

N° d'ordre : 14

50376  
1985  
69

50376  
1985  
69

# THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Composants, signaux et systèmes

par

Nour-Eddine RADHY



**ETUDE DES NON LINEARITES ET DU BRUIT DANS  
LES TRANSISTORS BIGRILLES SUBMICRONIQUES  
A EFFET DE CHAMP.**

**APPLICATIONS EN MICROONDES :**

- AMPLIFICATION A GAIN CONTRÔLÉ
- MULTIPLICATION DE FREQUENCES

Soutenue le 20 Septembre 1985 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury : MM. E. CONSTANT Président  
E. ALLAMANDO Rapporteur  
G. SALMER Examineur  
J. OBREGON Examineur  
J. MARCOUX Examineur  
C. RUMELHARD Examineur

*A la mémoire de mon père,*

*à ma mère,*

*à mes soeurs,*

*à mes frères,*

*à tous les miens.*

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

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur le Professeur CONSTANT qui m'a accueilli dans son laboratoire, et me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je tiens à exprimer l'expression de ma profonde reconnaissance envers Monsieur le Professeur ALLAMANDO qui a assuré la direction de ce travail. Je tiens sincèrement à le remercier pour la sympathie et la patience dont il a fait preuve à mon égard ainsi que pour l'aide constante et efficace qu'il m'a apportée.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur le Professeur SALMER pour l'intérêt constant qu'il a porté à ce travail. Je le remercie vivement de participer à mon jury de thèse.

Je tiens à remercier Monsieur OBREGON, Professeur à l'Université de Limoges, qui me fait l'honneur de juger ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur MARCOUX, Chef du Département Hyperfréquences, à la société SCHLUMBERGER, et Monsieur RUMELHARD du Laboratoire Central de Recherches (THOMSON-CSF ORSAY) pour leur participation à la commission d'examen ; je leur en suis vivement reconnaissant.

Nous remercions les responsables des départements de la THOMSON-CSF (DCM et LCR) pour nous avoir fourni les composants nécessaires à cette étude.

Je remercie également MM. A. CAPPY, M. SCHORTGEN, P.A. ROLLAND, D. DEGRUGILLIER, H. GERARD, M. KADIRI 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 MM. JENNEQUIN, MICHON et ANDRIES, de l'atelier de Mécanique,
- à Mme DELOS et M. PLAYEZ de la Centrale de Caractérisation,
- à M. VANDERMOERE de la Centrale de Technologie,
- à Mesdames TAILLEZ et CHARVET pour la dactylographie,
- à MM. DEHORTER, PLUQUET, pour l'impression.

## SOMMAIRE

Pages

### INTRODUCTION

### CHAPITRE I : FONCTIONNEMENT ET REPRESENTATION EQUIVALENTE DU TEC BIGRILLE

I.1. INTRODUCTION	4
I.2. STRUCTURE SEMI-CONDUCTRICE	4
I.3. CARACTERISTIQUES STATIQUES	6
I.4. MODES DE FONCTIONNEMENT	8
I.5. REPRESENTATION EN REGIME LINEAIRE	10
I.5.1. Schémas électriques intrinsèques en hexapôle	12
A) Schéma intrinsèque "naturel"	
B) Schéma intrinsèque "global"	
I.5.2. Propriétés du TEC bigrille utilisé en quadripôle	14
I.5.3. Eléments parasites et schémas extrinsèques	18
A) Schéma extrinsèque "naturel"	
B) Schéma extrinsèque "global"	
I.5.4. Comparaison des différents schémas et conclusion	22
I.6. REPRESENTATION EN REGIME FAIBLEMENT NON LINEAIRE	22
I.7. CONCLUSION	24

### CHAPITRE II : ETUDE EXPERIMENTALE ET MODELISATION DU TEC EN REGIME LINEAIRE.

II.1. INTRODUCTION	25
II.2. CONCEPTION D'UNE MONTURE DE CARACTERISATION DU TEC BIGRILLE	26
II.3. RELEVÉ DES CARACTERISTIQUES STATIQUES	30
II.4. MESURES EN HEXAPOLE ET UTILISATIONS POTENTIELLES	34
II.4.1. Diagramme de fluence de l'hexapôle	34
II.4.2. Principe de la mesure	34
II.4.3. Correction des erreurs introduites par l'analyseur de réseau.	34
II.4.4. Utilisations potentielles	36
II.5. DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EXTRINSEQUE GLOBAL	38
II.6. MESURE DES ELEMENTS PARASITES	41
II.6.1. Résistances d'accès	43
II.6.2. Inductances	48

II.7. DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA INTRINSEQUE	50
II.7.1. Matrice intrinsèque	50
II.7.2. Eléments du schéma global	53
II.7.3. Validation du schéma global	58
II.7.4. Eléments du schéma naturel (première méthode)	66
II.7.5. Nouvelle méthode de détermination des éléments du schéma naturel	67
A) Méthodologie	
B) Exemple d'application	
II.7.6. Validation du schéma naturel	70
II.8. CONCLUSION	74

### CHAPITRE III : ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE EN REGIME FAIBLEMENT NON LINEAIRE.

INTRODUCTION	75
--------------	----

#### PARTIE I : MODELISATION EN REGIME FAIBLEMENT NON LINÉAIRE

III.1.1. Caractérisation des non linéarités	77
III.1.2. Modélisation	82
III.1.3. Calcul de l'intermodulation	87
III.1.4. Validation et premier résultat du modèle théorique	87

#### PARTIE II : RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DES NON LINÉARITÉS

III.2.1. Mesure de l'intermodulation	89
A) Dispositif expérimental	
B) Méthode de mesure	
C) Composants semiconducteurs	
III.2.2. Influence des conditions de fonctionnement	93
A) Choix de la polarisation de première grille	
B) Conséquence du contrôle de gain	
C) Recherche de la linéarité maximale à gain donné	
D) Utilisation de la seconde grille	
III.2.3. Influence de la longueur de grille	96
III.2.4. Comparaison avec des composants à grille unique	98
III.2.5. Influence des circuits microondes associés et comparaison avec les résultats théoriques	101
A) Impédance de fermeture de seconde grille	
B) Impédance de charge du drain	
C) Impédance de source	
D) Conclusion	
III.2.6. Conclusion	105

## CHAPITRE IV : BRUIT DANS LES AMPLIFICATEURS MICROONDES A GAIN CONTROLE

IV.1. INTRODUCTION	108
IV.2. MODELE THEORIQUE DE BRUIT	108
IV.2.1. Principe de calcul des générateurs de bruit	108
IV.2.2. Modélisation des sources de bruit élémentaires	111
IV.2.3. Validation du modèle	113
IV.3. PRINCIPAUX RESULTATS DU MODELE	113
IV.3.1. Mécanismes fondamentaux	113
IV.3.2. Coefficients de corrélation du TEC bigrille	115
IV.3.3. Influence du dopage et des éléments parasites	115
IV.3.4. Influence de l'impédance de fermeture de seconde grille	117
IV.3.5. Comparaison avec le TEC monogrille	117
IV.4. METHODE DE MESURE ET LES RESULTATS EXPERIMENTAUX	119
IV.4.1. Méthode de mesure	119
IV.4.2. Résultats expérimentaux et comparaison avec les prévisions	121
A) Transistor THOMSON-CSF	
B) Transistor AVANTEK AT 11200	

## CHAPITRE V : CONVERSION HARMONIQUE DE PUISSANCE

INTRODUCTION	124
V.1. MODELISATION THEORIQUE DU TEC MONOGRILLE	126
V.1.1. Description du modèle	126
V.1.2. Méthodologie utilisée	130
V.1.3. Validation et premiers résultats	135
V.2. DISPOSITIF DE MESURE ET RESULTATS TYPIQUES	137
V.3. PUISSANCE DE SORTIE MAXIMALE	139
V.4. CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT	143
V.5. INFLUENCE DE LA LONGUEUR DE GRILLE	143
V.6. CHOIX DE L'IMPEDANCE DE CHARGE DE SECONDE GRILLE	145
V.7. AUTRES CONFIGURATIONS DU BIGRILLE	147
V.8. COMPARAISON AVEC D'AUTRES DISPOSITIFS	150
V.8.1. Diode à temps de recouvrement rapide (SRD)	150
V.8.2. Transistor à effet de champ du type monogrille	150
V.9. REALISATION DE SOURCES HARMONIQUES	151
V.9.1. Multiplicateur par dix (de 1 à 10 GHz)	151
V.9.2. Multiplicateur par cent (de 0,1 à 10 GHz)	153
V.9.3. Application en bande X	153

V.10. MELANGEURS A TRES LARGE BANDE

158

V.10.1. Principe et premiers résultats

158

V.10.2. Différentes configurations utilisables

160

V.10.3. Conclusion.

161

CONCLUSION

ANNEXES

## INTRODUCTION

---

Dans le domaine des applications microondes, le transistor à effet de champ à grille Schottky sur semi-isolant AsGa occupe une place de choix. Ainsi l'utilisation, jusqu'à des fréquences aussi élevées que 40 GHz, est devenue possible grâce à la réalisation de composants à grille "enterrée" de longueur de l'ordre de  $0,3 \mu\text{m}$  (NEO45 de NEC). Cependant, un nouveau type de transistor est apparu assez récemment ; il s'agit du composant bigrille. Il nous a donc paru intéressant de l'étudier et il fait l'objet de ce travail.

Rappelons que le composant du type monogrille a fait l'objet de nombreuses études portant sur sa caractérisation, sa modélisation et son utilisation en amplificateur faible bruit. Au contraire, le composant bigrille, en particulier à grilles submicroniques, n'a encore fait l'objet que d'un nombre de travaux assez réduit en ce qui concerne la modélisation en petits signaux [1],[2],[3], en bruit [1],[4] et en régime non linéaire [5]. En outre, les modèles proposés ne tenaient pas compte des phénomènes de dynamique électronique non stationnaire qui apparaissent dans le cas de composants à dimensions submicroniques.

Dans ce travail, nous présentons une modélisation nouvelle du bruit dans les composants bigrilles tenant compte des différents effets. Par ailleurs, nous proposons une représentation originale du composant, capable d'en décrire parfaitement le fonctionnement. Elle présente l'avantage d'être à la fois plus simple et plus exacte que les représentations classiques. De plus, elle permet une conception et une optimisation plus aisée des circuits microondes associés. Nous montrerons sa validité aussi bien en régime linéaire que faiblement non linéaire et en bruit. Cette représentation sera appliquée à l'étude du fonctionnement des amplificateurs à gain contrôlé. Enfin, nous présenterons une étude préliminaire des conversions de puissance en envisageant l'utilisation en multiplicateur de fréquence et en mélangeur.

Cinq chapitres composent ce mémoire :

Dans le premier chapitre, nous proposons une représentation originale du transistor bigrille à effet de champ et nous montrons son mode d'utilisation à la fois en régime linéaire et non linéaire.

Le second chapitre est consacré aux mesures expérimentales entre 2 et 18 GHz permettant la caractérisation des composants. Nous décrirons la monture de test utilisée et le mode de détermination des éléments de la représentation originale proposée au chapitre précédent. Après avoir étudié l'influence des tensions de polarisation sur ces éléments, nous validerons notre représentation dans une gamme de fréquences très étendue.

Le troisième chapitre présente, dans une première partie, une étude théorique du fonctionnement en régime faiblement non linéaire en proposant une représentation originale des non linéarités. Le principe du calcul de l'intermodulation sera décrit et nous montrerons la validité de la représentation proposée. L'étude expérimentale des non linéarités sera présentée dans la seconde partie. Nous nous intéresserons à l'influence des conditions de fonctionnement et de la structure semi-conductrice. L'effet des divers circuits microondes associés sera aussi envisagé. Enfin, nous comparons les résultats expérimentaux aux prévisions théoriques.

La quatrième partie est consacrée à l'étude théorique du bruit généré en microondes dans le canal conducteur des transistors bigrilles. Après avoir présenté et validé le modèle théorique, nous donnerons un certain nombre de résultats de simulation du fonctionnement sur ordinateur.

Pour terminer, le cinquième chapitre présente une étude préliminaire des possibilités de conversion de puissance offertes par le TEC bigrille. Nous envisagerons, d'une part, la multiplication de fréquence à très haut rang d'harmoniques et, d'autre part, le mélangeur à très large bande de fréquences.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] T. FURUTSUKA, M. OGAWA, N. KAWAMURA  
*"GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 25, pp. 580-586, n°6, June 1978.
  
- [2] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
*"Microwave wide-band model of GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 30, pp. 243-251, March 1982.
  
- [3] J.R. SCOTT, R.A. MINASIAN  
*"A simplified Microwave Model of the GaAs Dual-Gate MESFET"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 32, pp. 243-248, March 1984
  
- [4] S. ASAI, F. MURAI, M. KODERA  
*"The GaAs Dual-Gate FET with low noise and wide dynamic range"*  
IEEE int. Electron Devices Conf., Dig. Tech. Papers, pp. 64-67, 1973.
  
- [5] P.T. CHEN, C.C. HSIEH  
*"The study of the third-order intermodulation distortion of a Dual-Gate FET amplifier"*.  
Proc. 11 th European Microwave Conf., Amsterdam, pp. 781-786,  
September 1981.

CHAPITRE I

FONCTIONNEMENT ET REPRESENTATION EQUIVALENTE

DU TEC BIGRILLE

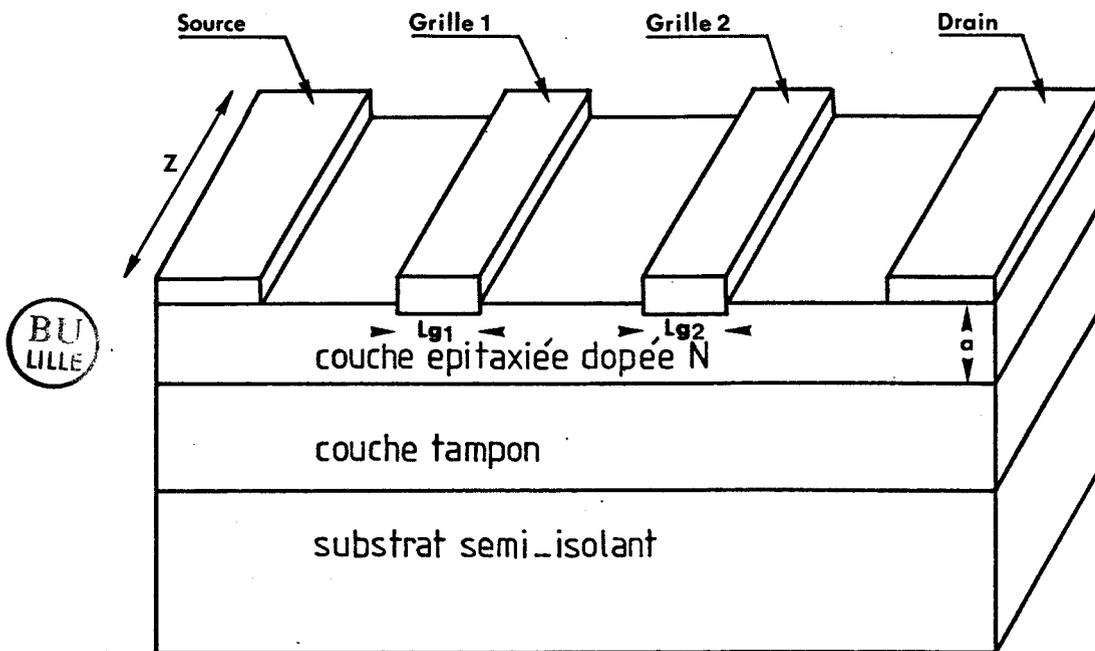


Fig. 1 : Représentation schématique d'un  
TEC bigrille.

## I.1 INTRODUCTION.

Après avoir présenté rapidement la structure semi-conductrice du composant bigrille, nous donnons les caractéristiques statiques qui nous permettront ensuite de définir les différents modes de fonctionnement possibles.

Par ailleurs, pour un point de polarisation donné, nous rappelons les schémas électriques dits naturels que l'on utilise classiquement pour représenter le composant bigrille. Ils sont appelés "*intrinsèque*" si les éléments parasites sont négligés et "*extrinsèque*" si ceux ci sont pris en compte. Nous considérons aussi l'existence des sources de bruit.

Afin de simplifier la représentation précédente et pour rendre plus précise la description, nous proposons un nouveau schéma électrique équivalent dit "*global*".

Cette représentation, originale à notre connaissance, présente la particularité très intéressante en vue des utilisations, que tous les éléments sont directement et précisément mesurables. Jusqu'à des fréquences de l'ordre de 18 GHz nous montrons qu'elle est duale de la précédente. En outre, elle peut être définie soit en intrinsèque où soit en extrinsèque en configuration soit hexapôle, soit quadripôle.

Enfin, nous introduisons des coefficients de non linéarité pour un certain nombre d'éléments des schémas "*naturel*" et "*global*".

## I.2 STRUCTURE SEMI-CONDUCTRICE.

La figure 1 représente schématiquement la constitution technologique d'un TEC bigrille. Elle se compose d'une couche épitaxiée de faible épaisseur a en arséniure de gallium de type N déposée sur un substrat semi-isolant. Le choix de type N a été fait en raison de la meilleure mobilité des électrons par rapport aux trous. Par ailleurs, pour améliorer la qualité cristallographique de l'épitaxie en profondeur, on trouve habituellement une couche tampon très faiblement dopée intercalée entre la couche active et le substrat semi-isolant.

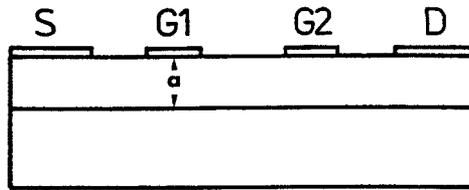


Fig. 2 : Technologie planar

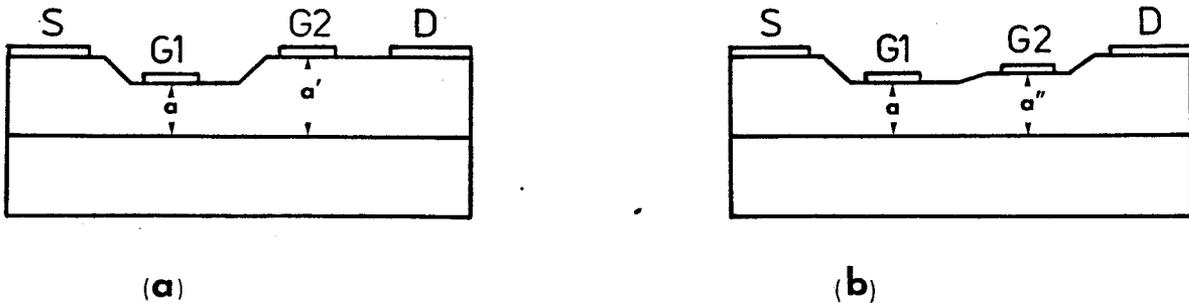


Fig. 3 : Technologie à grille enterrée (recess)  
 a) simple  
 b) double

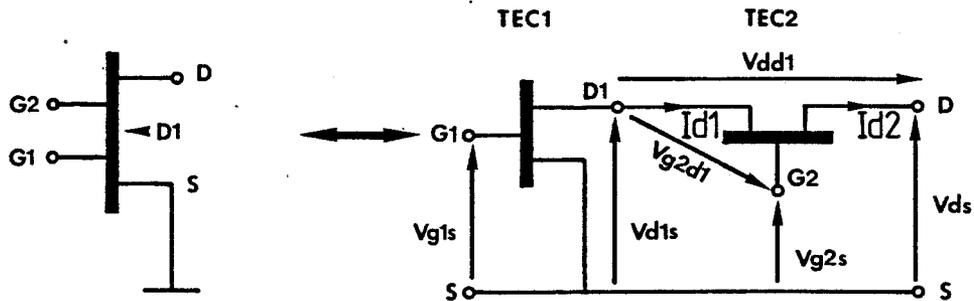


Fig. 4 : Représentation classique du TEC bigrille

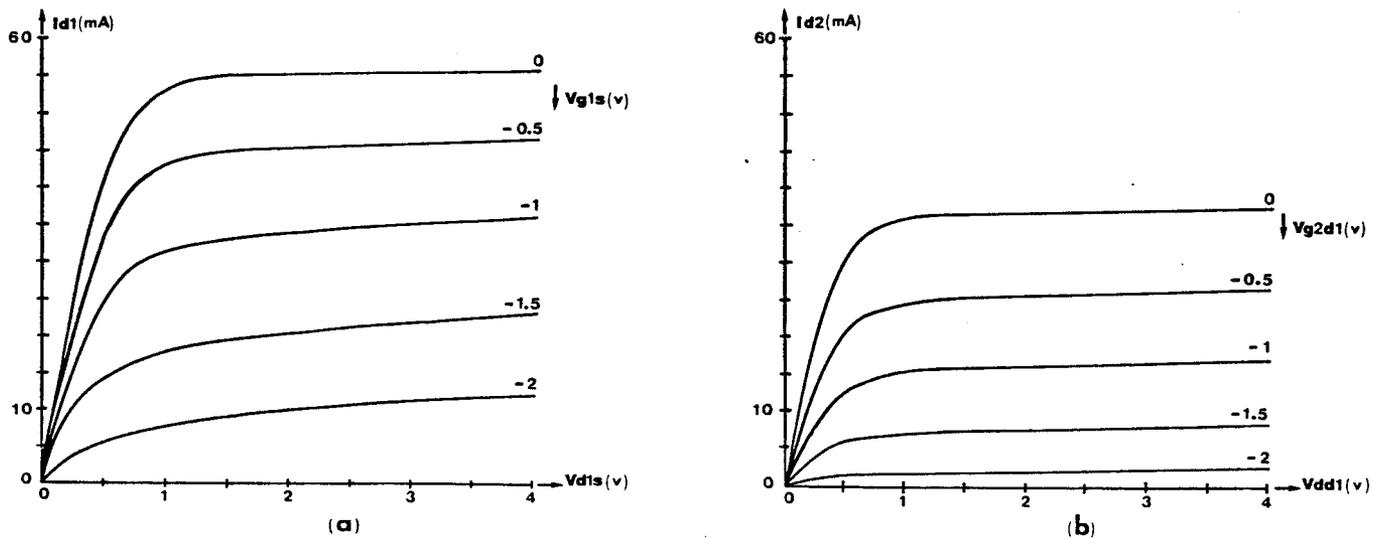


Fig. 5 : Caractéristiques statiques des deux TEC élémentaires constitutifs du TEC bigrille

A la surface de la couche épitaxiée, on trouve deux contacts ohmiques, la source et le drain qui sont réalisés par évaporation d'or-germanium. Entre les contacts de source et de drain, deux barrières métal-semiconducteur sont ajoutées formant les grilles. Le dépôt des grilles Schottky se fait soit selon la technologie planar (figure 2) où soit selon la technologie dite de grille creusée (figures 3.a et 3.b). Cette dernière a pour but d'améliorer les performances en bruit et en gain des amplificateurs micro-ondes réalisés à partir de tels composants.

Enfin, rappelons que pour fonctionner à des fréquences élevées (bande X et au-delà), il est nécessaire d'utiliser des grilles de longueur ( $Lg_i$ ,  $i = 1,2$ ) submicroniques [1].

### I.3 CARACTERISTIQUES STATIQUES.

Le TEC bigrille peut être considéré comme constitué par une association de deux TEC simple grille [2], [3], [4] et [5] selon le montage cascade<sup>(\*)</sup>. Le premier TEC étant monté en source commune et le second TEC en grille commune (figure 4).

Dans un tel montage, on a les relations suivantes :

$$Id1 = Id2 = Ids \quad (1)$$

$$Vds = Vd1s + Vdd1 \quad (2)$$

$$Vg2d1 = Vg2s - Vd1s \quad (3)$$

Si l'on suppose connues les caractéristiques statiques de chacun des deux TEC figures (5.a et 5.b),

$$\begin{cases} Id1 = f1 (Vg1s, Vd1s) \\ Id2 = f2(Vg2d1, Vdd1) \end{cases}$$

il est alors possible d'en déduire la caractéristique de transfert du TEC bigrille (figure 6).

---

(\*) : D'autres montages pouvant être réalisés, mais celui-ci est le plus couramment utilisé.

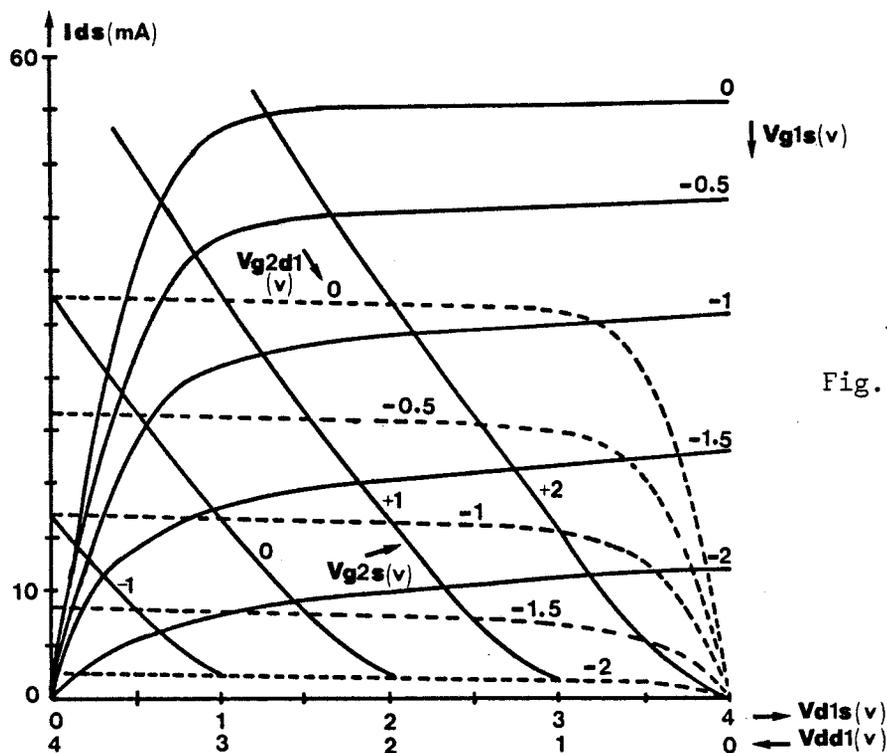


Fig. 6 : Caractéristique de transfert du TEC bigrille

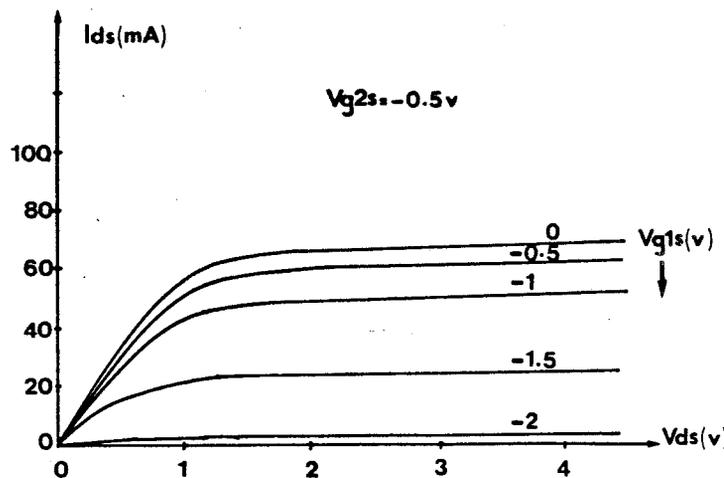
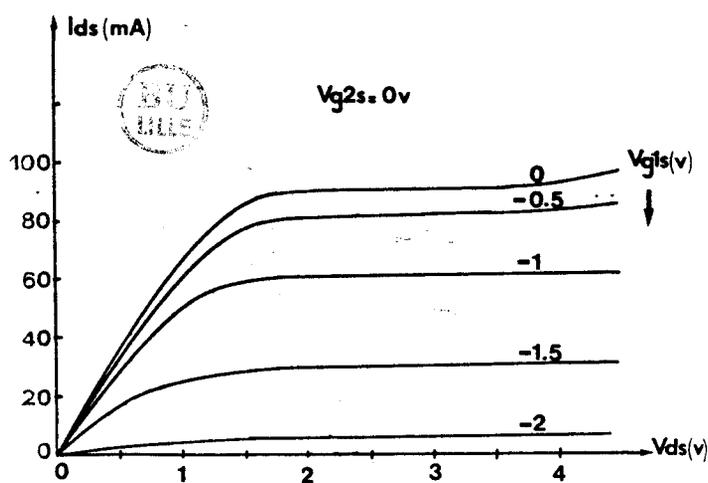


Fig. 7 : Modification de la caractéristique de transfert du TEC bigrille par la polarisation de seconde grille.

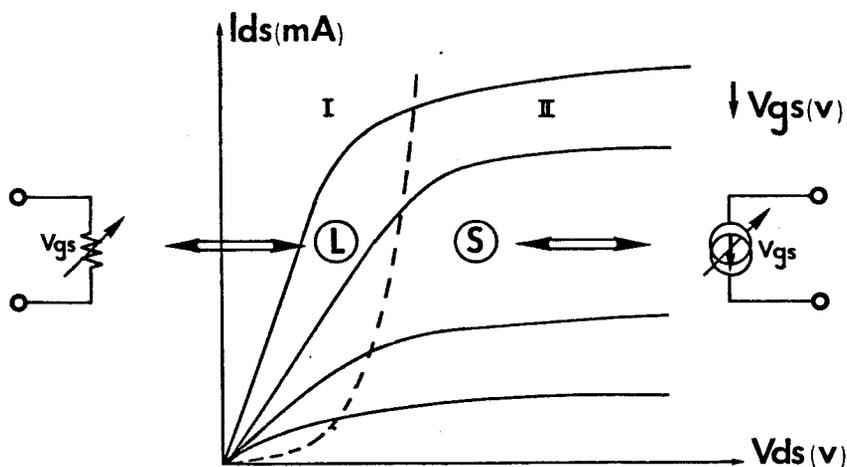


Fig. 8 : Caractéristique  $I_{ds} = f(V_{ds})$  d'un TEC monogrille. Définition de la zone ohmique et de la zone saturée.

$$I_{ds} = f(V_{g1s}, V_{g2s}, V_{ds})$$

en considérant les relations (1) et (2).

Ensuite, grâce à l'équation (3), on construit les lieux à  $V_{g2s} = \text{Constante}$ .

En pratique, on n'a pas accès directement à la connaissance des tensions internes  $V_{d1s}$  et  $V_{dd1}$  et la caractéristique de transfert prend alors la forme présentée sur la figure 7. Il apparaît, sur cette figure que les caractéristiques s'apparentent à celle d'un TEC simple grille dont le courant drain maximum  $I_{dss}$  dépendrait de  $V_{g2s}$  [5].

Notons que  $V_{g2s}$  peut prendre sans inconvénient des valeurs positives modérées ( $< V_{ds}$ ) sans crainte de polariser la seconde grille en direct.

#### I.4 MODES DE FONCTIONNEMENT.

Rappelons que dans le cas d'un TEC simple grille, on peut distinguer deux régions dans la caractéristique de transfert  $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$  (figure 8) correspondant à deux modes de fonctionnement très différents.

- La première région (I) correspond aux tensions  $V_{ds}$  faibles, pour lesquelles le courant drain varie linéairement en fonction de  $V_{ds}$ . Le transistor se comporte alors comme une résistance dont la valeur dépend de la tension  $V_{gs}$  en fonctionnant en régime linéaire (L).

- La seconde (II) correspondant aux tensions  $V_{ds}$  plus élevées fait apparaître une saturation du courant drain. Le transistor se comporte alors comme un générateur de courant quasi constant dont la valeur dépend de la tension  $V_{gs}$ . Il est dit en régime de saturation (S).

Dans le cas du TEC bigrille, qui est un composant tétrode, on peut obtenir quatre modes de fonctionnement totalement différents selon les valeurs prises par les tensions de polarisation  $V_{g1s}$ ,  $V_{g2s}$  et  $V_{ds}$  (figure 9). Ces quatre modes pouvant être modélisés selon les représentations de la figure 10.

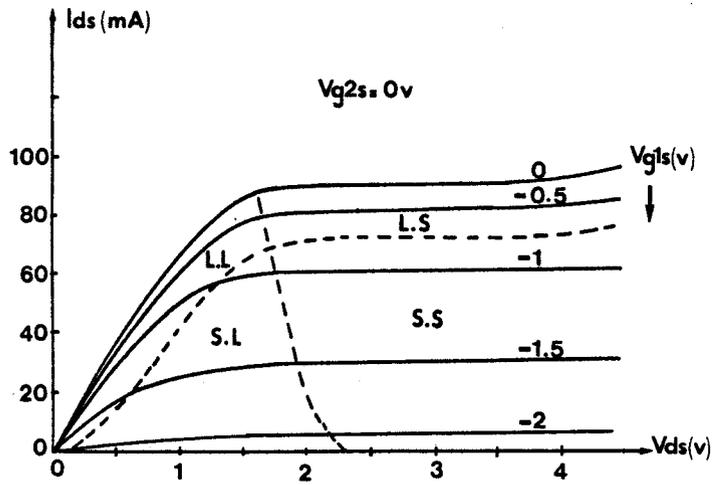


Fig. 9 : Définition des quatre zones de fonctionnement du TEC bigrille.

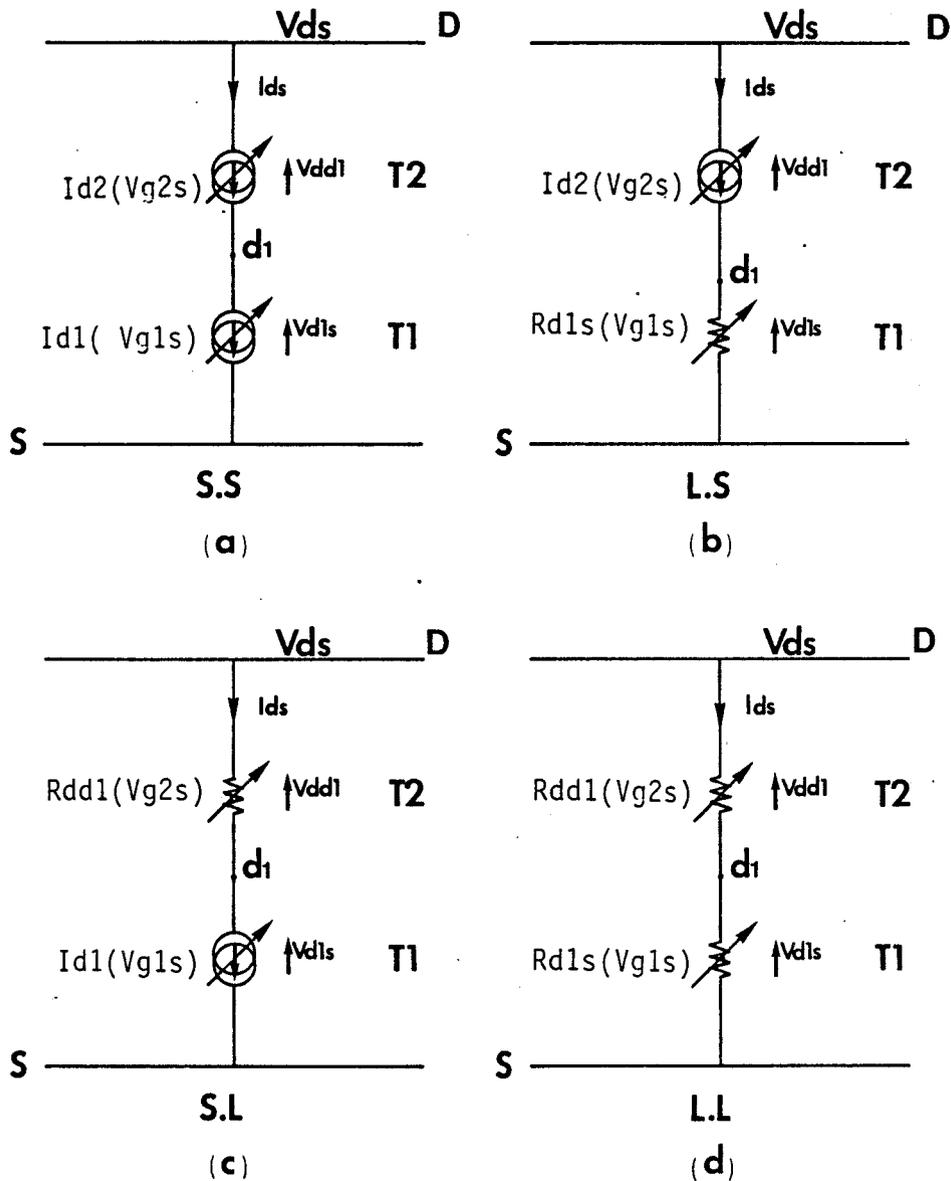


Fig. 10 : Circuits équivalents aux quatre modes de fonctionnement du TEC bigrille.

MODE I (S.S) :

c'est le cas où les deux TEC fonctionnent ensemble en régime de saturation (figure 10.a). Ils sont tous deux équivalents à des sources de courant quasi constant.

MODE II (L.S) :

le second TEC fonctionne en régime de saturation tandis que le premier TEC fonctionnant en régime linéaire peut être considéré comme une résistance de source supplémentaire pour le précédent. La valeur de cette résistance dépendant de la tension  $V_{g1s}$  (figure 10.b).

MODE III (S.L) :

le second TEC fonctionnant en régime linéaire se comporte pour le premier TEC, fonctionnant en régime de saturation, comme une résistance supplémentaire de drain dont la valeur dépend de la tension  $V_{g2s}$  (figure 10.c).

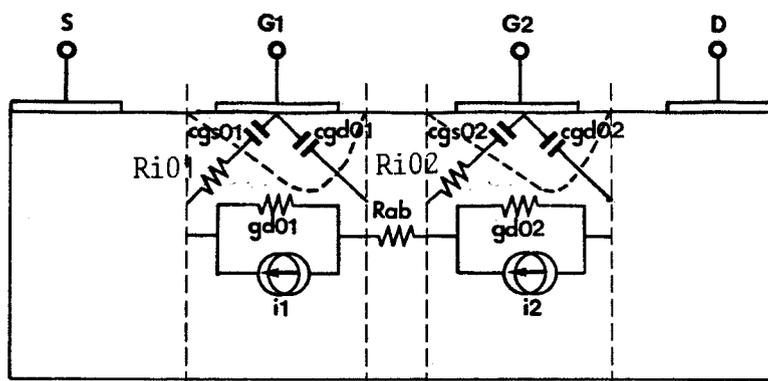
MODE IV (L.L) :

Les deux TEC fonctionnant tous deux en régime linéaire sont équivalents à deux résistances dont les valeurs dépendent des polarisations (figure 10.d).

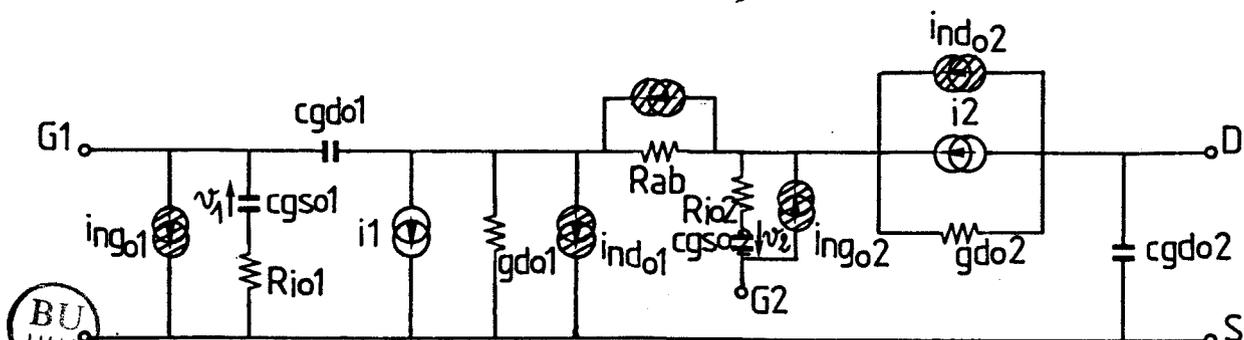
## I.5 REPRESENTATION EN REGIME LINEAIRE.

A tension  $V_{ds}$  donnée, le courant drain étant fonction de deux tensions  $V_{g1s}$  et  $V_{g2s}$ , il en résulte que le TEC bigrille, en régime petits signaux autour d'un point de polarisation, peut être considéré comme un octopôle (ou quatre portes). Cependant en montage source commune, l'octopôle se réduit à un hexapôle. En négligeant l'influence des éléments parasites, nous introduisons le schéma électrique intrinsèque utilisant deux types de représentation.

- Une représentation complète à éléments dits "*naturels*" définis à partir des phénomènes physiques régissant le fonctionnement interne du composant.
- Une représentation plus simple à éléments dits "*globaux*".



(a)



(b)

Fig. 11 : Schéma intrinsèque naturel  
 ( $i_1 = gm01^* \cdot v_1$ ,  $i_2 = gm02^* \cdot v_2$ )

$$gm01^* = gm01e^{-j\omega\tau i01} \quad \text{et} \quad gm02^* = gm02e^{-j\omega\tau i02}$$

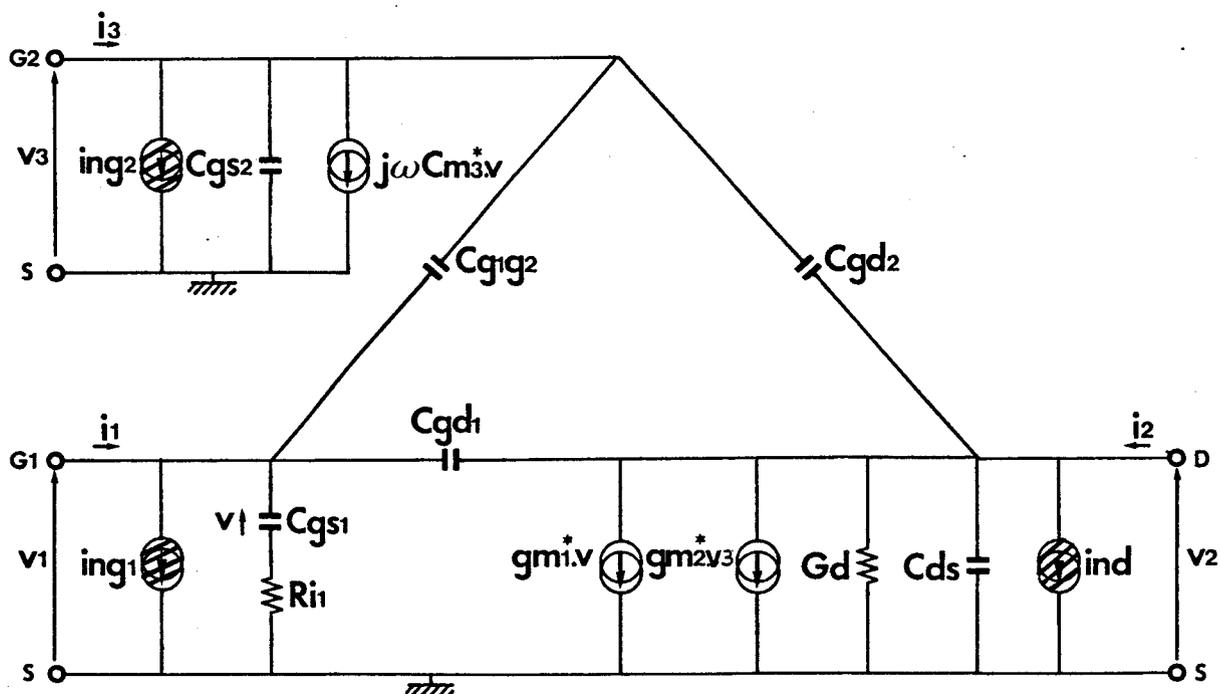


Fig. 12 : Schéma intrinsèque "global"

Par ailleurs, on peut inclure les différentes sources de bruit. Enfin, nous introduisons les éléments parasites dont la présence est susceptible de modifier en particulier le comportement en très haute fréquence. Ceci conduira au schéma électrique dénommé extrinsèque avec les deux représentations précédentes possibles (naturelle et globale).

### I.5.1 SCHEMAS ELECTRIQUES INTRINSEQUES EN HEXAPOLE.

Nous allons présenter tout d'abord une représentation appelée schéma "naturel" puis nous introduisons une représentation originale dénommée schéma "global".

#### A) Schéma intrinsèque "naturel".

La figure 11.a montre schématiquement l'origine physique des différents éléments qui conduisent au schéma électrique hexapôle de la figure 11.b utilisé par de nombreux auteurs [4], [5], [8].

#### B) Schéma intrinsèque "global".

Nous montrons (Annexe I) que le schéma électrique "naturel" de la figure 11 peut se transformer en un schéma simplifié (figure 12) appelé "global" dans la mesure où la condition suivante est réalisée :

$$\omega(cgs02 + cgd01) \ll gm02 + gd01 + gd02^{(*)}$$

Dans ce cas, les éléments du schéma "global" s'expriment en fonction des éléments du schéma "naturel" de la façon suivante :

avec  $\sum = gm02 + gd01 + gd02$

$$Cg1g2 = cgd01 \frac{gm02}{\sum}$$

$$Cgd2 = cgd02 + cgs02 \frac{gd02}{\sum}$$

$$Cgs1 = cgs01 + cgd01 \frac{gm01 + gd01}{\sum}$$

$$Cgs2 = cgs02 \frac{gd01}{\sum} - cgd01 \frac{gm02}{\sum}$$

(\*) On montrera la validité de cette approximation au chapitre II dans le cas de transistor que nous avons utilisé.

$$C_{gd1} = c_{gd01} \frac{g_{d02}}{\sum}$$

$$g_{m1} = g_{m01} \frac{g_{m02} + g_{d02}}{\sum}$$

$$(g_{m1}^* = g_{m1} e^{-j\omega\tau_{i1}})$$

$\tau_{i1}$  : temps de transit global pour la première grille

$$G_d = \frac{g_{d01} \cdot g_{d02}}{\sum}$$

$$g_{m2} = g_{m02} \frac{g_{d01}}{\sum}$$

$$(g_{m2}^* = g_{m2} e^{-j\omega\tau_{i2}})$$

$\tau_{i2}$  : temps de transit global pour la seconde grille

$$C_{m3} = c_{gs02} \frac{g_{m01}}{\sum} + c_{gd01} \frac{g_{m02}}{\sum}$$

$$(C_{m3}^* = C_{m3} e^{-j\omega\tau_{i1}})$$

$$C_{ds} \approx 0$$

Si on pose :

$$\tau_1 = \tau_{i1} + R_{i1} \cdot C_{gs1}$$

et

$$\tau_2 = \tau_{i2} + R_{i2} \cdot C_{gs2}$$



la matrice [Y] de l'hexapôle en schéma "global" (figure 12) s'exprime (en première approximation) par :

$$[Y] = \begin{bmatrix} \omega^2 C_{gs1}^2 R_{i1} + j\omega(C_{gs1} + C_{gd1} + C_{glg2}) & -j\omega C_{gd1} & -j\omega C_{glg2} \\ g_{m1} - j\omega(C_{gd1} + g_{m1} \cdot \tau_1) & G_d + j\omega[C_{gd1} + C_{gd2} + G_d(\tau_{i1} + \tau_{i2}) + C_{ds}] & g_{m2} - j\omega(C_{gd2} + g_{m2} \cdot \tau_2) \\ j\omega(C_{m3}^* - C_{glg2}) & -j\omega C_{gd2} & j\omega(C_{gd2} + C_{glg2} + C_{gs2}) \end{bmatrix}$$

### 1.5.2 Propriétés du TEC bigrille utilisé en quadripôle.

Dans le cas particulier où l'on ferme l'une des portes sur un court-circuit parfait (\*), on obtient alors un quadripôle équivalent. La représentation globale de la figure 12 se simplifie et prend alors les formes suivantes selon la portecourt-circuitée.

#### \* FONCTIONNEMENT ENTRE GRILLE 1 ET DRAIN :

La grille 2 étant fermée sur un court-circuit, on obtient le schéma électrique équivalent (figure 13).

Rappelons les expressions des éléments globaux :

$$C_{gs1} = c_{gs01} + c_{gd01} \frac{g_{m01} + g_{d01}}{\sum}$$

$$C_{gd1} = c_{gd01} \frac{g_{d02}}{\sum}$$

$$G_d = g_{d01} \frac{g_{d02}}{\sum}$$

$$g_{m1} = g_{m01} \frac{g_{m02} + g_{d02}}{\sum}$$

$$C_{ds} \approx 0$$

On remarque que les valeurs des éléments globaux  $C_{gd1}$  et  $G_d$  correspondent aux valeurs des éléments "naturels" du premier TEC divisés par le rapport

$$\frac{\sum}{g_{d02}} \approx \frac{g_{m02}}{g_{d02}} \approx 5 \text{ à } 10.$$

Par conséquent, la capacité de réaction  $C_{gd1}$  et la conductance de sortie  $G_d$  d'un bigrille sont de valeur plus faibles que celles d'un simple grille.

---

(\*) : L'étude expérimentale à la fois en linéaire et non linéaire a montré que ce cas est généralement un cas favorable de fonctionnement.

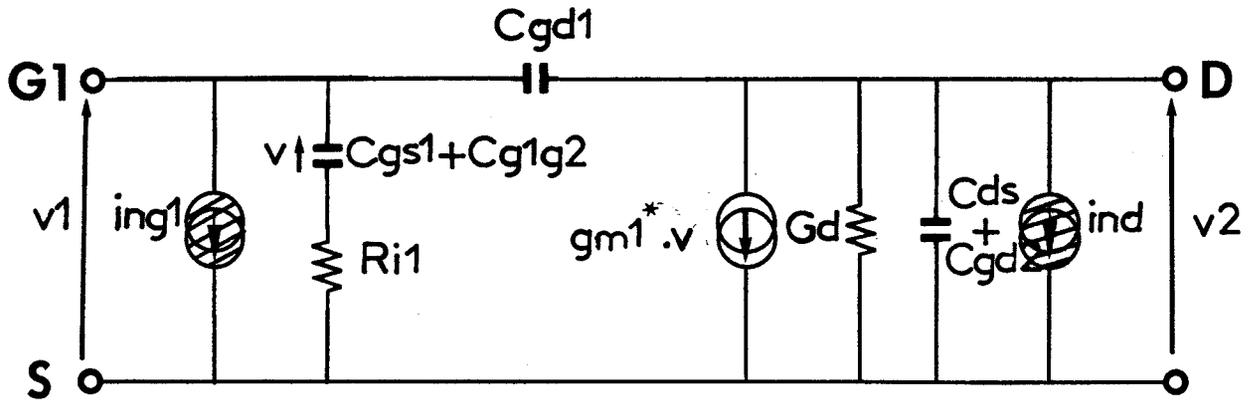


Fig. 13 : Schéma intrinsèque "global" : fonctionnement entre la grille 1 et le drain (la grille 2 est fermée sur un court-circuit).

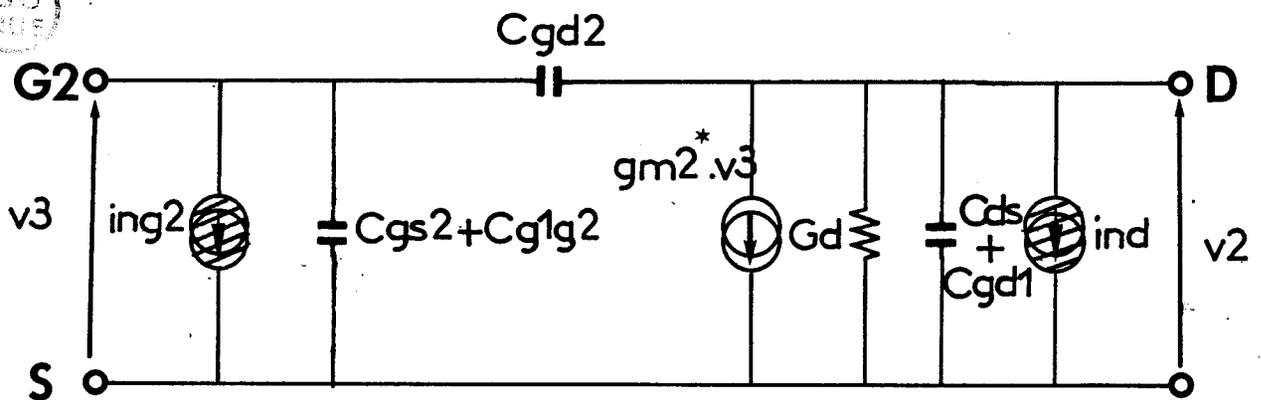


Fig. 14 : Schéma intrinsèque "global" : fonctionnement entre la grille 2 et le drain (la grille 1 est fermée sur un court-circuit).

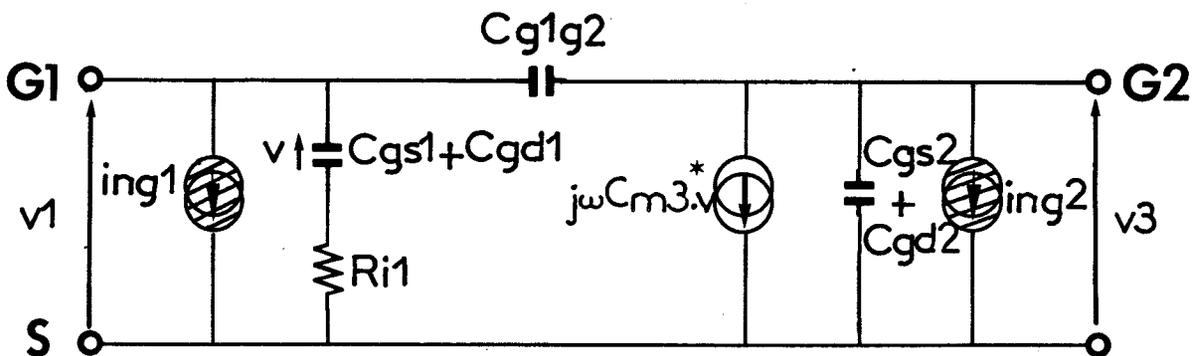


Fig. 15 : Schéma intrinsèque "global" : fonctionnement entre la grille 1 et la grille 2 (le drain est fermée sur un court-circuit).

Par contre, peu de différences sont observées au niveau de la transconductance et de la capacité d'entrée, ainsi  $gm_1$  est voisin de  $gm_{01}$  et  $C_{gs1}$  voisin de  $c_{gs01}$ .

En conclusion, on peut espérer réaliser des amplificateurs micro-ondes à gain plus élevé qu'avec un TEC simple grille et présentant une fréquence de transition voisine.

\* FONCTIONNEMENT ENTRE GRILLE 2 ET DRAIN :

La grille 1 étant fermée sur un court-circuit, on obtient le schéma électrique équivalent (figure 14).

Rappelons que :

$$C_{gs2} = c_{gs02} \frac{gd_{01}}{\sum} - c_{gd01} \frac{gm_{02}}{\sum}$$

$$C_{gd2} = c_{gd02} + c_{gs02} \frac{gd_{02}}{\sum}$$

$$gm_2 = \frac{gm_{02} \cdot gd_{01}}{\sum}$$

$$G_d = \frac{gd_{01} \cdot gd_{02}}{\sum}$$

$$C_{ds} \approx 0$$

Ce cas ne semble pas présenter d'avantages notables par rapport au TEC simple grille.

\* FONCTIONNEMENT ENTRE GRILLE 1 ET GRILLE 2 :

Le drain étant fermé sur un court-circuit, on obtient le schéma électrique équivalent (figure 15).

On rappelle que :

$$C_{gs1} = c_{gs01} + c_{gd01} \frac{gm_{01} + gd_{01}}{\sum}$$

$$C_{g1g2} = c_{gd01} \frac{gm_{02}}{\sum}$$

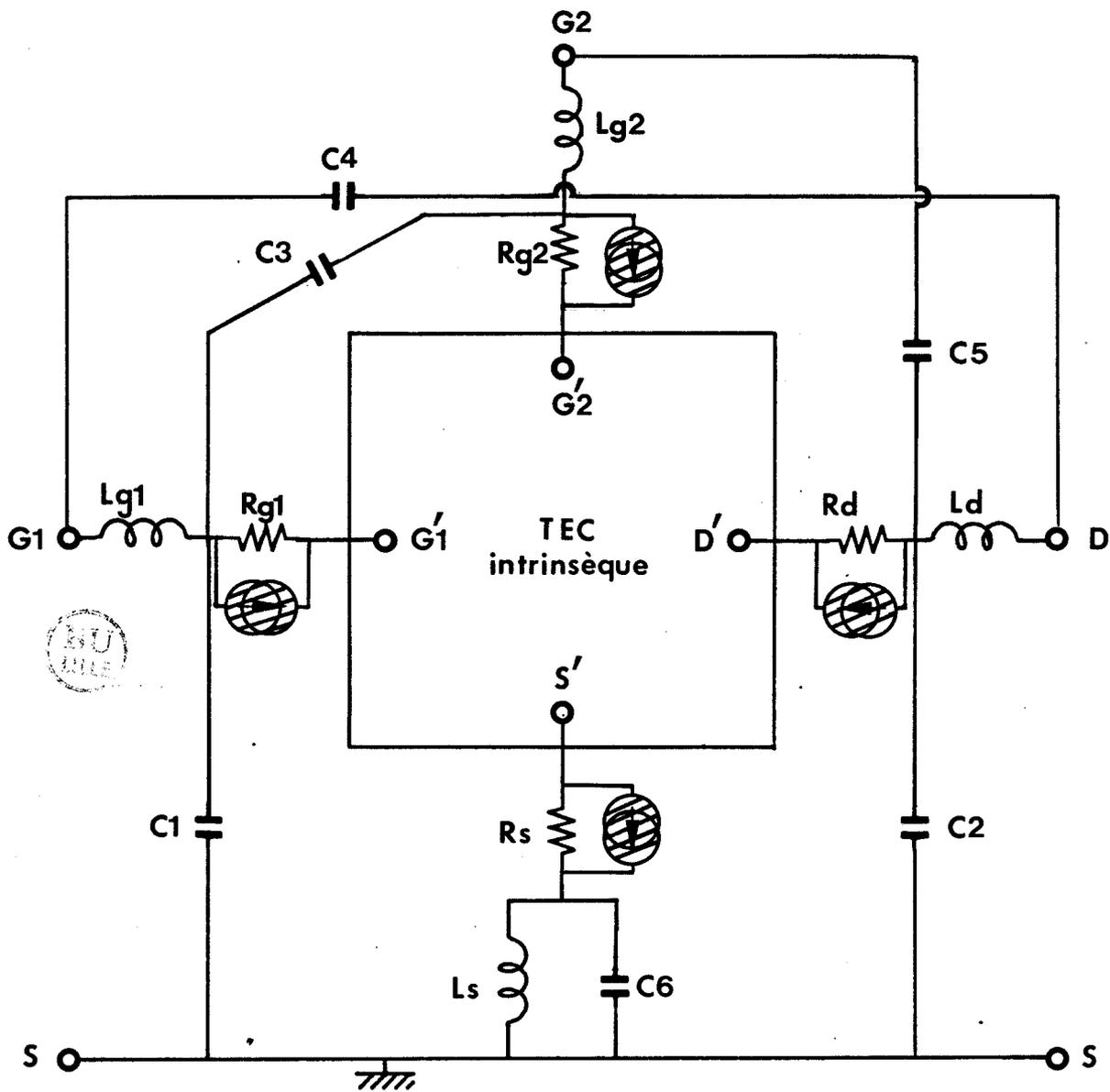


Fig. 16 : Eléments parasites

$$C_{gs2} = c_{gs02} \frac{g_{d01}}{\sum} - c_{gd01} \frac{g_{m02}}{\sum}$$

$$C_{m3} = c_{gs02} \frac{g_{m01}}{\sum} + c_{gd01} \frac{g_{m02}}{\sum}$$

La présence du générateur  $j\omega C_{m3} \cdot v$  fait apparaître la possibilité du fonctionnement en amplificateur micro-onde de la première grille vers la seconde. Le gain devenant important à fréquence élevée, il devrait être possible de réaliser des coupleurs unidirectionnels dont le degré de couplage pourrait être modifié, grâce aux polarisations continues. La directivité devrait être très bonne mais par contre les T.O.S. d'entrée et de sortie sont tous deux élevés.

### 1.5.3 Eléments parasites et schémas extrinsèques.

La partie intrinsèque du composant semi-conducteur peut être considérée comme un système à quatre portes. Il convient d'ajouter les éléments parasites inhérents à la constitution technologique du composant et à son montage dans une structure micro-onde (figure 16). L'ensemble représente alors le schéma électrique équivalent extrinsèque.

R<sub>g1</sub>, R<sub>g2</sub> :

représentent les résistances de métallisation des grilles.

R<sub>s</sub>, R<sub>d</sub> :

correspondent aux résistances d'accès du canal du côté source et du côté drain.

L<sub>g1</sub>, L<sub>g2</sub>, L<sub>s</sub> et L<sub>d</sub> :

sont les inductances présentées par les fils de thermocompression reliant le circuit micro-onde au transistor.

C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> et C<sub>6</sub> :

sont les capacités liées aux plots de contact et au montage.

En considérant les deux représentations possibles du composant intrinsèque (le schéma à éléments naturels et le schéma à éléments globaux) et en tenant compte des éléments parasites, on peut obtenir deux nouvelles représentations respectivement à éléments naturels et à éléments globaux. La prise en compte exacte de ces éléments parasites est de façon générale difficile et ne peut

s'opérer qu'avec l'aide d'une calculatrice numérique. On peut néanmoins tenir compte de façon simple des résistances parasites en négligeant l'influence des selfs inductances et capacités parasites pour des fréquences d'utilisation pas trop élevées.

### A) Schéma extrinsèque "naturel".

Aux fréquences modérées (jusqu'à 6 GHz), on peut négliger l'influence des selfs inductances et des capacités parasites.

Par ailleurs, en ce qui concerne les résistances parasites  $R_{g1}$ ,  $R_{g2}$ ,  $R_{ab}$ ,  $R_s$  et  $R_d$ , il est possible, comme l'a montré MINASIAN [6], [7], de les omettre à condition d'utiliser, dans le schéma intrinsèque, des valeurs corrigées.

En effet :

#### TEC 1

$$R_{i01}^* \approx R_{i01} + R_{g1} + R_s \left( 1 - \frac{g_{m01} \cdot \tau_{i01}}{c_{gs01}} \right)$$

$$c_{gs01}^* \approx \frac{c_{gs01}}{1 + (g_{m01} + g_{d01}) R_s + g_{d01} R_{ab}}$$

$$y_{m1}^* \approx \frac{g_{m01}}{1 + (g_{m01} + g_{d01}) R_s + g_{d01} R_{ab}}$$

$$(g_{m01}^* = g_{m01} e^{-j\omega\tau_{i01}})$$

$$g_{d01}^* \approx \frac{g_{d01}}{1 + (g_{m01} + g_{d01}) R_s + g_{d01} R_{ab}}$$

$$c_{ds01}^* = c_{ds01}$$

$$c_{gd01}^* \approx c_{gd01} + g_{d01} R_s \frac{c_{gs01}}{1 + (g_{m01} + g_{d01}) R_s + g_{d01} R_{ab}}$$

#### TEC 2

$$R_{i02}^* \approx R_{i02} + R_{g2}$$

$$c_{gs02}^* \approx c_{gs02}$$

$$y_{m2}^* \approx g_{m02} e^{-j\omega\tau_{i02}}$$

$$gd02^* \approx gd02$$

$$cgd02^* \approx cgd01$$

$$cgs02^* = cgs02$$

Par conséquent, aux fréquences pas trop élevées, le schéma extrinsèque (figure 11) peut être considéré comme encore valable à condition d'utiliser des valeurs corrigées pour les éléments de ce schéma.

### B) Schéma extrinsèque "global".

Aux fréquences inférieures à 6 GHz, on peut ici négliger l'influence des selfs inductances et capacités parasites. Par ailleurs, les résistances parasites  $R_s$ ,  $R_d$ ,  $R_{g1}$  et  $R_{g2}$  peuvent être omises à condition toutefois d'utiliser des valeurs corrigées pour les éléments du schéma global de la figure 12.

$$C_{gs1}^* \approx \frac{C_{gs1}}{1 + (gm1 + Gd) R_s + Gd R_d}$$

$$C_{gs2}^* \approx \frac{C_{gs2}}{1 + (gm2 + Gd) R_s + Gd R_d}$$

$$G_{m1}^* \approx \frac{gm1}{1 + (gm1 + Gd) R_s + Gd R_d}$$

$$G_{m2}^* \approx \frac{gm2}{1 + (gm2 + Gd) R_s + Gd R_d}$$

$$G_d^* \approx \frac{G_d}{1 + (gm1 + Gd) R_s + Gd R_d}$$

Par conséquent, si ces valeurs sont utilisées pour les éléments du schéma de la figure 12 dans une certaine mesure on prend en compte des éléments parasites si toutefois les fréquences d'utilisation ne sont pas trop élevées.

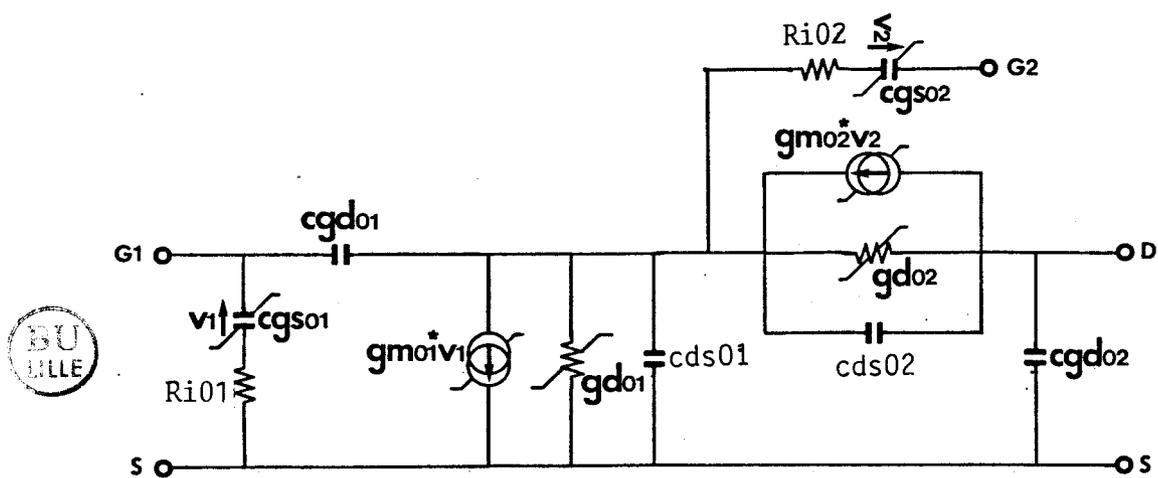


Fig. 17 : Schéma intrinsèque "naturel" à éléments non linéaires.

#### I.5.4 Comparaison des différents schémas et conclusion.

Nous avons montré que le bigrille pouvait se représenter plus simplement que par la représentation naturelle couramment utilisée et ceci jusqu'à des fréquences aussi élevées que 18 GHz. La représentation globale est à notre connaissance, originale. En particulier, dans le cas du fonctionnement classique entre grille 1 et drain, nous montrons que le bigrille peut se représenter de façon aussi simple qu'un simple grille. La validité de cette représentation sera également démontrée au chapitre II.

L'intérêt de la représentation nouvelle proposée est, outre sa simplicité, de permettre une prédétermination à la fois facile et précise des différents éléments puisqu'ils sont directement accessibles à la mesure. Par ailleurs, la détermination des valeurs par la méthode de la coïncidence des courbes dite "fitting" en est grandement facilitée (\*).

Enfin, la conception des dispositifs micro-ondes réalisés à partir des TEC bigrilles (amplificateurs, mélangeurs, etc...) ainsi que l'optimisation du fonctionnement en deviennent beaucoup plus aisés.

#### I.6. REPRESENTATION EN REGIME FAIBLEMENT NON LINEAIRE

Dans le cas où l'amplitude des signaux appliqués n'est plus très faible, on ne peut plus considérer le TEC comme un dispositif linéaire et les éléments du schéma électrique équivalent ont une valeur dépendante du niveau du signal. Ainsi, les caractéristiques statiques de la figure 8 font apparaître une évolution non linéaire du courant drain en fonction des tensions drain source et grille source. Par conséquent, nous devons considérer que  $g_m$  et  $g_d$  sont deux éléments non linéaires. Par ailleurs, il est bien connu que la capacité  $c_{gs}$  varie non linéairement en fonction de la tension  $V_{gs}$ . Par conséquent, si l'on néglige la non-linéarité de  $C_{gd}$  (\*\*), nous obtenons alors un schéma naturel (figure 17) utilisable en régime non linéaire. Par ailleurs,

---

(\*) En conséquence de la meilleure précision sur les éléments, les prévisions de l'étude théorique seront beaucoup plus exactes.

(\*\*) Ceci est justifié par le fait que pour un bigrille la valeur de  $C_{gd}$  est très petite.

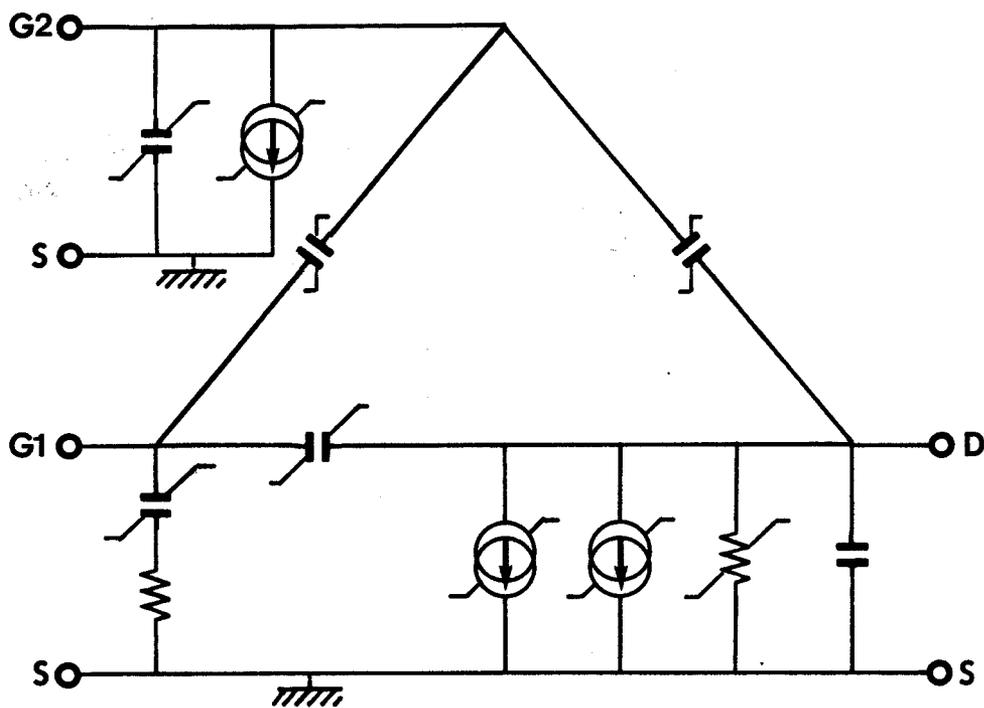


Fig. 18 : Schéma intrinsèque "global" à éléments non-linéaires

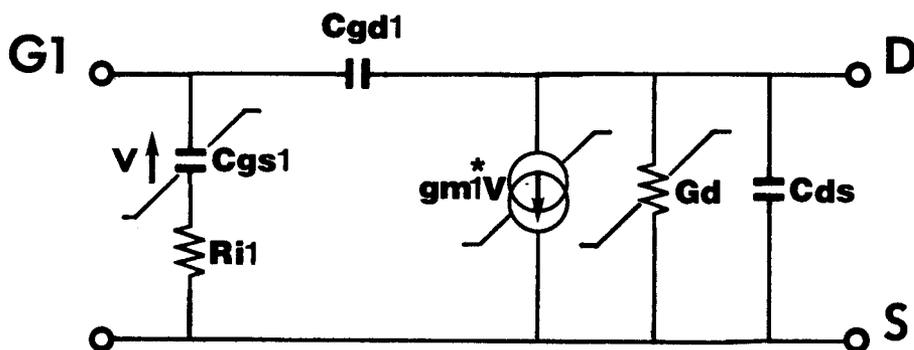


Fig. 19 : Schéma intrinsèque "global" à éléments non linéaires.  
 - cas du fonctionnement entre la grille 1 et le drain  
 (la grille 2 est fermée sur un court-circuit).

étant donné que les éléments non linéaires du schéma "naturel" ne sont fonction que des tensions de polarisation, on peut considérer que le schéma "global" de la figure 12 doit demeurer valable en régime non linéaire en considérant, à présent, des éléments "globaux" non linéaires (figure 18). Les coefficients de non linéarités sont déterminés en considérant l'évolution des grandeurs fondamentales  $G_d$ ,  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ , etc... en fonction des tensions de polarisation  $V_{g1s}$ ,  $V_{g2s}$  et  $V_{ds}$  que l'on représente au moyen d'une interpolation polynomiale.

On retrouve, ici encore, les avantages de la modélisation globale qui sont :

- précision des éléments liée à leur mesure de façon directe,
- la détermination en est simple et rapide,
- l'utilisation en est à la fois plus aisée et plus exacte.

La validité de cette modélisation sera montrée au chapitre III.

Enfin, dans le cas du fonctionnement entre grille 1 et drain (avec grille 2 fermée sur un court-circuit), on obtient le schéma de la figure 19.

## I.7 - CONCLUSION.

Nous avons introduit deux représentations possibles pour décrire le fonctionnement du TEC bigrille à la fois en bruit, en régime linéaire et en régime faiblement non linéaire. Ce sont :

- le schéma électrique extrinsèque naturel ;
- le schéma électrique extrinsèque global ;

en configuration quadripôle ou hexapôle.

Nous nous proposons d'appliquer ces différentes représentations au cas du transistor bigrille AVANTEK AT11200 et de montrer l'intérêt présenté par le schéma global dans les chapitres suivants.

## BIBLIOGRAPHIE DE LA PREMIÈRE PARTIE

---

---

- [1] A. CAPPY  
*"Sur un nouveau modèle de transistor à effet de champ à grille submicronique"*.  
Thèse de 3ème cycle, Lille I (1981)
- [2] S. ASAI, F. MURAI, H. KODERA  
*"GaAs Dual-gate Schottky-barrier FET's for microwave frequencies"*  
IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 22, n°10, pp. 897-904,  
October 1975.
- [3] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
*"DC characteristics Aid Dual-Gate FET Analysis"*  
Microwaves, pp. 71-73, July 1981.
- [4] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
*"Microwave wide-band model of GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 30, pp. 243-251, March 1982.
- [5] T. FURUTSUKA, M. OGAWA, N. KAWAMURA  
*"GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 25, pp. 580-586, June 1978
- [6] J.R. SCOTT, R.A. MINASIAN  
*"A simplified Microwave Model of the GaAs Dual-Gate MESFET"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 32, pp. 243-248, March 1984
- [7] R.A. MINASIAN  
*"Simplified GaAs MESFET model to 10 GHz"*  
Electronics Letters, Vol. 13, n° 18, pp. 549-551, Septembre 1977
- [8] B. KIM, H.Q. TSERNG, P. SAUNIER  
*"GaAs Dual-Gate FET for operation up to K-Band"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 32, pp. 256-261, March 1984.
-

CHAPITRE II

ETUDE EXPERIMENTALE ET MODELISATION DU TEC EN REGIME LINEAIRE

## II.1 INTRODUCTION.

Nous nous proposons, dans ce chapitre, d'effectuer l'étude préliminaire des transistors à effet de champ du type double grille en régime de fonctionnement linéaire avant d'aborder au chapitre suivant le régime de fonctionnement non linéaire. Après avoir décrit rapidement la monture du composant que nous avons réalisée et utilisée, nous donnons les résultats de la mesure en micro-ondes des éléments de la matrice d'onde en configuration hexapôle. Ceci nous permettant déjà d'entrevoir quelques applications micro-ondes.

Ensuite, nous déterminons aisément les éléments du schéma électrique global équivalent correspondant au transistor extrinsèque. Après avoir décrit les méthodes mises en oeuvre pour la détermination des résistances et selfs inductances parasites, nous serons alors en mesure de donner les éléments du schéma global équivalent correspondant à présent au transistor intrinsèque. Mais celui-ci peut aussi se représenter par un schéma naturel équivalent. Nous déterminons donc les éléments de ce schéma naturel en utilisant une première méthode déjà publiée dans la littérature. Puis, nous proposons une nouvelle méthode permettant d'accéder plus facilement et plus directement aux valeurs de ces mêmes éléments.

Enfin, nous validerons les différentes représentations proposées et, à cette occasion, nous donnerons l'évolution des éléments du schéma en fonction des polarisations de grilles.

## II.2 CONCEPTION D'UNE MONTURE DE CARACTERISATION DU TEC BIGRILLE.

### a) Introduction.

Afin de mesurer aussi précisément que possible les caractéristiques électriques des composants bigrilles, il était nécessaire de pouvoir disposer de montures destinées à les recevoir et présentant les pertes les plus faibles possibles dans la bande des fréquences 2 - 18 GHz. Ce type de monture n'étant pas commercialement disponible, nous avons été amené à la concevoir et à la réaliser.

En pratique, la mise au point de la monture s'est avérée longue et difficile car il était nécessaire de limiter les pertes et les réflexions parasites, étant donné les faibles pertes intrinsèques au transistor et son aptitude à osciller à fréquence basse en particulier sur la moindre réflexion parasite. Nous allons examiner les différents problèmes posés par la conception de la monture.

### b) Conditionnement du composant.

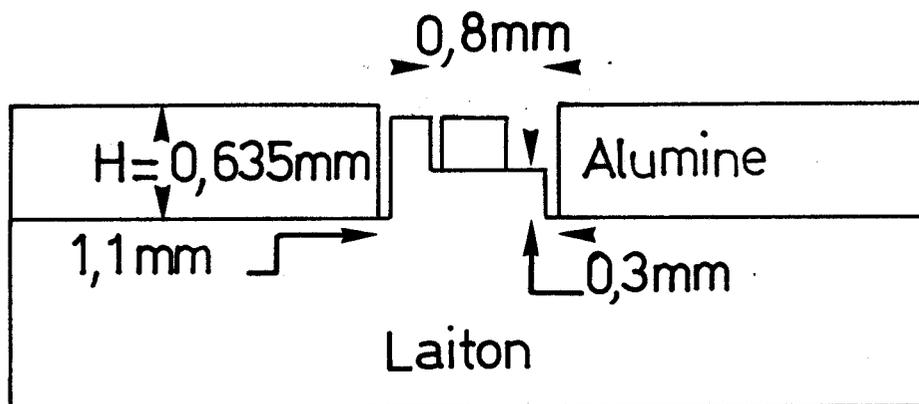
Les composants sont traditionnellement disponibles sous forme de puce ou en boîtier. Nous avons choisi d'utiliser des composants en puce afin d'éliminer toutes les réflexions parasites et les risques d'oscillations engendrés par les boîtiers.

### c) Type de structure micro-onde.

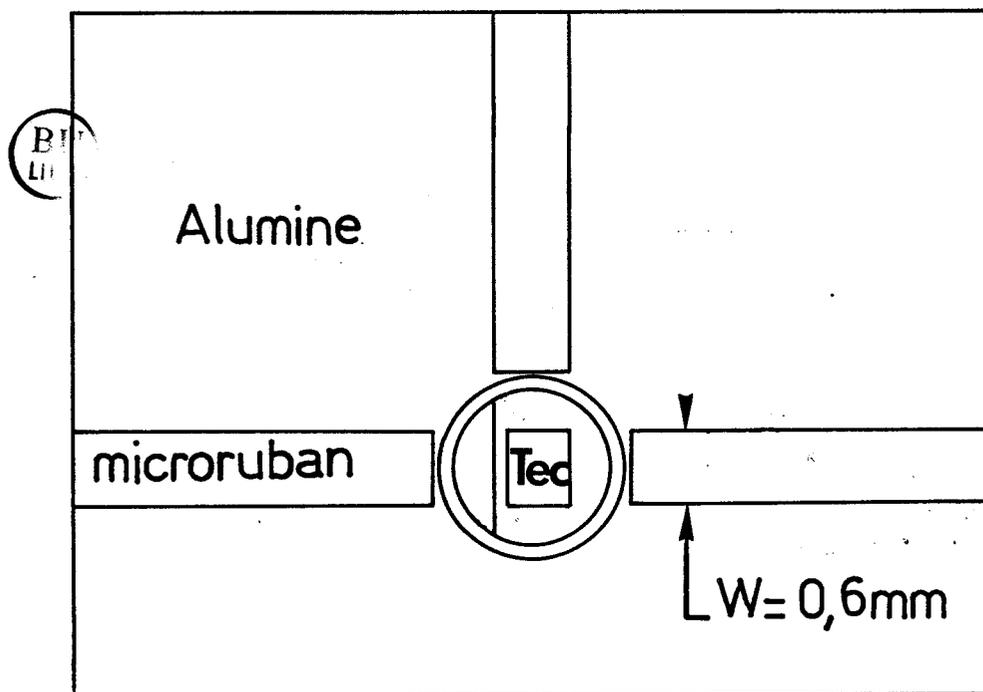
Deux structures micro-ondes étaient susceptibles d'être utilisées, soit la structure coplanaire soit la structure microruban.

La structure coplanaire permettait d'assurer un retour à la masse aisé pour la source tandis que la structure microruban nécessitait le perçage d'un trou dans le substrat diélectrique.

La solution microruban a été retenue à cause des pertes plus importantes présentées par le coplanaire [1]. En effet, pour une ligne  $50 \Omega$  sur alumine ( $\epsilon_r = 9,6$ ,  $h = 0,635$  mm) à 10 GHz l'atténuation n'est que d'environ 0,04 dB/cm pour la structure microruban, tandis qu'elle atteint des valeurs deux fois plus élevées pour le coplanaire.



(a) Coupe



(b) Vue de dessus

Fig. 20 : Montage du transistor

d) Substrat diélectrique.

Il était nécessaire d'utiliser un substrat diélectrique de permittivité élevée afin de limiter les pertes par rayonnement et d'éviter la dispersion. En outre, on évite ainsi l'emploi de lignes de trop grande largeur par rapport au standard OSM. Deux matériaux diélectriques à faible pertes et de permittivité voisine de 10 sont disponibles couramment, ce sont le duroïd 6010 et l'alumine ( $Al_2O_3$ ).

Si le duroïd se travaille aisément, son manque de rigidité provoque des déformations en particulier au niveau des connecteurs ce qui nuit à la qualité et à la reproductibilité de la monture. Dans ces conditions, nous avons été amené à choisir l'alumine malgré la difficulté présentée par le travail mécanique de ce matériau.

Par ailleurs, pour permettre le fonctionnement aux fréquences élevées, nous avons choisi le standard OSM ce qui conduit à utiliser des lignes de largeur compatible avec ce standard.

En définitive, afin de réaliser des impédances caractéristiques de  $50 \Omega$  avec l'alumine choisi comme substrat en épaisseur  $1/40$  de pouce, nous utilisons une largeur de lignes de 0,6 mm.

e) Description de la monture.

Afin d'accéder aux trois électrodes du composant bigrille (en montage source à la masse) avec des connexions les plus courtes, la configuration en forme de T semble la plus judicieuse.

Le composant se trouvant placé à l'intersection de trois lignes micro-ruban. Le retour de la source à la masse s'effectue par l'intermédiaire d'un trou percé au travers du substrat. Le composant étant placé dans ce trou sur une première remontée de masse destinée à compenser la différence de hauteur entre celle du composant et celle du diélectrique. Une seconde remontée de masse est faite afin de faciliter et de raccourcir la connexion de source (figure 20). La liaison aux circuits microondes extérieure est réalisée à l'aide de connecteurs OSM.

Dans le but de compenser d'éventuelles différences de hauteur par rapport à la ligne, ces connecteurs sont placés sur des supports coulissant verticalement.

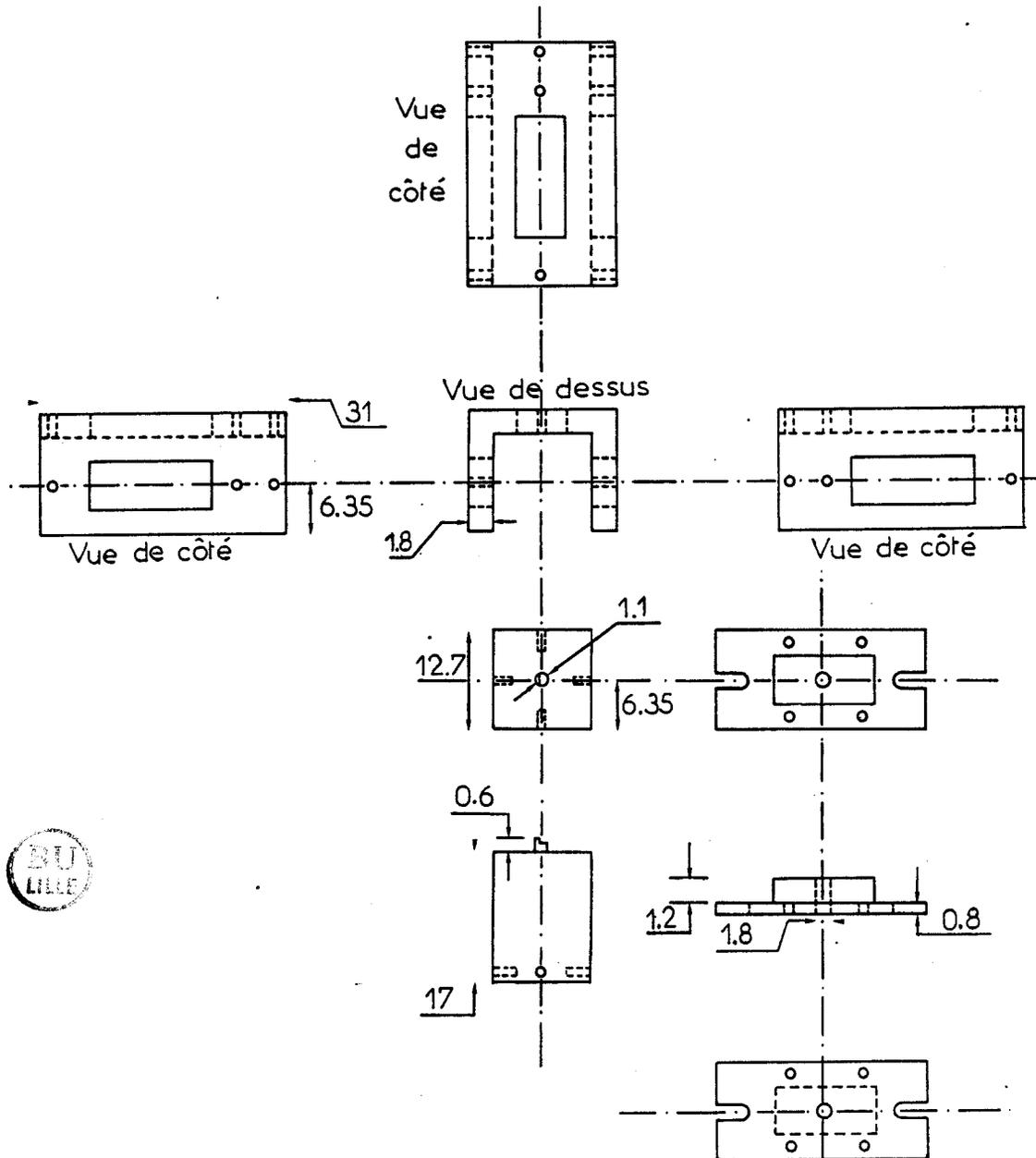
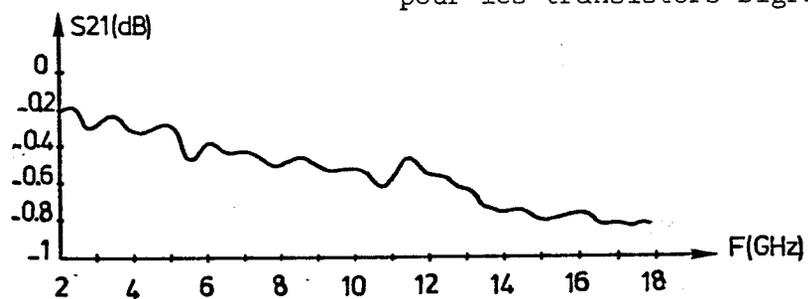
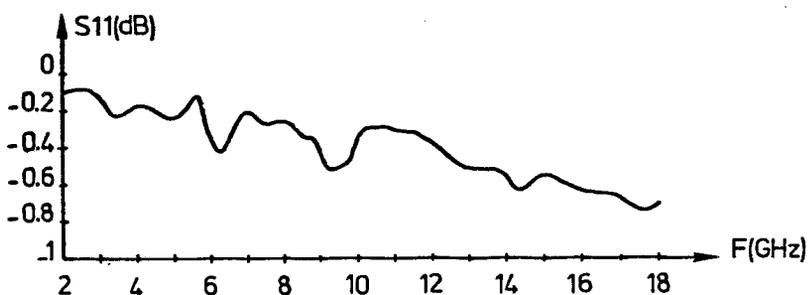


Fig. 21 : Plan de réalisation mécanique de la cellule de caractérisation pour les transistors bigrilles en puce (côtes en mm).



(a) ligne de transmission



(b) court-circuit

Fig. 22 : Caractéristiques des éléments de référence

Le plan de réalisation mécanique de cette monture est donné (figure 21). Par ailleurs, nous avons pu observer des difficultés de reproductibilité des mesures après plusieurs montages et remontages. Dans ces conditions, afin d'assurer la reproductibilité des mesures, nous avons convenu que chaque transistor serait placé de façon définitive dans une monture qui lui sera propre. Signalons que pour la calibration, nous disposons également de plusieurs montures de référence (ligne de transmission, court-circuit, circuit-ouvert).

Nous estimons que les différences de réalisation entre les diverses montures sont probablement faibles et que notre méthode de travail assure une bonne reproductibilité des mesures.

f) Contrôle de qualité.

Nous donnons sur les figures 22.a et 22.b l'évolution des paramètres de transmission et de réflexion (valeurs mesurées et corrigées selon § II.4.3) d'une telle monture dans la gamme 2 - 18 GHz.

Il apparaît que les pertes demeurent très faibles jusqu'à des fréquences aussi élevées que 18 GHz puisqu'elles restent inférieures à 1 dB.

Par conséquent, nous pouvons considérer que notre monture est parfaitement utilisable pour la caractérisation de TEC bigrilles.

### II.3 RELEVÉ DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES.

On a vu (chapitre I) qu'un TEC bigrille était équivalent à deux TEC simple grille en montage cascade. Pour accéder à la mesure des caractéristiques statiques de chacun des deux TEC, nous utilisons la méthode préconisée par Tsironis [2]. Son principe consiste à "ouvrir" successivement le canal de l'un des deux transistors en le rendant ainsi équivalent à une simple résistance (régime linéaire). On peut alors relever les caractéristiques statiques de l'autre transistor. A titre d'exemple, nous considérons le cas où le second TEC est rendu conducteur en faisant passer entre la grille 2 et le drain un courant continu en direct de 200  $\mu$ A. La tension entre drain et source du premier TEC  $V_{d1s}$  s'obtient à partir de la tension globale  $V_{ds}$  mesurée extérieurement grâce à la relation :

$$V_{d1s} = V_{ds} - R_{c2}.I_{ds} \text{ avec } R_{c2} \approx R_c \frac{L_{g2}}{L_{g1} + L_{g2}}$$

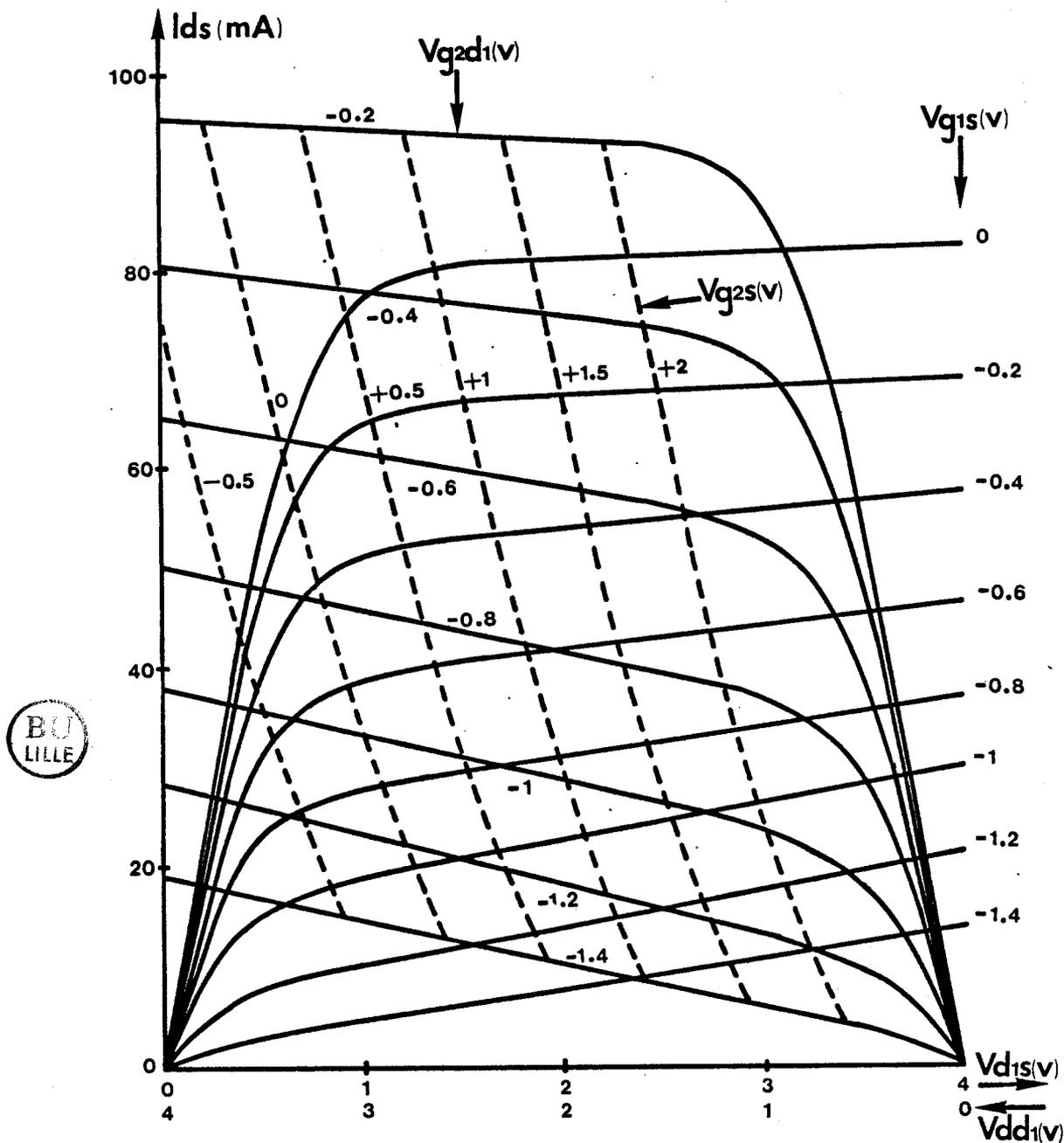


Fig. 23 : Caractéristique de transfert du TEC bigrille (AVANTEK AT 11200)

Polarisation extérieure			Répartition interne			
$I_{ds}(mA)$	$V_{g1s}(V)$	$V_{g2s}(V)$	$V_{ds}(V)$	$V_{d1s}(V)$	$V_{dd1}(V)$	$V_{g2d1}(V)$
42	- 0,6	1,15	4	1,95 V	2,05	- 0,8

Tableau 1. Point de polarisation, du transistor AT11200, mesuré en microondes.

où  $R_c$  est la résistance totale de l'ensemble des deux TEC supposés pleinement ouverts.

$$R_c = \frac{\Delta V_{ds}}{\Delta I_{ds}} \quad \left| \begin{array}{l} V_{g1s} = V_{g2s} \approx + 0,7 \text{ V} \\ V_{ds} \rightarrow 0 \end{array} \right.$$

Dé même, en inversant le rôle des grilles, la tension aux bornes du second TEC  $V_{dd1}$  s'exprime à partir de la tension extérieure  $V_{ds}$ .

$$V_{dd1} = V_{ds} - R_{c1} \cdot I_{ds} \text{ avec } R_{c1} \approx R_c \frac{L_{g1}}{L_{g1} + L_{g2}}$$

Nous présentons sur la figure 23, les caractéristiques statiques relevées pour chacun des deux transistors élémentaires constitutifs du TEC bigrille AVANTEK type AT 11200.

A partir de ces caractéristiques et en utilisant les formules d'association en cascode (§. I.3), on peut déduire les caractéristiques de l'ensemble. Inversement, pour un point de polarisation caractérisé par les tensions extérieures  $V_{g1s}$ ,  $V_{g2s}$ ,  $V_{ds}$  et le courant  $I_{ds}$ , on peut accéder à la connaissance des diverses grandeurs suivantes :

- 1°) La répartition de la tension drain-source entre les deux transistors, c'est à dire les tensions  $V_{d1s}$  et  $V_{dd1}$  conditionnant le régime de fonctionnement linéaire ou saturé.
- 2°) La tension de polarisation du contact Schottky de la seconde grille  $V_{g2d1}$ .

A titre d'exemple, nous indiquons dans le tableau 1 la répartition interne des tensions pour un point de polarisation donné. C'est à ce point de polarisation que seront effectuées les mesures en régime dynamique en hexapôle que nous présenterons dans ce chapitre (Transistor AVANTEK AT 11200).

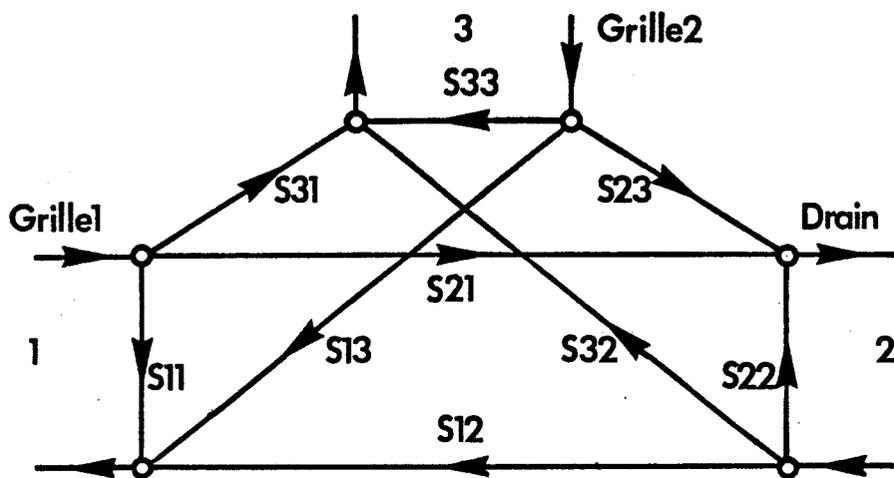


Fig. 24 : Diagramme de fluence de l'hexapôle correspondant au TEC bigrille

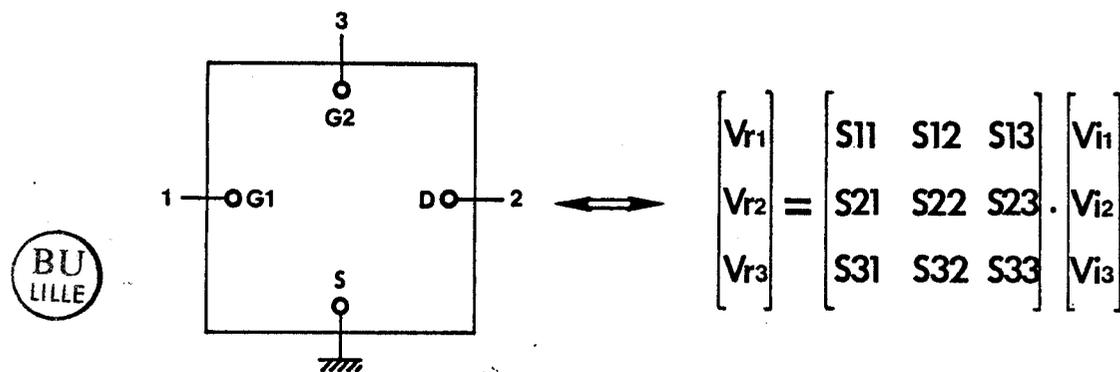
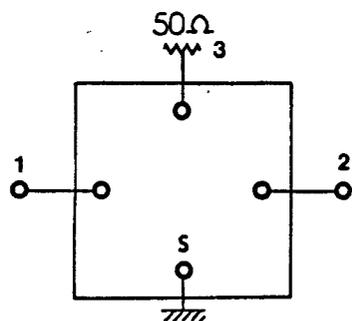


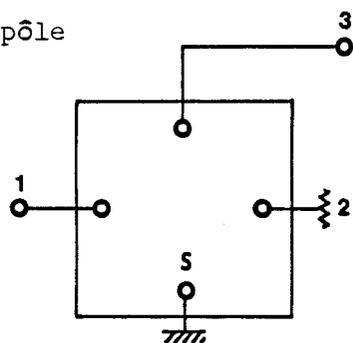
Fig. 25 : Matrice d'onde de l'hexapôle



Comme  $V_{i3} = 0$

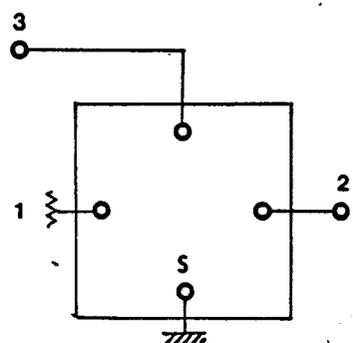
$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \end{bmatrix}$$

Fig. 26 : Principe de la mesure des neuf paramètres de l'hexapôle



Comme  $V_{i2} = 0$

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{13} \\ S_{31} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i3} \end{bmatrix}$$



Comme  $V_{i1} = 0$

$$\begin{bmatrix} V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} \\ S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix}$$

## II.4 MESURES EN HEXAPOLE ET UTILISATIONS POTENTIELLES.

### II.4.1 Diagramme de fluence de l'hexapole.

Nous avons vu (chapitre I) que le TEC bigrille était un dispositif du type hexapole. Par conséquent, en microondes, un tel dispositif peut être caractérisé par la mesure des 9 paramètres de la matrice d'onde représentative. Nous donnons sur la figure 24 le diagramme de fluence correspondant.

### II.4.2 Principe de la mesure.

Nous utilisons un analyseur de réseau automatique Hewlett Packard deux portes, la porte non utilisée de l'hexapole étant fermée sur l'impédance caractéristique de 50 ohms. Pour accéder à la mesure des 9 paramètres de l'hexapole (figure 25), nous devons donc effectuer trois mesures en quadripôle selon les trois montages de mesure représentés sur la figure 26.

### II.4.3 Correction des erreurs introduites par l'analyseur de réseau.

L'analyseur de réseau réel peut être considéré comme l'association en cascade d'un analyseur de réseau parfait avec un quadripôle placé sur chaque entrée dénommé quadripôle d'erreur. Ces quadripôles d'erreur représentent d'une part les imperfections des coupleurs de l'analyseur de réseaux et d'autre part, les imperfections des éléments de liaison. Pour tenir compte de ces erreurs lors de la mesure d'un composant, nous avons utilisé le programme de mesure des paramètres. Sij préconisé par Hewlett Packard et utilisant un graphe très complet (figure 27). Les termes de calibrage en réflexion sont similaires à ceux du modèle bien connu [3] excepté qu'il y a deux groupes de trois coefficients pour le sens direct et inverse. Les termes de réponse en transmission, de fuite et d'adaptation de la charge sont additionnés pour les deux directions donnant ainsi 12 paramètres d'erreur pour chaque fréquence.

La procédure de calibrage se fait en deux temps dans toute la gamme utile des fréquences.

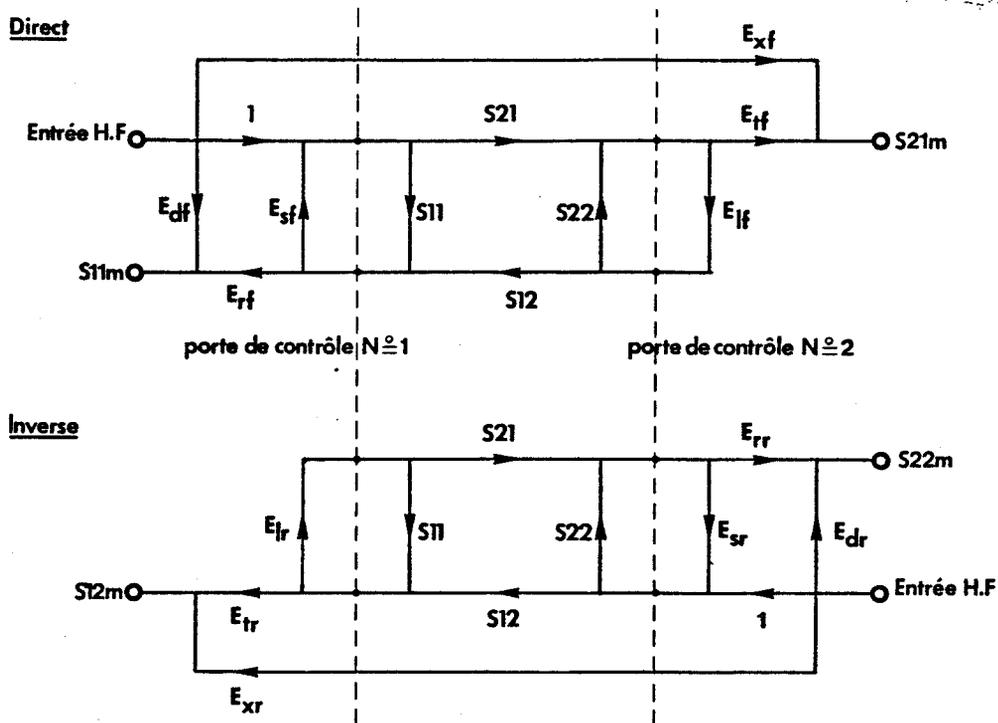


Fig. 27 : Graphe complet de calibrage



S11	S12	S13	S21	S22	S23	S31	S32	S33
$0,063 e^{j155}$	$0,057 e^{j23}$	$0,068 e^{-j16}$	$1,35 e^{-j37}$	$0,39 e^{-j116}$	$1,01 e^{j50}$	$1,53 e^{j55}$	$0,49 e^{-j8}$	$0,913 e^{-j117}$

Tableau 2. Paramètres  $S_{ij}$  mesurés pour le transistor AT11200  
(F = 12 GHz)

Dans un premier temps, on détermine les termes d'erreur de la figure 27 par la mesure en standard APC 7 d'un court-circuit, d'un circuit ouvert et d'une charge adaptée coulissante.

Dans un second temps, on tient compte dans une certaine mesure des imperfections des lignes et transitions en standard OSM reliant les sorties APC 7 de l'analyseur à la monture en effectuant la mesure :

- d'une part, d'un court-circuit dans le plan d'entrée du transistor sur la ligne microruban de la monture,

- d'autre part, d'une ligne de transmission microruban d'impédance 50 ohms.

La mesure de ces derniers éléments à pour but de corriger les erreurs de phase dues aux longueurs électriques diverses en particulier celles apportées par la monture, afin de permettre l'accès à la mesure des paramètres  $S_{ij}$  dans le plan du composant. Remarquons, que si nous tenons compte des déphasages introduits par les éléments de liaison et la monture, par contre nous ne tenons pas compte de l'atténuation. Cette approximation peut se justifier en remarquant que l'atténuation est faible puisqu'elle ne dépasse pas 1dB (§. II.2).

#### II.4.4 Utilisations potentielles

##### 1) Amplification linéaire en microondes.

A titre d'exemple, nous présentons dans le tableau 2, les paramètres  $S_{ij}$  mesurés et corrigés à la fréquence 12 GHz pour le transistor AT 11200 et le point de polarisation défini au §. II.3 (tableau 1).

On remarque que les paramètres  $S_{12}$  et  $S_{13}$  étant de module très faibles ne peuvent être déterminés avec une grande précision en raison des imprécisions inévitables liées à l'analyseur de réseaux.

Par ailleurs, on a vu au (§. II.4.2) que les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{33}$  peuvent être obtenus de deux façons différentes à partir des mesures en deux configurations différentes. Nous avons alors considéré la valeur moyenne sur les deux résultats.

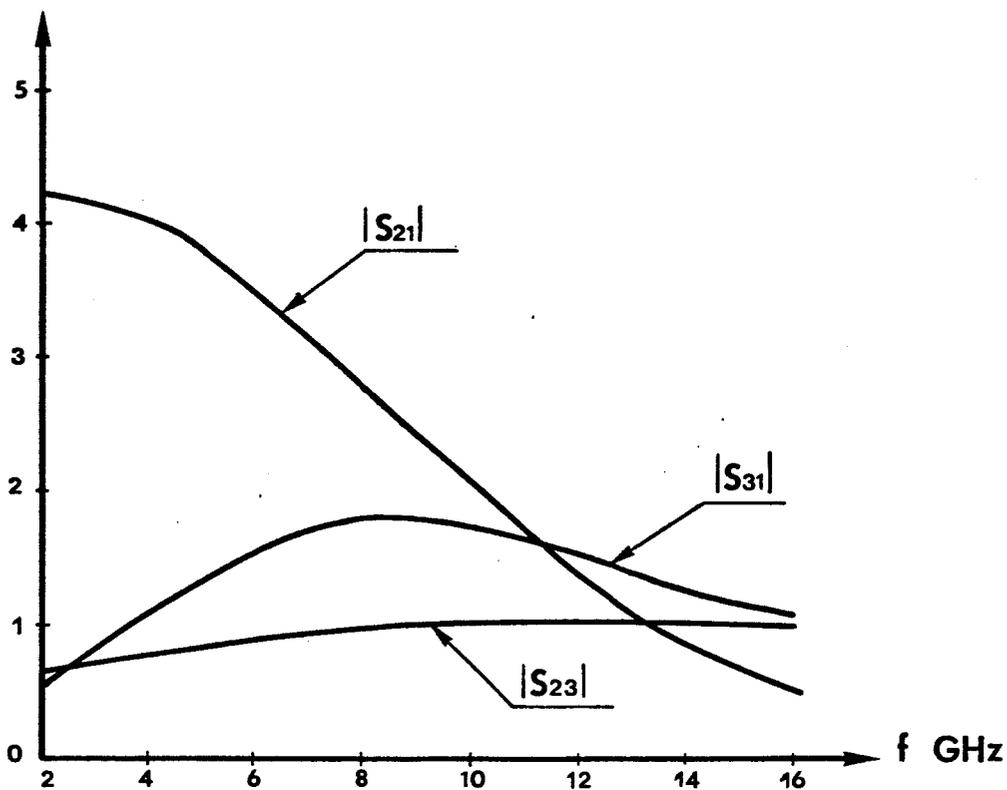


Fig. 28 : Evolution fréquentielle des paramètres de transmission du TEC bigrille AVANTEK AT 11200



FREQ GHz	K	MSG dB	MAG dB	Zs (RAU, PHI)	ZL (RAU, PHI)
2	0,25	25,7	*****	-	-
3	0,47	24,8	*****	-	-
4	0,51	23,95	*****	-	-
5	0,72	23,5	*****	-	-
6	0,78	22,98	*****	-	-
7	0,97	22,58	*****	-	-
8	0,88	22,07	*****	-	-
9	0,9	20,73	*****	-	-
10	0,96	19,94	*****	-	-
11	1,24	20,14	17,16	(0,76 ; - 163,4)	(0,89 ; 97,5)
12	1,26	20,7	17,61	(0,75 ; - 145,2)	(0,91 ; 102,1)
13	-0,77	19,96	*****	-	-
14	-2,06	18	*****	-	-
15	-1,54	16,36	*****	-	-
16	-0,6	14,3	*****	-	-

Tableau 3. Performances en amplification du transistor AT11200. (Court-circuit microonde en fermeture de seconde grille).

Nous présentons sur la figure 28, les évolutions fréquentielles des modules des paramètres de transmission  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{23}$ . On peut remarquer, en particulier, qu'au delà d'une certaine fréquence ( $\approx 3$  GHz), le module de  $S_{31}$  devient supérieur à 1, ce qui montre la possibilité d'amplification entre la grille 1 et la grille 2. Par ailleurs, on remarque également que les fréquences de coupure dans les configurations G1 - G2 ( $S_{31}$ ) et G2 - D ( $S_{23}$ ) sont supérieures à celle de G1 - D ( $S_{21}$ ). Dans ces conditions, il semble que l'utilisation du TEC bigrille en amplificateur entre les deux grilles soit favorable pour l'utilisation en très haute fréquence.

## 2) Performances en amplificateur

Grâce aux formules, données en annexe II, il est possible de préciser les valeurs des impédances de charge et de source à présenter au transistor afin de fonctionner en régime d'amplification. En particulier, on peut déterminer aisément le gain (G), le gain maximum disponible (MAG), le gain maximum stable (MSG) et le coefficient de stabilité (K) de l'amplificateur microonde que l'on peut réaliser à l'aide d'un composant.

Nous avons porté dans le tableau 3, les valeurs de ces différentes grandeurs en fonction de la fréquence. On constate que des gains élevés peuvent être obtenus (de l'ordre de 15 à 20 dB) mais que la gamme de fréquences où le transistor est inconditionnellement stable est réduite. Nous avons pu confirmer expérimentalement le résultat théorique de 20 dB indiqué pour la fréquence de 10 GHz puisque nous avons mesuré à cette fréquence un gain de 21 dB.

## II.5 DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA EXTRINSEQUE GLOBAL

A titre d'exemple, pour le transistor type AT 11200 (et le point de polarisation défini au §. II.3), nous avons obtenu à la fréquence 4 GHz la matrice d'onde extrinsèque  $[S^*]$  suivante (après corrections des erreurs de mesure).

$$[S^*] = \begin{bmatrix} 0,91 e^{-j54} & 0,023 e^{j81} & 0,057 e^{j50} \\ 4,08 e^{j106} & 0,82 e^{-j34} & 0,79 e^{j139} \\ 1,09 e^{-j160} & 0,21 e^{j59} & 0,97 e^{-j27} \end{bmatrix}$$

On peut en déduire la matrice  $[Y^*]$  correspondante par la relation :

$$[Y^*] = \frac{[I] - [S^*]}{[I] + [S^*]} \cdot \frac{1}{Z_0} \quad (*)$$



Soit :

$$[Y^*] = \begin{bmatrix} 0,12 + j0,93 & 0,006 - j0,023 & -0,006 - j0,079 \\ 4,7 - j2,9 & 0,12 + j0,47 & 0,73 - j0,32 \\ 0,26 + j0,71 & -0,012 - j0,25 & -0,004 + j0,38 \end{bmatrix} \cdot 10^{-2}$$

que l'on peut identifier (en première approximation) à la matrice suivante correspondant au schéma électrique extrinsèque global (chap. I, figure 12)

$$[i] = [Y^*] \cdot [v]$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_{gs1}^* & -j\omega C_{gd1}^* & -j\omega C_{glg2}^* \\ g_{m1}^* - j\omega C_{m1}^* & G_d^* + j\omega C_d^* & g_{m2}^* - j\omega C_{m2}^* \\ j\omega C_{glg2}^* & -j\omega C_{gd2}^* & j\omega C_{gs2}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

(\*)  $[I]$  représente la matrice unitaire.

BU  
LIFE

$gm1^*(ms)$	$gm2^*(ms)$	$Gd^*(ms)$	$Cgs1^*(pF)$	$Cgs2^*(pF)$	$Cgd1^*(fF)$	$Cgd2^*(fF)$
46,9	7,26	1,24	0,32	0,15	7,5	91,4

Tableau 4. Valeurs des éléments du schéma électrique global extrinsèque.

pour obtenir les valeurs des principaux éléments extrinsèques indiquées dans le tableau 4.

Si l'on compare les valeurs que l'on peut obtenir en configuration quadri-pôle (entre grille 1 et drain) avec celles typiques d'un TEC monogrinne, il apparaît que l'on obtient avec un bigrinne :

- un  $g_m$  du même ordre
- un  $G_d$  beaucoup plus faible, ce qui laisse prévoir un gain en tension à sortie ouverte plus important
- un  $C_{gs}$  du même ordre, donc une fréquence de transition assez proche
- un  $C_{gd}$  nettement plus petit autorisant une bonne stabilité.

A présent pour pouvoir accéder aux valeurs des éléments du schéma intrinsèque (global ou naturel) nous avons besoin de la connaissance des éléments parasites.

## II.6 MESURE DES ELEMENTS PARASITES.

Nous verrons que les valeurs des éléments du schéma électrique équivalent sont souvent obtenues par une méthode numérique d'extraction par optimisation. Pour cela, on se donne un schéma électrique équivalent du transistor et on compare les valeurs dites théoriques de la matrice d'onde  $[S]$  aux valeurs mesurées expérimentalement. On peut montrer qu'une telle méthode peut conduire à l'obtention de solutions erronées (ou non physiquement possibles) si l'on part de valeurs initiales des éléments trop éloignées des vraies valeurs. En outre, la convergence peut ne pas se réaliser ou demander un temps de calcul très long. Par conséquent, il est important de pouvoir disposer d'une estimation suffisamment précise de la valeur d'un certain nombre d'éléments que l'on considèrera comme figés. Ces éléments fixes et bien connus sont, dans notre méthode les éléments parasites représentés sur la figure 16.

Pour accéder à la connaissance des ces éléments, nous utiliserons toute la panoplie des résultats de mesure à l'analyseur de réseaux en fréquence faible (0,5 GHz) puis en fréquence plus élevée. Nous utiliserons également les résultats de mesure en continu.

Rappelons que les éléments parasites sont dus :

- pour les résistances d'accès, aux pertes d'énergie active dans les résistances "mortes" du canal côté source, côté drain, entre les deux canaux ainsi que dans les diverses

résistances de contact, de métallisation et de jonction au niveau des quatre électrodes.

- Pour les selfs inductances, aux fils thermocompressés assurant la liaison avec le circuit microonde associé.

Signalons que nous ne tenterons pas la détermination des capacités parasites (capacités réparties, capacité de plot etc...) en nous contentant d'une estimation de leur valeur qui du reste est faible et n'intervient qu'en très haute fréquence.

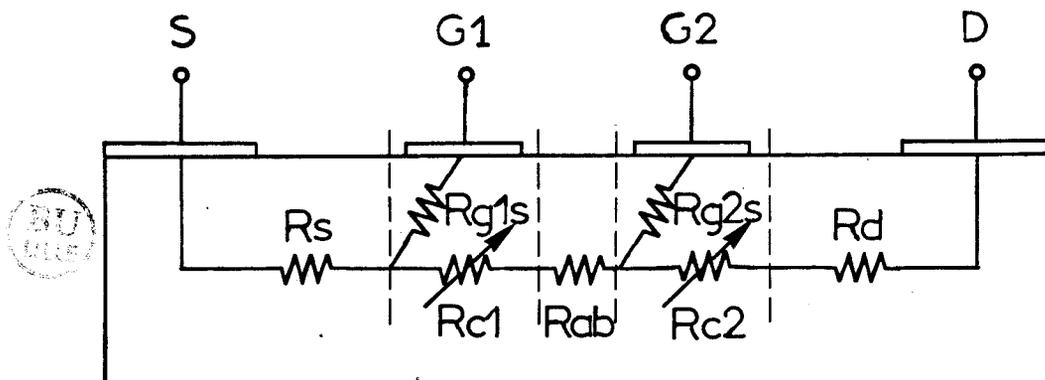


Fig. 29 : Eléments résistifs du TEC bigrille à tension drain-source nulle.

### II.6.1 Résistances d'accès.

La détermination des résistances d'accès s'effectue en continu à tension drain source quasi-nulle. La figure 29 indique l'emplacement des différentes résistances d'accès que nous nous proposons de mesurer. Ce sont :

$R_{s,Rd}$  :

les résistances de contact et de canal respectivement du côté source comme du côté drain.

$R_{c1}$  ( $V_{g1s}$ ),  $R_{c2}$  ( $V_{g2s}$ ) :

les résistances variables du canal sous les grilles.

$R_{ab}$  :

la résistance du canal située entre les deux grilles.

$R_{g1s}$ ,  $R_{g2s}$  :

les résistances d'accès aux contacts Schottky des grilles polarisées en sens passant.<sup>(x)</sup>

Nous avons sept inconnues, il nous faudra donc obtenir au moins sept équations résultant de différentes mesures.

La détermination de ces différentes résistances s'effectue en considérant l'ensemble des résultats des mesures obtenues en continu selon diverses configurations du circuit de mesure :

a) *Mesure de la résistance drain-source lorsque une des grilles est polarisée en direct.*

1er Cas : la première grille est polarisée passante par rapport à la source.

---

(x) Remarque. Les résistances  $R_{g1s}$  et  $R_{g2s}$  sont différentes des résistances  $R_{i_1}$  et  $R_{i_2}$  du schéma de la figure 11 et des résistances de métallisation  $R_{g1}$  et  $R_{g2}$  de la figure 16.

On obtient la résistance apparente :

$$\frac{V_{ds1}}{I_{g1s}} = R_s + R_{g1s} \quad (1)$$

La seconde grille étant reliée au drain.

En inversant les rôles de la source et du drain et en admettant que  $R_{g1s}$  demeure constante :

$$\frac{V_{ds2}}{I_{g1d}} = R_{g1s} + R_{ab} + R_d' + R_{c2}(0) \quad (2)$$

2ème cas : la seconde grille est polarisée passante par rapport au drain, on obtient la résistance apparente.

$$\frac{V_{ds2}}{I_{g2d}} = R_d + R_{g2s} \quad (3)$$

La première grille étant reliée à la source.

En inversant les rôles de la source et du drain et en admettant comme hypothèse que  $R_{g2s}$  demeure constante.

$$\frac{V_{ds2}}{I_{g2s}} = R_{g2s} + R_{ab} + R_s + R_{c1}(0) \quad (4)$$

en faisant l'hypothèse que la jonction est abrupte, à dopage constant les résistances  $R_{c1}(0)$  et  $R_{c2}(0)$  s'expriment alors de la façon suivante :

$$R_{ci}(0) = \frac{R_{oi}}{1 - \sqrt{\frac{V_{bi}}{W_{oi}}}} \quad i = 1,2$$

où  $V_{bi}$ , ( $i = 1,2$ ) sont les hauteurs des barrières de potentiel des contacts Schottky et

$$W_{oi} = V_{bi} + V_{pi}, (i = 1,2)$$

où  $V_{pi}$ , ( $i = 1,2$ ) sont les tensions de pincement des deux canaux

$R_{oi}$ , ( $i = 1,2$ ) correspondent aux résistances du canal, pleinement ouvert, sous les grilles.

b) Mesure de la résistance drain-source lorsque l'une des grilles est polarisée en inverse.

Nous utilisons la méthode proposée en 1973 par Hower et Bechtel [4] pour les TEC simple grille. Ces auteurs ont montré que l'évolution de la résistance drain source en fonction  $\frac{1}{1-\sqrt{\eta}}$  (ou  $\eta = \frac{V_b - V_{gs}}{V_b + V_p}$ ) est linéaire dans le cas d'une jonction abrupte à dopage constant.

Par conséquent la pente de la courbe correspond à l'inverse de la résistance du canal à pleine ouverture, tandis que l'intersection de cette pente avec l'axe des ordonnées fournit la somme des résistances "mortes" en série.

Nous avons adapté cette méthode au cas du transistor bigrille en considérant deux conditions de mesure :

1er Cas : la première grille est polarisée non passante par rapport à la source.

On obtient :

- d'une part, la résistance active du canal à pleine ouverture  $R_{01}$  (6)

- d'autre part, la somme des résistances parasites

$$R_s + R_{ab} + R_{c2(0)} + R_d \quad (5)$$

si la seconde grille est reliée au drain.

2ème Cas : la seconde grille est polarisée non passante par rapport au drain.

On obtient :

- la résistance active du canal à pleine ouverture  $R_{02}$  (8)

- la somme des résistances parasites

$$R_s + R_{c1(0)} + R_{ab} + R_d \quad (7)$$



	$R_s(\Omega)$	$R_d(\Omega)$	$R_{ab}(\Omega)$	$R_{g1s}(\Omega)$	$R_{g2s}(\Omega)$	$R_{c1(0)}(\Omega)$	$R_{c2(0)}(\Omega)$
THOMSON DCM n° 48	10	7,4	0,6	6,4	5,5	5,94	6,2
AVANTEK AT11200	2,55	2,6	3,6	2,16	2,18	2,48	2,52
NEC NE 463.00	3,3	3,2	6,4	4,25	4,49	4,53	5,11

Tableau 5. Valeurs des résistances parasites mesurées en continu.

On obtient ainsi, un ensemble de 8 équations à 7 inconnues que l'on résoud sans difficulté pour obtenir les différentes résistances.

A titre d'exemple, nous donnons, dans le tableau 5, les résultats obtenus pour quelques transistors bigrille.

Afin d'envisager l'influence des effets thermiques et des pièges sur les résultats, ces mesures ont été reprises en alternatif à 100 MHz. En fait, nous n'avons pas noté de différences importantes ce qui montre la validité de la méthode de mesure en continu.

### II.6.2 Inductances.

Les inductances parasites  $L_{g1}$ ,  $L_{g2}$ ,  $L_s$  et  $L_d$  du schéma de la figure 16 étant celles des fils de thermocompression, leurs valeurs peuvent être estimées en mesurant la longueur de ces fils sachant que la valeur théorique est d'environ 1 nH par millimètre de longueur. Plus précisément, il est possible de les mesurer en utilisant la méthode proposée par F. DIAMAND et M. LAVIRON [5] pour un TEC simple grille. Elle consiste à mesurer la matrice d'onde  $[S]$  à tension drain source nulle. Ensuite, on en déduit la matrice  $[Z]$  correspondante par la relation :

$$[Z] = \frac{[I] + [S]}{[I] - [S]} \times Z_c$$

où  $[I]$  est la matrice unitaire et  $Z_c$  l'impédance caractéristique.

Il est alors aisé d'accéder à la connaissance des inductances parasites résultant du montage du TEC bigrille.

Avec, par exemple :

$$L_s \approx \frac{d\text{Im}(Z_{32})}{d\omega} \approx \frac{d\text{Im}(Z_{12})}{d\omega}$$

$$L_{g1} \approx \frac{d\text{Im}(Z_{11})}{d\omega} - L_s$$

$$L_{g2} \approx \frac{d\text{Im}(Z_{33})}{d\omega} - L_s$$

$$L_d \approx \frac{d\text{Im}(Z_{22})}{d\omega} - L_s$$

Lg1(nH)	Lg2(nH)	Ls(nH)	Ld(nH)
0,58	0,2	0,048	0,32

Tableau 6. Valeurs des inductances parasites obtenues à  $V_{ds} = 0V$ .

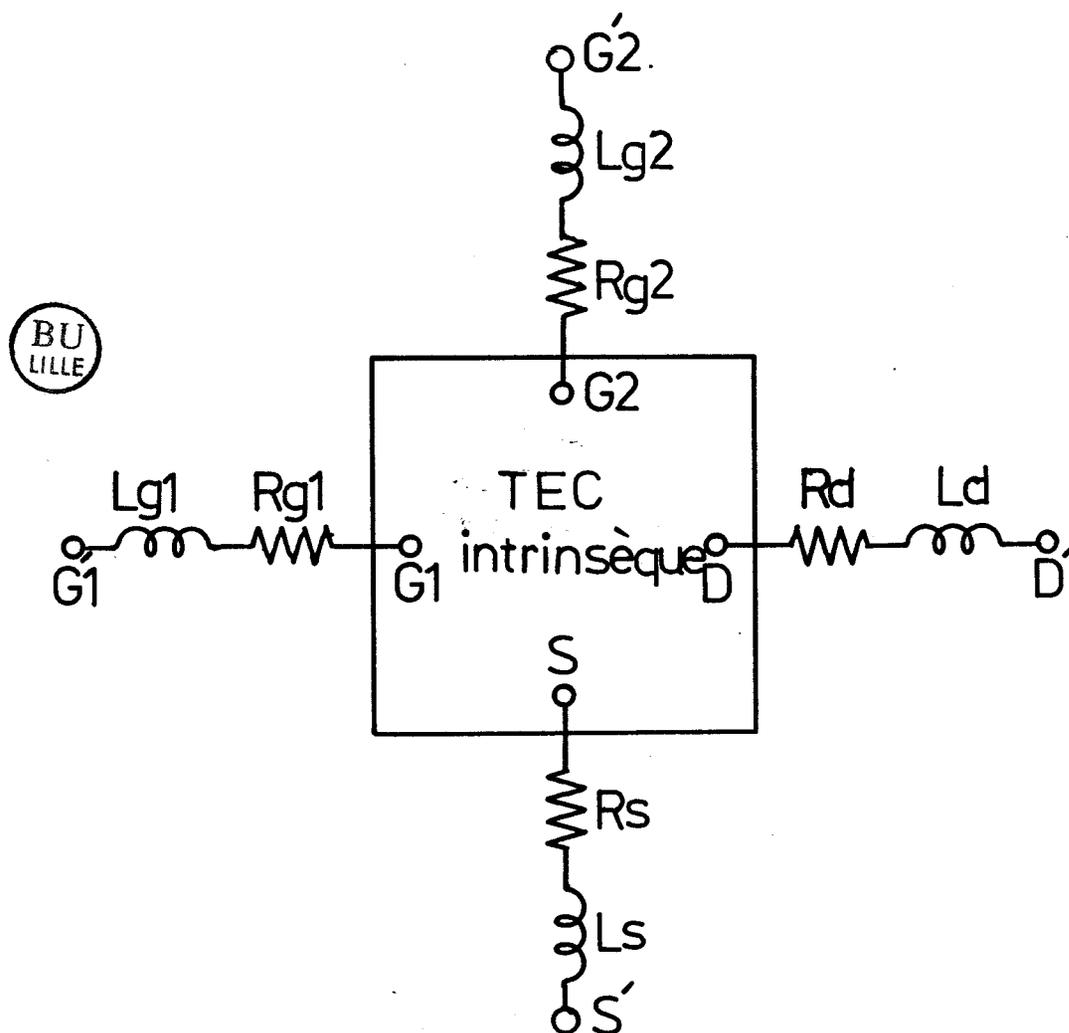


Fig. 30 : Représentation simplifiée des éléments parasites (obtenue à partir de la figure 16 en négligeant les capacités parasites).

La mesure doit être faite à fréquence suffisamment élevée (par exemple dans la gamme 2 - 4 GHz) afin d'obtenir une précision suffisante.

Dans le cas du transistor type AT 11200 nous avons obtenu les valeurs données dans le tableau 6.

## II.7 - DETERMINATION DES ELEMENTS DU SCHEMA INTRINSEQUE

La connaissance des éléments parasites nous permet, à présent, de déterminer les éléments du schéma électrique équivalent intrinsèque soit "global" soit "naturel".

### II.7.1 - Matrice intrinsèque.

A partir de la connaissance de la matrice d'onde  $[S^*]$  du composant extrinsèque et grâce à la mesure des éléments parasites (§. II.6), il est possible de déterminer la matrice d'onde  $[S]$  correspondante au composant intrinsèque.

Tout d'abord, il est commode de transformer les matrices  $[S^*]$  et  $[S]$  en matrices  $[Z^*]$  et  $[Z]$  correspondantes grâce à la relation :

$$[Z] = \frac{[I] + [S]}{[I] - [S]} \times Z_c$$

Ensuite la figure 30 montre que la matrice intrinsèque  $[Z]$  se déduit aisément de la matrice extrinsèque  $[Z^*]$  par la relation suivante :

$$[Z] = [Z^*] - \begin{bmatrix} R_s + R_{g1} + j\omega(L_s + L_{g1}) & R_s + j\omega L_s & R_s + j\omega L_s \\ R_s + j\omega L_s & R_s + R_d + j\omega(L_s + L_d) & R_s + j\omega L_s \\ R_s + j\omega L_s & R_s + j\omega L_s & R_s + R_{g2} + j\omega(L_s + L_{g2}) \end{bmatrix}$$

en négligeant l'influence des capacités parasites (figure 16).

Par conséquent, il est aisé à partir de la mesure

- de la matrice d'onde extrinsèque  $[S^*]$  à laquelle on associe celle d'impédance  $[Z^*]$

- des éléments parasites  $L_s$ ,  $L_{g1}$ ,  $L_{g2}$ ,  $R_s$ ,  $R_{g1}$  et  $R_{g2}$   
de représenter le composant intrinsèque par la matrice impédance  
[Z] que l'on peut transformer en matrice admittance [Y]  
ou en matrice d'onde associée [S] à l'aide des relations.

$$[Y] = \frac{1}{[Z]} ; [S] = \frac{[I] - [Z]/Z_c}{[I] + [Z]/Z_c}$$

Ainsi pour le transistor AT 11200 et le point de polarisation défini  
au §. II.3, nous avons mesuré à la fréquence 4 GHz la matrice d'onde  
extrinsèque suivante :

$$[S^*] = \begin{bmatrix} 0,91 e^{-j54} & 0,023 e^{j81} & 0,057 e^{j50} \\ 4,08 e^{j106} & 0,82 e^{-j34} & 0,79 e^{j139} \\ 1,09 e^{-j160} & 0,21 e^{j59} & 0,97 e^{-j27} \end{bmatrix}$$

A partir de la mesure des éléments parasites (donnés au §. II.6, tableaux 5,6)  
nous en déduisons la matrice d'onde du composant intrinsèque.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0,96 e^{-j52,7} & 0,017 e^{j67,5} & 0,038 e^{j50,2} \\ 4,1 e^{j114} & 0,81 e^{-j33,7} & 0,85 e^{j140,4} \\ 1,06 e^{-j155,8} & 0,19 e^{j61,2} & 0,96 e^{-j27,2} \end{bmatrix}$$

ou encore la matrice admittance intrinsèque

gm1 (ms)	gm2 (ms)	Gd (ms)	Cgs1 (pF)	Cgs2 (pF)	Cgd1 (fF)	Cgd2 (fF)
50	8,72	1,49	0,37	0,152	7,5	91,6

BU  
LILLE

Tableau 7. Valeurs des éléments du schéma électrique global intrinsèque.

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0,44 + j9,32 & 0,009 - j0,19 & -0,05 - j0,5 \\ 50 - j21,3 & 1,5 + j4,66 & 8,72 - j3,09 \\ 2,46 + j6,7 & -0,06 - j2,3 & 0,04 + j3,8 \end{bmatrix} \times 10^{-3}$$

### II.7.2 Elements du schéma global.

Rappelons que, dans le cas du transistor bigrille, la matrice [Y], correspondant au schéma global de la figure 12 peut, en première approximation, se mettre sous la forme :

$$[i] = [Y] [v] \text{ soit :}$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_{gs1} & -j\omega C_{gd1} & -j\omega C_{g1g2} \\ g_{m1} - j\omega C_{m1} & G_d + j\omega C_d & g_{m2} - j\omega C_{m2} \\ j\omega C_{g2g1} & -j\omega C_{gd2} & j\omega C_{gs2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

Par comparaison avec la matrice admittance mesurée du § II.7.1, on en déduit la valeur des éléments du schéma électrique global que nous donnons dans le tableau 7.

Si l'on compare les valeurs intrinsèques ainsi obtenues aux valeurs extrinsèques du tableau 4 (§ II.5), il apparaît que des erreurs importantes peuvent être commises si l'on ne tient pas compte de l'influence des éléments parasites. En fréquence faible (< 4 GHz), on peut utiliser les formules approchées de correction des résistances d'accès qui sont :

gm1 (ms)	gm2 (ms)	Gd (ms)	Cgs1 (pF)	Cgs2 (pF)	Cgd1 (fF)	Cgd2 (fF)
53,7	7,4	1,42	0,42	0,15	6,2	91,6

Tableau 8. - Valeurs des éléments du schéma intrinsèque global obtenues par utilisation des formules de correction (à partir du tableau 4)

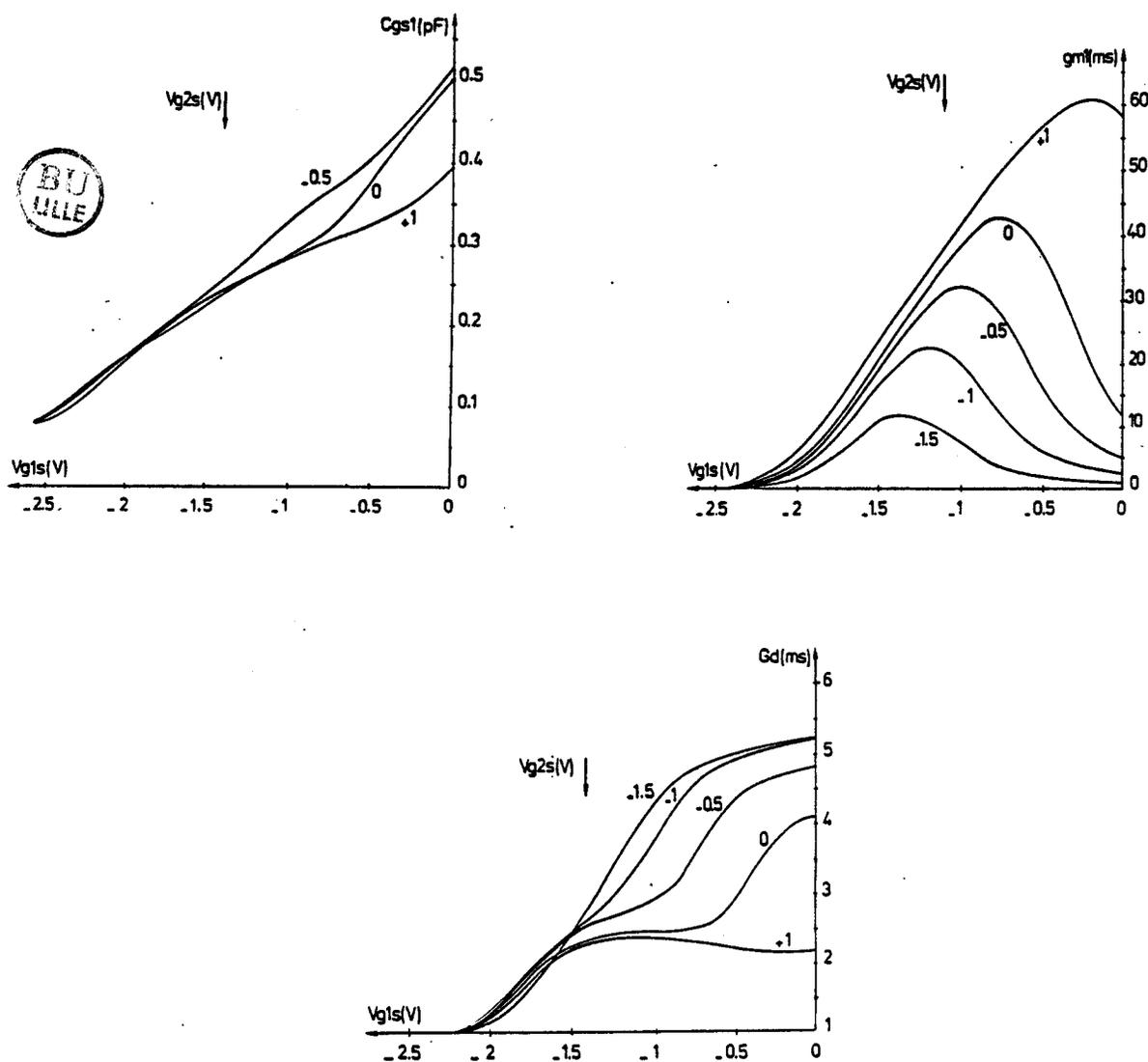


Fig. 31 : Evolutions expérimentales des éléments du schéma électrique "global" extrinsèque en fonction de la tension  $V_{gs1}$  pour différentes tensions  $V_{gs2}$  (Transistor : AVANTEK AT 11200).  $Z = 500 \mu\text{m}$

Nous présentons, dans le tableau 11, les valeurs initiales obtenues par caractérisation préalable et les valeurs finales données par le processus d'optimisation ; l'erreur finale étant inférieure à 11 %.

Nous représentons sur la figure 37 l'évolution des neuf paramètres de la matrice d'onde entre 2 et 16 GHz. Par comparaison avec les paramètres calculés à partir du schéma électrique extrinsèque global, il apparaît un accord relativement satisfaisant (sauf pour le paramètre  $S_{33}$ ).

#### II.7.4 - Eléments du schéma naturel (première méthode).

Le principe de mesure suggéré par Tsironis [6], [7] consiste, comme pour le relevé des caractéristiques statiques (§. II.3), à ouvrir la grille de l'un des deux transistors composite pour mesurer les grandeurs caractéristiques de l'autre transistor (en tenant compte des éléments parasites introduits par le contact Schottky polarisé en direct).

La mesure s'effectue à l'analyseur de réseaux dans la bande de fréquence 0,1 à 1 GHz afin de s'affranchir de l'influence de pièges et des effets thermiques.

Nous présentons dans le tableau 9, les résultats obtenus pour le schéma intrinsèque naturel. Nous y avons fait figurer aussi les valeurs des éléments extrinsèques (incluant donc les éléments parasites). La prise en compte des éléments parasites paraît donc ici encore tout à fait nécessaire.

Par ailleurs, nous présentons sur les figures (38 et 39), quelques courbes d'évolution typique de certains éléments intrinsèques en fonction des tensions de polarisation. On retrouve, comme prévu, un comportement voisin de celui d'un monogridde.

Enfin, nous avons établi, Annexe I, les relations entre les éléments du schéma naturel et du schéma global. Afin de vérifier la dualité entre les deux schémas, nous avons calculé les valeurs des éléments du schéma global à partir de ceux du schéma naturel donnés dans le tableau 9 (dans le cas extrinsèque). La comparaison est effectuée dans le tableau 10. Compte tenu des imprécisions des mesures et de l'accumulation possible des diverses erreurs, il apparaît que les représentations naturelle et globale peuvent être considérées comme duales.

## II.7.5 Nouvelle méthode de détermination des éléments du schéma naturel.

### A) Méthodologie.

La méthode précédemment utilisée s'avère longue et difficile à mettre en oeuvre. En outre, les résultats sont assez imprécis. Signalons qu'une autre méthode de mesure [8] a été présentée récemment par J.R. SCOTT en utilisant le concept de l'association de deux quadripôles correspondant au montage cascade.

Pour notre part, nous proposons une nouvelle méthode de détermination des éléments du schéma électrique naturel équivalent. Elle consiste à comparer la matrice intrinsèque [Y] (mesurée et après déduction des éléments parasites § II.7.1) à celle calculée théoriquement [ $Y_{théo}$ ] à partir du schéma électrique naturel de la figure 11.

Les termes de cette matrice s'écrivent de la façon suivante (en fréquence modérée):

si l'on note

$$\Sigma = gm02 + gd01 + gd02$$

$$\tau g1 = Ri01.cgs01 \quad , \quad \tau g2 = Ri02.cgs02$$

$$Y_{11} = \omega^2 Ri01 cgs01^2 + j\omega \left( cgs01 + cgd01 \left( 1 + \frac{gm01}{\Sigma} \right) \right)$$

$$Y_{12} = -j\omega cgd01 \frac{gd02}{\Sigma}$$

$$Y_{13} = -j\omega cgd01 \frac{gm02}{\Sigma}$$

$$Y_{21} = gm01 \frac{gm02 + gd02}{\Sigma} e^{-j\omega T_1}$$

$$Y_{22} = \frac{gd01.gd02}{\Sigma} + j\omega \left( cgd02 + \frac{gd02}{\Sigma} (cgs02 + cgd01) \right)$$

$$Y_{23} = \frac{gm02.gd01}{\Sigma} e^{-j\omega T_2}$$

$$Y_{31} = j\omega cgs02 \frac{gm01}{\Sigma} e^{-j\omega T_3}$$

$$Y_{32} = -j\omega \left( cgd02 + cgs02 \frac{gd02}{\Sigma} \right)$$

$$Y_{33} = \omega^2 Ri02 cgs02^2 \frac{gd01 + gd02}{\Sigma} + j\omega \left( cgd02 + cgs02 \frac{gd01 + gd02}{\Sigma} \right)$$

$$\text{avec } T_1 = \tau_{i01} + \tau_{g1} + (\tau_{i02} + \tau_{g2}) \frac{gm02}{gm02 + gd02} + \frac{cgd01}{gm01}$$

$$T_2 = \tau_{i02} + \tau_{g2} + \frac{cgs02}{gm02} \frac{gd02}{gd01} + \frac{cgd02}{gm02} \frac{\Sigma}{gd01} - \frac{cgd01}{gd01}$$

$$T_3 = \tau_{i01} + \tau_{g1}$$

Par conséquent, il suffit de former dix équations (à dix inconnues) que l'on résoud pour obtenir la valeur des différents éléments naturels (figure 11).

On trouve qu'ils s'expriment de la façon suivante :

$$gm02 = g23 \times (1 - k)$$

$$gm01 = g21 \times (1 - k^{-1})$$

$$gd02 = g22 \times (1 - k)$$

$$gd01 = g22 \times (1 - k^{-1}) \times (1 + \frac{g23}{g22})$$

$$cgd01 = - \frac{b13}{\omega} \times \frac{\Sigma}{gm02}$$

$$cgs02 = \frac{b31}{\omega} \times \frac{\Sigma}{gm01}$$

$$cgs01 = \frac{b11}{\omega} - cgd01 \times (1 + \frac{gm01}{\Sigma})$$

$$R_{i01} = \frac{g11}{(\omega cgs01)^2}$$

$$cgd02 = \frac{b22}{\omega} - \frac{gd02}{\Sigma} \times (cgs02 + cgd01)$$

$$\text{avec } k = \frac{b32}{b31} \times \frac{g21}{g22} \text{ et } V_{i,j} \quad y_{ij} = g_{ij} + j b_{ij}$$

Ces résultats sont obtenus en omettant, pour simplifier l'exposé, l'influence de la résistance parasite  $R_{ab}$  (mesurée lors de la caractérisation du composant). On peut, à présent, en tenir compte en corrigeant les valeurs de certains éléments des deux TEC séparément par utilisation des formules du (§.II.7.2).

gm01 (ms)	gm02 (ms)	cgs01 (pF)	cgs02 (pF)	gd01 (ms)	gd02 (ms)
55,3	92	0,33	0,58	11,3	15,8

cgd01 (pF)	cgd02 (pF)	Ri01 (Ω)
0,026	0,027	6,1



Tableau 10 bis  
=====

Résultats fournis par la nouvelle méthode de détermination des éléments du schéma intrinsèque naturel.

### B) Exemple d'application.

Rappelons que, dans le cas du transistor AVANTEK AT 11200 (pour le point de polarisation choisi  $I_{ds} = 42$  mA,  $V_{ds} = 4$  V,  $V_{g1s} = -0,6$  V,  $V_{g2s} = +1,15$  V), nous avons mesuré, à la fréquence de 4 GHz, la matrice d'onde  $[S^*]$  suivante :

$$[S^*] = \begin{bmatrix} 0,91 e^{j54} & 0,023 e^{j81} & 0,057 e^{j50} \\ 4,08 e^{j106} & 0,82 e^{-j34} & 0,79 e^{j139} \\ 1,09 e^{-j160} & 0,21 e^{j59} & 0,97 e^{-j27} \end{bmatrix}$$

Après passage à la matrice  $[Z^*]$ , afin de déduire l'influence des éléments parasites (valeurs données au §. II.6.1 et §. II.6.2), puis inversion nous obtenons la matrice  $[Y]$  correspondant au schéma intrinsèque

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0,44+j9,32 & 0,009-j0,19 & -0,05-j0,5 \\ 50-j21,3 & 1,5+j4,66 & 8,72-j3,09 \\ 2,46+j6,7 & -0,06-j2,3 & 0,04+j3,8 \end{bmatrix} \times 10^{-3}$$

Par comparaison des éléments matriciels de cette matrice avec ceux de la matrice  $Y_{théo}$  précédente, on en déduit les éléments du schéma intrinsèque naturel donnés dans le tableau 10 bis. Ces valeurs sont comparables à ceux fournis par la méthode précédente (tableau 9) mais ils sont obtenus de façon plus directe et beaucoup plus rapide.

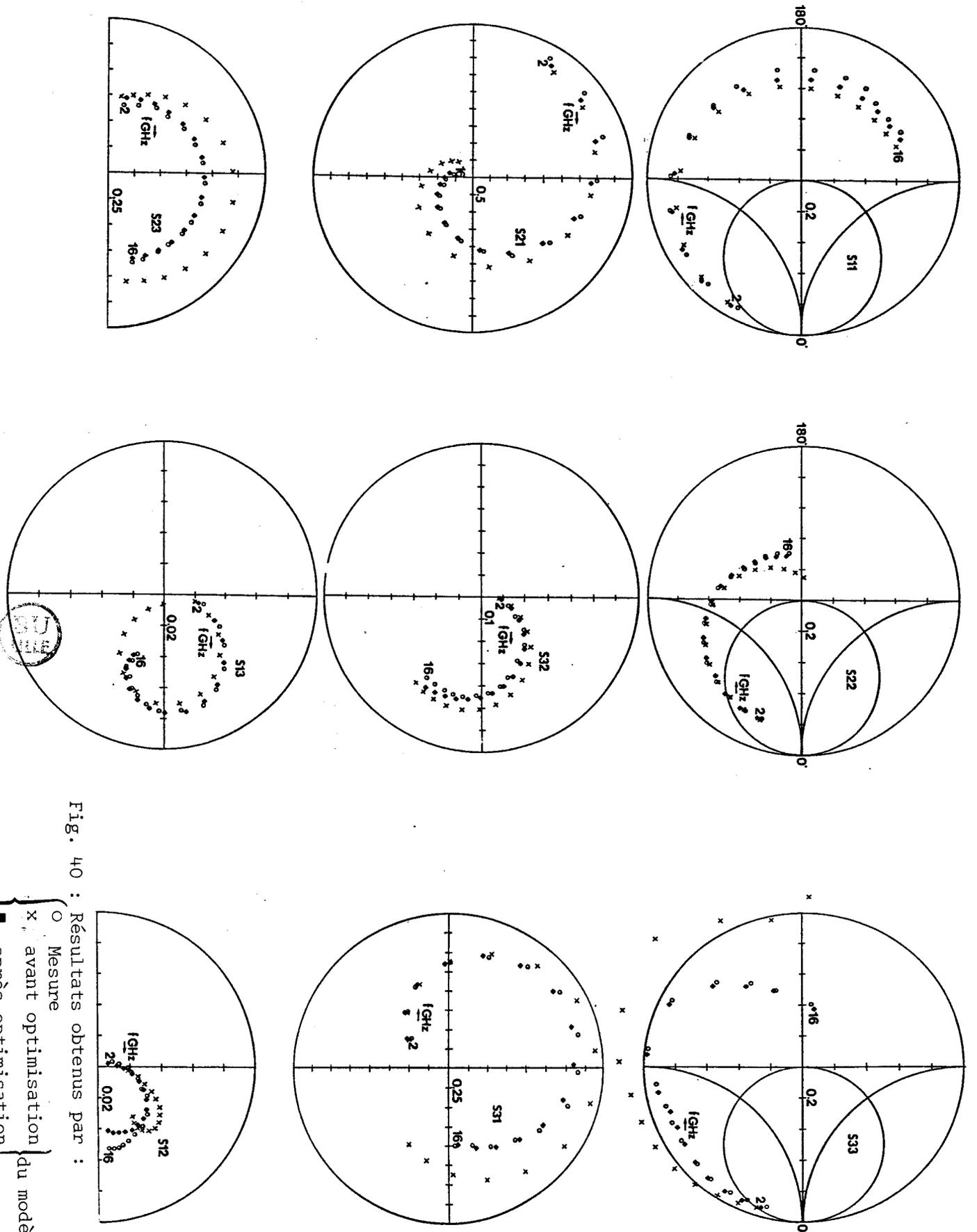
#### II.7.6) - Validation du schéma naturel.

Cette validation a été effectuée entre 2 et 16 GHz en comparant la matrice d'onde mesurée avec celle obtenue en considérant les éléments du schéma donné par notre méthode proposée au § II.7.5.

Elements du schéma équivalent	Valeurs initiales	Valeurs finales
gm01 (ms)	55,3	58,9
gd01 (ms)	11,3	12,3
gm02 (ms)	92	85
gd02 (ms)	15,8	15
cgs01 (pF)	0,33	0,33
cgs02 (pF)	0,58	0,52
cgd01 (pF)	0,026	0,026
cgd02 (pF)	0,027	0,037
cds1 (pF)	0,17	0,11
cds2 (pF)	0,05	0,05
τi01(ps)	9,74	6,34
τi02(ps)	7,72	4,32
Ri01(Ω)	6,1	3,9
Ri02(Ω)	6	8,9
C <sub>1</sub> (pF)	0,01	0,013
C <sub>2</sub> (pF)	0,01	0,052
C <sub>4</sub> (pF)	0,01	0,004

BU  
LLE

Tableau 11.bis



L'erreur relative moyenne  $\epsilon$  trouvée à travers la gamme des  $m$  points en fréquences ( $m = 15$ ) et pour tous les éléments de la matrice reste inférieure à 14% ce qui peut être considéré comme assez satisfaisant. Cette erreur étant définie, au sens des moindres carrés, par :

$$\epsilon^2 = \frac{1}{m n^2} \sum_i^m \sum_{j,k}^n \left| \frac{S_{j,k}(f_i)_{\text{mesuré}} - S_{j,k}(f_i)_{\text{calculé}}}{S_{j,k}(f_i)_{\text{mesuré}}} \right|^2$$

Néanmoins, les valeurs des éléments données par notre méthode peuvent aussi servir de valeurs initiales introduites dans une méthode d'extraction des valeurs exactes des éléments décrite en annexe III. C'est ce que nous avons fait et, dans ces conditions nous avons pu ramener l'erreur à une valeur de 8 %, les valeurs finales ont été portés dans le tableau 11 bis.

Nous avons représenté sur la figure 40 l'évolution fréquentielle des neuf paramètres de la matrice d'onde mesurés directement et ceux obtenus à partir du schéma électrique naturel. On constate un accord satisfaisant qui montre la validité de la représentation naturelle.

## II.8 - CONCLUSION

Nous avons conçu et mis au point une monture de test permettant la caractérisation précise des transistors bigrilles jusqu'à des fréquences aussi élevées que 18 GHz. Pour cette caractérisation nous avons proposé deux schémas électriques équivalents au TEC bigrille en configuration hexapôle.

- Le premier, correspond à la représentation classiquement utilisée pour le bigrille et dénommée "naturelle", pour laquelle nous présentons une méthode originale permettant d'accéder plus facilement à la détermination des éléments de cette représentation que nous validons entre 2 et 16 GHz.

- Le **second**, dénommé "global", qui présente l'avantage d'être plus simple que le précédent. En outre, il est aussi plus exacte car tous ses éléments sont directement mesurables donc, par conséquent, connus plus précisément.

Cette seconde représentation a été également validée entre 2 et 16 GHz. Elle est, à notre connaissance, tout à fait originale. Elle permet de faciliter la conception et l'optimisation des circuits microondes associés dans la réalisation de systèmes tels qu'amplificateurs, mélangeur, détecteur synchrone etc... Signalons que la représentation globale, valable en régime de fonctionnement linéaire, l'est aussi en bruit et qu'elle est utilisable également en régime de fonctionnement faiblement non linéaire que fait l'objet du chapitre suivant.

## BIBLIOGRAPHIE DE LA DEUXIÈME PARTIE

---

---

- [1] K.C. GUPTA, R. GARG, I.J. BAHL  
*"Microstrip lines and slotlines"*  
Artech House, 1979, Chap. 7, p. 297.
- [2] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
*"DC characteristics aid Dual-Gate FET analysis"*  
Microwaves, pp. 71-73, July 1981
- [3] K.C. GUPTA, R. GARG, R. CHADHA  
*"Computer-aided design of microwave circuits"*  
Artech House, 1981, Chap. 10, pp. 313-317
- [4] P. HOWER, G. BECHTEL  
*"Current saturation and small Signal characteristics of GaAs Field-Effect Transistors"*  
IEEE Trans. on Electron Devices, March 1973.
- [5] F. DIAMANT, M. LAVIRON  
*Journées nationales microondes, Toulouse, 1982*
- [6] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
*"Equivalent Circuit of GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
Electronics Letters, Vol. 17, n° 13, pp. 477-478
- [7] C. TSIRONIS, R. MEIERER  
*"Microwave Wide-Band Model of GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 30, n°3, pp. 243-251, March 1982
- [8] J.R. SCOTT, R.A. MINASIAN  
*"A simplified Microwave Model of the GaAs Dual-Gate MESFET"*  
IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 32, n°3, pp. 243-248, March 1984
- [9] T. FURUTSUKA, M. OGAWA, N. KAWAMURA  
*"GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 25, n°6, pp. 580-586, June 1978

CHAPITRE III

ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE EN REGIME FAIBLEMENT NON LINEAIRE

## INTRODUCTION.

Les chaînes de réception de télécommunication reçoivent fréquemment à leur entrée des signaux composites, ne serait-ce que dans le cas classique des transmissions en modulation d'amplitude. Pour éviter la déformation du signal transmis, il importe donc de limiter au maximum les phénomènes de transmodulation et d'intermodulation provoqués par l'existence des non linéarités liées à l'utilisation de composants actifs.

En ce qui concerne l'étage d'entrée des chaînes de réception auxquelles nous nous intéresserons, il s'agit de non linéarités faibles. Ces étages étant souvent réalisés à partir de transistors à effet de champ du type monogrille. Ce type de composant a déjà fait l'objet de nombreuses études en régime non linéaire. Il n'en est pas de même pour les nouveaux composants TEC bigrilles, en particulier ceux à grilles de longueurs submicroniques, dont l'emploi devient de plus en plus fréquent. Il nous a donc semblé intéressant d'effectuer une étude aussi complète que possible du régime non linéaire à la fois théorique et expérimentale.

Deux parties composent ce chapitre :

- dans la première partie, nous présentons l'étude théorique en régime faiblement non linéaire en proposant une modélisation originale des non-linéarités. Ensuite, nous donnons le principe de calcul de l'intermodulation. Enfin, nous validerons notre modèle en donnant un résultat significatif de notre étude théorique.
- la deuxième partie est consacrée à la mesure de la distorsion non linéaire MA/MA. Après avoir présenté le dispositif expérimental de mesure, nous montrons l'influence des conditions de fonctionnement du composant.

Nous envisagerons ensuite l'influence de la structure semi-conductrice, en particulier, de longueur de grille. Une étude similaire effectuée sur des composants de structure semi-conductrice analogue mais du type monogrille nous permettra une comparaison entre les propriétés présentées par les deux types de composants.

Enfin, toute l'étude précédente ayant été effectuée dans les conditions d'adaptation entrée-sortie (gain maximum), nous poursuivons l'étude du composant bigrille en envisageant l'influence des divers circuits micro-ondes associés en particulier dans le cas d'une désadaptation à l'entrée ou à la sortie.

Enfin, nous effectuerons une comparaison avec les résultats fournis par l'étude théorique utilisant le modèle présenté dans la première partie

## PARTIE I : MODÉLISATION EN RÉGIME FAIBLEMENT NON LINÉAIRE

### III.1.1. CARACTERISATION DES NON LINEARITES

Les non linéarités font apparaître des distorsions correspondant à l'introduction de composantes fréquentielles nouvelles s'ajoutant au signal initial à transmettre. Ainsi, considérons une fonction de transfert non linéaire, correspondant à une conversion MA/MA<sup>(★)</sup> à gain linéaire G de la forme :

$$H(f) = \frac{v_s}{v_e} = (1 + k_2 v_e + k_3 v_e^2) G \quad (1)$$

même dans le cas d'une excitation  $v_e$  purement sinusoïdale  $v_e = E \cos \omega t$ , le signal de sortie  $v_s$  ne l'est plus et s'écrit :

$$v_s = G \left\{ \begin{aligned} &\frac{k_2}{2} E^2 + \left( E + \frac{3}{4} k_3 E^3 \right) \cos \omega t + \frac{k_2}{2} E^2 \cos 2 \omega t \\ &+ \frac{k_3}{4} E^3 \cos 3 \omega t \end{aligned} \right\}$$

Nous nous intéresserons aux phénomènes d'intermodulation qui apparaissent lorsque l'entrée comporte deux signaux de fréquences voisines. En considérant le cas, correspondant à nos mesures, où leurs amplitudes sont égales, soit :

$$v_e = E ( \cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t )$$

On obtient en sortie :

$$v_s = G \left\{ \begin{aligned} &E \left( 1 + \frac{9}{4} k_3 E^2 \right) \sum_{i=1}^2 \cos \omega_i t + k_2 E^2 \\ &+ \frac{k_2}{2} E^2 \sum_{i=1}^2 \cos 2 \omega_i t + k_2 E^2 \sum \cos (\omega_2 \pm \omega_1) t \end{aligned} \right. \quad (2)$$

---

(★) MA/MA : signifie la conversion de modulation d'amplitude en entrée en modulation d'amplitude en sortie.

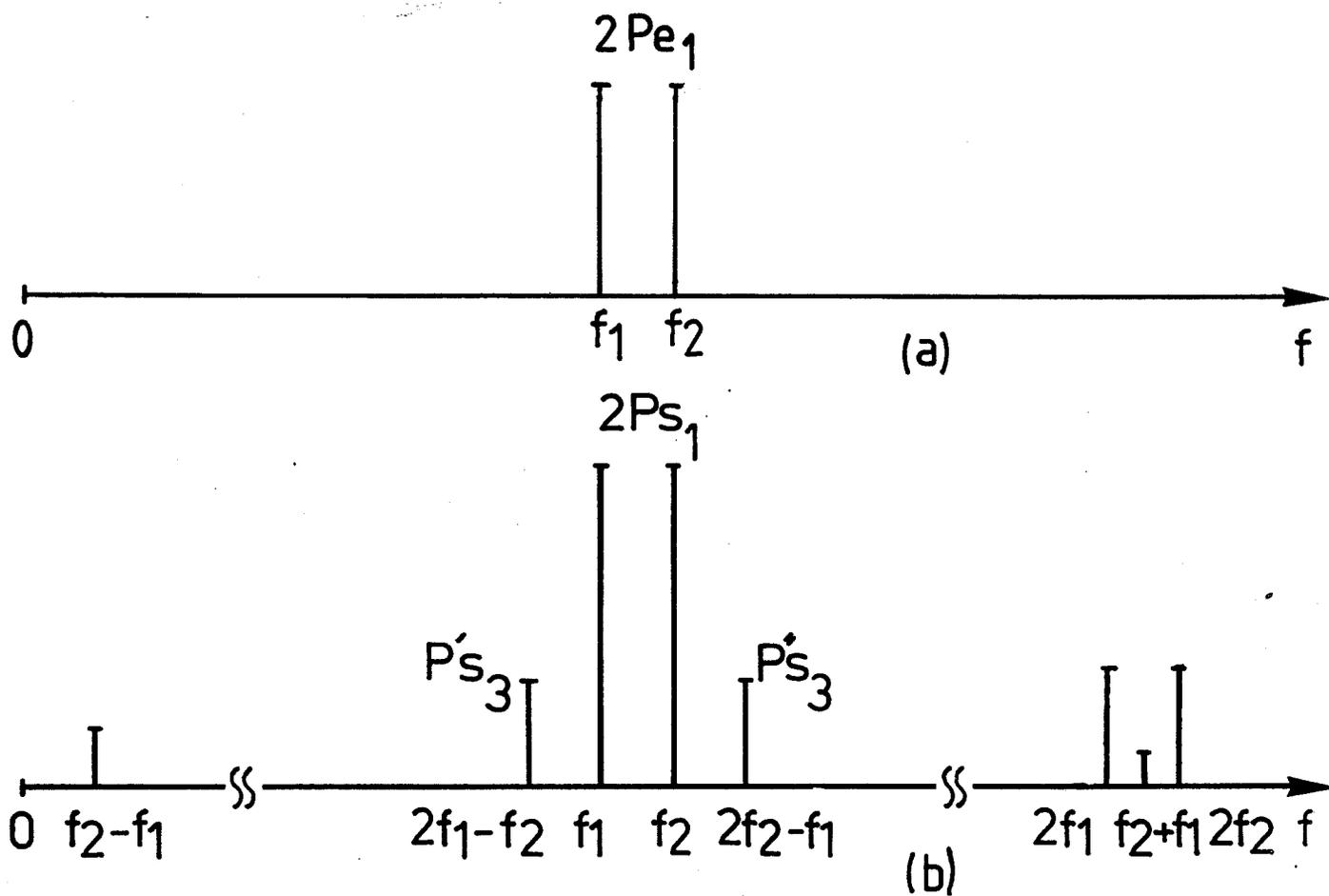


Fig. 46 : Spectre de fréquence  
 a) en absence de l'amplificateur  
 b) en présence de l'amplificateur

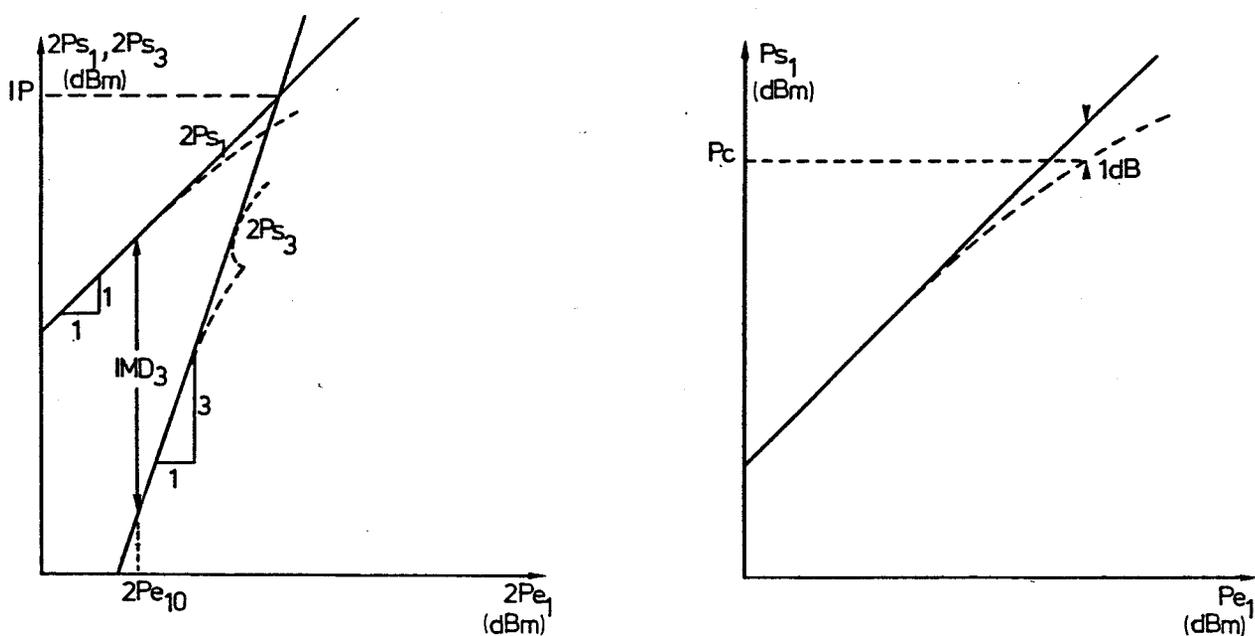


Fig. 47 : Caractéristiques  $P_s = f(P_e)$  d'un amplificateur  
 a) cas où deux signaux sont présents à l'entrée de l'amplificateur  
 b) Cas d'un seul signal

$$+ \left. \frac{k_3}{4} E^3 \sum_{i=1}^2 \cos 3 \omega_i t + \frac{3}{4} k_3 E^3 \sum \cos (2 \omega_1 \pm \omega_2) t + \cos (2 \omega_2 \pm \omega_1) t + \dots \right\}$$

En particulier, on remarque les composantes fréquences supplémentaires :

- à  $(\omega_2 \pm \omega_1)$  évoluant en  $E^2$  appelés produits d'intermodulation d'ordre 2
- à  $(2 \omega_1 \pm \omega_2)$  et  $(2 \omega_2 \pm \omega_1)$  évoluant en  $E^3$  appelés produits d'intermodulation d'ordre 3.

Comme habituellement, les composantes fréquentielles  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont proches ; il en résulte que :

- les produits d'intermodulation d'ordre 2 sont soit de fréquence double de la fondamentale, soit de fréquence très faible. Par conséquent, ils sont généralement peu gênants et sont filtrés facilement.
- Les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont de fréquence voisine de la fondamentale. Par conséquent, ils sont particulièrement gênants puisqu'ils sont situés dans la bande passante de l'amplificateur nécessaire pour transmettre tout le spectre du signal. Il en résulte que ces composantes parasites ne peuvent être filtrées [1],[2],[3],[4].

Nous nous intéresserons donc uniquement à l'intermodulation d'ordre 3 dans les amplificateurs à transistors bigrilles par conversion MA/MA.

En considérant les puissances mises en jeu à l'entrée et à la sortie, (figure 46) , l'expression précédente (2) laisse prévoir une évolution de la puissance de sortie correspondant.

- aux composantes fondamentales  $2 P_{S_1}$  proportionnelle à la puissance d'entrée  $2 P_{e_1}$  .
- aux produits d'intermodulation  $2 P_{S_3} = P'_{S_3} + P''_{S_3}$  proportionnelle au cube de la puissance d'entrée.

Par conséquent, la représentation de  $2 P_{S_1}$  et  $2 P_{S_3}$  fonction de  $2 P_{e_1}$  peut prendre l'allure de la figure 47(a) dans une représentation Log-Log.

Sur cette figure, on peut définir les caractéristiques d'intermodulation suivantes dans le cas d'un système strictement du 3ème ordre.

i - le point d'interception IP indépendant de la puissance d'entrée s'exprimant par :

$$IP \text{ (dBm)} = \frac{3}{2} (2Ps_1) - \frac{1}{2} (2Ps_3)$$

ii - l'intermodulation  $IMD_3$  (dBc) =  $\frac{2 Ps_1}{2 Ps_3}$  à puissance d'entrée  $2Pe_{10}$

donnée. Si l'on modifie la puissance d'entrée de référence  $2 Pe_{10}$ , on a la relation suivante :

$$IMD_3 (2Pe''_{10}) = IMD_3 (2Pe'_{10}) - 2 (2 Pe''_{10} - 2 Pe'_{10}) \text{ en dBc.}$$

En fonction du gain linéaire G de l'amplificateur, il apparaît, d'après l'expression (2), que l' $IMD_3$  n'est pas modifiée mais que le IP varie. En définitive, on établit aisément la relation suivante entre les deux caractéristiques de non linéarité et le gain :

$$IP'' = IP' + (G'' - G') + \frac{1}{3} (IMD''_3 - IMD'_3)$$

En conclusion, il apparaît clairement que l' $IMD_3$  est une grandeur caractéristique des non linéarités (coefficient  $k_3$  de l'expression (1)) indépendante du gain réalisé. Inversement, l'IP dépend à la fois des non linéarités et du gain. Il s'agit donc bien de deux caractéristiques différentes mais d'utilisation complémentaire. Ainsi, pour un amplificateur de puissance pour lequel on recherche une puissance de sortie maximale, le point d'interception est une grandeur parfaitement significative. Inversement, pour un amplificateur de faible niveau recevant une puissance d'entrée donnée, l'intermodulation paraît une grandeur plus intéressante puisqu'elle caractérise l'ampleur de la distorsion apportée au signal. Enfin, nous définissons, annexe IV, un facteur de mérite pour la linéarité :

$$M_{NL} = IP^2 \left(1 - \frac{1}{G^2}\right)$$

REMARQUE : En pratique, les systèmes étudiés font apparaître une légère influence des produits d'intermodulation du second ordre qui se manifeste par une croissance de  $2Ps_3$  non linéaire (courbe en pointillé ; figure 47.a). Par conséquent, si l'intermodulation globale peut être mesurée précisément, l'extrapolation donnant le point d'interception peut fournir une valeur de IP entachée d'erreur. Dans ces conditions,

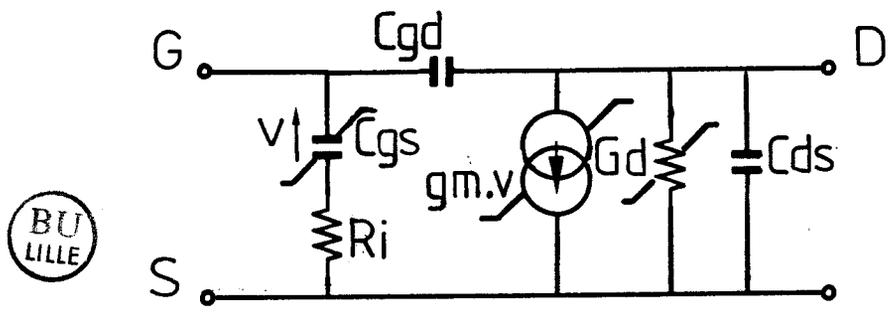


Fig. 48 : Schéma intrinsèque "global" non linéaire

l' $IMD_3$  est peut être une caractéristique plus intéressante dans le cas d'amplificateurs fonctionnant en faible niveau. Par contre, dans le cas d'amplificateurs de puissance, le point d'interception où la puissance de compression, définie (figure 47.b) , peuvent s'avérer plus utiles. En pratique, on observe très souvent la relation approchée :

$$P_c \text{ (dBm)} \approx IP \text{ (dBm)} - 10 \text{ dBm}$$

### III.1.2. MODELISATION

L'origine des non linéarités dans un TEC bigrille est la même que dans un TEC monogrille. Il s'agit essentiellement de la variation non linéaire :

- de la transconductance ( $g_m$ ) en fonction de la tension grille source
- du courant de drain en fonction de la tension de drain ( $G_d$ )
- de la charge emmagasinée sous la grille en fonction de la tension grille source ( $C_{gs}$ ) et en fonction de la tension grille drain ( $C_{gd}$ )

Le TEC bigrille pouvant être considéré comme l'association en montage cascade de deux TEC monogrille, l'étude en régime non linéaire, utilisant le schéma électrique naturel équivalent, en est très complexe.

Dans ces conditions, nous proposons l'utilisation, en régime non linéaire, du schéma électrique global beaucoup plus simple que le précédent. En effet, ce schéma global ayant été validé en régime linéaire entre 2 et 18 GHz et, par ailleurs, les non linéarités ne dépendant que des tensions et pas directement de la fréquence, il devrait être possible de l'utiliser en régime non linéaire. Outre sa simplicité, le schéma global présente l'avantage que l'on peut accéder directement, par la mesure à l'analyseur de réseaux, non seulement aux valeurs linéaires mais aussi aux coefficients de non linéarités. Il en résulte donc, à la fois, une étude plus simple et des résultats plus précis. A notre connaissance, une telle modélisation est tout à fait originale. Son seul inconvénient est de ne pas permettre de préciser l'origine physique des non linéarités globalement observées car celles-ci résultent en fait de la combinaison des diverses non linéarités internes.

Le schéma électrique global équivalent utilisé est représenté sur la figure 48 . On remarque que la non linéarité de  $C_{gd}$  est négligée ; en effet, dans le cas d'un TEC bigrille, le  $C_{gd}$  est de valeur très faible. Trois

non linéarités sont donc considérées et s'expriment sous la forme d'un développement polynomial. On pose que :

$$ids(t) = \int_0^{vgs(t)} g_m [vg(t)] \cdot dvg$$

avec un développement de  $g_m$  dont les coefficients indépendants de  $V_g$  s'expriment par :

$$g_{m_{k+1}} = \frac{1}{k!} \cdot \frac{\partial^k g_m}{\partial vgs^k} \Bigg|_{vds = c^{te}} \quad k \geq 0$$

On obtient :

$$ids(t) = g_{m_1} \cdot vgs + \frac{1}{2} \cdot g_{m_2} \cdot vgs^2 + \frac{1}{3} \cdot g_{m_3} \cdot vgs^3 + \frac{1}{4} \cdot g_{m_4} \cdot vgs^4 + \dots$$

de même, posons que :

$$ids(t) = \int_0^{vds(t)} G_d(vd) \cdot dvd$$



avec un développement polynomial de  $G_d$  dont les termes s'expriment par :

$$G_{d_{k+1}} = \frac{1}{k!} \cdot \frac{\partial^k G_d}{\partial vds^k} \Bigg|_{vgs = c^{te}} \quad k \geq 0$$

On obtient :

$$ids(t) = G_{d_1} \cdot vds + \frac{1}{2} \cdot G_{d_2} \cdot vds^2 + \frac{1}{3} \cdot G_{d_3} \cdot vds^3 + \frac{1}{4} \cdot G_{d_4} \cdot vds^4 + \dots$$

enfin,

$$igs(t) = \frac{d}{dt} \left\{ \int_0^{vgs(t)} C_{gs}(vg) \cdot dvg \right\}$$

avec un développement polynomial de  $C_{gs}$  dont les termes s'écrivent :

$$C_{gs_{k+1}} = \frac{1}{k!} \cdot \frac{\partial^k C_{gs}}{\partial vgs^k} \Bigg|_{vgd = c^{te}} \quad k \geq 0$$

$$g_{10} = g_m$$

$$g_{01} = G_d$$

$$g_{20} = \frac{1}{2} \frac{\partial g_m}{\partial V_{gs}}$$

$$g_{11} = \frac{\partial g_m}{\partial V_{ds}} + \frac{\partial G_d}{\partial V_{gs}}$$

$$g_{02} = \frac{1}{2} \frac{\partial G_d}{\partial V_{ds}}$$

$$g_{30} = \frac{1}{6} \frac{\partial^2 g_m}{\partial V_{gs}^2}$$

$$g_{21} = \frac{1}{2} \left( 2 \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left\{ \frac{\partial G_d}{\partial V_{gs}} \right\} + \frac{\partial}{\partial V_{gs}} \left\{ \frac{\partial g_m}{\partial V_{ds}} \right\} \right)$$

$$g_{12} = \frac{1}{2} \left( 2 \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left\{ \frac{\partial g_m}{\partial V_{ds}} \right\} + \frac{\partial}{\partial V_{ds}} \left\{ \frac{\partial G_d}{\partial V_{gs}} \right\} \right)$$

$$g_{03} = \frac{1}{6} \frac{\partial^2 G_d}{\partial V_{ds}^2}$$

$$C_{10} = C_{gs}$$

$$C_{20} = \frac{1}{2} \frac{\partial C_{gs}}{\partial V_{gs}}$$

$$C_{30} = \frac{1}{6} \frac{\partial^2 C_{gs}}{\partial V_{gs}^2}$$



Tableau 12 : Coefficients caractéristiques des non linéarités

On obtient :

$$i_{gs}(t) = \frac{d}{dt} \left\{ C_{gs_1} v_{gs} + \frac{1}{2} \cdot C_{gs_2} v_{gs}^2 + \frac{1}{3} \cdot C_{gs_3} v_{gs}^3 + \frac{1}{4} \cdot C_{gs_4} v_{gs}^4 + \dots \right\}$$

$$= \left\{ C_{gs_1} + C_{gs_2} v_{gs} + C_{gs_3} v_{gs}^2 + C_{gs_4} v_{gs}^3 + \dots \right\} \cdot \frac{d v_{gs}}{dt}$$

Ces développements supposent la dépendance des grandeurs  $g_m$ ,  $G_d$  et  $C_{gs}$  en fonction d'une seule grandeur soit  $v_{gs}$  ou soit  $v_{ds}$ . En réalité, ils dépendent à la fois de  $v_{gs}$  et de  $v_{ds}$ . S'agissant donc de fonctions de deux variables, nous devons introduire en particulier des termes "croisés" dont l'influence n'est nullement négligeable comme l'a montré YAQUINE [ 3 ]. Les courants drain  $i_{ds}$  et grille  $i_{gs}$  peuvent s'exprimer sous la forme d'une somme de sources de courant non linéaire ajoutée à une source de courant linéaire :

$$i_{ds}(t) = G_d \cdot v_{ds} + \sum_k \sum_l \frac{1}{k! l!} \cdot \left( \frac{\partial^{k+l} I_{ds}}{\partial v_{gs}^k \partial v_{ds}^l} \right) \cdot v_{gs}^k \cdot v_{ds}^l$$

en excluant les couples  $k, l = 0, 1$  et  $1, 0$  ( $k \geq 0, l \geq 0$ )

$$i_{gs}(t) = C_{gs} \cdot \frac{d v_{gs}}{dt} + \frac{d}{dt} \sum_{k=2} \frac{1}{k!} \cdot \left( \frac{\partial^k Q_g}{\partial v_{gs}^k} \right) \cdot v_{gs}^k$$

$Q_g$  étant la quantité de charge stockée sous la grille.

Les sources non linéaires peuvent s'exprimer également en fonction des dérivées  $n$ -ième des sources linéaires comme l'indique le tableau 12 où nous avons fait figurer les premiers coefficients du développement polynomial auquel nous nous intéresserons.

En pratique, on effectuera la mesure de l'évolution de la capacité  $C_{gs}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  dans la région d'utilisation des caractéristiques. De même, on mesure l'évolution de la conductance de sortie  $G_d$  et de la transconductance  $g_m$  en fonction de la tension  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Ensuite, on approxime ces évolutions en définissant la courbe polynomiale la plus proche au sens des moindres carrés (approximation polynomiale). Enfin, il suffit de dériver cette expression polynomiale pour obtenir les différents coefficients du tableau 12. Les mesures sont faites à l'analyseur de réseaux et un polynôme d'ordre 5 se révèle en général suffisant.

		Résultats Théoriques	Résultats expérimentaux
F = 10 GHz	MAG (dB)	17,9	18,8
	IP (dBm)	20,6	21,3
F = 12 GHz	MAG (dB)	16	15,6
	IP (dBm)	19,6	20

TABLEAU 13 : Comparaison des résultats expérimentaux et théoriques.

Transistor AVANTEK AT 11200

(Vg1s = - 0,9 V, Vg2s = 0V, Vds = 4 V)



Eléments non linéaires	Cgs1,gm1,Gd	Cgs1	gm1	Gd
IP (dBm)	16	31,8	23	14,5

TABLEAU 14 : Contribution des différentes non linéarités

Transistor AVANTEK AT 11200

(Vg1s = - 0,9 V, Vg2s = 0V, Vds = 4 V, F= 12 GHz)

### III.1.3. CALCUL DE L'INTERMODULATION

Le programme de calcul de l'intermodulation d'ordre 3 utilisé a été celui mis au point au laboratoire par MM. PERICHON et YAQUINE pour le transistor monogrille. On utilise la représentation en série de Volterra parfaitement adaptée au traitement des faibles non linéarités. Nous nous sommes limités à un développement jusqu'à l'ordre 3. Le programme utilisé est décrit par ailleurs [3] et on trouvera le principe du calcul dans la bibliographie [5], [6], [7].

### III.1.4. VALIDATION ET PREMIER RESULTAT DU MODELE THEORIQUE

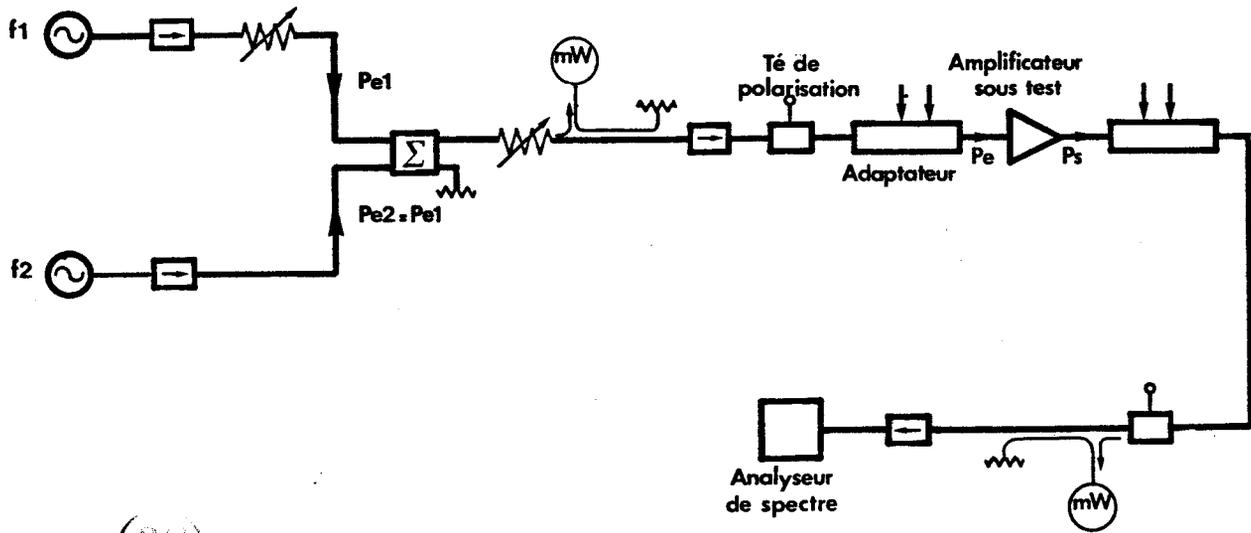
Nous effectuerons dans le tableau 13, la comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux obtenus pour le transistor AVANTEK'AT 11200 aux fréquences 10 et 12 GHz (★).

On peut constater un accord assez satisfaisant entre les résultats théoriques et expérimentaux. Nous pouvons donc considérer la représentation globale proposée comme étant valable en régime non linéaire. Ce résultat montre aussi qu'il suffit de se limiter aux trois premiers termes du développement de la série de Volterra.

Par ailleurs, notre modèle théorique nous a permis de déterminer quel était l'élément non linéaire le plus important. Pour cela, nous avons supposé l'existence d'une seule non linéarité à la fois et nous avons repris le calcul du point d'interception. Les résultats donnés dans le tableau [14] montrent que dans le cas du composant étudié (AVANTEK AT 11200), l'élément non linéaire le plus important est la conductance de sortie Gd.

---

(★) Une comparaison dans une plus large bande de fréquences n'a pu être faite, car le transistor est souvent potentiellement instable.



BU  
LILLE

Fig. 49 : Dispositif de mesure

## PARTIE II : RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX DES NON LINÉARITÉS

### III.2.1. MESURE DE L'INTERMODULATION

#### A) Dispositif expérimental

Les caractéristiques non linéaires d'un amplificateur sont mesurées de façon classique au moyen du dispositif présenté (figure 49). Deux signaux de même niveau de puissance sont injectés à l'entrée de l'amplificateur à tester. La fréquence moyenne se situe en bande X et les deux signaux présentant un écart en fréquence de 5 à 10 MHz. Le spectre de fréquences du signal d'entrée est représenté sur la figure 46.a.

En sortie de l'amplificateur, les non-linéarités font apparaître sur l'écran de l'analyseur de spectre la présence de composantes fréquentielles (Figure 46.b).

#### B) Méthode de mesure

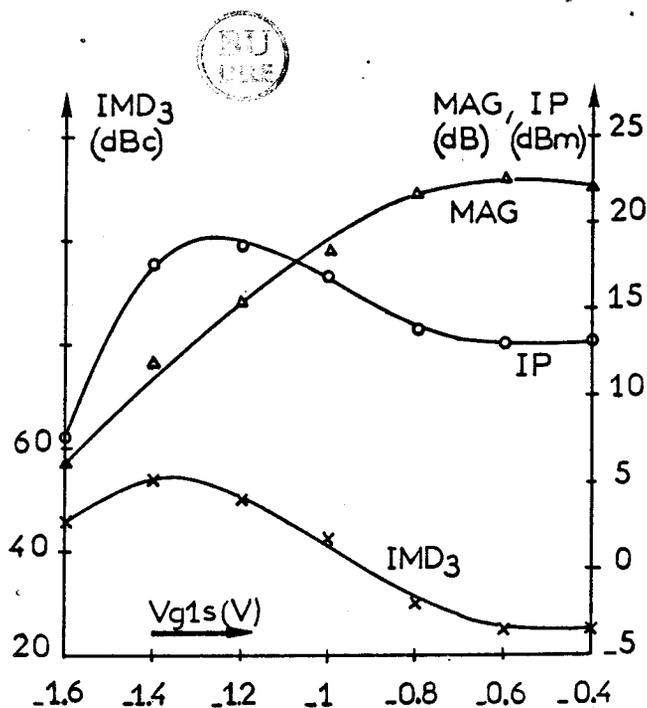
Si l'on trace les droites d'évolution :

- d'une part, des composantes fondamentales de sortie de puissance  $2 P_{s1}$ .
- d'autre part, des produits d'intermodulation de puissance  $2 P_{s3} = P's_3 + P''s_3$  en fonction de la puissance totale  $P_e = 2 P_{e1}$  (Fig. 47 - Chap. III). On peut définir les caractéristiques non linéaires suivantes.

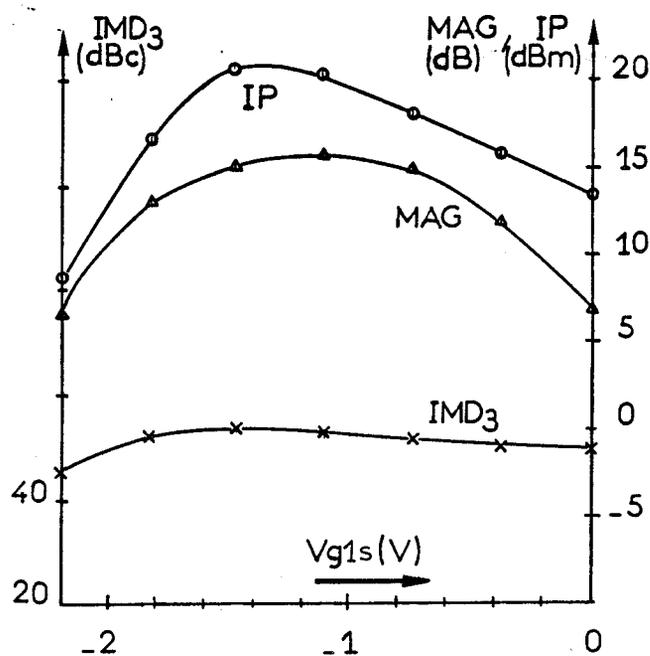
- le point d'interception IP, correspondant au point de rencontre des deux droites.
- la puissance de compression  $P_c$ , lorsque le gain décroît de 1 dB.
- l'intermodulation  $IMD_3$  comme le rapport  $\frac{2 P_{s1}}{2 P_{s3}}$  qui est défini pour une puissance d'entrée donnée.

	bigrille			monogrille	
Marque	THOMSON DCM	AVANTEK	NEC	NEC	NEC
n°	48 50	AT11200	NE 463,00	NE 244,00	NE 388,00
longueur de grille ( $\mu\text{m}$ )	0,65	0,6	1	1	0,5

Tableau 15 : Composants testés

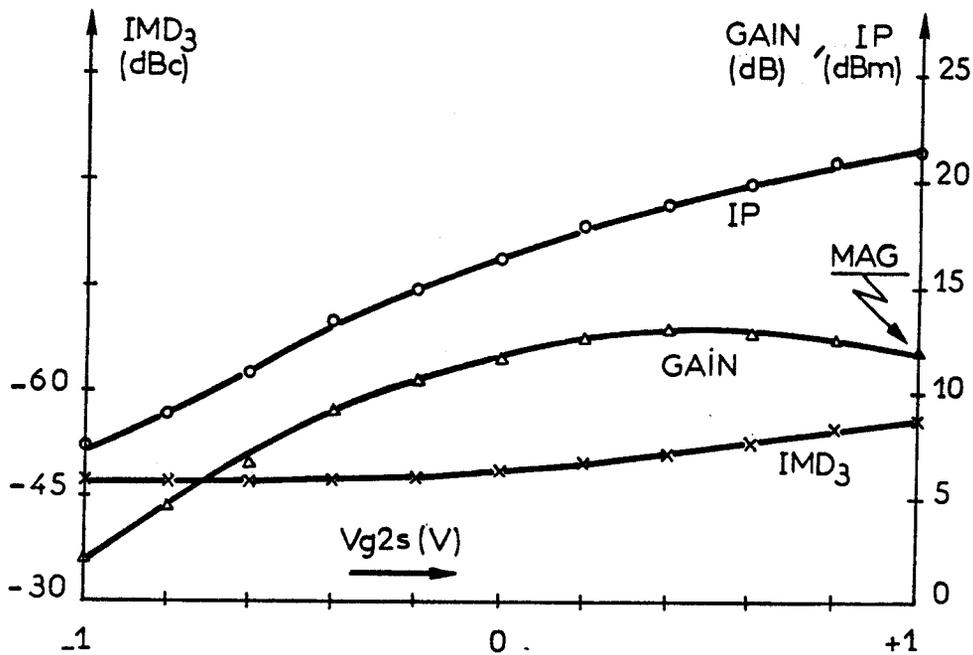


a) Transistor AVANTEK AT 11200

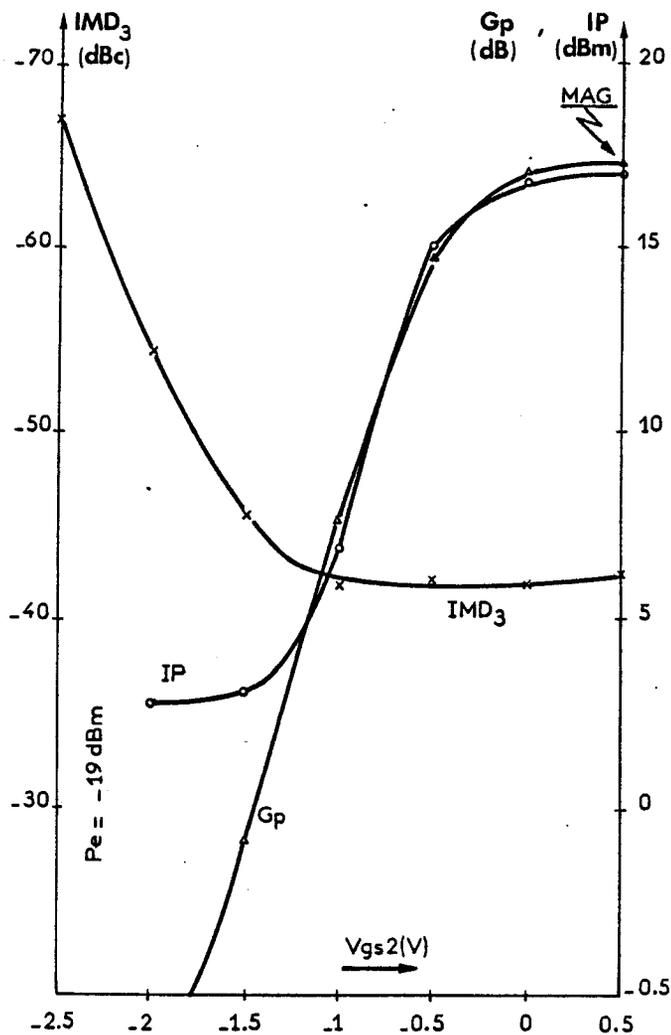


b) Transistor THOMSON-CSF DCM

Fig. 51 : Evolution du gain et des caractéristiques non linéaires en fonction de la tension de grille 1 ( $V_{g2s} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{ds} = 4 \text{ V}$ )



a) Transistor THOMSON-CSF DCM n° 47



b) Transistor THOMSON-CSF DCM n° 50

Fig. 52 : Influence du contrôle de gain par la tension Vg2s (F = 8,5 GHz)

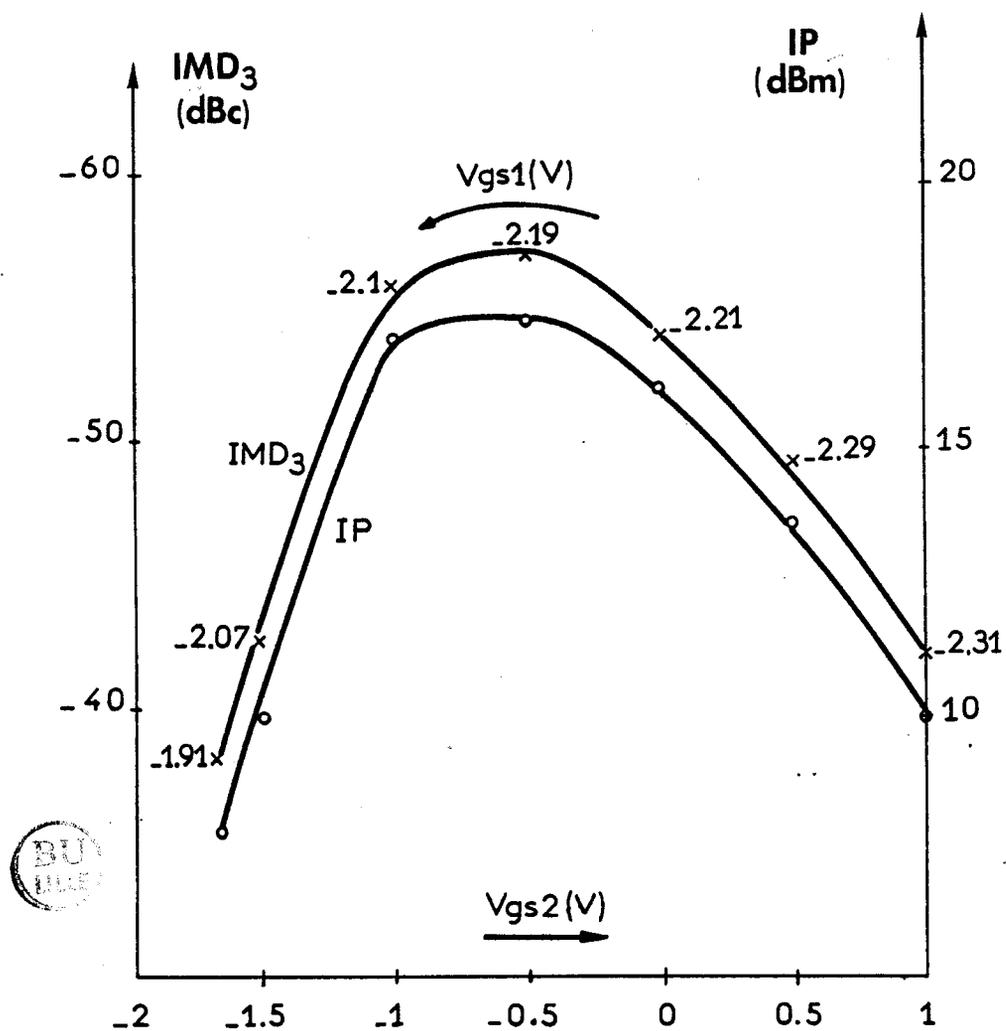


Fig. 53 : Recherche de la linéarité maximale  
à gain constant ( $G = 10$  dB)  
 $F = 8,5$  GHz

### C) Composants semi-conducteurs.

Différents composants à effet de champ à l'Arseniure de Gallium (non recess) correspondant à trois constructeurs différents (NEC, AVANTEK, THOMSON CSF) ont été testés (tableau 15). En outre, nous avons choisi des structures différentes tant pour leur longueur de grille (0.6 à 1 $\mu$ m) que pour leur constitution monogridde et bigridde.

### III.2.2. INFLUENCE DES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

#### A) Choix de la polarisation de première grille

Nous présentons sur les figures 51.a et 51.b les évolutions des gains et des caractéristiques non linéaires relevées à la fréquence 12 GHz sur deux types de transistors (AVANTEK AT11200 et THOMSON DCM n° 48). On remarque qu'en fonction de la tension continue de première grille, il existe une valeur optimale de la polarisation pour obtenir soit le plus grand gain où soit la meilleure linéarité mais que ces valeurs optimales sont généralement différentes. Par conséquent il conviendra, en pratique, de choisir le point de polarisation de première grille le mieux adapté pour l'utilisation envisagée.

#### B) Conséquence du contrôle de gain

Nous présentons sur les figures 52.a et 52.b, l'évolution du gain et des caractéristiques non linéaires en fonction de la polarisation de seconde grille qui conditionne la valeur du gain. Il apparaît que si le point d'interception diminue avec la chute du gain, par contre, l'intermodulation ne dépend pas beaucoup de la polarisation de seconde grille.

#### C) Recherche de la linéarité maximale à gain donné.

Un gain donné peut être obtenu pour différents points de polarisation correspondant à différents couples ( $V_{g1s}$  ;  $V_{g2s}$ ) à  $V_{ds}$  constant. La linéarité obtenue pour ces différents points n'est pas la même comme le montre la figure 53 correspondant à un gain constant de 10 dB (transistor THOMSON CSF n° 50 à 8,5 GHz). On s'aperçoit qu'il existe une valeur optimale de la polarisation donnant la linéarité maximale.

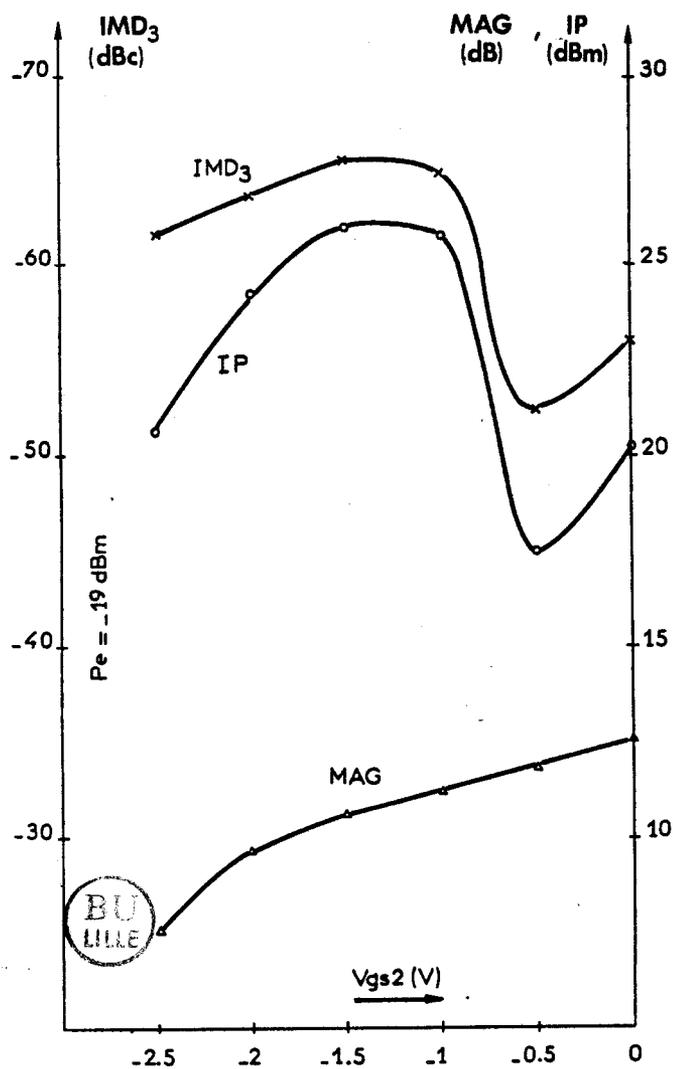
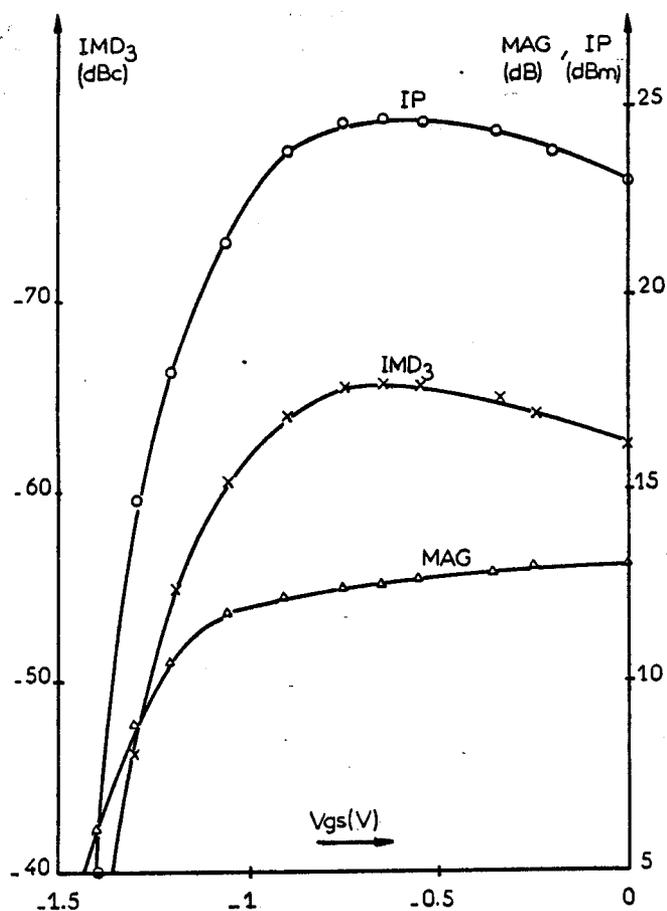
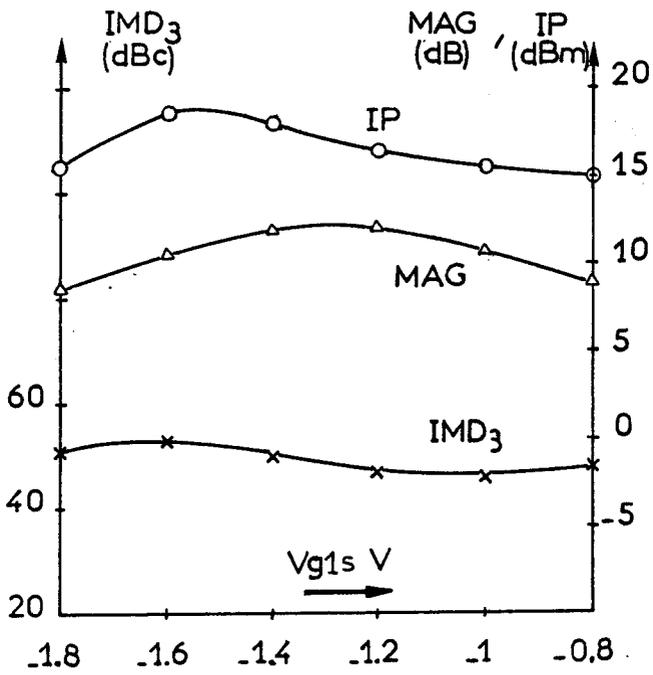


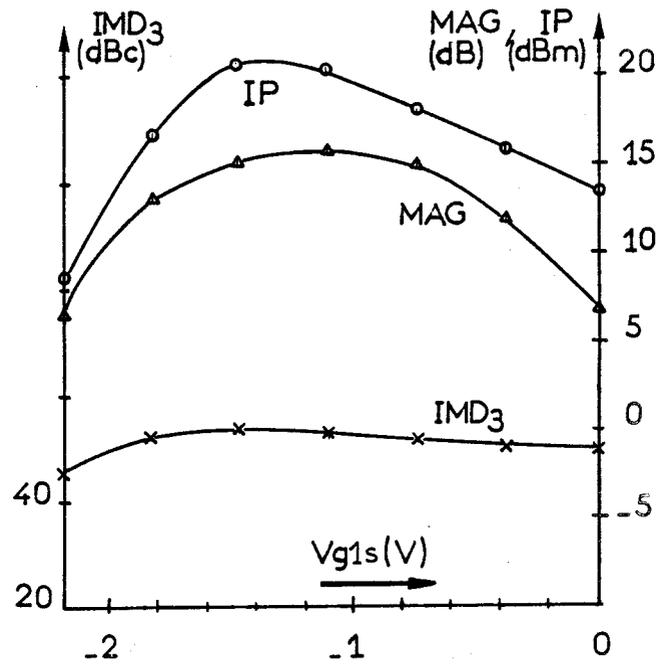
Fig. 54 : Cas où les deux signaux sont appliqués sur la seconde grille (F = 8,5 GHz)

Fig. 55 : Evolution du gain et des caractéristiques non linéaires pour le transistor NEC 137.00 (F = 8,5 GHz)





a)



b)



Figure 56 : Influence de la longueur de grille

a) Transistor : NEC 463.00

b) Transistor : THOMSON DCM n° 48

	AT 11200	DCM n° 48	NE 463,00
Gain (dB)	16	13	11
IP (dBm)	19	20	19
$IMD_3$ (dBc)	51	53	53

Tableau 16 : Résultats typiques en fonction de la longueur de grille (TEC bigrille)

## D) Utilisation de la seconde grille

Nous avons considéré un mode original d'utilisation du TEC bigrille qui consiste à entrer le signal sur la seconde grille ( $G_2$ ) et à le sortir sur le drain (D).

A titre d'exemple, nous présentons, figure 54 les résultats obtenus pour le transistor THOMSON CSF n° 50 à la fréquence de 8,5 GHz. Il apparaît que si le gain obtenu est plus faible, on obtient par contre une meilleure linéarité et une puissance de compression plus importante. Par conséquent, si on ne recherche pas un gain très important mais une linéarité très bonne, il peut être intéressant d'utiliser la configuration G2-D.

Les performances en gain et linéarité obtenues à l'aide du bigrille dans ce type d'utilisation peuvent être avantageusement comparées avec celles fournies par un transistor monogrille (figure 55). En effet, si les résultats obtenus dans les deux cas sont voisins, il faut remarquer que le transistor monogrille NEC type NE 137 bénéficie d'une structure semi-conductrice plus élaborée que celle du bigrille puisque le monogrille possède une grille, d'une part, plus courte et d'autre part, entérée (recess).

### III.2.3. INFLUENCE DE LA LONGUEUR DE GRILLE [8],[9]

La comparaison a été faite à la fréquence 12 GHz entre deux TEC bigrille de longueurs de grilles 0.5 et 1  $\mu\text{m}$  (figures 56.a et 56.b), nous constatons que les longueurs des grilles ne semblent pas avoir d'influence significative sur le comportement non linéaire (IMD). Par contre, nous retrouvons le résultat bien connu, de l'amélioration du gain lorsque la longueur de grille diminue.

Le tableau 16 des résultats typiques pour trois composants différents confirme bien les résultats précédents.

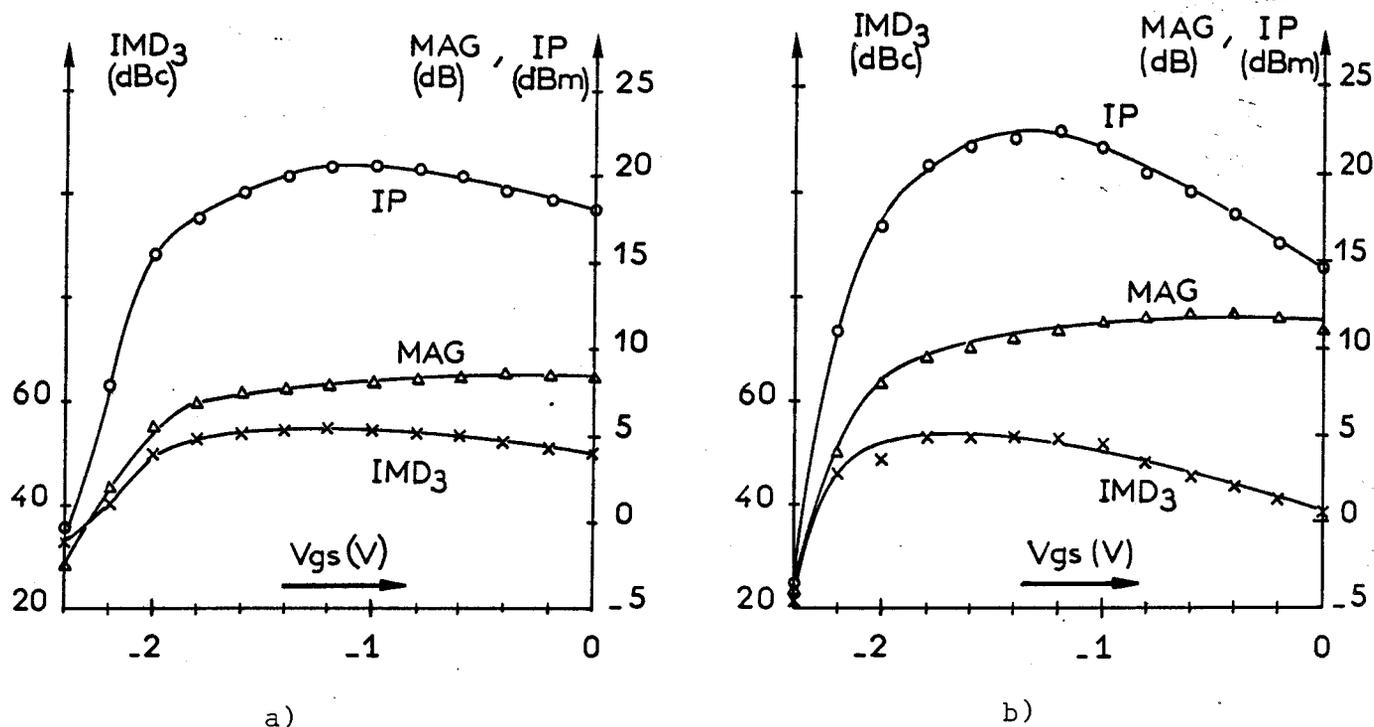


Fig. 57 : Résultats obtenus pour deux transistors monogrilles  
 a) NEC 244.00  
 b) NEC 388.00



	simple grille		bigrille		
	NE 244,00	NE 388,00	AT11200	DCM n° 48	NE 463,00
Gain (dB)	8	11	16	13	11
IP (dBm)	20,5	22	19	20	19
IMD <sub>3</sub> (dBc)	53	53	51	53	53

Tableau 17 : Comparaison entre un TEC simple grille et un bigrille

### III.2.4. COMPARAISON AVEC DES COMPOSANTS A GRILLE UNIQUE [8],[9].

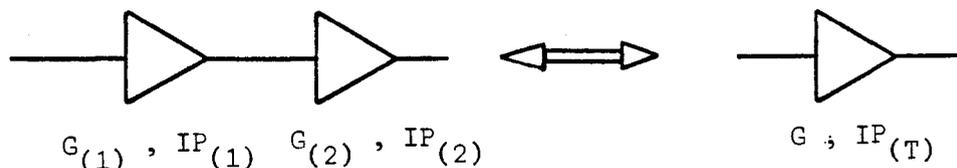
Il était intéressant de vérifier le peu d'importance de la longueur de grille dans le cas des composants du type monogrigille. Les résultats obtenus (figures 57.a et 57.b) confirment les résultats précédents à savoir que si la longueur de grille décroît

- le gain est amélioré
- l'intermodulation est peu affectée.

A ce niveau de notre étude, nous pouvons effectuer une comparaison entre les résultats obtenus à l'aide d'un composant monogrigille et ceux fournis par un composant bigrigille. Si l'on compare les courbes tracées précédemment (ou si l'on considère le tableau comparatif n° 17), il apparaît que :

- le composant du type bigrigille permet d'obtenir les gains les plus élevés (à structure semi-conductrice voisine),
- le comportement non linéaire des TEC bigrigille et monogrigille est très voisin.

Ce dernier résultat peut s'expliquer en considérant que le TEC bigrigille formant une chaîne de deux amplificateurs associés en cascade, c'est le second amplificateur qui impose essentiellement le comportement non linéaire de l'ensemble comme l'indique la formule (2) (Voir Annexe IV)



avec

$$(1) \quad G = G_{(1)} \times G_{(2)}$$

$$(2) \quad \frac{1}{IP_{(T)}^2} = \frac{1}{IP_{(2)}^2} + \frac{1}{G_{(2)}^2 \times IP_{(1)}^2}$$

Par conséquent, le comportement non linéaire d'un TEC bigrigille demeure voisin de celui d'un monogrigille. Le résultat précédent est encore valable dans le cas

	Simple grille NE 388,00	Bigrille AT11200
Gain associé (dB)	6	14,4
Facteur de bruit (dB)	3	3,1
IP (dBm)	19	19
IMD <sub>3</sub> (dBc)	53	55,4

Tableau 18 : Résultats obtenus dans les conditions du minimum de facteur de bruit.

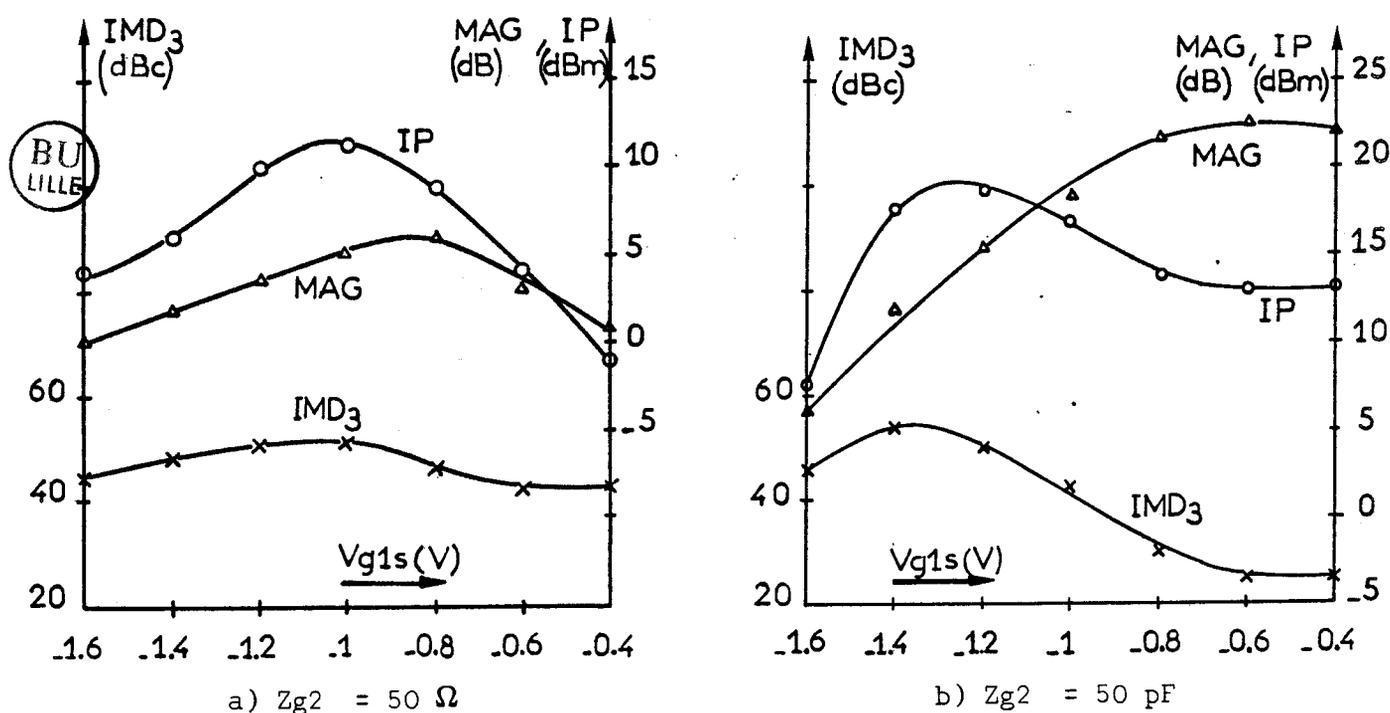


Fig. 58 : Résultats obtenus pour deux charges différentes de grille2 ( $Z_{g2}$ ) Transistor AVANTEK AT 11200

	Impédance caractéristique 50 Ohms	Impédance capacitive 50 pF
Gain (dB)	5	12
IP (dBm)	12,3	17,6
IMD <sub>3</sub> (dBc)	53	54

Tableau 19 : Effet de l'impédance de fermeture de la seconde grille

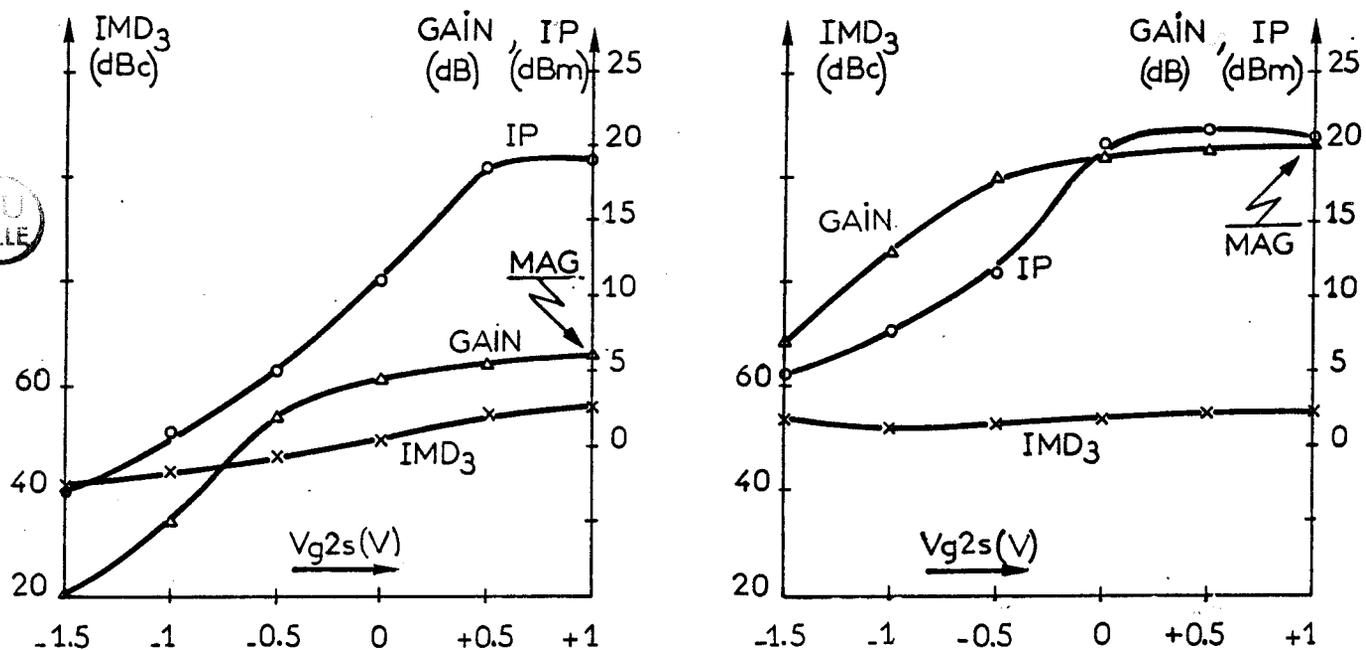


Fig. 59 : Influence de la charge de seconde grille sur les caractéristiques non-linéaires lors du contrôle du gain par Vg2s.

du fonctionnement à faible bruit comme le montre le tableau 18 . Par conséquent, il apparaît qu'il est parfaitement possible d'envisager le remplacement des composants monogrille des systèmes micro-ondes par des composants bigrille sans dégradation notable de la linéarité du fonctionnement.

En outre, nous bénéficions de la possibilité de contrôler efficacement la valeur du gain.

### III.2.5. INFLUENCE DES CIRCUITS MICRO-ONDES ASSOCIES ET COMPARAISON AVEC LES RESULTATS THEORIQUES.

#### A) Impédance de fermeture de seconde grille [8],[9]

Nous présentons sur les figures 58.a et 58.b, pour le transistor type AT11200, les caractéristiques de gain et de linéarité (en fonction de la tension de grille 1) obtenues pour deux impédances de valeur très différente en fermeture de seconde grille.

On constate qu'une charge capacitive est favorable pour obtenir le plus grand gain et la meilleure linéarité.

Un tel résultat se retrouve sur les résultats typiques donnés dans le tableau 19 .

Par ailleurs, il nous a semblé intéressant de voir l'effet de la charge de seconde grille sur les caractéristiques de linéarité du TEC bigrille lors du contrôle du gain par la tension continue  $V_{g2s}$ . Nous retrouvons sur la figure 59 les mêmes effets que précédemment pour une charge capacitive.

Ces résultats peuvent s'expliquer simplement de la façon suivante.

Considérons la tension hyperfréquence au niveau de la barrière du contact Schottky de la seconde grille. Elle correspond à la somme algébrique de la tension induite par les porteurs pendant leur transit sous la seconde grille avec la tension externe réfléchiée par la charge. Si le déphasage entre ces deux tensions est favorable, le gain est amélioré et le point d'interception augmente.

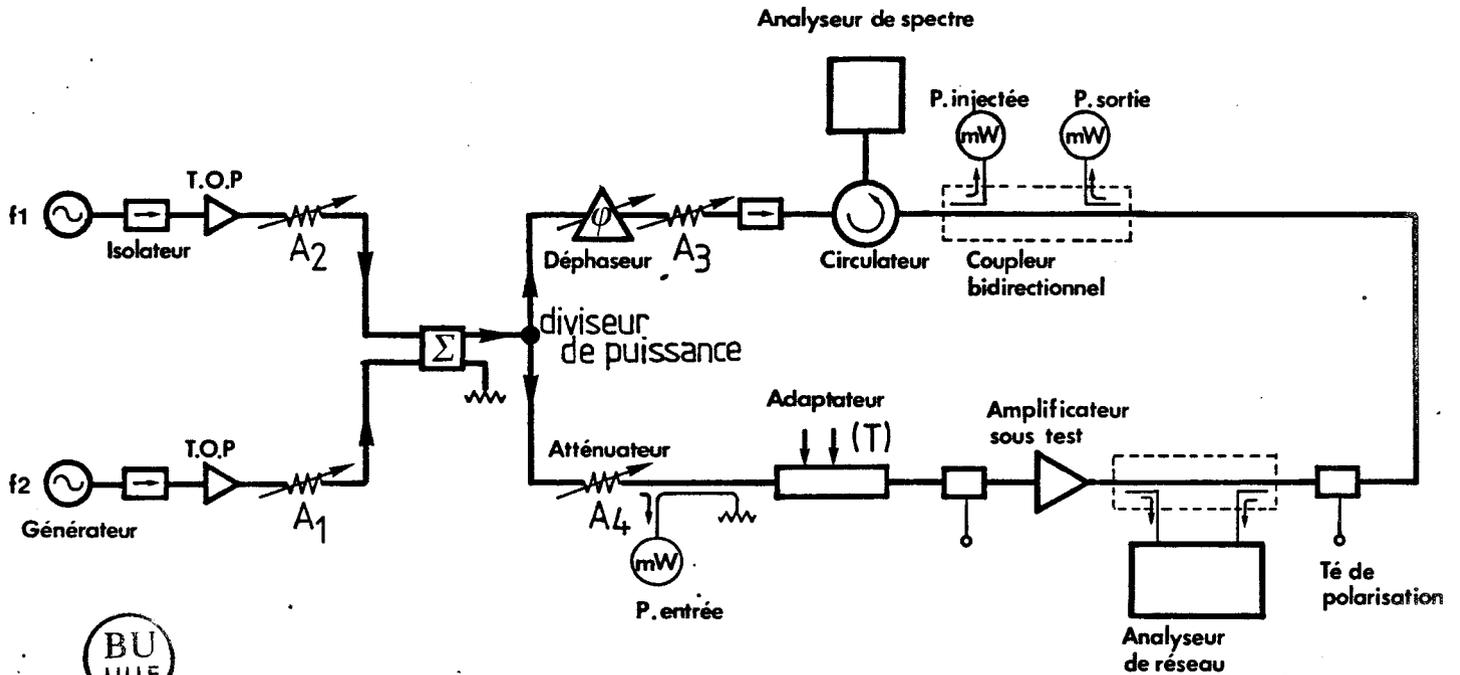


Fig. 60 : Banc de mesure de la méthode de la charge active

n° d'impédance	Expérience			Théorie	
	- 3dB/MAG	IP(dBm)	IMD <sub>3</sub> (dBc)	- 3dB/MAG	IP
1	18,3	17,9	52	17,6	18,5
2	-	15	51	-	16,2
3	-	12,8	52	-	11,5
4	-	11,6	52	-	12,8
5	-	11,5	51	-	10
6	-	13,8	53	-	13
7	-	18	51	-	18,5
8	-	20,7	50	-	23
9	-	21	49	-	22
10	-	21	50	-	23

Tableau 20 : Influence de la désadaptation en sortie  
(Transistor : AVANTEK AT 11200, F = 10 GHz)

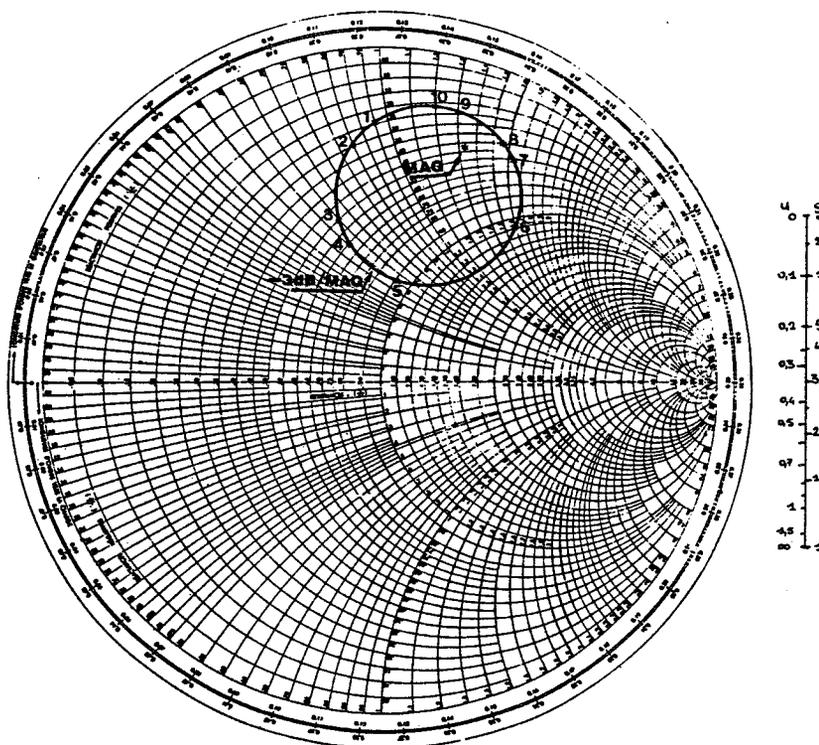


Fig. 61 : Lieu des impédances de charge donnant un gain constant  
(TEC AVANTEK AT 11200, F = 10 GHz)

## B) Impédance de charge du drain

Les éléments d'adaptation classiquement utilisés ne permettent pas de réaliser des T.O.S. aussi élevés qu'il serait souhaitable d'obtenir pour effectuer une étude exhaustive de l'influence de l'impédance de charge de drain. Dans ces conditions, nous avons préféré utiliser la méthode dite de la charge active [10] , [11].

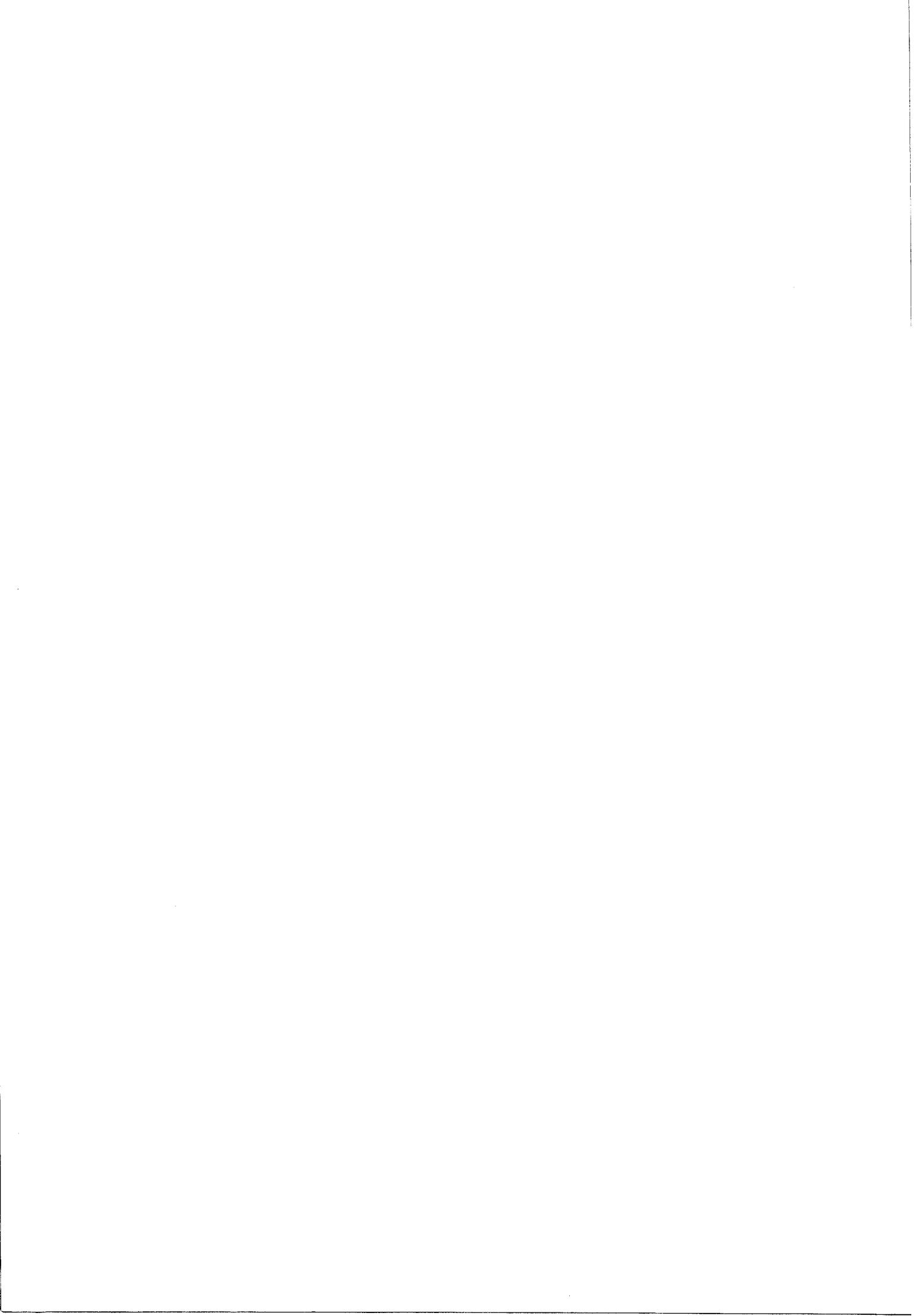
Le banc de mesure correspondant est décrit sur la figure 60. Comme précédemment, on effectue en entrée, la somme de deux signaux d'amplitudes égales et de fréquences  $f_1$  et  $f_2$  voisines ( $\Delta f = 10$  MHz) à travers un sommateur. Ensuite, le signal résultant est divisé en deux parties. Une moitié est appliquée à l'entrée du transistor à travers un élément d'accord classique (T), tandis que l'autre partie après son passage à travers un déphaseur  $\phi$  et un atténuateur (A3), est réinjectée à la sortie du transistor. Ce signal réinjecté en sortie simule une impédance de charge ( $Z_L$ ) très largement variable par modification de l'amplitude et de la phase du signal. Un analyseur de réseau permet de mesurer l'impédance correspondante.

Comme précédemment, l'intermodulation est mesurée au moyen d'un analyseur de spectre.

Nous présentons, dans le tableau 20, les résultats obtenus à 10 GHz pour des valeurs très différentes de l'impédance de charge (repérées sur l'abaque de Smith, figure 61) correspondant à un gain de 3 dB inférieur au MAG. L'entrée étant toujours parfaitement adaptée et la charge de seconde grille étant une capacité de 50 pF.

Il apparaît que la désadaptation en sortie peut permettre d'améliorer sensiblement la valeur du point d'interception, qui passe de 18.8 à 21 dBm, mais n'améliore pratiquement pas l'IMD.

L'étude théorique de l'intermodulation pour ces différentes impédances de charge fournit des résultats assez proches avec une amélioration prévue du point d'interception un peu plus grande (de 17,9 à 23 dBm).



### C) Impédance de source.

Inversement, si l'on garde la sortie du transistor parfaitement adaptée, on peut modifier l'adaptation de l'entrée en se fixant à nouveau une diminution de 3 dB du gain par rapport au MAG. L'expérience montre que la désadaptation à une influence très faible sur la linéarité du transistor.

### D) Conclusion

Nous avons mis en évidence l'influence des circuits micro-ondes, associés au transistor, sur la linéarité et le gain :

- au niveau de la seconde grille ; il apparaît une influence importante de la valeur de l'impédance de fermeture,
- en charge de drain ; si l'on accepte une légère diminution du gain par rapport au MAG ; on peut améliorer sensiblement le point d'interception au moyen d'une petite désadaptation,
- en impédance de source ; on note très peu de modifications.

Ces deux derniers résultats peuvent s'expliquer par le fait que pour le transistor considéré (AVANTEK AT11200), nous avons montré théoriquement que l'élément non linéaire le plus important était la conductance de sortie et que, par contre, la capacité d'entrée présentait une non linéarité faible.

### III.2.6. CONCLUSION

Nous avons présenté une étude expérimentale aussi complète que possible de l'influence de la structure, des conditions de polarisation et des circuits micro-ondes associés sur le comportement non linéaire du TEC double grille. En particulier, nous avons montré que l'intermodulation est peu affectée par le contrôle de gain effectué par variation de la polarisation de seconde grille.

En outre, la comparaison avec le TEC simple grille montre que le TEC double grille présente un gain plus élevé tout en ayant un comportement non linéaire comparable. Par conséquent, il paraît tout à fait possible d'effectuer le remplacement des TEC simple grille utilisés dans les systèmes micro-ondes par des TEC double grille sans dégradation de la linéarité et avec l'avantage de disposer d'un gain plus important et facilement variable.

## BIBLIOGRAPHIE DE LA TROISIÈME PARTIE

---

---

- [1] R.A. MINASIAN  
*"Intermodulation Distortion Analysis of MESFET Amplifiers Using the Volterra Series Representation"*.  
IEEE trans. on M.T.T., Vol. 28, n°1, pp. 1-8, January 1980.
- [2] R.S. TUCKER and C. RAUSCHER  
*"Modelling the third-order intermodulation-distortion properties of a GaAs FET"*  
Electronics Letters, Vol. 13, pp. 508-510, August 1977
- [3] 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
- [4] P.T. CHEN, C.C. HSIEH  
*"The study of the third-order intermodulation distortion of a Dual-Gate FET amplifier"*.  
Proc. 11th European Microwave Conf., Amsterdam, pp. 781-786, September 1981
- [5] J.J. BUSSGANG, L. EHRMAN, J.W. GRAHAM  
*"Analysis of non linear systems with multiple inputs"*.  
Proc. IEEE, Vol. 62, pp. 1088-1119, August 1974
- [6] J.W. GRAHAM, L. EHRMAN  
*"Non linear system modeling and analysis with applications to communication receivers"*.  
Rome Air Dev. Center, N.Y., Tech. Rep. RADC-TR 73-178, June 1973.
- [7] A.M. KHADR, R.H. JOHNSTON  
*"Distortion in high-frequency FET amplifiers"*  
IEEE J. solid-state Circuits, Vol. 9, pp. 180-189, August 1974
- [8] N.E. RADHY, E. ALLAMANDO, G. SALMER  
*"Third order intermodulation distortion in microwave variable gain amplifier"*  
Proc. 14th European Microwave Conf., (Liège), pp. 410-415, September 1984.
- [9] N.E. RADHY, E. ALLAMANDO  
*"Distorsion, par intermodulation d'ordre trois dans les amplificateurs microondes à gain contrôlé"*.  
IVème Journées Nationales Microondes, Lannion, Juin 1984

- [10] Y. TAKAYAMA  
*"A new load-pull characterization method for microwave power transistors.*  
Proceedings of 1976, IEEE international microwave symposium,  
pp. 218-220, June 1976.
- [11] C. RAUSCHER  
*"Method for measuring 3rd-order intermodulation distortion in GaAs  
FET's"*  
Electronics Letters, Vol. 13, n° 23, pp. 701-702, November 1977.

CHAPITRE IV

BRUIT DANS LES AMPLIFICATEURS MICROONDES A GAIN CONTROLE

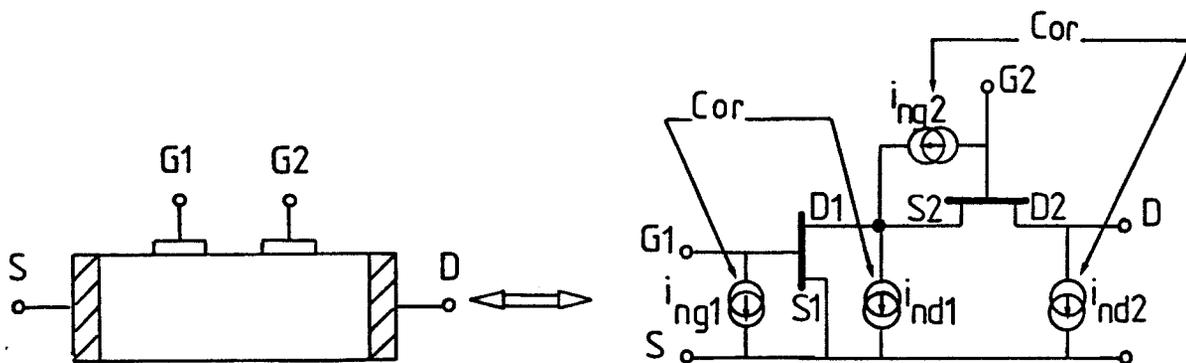


Fig. 62 : Modèle de bruit actuellement utilisé

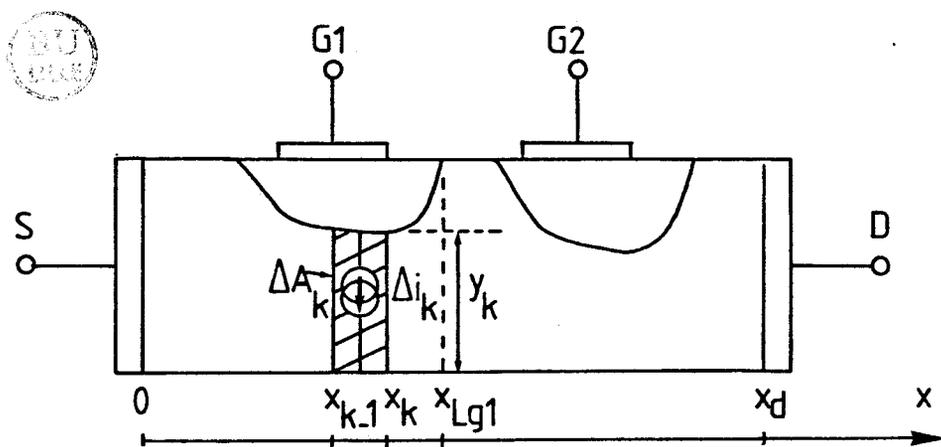


Fig. 63 : Représentation d'une source de bruit élémentaire

## IV.1. INTRODUCTION

L'application la plus fréquente du TEC bigrille est sans doute l'amplification microonde faible bruit à gain contrôlé. Rappelons que le fonctionnement aux fréquences supérieures à celle de la bande X n'est possible que grâce à l'utilisation de composants à grilles submicroniques.

Dans les modèles théoriques actuellement disponibles [1],[2] et relatifs au bruit généré en microondes, on admet que le TEC bigrille peut être considéré comme l'association de deux TEC monogrilles fonctionnant de façon indépendante (figure 62). Ceci revient à négliger les corrélations existantes entre les générateurs de bruit du premier TEC ( $i_{ng1}$ ,  $i_{nd1}$ ) et du second ( $i_{ng2}$ ,  $i_{nd2}$ ). Par ailleurs, ces modèles ne tiennent pas compte des phénomènes liés à la dynamique électronique non stationnaire des porteurs et des effets de bords des grilles. Les modélisations actuellement disponibles ne semblent donc pas susceptibles de représenter de façon satisfaisante le fonctionnement du TEC à grille submicronique. Par conséquent, nous proposons un nouveau modèle théorique qui, d'une part, reprend la modélisation proposée au laboratoire [3],[4] pour décrire le fonctionnement en petit signal des TEC à grilles submicroniques. D'autre part, nous complétons la simulation en introduisant un nouveau modèle de bruit dérivé de celui mis au point au laboratoire par B. Carnez [5] pour l'étude des TEC monogrilles. La description du modèle petit signal étant rappelée en annexe V.

Dans ce chapitre, nous nous proposons, tout d'abord, de présenter le principe du modèle de bruit utilisé. Ensuite, nous donnons les principaux résultats théoriques. Enfin, nous présentons les résultats expérimentaux obtenus en microondes sur divers échantillons.

## IV.2. MODELE THEORIQUE DE BRUIT

### IV.2.1. PRINCIPE DU CALCUL DES GENERATEURS DE BRUIT

Considérons l'existence d'une fluctuation de courant  $\Delta i_k$  dans une section élémentaire  $\Delta A_k$  (figure 63) du canal sous la première grille. Elle s'accompagne :

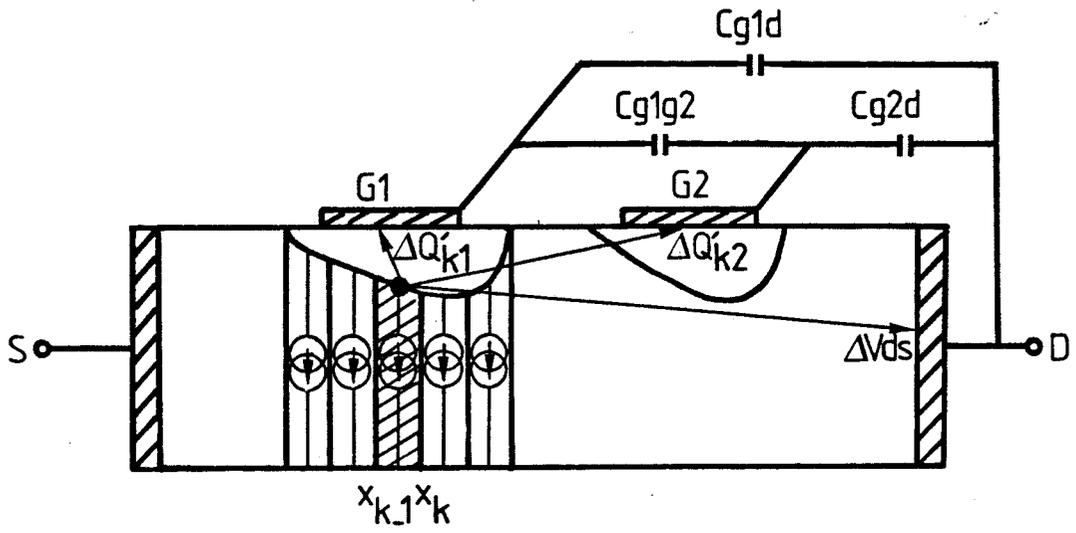


Fig. 64

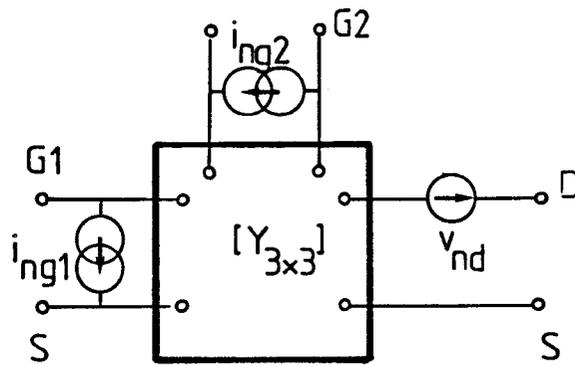


Fig. 65 : Sources globales de bruit de l'hexapôle équivalent au TEC bigrille.

- d'une fluctuation de la tension drain-source  $\Delta V_{ds_k}$ .
- d'une fluctuation de la charge emmagasinée  $\Delta Q'_{k1}$  sous la grille 1 entre les abscisses  $x_k$  et  $x_{Lg1}$ .
- d'une fluctuation de la charge emmagasinée  $\Delta Q'_{k2}$  sous la totalité de la seconde grille.

Le caractère lié des diverses fluctuations des charges de grille 1, de grille 2 et de drain apparaît donc très nettement. Le bruit sur chacune des grilles devant être calculé à tensions constantes, on peut tenir compte au premier ordre de cette perturbation de la tension drain source en retranchant les variations de charges qui lui sont associées (Figure 64).

$$\Delta Q_{k1} = \Delta Q'_{k1} - C_{g1d} \cdot \Delta V_{ds_k}$$

$$\Delta Q_{k2} = \Delta Q'_{k2} - C_{g2d} \cdot \Delta V_{ds_k}$$

Par addition quadratique des diverses contributions élémentaires, on détermine globalement (figure 65) :

- le générateur de courant de bruit de grille 1 :  $i_{ng1}$
- le générateur de courant de bruit de grille 2 :  $i_{ng2}$
- le générateur de tension de bruit de drain :  $v_{nd}$

Sachant que l'expression du courant de grille s'écrit :

$$i_{ngi}(t) = \frac{d}{dt} Q_{gi}(t) \quad \text{où } i = 1,2 \text{ représente la grille envisagée.}$$

On peut donc exprimer en régime harmonique :

- le courant de bruit de grille par :  $\langle |i_{ng}|^2 \rangle_i = \omega^2 \sum_k |\Delta Q_k|_i^2$
- la tension de bruit de drain par :  $\langle |v_{nd}|^2 \rangle = \sum_k |\Delta v_{ds_k}|^2$

Enfin, en considérant que les courants de grille sont en quadrature avec la tension de drain, les coefficients de corrélation sont alors purement imaginaires et s'écrivent :

$$j C_{1,2} = \frac{\langle v_{nd} \cdot i_{ng}^* \rangle_{1,2}}{\langle |v_{nd}|^2 \rangle \langle |i_{ng}|^2 \rangle_{1,2}}$$

En définitive, la connaissance des trois générateurs équivalents de bruit et des deux coefficients de corrélation permet, grâce aux méthodes classiques [6], généralisées au cas des hexapôles, de déterminer le facteur de bruit d'un système microonde en considérant les valeurs des impédances de fermeture présentées sur chacune des trois portes.

#### IV.2.2. MODELISATION DES SOURCES DE BRUIT ELEMENTAIRES

Nous considérons que le bruit microonde généré dans le canal conducteur est essentiellement un bruit lié aux fluctuations de la vitesse des porteurs. Ces fluctuations s'accompagnent d'une fluctuation élémentaire correspondante du courant qui, dans la section élémentaire  $A_k$  de la figure 2 s'exprime par :

$$\langle i^2 \rangle_k = \frac{q^2 \cdot Z}{\Delta x} \cdot n_k \cdot y_k \cdot \langle \Delta v_{//}^2 \rangle_k$$

On peut introduire dans cette expression le coefficient de diffusion longitudinal  $D_{//k}$  puis exprimer la densité spectrale de bruit correspondante :

$$S_k = \frac{4 \cdot q^2 \cdot Z}{\Delta x} \cdot n_k \cdot y_k \cdot D_{//k}$$

Aux hypothèses déjà utilisées pour le traitement du modèle petit signal (Cf. Annexe V), nous ajouterons deux nouvelles hypothèses spécifiques au modèle de bruit :

- le coefficient de diffusion  $D_{//k}$  sera considéré comme une fonction de l'énergie locale (et non du champ électrique)
- sa valeur sera considérée indépendante de la fréquence et égale à celle déterminée en régime statique.

Pour cette détermination, nous utilisons les résultats d'une étude Monte-Carlo relative à un semiconducteur homogène et isotrope en régime statique.

Fig. 66 : Coefficient de diffusion en régime statique en fonction de l'énergie (détermination Monte-Carlo)

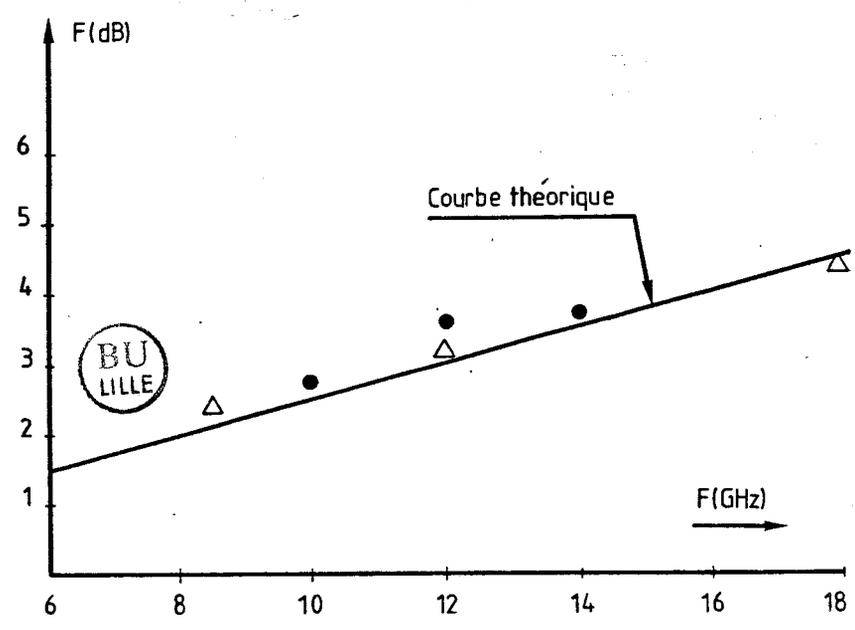
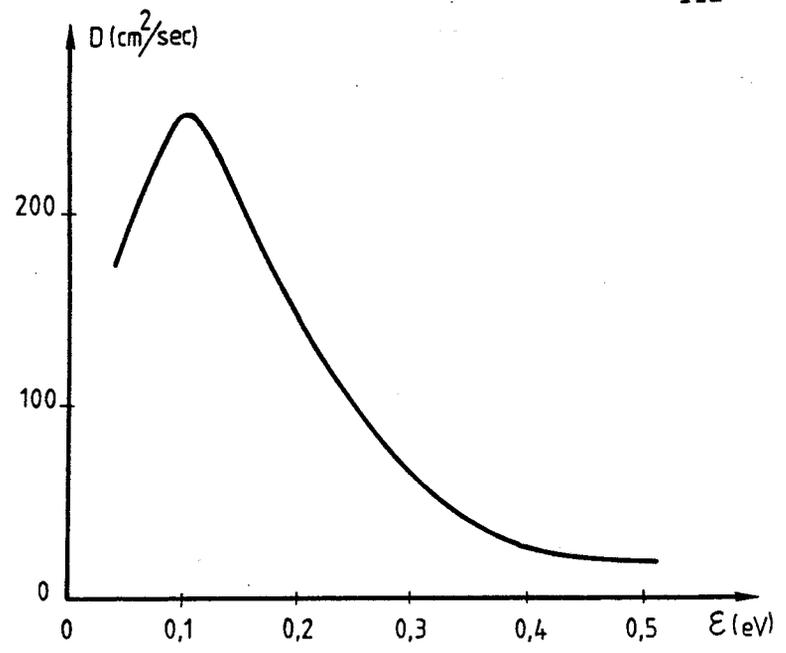


Fig. 67 : Comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux (Transistor THOMSON CSE-DCM n° 47)  
 $\Delta$  THOMSON CSE-DCM  
 $\bullet$  CHS

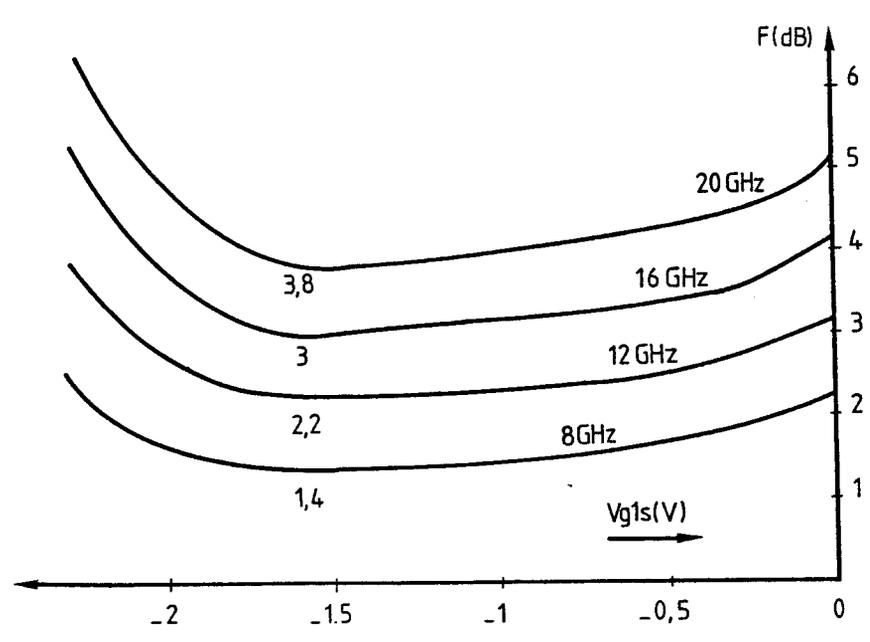


Fig. 68 ; Evolution théorique du facteur de bruit en fonction de la tension de polarisation de première grille ( $V_{g2s} = 0\text{V}$ ,  $\text{do page} = 210 \cdot 23 \cdot 10^{-3}$ ,  $a = 0,15 \mu\text{m}$ )

Plus précisément, nous comparons les courbes du coefficient de diffusion en fonction du champ électrique et de l'énergie en fonction du champ électrique déjà publiées [7] pour en déduire l'évolution du coefficient de diffusion en fonction de l'énergie (figure 66) .

#### IV.2.3. VALIDATION DU MODELE [8]

Dans le cas du transistor THOMSON CSF (DCM) n° 47, nous avons déterminé, grâce au modèle, la valeur théorique du facteur de bruit et son évolution fréquentielle entre 6 et 18 GHz (figure 67) .Ce composant, à grilles submicro-niques, ayant d'ailleurs été préalablement caractérisé grâce aux méthodes de mesure précédemment indiquées (Chapitre II). Sur la même figure, nous avons reporté les résultats expérimentaux correspondant à la mesure du facteur de bruit. Il apparaît un accord relativement satisfaisant entre les résultats théoriques et expérimentaux.

Enfin, on peut observer sur les courbes d'évolution théorique du facteur de bruit en fonction de la tension de polarisation de première grille (figure 68) que le comportement prévu correspond tout à fait au comportement classiquement observé pour les TEC à grilles submicroniques. En effet, on remarque une évolution faible de facteur de bruit avec la polarisation de grille, donc avec le courant de drain, ce qui est un résultat caractéristique des composants à grille submicronique. Signalons aussi que, dans le cas du bigrille, le courant optimum est de valeur plus élevée que pour le monogrille, soit de l'ordre de 0,20 à 0,40 fois le courant de saturation. Un tel résultat devrait permettre l'obtention de gains associés plus élevés.

#### IV.3. PRINCIPAUX RESULTATS DU MODELE [8]

##### IV .3.1. MECANISMES FONDAMENTAUX

Le modèle de bruit mis au point nous permet de connaître les diverses contributions de chaque section élémentaire du canal aux sources de bruit externes équivalentes.

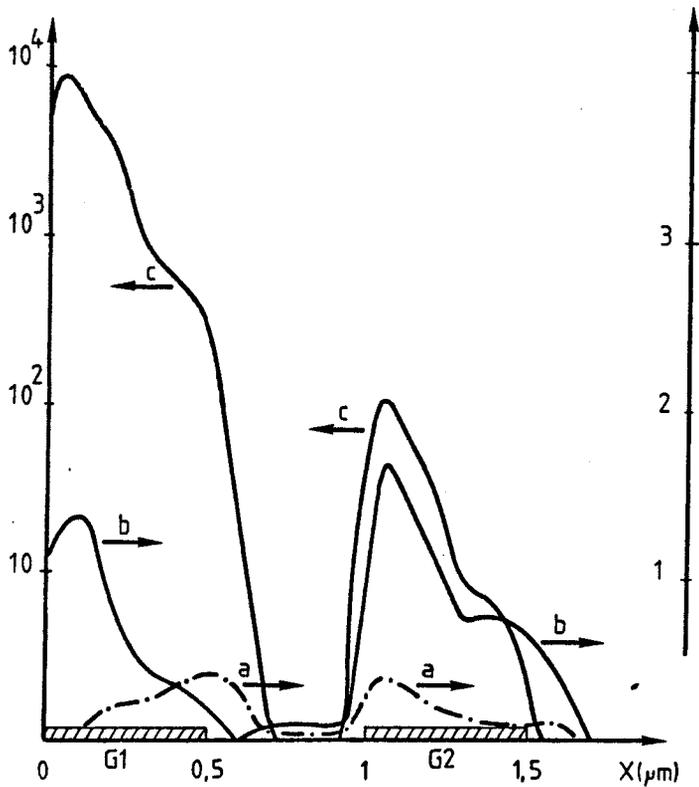


Fig. 69 : Contribution de chaque tranche du canal aux fluctuations :  
 - du courant de grille 1 (a)  
 - du courant de grille 2 (b)  
 - du courant de drain (c)  
 (les unités verticales son arbitraires)

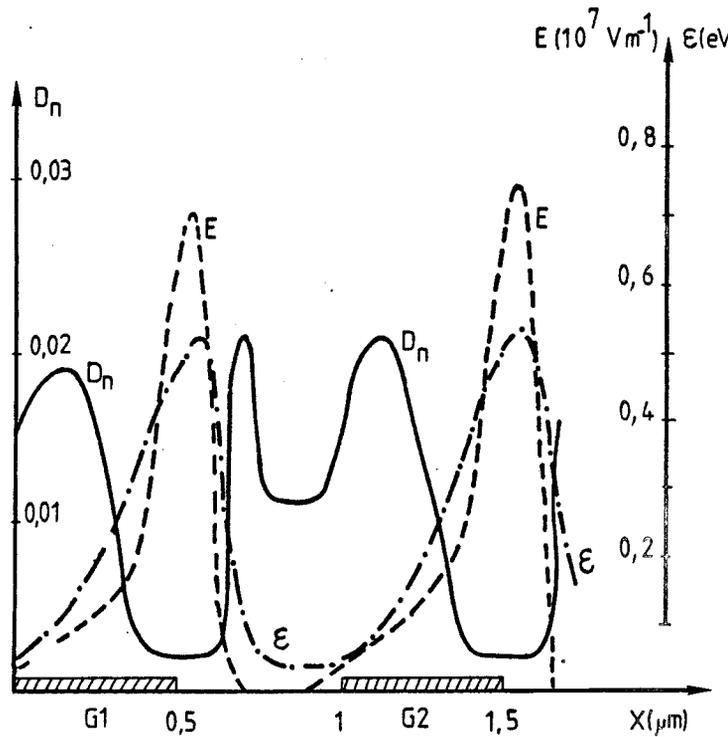


Fig. 70 : Représentation des variations spatiales des principaux paramètres électriques dans le canal.

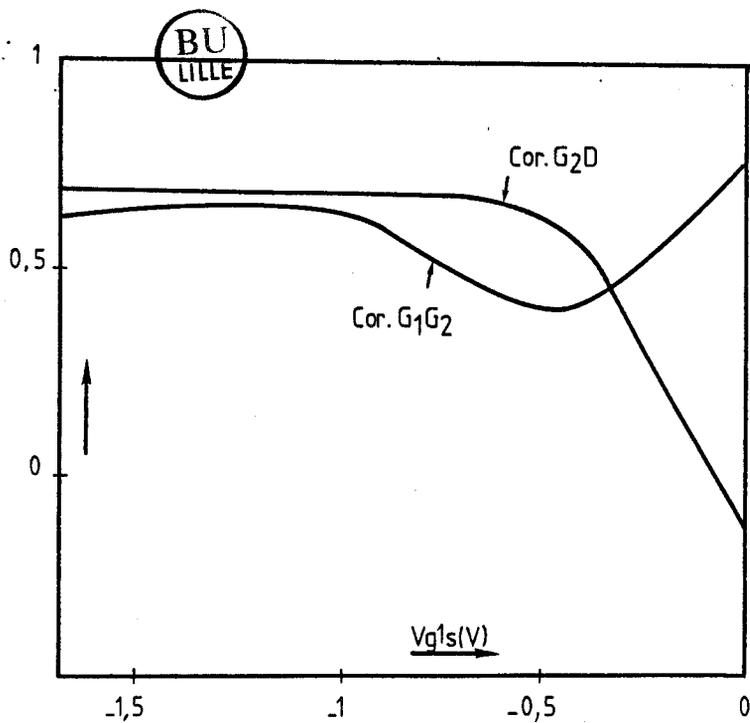


Fig. 71 : Evolution des coefficients de corrélation du bruit de seconde grille.

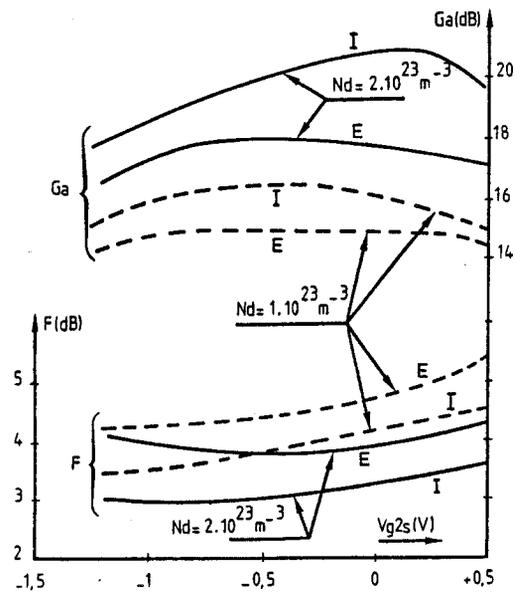


Fig. 72 : Influence du dopage et des éléments parasites sur le facteur de bruit.  
 Courbe I : sans les éléments parasites  
 Courbe E : avec les éléments parasites  
 (a = 0,15 μm)

$$R_s = 10 \Omega \quad R_d = 7,4 \Omega$$

$$R_{g1} = R_{g2} = 4,6 \Omega$$

Nous présentons sur la figure 69, l'évolution spatiale, dans le canal conducteur, de la contribution de chaque tranche aux fluctuations du courant de bruit de drain ainsi que l'évolution correspondante du coefficient de diffusion (figure 70). Il apparaît que :

- au niveau du drain, le bruit croît rapidement en début de grille, ceci étant dû à la non saturation de la vitesse et à la croissance du coefficient de diffusion. En effet, le champ électrique représente à cet endroit que des valeurs faibles.
- le bruit passe ensuite par une valeur maximale puis décroît selon une évolution comparable à celle du coefficient de diffusion.

On remarque que la contribution de la zone du canal sous la première grille au bruit total est plus importante que celle de la seconde grille. Ceci résulte de la propriété bien connue selon laquelle le bruit total d'une chaîne de deux amplificateurs résulte essentiellement du bruit engendré par celui placé en tête de la chaîne.

#### IV.3.2. COEFFICIENTS DE CORRELATION DU TEC BIGRILLE [9], [10]

Le modèle a mis en évidence la corrélation étroite entre les sources de bruit des deux grilles dont il est nécessaire de tenir compte pour un système à double accès simultané du type hexapôle (corrélateur, mélangeur, démodulateur homodyne, etc...).

Ainsi, sur la figure 71, nous observons une forte corrélation entre les sources de courant de bruit de grille 1 et de grille 2, d'une part, et d'autre part, entre les sources de courant de bruit de grille 2 et de drain.

#### IV.3.3. INFLUENCE DU DOPAGE ET DES ELEMENTS PARASITES

Les courbes tracées (figure 72) montrent que aussi bien dans le cas du composant intrinsèque (I) que dans le cas où les éléments parasites sont présents (E), qu'un dopage élevé de valeur  $2 \cdot 10^{23} \text{ m}^{-3}$  soit plus favorable (à 20 GHz) à la fois pour le facteur de bruit et pour le gain associé.

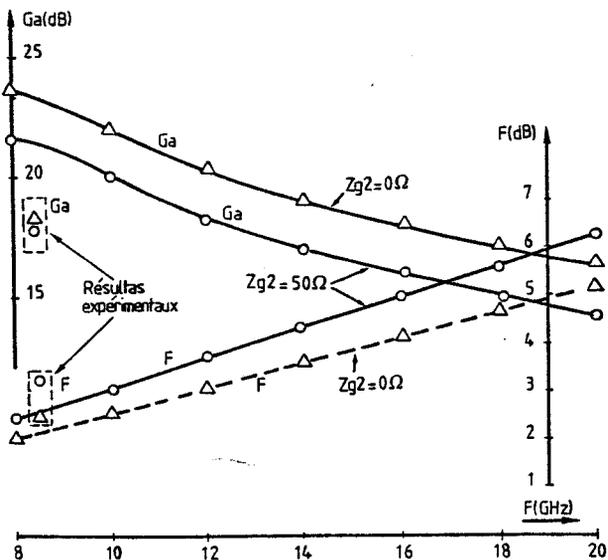


Fig. 73 : Influence de l'impédance de fermeture de la seconde grille.

Fig. 74 : Evolution comparée des différentes sources de courant de bruit dans les TEC monogridle et bigridle.

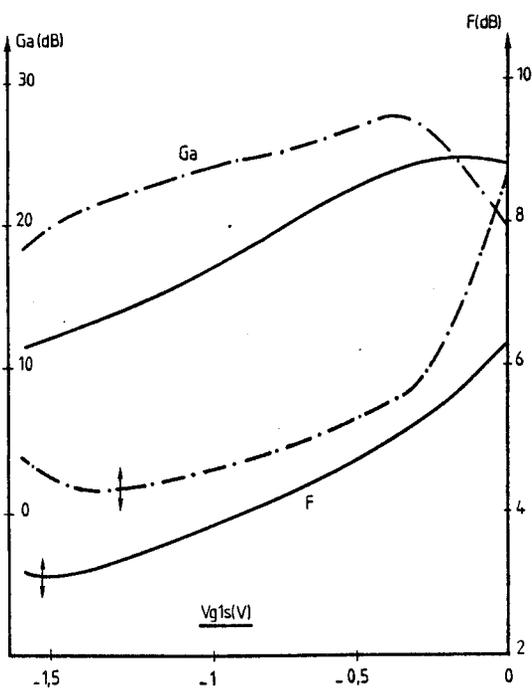
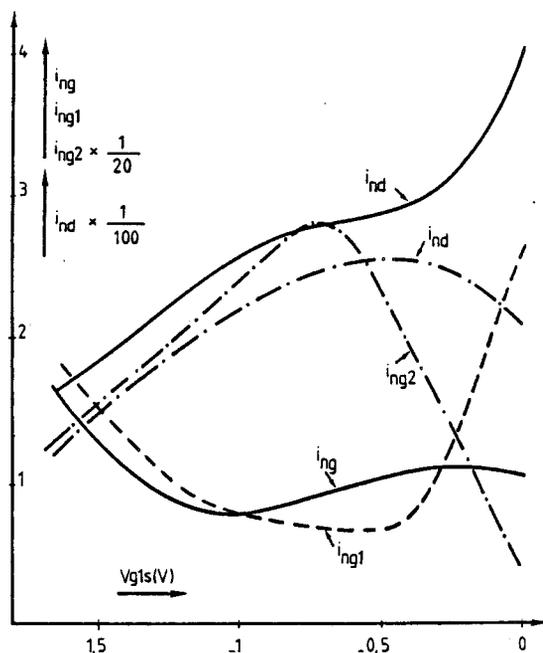


Fig. 75 : Evolutions comparées du facteur de bruit et du gain associé pour les TEC monogridle et bigridle.

— . — bigridle  
 — monogridle

Par ailleurs, on constate l'influence défavorable des éléments parasites. Il apparaît donc la nécessité de limiter l'importance des éléments parasites afin de réduire l'importance du facteur de bruit.

#### IV.3.4. INFLUENCE DE L'IMPEDANCE DE FERMETURE DE SECONDE GRILLE

Nous nous sommes intéressés à l'influence sur le fonctionnement de l'impédance présentée en microondes sur la seconde grille. Les résultats donnés sur la figure 73 montrent que le facteur de bruit et le gain associé sont plus favorables dans le cas où l'impédance de fermeture en microondes de la seconde grille est un court-circuit par comparaison au cas où elle est égale à l'impédance caractéristique de 50 ohms. Les résultats expérimentaux reportés sur la figure 73 confirment le comportement prévu par le modèle théorique. Ces résultats montrent l'importance du choix de l'impédance de fermeture de seconde grille.

#### IV.3.5. COMPARAISON AVEC LE TEC MONOGRILLE

Nous présentons, sur la figure 74, l'évolution théorique des sources de courant de bruit en fonction de la polarisation de la première grille, pour un monogridle et un bigridle. Il apparaît que le comportement du monogridle n'est pas très différent de celui du bigridle au voisinage du pincement mais que ceci ne soit plus valable à canal ouvert. En effet, dans ce dernier cas, l'influence de la seconde grille devient prépondérante et singularise le comportement.

Enfin, nous présentons sur la figure 75, les courbes d'évolution théorique du facteur de bruit et du gain associé pour un monogridle et un bigridle. Il apparaît que dans le cas du bigridle, le gain associé mais aussi le bruit sont plus élevés que pour le monogridle.

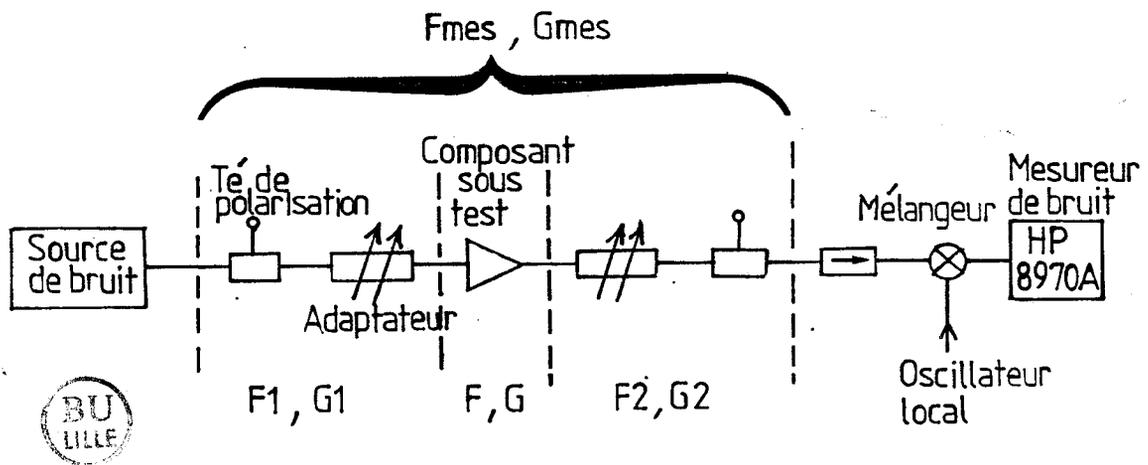


Fig. 75 bis : Dispositif expérimental de mesure du bruit et du gain associé.

#### IV.4. METHODE DE MESURE ET LES RESULTATS EXPERIMENTAUX

##### IV.4.1. METHODE DE MESURE

Pour effectuer la mesure du facteur de bruit, nous avons utilisé le mesureur type HP 8972A (10 MHz - 18 GHz). Après avoir effectué l'étalonnage de l'appareil, le composant à mesurer est intercalé entre la source de bruit et l'appareil de mesure (figure 75.bis).

Le mesureur nous fournit le facteur de bruit et le gain associé du TEC dans son environnement (adaptateurs et tés de polarisation). Afin d'obtenir les caractéristiques du TEC, on doit tenir compte en particulier du bruit apporté par les éléments d'adaptation et les tés de polarisation. En effet, celui-ci n'est pas négligeable mais au contraire de valeur comparable à celui du TEC.

Le facteur de bruit global et le gain peuvent s'écrire en utilisant les formules bien connues :

$$F_{mes} = F_1 + \frac{F - 1}{G_1} + \frac{F_2 - 1}{G_1 \cdot G}$$

$$G_{mes} = G_1 \cdot G \cdot G_2$$

On admet que les adaptateurs sont symétriques et on considère que  $G_1 = G_2$ . La mesure des pertes de ces adaptateurs permet de déduire le gain du transistor. Par ailleurs, le facteur de bruit d'un quadripole passif étant égal à l'inverse de son gain en puissance ( $F_1 = 1/G_1$  et  $F_2 = 1/G_2$ ). On en déduit le facteur de bruit du transistor.

Ce procédé de prise en compte des pertes des adaptateurs est assez approché, néanmoins, il a été comparé à d'autres méthodes plus élaborées qui ont été mises en oeuvre au Laboratoire [11]. Nous avons obtenu des résultats assez voisins.

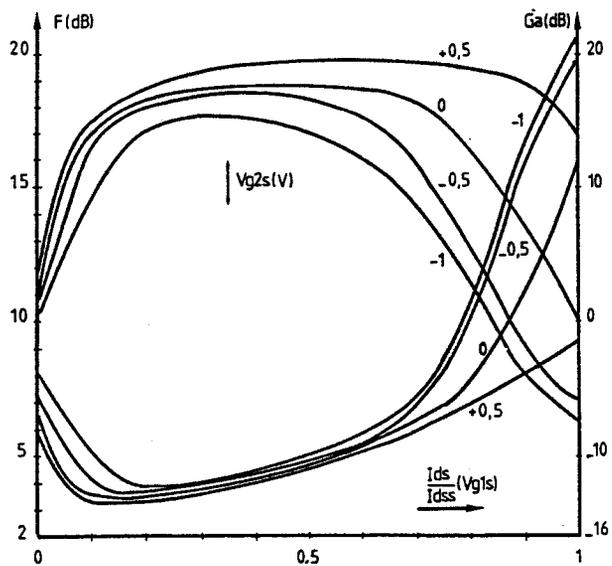


Fig. 76 : Facteur de bruit et gain associé pour le transistor THOMSON-CSF DCM n° 47 (entrée du signal sur G1) F = 8,5 GHz

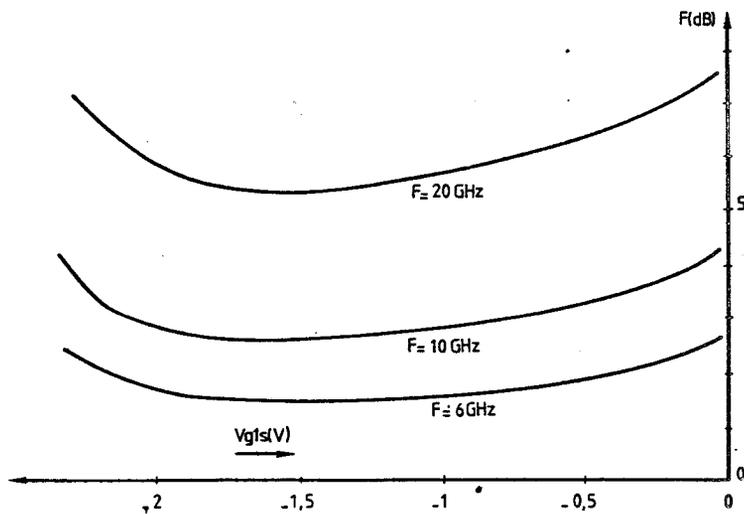


Fig. 77 : Résultats de simulation pour le transistor THOMSON CSF-DCM n°47 (Vg2s = 0V)

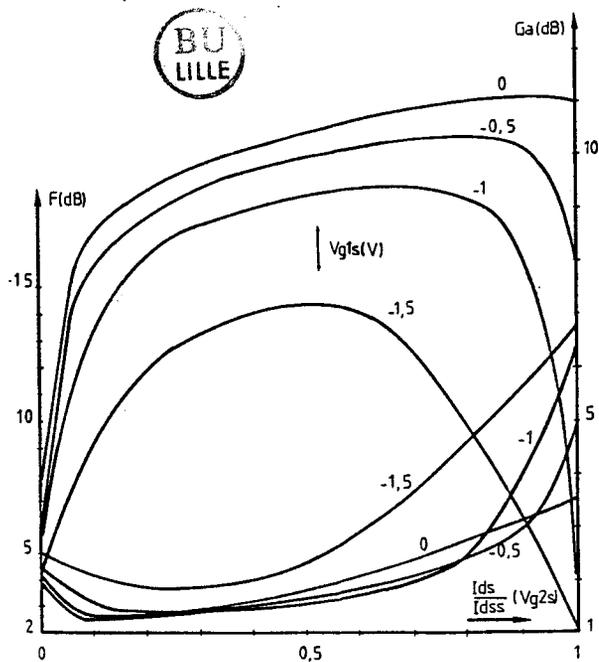


Fig. 78 : Transistor THOMSON-CSF n° 47 (entrée du signal sur G2) F = 8,5 GHz

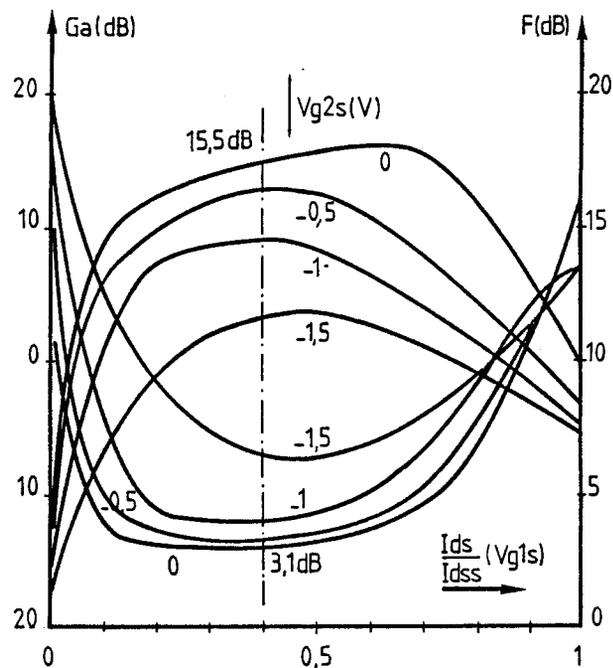


Fig. 79 : Facteur de bruit et gain associé pour le transistor AVANTFK AT 11200 (entrée du signal sur G1) F = 12 GHz

#### IV.4.2. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET COMPARAISON AVEC LES PREVISIONS

Nous présentons les résultats expérimentaux obtenus pour les transistors bigrilles (THOMSON DCM n° 47 et AVANTEK AT 11200) à grilles submicroniques. Une comparaison avec les résultats théoriques donnés par notre modèle sera faite dans le cas du transistor THOMSON-CSF n° 47.

##### A) Transistor THOMSON CSF

Nous présentons sur la figure 76, les courbes expérimentales d'évolution du facteur de bruit (F) et du gain associé (Ga) en fonction du rapport  $\frac{I_{ds}}{I_{dss}}$  variable au moyen de la tension de grille 1. Nous obtenons à la fréquence 8,5 GHz un facteur de bruit de 3,3 dB et un gain associé de 16,2 dB. Les courbes d'évolution théorique, représentées sur la figure 77, donnent des allures similaires avec une valeur optimale proche de celles mesurées expérimentalement.

Par ailleurs, nous avons permuté le rôle des grilles un et deux en appliquant le signal microonde sur la grille deux, tandis que le gain est ajusté par le potentiel continu de grille un fermée sur 50 ohms. Dans ce mode original d'utilisation, nous avons obtenu les courbes présentées (figure 78).

Par rapport au mode traditionnel d'utilisation, on note :

- un gain associé d'environ moitié ; résultat que l'on peut expliquer sachant l'influence néfaste de la résistance de source pour un TEC.
- un facteur de bruit légèrement amélioré (2,5 dB contre 3,3 dB).

##### B) Transistor AVANTEK AT 11200

Nous présentons (figure 79), pour le transistor AVANTEK AT 11200, l'évolution du facteur de bruit et du gain associé, à la fréquence 12 GHz, en fonction de la polarisation de première grille. Nous notons :

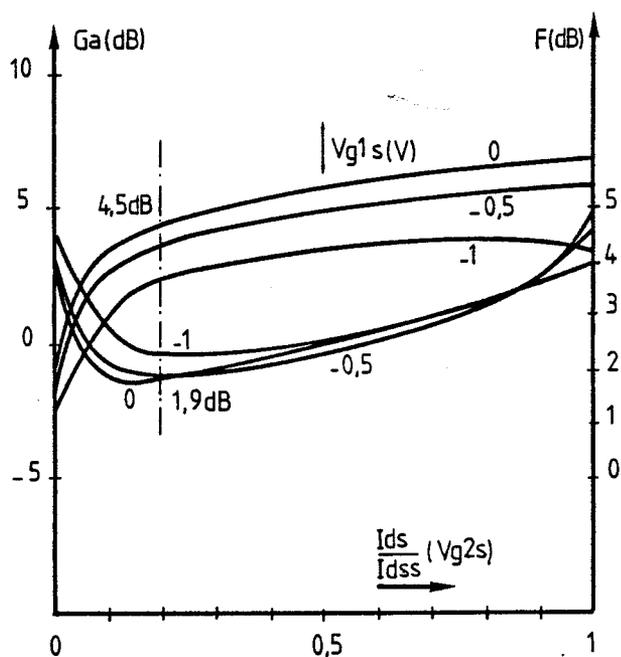


Fig. 80 : Facteur de bruit et gain associé pour le transistor AVANTEK AT 11200 (entrée du signal sur Gz) F = 12 GHz

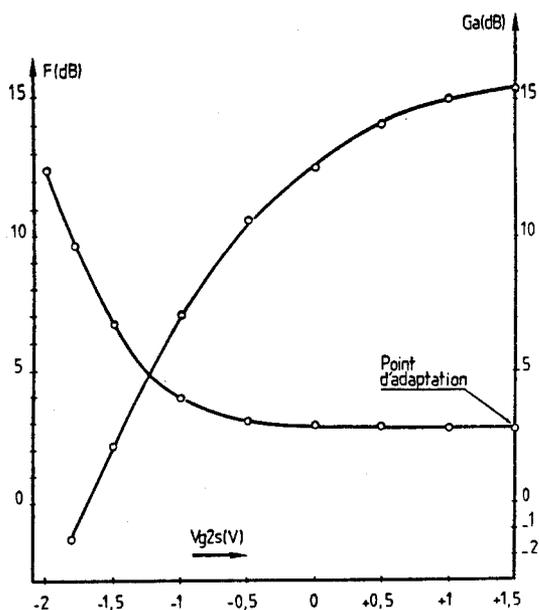


Fig. 81 : Evolutions expérimentales du facteur de bruit et du gain associé sous l'influence de la tension  $V_{g2s}$  (Transistor AVANTEK AT 11200.

$$\frac{I_{ds}}{I_{dss}} = 0,4 ; \quad F = 12 \text{ GHz}$$

- une valeur faible de : 3,1 dB, pour le facteur de bruit avec un gain associé élevé de : 15,5 dB.
- une évolution très modérée du facteur de bruit avec le courant drain
- une valeur optimale élevée, du courant drain, de l'ordre de 40% Idss.

Ces deux derniers résultats sont caractéristiques des TEC bigrilles, de longueurs de grilles largement submicroniques comme nous l'a montré la simulation sur ordinateur.

Une longueur de grille faible paraît donc intéressante, car le facteur de bruit minimum est obtenu à courant drain plus élevé avec, par conséquent, un gain associé plus élevé.

Par ailleurs, si l'on effectue l'entrée du signal sur la seconde grille, on retrouve à nouveau un facteur de bruit plus faible (figure 80), mais avec un gain associé nettement moins important.

Enfin, nous présentons (figure 81) une évolution du facteur de bruit et du gain associé en fonction du potentiel  $V_{g2s}$ . Cette courbe est typique de l'évolution toujours observée avec le contrôle du gain. Ainsi on observe toujours une dégradation du facteur de bruit lorsque l'on diminue le gain au moyen du potentiel  $V_{g2s}$ .

## BIBLIOGRAPHIE DE LA QUATRIEME PARTIE

---

---

- [1] S. ASAI, F. MURAI, M. KODERA  
*"The GaAs Dual-Gate FET with low noise and wide dynamic range"*  
IEEE int. Electron Devices Conf., Dig. Tech. Papers, pp. 64-67, 1973.
- [2] T. FURUTSUKA, M. OGAWA, N. KAWAMURA  
*"GaAs Dual-Gate MESFET's"*  
IEEE Trans on Electron Devices, Vol. 25, pp. 580-586, n°6, June 1978.
- [3] A. CAPPY  
*"Sur un nouveau modèle de transistor à effet de champ à grille submicronique"*  
Thèse 3ème cycle, Lille I, Juin 1981.
- [4] M. BOUHESS  
*"Modélisation et caractérisation des transistors à effet de champ type bigrilles submicroniques"*  
Thèse 3ème cycle, Lille I, Septembre 1983.
- [5] B. CARNEZ, A. CAPPY, R. FAUQUEMBERGUE, E. CONSTANT, G. SALMER  
*"Noise Modeling in Submicrometer-Gate FET's"*  
IEEE trans. on Electron Devices, Vol. 28, pp. 784-788, n°7, July 1981
- [6] H. ROTHE, W. DAHLKE  
*"Theory of noisy fourpoles"*  
Proc. IRE, Vol. 44, p. 811, 1956
- [7] B. CARNEZ, A. CAPPY, A. KASZYNSKI, E. CONSTANT, G. SALMER  
*"Modeling of a submicrometer gate field-effect transistor including effects of nonstationary electron dynamics"*  
J. Appl. Phys., Vol. 51, n°1, January 1980
- [8] E. ALLAMANDO, G. SALMER, E. CONSTANT, N.E. RADHY, A. CAPPY, B. CARNEZ  
*"A new noise model of submicrometer Dual-Gate MESFET"*  
7th Inter. Conf. of noise in physical systems, Montpellier, May 1983.

- [9] E. ALLAMANDO, N.E. RADHY, G. SALMER  
*"Small signal and noise modeling of submicrometer Dual-Gate GaAs MESFET as an active three-port network"*  
14th ESSDERC, Lille, September 1984
- [10] N.E. RADHY, E. ALLAMANDO, B. CARNEZ  
*"Modélisation du bruit généré en microondes par les transistors TEC bigrilles de dimensions submicroniques"*  
IVème Journées Nationales Microondes, Lannion, Juin 1984.
- [11] M. SCHORTGEN  
Thèse à paraître à l'Université de Lille I.

CHAPITRE V

CONVERSION HARMONIQUE DE PUISSANCE

## INTRODUCTION

Nous nous proposons de montrer les possibilités de conversion harmonique de puissance, offertes par le transistor à effet de champ du type bigrille, en considérant des rangs de multiplication de fréquence très élevés atteignant 200.

Seuls, à notre connaissance, deux auteurs ont actuellement étudié la multiplication de fréquence à l'aide de tels composants [1], [2], mais ces travaux sont relatifs à des facteurs de multiplication ne dépassant pas quatre. Notre étude semble donc originale et a pour but de permettre la réalisation :

- d'une part, de sources harmoniques microondes fonctionnant par exemple en bande X et dont la fréquence est liée à celle d'un quartz de fréquence 100MHz typiquement. Les sources ainsi réalisées devraient être d'excellente pureté spectrale et de bonne stabilité fréquentielle.
- d'autre part, de générateurs de peignes de fréquences très larges autorisant le mélange à très large bande de fréquence. Ce mélange pouvant s'effectuer au sein du même composant bigrille en utilisant les deux accès possibles (première et seconde grille).

Nous présentons, tout d'abord, une modélisation du transistor à effet de champ du type monogrille qui permet une étude théorique préliminaire du fonctionnement en régime fortement non linéaire.

Ensuite, après avoir donné quelques résultats expérimentaux typiques obtenus sur un transistor bigrille, nous présenterons une étude expérimentale préliminaire de l'influence des conditions de fonctionnement et de la constitution technologique du composant. Nous montrerons, ensuite, l'importance de la valeur de l'impédance de la charge présentée à la seconde grille et les possibilités d'utilisation du bigrille dans d'autres configurations.

Enfin, nous envisageons deux applications microondes particulières à savoir la réalisation de sources harmoniques et de mélangeurs très large bande.

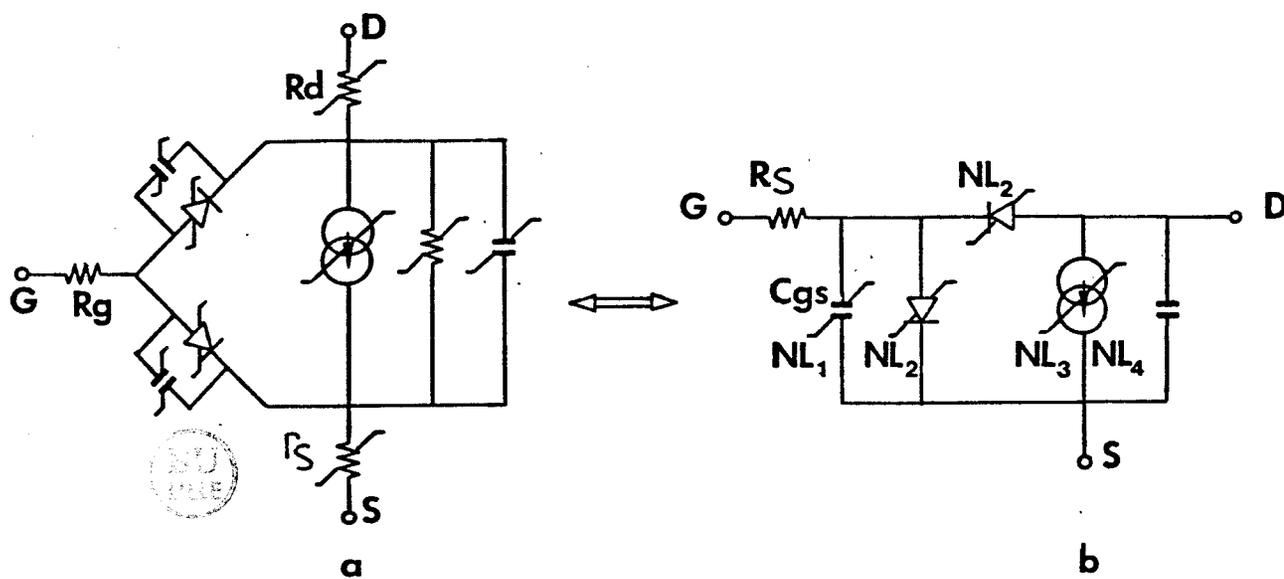


Fig. 82 : Modèle théorique

- a) Modèle "naturel" utilisé classiquement
- b) Modèle équivalent proposé.

## V.1. MODELISATION THEORIQUE DU TEC MONOGRILLE

Nous proposons un modèle simple mais néanmoins capable de décrire correctement le fonctionnement en régime fortement non linéaire et de rendre compte des phénomènes de conversions harmoniques. Nous montrerons la validité d'un tel modèle en comparant les prévisions théoriques avec les résultats donnés par l'expérimentation. Enfin nous utiliserons ce modèle théorique pour tenter de dégager quelle est l'importance et l'influence des différentes non linéarités.

### V.1.1. DESCRIPTION DU MODELE

On propose une modélisation phénoménologique du composant basée sur une analyse externe du fonctionnement.

Pour cela, considérons le schéma de la figure 82.a classiquement utilisé pour représenter un transistor monogrille. Nous admettons qu'un tel schéma peut se ramener au schéma de la figure 82.b qui correspond à la représentation proposée. Il apparaît dans cette représentation, l'existence de quatre sources principales de non linéarités qui sont :

. NL<sub>1</sub> : l'évolution de la capacité grille-source C<sub>gs</sub> en fonction de la tension grille V<sub>gs</sub>.

$$(1) \quad \left\{ \begin{array}{l} C_{gs} = C_{\text{limite}} = C_0 \cdot \left(1 - \frac{V_p}{\phi}\right)^{-Y} \quad \text{pour } V_{gs} < -V_p \\ C_{gs} = C_0 \cdot \left(1 - \frac{V_{gs}}{\phi}\right)^{-Y} \quad \text{pour } -V_p \leq V_{gs} \leq 0 \\ C_{gs} = C_0 \quad \text{pour } V_{gs} > 0 \end{array} \right.$$

où  $\phi$  est la hauteur de la barrière de potentiel du contact Schottky que nous prendrons égale à 0,7 V dans le cas des transistors utilisés.

La paramètre  $Y$  est variable selon le dopage  $0,2 < Y < 2$ ,

$Y$  prend classiquement la valeur 0,5 dans le cas d'une jonction abrupte à dopage uniforme.

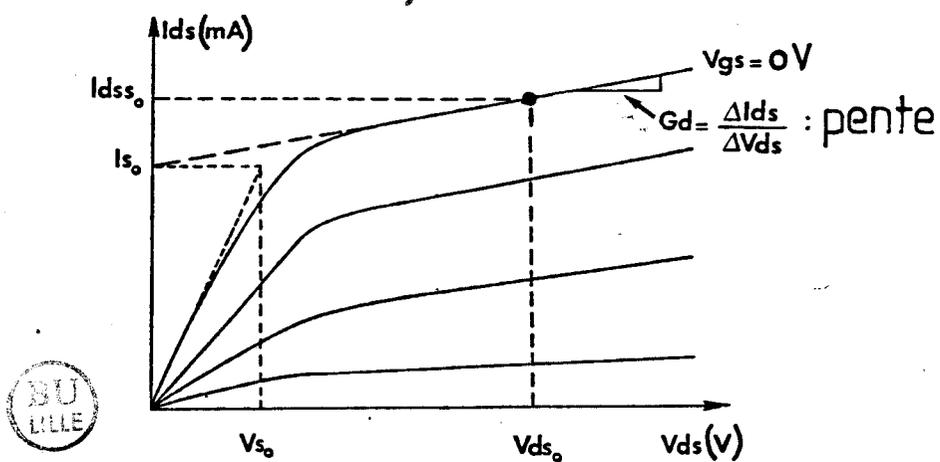


Fig. 83 : Définition des paramètres  $I_{dss_0}$ ,  $I_{s_0}$  et  $G_d$  à partir des caractéristiques statiques.

- . NL<sub>2</sub> : les courants grille - source et grille - drain de conduction en direct pour des valeurs positives, respectivement des tensions grille-source et grille-drain. Ce courant s'exprime classiquement par :

$$(2) \left\{ \begin{array}{l} I_c = 0 \quad \text{pour } V_{gs} < 0 \\ I_c = I_s \cdot [\exp(\frac{q}{k T} \cdot V_{gs}) - 1] \quad \text{pour } V_{gs} > 0 \end{array} \right.$$

I<sub>s</sub> étant le courant de saturation que nous prendrons égal à 1 pA.

- . NL<sub>3</sub> : le contrôle du courant drain-source I<sub>ds</sub> par la tension grille-source V<sub>gs</sub> :

$$(3) \left\{ \begin{array}{l} I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = 0 \quad \text{pour } V_{gs} < -V_p \\ \frac{I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})}{I_d(V_{ds})} = \left(1 + \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^{\alpha} \quad \text{pour } V_{gs} > -V_p \end{array} \right.$$

où V<sub>p</sub> est la tension de pincement (valeur positive) et α est un paramètre variable selon le profil de dopage ( 1 ≤ α ≤ 3 ).  
Classiquement α = 2.

- . NL<sub>4</sub> : le contrôle du courant drain-source I<sub>ds</sub> par la tension drain source V<sub>ds</sub> :

$$I_d(V_{ds}) = (I_{s_0} + G_d \cdot V_{ds}) \cdot \text{th}\left(\frac{V_{ds}}{V_{s_0}}\right) \quad (4)$$

où V<sub>s<sub>0</sub></sub> est la tension de saturation du courant drain et  
I<sub>s<sub>0</sub></sub> = I<sub>ds<sub>0</sub></sub> - G<sub>d</sub> · V<sub>ds</sub>

Les différents paramètres : G<sub>d</sub>, I<sub>s<sub>0</sub></sub> et I<sub>ds<sub>0</sub></sub> sont définis sur la figure 83.

Signalons qu'il convient de relever les caractéristiques statiques en régime impulsionnel de façon à s'affranchir des effets thermiques parasites. Par ailleurs, la valeur de certains paramètres tels que G<sub>d</sub> et R<sub>s</sub> sont obtenus au moyen d'une caractérisation préalable du composant à simuler.

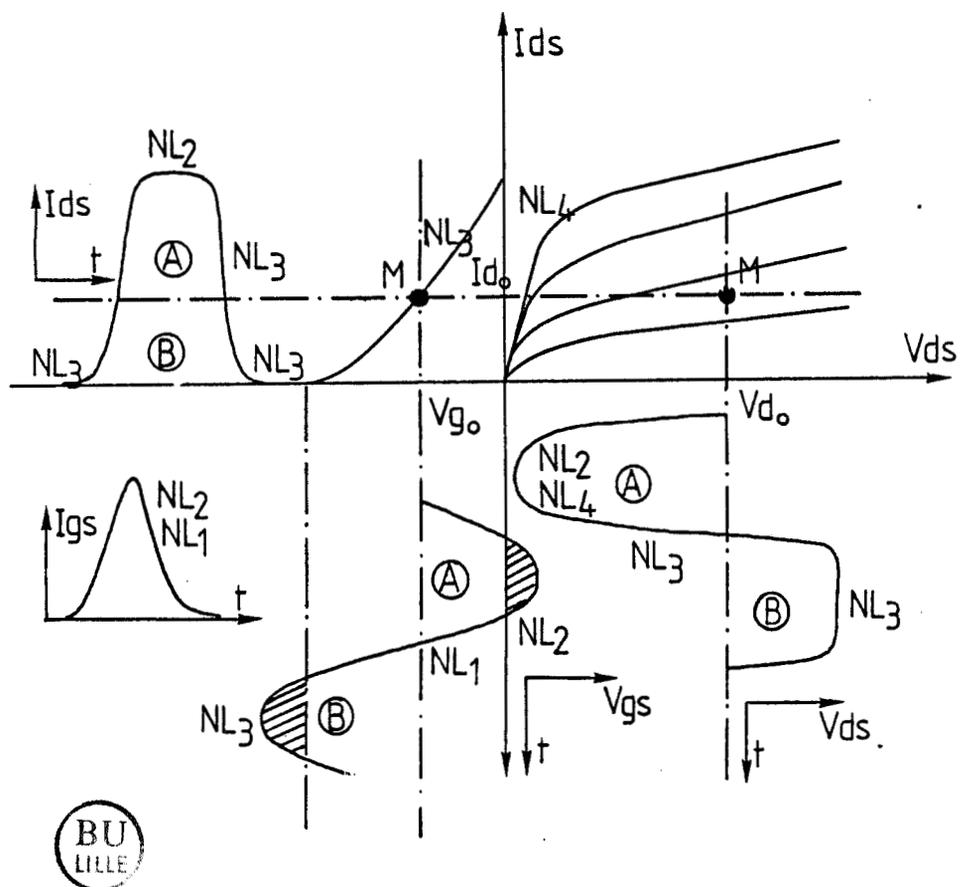


Fig. 84 : Représentation des différentes non linéarités

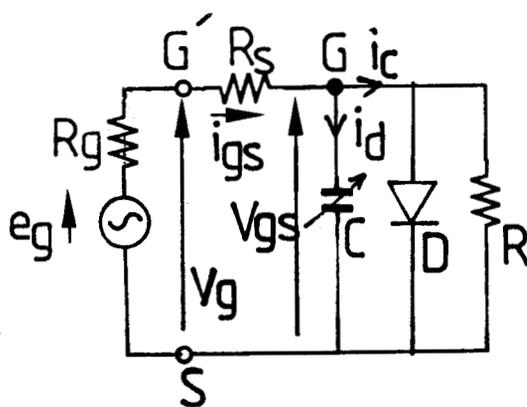


Fig. 85 : Circuit d'entrée

Enfin, la figure 84 illustre l'influence des diverses non linéarités en précisant les instants pendant lesquelles elles interviennent.

### V.1.2. METHODOLOGIE UTILISEE

Le principe du calcul consiste à effectuer un traitement numérique, dans le domaine temporel, tout d'abord, de l'équation correspondant au circuit d'entrée du transistor puis de celle correspondant au circuit de sortie. Il s'agira d'équations différentielles non linéaires discrétisées et écrites sous forme explicite. Nous partons de la connaissance de la source d'entrée à la fréquence fondamentale pour, après traitement des équations, obtenir l'évolution temporelle de la tension drain-source que l'on décompose ensuite en série de Fourier.

#### Circuit d'entrée :

La source d'entrée est vue après l'adaptateur par l'entrée du transistor comme une source de puissance  $\frac{1}{2} |e_g|^2 / 8R_g$ , de fem  $e_g$  et de résistance interne  $R_g$ . Le circuit d'entrée considéré est représenté sur la figure 85. Le condensateur C correspond à la composante capacitive  $i_d$  du courant de grille  $i_{gs}$ , tandis que la résistance R simule une résistance de fuite liée aux imperfections technologiques du contact grille et source. Il convient de résoudre en  $V_{gs}$ , l'équation différentielle non linéaire correspondant au circuit de la figure 85. Pour cette résolution, nous considérons les valeurs et forme d'évolution différents pour les éléments C, D et R selon la valeur prise par la solution à l'instant  $t$  précédent soit  $V_{gs}(t - \Delta T)$  ( $\Delta T = 2 \text{ pS}$ ).

Trois zones sont ainsi définies :

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

qui conditionnent les formes retenues pour les équations (1), (2) et (3). On obtient, en définitive, l'évolution temporelle de la tension grille-source interne  $V_{gs}(t)$  et le rapport  $\frac{I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})}{I_d(V_{ds})}$ .

On en déduit ensuite sans difficultés la tension grille-source

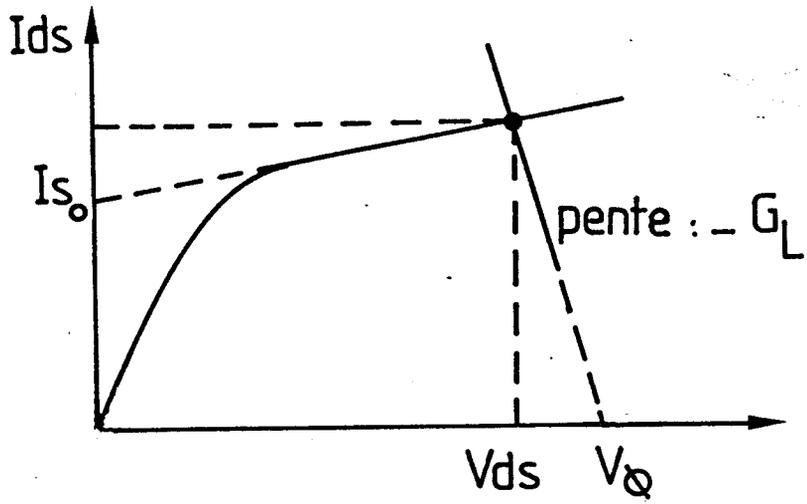


Fig. 86



"extérieure"  $V_g$  ainsi que l'évolution temporelle du courant grille  $i_{gs}$  :

$$i_{gs} = \frac{e_g - V_{gs}}{R_s + R_g}$$

Remarquons que l'adaptation du circuit d'entrée étant supposée réalisée, nous adoptons, dans ce calcul, pour valeur  $R_g$  la valeur de  $R_s$ .

Circuit de sortie :

Il est décrit par le système d'équations suivant :

$$(5) \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{ds} = - G_L (V_{ds} - V_{\phi}) \\ I_{ds} = \left( 1 + \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^{\alpha} \cdot (I_{s_0} + G_d \cdot V_{ds}) \cdot \text{th} \left( \frac{V_{ds}}{V_{s_0}} \right) + C_{ds} \cdot \frac{d V_{ds}(t)}{dt} \end{array} \right.$$

où  $C_{ds}$  représente la capacité drain-source du transistor. Au contraire du circuit d'entrée, nous considérons ici que la conductance de charge  $G_L$  n'est pas adaptée mais qu'elle correspond à l'inverse de l'impédance caractéristique.  $V_{\phi}$  correspond à une tension fictive d'alimentation continue obtenue par extrapolation de la droite de charge dynamique de pente  $- G_L$  (Figure 86).

On part de la connaissance de l'évolution temporelle de la tension grille-source  $V_{gs}$  déterminée précédemment, pour en déduire l'évolution de la tension drain-source  $V_{ds}$ . Il suffit d'éliminer  $I_{ds}$  dans le système (5) puis de discrétiser l'équation différentielle que l'on résout numériquement sous forme explicite. On note, ici encore, qu'il s'agit d'une équation non linéaire. La non linéarité de la forme :  $\text{th} \left( \frac{V_{ds}}{V_{s_0}} \right)$  étant exprimée à l'instant  $t$  précédent.

On est conduit à ajuster la valeur de  $V_{\phi}$  afin d'obtenir une valeur moyenne de la tension drain source égale à la tension de polarisation fixée (processus itératif de convergence rapide).

On obtient, en définitive, la tension drain source  $V_{ds}(t)$  que l'on décompose ensuite classiquement en série de Fourier pour obtenir l'amplitude des quarante premiers harmoniques. Remarquons que le courant drain se déduit aisément :

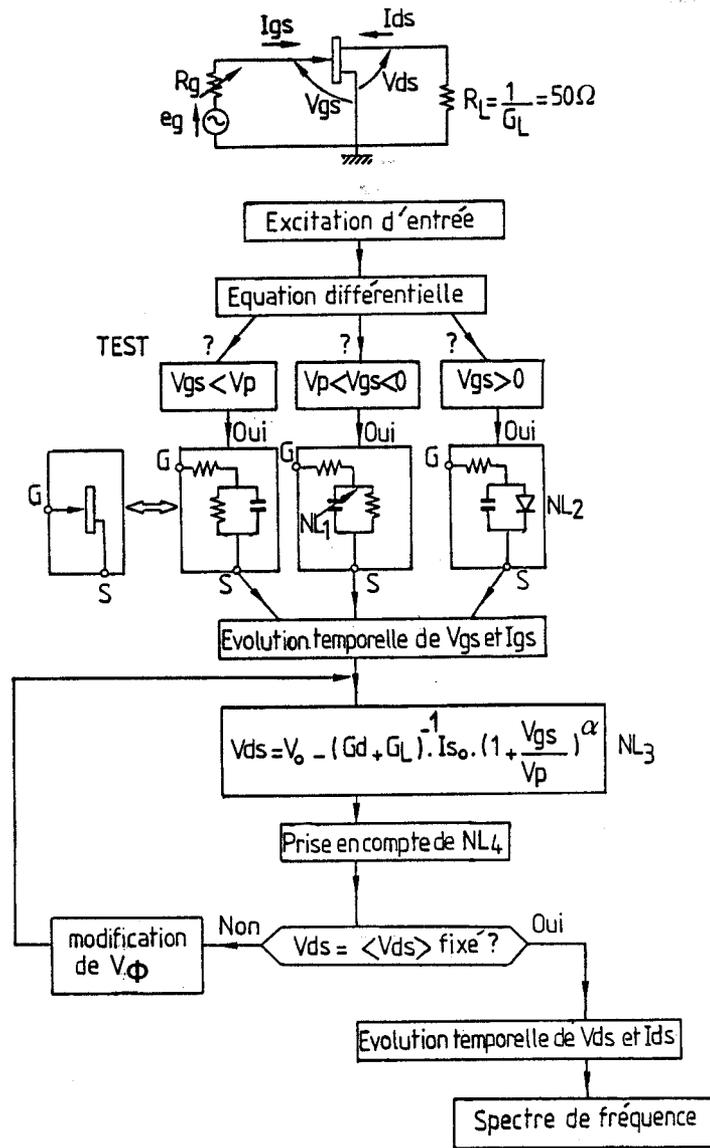


Fig. 87 : Organigramme résumant la méthodologie utilisée.

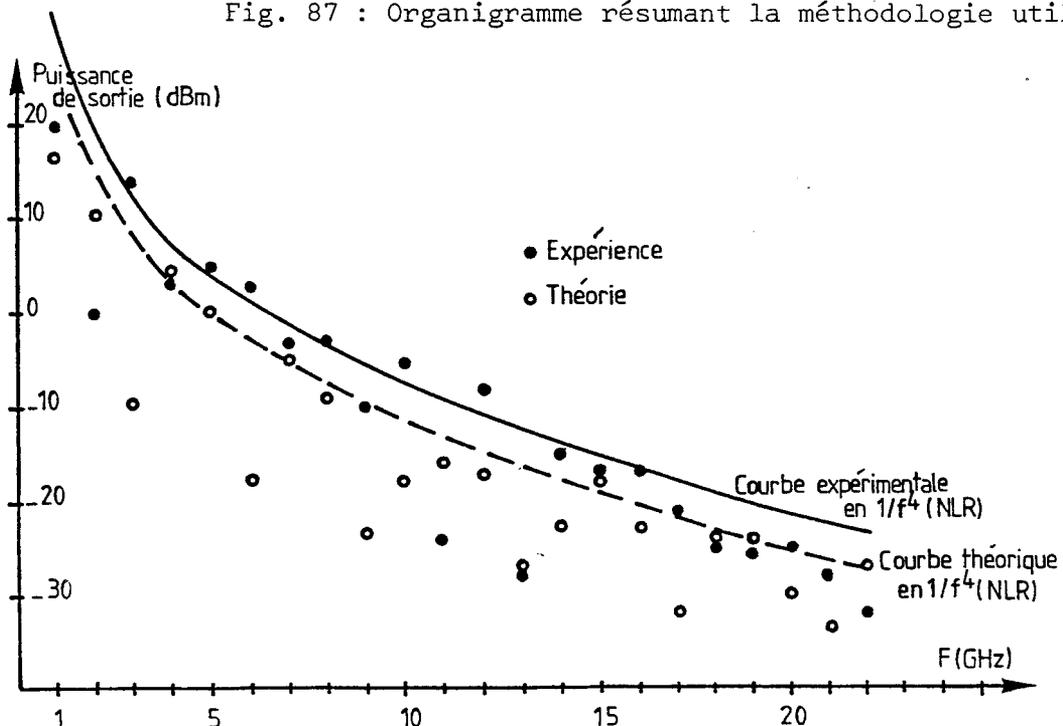


Fig. 88 : Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux dans le cas du transistor NEC 720.000 ( $V_{ds} = 3 \text{ V}$ , la fréquence d'entrée est 1 GHz)  $P_e = 25 \text{ dBm}$

Toutes les non linéarités sont considérées		On néglige la non linéarité de:	
		Cgs(Vgs): NL <sub>1</sub>	Id(Vgs): NL <sub>3</sub>
Paramètre	$\gamma = 0,5$ $\alpha = 2$	$\gamma = 0$	$\alpha = 1$
Puissance de sortie (dBm)	-12,9	-14,8	-16,7

Tableau 21 : Effet de chaque non linéarité sur le niveau de sortie de l'harmonique 10.



$$I_{ds} = - G_L (V_{ds} - V_{\phi})$$

L'organigramme de la figure 87 résume la méthodologie utilisée pour le traitement. Remarquons que le traitement numérique est relativement bref. Ainsi, à titre d'exemple, l'ensemble des calculs, effectués sur deux périodes, nécessite moins de 5 mn sur calculateur de laboratoire Hewlett Packard type 9835 A.

### V.1.3. VALIDATION ET PREMIERS RESULTATS

Nous présentons sur la figure 88 les résultats de simulation du transistor monogrille à effet de champ NE 720.00 (transistor submicronique fabriqué par NEC) en fonction de la fréquence. Nous avons porté sur cette figure les points correspondant aux mesures expérimentales.

Il apparaît, d'une part, que l'évolution fréquentielle s'effectue bien selon une loi en  $1/f^4$ , ce qui est caractéristique des dispositifs à résistance non linéaire. D'autre part, on observe un accord assez satisfaisant entre les courbes théoriques et expérimentales, ce qui montre la validité de notre modèle.

Par ailleurs, notre modèle théorique nous permet de mieux comprendre le mécanisme physique du phénomène de multiplication. Cette multiplication s'effectue grâce à l'existence des non linéarités internes qui sont, comme nous l'avons vu, au nombre de quatre. Il est important, par exemple, en vue d'une optimisation du composant, de connaître quelles sont les non linéarités qui jouent un rôle le plus important dans la multiplication. Pour tenter de répondre à cette question, nous avons effectué l'étude d'un multiplicateur par 10 (de 1 à 10 GHz) en considérant que :

- 1) toutes les quatre non linéarités existent simultanément
- 2) trois non linéarités seulement existent, en considérant deux cas différents de suppression d'une non linéarité. Les résultats obtenus (tableau 21) montrent que c'est la non linéarité de la caractéristique de transfert  $I_{ds} = f(V_{gs})$  [NL<sub>3</sub>] qui contribue le plus largement au phénomène de multiplication.

Par contre, la non-linéarité de la capacité grille-source [NL<sub>1</sub>]

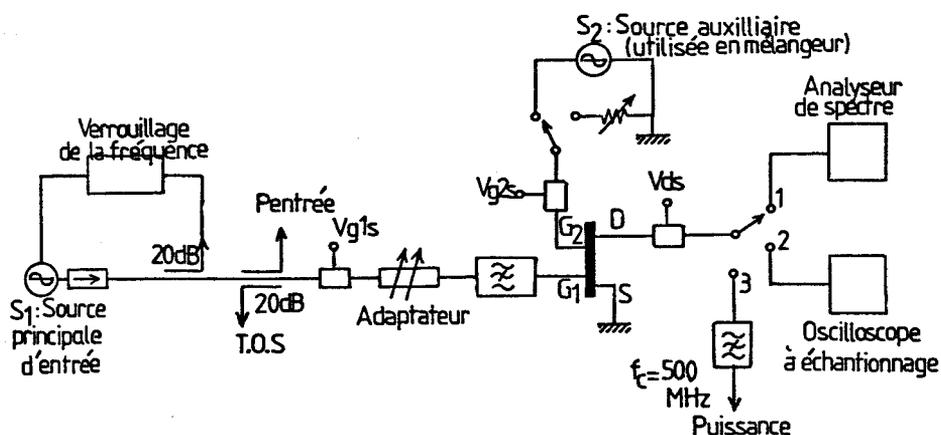


Fig. 89 : Dispositif expérimental en structure microonde coaxiale en standard SMA (OSM)

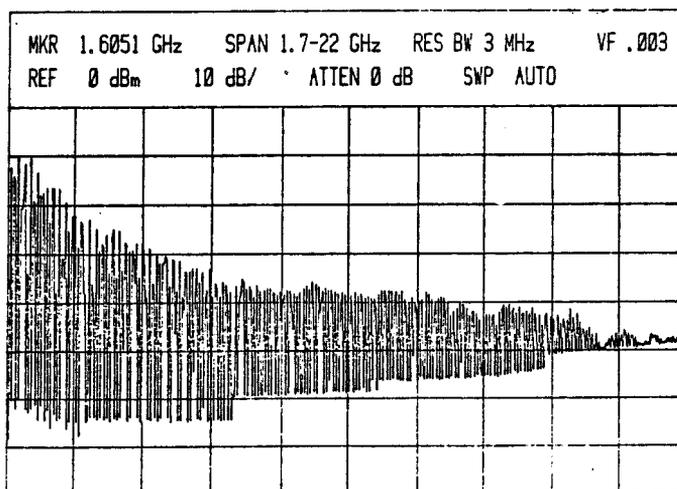


Fig. 90 : Peigne des fréquences observé sur le drain (la fréquence d'entrée est de 0,1 GHz et la puissance de 25 dBm)

semble avoir une faible influence sur le fonctionnement. En conclusion, il apparaît que les non linéarités dûes, d'une part, au pincement du canal et, d'autre part, à la conduction en direct de la jonction grille-source (Cf. Figure 84) soient les plus importantes pour le fonctionnement. Ces résultats sont en bon accord avec les résultats obtenus par Gopinath [2].

## V.2. DISPOSITIF DE MESURE ET RESULTATS TYPIQUES [3]

Dispositif : le dispositif expérimental de mesure utilisé est présenté sur la figure 89.

Le transistor bigrille reçoit sur la première grille un signal sinusoïdal délivré par la source principale d'entrée et il génère un signal composite observé au niveau du drain.

Le niveau d'entrée est largement variable et peut atteindre 30 dBm pour des fréquences comprises entre 0,1 et 1 GHz. Le signal de sortie est observé au moyen soit d'un analyseur de spectre (marque Hewlett Packard type 8569 A) jusque 40 GHz soit d'un oscilloscope à échantillonnage (Tektronix type 7623 A + tête S4) de temps de montée intrinsèque de 25 pS.

Enfin, on peut appliquer sur la seconde grille un signal microonde délivré par une source auxiliaire qui permet de mettre en évidence les propriétés de mélange offertes par le composant bigrille.

Il faut noter que l'adaptation du composant est effectuée sur son entrée à la fréquence fondamentale. Par contre, aucune adaptation en sortie n'est réalisée afin de permettre un fonctionnement multifréquence le plus étendu possible. Signalons que la polarisation de grille 1, grille 2 et drain est assurée par l'intermédiaire de trois tés de polarisation 0,1-18 GHz (Hewlett Packard type 33150 A).

Le composant bigrille le plus souvent utilisé a été le modèle AT 11200 fabriqué par AVANTEK (USA). La mise au potentiel de la source de la seconde grille (en microondes) a été réalisée par un condensateur "puce" de 50pF.

Résultats typiques : Nous présentons, sur la figure 90, le peigne des fréquences observé en sortie, sur le drain du composant dans le cas où

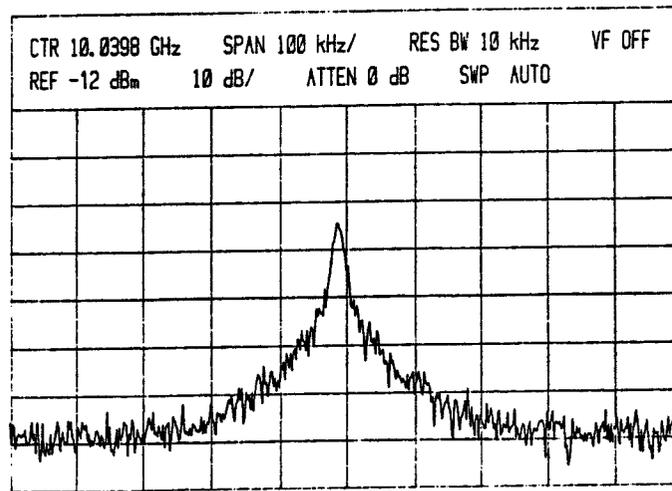


Fig. 91 : Spectre de la composante harmonique de fréquence 10 GHz (la fréquence d'entrée est de 0,1 GHz et la puissance 25 dBm).

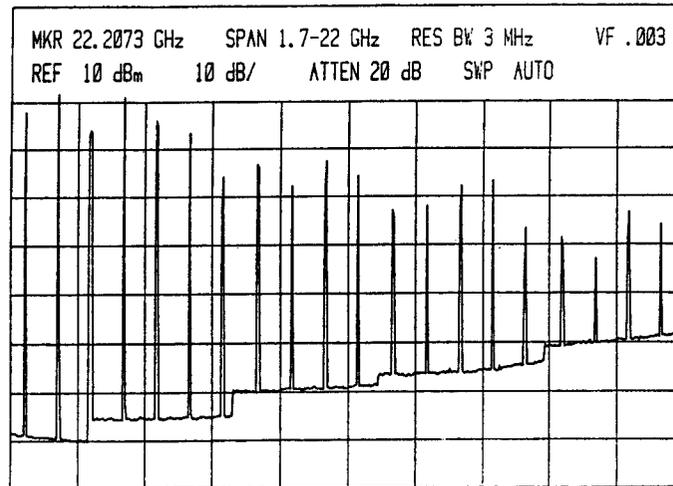


Fig. 92 : Peigne des fréquences observé sur le drain (la fréquence d'entrée est de 1 GHz et la puissance de 25 dBm)

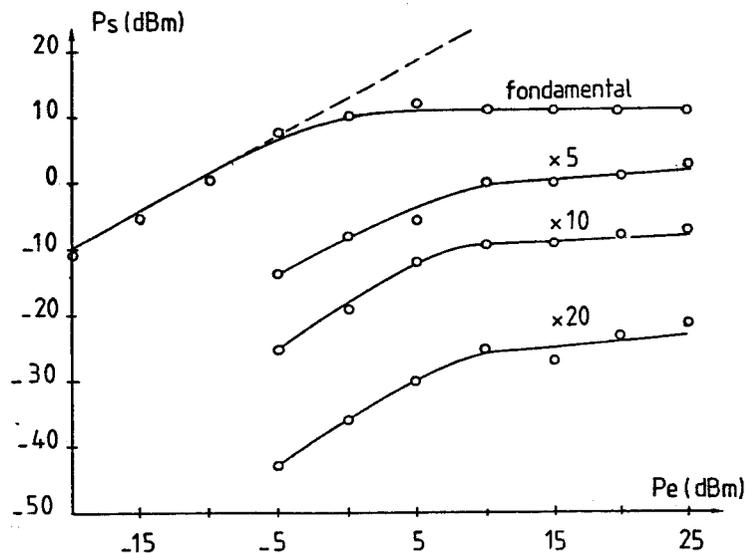


Fig. 93 : Evolution de la puissance de sortie du fondamental et des harmoniques en fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

la fréquence de la source d'entrée est de 0,1 GHz. Il apparaît l'existence d'un domaine spectral très étendu avec une amplitude de signal relativement uniforme. On remarque que des facteurs de multiplication aussi élevés que 200 peuvent être réalisés. La figure 91 représente le spectre de la composante harmonique de fréquence 10 GHz que nous avons sélectionné. On observe une bonne pureté spectrale du signal après multiplication par 100.

Par ailleurs, les propriétés de multiplication de fréquence à haut rang d'harmonique sont conservées lorsque la fréquence de la source d'entrée est augmentée. Ainsi, à titre d'exemple, nous présentons ( figure 92 ) le peigne obtenu dans le cas où la fréquence d'entrée est de 1 GHz. On retrouve un domaine spectral très étendu puisque nous avons mesuré des composantes harmoniques jusque 40 GHz ( Tableau 22 ).

Enfin signalons que d'autres transistors bigrille de provenance différente (NEC 463 - THOMSON CSF LCR) ont été étudiés mais que les résultats obtenus demeurent assez voisins des précédents.

Fréquence (GHz)	20	30	40
Amplitude (dBm)	- 13	- 27	- 28

Tableau 22 : Niveaux mesurés à 20, 30 et 40 GHz  
(La fréquence d'entrée est de 1 GHz et la puissance de 25 dBm).

### V.3. PUISSANCE DE SORTIE MAXIMALE

Nous présentons sur la figure 93 l'évolution des composantes fondamentale et harmoniques de la puissance de sortie en fonction de l'amplitude du signal d'entrée à la fréquence de 1 GHz. On remarque, tout d'abord, une évolution linéaire de la composante fondamentale puis une saturation au delà d'une puissance d'entrée d'environ 1 mW. Ceci montre la possibilité d'utilisa-

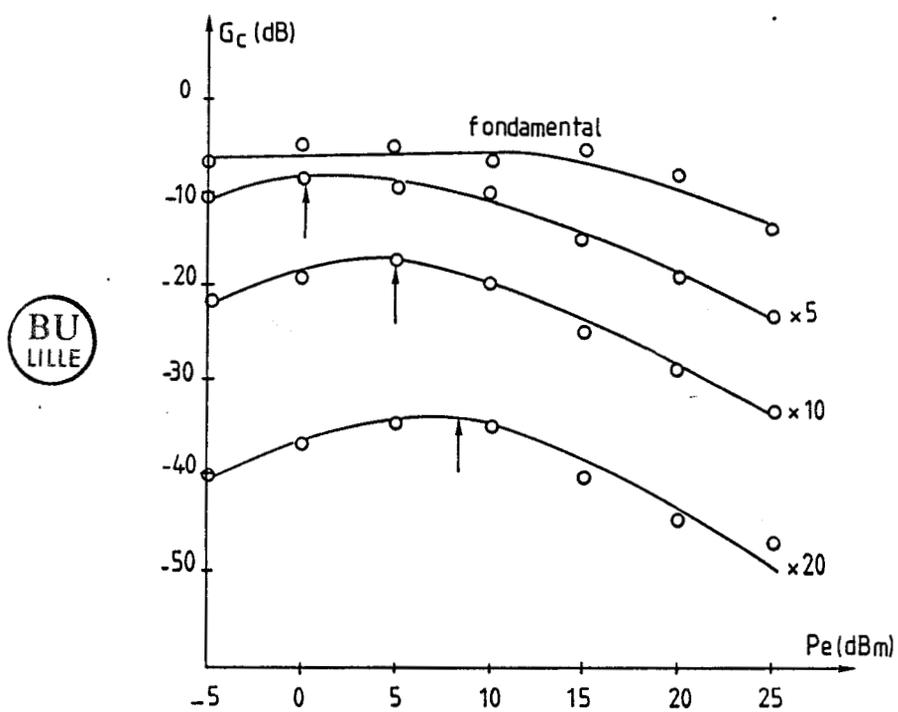


Fig. 94 : Evolution du gain du transistor et du gain de conversion aux harmoniques en fonction de l'amplitude du signal d'entrée.

tion du transistor bigrille en limiteur de la puissance de sortie, par exemple en instrumentation. Le niveau de la limitation de puissance étant d'ailleurs modifiable grâce aux polarisations. Par ailleurs, on note que la puissance d'entrée nécessaire pour provoquer la génération de fréquences harmoniques est d'autant plus élevée que le rang d'harmonique est plus important. Bien entendu, la puissance obtenue diminue lorsque le rang d'harmonique croît. Enfin, comme pour la composante fondamentale, on observe également une saturation de la puissance de sortie aux différentes fréquences harmoniques.

Il était également intéressant d'étudier l'évolution du gain de conversion en fonction de la puissance du signal d'entrée. La figure 94 montre que :

- d'une part, le gain de conversion diminue lorsque le rang de multiplication croît.
- d'autre part, la puissance d'entrée optimum, permettant d'obtenir le gain de conversion maximum croît lorsque le rang de multiplication augmente.

Nous résumons dans le tableau 23 les résultats obtenus dans le cas du transistor AVANTEK AT 11200.

RANG DE MULTIPLICATION	PUISSANCE MAXIMALE		GAIN DE CONVERSION MAXIMUM	
	(dBm)	Puissance d'entrée minimale (dBm)	(dBm)	Puissance d'entrée optimale (dBm)
X 5	0	5	- 6	0
X 10	- 9	8	- 18	5
X 20	- 23	13	- 34	7

Tableau 23 : Valeurs optimales de la puissance d'entrée pour l'obtention du gain de conversion ou de la puissance de sortie maximales.

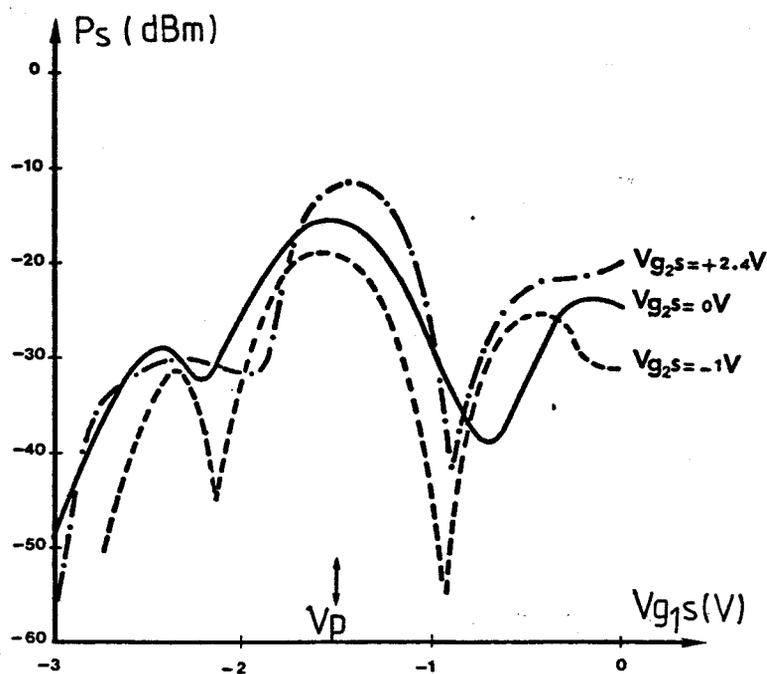


Fig. 95 : Puissance de sortie de l'harmonique 10 en fonction de la tension de première grille ( $P_e = 5$  dBm ;  $V_{ds} = 6$  V).

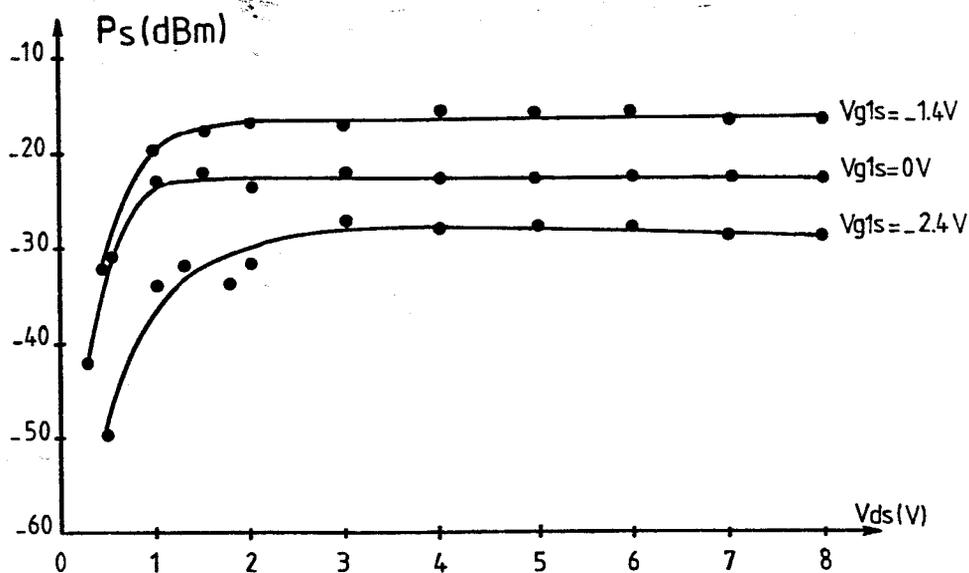


Fig. 96 : Puissance de sortie de l'harmonique 10 en fonction de la tension drain-source ( $V_{ds}$ ) ( $P_e = 5$  dBm)

#### V.4.CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT

Les résultats précédents ont été obtenus en considérant des valeurs quasi optimales des tensions de polarisation des drain, de la première et de la seconde grille.

Nous présentons, sur la figure 95, l'évolution de la puissance de sortie, en multiplication de 1 à 10 GHz, en fonction de la tension de polarisation de première grille. Il apparaît qu'une polarisation de première grille voisine de la tension de pincement soit souhaitable. Par ailleurs, il est intéressant d'"ouvrir" largement la seconde grille en la polarisant en valeur positive (un courant faible, de l'ordre du mA peut être admis sans danger). Enfin, la figure 96 montre que le choix de la tension de polarisation de drain n'est pas déterminant sur le fonctionnement dès lors que le régime de saturation est atteint.

##### Remarque sur le mode de polarisation de première grille :

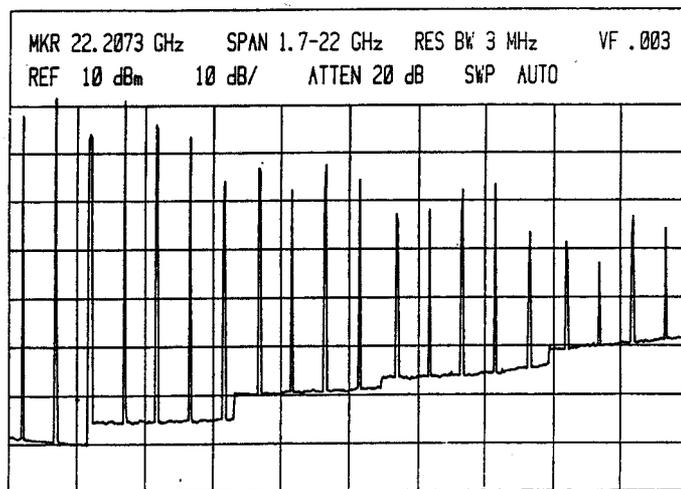
En régime de fonctionnement violemment non linéaire utilisé, la polarisation de première grille peut être assurée de deux façons différentes :

- soit par une source continue extérieure ajustable
- soit par une simple résistance variable.

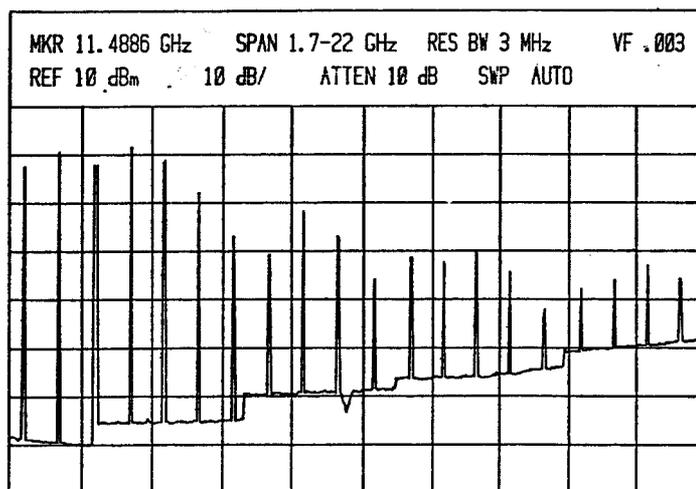
En effet, il apparaît dans le circuit de polarisation un courant continu non négligeable lié au phénomène de rectification du signal d'entrée microonde d'amplitude importante. Ce phénomène de détection s'accompagne d'une certaine dissipation de puissance microonde à l'entrée du composant dont l'impédance d'entrée est ainsi moins élevée.

#### V.5. INFLUENCE DE LA LONGUEUR DE GRILLE

Nous avons réalisé une étude portant sur différents composants bigrilles de longueur de grille variables entre  $0,5\mu\text{m}$  et  $1\mu\text{m}$  en considérant un signal d'entrée de fréquence 1 GHz. Nous n'avons pas constaté d'influence importante de la longueur de la grille sur le phénomène de multiplication à haut rang d'harmonique. Ce résultat est à rapprocher de celui obtenu en régime faiblement non linéaire où nous étions arrivé à une conclusion similaire (§ III.2.4.). Il semble donc, en définitive, que la longueur de la grille ne modifie pas profondément le comportement non linéaire du composant.



(a)



(b)

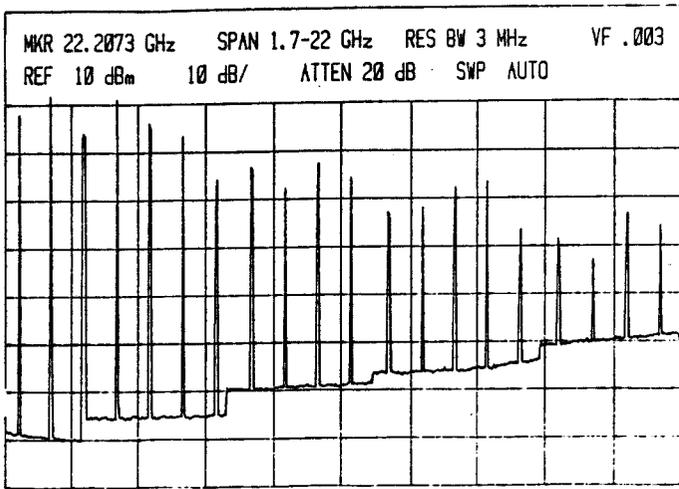
Fig. 97 : Peignes des fréquences observés sur le drain du transistor AVANTEK AT 11200 dans les cas suivants :  
a) la grille 2 est fermée sur un court-circuit microonde  
b) la grille 2 est fermée sur l'impédance caractéristique.

Remarquons que notre conclusion serait toute autre dans le cas où nous aurions utilisé, d'une part, une fréquence du signal d'entrée importante, par exemple 12 GHz, et si, d'autre part, nous nous soyons intéressés à des rangs de multiplication faible, de l'ordre de 2 ou 3. En effet, dans ce cas, se superposerait au phénomène de multiplication lié aux nonlinéarités une amplification dont la valeur serait liée au gain du composant (à ces fréquences) qu'il serait donc judicieux de choisir de dimensions submicroniques.

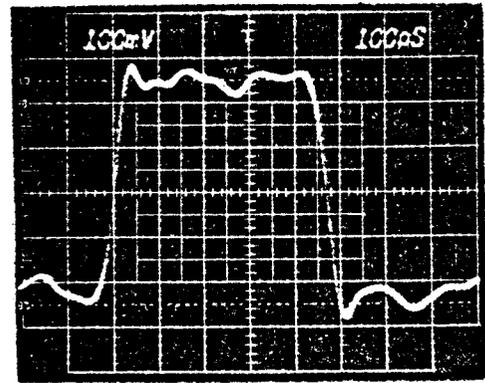
#### V. 6. CHOIX DE L'IMPEDANCE DE CHARGE DE SECONDE GRILLE

Nous avons considéré deux cas particuliers très différents d'impédance de charge présentée à la seconde grille.

Les résultats précédemment présentés et rappelés sur la figure 97.a sont relatifs au cas où l'impédance de charge présentée en microondes à la seconde grille est voisine d'un court circuit puisqu'un condensateur "puce" de 50 pF est placé très près du composant. Au contraire, si ce condensateur est enlevé et si nous présentons une impédance correspondant à l'impédance caractéristique de  $50 \Omega$ , on observe sur la figure 97.b une dégradation très nette des performances. Ce résultat montre l'importance du choix de l'impédance présentée à la seconde grille. Effectivement, nous avons pu observer un renforcement du niveau de certaines composantes fréquentielles par modification de l'impédance présentée à la seconde grille.



(a)

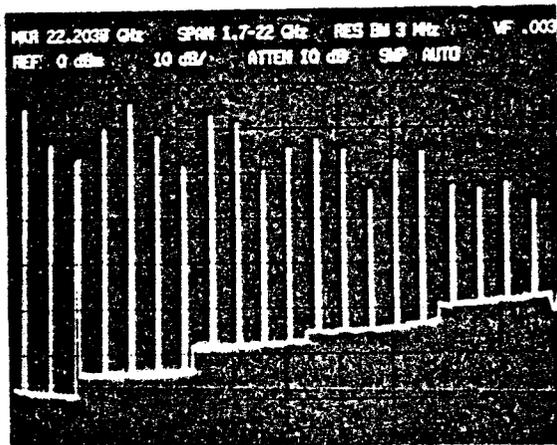


(b)

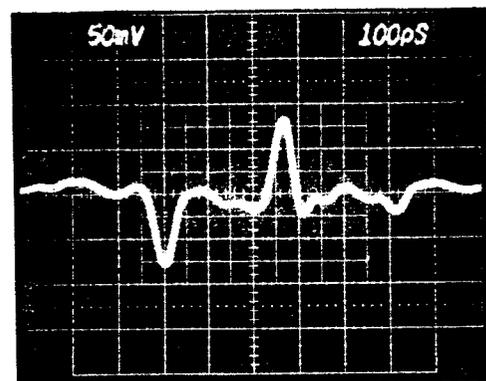
Fig. 98 : Résultats obtenus dans le cas où le signal est appliqué sur la grille 1 et la réponse est observée sur le drain.

a) peigne des fréquences

b) réponse temporelle\* ( Transistor AVANTEK AT 11200)



(a)



(b)

Fig. 99 : Résultats obtenus dans le cas où le signal est appliqué sur la grille 1 et la réponse est observée sur la grille 2.

a) peigne des fréquences

b) réponse temporelle\* ( Transistor AVANTEK AT 11200)

\* Les mesures à l'oscilloscope étant effectuées derrière un atténuateur de 20 dB, les échelles verticales sont donc à multiplier par 10.

## V. 7. AUTRES CONFIGURATIONS DU BIGRILLE

Le transistor bigrille étant intrinséquement un dispositif du type hexapôle, il peut donc être utilisé selon trois configurations différentes en montage source commune.

Les résultats précédents, rappelés sur la figure 98, sont relatifs au cas où le signal est entré sur la première grille et la génération harmonique observée au niveau du drain.

Nous avons considéré une utilisation originale consistant à toujours entrer le signal sur la première grille, mais au contraire, à prélever le signal de sortie sur la seconde grille. La figure 99 montre les résultats obtenus à la fois dans le domaine fréquentiel et temporel. Il apparaît, d'une part, un spectre de fréquence plus uniforme et, d'autre part, la génération d'impulsions d'amplitude modeste (0,8 V) mais de largeur faible (60 à 80 pS). Un tel résultat se comprend aisément si l'on considère l'existence de la capacité située entre la seconde grille et le canal. Celle-ci forme, avec l'impédance caractéristique extérieure, l'équivalent d'un filtre passe haut (domaine fréquentiel) ou d'un dérivateur (domaine temporel). Ce mode d'utilisation nouveau s'avère donc intéressant et susceptible de certaines applications.

Signalons que l'on peut améliorer le niveau de certaines composantes fréquentielles par un choix judicieux de l'impédance présentée en microonde sur le drain.

Enfin, nous avons considéré le cas où le signal est entré, à présent, sur la seconde grille tandis que le signal de sortie est de nouveau prélevé sur le drain. Ce mode d'utilisation ne nous a pas semblé apporter d'amélioration par rapport aux cas précédents.

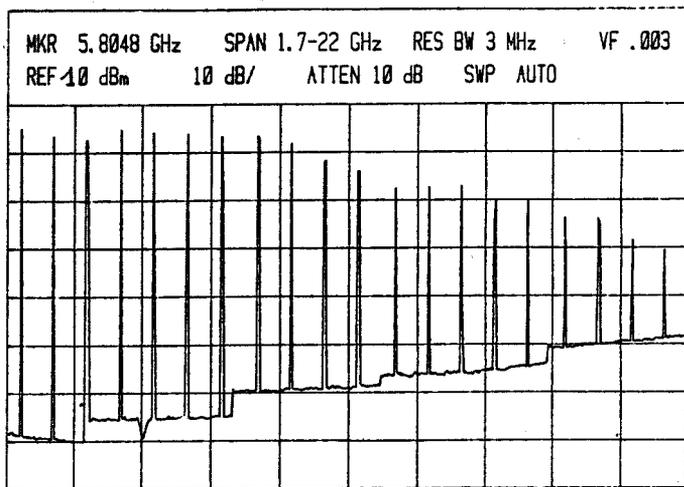


Fig. 100 : Peigne des fréquences obtenu dans le cas d'une diode à temps de recouvrement rapide (SRD) type HP 33005 C

Fig. 101 : Peigne des fréquences obtenu dans le cas du transistor NEC 388.00

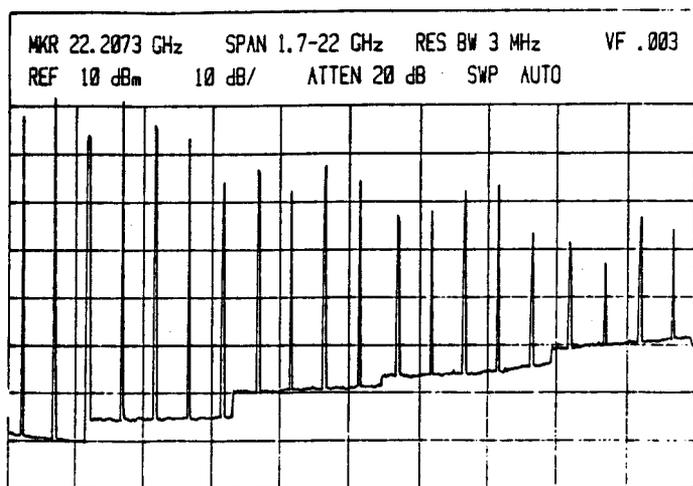
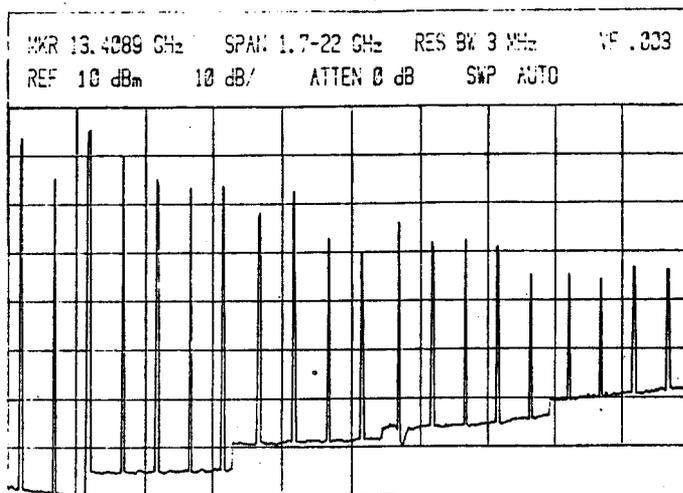


Fig. 101 bis: Peigne des fréquences obtenu dans le cas du transistor AVANTEK AT 11200.

F (GHz) Transistor type	20	30	40
NE 137.00 (Lg = 0,5 μm)	- 16	- 24	- 26
NE 720.00 (Lg = 1 μm)	- 27	- 25	- 29

BU  
LILLE

Tableau 24 : Puissance de sortie (en dBm) en très haute fréquence pour deux composants à longueur de grille différente.

## V.8. COMPARAISON AVEC D'AUTRES DISPOSITIFS

La génération de peignes de fréquences est classiquement effectuée au moyen de diodes à temps de recouvrement rapide (SRD). Par conséquent, il était intéressant de comparer les performances fournies par une SRD avec celles offertes par les TEC bigrilles.

Par ailleurs, nous n'avons pas connaissance de l'existence de travaux relatifs à la génération harmonique de rang élevé utilisant des TEC du type monogrille. Ils nous a donc paru utile d'étudier quelques composants monogrilles et de comparer les performances obtenues à celles données par les bigrilles.

### V.8.1. DIODE A TEMPS DE RECOUVREMENT RAPIDE (SRD)

Nous avons considéré une diode SRD (distribuée par Hewlett Packard sous le N° 33005 C) optimisée pour une fréquence d'entrée de  $1 \text{ GHz} \pm 50 \text{ MHz}$  et générant des peignes entre 2 et 18 GHz. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 100. Par comparaison avec ceux donnés par le bigrille (figure 101bis), il apparaît que le transistor bigrille permet d'obtenir des performances meilleures sur certaines fréquences, en particulier en basse fréquence et en très haute fréquence, mais que des variations plus importantes d'une fréquence à la suivante peuvent être notées

### V.8.2. TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP DU TYPE MONOGRILLE

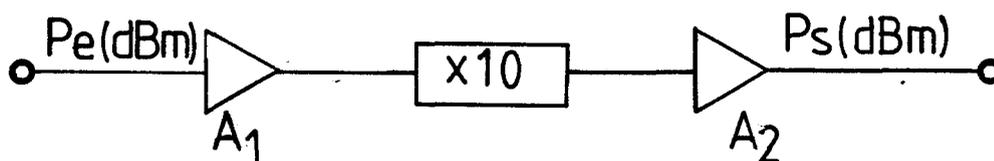
Nous présentons sur la figure 101 les résultats obtenus à l'aide d'un transistor submicronique fabriqué par NEC type NE 388.00. Par comparaison avec ceux donnés par le bigrille (figure 101bis), il apparaît que le composant de type bigrille fournit des résultats généralement meilleurs.

L'étude de la constitution technologique des transistors monogrilles confirme l'étude correspondante effectuée sur les composants bigrilles en ce qui concerne l'influence négligeable de la longueur de grille (Tableau 24).

## V. 9 .REALISATION DE SOURCES HARMONIQUES

### V. 9.1. MULTIPLICATEUR PAR DIX

Nous considérons que la structure d'un tel multiplicateur peut être réalisée par association de deux amplificateurs de gain  $A_1$  et  $A_2$  (en dB) avec un multiplicateur par 10 .



Si  $\eta_{x10}$  est le gain de conversion du multiplicateur, on a la relation (en dBm) :  $P_s = P_e + A_1 + \eta_{x10} + A_2$ . Il est évident qu'il convient d'utiliser le multiplicateur dans ses conditions optimales de fonctionnement correspondant à un gain de conversion maximum. Si l'on s'impose un niveau d'entrée, soit par exemple  $P_e = 0$  dBm, et un niveau de sortie, soit par exemple  $P_s = 10$  dBm, on en déduit la valeur des gains des amplificateurs.

#### 1) Fréquence de sortie 10 GHz

On a mesuré pour un multiplicateur 1 - 10 GHz

P entrée optimum # 12 dBm

$\eta_{x10}$  maximum # - 19 dB

On en déduit :  $A_1 = 12$  dB et  $A_2 = 17$  dB      ( $A_1 + A_2 = 29$  dB)

#### 2) Fréquence de sortie 1 GHz

Pour un multiplicateur 0,1 - 1 GHz, on a mesuré :

P entrée optimum # 13 dBm

$\eta_{x10}$  maximum # - 17 dB

On en déduit  $A_1 = 13$  dB et  $A_2 = 14$  dB      ( $A_1 + A_2 = 27$  dB)

Remarquons que le multiplicateur par dix pouvait encore être réalisé par une chaîne de deux multiplicateurs en cascade (x 2 puis x 5).

	Pe optimum (dBm)	$\eta$ optimum (dB)	A <sub>1</sub> (dB)	A <sub>2</sub> (dB)	A <sub>3</sub> (dB)	Gain total (dB)
x 5	11	-10	11	16	20	47
x 20	17	-27				
x 2	0	0	0	19	39	58
x 50	19	-48				
x 4	12	-9	12	13	28	53
x 25	16	-34				
x 10	13	-17	13	16	17	46
x 10	12	-19				



Tableau 25:

### V.9.2. MULTIPLIPLICATEUR PAR 100 (de 0,1 à 10 GHz)

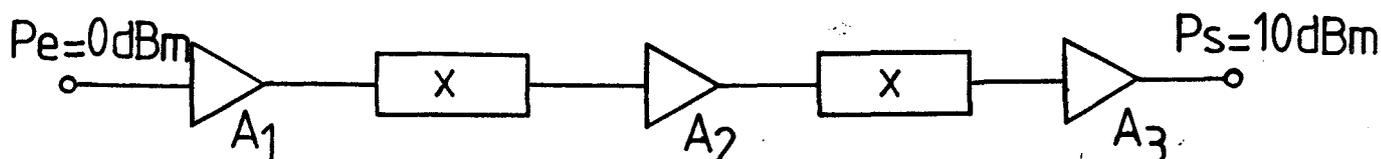
Si l'on réalise la multiplication par 100 à l'aide d'un seul multi-  
plicateur, on détermine les gains des deux amplificateurs sachant que :

$P$  entrée optimum = 25 dBm

$\eta_{x100}$  maximum = - 61 dB

d'où  $A_1 = 25$  dB et  $A_2 = 46$  dB , soit  $A_1 + A_2 = 71$  dB

Cependant un tel multiplicateur peut être aussi réalisé à partir de  
deux multiplicateurs de plus faible rang et de trois amplificateurs  $A_1$  ,  $A_2$  et  
 $A_3$ .



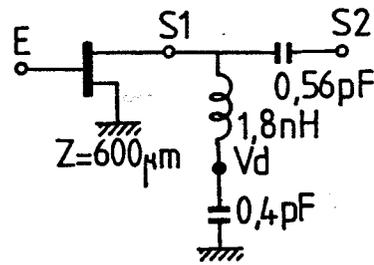
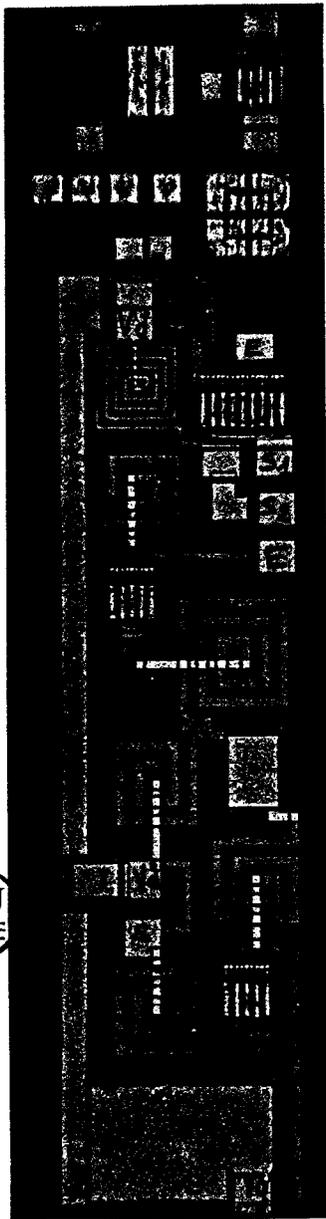
Le tableau 25 résume les caractéristiques des différentes  
associations correspondantes.

Parmi les associations possibles, nous avons rejeté celles pour  
lesquelles le multiplicateur de rang le plus faible se trouvait à la sortie.  
En effet, les puissances optimales de fonctionnement croissant avec le rang  
de multiplication, il paraissait probablement plus judicieux de placer en  
sortie le multiplicateur de plus haut rang.

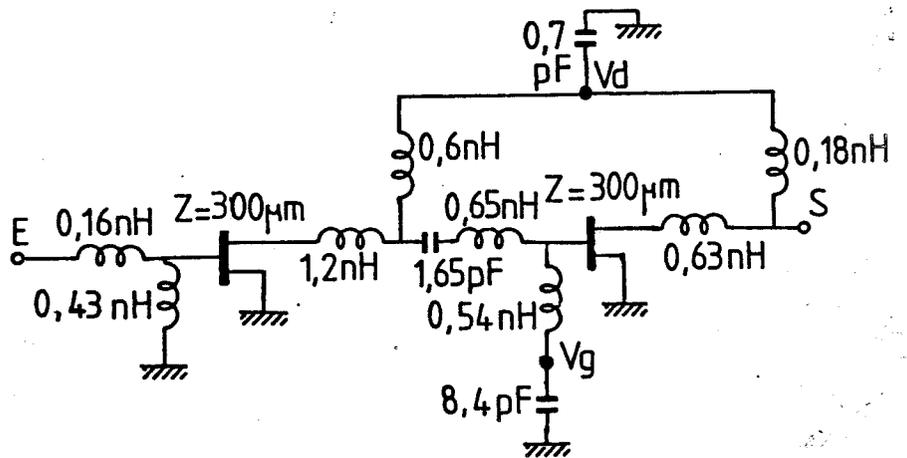
En conclusion, il apparaît que la multiplication par 100, à l'aide  
d'une chaîne de deux multiplicateurs, sera avantageusement réalisée par  
deux multiplicateurs par dix. Enfin, il apparaît que la multiplication  
directe de haut rang (par cent) est peu intéressante.

### V. 9.3. APPLICATION EN BANDE X

Un projet de réalisation de deux multiplicateurs par 10 en structure  
monolithique, sur AsGa semi-isolant, est en cours de réalisation au laboratoire  
[4]. Il comportera un premier multiplicateur 0,1 - 1 GHz suivi d'un second  
multiplicateur (1 - 10 GHz).



Multiplicateur  
(1-10GHz)



Amplificateur selectif 10 GHz

Fig. 102 : Circuit et schéma équivalent du second étage (multiplicateur 1-10GHz) du générateur bande X stabilisé en fréquence.

La source à la fréquence de 0,1 GHz est extérieure et est constituée par un oscillateur à quartz ou à ligne à retard acoustique (SAW). Cette source de haute stabilité et pureté spectrale étant multipliée par 100 permet d'obtenir un générateur microondes à 10 GHz très stable : les applications envisagées sont nombreuses en télécommunications, pour l'émission et la réception, ainsi qu'en instrumentation : marqueur de fréquence, référence de synthétiseur, etc...

Nous présentons (figure 102) un premier essai de réalisation du second multiplicateur (1 - 10 GHz). Il comporte essentiellement un multiplicateur à TEC monogrille de 600  $\mu\text{m}$  fonctionnant à 1 GHz suivi de deux étages d'amplification sélective à 10 GHz (monogrilles de 300  $\mu\text{m}$ ), les valeurs des éléments ayant fait l'objet d'une optimisation par logiciel "Touchstone".

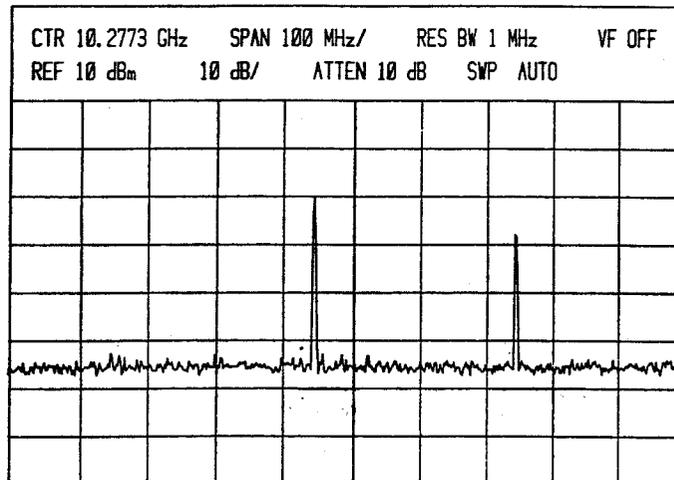


Fig. 103 : l'harmonique 10 et le signal RF observés sur le drain

BU  
LILLE

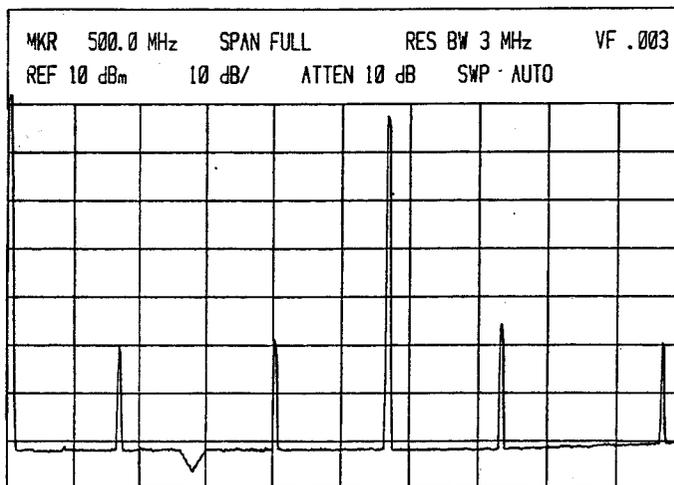


Fig. 104 : Composantes basse fréquence résultant du mélange

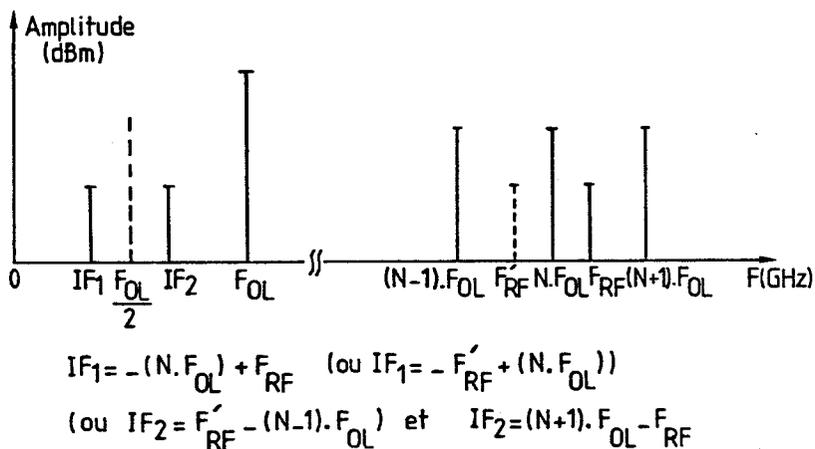


Fig. 105 : battements observés

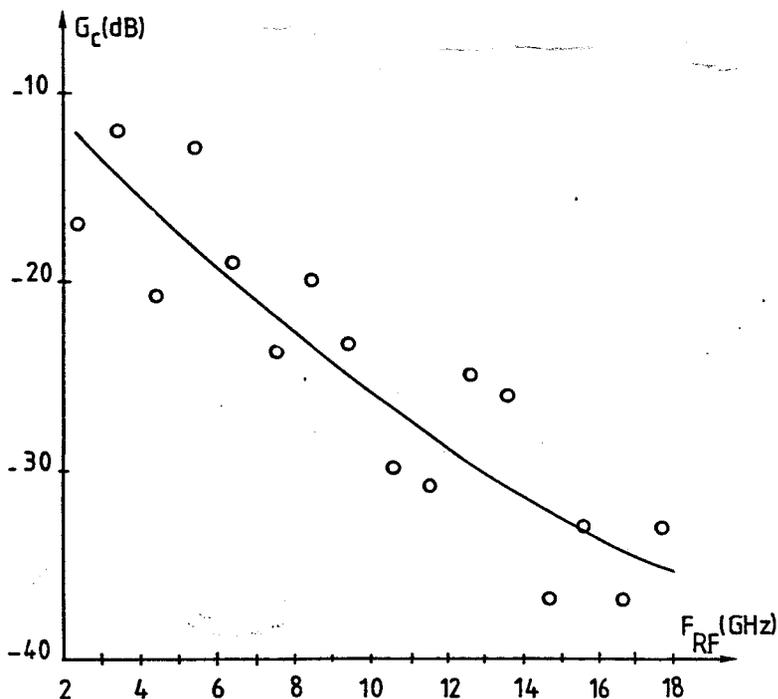


Fig. 107 : Evolution du gain de conversion dans la bande 2 - 18 GHz (IF=300MHz)

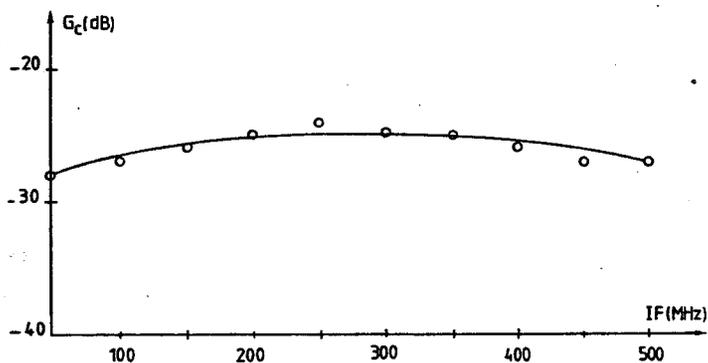
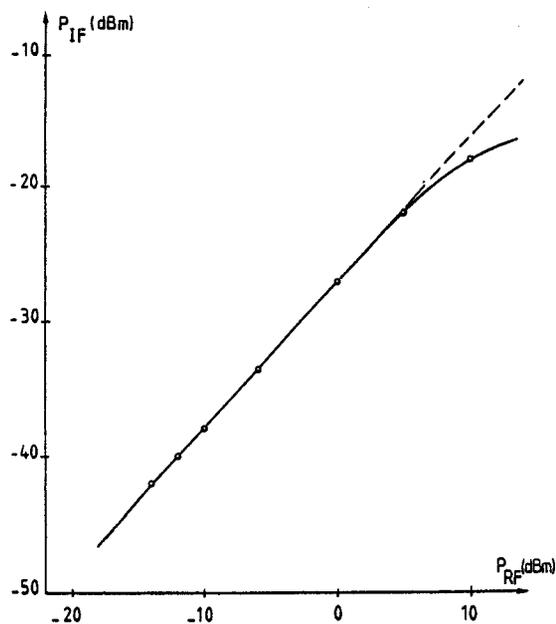


Fig. 106 : Evolution du gain de conversion autour de 10 GHz.

Fig. 108 : Courbe de linéarité du mélangeur à 10 GHz.



## V.10. MELANGEURS A TRES LARGE BANDE

### V.10.1. PRINCIPE ET PREMIERS RESULTATS

Nous avons vu que le transistor bigrille, à effet de champ, permettait la réalisation de peignes de fréquences très étendus. Par ailleurs, ce composant est intrinsèquement un dispositif actif du type hexapôle. Il est donc possible d'introduire sur la porte non utilisée, c'est à dire la seconde grille, un nouveau signal microonde. On peut ainsi espérer, grâce aux non linéarités du composant, la réalisation d'un multiplicateur-mélangeur fonctionnant à très large bande de fréquence.

La figure 103 représente la raie de multiplication par 10 correspondant à la fréquence de 10 GHz ainsi que le nouveau signal de fréquence 10,3 GHz appliqué sur la seconde grille et observés tous deux sur le drain du bigrille. Si l'on considère, à présent, les fréquences basses, figure 104, on observe l'apparition de composantes aux fréquences 300 MHz, 700MHz etc... Par conséquent, il apparaît bien la possibilité du mélange en plus de celle de la multiplication.

La figure 105 montre l'origine des diverses raies observées sur l'analyseur de spectre, en notant  $F'_{RF}$  la fréquence image correspondant à  $F_{RF}$ . En conséquence, il apparaît la nécessité de placer à la sortie du mélangeur un filtre passe bas de fréquence de coupure inférieure à  $\frac{F_{OL}}{2} = 500 \text{ MHz}$

Nous présentons sur la figure 106 l'évolution du gain de conversion du mélangeur autour de la fréquence de 10 GHz. Par ailleurs, la figure 107 donne l'évolution du gain de conversion, pour une fréquence intermédiaire de 300 MHz, entre 2 GHz et 18 GHz. Enfin, la figure 108 montre la linéarité du mélangeur ainsi réalisé.

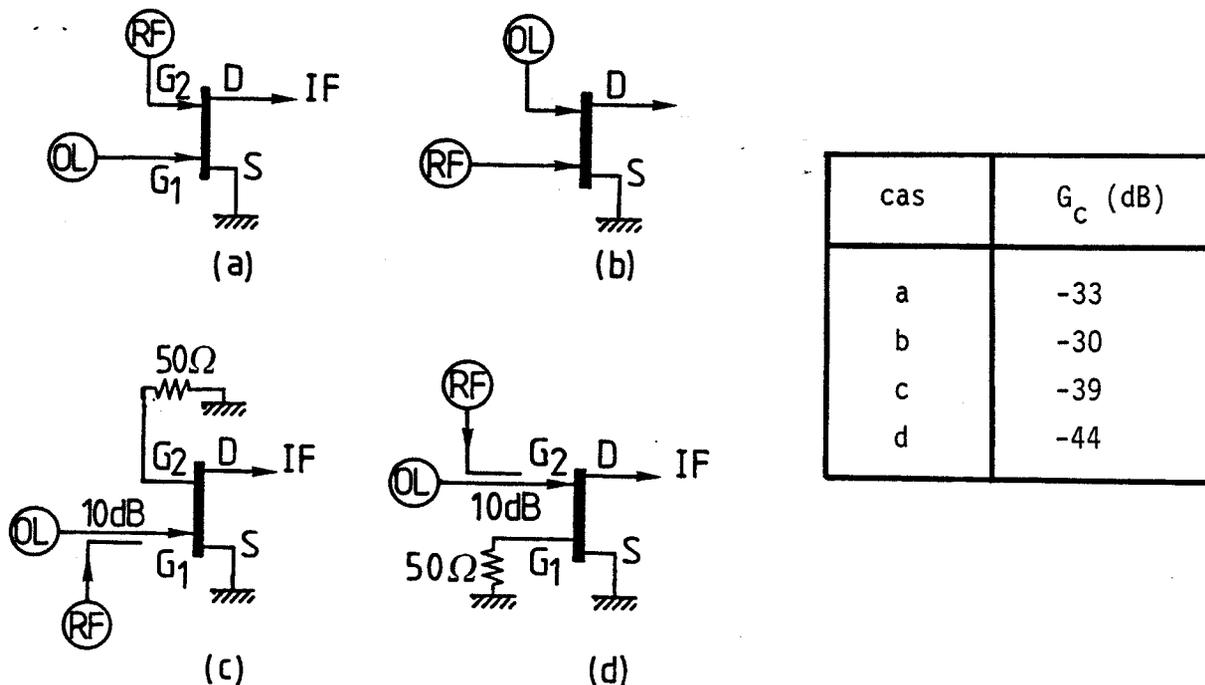


Fig. 109 : Différentes configurations possibles en mélangeur  
 (cas où  $F_{OL} = 1$  GHz et  $F_{RF} = 10$  GHz)

$P_{OL} = 24$  dBm

$P_{RF} = -21$  dBm

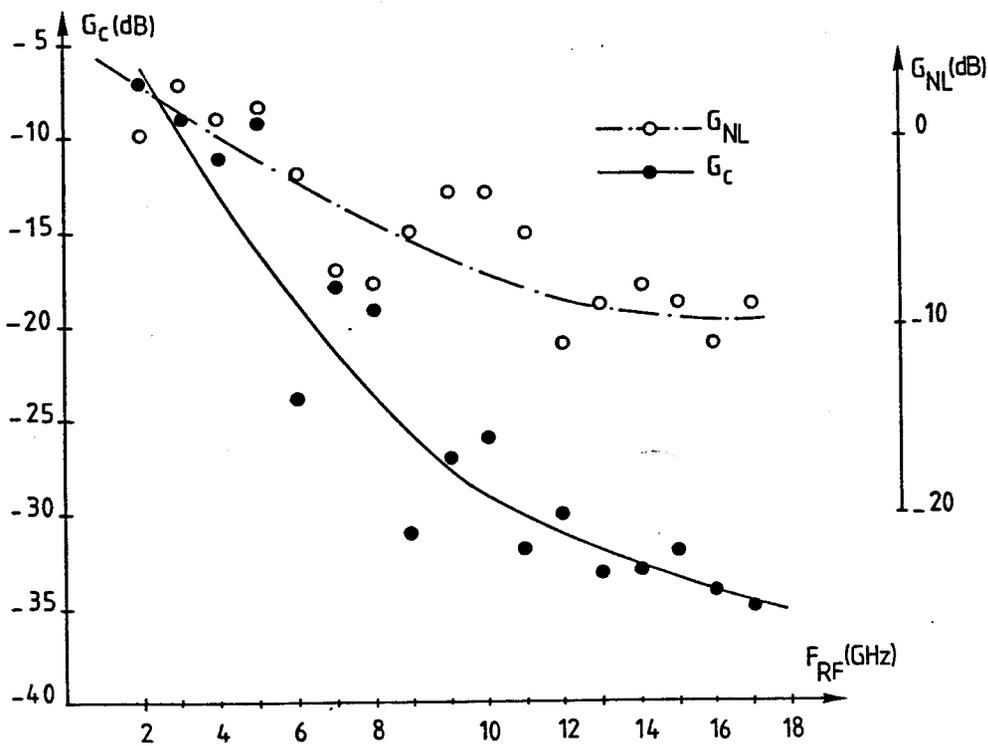


Fig. 110 : Evolutions du gain de conversion et du gain en non linéaire du transistor AVANTEK AT 11200 dans la bande 2-18 GHz (IF = 300 MHz)

### V.10.2. DIFFERENTES CONFIGURATIONS UTILISABLES

Dans l'utilisation précédente du bigrille, en multiplicateur-mélangeur, nous avons appliqué le signal de l'oscillateur local (OL) à 1 GHz sur la grille 1 tandis que le signal à mélanger (RF) de fréquence 10 GHz était appliqué sur la seconde grille. On obtient alors un gain de conversion de - 33 dB mais on injecte un niveau important de l'oscillateur local multiplié vers la source RF. C'est le cas noté (a) sur la figure 109.

D'autres configurations en mélangeur sont encore possibles. Par exemple, on peut permuter le rôle des grilles 1 et 2 comme le montre la figure 109.b. On obtient alors un gain de conversion légèrement amélioré (- 30 dB) mais surtout on bénéficie de la réjection naturelle du transistor de  $G_2$  vers  $G_1$  pour limiter l'injection de puissance de l'oscillateur local en direction de la source RF. Cette configuration semble donc la plus judicieuse.

Signalons enfin d'autres possibilités, notées (c) et (d) sur la figure 109, consistant à superposer préalablement à l'aide d'un coupleur directionnel l'oscillateur local (OL) et le signal à mélanger (RF) puis à appliquer l'ensemble sur une des deux entrées possibles (grille 1 ou grille 2). Les gains de conversion obtenus, tenant compte du facteur de couplage de 10 dB du coupleur, sont moins favorables.

En conclusion, la meilleure configuration d'utilisation en mélangeur semble être l'application de l'oscillateur local sur la seconde grille et l'introduction du signal à mélanger sur la première grille (cas:a). Nous présentons sur la figure 110 l'évolution du gain de conversion ainsi obtenu entre 2 et 18 GHz.

Signalons que nous avons également représenté sur la figure 110 le gain en régime de fonctionnement non linéaire  $G_{NL}$  défini comme le rapport de la puissance de sortie (sur le drain) sur la puissance d'entrée de valeur faible (sur la grille 1) entre 2 et 18 GHz. Il apparaît que le transistor n'apporte du gain au mélangeur que pour des fréquences inférieures à 5 GHz et qu'au-delà le mélange peut s'apparenter au mélange à diode. La valeur du gain apporté et son évolution fréquentielle étant liée aux caractéristiques du transistor (puissance de compression, longueur de grille, etc...).

### V.10.3. CONCLUSION

Nous avons montré les possibilités de conversion harmonique offertes par le transistor bigrille à la fois pour la multiplication de fréquence à haut rang d'harmonique et pour le mélange à très large bande de fréquence (multiplicateur-mélangeur). Les premiers résultats donnés montrent effectivement l'intérêt d'un tel dispositif. Cependant, une étude plus approfondie tant expérimentale que théorique, demeure nécessaire pour préciser les conditions optimales de fonctionnement et les structures semiconductrices les meilleures.

Il faut noter que les réalisations technologiques peuvent s'effectuer aisément par intégration monolithique sur semi isolant AsGa puisqu'elles ne font intervenir que des composants TEC soit bigrilles soit monogrilles. La grande diversité des applications microondes possibles en instrumentation (comptage, synthétiseur, oscilloscopes, marqueurs, analyse spectrale) et en télécommunications (émetteur-récepteur radioélectriques, sources de référence) font que l'on peut envisager la réalisation d'un circuit intégré de base capable de multi-fonctions et multi-applications microondes. Une diffusion suffisamment importante devant ensuite permettre d'en abaisser le coût de fabrication.

## BIBLIOGRAPHIE DE LA CINQUIÈME PARTIE

---

---

- [1] CHEN CHUNG-TUNG and WANG  
*"Dual-gate GaAs FET as a frequency multiplier at ku-band"*,  
1978 MTT Microwave Symposium, Ottawa, Canada, pp. 309,311.
  
- [2] A. GOPI NATH, ALWYN J. SEEDS and J.B. RANKIN  
*"Comparison of single and dual-gate FET frequency doublers"*,  
IEEE, Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-30, n°6, pp. 919-920,  
June 1982.
  
- [3] 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.
  
- [4] O. JOURNEL  
Thèse de Docteur-Ingénieur  
A paraître à l'Université de Lille I.

## CONCLUSION

---

---

Ce travail, consacré aux nouveaux composants du type bigrille, montre l'intérêt d'utiliser la représentation originale que nous avons proposée pour la conception et l'optimisation des circuits microondes associés dans des systèmes microondes tels qu'amplificateur, mélangeur, modulateur, etc ...

Cette représentation nouvelle a été mise en oeuvre pour caractériser plusieurs composants bigrilles à la fois en régime linéaire et non linéaire. Nous avons effectué une étude expérimentale de l'influence des conditions de fonctionnement, de la structure semi-conductrice et des circuits microondes associés sur le fonctionnement, en régime linéaire et faiblement non linéaire, du TEC bigrille. La comparaison des résultats expérimentaux avec les prévisions théoriques a montré la validité de la représentation proposée entre 2 et 18 GHz.

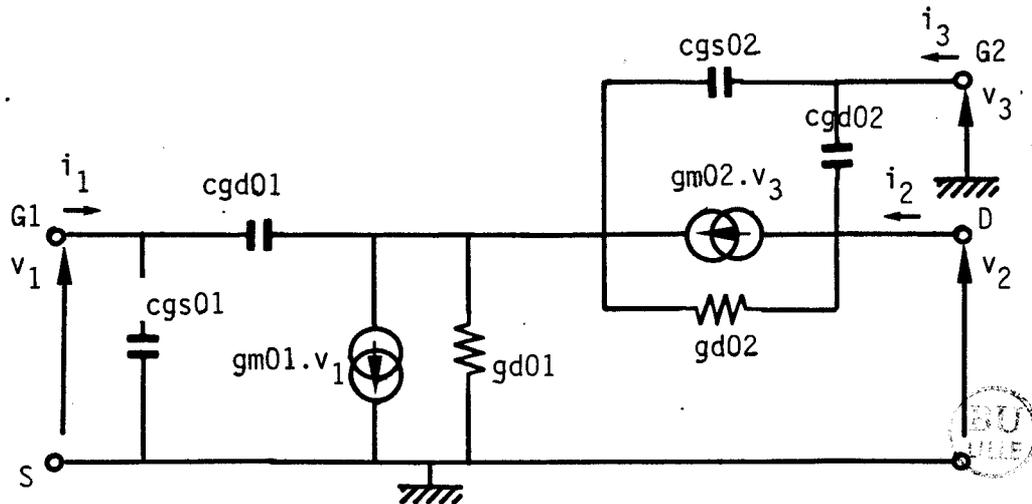
Par ailleurs, nous avons mis au point un modèle théorique de bruit capable de rendre compte du comportement en microondes des composants bigrilles à grilles submicroniques. Ce modèle a été validé et a fourni un certain nombre de résultats de simulation.

Enfin, nous avons mis en évidence les possibilités de conversion de puissance offerte par le TEC bigrille. Nous avons pu obtenir, d'une part, en multiplication de fréquence des rangs de multiplication aussi élevés que 200 et des fréquences de sortie aussi grandes que 40 GHz. D'autre part, nous avons montré la possibilité de réalisation de mélangeur à très large bande de fréquences par l'exploitation des propriétés de multiplication à haut rang de la fréquence de l'oscillateur local. Rappelons que cette application particulière fait l'objet au laboratoire d'une réalisation en structure monolithique.

## ANNEXE I

On se propose de donner les relations de passage entre les éléments du schéma électrique "naturel" et ceux du schéma électrique "global".

Considérons, pour cela, le schéma "naturel" suivant dans lequel nous incluons les résistances  $R_s, R_{ab}$  et  $R_d$  dans les éléments.



La matrice admittance correspondant à ce schéma est:

$$\text{on pose : } \Sigma = gm02 + gd01 + gd02$$

$$y_{11} = j\omega \left\{ cgs01 + cgd01 \left\{ 1 + \frac{gm01 - j\omega cgd01}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)} \right\} \right\}$$

$$y_{12} = -j\omega cgd01 \frac{gd02}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)}$$

$$y_{13} = -j\omega cgd01 \frac{gm02 + j\omega cgs02}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)}$$

$$y_{21} = (gm01 - j\omega cgd01) \frac{gm02 + gd02}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)}$$

$$y_{22} = gd02 \frac{gd01 + j\omega(cgs02 + cgd01)}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)} + j\omega cgd02$$

$$y_{23} = -j\omega cgd02 + \frac{gm02 \cdot gd01 + j\omega(cgd01 \cdot gm02 - cgs02 \cdot gd02)}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)}$$

$$y_{31} = j\omega \left\{ cgs02 \frac{gm01 - j\omega cgd01}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)} \right\}$$

$$y_{32} = -j\omega \left\{ cgd02 + cgs02 \frac{gd02}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)} \right\}$$

$$y_{33} = j\omega \left\{ cgd02 + cgs02 \frac{gd01 + gd02 + j\omega cgd01}{\Sigma + j\omega(cgs02 + cgd01)} \right\}$$

Avec les approximations suivantes:

$$\omega cgd01 \ll gm01$$

$$\omega(cgs02 + cgd01) \ll \Sigma$$

$$\omega cgd01 \ll gd01 + gd02$$

$$\omega cgs02 \ll gm02$$

La matrice admittance est simplifiée et on obtient:

$$y_{11} = j\omega(cgs01 + cgd01(1 + \frac{gm01}{\Sigma})) = j\omega Cgs1$$



$$y_{12} = -j\omega cgd01 \frac{gd02}{\Sigma} = -j\omega Cgd1$$

$$y_{13} = -j\omega cgd01 \frac{gm02}{\Sigma} = -j\omega Cg1g2$$

$$y_{21} = gm01 \frac{gm02 + gd02}{\Sigma} - j\omega cgd01 \frac{gd02}{\Sigma} = gm1 - j\omega Cm1$$

$$y_{22} = \frac{gd01 \cdot gd02}{\Sigma} + j\omega(cgd02 + \frac{gd02}{\Sigma}(cgs02 + cgd01)) = Gd + j\omega Cds$$

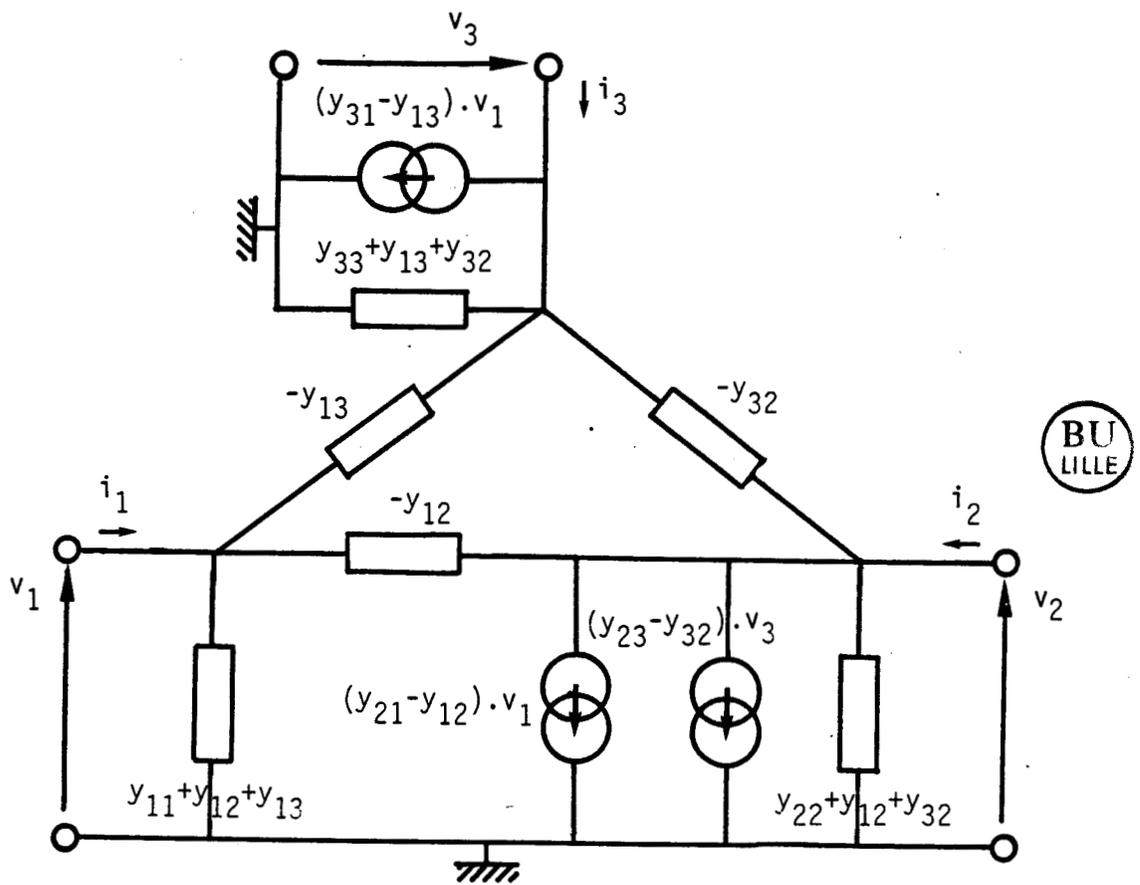
$$y_{23} = \frac{gm02 \cdot gd01}{\Sigma} - j\omega(cgd02 + cgs02 \frac{gd02}{\Sigma} - cgd01 \frac{gm02}{\Sigma}) = gm2 - j\omega Cm2$$

$$y_{31} = j\omega cgs02 \frac{gm01}{\Sigma} = j\omega Cg2g1$$

$$y_{32} = -j\omega(cgd02 + cgs02 \frac{gd02}{\Sigma}) = j\omega Cgd2$$

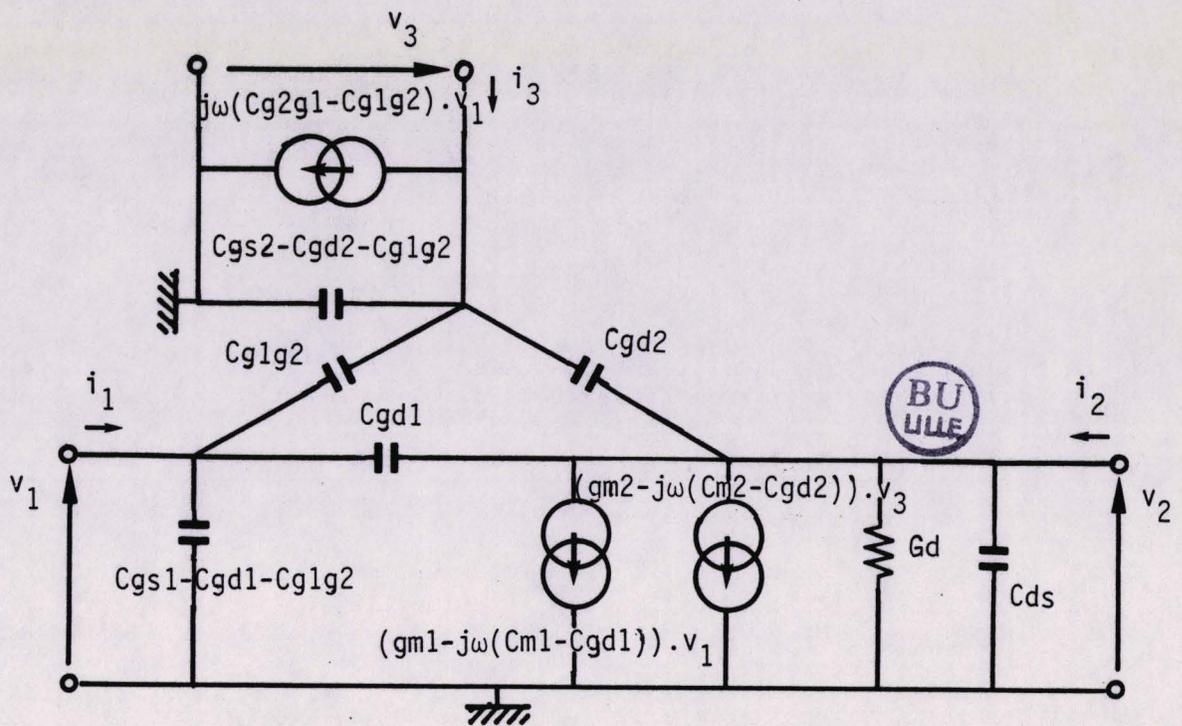
$$y_{33} = j\omega(cgd02 + cgs02 \frac{gd01 + gd02}{\Sigma}) = j\omega Cgs2$$

D'autre part, une matrice admittance d'ordre trois peut se représenter par le schéma électrique simple suivant:



$$\begin{aligned}
 i_1 &= y_{11} v_1 + y_{12} v_2 + y_{13} v_3 \\
 i_2 &= y_{21} v_1 + y_{22} v_2 + y_{23} v_3 \\
 i_3 &= y_{31} v_1 + y_{32} v_2 + y_{33} v_3
 \end{aligned}$$

En appliquant au cas de la matrice  $[Y]$  d'ordre trois calculée précédemment, on aboutit au schéma dénommé "global" dont les éléments s'expriment en fonction de ceux du schéma "naturel".



Remarque : Nous avons omis les résistances  $R_{i1}$  et  $R_{i2}$  apparaissant dans le schéma global afin de simplifier les calculs dans cette annexe. En réalité, il faudra en tenir compte dans le calcul.

## ANNEXE II

### PERFORMANCES EN AMPLIFICATEUR

On se propose de donner les différentes expressions permettant de déterminer les performances d'un amplificateur réalisé à partir d'un composant semiconducteur caractérisé par sa matrice de dispersion [S] mesurée en micro-ondes sur analyseur de réseau.

Si l'on ferme une porte d'un hexapôle (ou triporte) caractérisé par une matrice d'onde [S] d'ordre trois par une impédance notée  $Z_3$ , les paramètres de la matrice d'onde [S'] du quadripôle résultant s'expriment par :

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{13} S_{31}}{(1/\Gamma_3 - S_{33})}$$

$$S'_{12} = S_{12} + \frac{S_{13} S_{32}}{(1/\Gamma_3 - S_{33})}$$

$$S'_{21} = S_{21} + \frac{S_{23} S_{31}}{(1/\Gamma_3 - S_{33})}$$

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{23} S_{32}}{(1/\Gamma_3 - S_{33})}$$

où  $\Gamma_3 = \frac{Z_3 - Z_0}{Z_3 + Z_0}$  est le coefficient de réflexion de la charge  $Z_3$ ,

avec  $Z_0$  l'impédance caractéristique (égale à 50  $\Omega$ ).

La connaissance des paramètres  $S'_{ij}$  permet ensuite de calculer de façon classique les performances d'un amplificateur.

- Gain de transfert ( $G_T$ ) :

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |S'_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - S'_{22}\Gamma_L)(1 - S'_{11}\Gamma_S) - S'_{12}S'_{21}\Gamma_L\Gamma_S|^2}$$

$\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$  sont les coefficients de réflexion de source et de charge.

- Stabilité inconditionnelle :

La stabilité d'un quadripôle est inconditionnelle s'il n'y a pas de risque d'oscillation pour n'importe quelle impédance de fermeture. Cette condition étant  $K > 1$  où  $K$  est le coefficient de stabilité.

$$K = \frac{1 + |D|^2 - |S'_{11}|^2 - |S'_{22}|^2}{2|S'_{21} S'_{12}|}$$



où  $D = S'_{11} S'_{22} - S'_{12} S'_{21}$

- Gain maximum disponible (MAG) :

Le gain maximum disponible est réalisé lorsque les adaptations aux accès sont parfaites ; il est donné par :

$$MAG = \left| \frac{S'_{21}}{S'_{12}} \right| \cdot \left( K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) \text{ pour } K > 1$$

Le signe (+) est choisi lorsque la quantité :

$$B = 1 + |S'_{11}|^2 - |S'_{22}|^2 - |D|^2$$

est négative et le signe (-) dans le cas contraire.

- Adaptation optimale du quadripôle :

Pour obtenir le gain maximum précédemment indiqué, nous devons présenter aux portes d'entrée et de sortie les coefficients de réflexion suivants :

$$\Gamma_S = \Gamma_{mS} = C_1 \star \frac{B_1 \pm B_1^2 - 4(C_1)^2}{2|C_1|^2} \quad \text{à l'entrée}$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{mL} = C_2 \star \frac{B_2 \pm B_2^2 - 4|C_2|^2}{2|C_2|^2} \quad \text{en sortie}$$

$$\text{où } C_1 = S'_{11} - D \cdot S'_{22} \star$$

$$C_2 = S'_{22} - D \cdot S'_{11} \star$$

$$B_1 = 1 + |S'_{11}|^2 - |S'_{22}|^2 - |D|^2$$

$$B_2 = 1 + |S'_{22}|^2 - |S'_{11}|^2 - |D|^2$$

le signe (+) est utilisé quand  $B_1$  (ou  $B_2$ ) est négatif et le signe (-) quand  $B_1$  (ou  $B_2$ ) est positif.

## ANNEXE III

### METHODE D'EXTRACTION PAR OPTIMALISATION

#### 1) Introduction.

Les méthodes précédentes de détermination directe de la valeur des éléments d'un schéma électrique équivalent ne fournissent en général que des valeurs approchées insuffisamment précises pour la conception des systèmes microondes.

Afin d'améliorer la précision des résultats, on utilise classiquement une méthode d'extraction par optimisation mettant en oeuvre différents algorithmes. Cependant, on peut montrer que selon l'algorithme utilisé et suivant l'exactitude des valeurs initiales introduites on peut ne pas converger vers une solution mathématique ou encore trouver une solution mathématique mais ne correspondant pas à des valeurs physiquement acceptables car non vraisemblables. Il apparaît donc que le sujet traité est complexe et que les solutions proposées sont nombreuses, [1],[2].

Pour notre part, nous avons choisi :

- d'utiliser une méthode simple de modification successive de chacun des éléments pour limiter le temps de calcul
- de partir de valeurs initiales relativement précises, donc proches des valeurs finales, afin d'éviter les solutions erronées,
- de figer certains éléments du schéma dont on peut estimer bien connaître leur valeur par des mesures relativement précises afin de permettre une convergence rapide. Ces éléments figés seront les éléments parasites.

Le principe de la méthode consiste à se donner un schéma électrique équivalent puis à modifier la valeur donnée initialement aux éléments non figés de ce schéma jusqu'à obtenir la coïncidence la meilleure entre les évolutions fréquentielles des différents paramètres de la matrice d'onde mesurée et calculée.

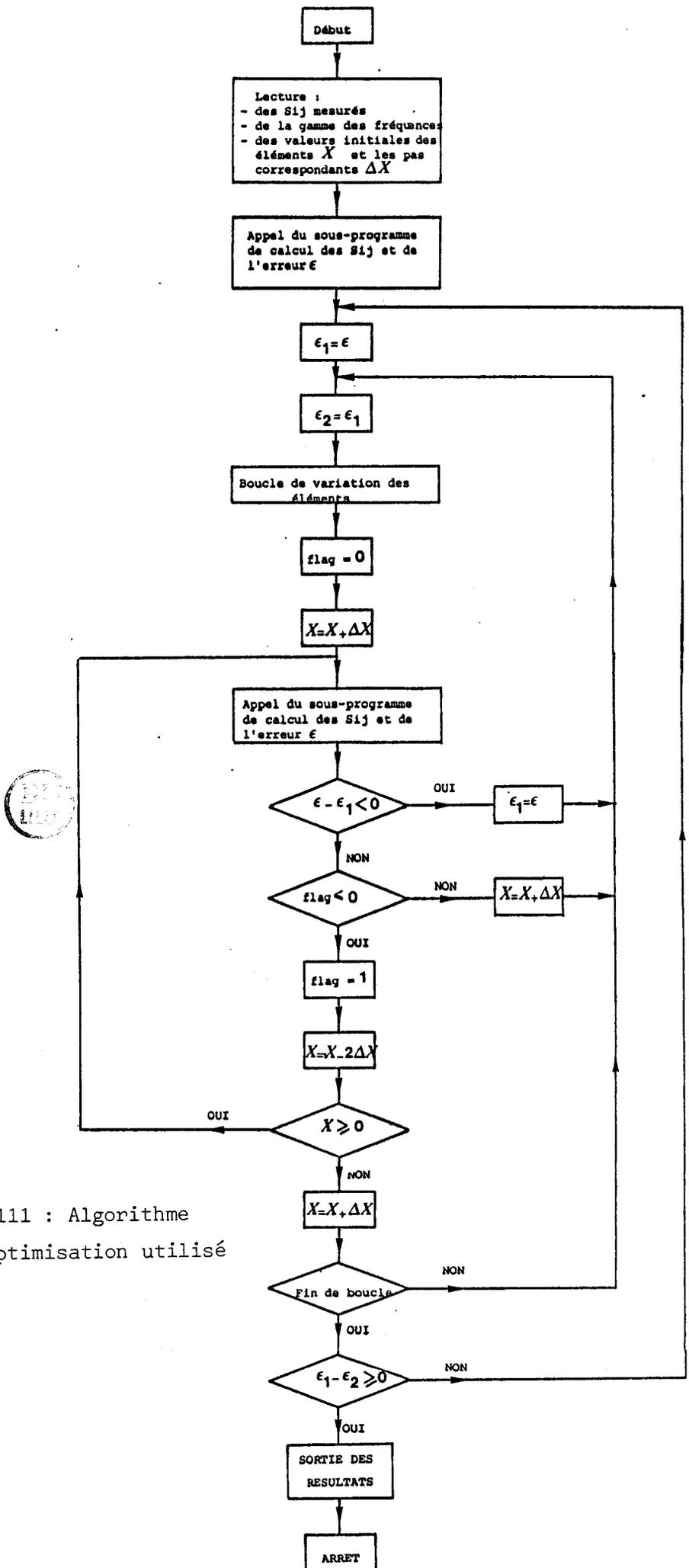


Fig. 111 : Algorithme d'optimisation utilisé

Différentes fonctions d'erreur peuvent être utilisées pour qualifier cette coïncidence. Pour notre part nous utilisons l'erreur relative moyenne  $\epsilon$  définie, au sens des moindres carrés, par la relation :

$$\epsilon^2 = \frac{1}{m \times n^2} \sum_i^m \sum_{j,k}^n W_{j,k}(f_i) \cdot \left| \frac{S_{j,k}(f_i)_{\text{mesuré}} - S_{j,k}(f_i)_{\text{calculé}}}{S_{j,k}(f_i)_{\text{mesuré}}} \right|^2$$

où  $n$  représente l'ordre de la matrice  $[S]$ ,  $m$  le nombre de points en fréquences et  $W_{j,k}(f_i)$  la fonction de poids (prise ici égale l'unité).

Le processus itératif est arrêté lorsque la convergence est considérée comme obtenue, c'est à dire caractérisée par une erreur  $\epsilon$  quasi constante pour chaque variation d'un élément. La durée du calcul numérique nécessaire est très variable car elle est étroitement liée à la précision demandée, à l'exactitude des valeurs de départ et au nombre d'éléments à faire varier. Notons aussi l'intérêt de pouvoir disposer de mesures de paramètres  $S$  de très bonne qualité comportant peu d'erreurs de mesure.

#### Algorithme d'optimisation.

Le programme d'optimisation est écrit en langage FORTRAN IV. On commence par introduire les paramètres  $S$  mesurés, les valeurs initiales des éléments du schéma équivalent ainsi que le pas de variation de chacun de ces éléments. Les pas de variation des éléments sont choisis constants.

A chaque itération, la fonction d'erreur  $\epsilon$  est calculée et on s'efforce de la minimiser soit en augmentant ou soit en diminuant la valeur de chaque élément. Lorsque les modifications de tous les éléments non figés ne permet plus de faire décroître la fonction d'erreur, le processus est arrêté et nous obtenons les paramètres  $S$  calculés ainsi que les valeurs correspondantes du schéma équivalent. Nous présentons sur la figure 1111 l'organigramme détaillé de l'algorithme utilisé.

- 
- [1] P. LEPOIVRE, C. RUMELHARD  
*"Comparaison d'algorithmes d'optimisation appliqués au fonctionnement dynamique du transistor à effet de champ"*.  
 Rapport n° 176, THOMSON-CSF LCR, Janvier 1983
- [2] K. HARTMANN, W. KOTYCZKA, M.J.O. STRUTT  
*"Computer-Aided Determination of the small signal equivalent network of a bipolar microwave transistor"*.  
 IEEE Trans. on M.T.T., Vol. 20, n°2, pp. 120-126, February 1972.

## ANNEXE IV

=====

### Non linéarité d'amplificateurs en cascade.

Considérons deux amplificateurs respectivement

- de gain  $G_{(1)}$  et  $G_{(2)}$

- de point d'interception  $IP_{(1)}$  et  $IP_{(2)}$ .

On se propose de les associer en cascade et de déterminer le point d'interception de l'ensemble  $IP_{(T)}$  de gain total

$$G_{(T)} = G_{(1)} \times G_{(2)}$$

Par définition, on a :

$$\frac{1}{IP_{(T)}^2} = \frac{Ps_{3(T)}}{Ps_{1(T)}^3} ; \quad \frac{1}{IP_{(1)}^2} = \frac{Ps_{3(1)}}{Ps_{1(1)}^3} ; \quad \frac{1}{IP_{(2)}^2} = \frac{Ps_{3(2)}}{Ps_{1(2)}^3}$$

avec les relations :

$$Ps_{1(T)} = Ps_{1(2)} = G_{(2)} \cdot Ps_{1(1)}$$

$$Ps_{3(T)} = Ps_{3(2)} + Ps_{3(1)} \cdot G_{(2)}$$

En supposant des relations de phase pour lesquelles les puissances s'additionnent.

D'où :

$$\begin{aligned} \frac{1}{IP_{(T)}^2} &= \frac{Ps_3(2) + Ps_3(1) \times G(2)}{G(2)^3 \times Ps_1(1)^3} \\ &= \left[ \frac{Ps_1(2)^3}{IP_{(2)}^2} + \frac{Ps_1(1)^3}{IP_{(1)}^2} \times G(2) \right] \times \frac{1}{Ps_1(1)^3 \times G(2)^3} \\ &= \left[ \frac{G(2)^3 \cdot Ps_1(1)^3}{IP_{(2)}^2} + \frac{Ps_1(1)^3 \cdot G(2)}{IP_{(1)}^2} \right] \times \frac{1}{Ps_1(1)^3 G(2)^3} \end{aligned}$$

$$\boxed{\frac{1}{IP_{(T)}^2} = \frac{1}{IP_{(2)}^2} + \frac{1}{G(2)^2 \times IP_{(1)}^2}}$$



en généralisant au cas de n amplificateurs

$$\frac{1}{IP_{(T)}^2} = \frac{1}{IP_{(n)}^2} + \frac{1}{IP_{(n-1)}^2 \times G_{(n)}^2} + \frac{1}{IP_{(n-2)}^2 \times G_{(n-1)}^2} + \dots + \frac{1}{IP_{(1)}^2 \times G_{(2)}^2}$$

Il apparaît la nécessité de soigner le dernier amplificateur de la chaîne pour que son point d'interception global soit le plus élevé possible. Il est aussi souhaitable qu'il n'ait pas un gain trop faible.

## FACTEUR DE MERITE $M_{NL}$ .

En considérant deux amplificateurs, associés en cascade et réalisant le gain total  $G_{(T)} = G_{(1)} \times G_{(2)}$ , présentant des points d'interceptions  $IP_{(1)}$  et  $IP_{(2)}$  différents il serait utile de savoir l'ordre judicieux d'association en vue d'améliorer le point d'interception de l'ensemble. L'association (1) puis (2) est préférable à l'inverse si l'on réalise l'inéquation :

$$\frac{1}{IP_{(2)}^2} + \frac{1}{G_{(2)}^2 \times IP_{(1)}^2} < \frac{1}{IP_{(1)}^2} + \frac{1}{G_{(1)}^2 \times IP_{(2)}^2}$$

$$\frac{1}{IP_{(2)}^2} \left(1 - \frac{1}{G_{(1)}^2}\right) < \frac{1}{IP_{(1)}^2} \left(1 - \frac{1}{G_{(2)}^2}\right)$$

$$IP_{(1)}^2 \left(1 - \frac{1}{G_{(1)}^2}\right) < IP_{(2)}^2 \left(1 - \frac{1}{G_{(2)}^2}\right)$$



d'où le facteur de mérite

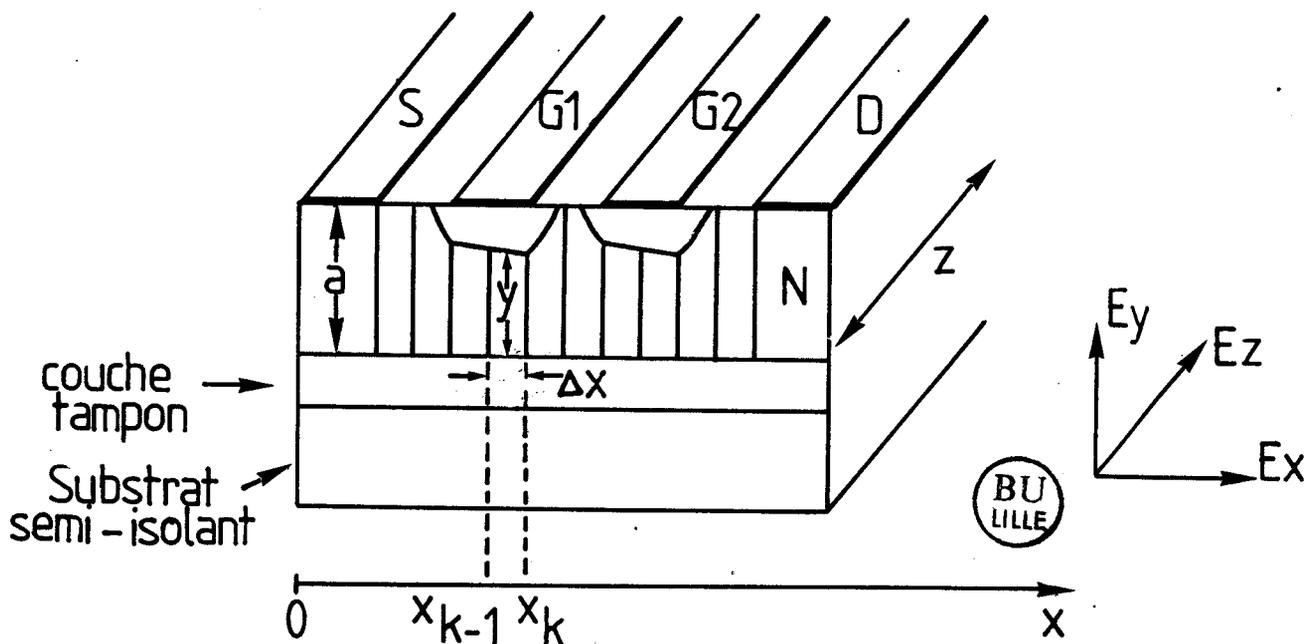
$$M_{NL} = IP^2 \left(1 - \frac{1}{G^2}\right)$$

Un amplificateur sera d'autant meilleur que son facteur de mérite sera plus élevé.

## ANNEXE V

### MODELISATION EN REGIME STATIQUE DU TEC BIGRILLE

Dans le modèle du TEC mis au point au laboratoire [1],[2], on divise l'espace source-drain en tranches d'épaisseur constante égale à  $\Delta x$ .



On considère le transit des porteurs de la source vers le drain, et on détermine dans chaque tranche de proche en proche les caractéristiques physiques moyennes des porteurs dans la tranche, soit : l'énergie moyenne, le champ électrique, la densité et la vitesse.

Afin de simplifier le traitement, les hypothèses suivantes sont admises :

- la zone désertée en dessous de la grille est entièrement vide de porteurs ;
- les lignes équipotentiellles à l'extérieur de la zone désertée sont perpendiculaires à l'axe source-drain ; cela revient à négliger la composante verticale du champ électrique à l'intérieur du canal conducteur ;
- le substrat est parfaitement isolant.

Nous décrivons le fonctionnement par utilisation des équations fondamentales des semiconducteurs (équation de Poisson, équation de continuité du

[1] A. CAPPY, Thèse de 3<sup>ème</sup> cycle à LILLE I, Juin 81

[2] M. BOUHESS, Thèse de 3<sup>ème</sup> cycle à LILLE I, Septembre 83

courant) et des équations fondamentales de la dynamique électronique non stationnaire (équation de relaxation de l'énergie, équation de relaxation du moment) :

- équation de Poisson :

$$\operatorname{div} E = \frac{q}{\epsilon^*} \cdot (N_D - n)$$

- Equation de continuité du courant :

$$I = q \cdot Z \cdot y \cdot n \cdot v$$

- Equation de relaxation de l'énergie :

$$\frac{d\epsilon}{dt} = q \cdot E \cdot v - \frac{\epsilon - \epsilon_0}{\tau_\epsilon(\epsilon)}$$

- Equation de relaxation du moment :

$$\frac{d(m^*(\epsilon) \cdot v)}{dt} = q \cdot E - \frac{m^*(\epsilon) v}{\tau_m(\epsilon)}$$

Nous considérons que les grandeurs fondamentales des porteurs vitesse  $v$ , masse effective  $m^*$  etc... sont fonction de la valeur prise par l'énergie des porteurs ( $\epsilon$ ) et non par celle du champ électrique ( $E$ ). Nous effectuons un traitement numérique de ces équations sur calculateur de laboratoire. Dans ce but, nous effectuons la discrétisation des différentes grandeurs et nous obtenons les équations aux différences suivantes :

$$y_i E_i - y_{i-1} E_{i-1} = \frac{q}{\epsilon^*} \left( \frac{y_i - y_{i-1}}{2} \right) (N_D - n_i) \Delta x$$

$$I_i = q Z y_i n_i v_i$$

$$\epsilon_i = \epsilon_{i-1} + q \Delta t [E_i v_i - E_{ss}(\epsilon_i) v_{ss}(\epsilon_i)]$$

$$m_i^* v_i = m_{i-1}^* v_{i-1} + q \Delta t \left[ E_i - \frac{v_i}{v_{ss}(\epsilon_i)} \cdot E_{ss}(\epsilon_i) \right]$$

Dans ces équations,  $N_D$  représente le dopage du semiconducteur,  $n_i$  la concentration des porteurs,  $v_i$  la vitesse des porteurs,  $Z$  la largeur de la grille,  $\Delta t = \frac{\Delta x}{v_i}$  le temps mis par un porteur pour traverser la tranche élémentaire  $\Delta x$ ,  $\epsilon_i^*$  la constante diélectrique,  $v_{ss}(\epsilon_i)$  et  $E_{ss}(\epsilon_i)$  sont les valeurs en régime stationnaire de la vitesse et du champ électrique correspondant à l'énergie  $\epsilon_i$ ,  $m_i^*$  la masse effective moyenne des porteurs. Toutes ces grandeurs étant considérées en valeur moyenne sur la section  $S : y(x)$ .  $Z$  du canal conducteur et dans la tranche élémentaire.

Ces équations peuvent être combinées entre elles pour obtenir en définitive une seule équation du second degré en fonction de la vitesse des porteurs :

$$A_i v_i^2 + B_i v_i + C_i = 0$$

où  $A_i$ ,  $B_i$  et  $C_i$  sont des constantes calculées à l'abscisse  $(i-1) \Delta x$ . La résolution de cette équation s'effectue de proche en proche de la source vers le drain. Elle fournit la valeur de la vitesse des porteurs puis, en utilisant les autres équations précédentes, on en déduit celles du champ électrique de l'énergie et de la concentration locale.

Le calcul est effectué pour un courant drain  $I_d$  et des tensions de polarisation des grilles données. Ainsi, on impose une valeur du champ électrique longitudinal  $E_x$  dans l'espace grille 1-source loin de la première grille, là où la concentration des porteurs est parfaitement connue ( $N = N_D$ ) et l'épaisseur du canal égale à celle de la zone active ( $y = a$ ) :

$$I_d = q N_D a Z v_{ss}(E_x)$$

Le potentiel le long de l'axe source-drain est calculé par intégration de la composante longitudinale  $E_x$  du champ électrique et on en déduit la tension drain-source. En effectuant le calcul pour différentes valeurs du courant drain et des tensions de polarisation des grilles, on en déduit l'ensemble des caractéristiques en considérant de petites variations des grandeurs électriques (courant drain, tension drain-source, charges sous les grilles), on détermine les paramètres essentiels du TEC en petits signaux ( $gm01, gdo1, gm02, gdo2, cgs01, cgs02$ , etc...).

0434 22381

TITRE DE LA THESE : ETUDE DES NON LINÉARITÉS ET DU BRUIT DANS LES  
TRANSISTORS BIGRILLES SUBMICRONIQUES A EFFET DE CHAMP.  
APPLICATIONS EN MICROONDES : - AMPLIFICATEUR À GAIN CONTRÔLÉ  
- MULTIPLICATION DE FRÉQUENCES

RESUME



Les transistors à effet de champ du type bigrille submicronique en AsGa ont fait l'objet d'une étude expérimentale approfondie destinée à mesurer précisément leurs caractéristiques entre 2 et 18 GHz. Dans ce but, une monture de test à faibles pertes a été mise au point.

Une modélisation originale a été proposée et validée afin de représenter de façon simple et précise le fonctionnement du TEC bigrille d'abord en petits signaux puis en régime faiblement non linéaire. Cette étude conduit à la réalisation d'amplificateurs à gain contrôlé, fonctionnant en microondes dont les performances ont pu être prévues au moyen d'une étude théorique sur ordinateur.

Enfin, d'autres applications microondes originales ont été envisagées telles que la génération de peignes de fréquences très étendus et le mélange à très large bande.

Mots clés : Non-linéarités - Bruit - Transistor à effet de champ bigrille - Amplificateur à gain contrôlé - Conversion harmonique - Schéma équivalent - Mélangeur.