fonction de la puissance d'entrée. D'autre part, les variations du signal sont parfaitement symétriques par rapport à l'axe des abscisses.

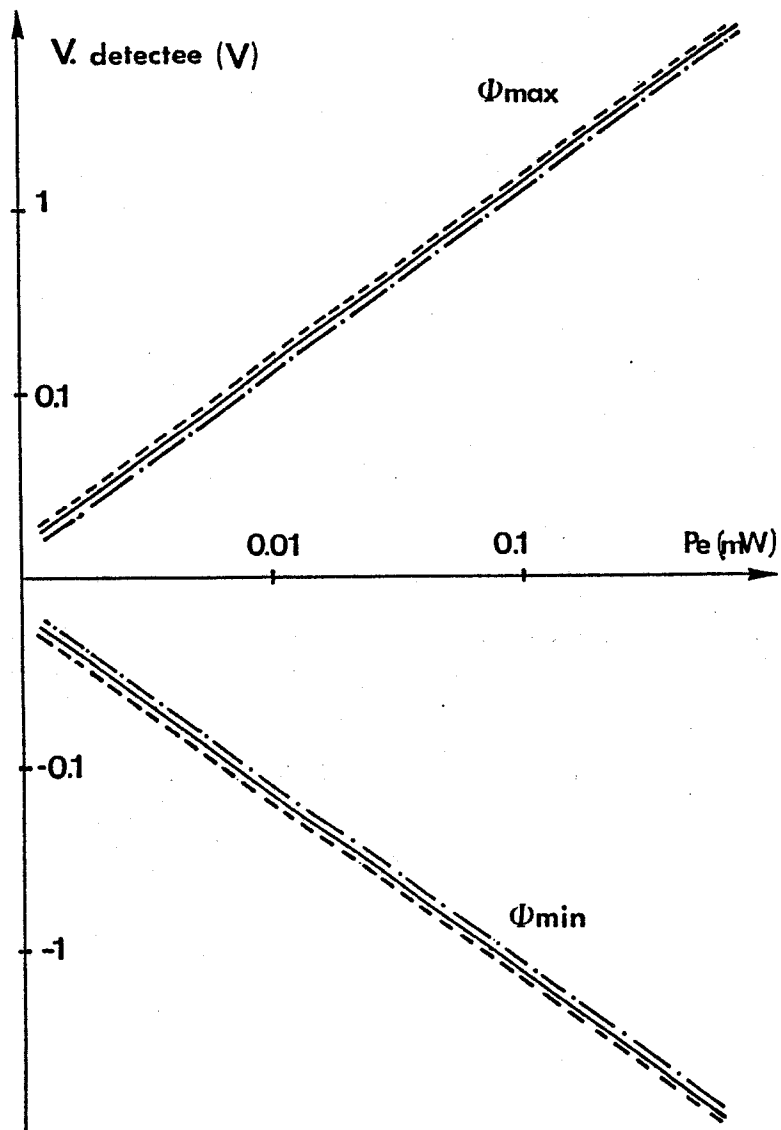
Nous représentons, figure 116, les évolutions de la tension recueillie en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée pour différentes valeurs de puissance d'entrée.

Il apparaît sur ces figures que les variations du signal sont parfaitement sinusoïdales, comme le prévoyait la théorie.

Le signal recueilli est uniquement proportionnel au déphasage entre les signaux d'entrée et ne comporte plus d'offset parasite comme il avait été observé pour la modulation d'amplitude.

Nous sommes capables de vérifier la théorie pour des puissances comprises entre - 30 dBm et + 8 dBm, le dispositif ainsi réalisé possède donc une dynamique de plus de 35 dB.

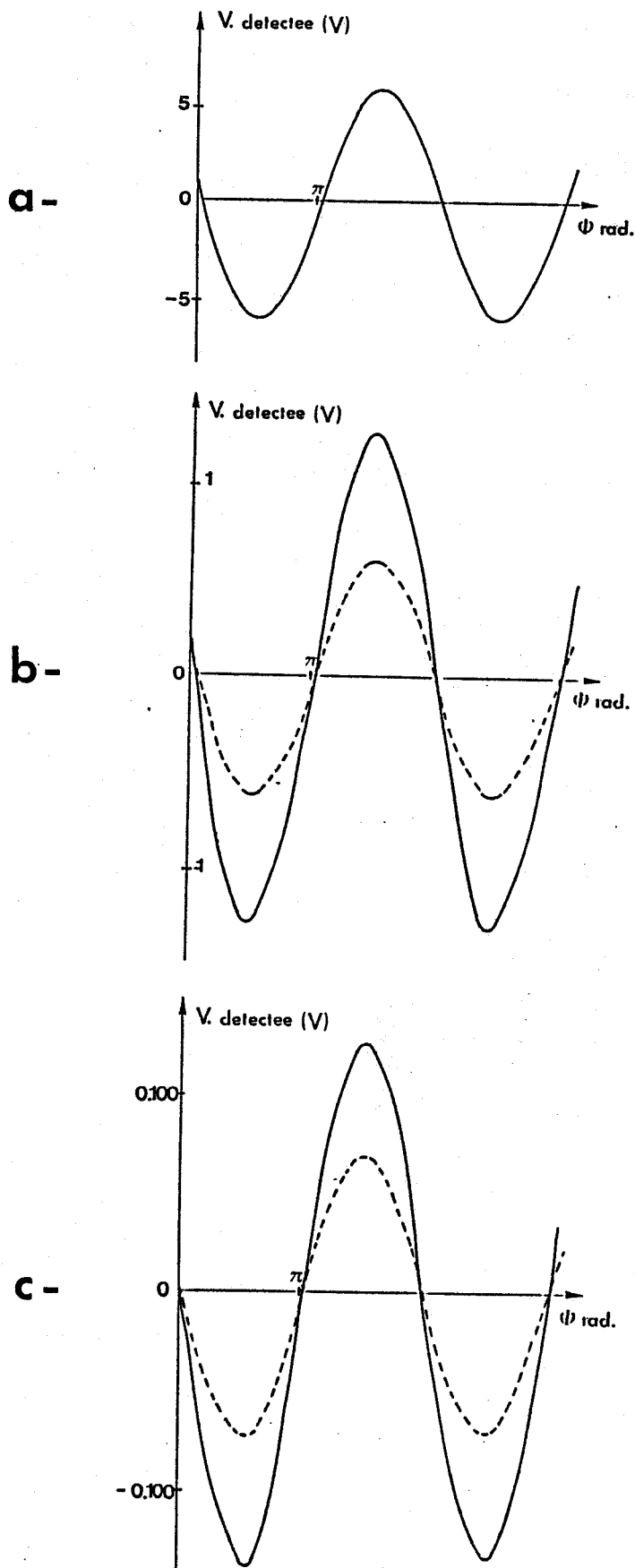
Il nous reste cependant à vérifier la validité de notre théorie pour des valeurs différentes de puissance incidente.



**Figure 116 :** Evolution de la tension recueillie en fonction de la puissance incidente pour les valeurs de déphasage qui donnent la variation maximale de tension

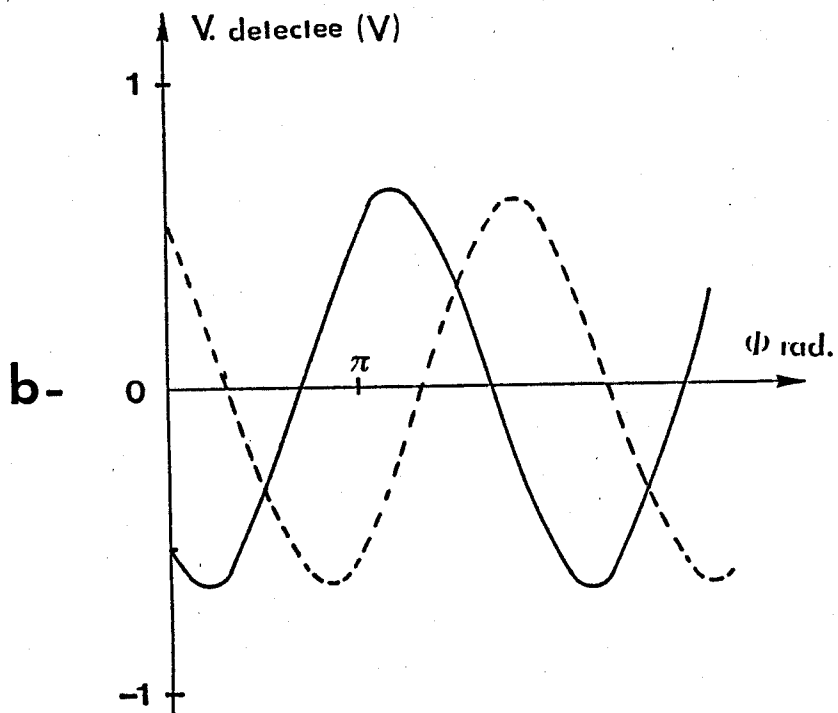
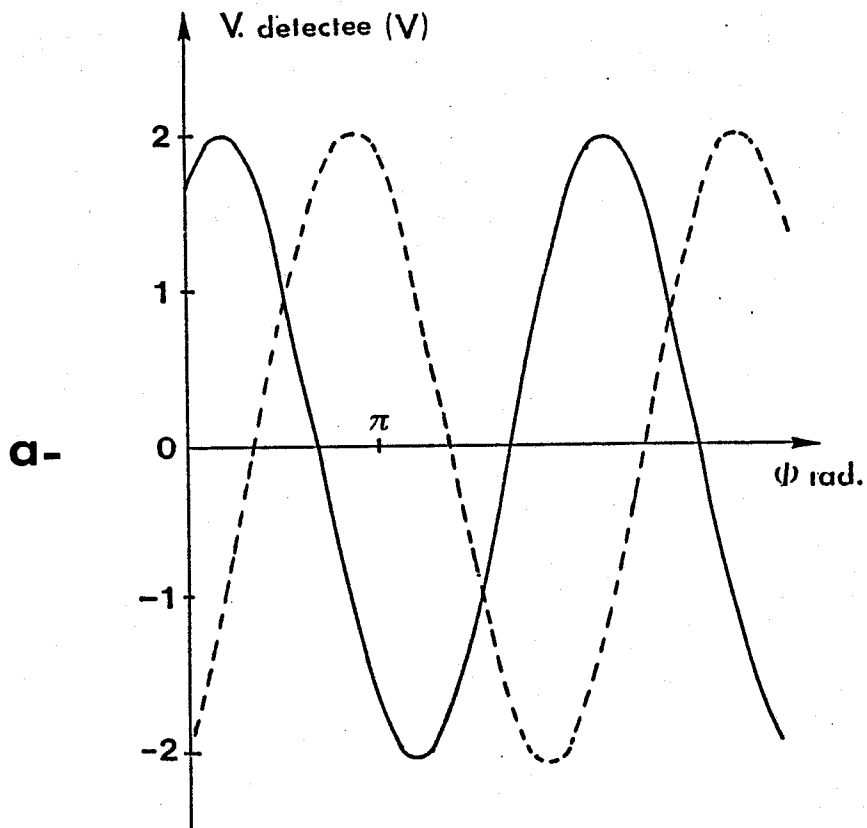
- · — NE 463
- — — P 35-1310
- — — BDAO





**figure 117 :** Evolution de la tension recueillie en fonction du déphasage entre les signaux d'entrée pour une puissance incidente donnée (NE 463 ;  $f = 10$  GHz)

- a)  $Pe_1 = Pe_2 = -3\text{dBm}$
- b) ———  $Pe_1 = Pe_2 = -10\text{dBm}$   
 - - -  $Pe_1 = Pe_2 = -13\text{dBm}$
- c) ———  $Pe_1 = Pe_2 = -20\text{dBm}$   
 - - -  $Pe_1 = Pe_2 = -23\text{dBm}$



**figure 118 :** Evolution de la tension recueillie en fonction du déphasage d'entrée pour différents couples de puissance incidente (NE 463 ;  $f = 10$  GHz)

- a) ———  $P_{e1} = -13$  dBm ;  $P_{e2} = -3$  dBm  
 ----  $P_{e1} = -3$  dBm ;  $P_{e2} = -13$  dBm  
 b) ———  $P_{e1} = -23$  dBm ;  $P_{e2} = -3$  dBm  
 ----  $P_{e1} = -3$  dBm ;  $P_{e2} = -23$  dBm

- **2ème cas : Puissances d'entrée différentes.**

Nous considérons toujours deux cas, selon le sens du déséquilibre entre les puissances d'entrée, réalisé à l'aide d'un atténuateur fixe placé sur l'un ou l'autre des circuits d'entrée du transistor.

Sur la figure 118, nous représentons les évolutions de la tension, en fonction du déphasage, obtenues dans deux cas possibles.

On observe que les courbes sont sinusoïdales avec une valeur moyenne nulle dans les deux cas.

D'autre part, l'amplitude du signal recueilli est la même dans les deux cas. Le décalage entre les courbes est simplement dû à la longueur électrique introduite par l'atténuateur.

Nous sommes en mesure de conclure que notre dispositif réalise effectivement la fonction de corrélation des signaux injectés sur chacune des deux grilles.

#### **6.4.4 Conclusion**

Cette réalisation en éléments hybrides utilisant une modulation de phase montre que le bigrille réalise le produit de corrélation de deux signaux hyperfréquences (ou est équivalent à un discriminateur de phase).

Les résultats expérimentaux ont montré que notre dispositif permettait encore de réaliser le produit de corrélation pour une puissance incidente égale à - 35 dBm sur chaque entrée.

Par ailleurs, nous avons mesuré une dynamique supérieure à 30 dB.

Enfin, nous pouvons envisager son utilisation au CAC car le cahier des charges que nous nous étions fixé est parfaitement respecté.

### **6.5 Comparaison des différents dispositifs**

#### **6.5.1 Mélangeur**

Le mélangeur peut être utilisé pour réaliser la fonction de corrélation ou discrimination de phase pour deux signaux de même fréquence (généralement appelés signaux OL et RF).

Pour l'application envisagée, il est nécessaire d'utiliser un mélangeur doublement équilibré.

Il est recommandé d'utiliser les signaux d'entrée d'amplitudes voisines, et surtout de niveau typiquement supérieurs à -10 dBm. Généralement, l'isolation entre les entrées est élevée : typiquement égale à -20 dB entre LO et RF.

La fréquence de travail que nous envisageons est tout à fait compatible avec l'utilisation d'un mélangeur doublement équilibré. Cependant, on ne peut l'utiliser, étant donnée la faible puissance de nos signaux (de l'ordre de -20 dBm).

### **6.5.2 Multiplieur à diode**

Le principe du multiplieur à diode, qui utilise un coupleur 90° suivi de deux diodes appairées a été présenté au § 6.2. Le circuit réalisé par D. Matton a été caractérisé à la fréquence de 10 GHz.

Il présente une bonne isolation, supérieure à -20 dB et permet de mesurer la différence de phase de deux signaux de puissance inférieure à -40 dBm.

Cependant, les mesures expérimentales ont montré des défauts inhérents à une légère dissymétrie du circuit, notamment à cause des diodes qui ne sont pas parfaitement appairées. Il en résulte un signal parasite de faible valeur : le relevé de la courbe de signal recueilli en fonction du déphasage ne présente pas une variation parfaitement sinusoïdale, comme le prévoit la théorie.

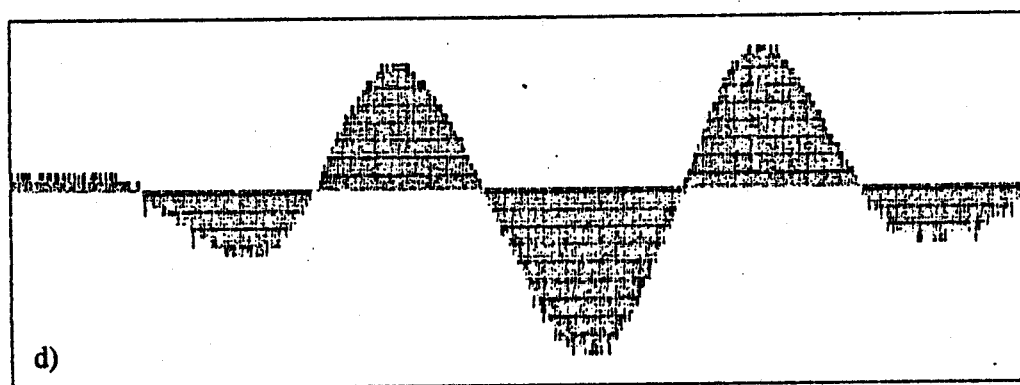
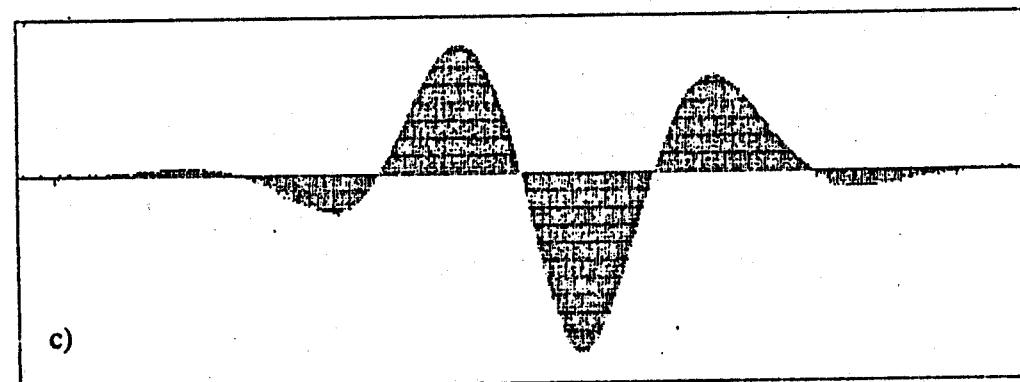
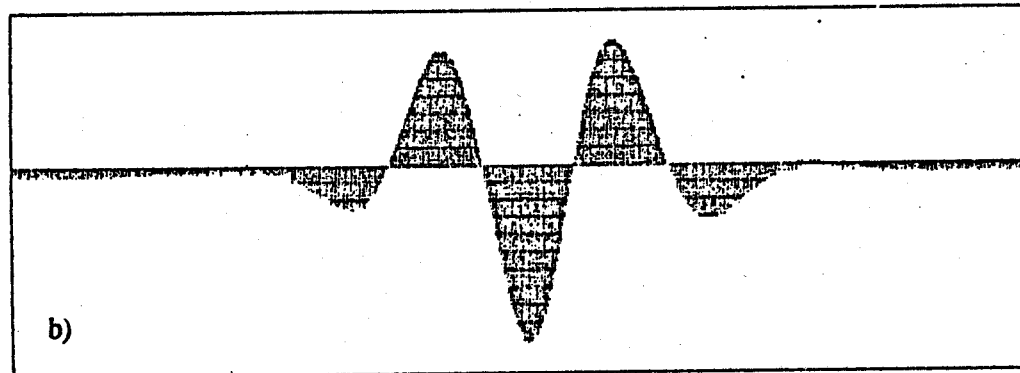
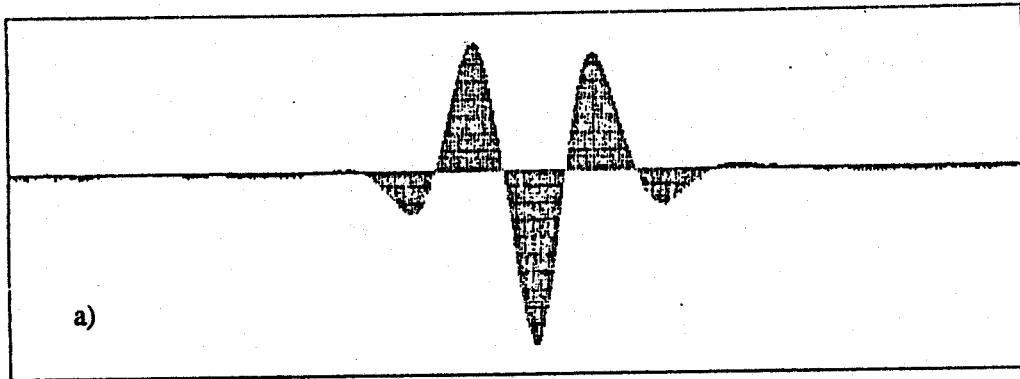
Le système mis au point se caractérise par une simplicité de réalisation et un coût relativement bas. Néanmoins, sa réalisation s'accompagne à l'instant présent d'effets préjudiciables à son bon fonctionnement.

### **6.5.3 Corrélateur à bigrille**

Le système que nous avons mis au point s'avère capable de mesurer les écarts de phase de signaux compris entre -30 et 8 dBm. L'isolation entre les deux entrées de notre système est égale à -25 dB à la fréquence de 10 GHz.

Il présente l'avantage de n'employer qu'un composant unique, ce qui permet de s'affranchir des problèmes d'appairage rencontrés pour les dispositifs à diodes.

Les mesures présentées au paragraphe précédent montrent que les évolutions du signal d'entrée en fonction du déphasage sont parfaitement sinusoïdales.



BU  
LILLE

**Figure 119** : Interférogrammes relevés pour différentes distances

- a)  $h = 65$  cm      c)  $h = 150$  cm  
b)  $h = 98$  cm      d)  $h = 200$  cm

Cependant, le système réalisé est relativement complexe car il nécessite l'utilisation d'un modulateur de phase.

Néanmoins, ses performances permettent de penser qu'il pourra remplacer avantageusement les corrélateurs existant pour la réalisation du CAC.

## **6.6 Application au CAC**

### **6.6.1 Banc de mesure**

Nous utilisons le banc de mesure du laboratoire. Il est constitué d'un cornet bande X, excité par une source 10 GHz (NEC de type MC-5808E) que l'on déplace à vitesse constante selon une horizontale perpendiculaire à la direction d'observation du récepteur.

A une distance qui varie typiquement entre 50 cm et 150 cm, on trouve les deux antennes réceptrices, d'écartement réglable, reliées à notre dispositif.

Un système d'acquisition de données, constitué par un micro ordinateur, permet de mémoriser puis de tracer l'évolution du signal recueilli en fonction de la position de la source.

Un traitement ultérieur permet de déduire la position et la vitesse du mobile.

### **6.6.2 Résultats expérimentaux**

Nous représentons figure 119 les interférogrammes mesurés pour différentes distances de la source aux antennes réceptrices.

Pour les distances considérées, nous observons une évolution analogue à celle prévue par la théorie.

### **6.6.3 Conclusion**

L'application de notre dispositif au CAC a montré qu'on pouvait l'utiliser avec profit pour réaliser la fonction de corrélation de deux signaux. Les résultats obtenus nous conduisent à envisager une réalisation complète en circuit intégré.

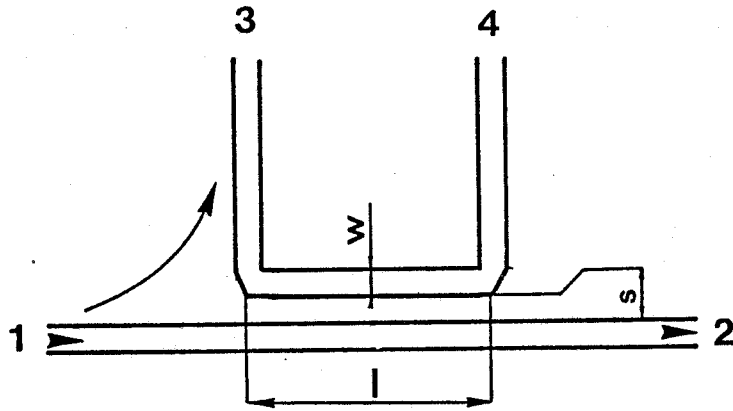


Figure 120 : Structure d'un coupleur par proximité

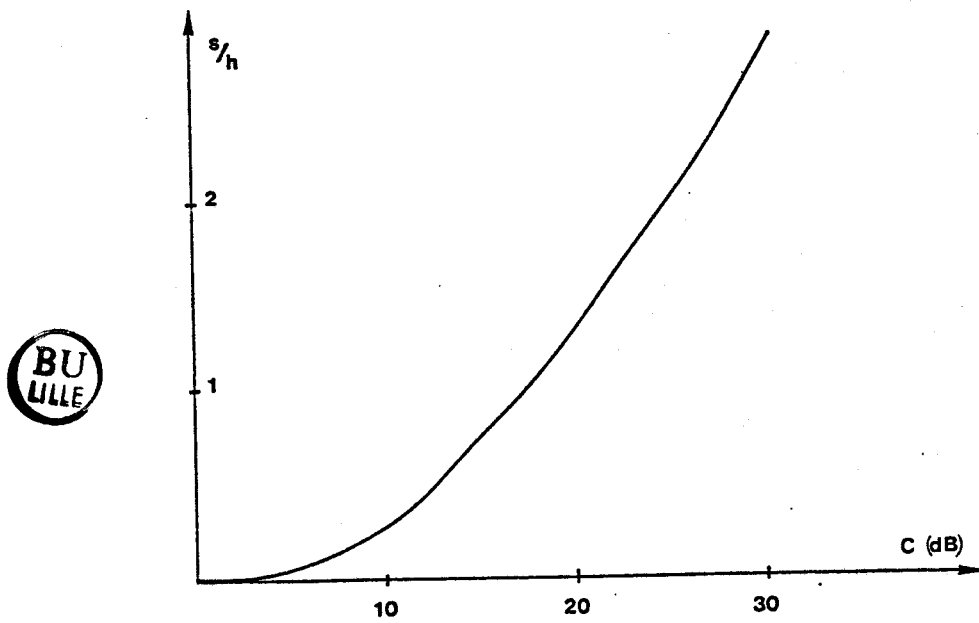


Figure 121 : Evolution du rapport  $S/h$  en fonction du degré de couplage  $C$

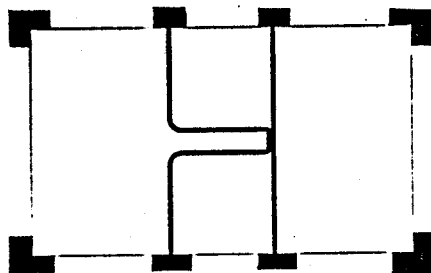


Figure 122 : Masque de la réalisation du coupleur  
(Technologie microruban - duroïd 601.05;  $\epsilon_r = 10.5$  ;  $h = 0.635$  mm)

## 6.7 Réalisation en circuit intégré

Nous proposons d'intégrer en un boîtier unique les différentes fonctions de notre dispositif. Le modulateur de phase en structure microruban est déjà réalisé. Il nous faut donc simplement concevoir en cette même technologie le coupleur, qui permet de prélever une partie du signal d'entrée afin de réaliser l'asservissement de la fréquence d'accord du modulateur, ainsi que le détecteur.

### 6.7.1 Réalisation du coupleur

Nous décidons d'utiliser un coupleur à simple couplage parallèle car notre application ne nécessite pas une large bande de fréquence. Les spécifications du circuit à réaliser sont alors définies :

- couplage à la fréquence centrale égal à 10 dB,
- fréquence centrale de 10 GHz,
- directivité d'au moins 10 dB.

A partir de ces spécifications, nous envisageons le calcul et la réalisation d'un tel coupleur.

- calcul

Le couplage désiré, ainsi que l'impédance caractéristique de la ligne, nous permettent de définir les impédances caractéristiques en mode pair ( $Z_{o_e}$ ) et en mode impair ( $Z_{o_o}$ )

Elles sont définies par les expressions :

$$Z_{o_e} = Z_o \sqrt{\frac{1 + 10^{C/20}}{1 - 10^{C/20}}} \quad (6-27)$$

$$Z_{o_o} = Z_o \sqrt{\frac{1 - 10^{C/20}}{1 + 10^{C/20}}} \quad (6-28)$$

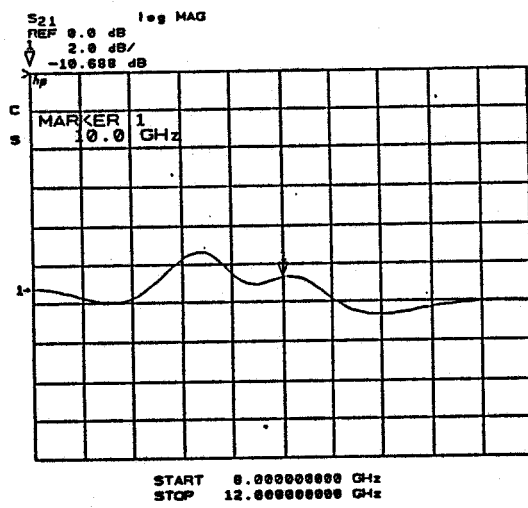
où  $Z_o$  représente l'impédance caractéristique des lignes externes au coupleur choisie égale à 50  $\Omega$ .

Un logiciel utilisant la méthode de synthèse de Akhtarzad [5] permet de déduire des valeurs des impédances de mode pair et impair la valeur des rapports  $\omega/h$  et  $s/h$  à utiliser (figure 120).

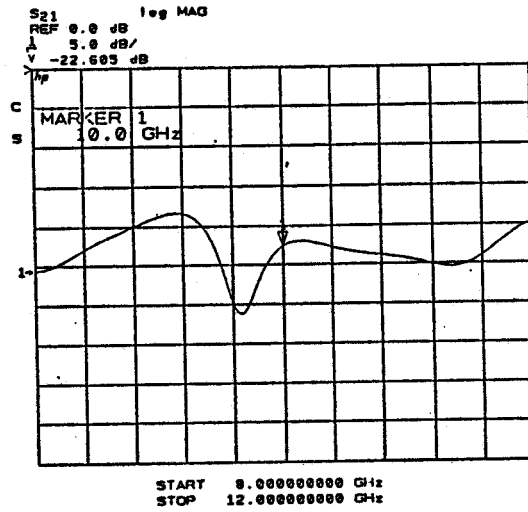
Nous représentons figure 121 l'évolution théorique du rapport  $s/h$  en fonction du couplage



a)



b)



c)

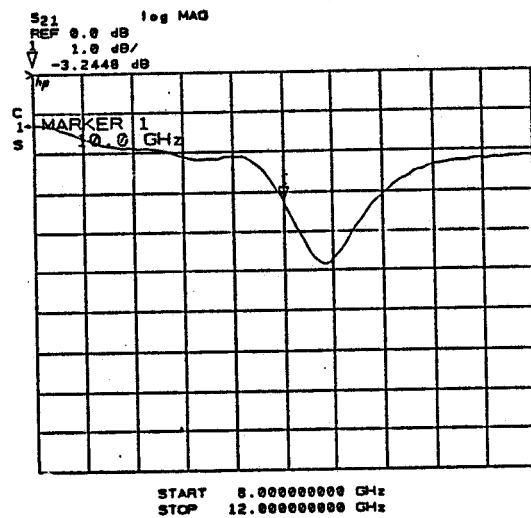


Figure 123 : Caractéristiques du coupleur mesurées à l'analyseur de réseau

- a) couplage (1 - 3)
- b) isolation (1 - 4)
- c) transmission (1 - 2)

obtenue à l'aide du logiciel.

La valeur du couplage étant choisie, et connaissant la hauteur  $h$  du substrat, il est alors aisé de déterminer les dimensions du coupleur.

Un paramètre important du coupleur est la longueur de la région de couplage, déterminée à partir des longueurs d'onde en mode pair  $\lambda_{g_e}$  et en mode impair  $\lambda_{g_m}$ .

Elles sont définies par les relations :

$$\lambda_{g_e} \approx \frac{300}{F} \frac{Z_{0e}}{Z_{01e}} \text{ mm} \quad (6-29)$$

$$\lambda_{g_o} \approx \frac{300}{F} \frac{Z_{0o}}{Z_{01o}} \text{ mm} \quad (6-30)$$

avec  $F$  la fréquence en GHz.

$Z_{01e}$  et  $Z_{01o}$  sont les impédances caractéristiques en mode pair et impair en considérant les lignes "dans l'air".

La longueur de la région de couplage est alors définie par la relation

$$l_{\text{couplage}} = \frac{\lambda_{g_m}}{4} = \frac{\lambda_{g_e} + \lambda_{g_o}}{8} \quad (6-31)$$

#### • Réalisation

La valeur de couplage choisie égale à 10 dB nous donne d'après (6-28) la valeur des impédances caractéristiques en mode pair et impair.

$$\begin{aligned} Z_{0e} &= 70 \Omega \\ Z_{0o} &= 36 \Omega \end{aligned}$$

A l'aide de notre logiciel nous en déduisons :

$$\begin{aligned} s/h &= 0,296 \\ \omega/h &= 0,745 \end{aligned}$$

Pour une épaisseur du substrat  $h = 0,635$  mm, nous obtenons donc :

$$\begin{aligned} s &= 188 \mu\text{m} \\ h &= 473 \mu\text{m} \end{aligned}$$

Nous calculons alors la valeur des longueurs d'onde en mode pair et impair d'après (6-29) et (6-30) et nous en déduisons la dimension de la région de couplage à utiliser :

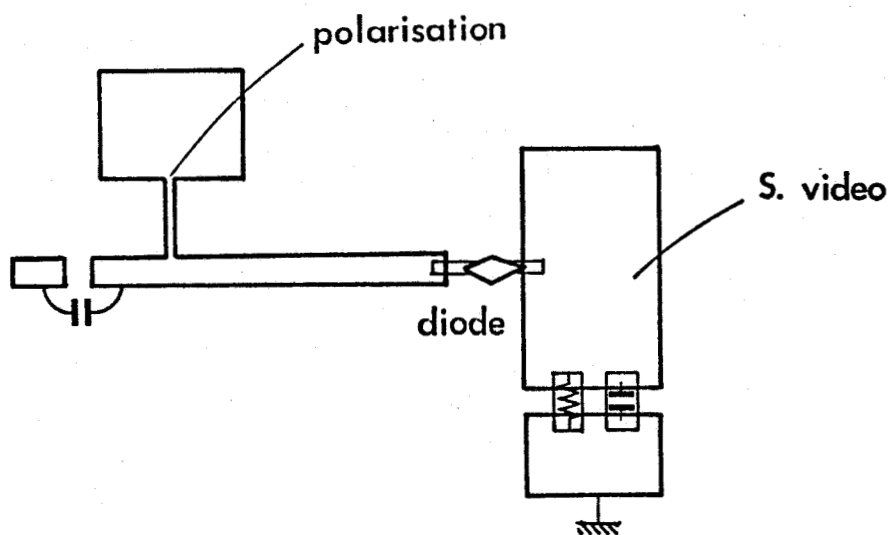


Figure 124 : Réalisation du détecteur (Duroïd 601.05 ;  $\epsilon_r = 10.5$  ;  $h = 0.635$  mm)

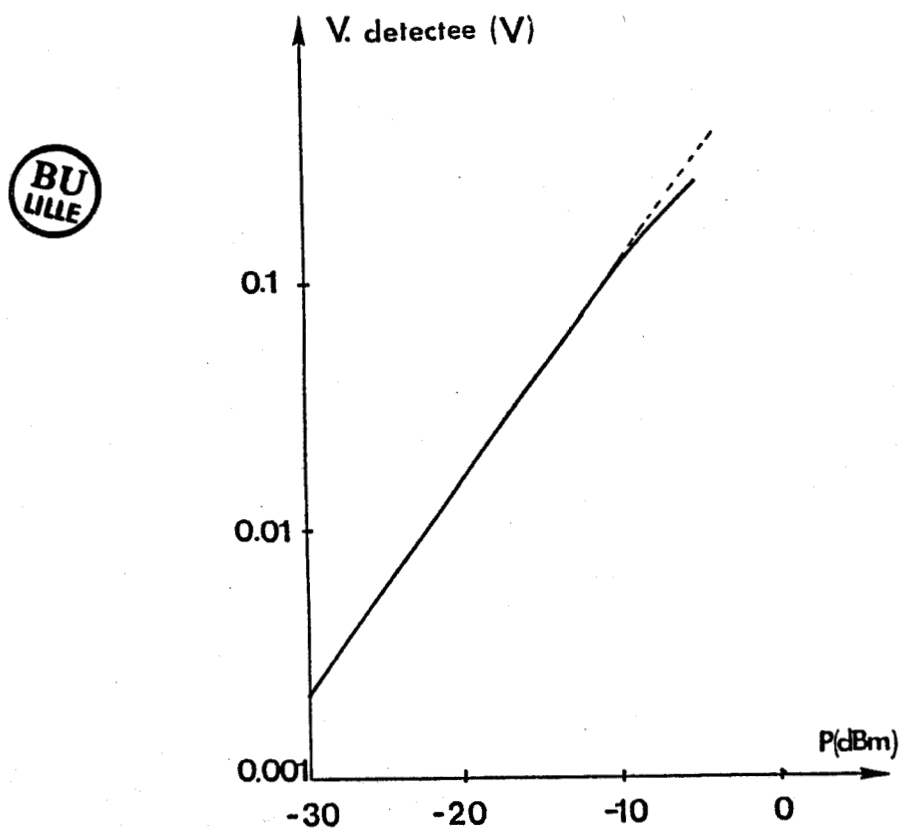


Figure 125 : Caractéristiques du détecteur mesurées à 10 GHz (diode HP 5082-2208)

$$l = \frac{\lambda_{gm}}{4} = 2,96 \text{ mm}$$

Le masque de la réalisation hybride est présenté figure 122. Le circuit est alors monté sur un support en laiton.

- **mesure**

Nous mesurons à l'analyseur de réseau les performances du coupleur réalisé (figure 123).

Nous trouvons un couplage égal à 10,7 dB à la fréquence de 10 GHz, ce qui est tout à fait conforme à la théorie.

Les pertes en transmission sont de 3,2 dB pour une isolation de 22 dB, ce qui nous donne une directivité supérieure à 12 dB.

Nous avons donc réalisé un coupleur en structure microruban, dont les caractéristiques sont conformes à celles spécifiées par notre cahier des charges.

## 6.7.2 Détecteur

Il est utilisé pour détecter la modulation d'amplitude parasite qui pourrait résulter du décalage de la fréquence d'accord de notre déphaseur à varicap (§ 6.3.3.2) et sera donc placé sur la voie couplée du coupleur par proximité que nous venons de présenter.

Nous choisissons d'utiliser une diode Schottky de type "médium barrier" qui, polarisée, permet de détecter des signaux de puissance inférieure à -40 dBm pour un fonctionnement de type quadratique.

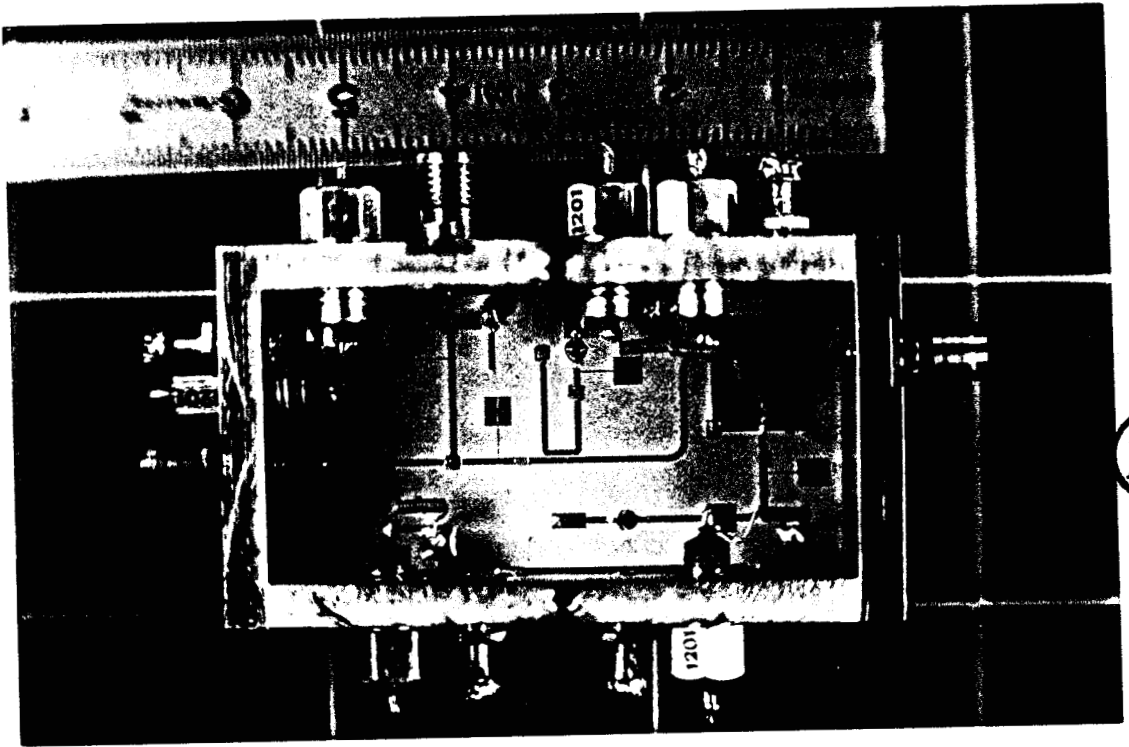
Elle est choisie en boîtier (type HP 5082-2208 fabriqué par Hewlett Packard) afin de faciliter son intégration dans notre circuit microruban.

Nous assurons la polarisation de la diode par un courant de 20  $\mu$ A selon le schéma de la figure 124. La diode est chargée par une résistance de valeur élevée devant sa résistance vidéo (qui vaut 1400  $\Omega$ ).

Nous avons mesuré les caractéristiques du détecteur réalisé à la fréquence de 10 GHz.

La figure 125 montre la bonne sensibilité de notre dispositif qui est mesurée égale à 2mV/ $\mu$ W.

Figure 126 : Photographie du système complet en technologie intégrée hybride



BU  
LITE

Les différents éléments de notre montage ayant été testés séparément, nous pouvons envisager leur intégration dans un unique boîtier.

### **6.7.3 Circuit intégré**

Il consiste en l'implantation de la partie hyperfréquence du schéma de principe présenté figure 115. On reconnaît sur la photographie figure 126 le TEC bigrille et ses éléments de polarisation, le coupleur, le détecteur et enfin le circulateur, de type "drop in".

Les essais effectués sur ce prototype montrent qu'il présente bien les caractéristiques recherchées, et très proches de celles obtenues à l'aide de la réalisation en circuit hybride (figures 116 à 118). L'intérêt de la réalisation intégrée réside dans sa "compacité", dimensions et poids réduits, ce qui peut être une caractéristique intéressante, par exemple dans l'instrumentation médicale, ou dans le traitement en temps réel de signaux micro-ondes, ou encore pour des systèmes micro-ondes embarqués.

## 6.8 Conclusion

Nous avons retenu qu'un procédé de modulation de phase par varicap est le seul moyen permettant d'effectuer le produit de corrélation de deux signaux hyperfréquences, à l'aide d'un TEC bigrille, en s'affranchissant totalement des signaux résiduels observés lors de la modulation d'amplitude.

Un modulateur de phase à varicap fonctionnant en réflexion a été réalisé, mais pour éliminer totalement une modulation d'amplitude résiduelle due aux pertes d'insertion de la varicap, nous avons du réaliser un asservissement de la fréquence d'accord et, par conséquent, inclure dans notre circuit hyperfréquences un coupleur et un détecteur supplémentaire.

Ces études nous ont conduit à réaliser un circuit intégré hybride, regroupant l'ensemble des fonctions précitées, qui présente les caractéristiques requises par le cahier des charges qui nous était fixé.

## Bibliographie Chapitre 6

- [1] M. RYLE, D.D. VONBERG  
"A new Radio-interferometer and its application to the observation of weak radio stars"  
Proc. of Royal Soc. of London, vol. 211, pp. 351-375, (1952).
- [2] A. MAMOUNI, Y. LEROY, J.C. VAN DE VELDE, L. BELLARBI  
"Principes de la thermographie micro-ondes par corrélation"  
Revue Phys. Appl., vol. 19, pp. 268-275, (Mars 1984).
- [3] D. FREDRICQ  
"Etude de faisabilité d'un capteur télémétrique micro-ondes à corrélation. Goniométrie et mesure de niveau".  
Mémoire ingénieur CNAM, (1986).
- [4] P. BOYER  
Thèse de doctorat à paraître.
- [5] AKHTARZAD, S. ROWBOTHAM and al.  
"The design of coupled microstrip lines"  
I.E.E.E. Trans. on MTT, vol. MTT-23, n° 6, pp. 486-492, (June 1975).



## Conclusion

Nous avons atteint le but recherché au départ de notre travail, c'est-à-dire la conception et la réalisation d'un corrélateur micro-ondes intégré mettant en oeuvre un Transistor à Effet de Champ bigrille, fonctionnant en bande X.

Dans une première partie, nous avons été conduits à faire le point sur les connaissances actuelles sur les méthodes de modélisation et de caractérisation des TECs GaAs mono et bigrille, utilisés en micro-ondes et en régime fortement non linéaire. Ainsi, nous avons mis en évidence les lacunes des modélisations actuelles, basées sur des mesures en continu, qui sont en particulier :

- les effets thermiques et de pièges car ils ne permettent pas d'accéder aux caractéristiques micro-ondes,
- l'utilisation de modèles tel celui de Curtice employé dans le logiciel Spice, incapable de bien rendre compte du fonctionnement en régime dynamique.

Par conséquent, afin d'améliorer les modélisations actuelles, nous proposons des expressions phénoménologiques nouvelles des conductances  $G_m$  et  $G_d$ .

Par ailleurs, nous avons mis au point un logiciel de simulation sur ordinateur capable de donner les évolutions temporelles des signaux de sortie en régime non linéaire, et valable tant pour le monogrille que pour le bigrille. Les prévisions théoriques ont été vérifiées expérimentalement.

Dans une seconde partie, nous avons abordé le problème de l'emploi d'un TEC bigrille pour

réaliser un dispositif d'acquisition du produit de corrélation de deux signaux micro-ondes. Plusieurs modes de fonctionnement ont été envisagés : soit en appliquant directement les deux signaux sur le TEC, soit en passant par l'intermédiaire d'une modulation d'amplitude ou de phase. Les avantages et inconvénients ont été analysés dans chacun des cas, à la fois en utilisant notre logiciel de C.A.O. et, grâce à des études expérimentales. Il apparaît que l'utilisation d'une modulation de phase permet de résoudre tous les problèmes et elle sera donc utilisée lors de la réalisation finale d'un prototype en structure hybride intégrée.

Un tel dispositif pourra être utilisé avec profit pour la construction de Capteurs à Corrélation (C.A.C.), destinés à la télémétrie, la cinémométrie, la goniométrie, le contrôle non destructif, actuellement à l'étude au laboratoire, et ainsi que pour d'autres applications telle l'instrumentation micro-ondes (mesures de phase).



## RESUME

Une réalisation originale d'un corrélateur microondes utilisant un transistor à effet de champ (TEC) AsGa submicronique du type bigrille est présentée. Cette réalisation, effectuée en structure intégrée, est mise en oeuvre dans un capteur de télémétrie et de cinémométrie sans contact présentant des performances intéressantes.

Une étude approfondie, tant théorique qu'expérimentale, du fonctionnement en régime non-linéaire du transistor à effet de champ a été nécessaire, tout d'abord pour montrer la faisabilité de réalisation, et ensuite pour en préciser les performances. Cette étude a porté à la fois sur le composant monogrille et sur le composant bigrille. A cette occasion, une nouvelle méthode de caractérisation plus exacte a été proposée. Par ailleurs, une modélisation théorique originale, à la fois plus simple et plus précise, a été présentée. Enfin, un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur utilisable pour le TEC AsGa bigrille en régime non linéaire a été mis au point, validé et exploité dans la conception du corrélateur.

**MOTS CLES :** Non linéarités - Transistors à effet de champ - CAO de Bigrille et monogrille - Modélisation - Caractérisation hyperfréquences - Corrélateur microondes - Capteur télémétrique.