

N° d'ordre : 1363

50376  
1986  
243

50376  
1986  
243

# THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE 3ème CYCLE

par

Jacques WYRWINSKI



## ETUDE THEORIQUE ET EXPERIMENTALE DE DIVERS FONCTIONNEMENTS EN AMPLIFICATION DE PUISSANCE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP BIGRILLE A ARSENIURE DE GALLIUM

Soutenu le 27 Novembre 1986 devant le Commission d'Examen

Membres du Jury :

MM.	E.	CONSTANT,	Président
	G.	SALMER,	Rapporteur
	Y.	CROSNIER,	Rapporteur
	E.	ALLAMANDO,	Examineur
	M.	GOLOUBKOFF,	Examineur
	P.	HUGUET,	Examineur

Cette étude a été effectuée au CENTRE HYPERFREQUENCES ET SEMICONDUCTEURS de l'Université des Sciences et Techniques de Lille-Flandres-Artois, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER. Je suis très reconnaissant à Monsieur le Professeur E. CONSTANT d'avoir accepté de présider la Commission d'Examen et de juger mon travail.

Je tiens à témoigner toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur Y. CROSNIER, qui a assuré la direction de cette étude. Je tiens sincèrement à le remercier pour son aide constante et efficace à la réalisation de ce travail.

Je suis très reconnaissant envers Monsieur le Professeur G. SALMER pour l'intérêt constant qu'il a porté à ce travail.

Je remercie, Monsieur le Professeur E. ALLAMANDO, ainsi que Monsieur M. GOLOUBKOFF, Responsable du département "Microonde et Logique Subnanosecondes" du C.N.E.T. de LANNION B et Monsieur P. HUGUET, Ingénieur à la division Microcircuits et sous-ensembles Hyperfréquences du Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée de Limeil-Brevannes, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à mon travail et pour leur participation à la Commission d'Examen. Je leur en suis vivement reconnaissant. Nous remercions les responsables du Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée de Limeil-Brevannes de nous avoir fourni les composants nécessaires à cette étude.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur H. GERARD pour l'aide qu'il m'a apportée tout au long de ce travail.

Je tiens particulièrement à remercier C. ALLET, Y. BONNAIRE, F. HELIODORE, G. HALKIAS, R. KOZLOWSKI, F. TEMCAMANI, N. WAYOLLE pour la sympathie et l'amitié qu'ils m'ont témoignées.

Je suis également reconnaissant envers l'ensemble des membres du C.H.S. pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Je remercie également le personnel du Centre Interuniversitaire du Traitement de l'Information pour leur aimable collaboration, en particulier Monsieur Y. TINEL. Madame CHARVET a eu la tâche ingrate d'assurer la dactylographie de ce manuscrit. Je lui adresse ici mes profonds remerciements pour la qualité de son travail et la patience dont elle a su faire preuve. J'exprime enfin ma reconnaissance à l'ensemble du personnel technique et administratif, notamment Madame DELOS de la Centrale de Caractérisation, Monsieur VANDERMOERE de la Centrale de Technologie, et Monsieur J.P. DEHORTER qui a assumé l'impression de ce manuscrit.

## SOMMAIRE

	<u>Page</u>
INTRODUCTION.....	1
<b><u>CHAPITRE I</u> : ETUDE COMPARATIVE DU CLAQUAGE DANS UN TEC BIGRILLE ET UN TEC MONOGRILLE.....</b>	5
I.1. INTRODUCTION .....	6
I.2. STRUCTURE DU COMPOSANT .....	7
I.3. RAPPEL DU FONCTIONNEMENT EN REGIME CONTINU DU TEC BIGRILLE .....	7
I.3.1. Représentation équivalente du TEC bigrille.....	7
I.3.2. Relevé expérimental des caractéristiques statiques des deux monogrilles.....	9
I.4. AVANTAGES POTENTIELS DE LA STRUCTURE BIGRILLE PAR RAPPORT A LA STRUCTURE MONOGRILLE .....	11
I.4.1. Rappel des limitations d'un TEC monogrille .....	11
I.4.2. Rappel des principaux aspects du claquage dans un TEC monogrille .....	13
I.4.3. Supériorité potentielle du TEC bigrille en tenue au claquage .....	15
I.5. ETUDE EXPERIMENTALE DU CLAQUAGE.....	16
I.5.1. Présentation des différents échantillons étudiés	16
I.5.2. Dispositif de mesure utilisé pour le relevé des caractéristiques $I_D = f(V_{DS}, V_{G1S}, V_{G2S})$ .....	18



II.7. SIMULATION DU TRANSISTOR BIGRILLE .....	42
II.8. CONCLUSION.....	44
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II.....	46
<b>CHAPITRE III : AMPLIFICATEUR EN CONFIGURATION NORMALE, CHARGE SUR LE DRAIN.....</b>	<b>48</b>
III.1. INTRODUCTION .....	49
III.2. ETUDE DE LA CELLULE DE CARACTERISATION DU BIGRILLE ....	50
III.3. DISPOSITIFS DE MESURE DES PERFORMANCES EN PUISSANCE ...	51
III.3.1. Banc de mesure classique .....	51
III.3.2. Banc de "TAKAYAMA".....	53
III.4. RESULTATS DE PUISSANCE OBTENUS AVEC LE BANC CLASSIQUE..	55
III.4.1. Comparaison entre le monogrille et le bigrille avec $G_2$ en l'air .....	56
III.4.2. $G_2$ fermée sur une capacité .....	56
III.4.2.1. Remarques concernant les conditions opératoires .....	56
III.4.2.2. Résultats en puissance pour une tension $V_{DS}$ continue .....	58
III.4.2.3. Résultats en puissance pour une tension $V_{DS}$ pulsée.....	60

<b>III.5. RESULTATS DE MESURES EFFECTUEES AVEC LE BANC DE           PUISSANCE A CHARGE ACTIVE DE TAKAYAMA.....</b>	<b>63</b>
III.5.1. Remarques concernant le dépouillement des mesures de charges du transistor.....	63
III.5.2. Comparaison des impédances de sortie, à l'adaptation, des transistors monogrilles et bigrilles en fonction du niveau de puissance et de la tension de polarisation $V_{DS0}$ .....	65
III.5.3. Comparaison des diagrammes de fonctionnement du monogrille et du bigrille dans le plan des caractéristiques statiques $I_D - V_{DS}$ .....	66
III.5.4. Tentative d'interprétation des limitations en puissance du bigrille .....	67
 <b>III.6 SIMULATION DU COMPORTEMENT EN GRAND SIGNAL DU TEC BIGRILLE           ET COMPARAISON AVEC LE TEC MONOGRILLE .....</b>	 <b>70</b>
III.6.1. Modélisation de l'amplificateur de puissance ..	71
III.6.2. Résultats obtenus par la simulation .....	72
 <b>III.7. CONCLUSION.....</b>	 <b>76</b>
 <b>BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III .....</b>	 <b>79</b>

<b>CHAPITRE IV : AMPLIFICATEUR EN CONFIGURATION, CHARGE SUR <math>G_2</math>...</b>	<b>80</b>
<b>IV.1. INTRODUCTION .....</b>	<b>81</b>
<b>IV.2. APPROCHE QUALITATIVE DU FONCTIONNEMENT DU BIGRILLE AVEC ENTREE SUR LA GRILLE <math>G_1</math> ET SORTIE SUR LA GRILLE <math>G_2</math>.....</b>	<b>81</b>
IV.2.1. Caractéristiques statiques $I_d = f(V_{g1s}, V_{G2S})$ .....	82
IV.2.2. Paramètres [S] .....	83
V.2.2.1. Paramètres [S] simulés .....	83
V.2.2.2. Paramètres [S] mesurés .....	84
V.2.2.3. Interprétation de la variation du paramètre $S_{21}$ en fonction de la fréquence.	86
<b>IV.3. POTENTIALITES D'AMPLIFICATION EN REGIME PETIT SIGNAL....</b>	<b>87</b>
IV.3.1. Gain petit signal obtenu à partir des paramètres [S] .....	87
IV.3.2. Gain petit signal mesuré au banc d'amplification classique.....	88
<b>IV.4. POTENTIALITES D'AMPLIFICATION EN REGIME GRAND SIGNAL....</b>	<b>89</b>
IV.4.1. Mesures au banc de puissance classique.....	89
IV.4.2. Mesures au banc à charge active de TAKAYAMA.....	90
<b>IV.5. CONCLUSION.....</b>	<b>91</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>93</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>95</b>

## I N T R O D U C T I O N

Dans le domaine des hyperfréquences, les transistors à effet de champ constituent des composants de choix pour de nombreuses fonctions électroniques.

Parmi ceux-ci, le transistor à effet de champ à arséniure de gallium et grille à contact Schottky, (MESFET) est celui qui est le plus répandu grâce à une technologie maintenant bien éprouvée. Il y a un peu moins d'une décennie, un autre type de MESFET a été conçu se distinguant du premier par la présence de deux grilles de commande entre la source et le drain, au lieu d'une seule. La présence de cette seconde grille de commande procure à ce composant un champ d'applications très vaste comprenant les applications aussi variées que : les amplificateurs à gain contrôlé (VCA), les oscillateurs contrôlés, les mélangeurs, les multiplicateurs de fréquence, les discriminateurs, etc... Jusqu'à ce jour, l'utilisation de ce transistor à effet de champ bigrille en amplificateur de puissance n'a été que rarement abordé [1]. Pourtant il offre par rapport au transistor monogrille, deux avantages lui conférant un intérêt potentiel pour cette application. Le premier de ces avantages est un gain en régime petit signal très élevé et largement supérieur à celui du monogrille, assorti d'une bonne montée en fréquence. Cette propriété a été démontrée expérimentalement sur un grand nombre de composants provenant de divers constructeurs [2], [3] et s'explique, théoriquement, par la faiblesse de la conductance de sortie;

Le deuxième avantage est peu connu. Il concerne la tenue en tension de claquage drain-source. En effet, la structure à deux contacts Schottky est à priori, plus favorable que celle à un seul contact Schottky, car une meilleure répartition de la tension supportée par le composant entre drain et source est alors rendue possible. Des études théoriques faites au Laboratoire, il y a quelques années, à propos du claquage des MESFET'S [4] avaient laissé entrevoir

cette propriété mais aucune vérification expérimentale n'avait alors été faite. La conjonction de ces deux avantages constituant un atout indéniable pour faire du MESFET bigrille un composant de puissance, il nous a paru opportun d'effectuer une investigation systématique de la question, d'une part théoriquement, en nous aidant de simulations, et d'autre part, expérimentalement, en utilisant comme véhicules de test des composants monogrilles et bigrilles spécialement choisis pour autoriser des comparaisons valables.

Le présent mémoire se décompose en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on donne d'abord un rappel du fonctionnement statique du transistor bigrille, puis, on présente ensuite une vaste étude du comportement en claquage du TEC bigrille pour différentes configurations de polarisation et de charge de la grille  $G_2$ .

Dans le second chapitre, on décrit le modèle mis au point pour simuler le comportement en régime dynamique grand signal du TEC bigrille, à l'aide du logiciel de CAO SPICE. On y donne aussi les comparaisons théorie-expérience qui dans une large bande de fréquence ont permis de valider ce modèle non linéaire.

Le chapitre III présente les résultats de puissance obtenus expérimentalement et théoriquement dans la configuration amplificatrice avec entrée sur la grille  $G_1$  et sortie sur le drain. Dans une première partie, on étudie les résultats fournis d'une part avec un banc de mesure de puissance classique, d'autre part avec le banc à charge active de TAKAYAMA.

Dans une seconde partie, on effectue une confrontation entre les résultats expérimentaux et ceux donnés par la simulation. Enfin, dans une troisième partie, utilisant les possibilités d'analyse fournies par la simulation, on tente d'explicitier à l'intérieur même du MESFET bigrille l'origine des phénomènes et limitations observées.

Le chapitre IV est essentiellement prospectif. On y étudie les possibilités de fonctionnement en amplification du TEC bigrille dans la configuration très particulière avec entrée sur la grille  $G_1$  et sortie sur la grille  $G_2$ , le drain étant alors seulement utilisé pour la polarisation.

Les résultats présentés dans ce chapitre sont surtout expérimentaux. Ils portent sur les évolutions des paramètres  $[S]$ , du gain petit signal, et d'un comportement en régime grand signal. Leur analyse donne une première approche de ce que l'on peut espérer de ce type d'utilisation très particulière du bigrille.

- [1] 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
  
- [2] T. FURUTSUKA, M. OGAWA and NIKAWA MURA,  
"GaAs Dual-Gate Mesfet's",  
IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-25, pp. 580-586,  
June 1978
  
- [3] M. OGAWA, K. OHATA, T. FURUTSUKA, N. KAWAMURA,  
"Submicron simple-gate and dual-gate GaAs MESFET's with  
improved low noise and high gain performance",  
IEEE Transactions on microwave theory and techniques,  
Vol. MTT-24, n°6, 1976, p. 300
  
- [4] R. WROBLEWSKI, G. SALMER, Y. CROSNIER,  
"Theoretical analysis on the DC avalanche breakdown in  
GaAs Mesfet's",  
IEEE Trans. on electron devices, Vol. ED-30, n°2,  
February 1983, p. 154

CHAPITRE I

ETUDE COMPARATIVE DU CLAQUAGE DANS UN TEC BIGRILLE

ET UN TEC MONOGRILLE

## I.1 INTRODUCTION

La tension de claquage drain-source au pincement, est pour les transistors à effet de champ une limitation fondamentale de la puissance de sortie. Par ailleurs, la mise en avalanche peut entraîner rapidement leur destruction.

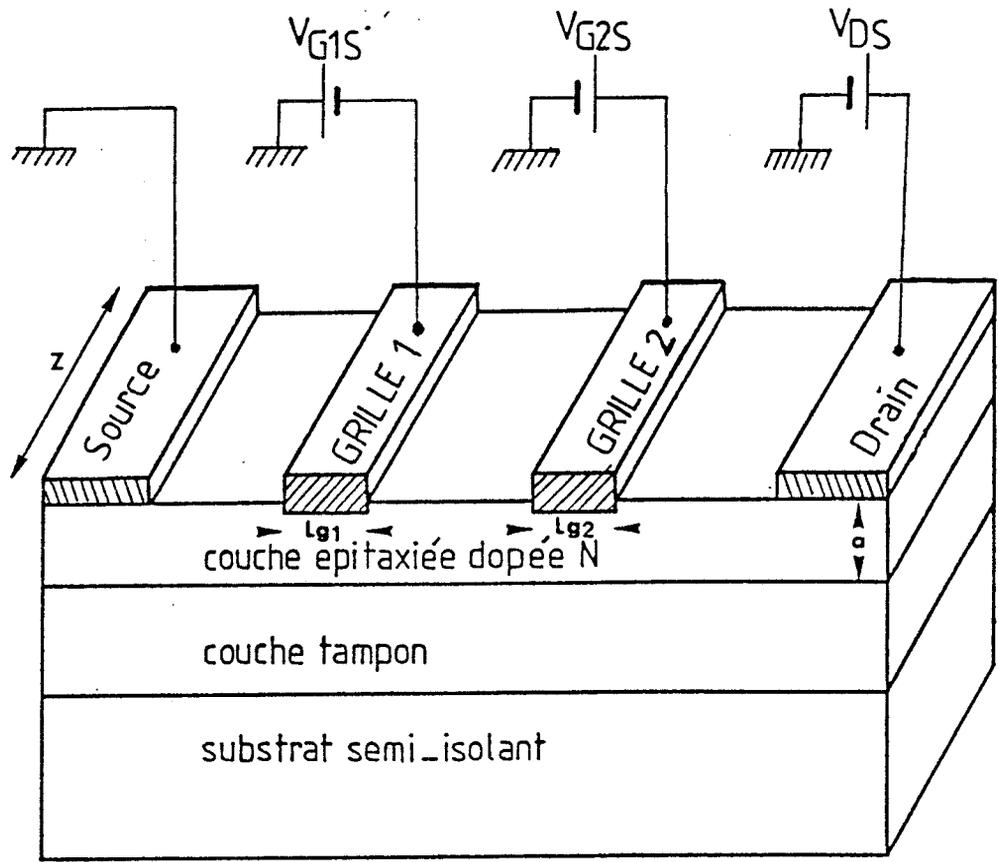
Nous nous proposons donc d'aborder, dans ce premier chapitre, une étude comparative du claquage du monogrille et du bigrille.

Cette étude est essentiellement expérimentale car une modélisation numérique complète du claquage dans le bigrille, similaire à celle effectuée antérieurement au laboratoire dans le cas du monogrille, aurait entraîné des travaux dépassant le cadre de ce mémoire.

Après un rappel du fonctionnement en régime continu du bigrille nous présentons une analyse quasi statique assimilant son fonctionnement à celui d'un montage cascode composé de deux monogrilles et faisant appel aux informations nombreuses que l'on possède sur le claquage des monogrilles.

Puis à l'aide d'un programme numérique donnant la répartition des potentiels au sein du composant, nous montrons les avantages potentiels que peut présenter le bigrille sur le monogrille.

Enfin, après avoir décrit le montage utilisé pour la caractérisation en claquage, nous présentons les échantillons utilisés et les résultats comparatifs pour les deux types de technologie de transistor dont nous avons pu disposer pour cette étude.



**FIGURE I.1 : STRUCTURE D'UN TEC BIGRILLE**



## I.2 - STRUCTURE DU COMPOSANT

Nous donnons sur la figure I.1 la représentation schématique de la constitution technologique d'un TEC bigrille.

Le matériau de départ est un substrat semi-isolant sur lequel on dépose par épitaxie ou implantation une couche active de dopage  $N_D$  typiquement compris entre 1 et  $3 \cdot 10^{17}$  at/cm<sup>3</sup> avec une épaisseur de l'ordre de 0,1 micron.

Les deux grilles à contact Schottky  $G_1$  et  $G_2$  sont intercalées entre les contacts ohmiques de source et de drain.

Le dépôt des grilles Schottky se fait selon la technologie planar ou selon la technologie dite à canal creusé. De plus afin d'améliorer les contacts ohmiques on place des zones de surdopage  $N^+$  sous les métallisations de source et de drain, s'étendant plus ou moins, selon les technologies, vers les grilles  $G_1$  et  $G_2$ .

Les différentes structures géométriques et les aspects technologiques des échantillons que nous avons utilisés au cours de cette étude sont montrés dans le paragraphe de ce chapitre relatif aux mesures de claquage.

## I.3 - RAPPEL DU FONCTIONNEMENT EN REGIME CONTINU DU TEC BIGRILLE

### I.3.1. REPRESENTATION EQUIVALENTE DU TEC BIGRILLE

La structure du transistor à effet de champ bigrille associée en série deux canaux à effet de champ. A priori, nous pouvons

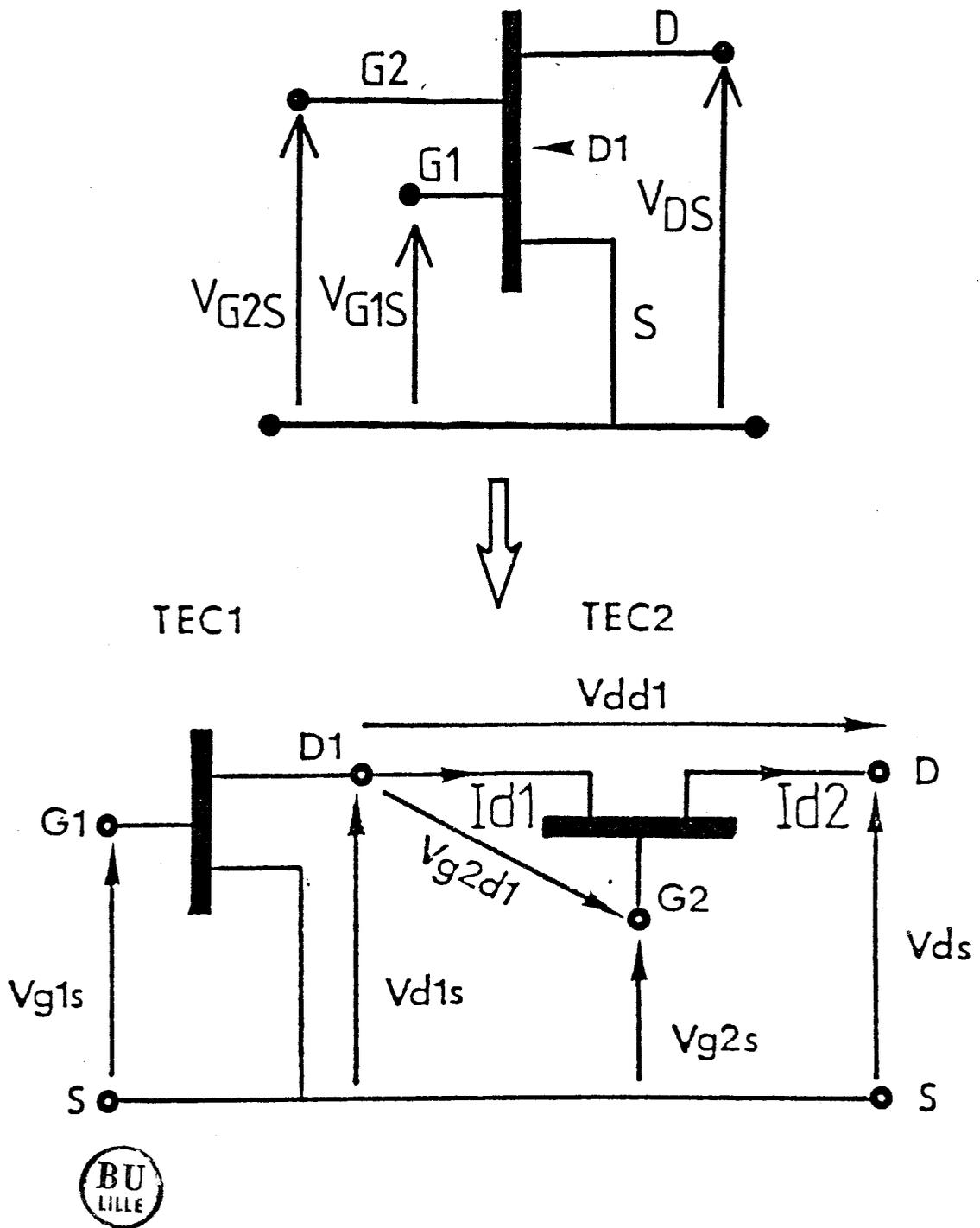


FIGURE I.2 : REPRESENTATION EN MONTAGE CASCODE  
DU BIGRILLE

considérer celle-ci comme l'association en montage en cascade de deux transistors monogrille. Plusieurs études [1], [2], [3], [4], [5] ont confirmé la validité de ce modèle tant au point de vue statique, que dynamique. Toutefois la distance intergrille doit être supérieure au micron afin d'empêcher le recouvrement des zones désertées présentées sous les deux grilles. La figure I.2, donnant la représentation équivalente du montage cascade du bigrille, nous permet de poser les relations suivantes :

$$I_{D1} = I_{D2} = I_D$$

$$V_{DS} = V_{D1S} + V_{DD1}$$

$$V_{G2D1} = V_{G2S} - V_{D1S}$$

A partir de ces relations, il est possible de tracer le réseau des caractéristiques statiques du bigrille :

$$I_{DS} = F (V_{G1S}, V_{G2S}, V_{DS})$$

que nous pouvons, grâce à notre hypothèse du montage cascade, décomposer en deux réseaux relatifs aux deux monogrilles constituant le bigrille.

Pour le TEC 1, on a :

$$I_{D1} = F_1 (V_{G1S}, V_{D1S})$$

X et pour le TEC 2 :  $I_{D1} = F_2 (V_{G2D1}, V_{D1D})$ . Bien que l'on ne puisse pas accéder par la mesure directe au potentiel du point interne  $D_1$ , figurant la liaison entre le drain du premier monogrille et la source du deuxième monogrille, il est quand même possible de construire les réseaux de caractéristiques statiques I-V de chacun de ces transistors grâce à une méthode que nous présentons ci-après.

I.3.2. - RELEVÉ EXPERIMENTAL DES CARACTERISTIQUES STATIQUES  
DES DEUX MONOGRILLES

Cette méthode proposée par TSIRONIS [5] consiste à rendre équivalent à une simple résistance l'un des deux transistors en polarisant sa grille à la limite de la conduction en direct (courant grille d'une centaine de microampères). Dans ces conditions, on peut procéder au relevé à l'aide d'un traceur automatique (afin de s'affranchir des effets thermiques) du réseau de l'autre transistor.

La détermination des résistances  $RC_1$  et  $RC_2$  de chacun des transistors s'opère en mesurant dans un premier temps la résistance totale  $R_c$  du canal conducteur du bigrille entre source et drain. Pour cela on polarise simultanément les deux grilles à des tensions positives proches de + 0,7 volts.

On a :

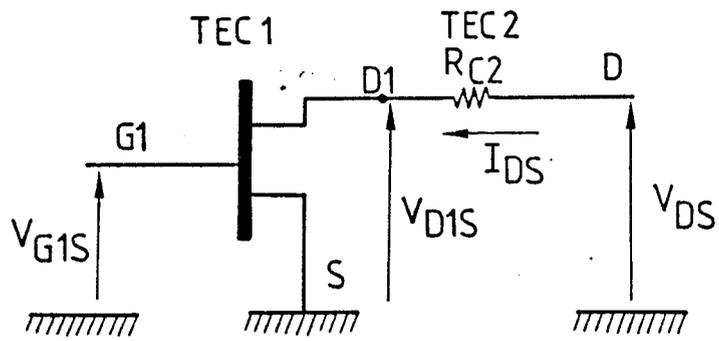
$$RC = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_{DS}} \quad \left| \quad \begin{array}{l} V_{G1S} = V_{G2S} = + 0,7 \text{ V} ; \\ V_{DS} = 0 \text{ V} \end{array} \right.$$

Typiquement, pour les bigrilles que nous avons ainsi caractérisés, nous avons obtenu une résistance  $R_c$  de l'ordre de 10 ohms.

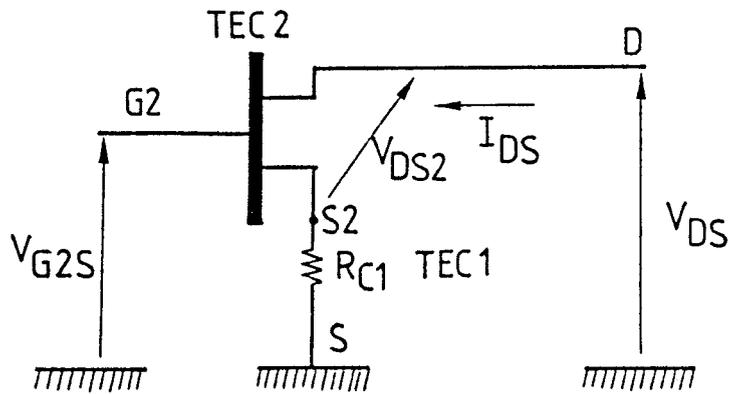
La résistance  $RC_2$  du canal du deuxième transistor rendu passif est obtenue par la relation :

$$RC_2 = \left( \frac{L_2}{L_1 + L_2} \right) * RC$$

où  $L_1$  et  $L_2$  représentent respectivement les longueurs des canaux des TEC's 1 et 2.



a



b



**FIGURE I.3 : CONDITIONS DE MESURE DES RESEAUX STATIQUES**

a) pour le TEC 1

b) pour le TEC 2

De la même façon nous obtenons pour le TEC 1 :

$$RC_1' = \left( \frac{L_1}{L_1 + L_2} \right) * RC$$

Pour des bigrilles à structure symétrique, nous pouvons admettre que :

$$RC_1 = RC_2 = \frac{RC}{2}$$

La figure I.3 présente schématiquement la méthode opératoire conduisant au relevé des réseaux de caractéristiques statiques I-V des TEC's 1 et 2.

Celui du TEC 1 est obtenu grâce à la relation correspondant à la figure I.3-a :

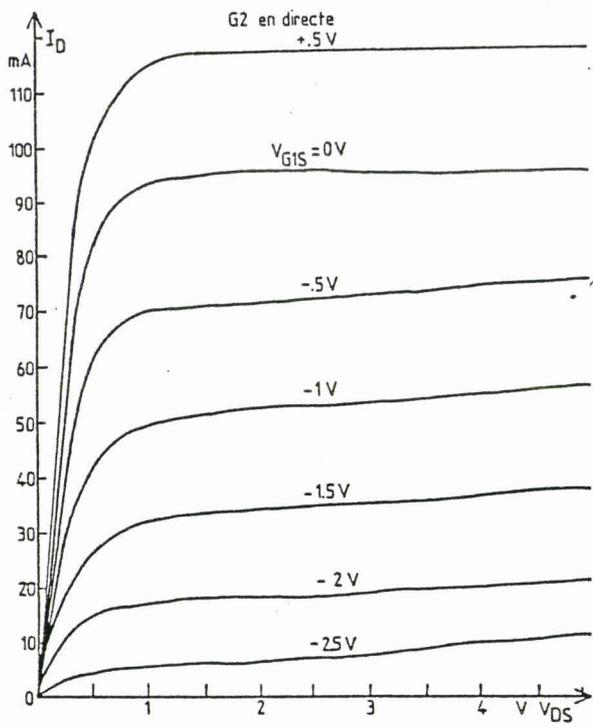
$$V_{D1S} = V_{DS} - RC_2 * I_{DS}$$

La figure I.4-a nous donne à titre d'exemple le réseau expérimental ainsi construit pour le bigrille LEP BDA01.

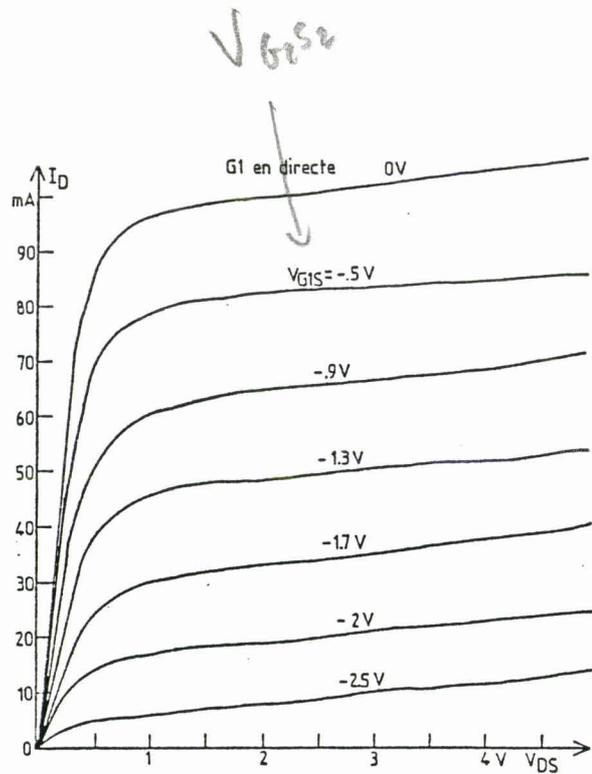
Afin d'obtenir le réseau statique propre au second transistor, nous devons soustraire la chute de tension apparaissant dans  $RC_1$  de la tension drain-source pour obtenir  $V_{DS2}$  mais aussi de la tension grille  $G_2$ -source pour obtenir  $V_{G2S2}$ . Ces relations sont déduites de la figure I.3-b :

$$V_{DS2} = V_{DS} - RC_1 * I_{DS}$$

$$V_{G2S2} = V_{G2S} - RC_1 * I_{DS}$$



a



b

FIGURE I.4 : CARACTERISTIQUES STATIQUES DES DEUX TEC MONOGRILLES  
CONSTITUANT LE BIGRILLE

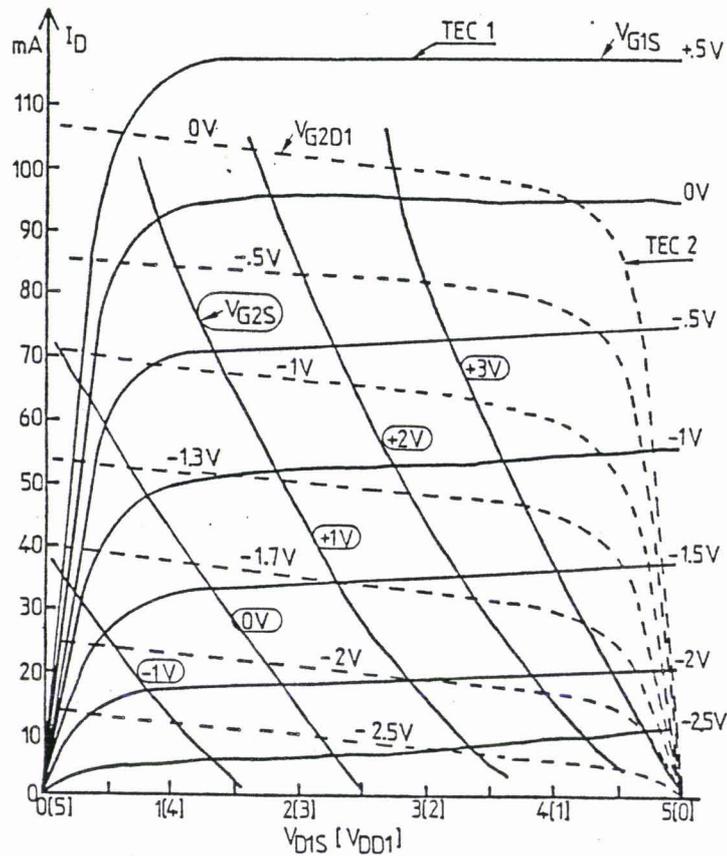


FIGURE I.5 : RESEAU COMPOSITE DU BIGRILLE

La figure I.4-b donne le réseau découlant de ces relations, toujours dans le cas du bigrille LEP BDA01.

8 On constate que les réseaux statiques ainsi obtenus pour chacun des monogrilles constituant ce bigrille sont, à peu de chose près, identiques. Ce résultat est lié à la symétrie de la structure de ce transistor. Les deux réseaux des monogrilles constituant le bigrille étant déterminés, on peut, alors, construire le réseau composite global du bigrille. La figure I.5 représente celui correspondant à l'exemple du LEP BDA01.

L'intérêt de ce réseau composite est d'apporter une représentation globale de la polarisation du composant et par conséquent, de permettre une interprétation simple du fonctionnement en régime variable, dans la mesure où les évolutions des courants et tensions sont suffisamment lentes pour qu'on puisse utiliser cette approche quasi-statique.

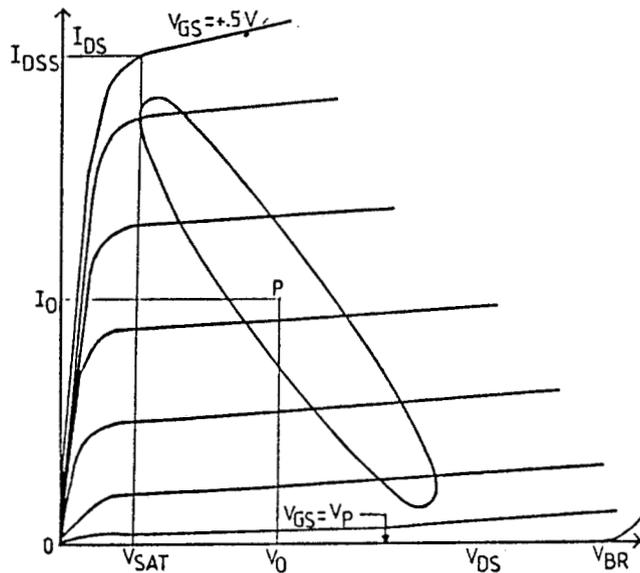
#### I.4 - AVANTAGES POTENTIELS DE LA STRUCTURE BIGRILLE PAR RAPPORT A LA STRUCTURE MONOGRILLE

##### I.4.1. RAPPEL DES LIMITATIONS D'UN TEC MONOGRILLE

En régime d'amplification classe A, la puissance maximale disponible à partir d'un TEC est donné par la relation :

$$P_{S\max i} = \frac{1}{8} * (I_{DSS}) * (V_{DS\max i} - V_{SAT})$$

Les grandeurs intervenant dans cette relation étant définies comme il est indiqué sur la figure I.6.



**FIGURE I.6 : LIMITES DU RESEAU POUR LE FONCTIONNEMENT EN PUISSANCE D'UN TEC**

Il apparaît quatre limites principales :

- pour la tension drain-source :
  - \* une limite inférieure : la tension de déchet  $V_{SAT}$
  - \* une limite supérieure : la tension de claquage au pincement  $V_{BR}$
- pour le courant drain :
  - \* une limite supérieure : le courant drain maximal correspondant à une tension  $V_{G1S}$  de + 0,5 Volt
  - \* une limite inférieure :  $I_{DS} \neq 0$  pour le blocage du composant, ceci pour  $V_{GS} = V_P =$  tension de pincement.

En amplification de puissance de type classe A, le point de fonctionnement se déplace sur une ligne de charge, proche d'une droite en basse fréquence et quasi-elliptique en haute fréquence, et reste à l'intérieur de la surface définie par ces quatre limites.

A niveau de puissance croissant le fonctionnement quasi linéaire de type classe A cesse lorsque le point de fonctionnement vient buter sur ces limites. Il y a alors distorsion en courant ou en tension et la puissance de sortie tend à se saturer tandis que le gain subit une compression croissante.

#### I.4.2. RAPPEL DES PRINCIPAUX ASPECTS DU CLAQUAGE DANS UN TEC MONOGRILLE

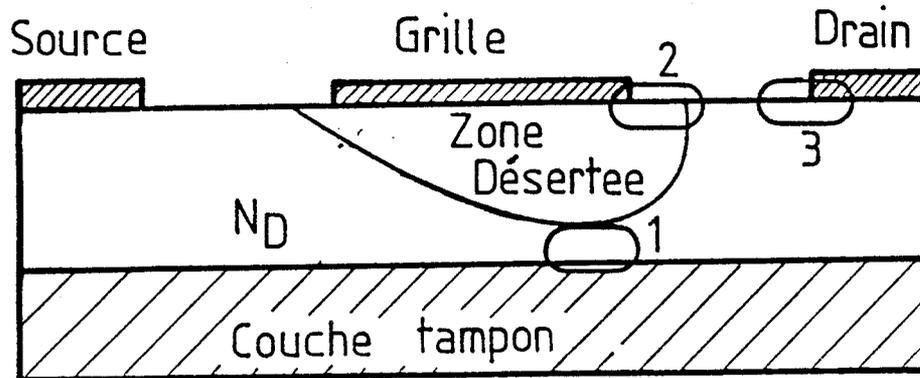
Le phénomène de claquage dans les TEC's AsGa a fait l'objet de nombreux travaux au Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs, au sein de l'équipe "composant de puissance", et plus particulièrement ceux de WROBLEWSKI et HALKIAS [6], [7].

Nous nous bornons à rappeler les aspects essentiels déterminants de ce phénomène.

Lorsque la tension drain-source  $V_{DS}$  augmente et devient importante, il apparaît un domaine de haut champ à l'intérieur du canal dans l'espace grille drain.

Le champ électrique dans cette région devient si important qu'il y a ionisation et création de paire électrons-trous. L'avalanche peut alors prendre naissance au sein du composant.

La figure I.7 nous montre trois régions principales où le phénomène d'avalanche est susceptible de se produire [8].



**FIGURE I.7 : LOCALISATION DU PHENOMENE D'AVALANCHE  
DANS UN TEC MONOGRILLE**

- à l'interface couche active-substrat (région 1). Ce type de claquage peut être évité par l'utilisation d'une couche tampon de bonne qualité [9]
- dans la zone désertée au voisinage du bord de grille, côté drain (région 2) le claquage s'apparente à celui du contact Schottky de grille.
- à proximité immédiate du drain (région 3). Le claquage dans la région 3 se produit essentiellement dans les transistors "planar" pour des tensions  $V_{GS}$  proches de zéro, c'est à dire à courant drain élevé. On observe la destruction brutale du transistor et cela pour des tensions drain-source relativement faibles.

Une amélioration importante de la tenue en claquage dans cette zone 3 a été obtenue par l'utilisation de la technique de la

grille enterrée (RECESS) [10], [11], [12] déplaçant la zone de haut champ vers la grille, c'est à dire vers la région 2.

Une amélioration supplémentaire de la tenue au claquage passe par l'augmentation de la distance grille-drain [13], [14], [15], [16] et nécessite un soin particulier de la géométrie du bord de la grille côté drain, de manière à l'éloigner suffisamment du semiconducteur de la couche active.

#### I.4.3. SUPERIORITE POTENTIELLE DU TEC BIGRILLE EN TENUE AU CLAQUAGE

Les rappels effectués précédemment concernant le claquage du TEC monogrille, ont montré le rôle très important de la répartition du potentiel local en tout point du canal, la variation de celui-ci étant lié directement au champ électrique. Une approche intuitive de l'amélioration que pourrait apporter le bigrille par rapport au monogrille peut être effectuée en examinant comment se répartit le potentiel le long du canal du bigrille, de la source au drain.

Pour connaître cette répartition, nous avons utilisé le programme numérique mis au point au laboratoire par BOUHES [17].

Ce programme permet, en introduisant les paramètres technologiques et géométriques, et, pour des tensions de grille et un courant de drain donné, de fournir la tension drain-source correspondante.

Ce modèle "pseudo-bidimensionnel", dérivé de celui développé au laboratoire par CAPPY [18], repose sur la résolution des équations fondamentales des semiconducteurs (équation de Poisson, équation de continuité du courant) et des équations fondamentales de la dynamique

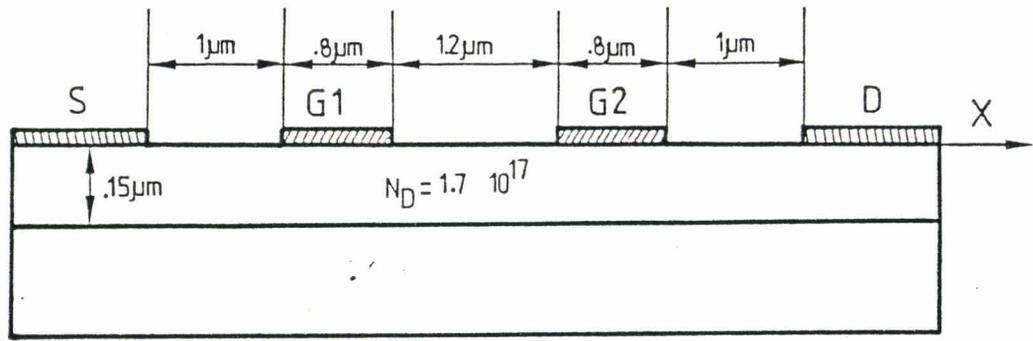


FIGURE I.8 : DONNEES GEOMETRIQUES DU BIGRILLE SIMULE

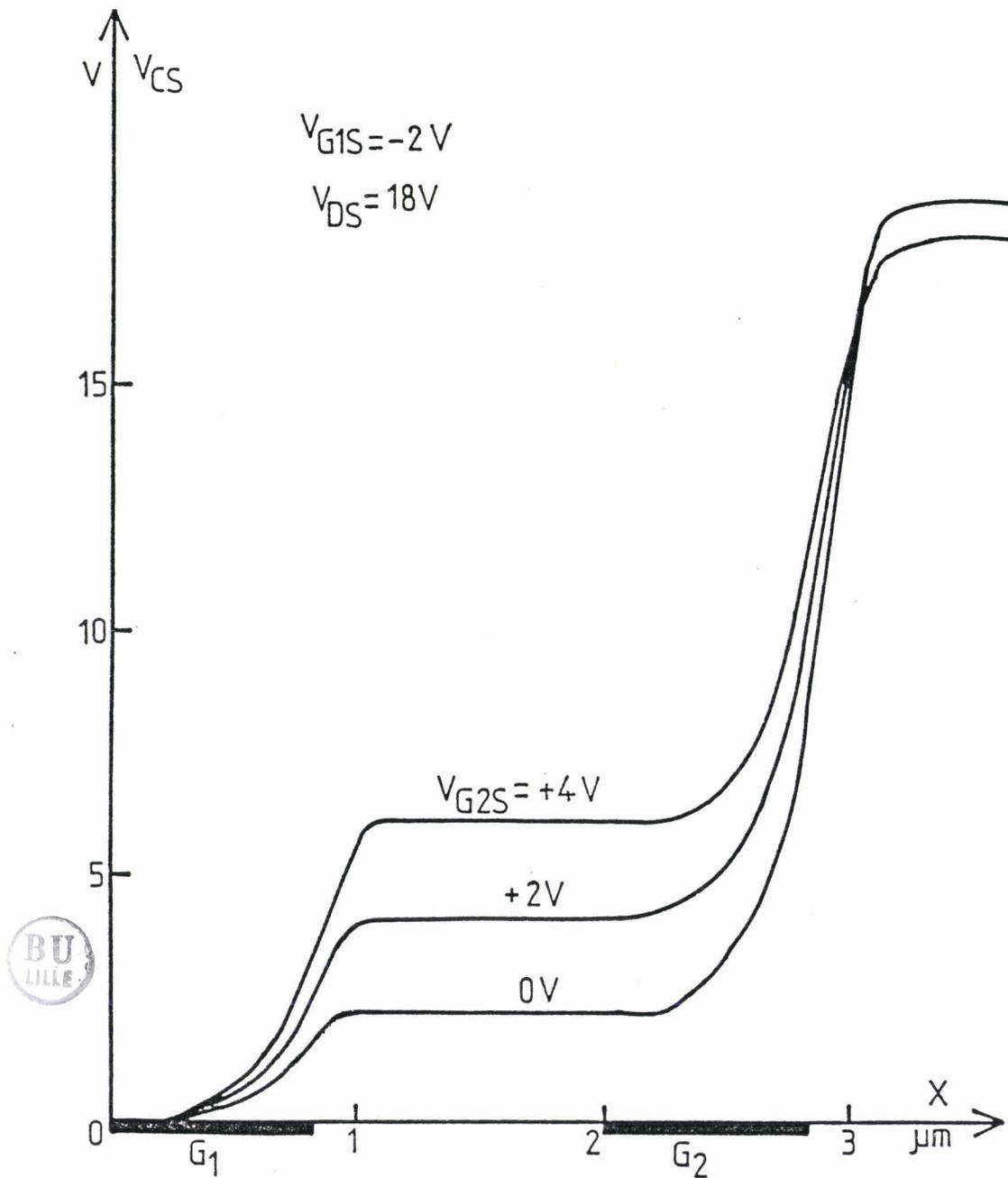


FIGURE I.9 : SIMULATION DU REGIME STATIQUE D'UN TEC BIGRILLE : EVOLUTION DU POTENTIEL LOCAL DU CANAL LE LONG DE L'AXE SOURCE-DRAIN.

électronique non stationnaire (équation de relaxation de l'énergie, équation de relaxation du moment). De toutes ces équations on déduit une équation bicarrée fonction de la vitesse des porteurs  $V_i$ ,  $A_i * V_i^2 + B_i * V_i + C_i = 0$  dont la résolution s'effectue de proche en proche de la source vers le drain. Connaissant la vitesse, grâce aux équations énoncées précédemment, nous pouvons connaître le champ électrique, l'énergie, la concentration des porteurs.

Le potentiel le long de l'axe drain-source est calculé par intégration de la composante longitudinale  $E_x$  du champ électrique. Nous avons appliqué cette modélisation à la structure dont les données géométriques sont représentées par la figure I.8.

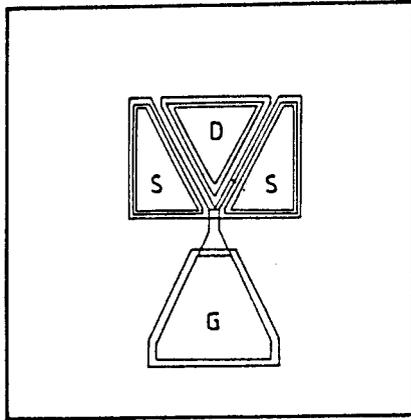
Les résultats sont donnés par la figure I.9. On y voit l'évolution du potentiel local du canal le long de l'axe source-drain, pour une tension  $V_{ds}$  de 18 volts, une tension  $V_{G1S}$  de - 1,9 V et trois valeurs de la tension  $V_{G2S}$ . Il apparaît clairement sur cette figure que le potentiel entre  $G_1$  et  $G_2$  reste quasiment plat et a une valeur qui croît avec  $V_{G2S}$  et de la même quantité. Il est donc évident qu'en portant la grille  $G_2$  à un potentiel positif on peut répartir la tension totale drain-source entre les deux transistors et donc obtenir une tenue au claquage du bigrille très supérieure à celle d'un des monogrilles.

Dans l'exemple de la figure I.9 le deuxième monogrille supporte une tension drain-source nettement supérieure à celle du premier monogrille. Il faudrait porter  $G_2$  à un potentiel voisin de + 7 volts pour équilibrer les tensions drain-source des deux monogrilles.

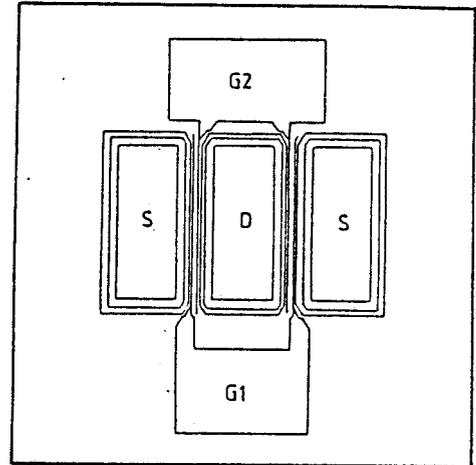
## I.5 - ETUDE EXPERIMENTALE DU CLAQUAGE

### I.5.1. PRESENTATION DES DIFFERENTS ECHANTILLONS ETUDIES

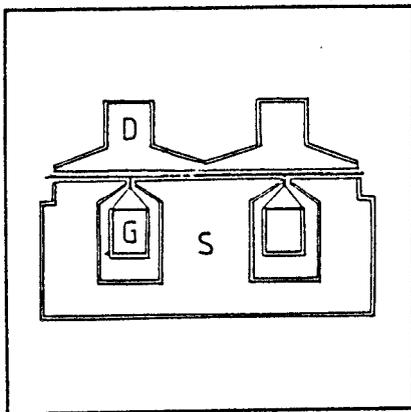
Nous avons effectué nos mesures en impulsions sur un grand



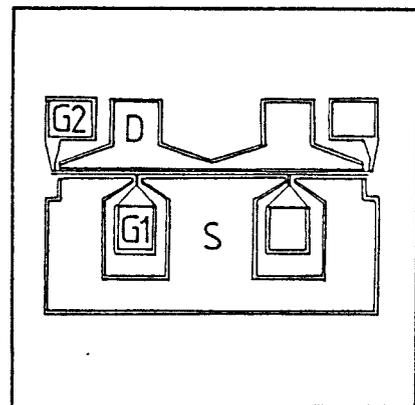
NEC 244



NEC 463



DA01 (LEP)



BDA01 (LEP)

FIGURE I.11 : TOPOLOGIE DES DIVERS ECHANTILLONS UTILISES



nombre de transistors présentant des caractéristiques technologiques et géométriques différentes.

Afin de pouvoir effectuer des comparaisons valables entre monogrilles et bigrilles, nous avons cherché à utiliser des bigrilles possédant le plus de points communs tant au point de vue géométrique que technologique avec les monogrilles.

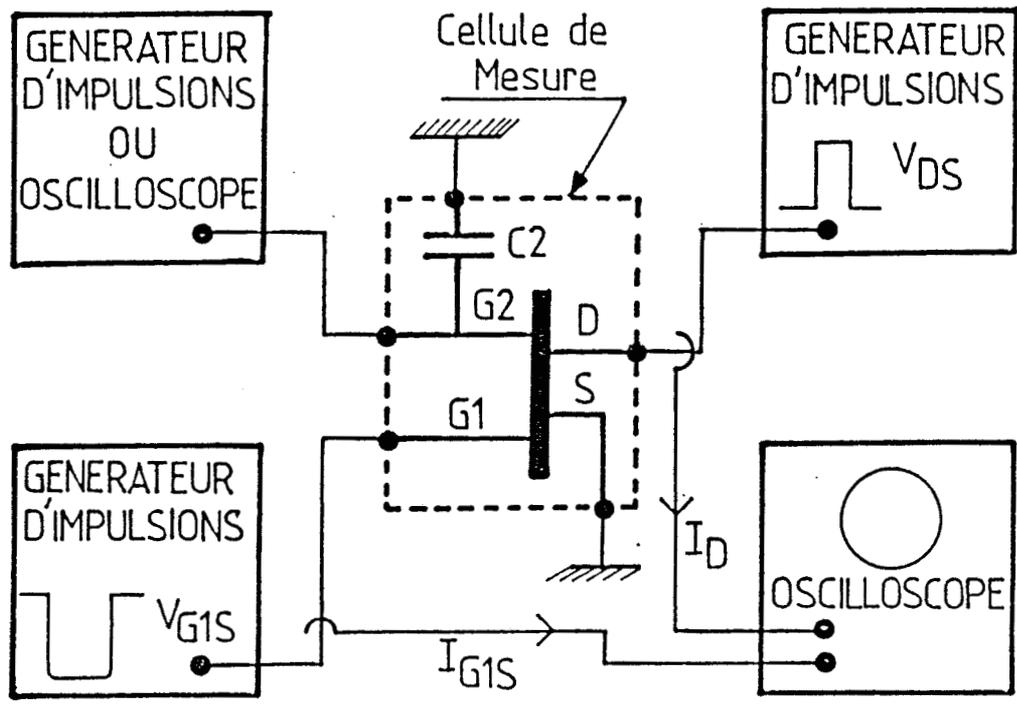
Notre choix s'est concentré essentiellement sur les composants de deux constructeurs : NEC et LEP. En ce qui concerne NEC nous avons retenu comme structure bigrille le NE 463 dont les grilles  $G_1$  et  $G_2$  sont non enterrées (structure planar) et comme structure monogrille le NE 244, ayant aussi sa grille non enterrée et des caractéristiques technologiques comparables à celles du NE 463.

Avec les composants du LEP nous avons disposé de monogrilles et bigrilles réalisés à partir de la même couche par implantation, présentant des grilles enterrées et des géométries voisines.

Les différents paramètres géométriques et technologiques de ces échantillons sont présentés dans le tableau I.10 et leur topologie est donnée sur la figure I.11.

	MONOGRILLE NE 244	BIGRILLE NE 463	MONOGRILLE LEP (CA 18)	BIGRILLE LEP (BCA 18)
Structure	planar	planar	recess	recess
Longueur de grille ( $\mu\text{m}$ )	1	1 1	0,8	0,8 0,8
Largeur de grille ( $\mu\text{m}$ )	300	300	300	300
$N_D$ (at/m <sup>3</sup> )	1,5 E 23	1,1 E 23	1,6 E 23	1,67 E 23
$\mu_0$ (m <sup>2</sup> /V/S)	0,34	0,36	0,44	0,44
A ( $\mu\text{m}$ )	0,175	0,16	0,15	0,15

**TABLEAU I.10 : PARAMETRES GEOMETRIQUES ET TECHNOLOGIQUES  
DES ECHANTILLONS CARACTERISES**



**FIGURE I.12 : DISPOSITIF DE MESURE DU RESEAU DE CARACTERISTIQUES I-V DU BIGRILLE**



I.5.2. DISPOSITIF DE MESURE UTILISE POUR LE RELEVÉ DES  
CARACTERISTIQUES  $I_D = F(V_{DS}, V_{G1S}, V_{G2S})$

Nous avons utilisé un montage fonctionnant en impulsions afin d'éviter tout échauffement du composant. Ce montage est représenté sur la figure I.12.

La tension négative  $V_{G1S}$  est pulsée avec une largeur de l'ordre de 300 nanosecondes. Il est indispensable de polariser la grille avant le drain. La tension  $V_{DS}$  de drain est également pulsée et a une largeur un peu plus faible : environ 100 nanosecondes. La fréquence de répétition de ces impulsions synchronisées est de 1 KHz. Les courants de drain et des grilles  $G_1$  et  $G_2$  sont relevés avec des sondes de courant de type transformateur d'impulsions et visualisés sur oscilloscope pour être mesurés.

Les relevés de caractéristiques I-V des bigrilles ont été effectués avec une cellule de mesure comportant trois lignes de 50 ohms, sur un substrat d'alumine, reliées à trois fiches O.S.M. Cette cellule (figure I.13) permet d'avoir accès au drain et aux grilles  $G_1$  et  $G_2$ .

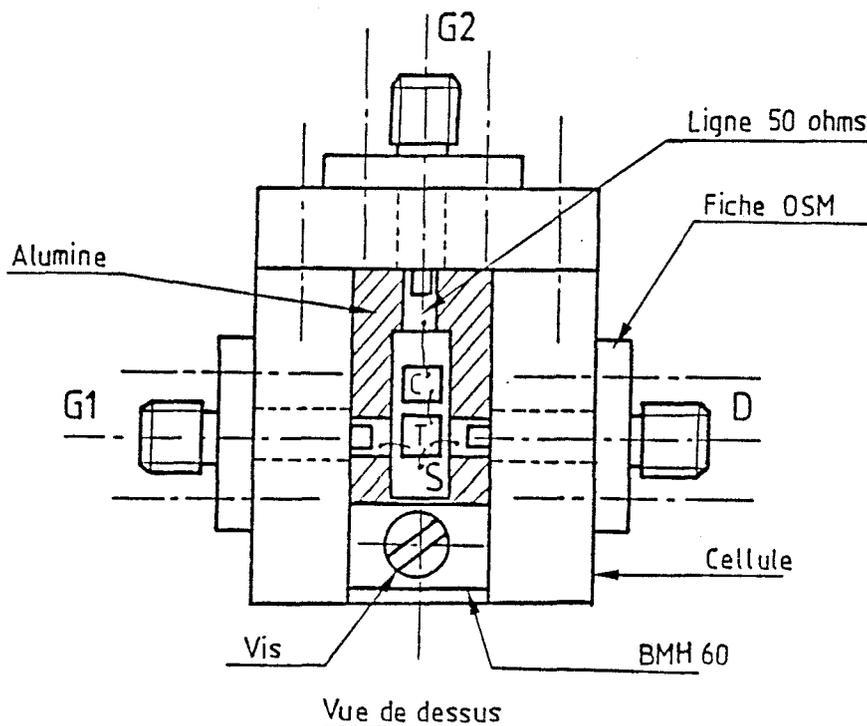


FIGURE I.13 : CELLULE DE MESURE DU TRANSISTOR BIGRILLE

En ce qui concerne  $G_2$ , trois configurations différentes ont été étudiées :

1)  $G_2$  en l'air, c'est à dire aucune connexion sur  $G_2$ . Pour faire fonctionner le bigrille quasiment en monogrille commandée par  $G_1$ .

2) ~~2)~~ -  $G_2$  connectée à une capacité  $C_2$  ayant une armature à la masse. Comme on le verra ultérieurement le fonctionnement en amplificateur de puissance requiert une impédance de charge capacitive sur  $G_2$ . Cette impédance est matérialisée par une capacité  $C_2$ .

Au niveau de cette capacité deux variantes ont été étudiées:

a)  $C_2$  non connectée à la ligne 50 ohms d'accès à  $G_2$ . La ~~polarisation~~ polarisation de  $G_2$  est alors flottante.

b)  $C_2$  connectée à la ligne 50 ohms d'accès à  $G_2$ . Une polarisation extérieure peut alors être appliquée à  $G_2$ , soit nulle avec un court-circuit O.S.M., soit positive avec un générateur d'impulsion synchronisé sur les générateurs d'impulsion de  $V_{G1S}$  et  $V_{DS}$ .

Nous allons dans le paragraphe suivant présenter les résultats obtenus avec ces différentes configurations en effectuant la comparaison avec ceux obtenus avec les monogrilles.

*à rajouter  
parallèlement*

*à rajouter  
à la  
suite*

### I.5.3. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les résultats présentés sont les suivants :

- figure I.14 Monogrille NE 244
- figure I.15 Bigrille NE 463, avec  $G_2$  totalement en l'air
- figure I.16 Bigrille NE 463, avec  $G_2$  à 0 volt  
(accès de  $G_2$  sur C.C.OSM)
- figure I.17 Monogrille LEP BDA01
- figure I.18 Bigrille LEP BDA01, avec  $G_2$  totalement en l'air
- figure I.19 a Bigrille LEP BDA01, avec  $C_2 = 40\text{pF}$ ,  
avec  $G_2$  à 0 volt (accès de  $G_2$  sur C.C. OSM)
- figure I.19 b Bigrille LEP BDA01, avec  $C_2 = 40\text{ pF}$ ,  
avec  $G_2$  à + 1 volt
- figure I.19 c Bigrille LEP BDA01, avec  $C_2 = 50\text{ pF}$ ,  
avec  $G_2$  à 0 volt puis à + 4 volts
- figure I.20 a Bigrille LEP BDA01, avec  $C_2 = 40\text{ pF}$ ,  
sans polarisation de  $G_2$ .
- figure I.20 b Bigrille LEP BDA01, mêmes conditions  
que pour I.20 a, mais avec sonde d'oscilloscope  
(10 pF, 10 M $\Omega$ ) sur accès de  $G_2$
- figure I.20 c Bigrille LEP BDA01, mêmes conditions  
que pour I.20 b

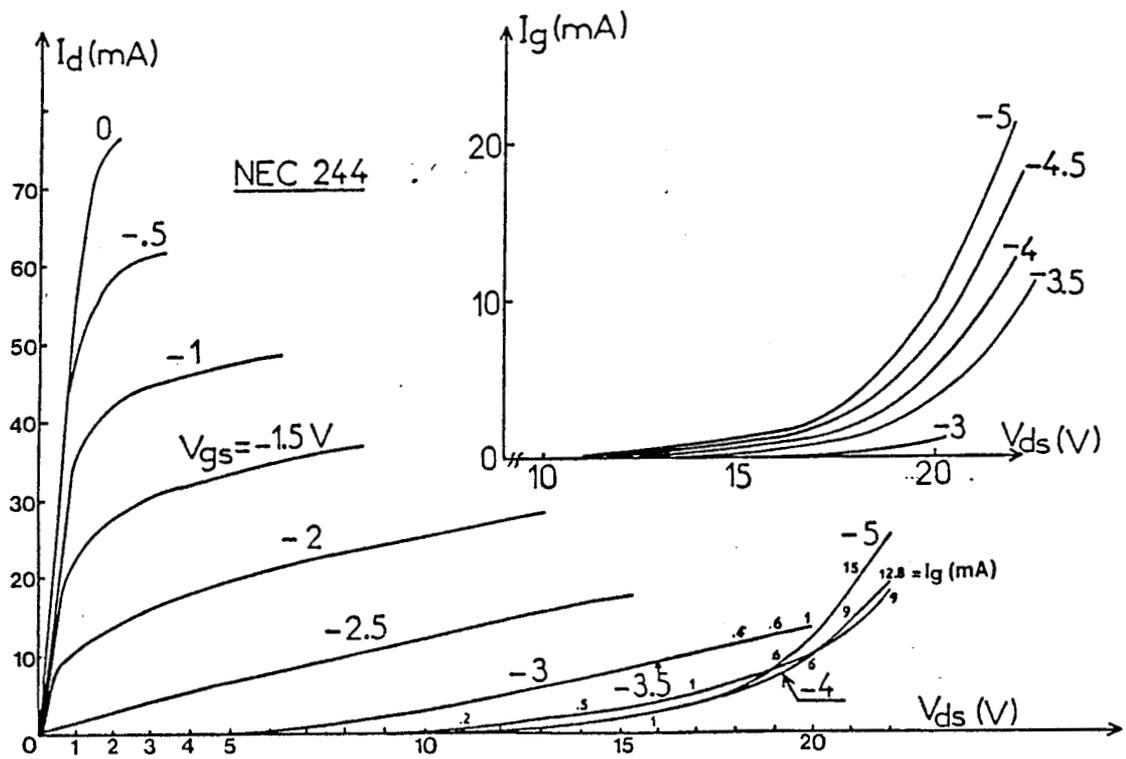


FIGURE I.14 : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU MONOGRILLE NE 244

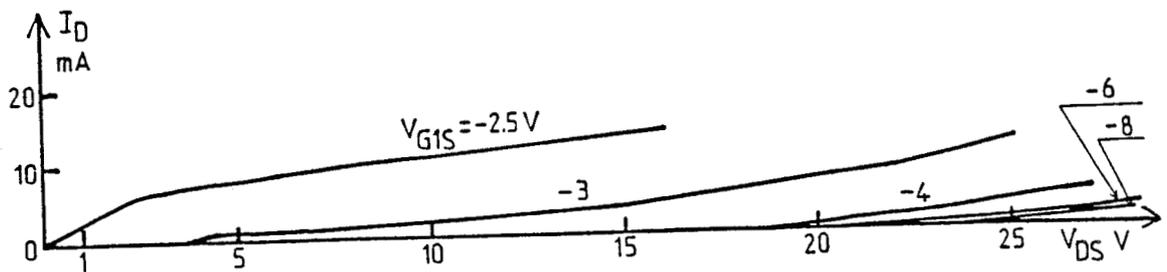


FIGURE I.15 : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU BIGRILLE NE 463,  
G2 TOTALEMENT EN L'AIR

I.5.3.1. Observations concernant la tension de déchet  
du bigrille

La tension de déchet est la tension drain-source minimale qui pour une polarisation de grille  $V_{G1S}$  de + 0,5 volt donne un courant  $I_D$  proche du courant de saturation  $I_{DSS}$  de chacun des deux monogrilles constituant le bigrille.

L'obtention de  $I_{DSS}$  nécessite que les deux monogrilles aient chacun leur canal complètement ouvert et que la tension grille-source de chacun soit voisine de + 0,5 volts. La tension de déchet minimale du bigrille est donc de l'ordre de deux fois la tension de déchet d'un monogrille  $V_{DSSAT}$ . La tension de polarisation correspondante de  $G_2$  est :  $V_{DSSAT} + 0,5$  V.

Nous avons montré précédemment que du point de vue du claquage on a intérêt à porter  $G_2$  à un potentiel positif intermédiaire entre celui du drain et 0 volt. Il est important de noter que pour le fonctionnement en amplificateur de puissance une telle valeur de polarisation constitue un handicap. En effet, la tension drain-source  $V_{DS}$  ne peut devenir inférieure à  $V_{G2S}$  sans que le contact Schottky de la grille  $G_2$  se mette en direct. Un compromis doit donc être choisi entre tenue au claquage et excursion de tension.

Aussi dans la pratique, nous n'avons guère dépassé quelques volts de tension  $V_{G2S}$ .

I.5.3.2. Comparaison entre monogrilles et bigrilles  
avec  $G_2$  en l'air

Cette comparaison est fournie pour les transistors NEC par les figures I.14 et I.15 et pour les transistors LEP, par les figures

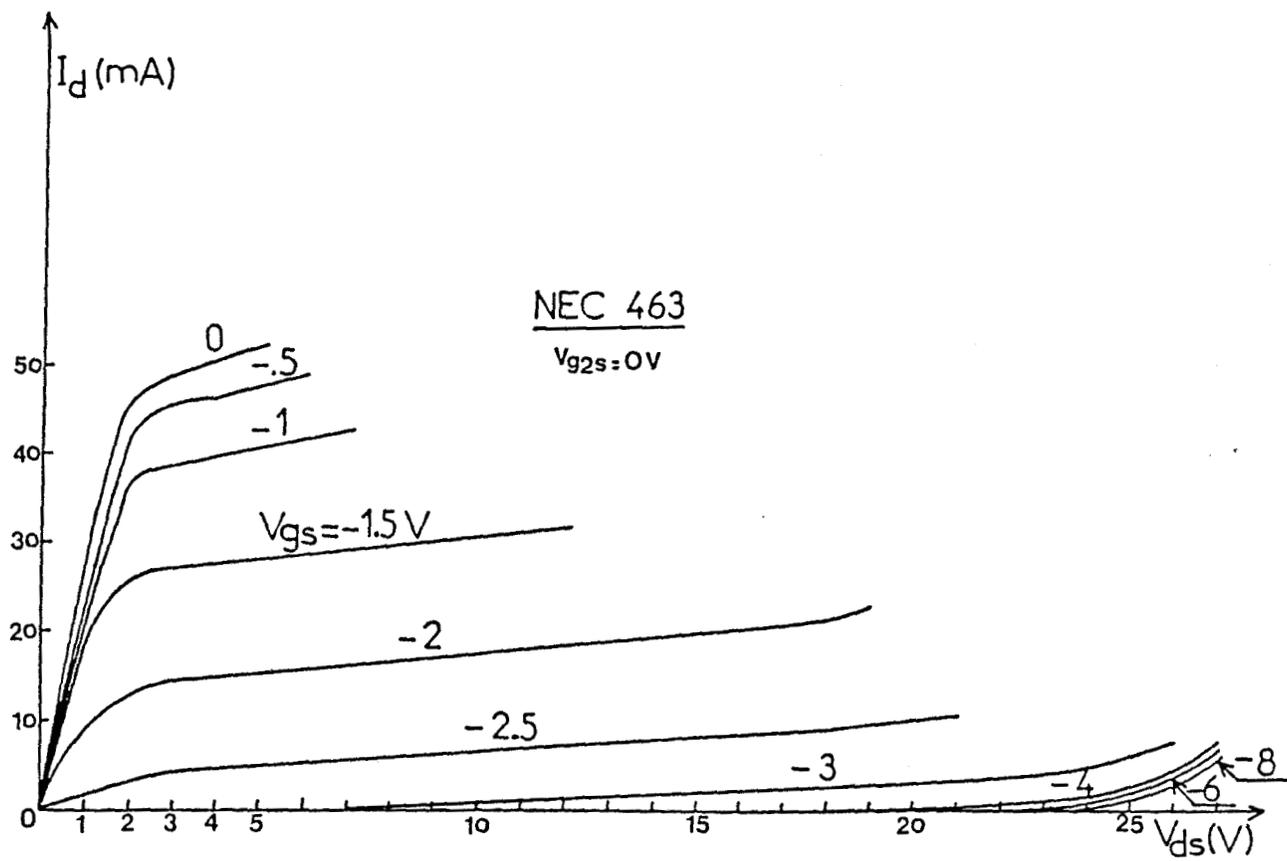


FIGURE I.16 : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU BIGRILLE NE 463  
AVEC G2 à 0 VOLT



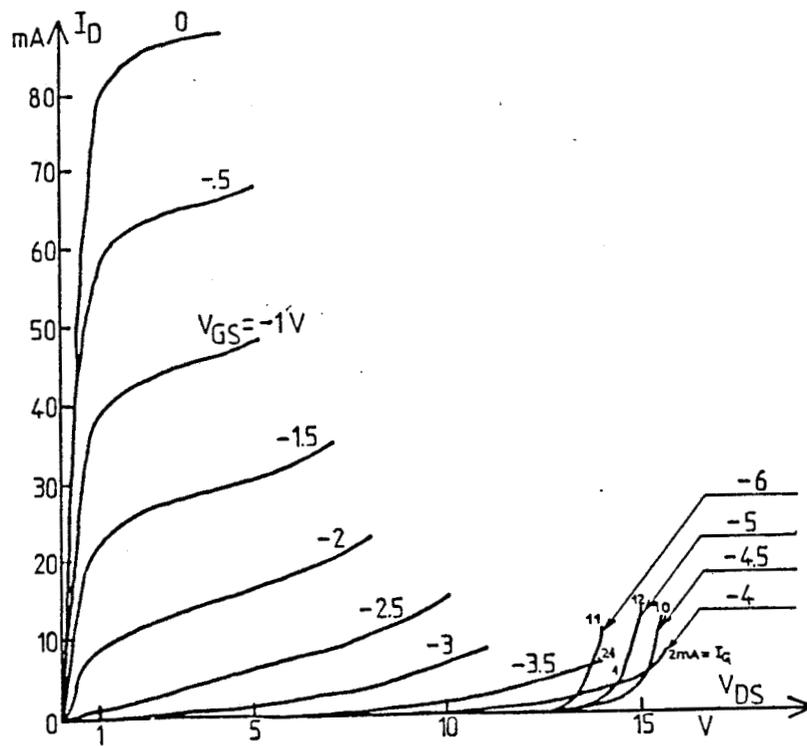


FIGURE I.17 : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU MONOGRILLE  
LEP DA01

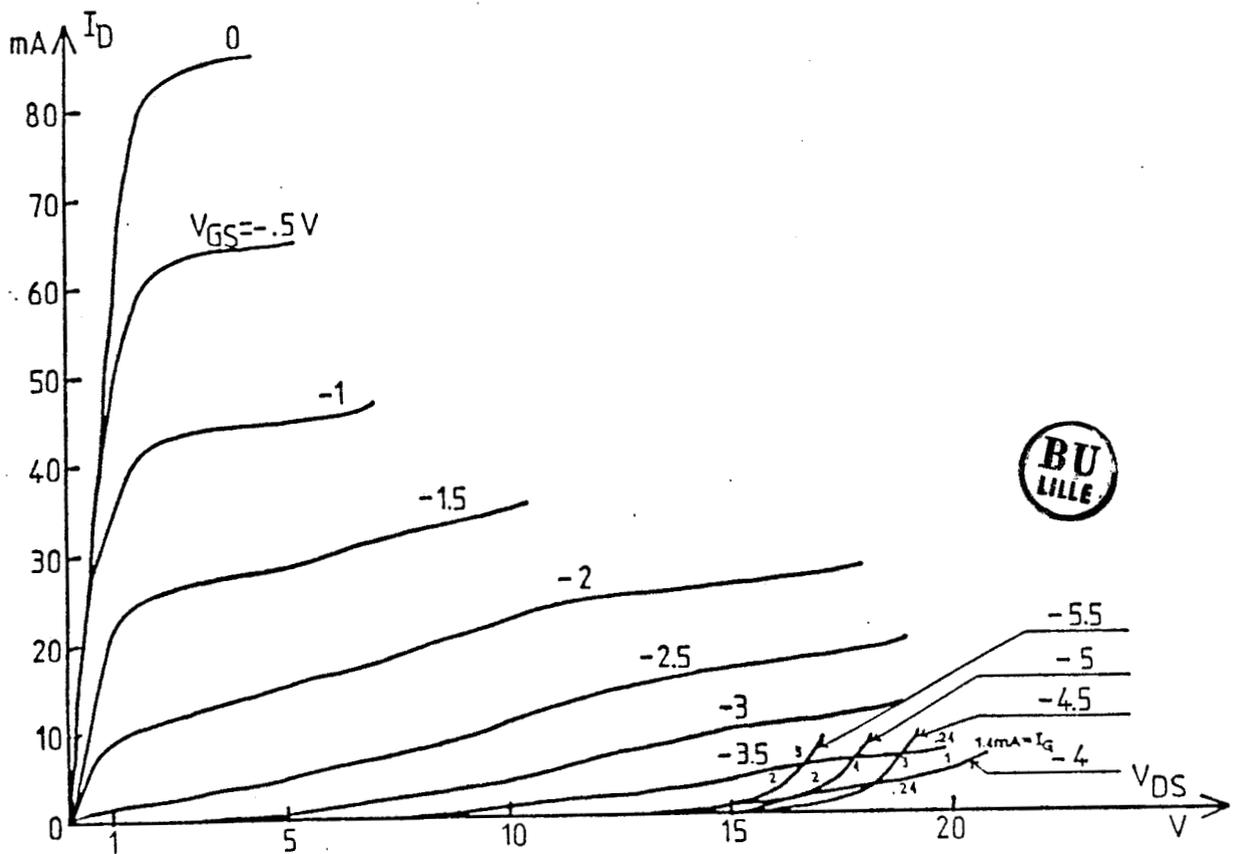


FIGURE I.18 : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU BIGRILLE  
LEP BDA01 AVEC G2 TOTALEMENT EN L'AIR

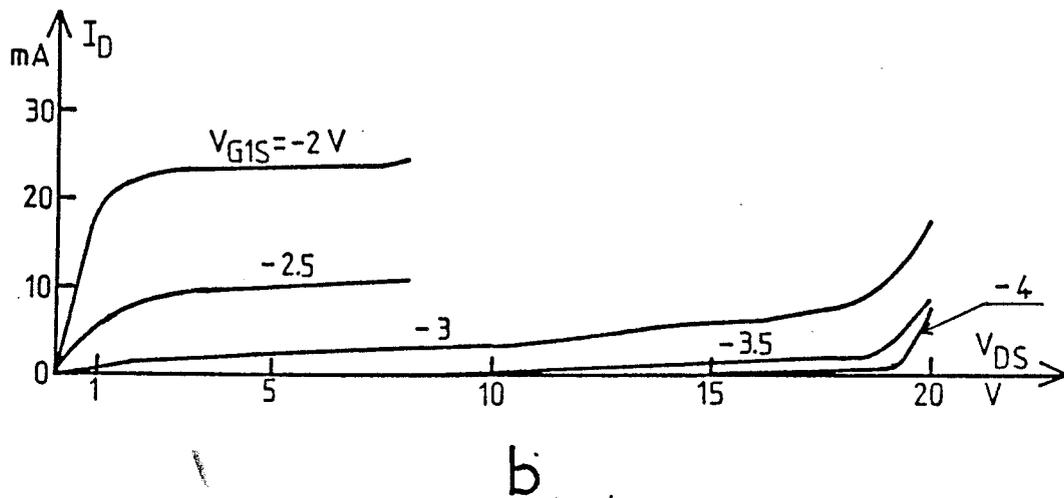
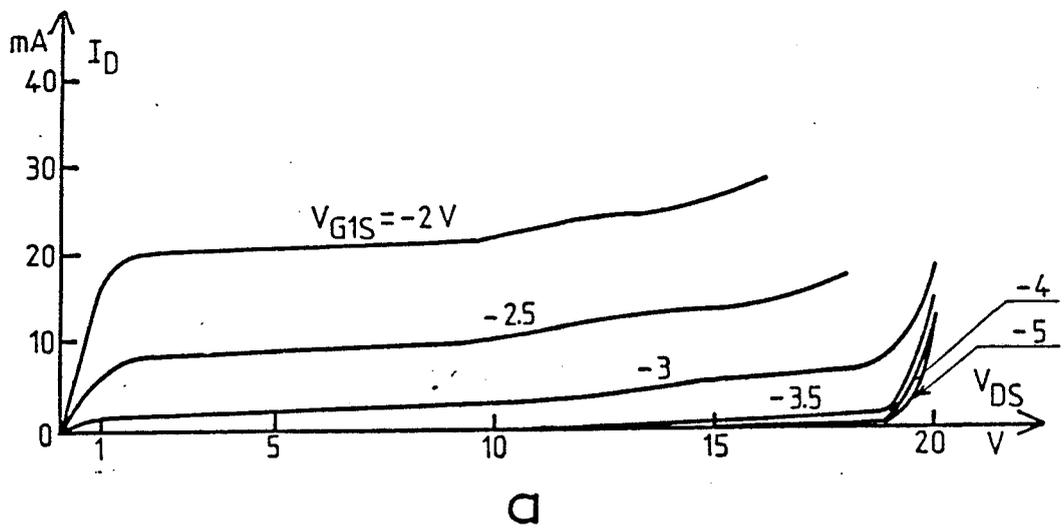
I.17 et I.18. On y constate une meilleure tenue au claquage des bigrilles par rapport aux monogrilles. Cette supériorité peut sembler à priori étonnante car lorsque sa grille  $G_2$  est totalement en l'air, le transistor bigrille est équivalent à un monogrille. Cependant, les travaux effectués au laboratoire, il y a quelques années, concernant le claquage du monogrille avaient montré que certaines dispositions technologiques relatives à l'espace grille drain pouvaient améliorer la tenue au claquage. En particulier la présence d'un recess ou d'une zone à faible dopage ou encore déplétée [6], [7]. Ici, on peut supposer que bien que  $G_2$  soit en l'air, la présence de sa métallisation implique l'existence d'une région déplétée entre la grille  $G_1$  et le drain et que c'est de cette caractéristique que résulte la meilleure tenue au claquage. Par ailleurs, l'amélioration de la tenue au claquage du bigrille peut tirer aussi, en partie, son origine de la distance grille drain plus importante [13], [14], [15], [16].

### I.5.3.3. Bigrilles avec $G_2$ fermée sur une capacité

#### I.5.3.3.1. avec polarisation extérieure de $G_2$

Dans ces conditions nous avons constaté que la valeur de la capacité  $C_2$  n'a pas d'incidence sur l'allure des caractéristiques I-V du bigrille, ce qui n'a rien de surprenant puisque l'on impose alors extérieurement le potentiel de  $G_2$ .

Les figures I.16 et I.19 a montrent les caractéristiques obtenues respectivement pour le NE 463 et le LEP BDA01 en imposant à  $G_2$  le potentiel 0 volt avec un court-circuit O.S.M. placé sur l'accès à  $G_2$  de la cellule de mesure. On constate que les tensions de claquage au pincement sont très supérieures à celles des monogrilles correspondants. Contrairement à ce qui se passe lorsque  $G_2$  est en l'air, on



*VGS2 / Vos!*

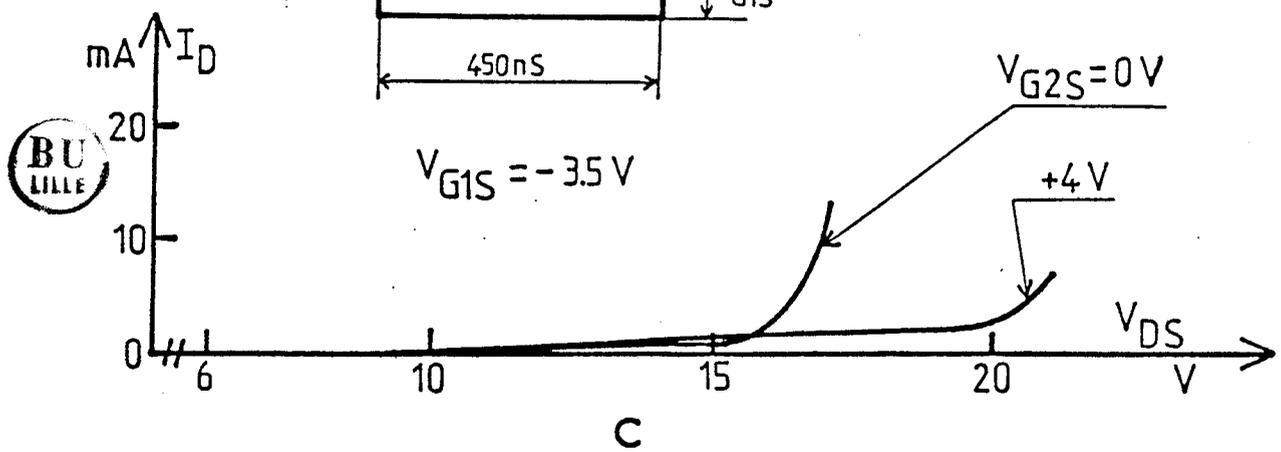
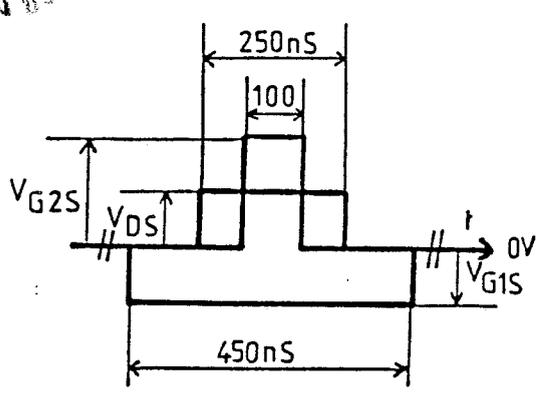


FIGURE I.19 : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU BIGRILLE LEP BDA01

- a) G2 A 0 VOLT.  $C_2 = 40 \text{ pF}$
- b) G2 à + 1 VOLT.  $C_2 = 40 \text{ pF}$
- c) G2 à 0 VOLT ET + 4 VOLTS.  $C_2 = 5 \text{ pF}$

n'observe plus aucun courant grille sur  $G_1$ . Le claquage du transistor s'effectue donc entre  $G_2$  et le drain. La tension  $V_{DS}$  à laquelle il se produit est presque indépendante de la polarisation  $V_{G1S}$ , au voisinage du pincement.

*figure 1*

L'amélioration de la tenue au claquage que peut procurer une polarisation positive croissante de  $G_2$  a été vérifiée sur le BDA01 en commandant cette grille avec un troisième générateur d'impulsion. Ce générateur a été réglé de manière à ce que l'impulsion  $V_{G2S}$  qu'il délivre sont contenue à l'intérieur des impulsions de  $V_{DS}$  et  $V_{G1S}$  (voir synoptique sur la figure I.19 b).

De la sorte la polarisation de  $G_2$  ne risque pas d'être mise en direct.

*8*

Les figures I.19 ~~c~~ <sup>montrent</sup> et I.19 ~~e~~ <sup>à  $V_{G1S} = -3.5V$  avec</sup> correspondent respectivement à  $V_{G2S} = 0V$  puis  $+4V$  montrent clairement l'avantage procuré par l'augmentation du potentiel de  $G_2$  (la figure I.19 c correspond à un échantillon différent de celui utilisé pour la figure I.19 b, ayant une tenue au claquage un peu inférieure).

#### 1.5.3.3.2. Sans polarisation extérieure de $G_2$

*8*

Dans cette configuration, la seconde grille est découplée par la capacité  $C_2$  mais elle est flottante du point de vue continu, c'est à dire qu'aucune polarisation extérieure n'est appliquée sur cette grille. Par contre, afin de déceler la présence éventuelle d'impulsions induites sur  $G_2$  par couplage parasite interne ou externe nous avons branché sur l'accès à  $G_2$  une sonde d'oscilloscope présentant une impédance de 10 pF en parallèle sur 10 M $\Omega$  (figure ~~I.20~~ ~~20~~).

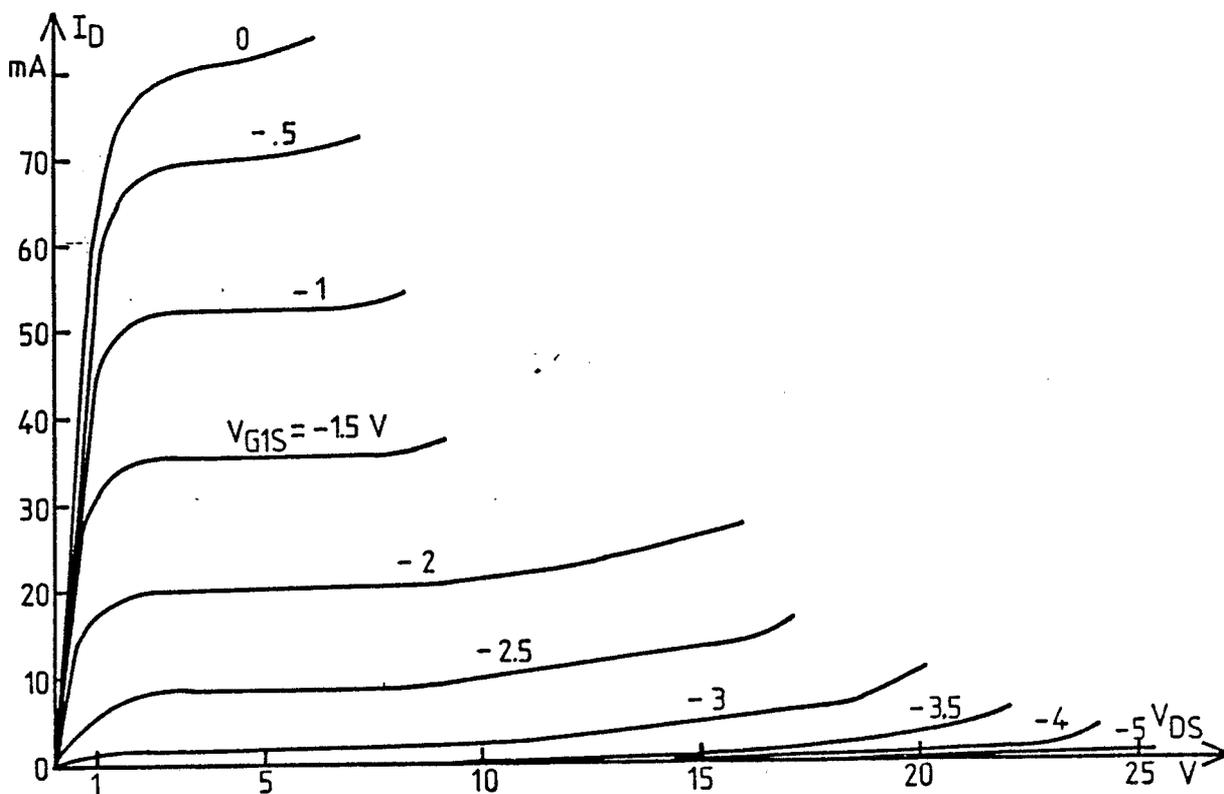


FIGURE I.20.a : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU BIGRILLE LEP BDA01.

$C_2 = 40\text{pF}$

sans polarisation de  $C_2$ , avec une sonde d'oscilloscope (10pF, 10M $\Omega$ ) sur acc $\acute{e}$ s de  $G_2$ .

*point  
virgule x*

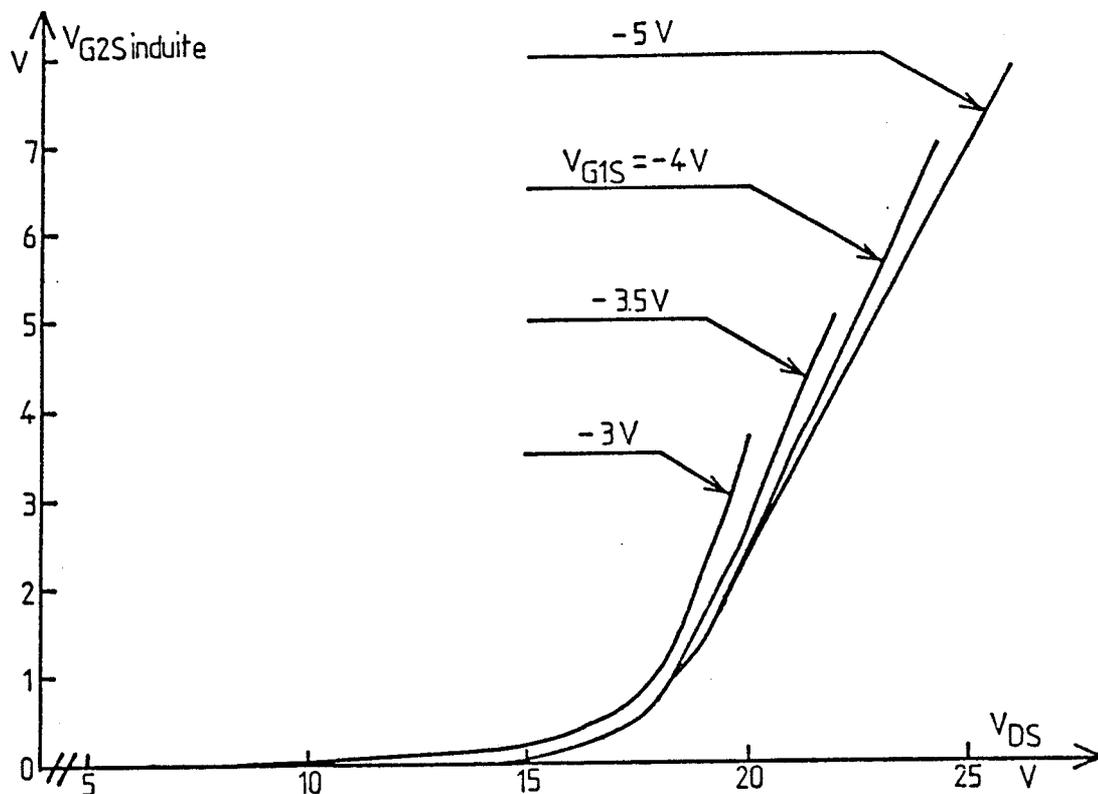


FIGURE I.20.b : TENSION INDUITE SUR LA GRILLE  $G_2$  EN FONCTION DE  $V_{G1S}$  ET  $V_{DS}$ , dans les conditions de la figure I.20.a

X Très curieusement, c'est avec cette configuration que nous avons obtenu la meilleure tenue au claquage. La figure I.20 a montré, à titre d'exemple, le réseau obtenu sur un transistor bigrille BDA01 du LEP avec une capacité  $C_2$  de 40 pF sur  $G_2$ .

Le réseau du monogrille associé est représenté à la figure I.17.

Dans ces conditions, nous obtenons un réseau très différent des précédents à savoir :

- \* des caractéristiques à  $V_{G1S}$  constant extrêmement plates indiquant un gd faible

- \* au pincement absence totale de courant de grille  $G_1$  (le courant de grille  $G_2$  n'a pas été relevé, le dispositif ne le permettant pas).

- \* une tension de claquage au pincement extrêmement importante, de l'ordre de 25 volts.

- \* pas de recul des caractéristiques au pincement à tension  $V_{G1S}$  croissante.

X *qu'il y a d'autre part, la sonde d'oscilloscope placée sur la grille  $G_2$  montre cette induction sur la grille  $G_2$  d'impulsion de tension d'amplitudes non négligeables.*

La figure I.20 b en donne le relevé en fonction de l'amplitude de l'impulsion de  $V_{DS}$ , pour différentes valeurs de  $V_{G1S}$ .

On constate que la tension  $V_{G2S}$  induite apparaît pour une tension  $V_{DS}$  supérieure à 16 volts, et qu'elle peut devenir importante : 7 volts pour  $V_{DS}$  de l'ordre de 25 volts.

Cet effet apparaît donc lorsque la tension source-drain devient importante.

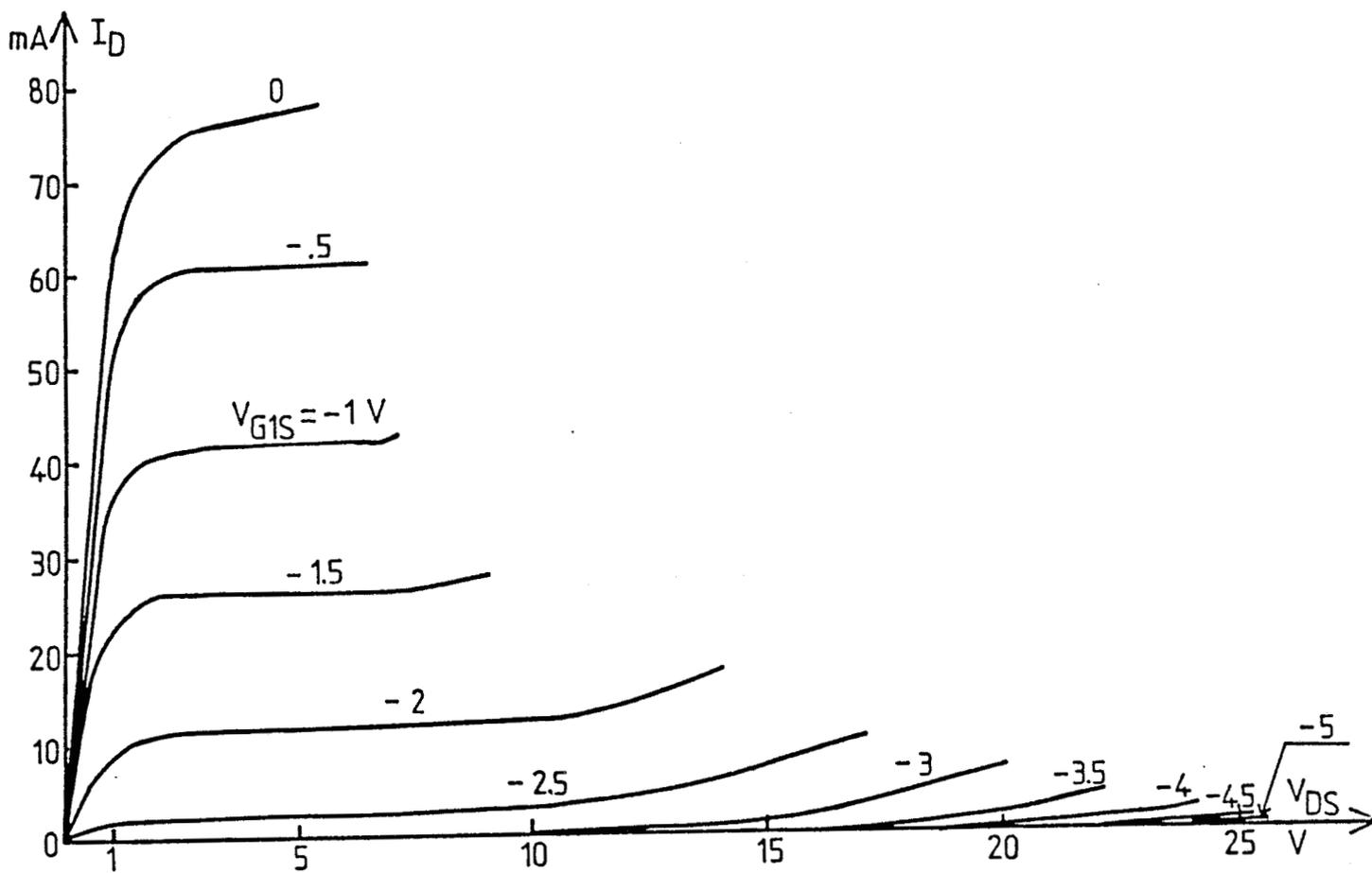


FIGURE I.20.c : RESEAU DE CARACTERISTIQUE I-V DU BIGRILLE LEP BDA01

$C_2 = 40pF$ ; sans sonde d'oscilloscope sur l'accès de  $G_2$



point  
virgule

La grille  $G_2$  est ainsi polarisée, en quelque sorte automatiquement, avec une tension positive qui est d'autant plus élevée que  $V_{DS}$  est importante. Il semble que ce phénomène coïncide avec l'apparition du claquage de l'espace drain-grille  $G_2$  et résulte d'un effet diviseur de potentiel entre le drain et  $G_2$ .

La complexité des mécanismes mis en jeu est telle qu'il ne nous a pas été possible d'apporter une modélisation simple permettant d'interpréter ~~qualitativement~~ ce phénomène.

*quantitativement*

Il faut noter que la sonde de mesure de l'oscilloscope placée entre  $G_2$  et la masse ne joue aucun rôle concernant le diviseur de potentiel responsable de la transmission des impulsions de drain sur la grille  $G_2$ . C'est ce que montre le réseau I.V de la figure I.20 c relevé sur le même transistor que dans le cas des figures I.20 a et I.20 b, mais en ayant supprimé la sonde de l'oscilloscope.

## I.6. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était de montrer les avantages que pouvait présenter le bigrille du point de vue claquage sur le monogrille.

Utilisant les résultats des travaux antérieurs effectués au laboratoire concernant le claquage du monogrille et nous aidant d'un programme de simulation du fonctionnement statique du bigrille, nous avons montré que celui-ci, grâce à une répartition des potentiels dans le canal particulièrement favorable, peut supporter des tensions drain-source beaucoup plus importantes que le monogrille.

Nous avons vérifié expérimentalement ces prévisions théo-

riques sur plusieurs types de technologies de bigrille. Les mesures de claquage effectuées dans les différentes configurations possibles relatives à la grille  $G_2$ , ont abouti aux conclusions suivantes :

- avec  $G_2$  en l'air, le comportement est proche de celui du monogrille, avec toutefois une légère augmentation de la tension de claquage au pincement.

- avec  $G_2$  fermée sur une capacité, deux cas ont été distingués :

- 1) Si  $G_2$  est polarisée positivement on obtient une nette augmentation de la tenue au claquage du bigrille.
- 2) si  $G_2$  n'est pas polarisée extérieurement, mais seulement fermée sur une capacité, nous obtenons dans ce cas les meilleures performances du point de vue claquage.

Nous verrons dans les chapitres suivants dans quelle mesure cette supériorité du bigrille sur le monogrille, du point de vue claquage, peut se répercuter sur les performances en amplification de puissance.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

- [1] S. ASAI, F. MURAI and K. KODERA,  
"GaAs dual-gate Schottky barrier Fet's for microwave frequencies",  
IEEE Trans. Electron. Devices, Vol ED-22, pp. 897-904,  
Oct. 1975.
  
- [2] T. FURUTSUKA, M. OGAWA and NIKAWA MURA,  
"GaAs dual-gate Mesfet's",  
IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-25, pp. 580-586,  
June 1978
  
- [3] J.L. VORHAUS, W. FABIAN, P.B. NG and Y. TAJIMA,  
"Dual-gate GaAs Fet switches",  
IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-28, n°2, pp. 204-211,  
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 1978
  
- [5] C. TSIRONIS, R. MEIERER,  
"Dl characteristics Aid Dual-gate fet analysis Microwave",  
pp. 71-73, July 1981
  
- [6] G. SALMER, Y. CROSNIER, R. WROBLEWSKI, G. HALKIAS, H. GERARD,  
"Limitations fondamentales des transistors effet de champ  
de puissance à arséniure de gallium",  
rapport final, Université de Lille I, DAII-CNET, 1982.
  
- [7] R. WROBLEWSKI, G. SALMER, Y. CROSNIER  
"Theoretical analysis of the DC avalanche breakdown in GaAs  
Mesfet's",  
IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-30, n°2,  
February 1983, p. 154

- [8] P. BAUDET,  
"Le transistor à effet de champ de puissance en arséniure  
de gallium : conception et technologie",  
Acta Electronica, Vol. 23, n°2, (1980), pp. 119
- [9] C. TSIRONIS,  
"Prebreakdown phenomena in GaAs epitaxial layers and fet's",  
IEEE Trans. elect. devices, Vol. ED 27, n°1, pp. 277, 1980
- [10] FURUTSUKA (I), TSUJI (T.), HASEGAWA (F.),  
"Improvement of the drain breakdown voltage of GaAs power  
Mesfet's by a simple recess structure",  
IEEE Trans. Electron Devices ED-25, 1978, pp. 563-567
- [11] R. YAMAMOTO, A. NIGASHISAKA, F. HASEGAWA,  
"Light emission and burnout characteristics of GaAs power  
Mesfet's",  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-25, n°6,  
1970, p. 567
- [12] T. FURUTSUKA, A. HIGASHISAKA, Y. AONO, Y. TAKAYAMA,  
F. HASEGAWA,  
"GaAs power MESFET's with a grade recess structure"  
Electron. Letters, Vol. 15, 1979, p. 417
- [13] M. OGAWA, K. OHATA, T. FURUTSUKA, N. KAWAMURA,  
"Submicron simple-gate and dual-gate GaAs MESFET's  
with improved low noise and high gain performance"  
IEEE Transactions on microwave theory and techniques,  
Vol. MTT-24, n°6, 1976, p. 300
- [14] S. TIWARI, L.F. EASTMANN, L. RATHBUN,  
"Physical and materials limitations on burnout voltage  
of GaAs power Mesfet's"  
IEEE transactions on Electron Devices, Vol. ED-27, June 1980,  
p. 1045
- [15] J. SONE, Y. TAKAYAMA,  
"Analysis of field distribution in a GaAs Mesfet at large  
drain voltage",  
Electron. Letters, Vol. 12, 1976, p. 622

- [16] M. SMUR,  
"Maximum electric field in high-field domain",  
Electron. Letters, Vol. 14, 1978, p. 521
  
- [17] M. BOUHESS,  
"Modélisation et caractérisation des transistors à effet  
de champ type bigrilles submicroniques",  
Thèse 3ème cycle, Lille I, 1983
  
- [18] A. CAPPY,  
Thèse de 3ème cycle, Lille I, 1981

CHAPITRE II

MODELISATION NON LINEAIRE DU BIGRILLE

POUR UNE UTILISATION EN PUISSANCE

---

## II.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons les schémas équivalents que nous avons utilisés pour simuler le monogrille et le bigrille. Notre but étant la compréhension des différences de fonctionnement grand signal entre les deux types de transistors, nous avons été amenés à mettre au point un modèle de bigrille simple, mais suffisamment complet et précis pour remplir cet objectif. Le critère retenu pour la détermination des valeurs des éléments des schémas équivalents a été de faire coïncider le mieux possible les paramètres  $[S]$  mesurés avec ceux correspondant à la modélisation.

Après la présentation du modèle adopté pour le monogrille, nous présentons le schéma équivalent global du bigrille, d'abord établi à partir de deux monogrilles identiques et ensuite modifié progressivement en agissant sur les valeurs ou les emplacements de certains éléments des deux monogrilles jusqu'à ce qu'un bon accord soit obtenu entre les valeurs des paramètres  $[S]$  mesurées et celles calculées.

## II.2. RAPPEL DES DIFFERENTS TYPES DE MODELISATION DE TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Pour simuler le comportement d'un transistor à effet de champ, il existe actuellement trois types de modélisation, chacune d'entre elles prenant plus ou moins bien en compte les réalités physiques du composant.

Il s'agit des modèles :

- particulières
- bidimensionnels
- phénoménologiques (semi-empiriques)

### II.2.1. MODELES PARTICULAIRES

Ces modèles donnent les résultats les plus rigoureux, car ils traitent à la fois les effets bidimensionnels et ceux liés à la dynamique électronique des porteurs. Il repose sur la résolution des équations de BOLTZMANN par la procédure numérique de Monte-Carlo. Malheureusement la mise en oeuvre de cette procédure nécessite des ordinateurs suffisamment performants pour éviter des temps de calcul trop importants, et des méthodes numériques particulièrement complexes. Néanmoins, certains auteurs [1], [2], [3] ont utilisé ces modèles pour la simulation de transistors à effet de champ. Les résultats ainsi obtenus sont intéressants sur le plan de la compréhension physique des mécanismes mais l'importance des temps de calcul rend difficile, voire impossible, toute recherche d'optimisation des composants à des fins industrielles.

### II.2.2. MODELES BIDIMENSIONNELS

Ces modèles utilisent des méthodes numériques pour résoudre le système des équations fondamentales qui régissent la dynamique électronique dans les semiconducteurs, en combinaison avec des conditions limites appropriées. On peut citer à titre d'exemple de modèle bidimensionnel basé sur la résolution des équations macroscopique (équation de Poisson et de la conservation du courant), les travaux de REISER [4], [5], [6]. Comme les modèles particuliers, ces modèles doivent être implantés sur des ordinateurs performants et nécessitent des temps de calcul importants même pour décrire le régime statique du composant. Dès lors ils sont difficilement exploitables en régime dynamique. Mais ils ont le grand avantage de donner une représentation correcte des phénomènes physiques régissant le fonctionnement du transistor et pour cette raison, constituent un recours précieux lorsqu'il s'agit d'apporter une validation de modèles plus simples tels ceux qualifiés de phénoménologiques.

### II.2.3. MODELES PHENOMENOLOGIQUES (SEMI-EMPIRIQUES)

X Ces modèles font appel à des schémas équivalents de <sup>découlant</sup> courant de descriptions schématisées des mécanismes en jeu. Leur souplesse d'utilisation repose sur l'utilisation d'expressions analytiques traduisant les différents aspects du composant.

X Dès lors ils sont d'une grande facilité d'exploitation mais ne permettent pas toujours de rendre compte finement des mécanismes physiques à l'intérieur du composant. Ils sont surtout précieux pour mener à bien la conception de système où seules quelques caractéristiques essentielles du composant sont utilisées. Ils permettent avec un temps de calcul raisonnable d'étudier le fonctionnement dynamique grand signal par la prise en compte de principales non-linéarités.

Ces dernières années, l'utilisation des modèles phénoméno-  
logiques est devenue particulièrement courante grâce à la diffusion de  
logiciels de C.A.O. spécialisés tels que IMAG, ASTEC, SPICE...

Ayant à étudier avec le TEC bigrille, des fonctionnements en  
amplificateur de puissance très complexes, nous avons fixé notre choix  
sur une modélisation de ce type et avons fait appel largement aux  
possibilités offertes par le logiciel SPICE. Nous donnons dans le  
paragraphe suivant, la description des particularités de ce logiciel  
que nous avons été amenés à utiliser.

X

II.3. PARTICULARITES DU LOGICIEL C.A.O. SPICE

SPICE II a été élaboré par l'université de BERKELEY  
(U.S.A.). Ce sigle signifie : " Simulation Power with Integrated  
Circuit Emphasis" [7].

Il permet de simuler le fonctionnement des systèmes élec-  
triques en donnant en tous points l'évolution des courants et tensions  
en fonction du temps ou de la fréquence (analyse temporelle ou  
fréquentielle). Ce programme permet de décrire un circuit électrique  
sous forme nodale. Chaque dipole élémentaire du circuit est repéré par  
deux nombres caractérisant les deux noeuds de ses extrêmités. Les  
sources d'excitation, et l'étude désirée sont définies avant de lancer  
le programme.

Les différents éléments du circuit peuvent être soit  
constants dans le cas du régime linéaire petit signal, soit fonction  
des valeurs instantanées des courants ou tensions dans le cas du  
régime non linéaire grand signal. Dans le second cas les éléments du  
schéma, capacités, selfs, résistances, générateurs de courant ou

tension, etc... sont décrits sous forme polynomiale pouvant dépendre de une ou plusieurs variables d'entrée. Il suffit donc de connaître la loi de variation de ces éléments en fonction de leurs variables.

Ainsi une grandeur  $I$  fonction de deux variables  $x$  et  $y$  doit s'écrire suivant les puissances croissantes de  $x$  et  $y$  :

$$I(x,y) = a_0 + a_1x + a_2y + a_3 x^2 + a_4xy + a_5y^2 + \dots$$

Il suffit alors d'introduire les différents coefficients ( $a_i$ ) dans l'ordre de la formule définie ci-dessus. Malheureusement ce mode d'écriture des non-linéarités n'est pas très souple d'usage comme nous le verrons ultérieurement. Au cours de cette étude, nous avons été amenés à utiliser les différents régimes suivants :

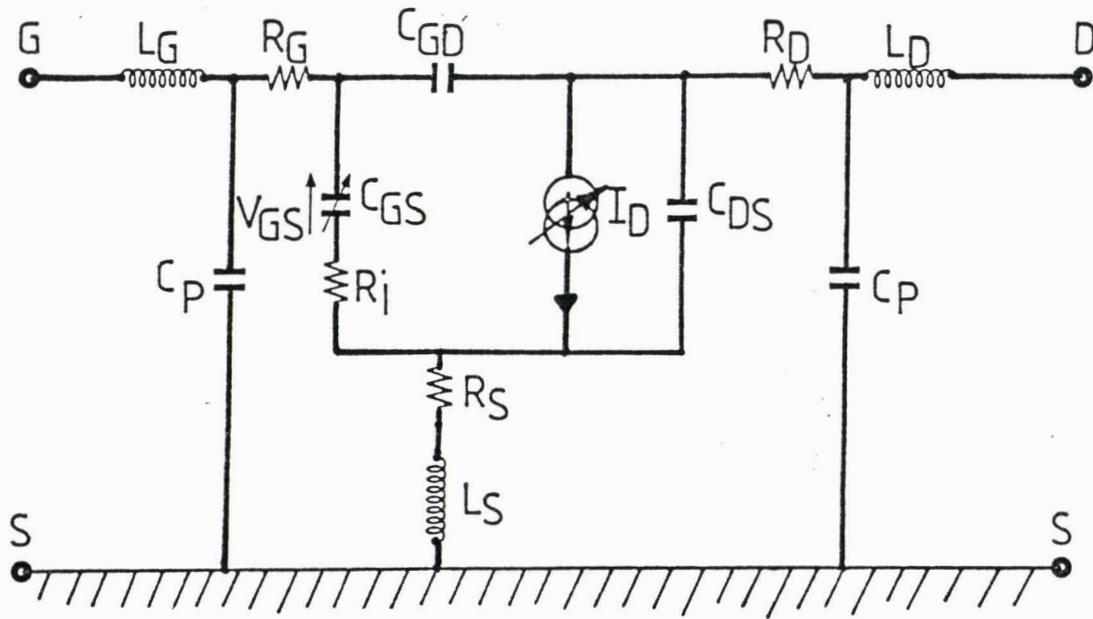
- une étude en régime continu afin de déterminer le réseau statique et de trouver le point de polarisation optimal du transistor.

- une étude en régime harmonique petit signal pour la détermination des paramètres  $[S]$  du quadripole et l'optimisation du schéma équivalent.

- enfin une étude en régime grand signal permettant, à partir d'une analyse dans le domaine temporel, d'obtenir le spectre de fréquences des différentes grandeurs, courants, tensions, dans un intervalle de temps défini, égal à la période d'excitation.

Nous avons ainsi procédé à l'extraction de la composante continue et des neuf premières harmoniques, pour l'étude en amplificateur de puissance.

Il est à noter qu'un certain nombre de modèles de composants actifs comme par exemple la diode, le transistor bipolaire, le JFET, le MOSFET sont contenus dans la bibliothèque propre au logiciel.



- |                            |                       |                            |
|----------------------------|-----------------------|----------------------------|
| $L_G = 0,1 \text{ NH}$     | $R_G = 1 \ \Omega$    | $C_{GD} = 0,03 \text{ pF}$ |
| $C_{DS} = 0,08 \text{ pF}$ | $R_S = 0,9 \ \Omega$  | $L_S = 0,1 \text{ NH}$     |
| $C_p = 0,04 \text{ pF}$    | $R_I = 1,75 \ \Omega$ | $L_D = 0,225 \text{ NH}$   |
| $R_D = 1,1 \ \Omega$       |                       |                            |

**FIGURE II.1** : Schéma équivalent du TEC monogrille LEP DAO1 simulé.



Malheureusement la version de SPICE dont nous disposions était celle datant de 1980 ne contenant pas encore le modèle relatif au MESFET.

Il a donc fallu créer un modèle donnant une représentation correcte mais simple du fonctionnement statique et dynamique du TEC. Cette étude fait l'objet du paragraphe suivant.

#### II.4. SCHEMA UTILISE POUR SIMULER LE TEC MONOGRILLE

X  
Contrairement au régime d'amplification petit signal où les faibles variations du signal hyperfréquence <sup>autovalent</sup> ~~suffisent~~ à représenter le transistor aux moyens d'éléments de valeurs constantes, le régime grand signal engendre des fluctuations importantes donnant naissance à une dépendance des éléments suivant l'amplitude des signaux.

Afin de donner une représentation correcte mais simple du fonctionnement grand signal nous avons retenu les deux non-linéarités principales du TEC qui sont :

- la capacité grille-source  $C_{GS}$  en fonction de la tension instantanée  $V_{GS}$  à ses bornes.

X  
- le courant drain dépendant à la fois de deux tensions instantanées  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$ .

Les mesures statiques ont permis la détermination des résistances d'accès des TEC monogrilles de test. De même les mesures de leurs paramètres  $[S]$  dans une gamme de 2 à 4 GHz nous ont fourni les valeurs des différents éléments du schéma équivalent.

La figure II.1 présente typiquement le schéma équivalent du TEC monogrille LEP DAO1 ainsi modélisé et les valeurs des différents éléments obtenus après optimisation. Dans ce schéma, seule la

capacité  $C_{GS}$  et le générateur de courant  $I_D$  sont pris dépendant de la polarisation par l'intermédiaire des tensions  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$ . Après optimisation, l'expression adoptée pour la capacité  $C_{GS}$  fonction de la tension  $V_{GS}$  à ses bornes est :

$$C_{GS}(V_{GS}) = 0,543 \text{ E } -12 + (0,251 \text{ E } -12) * V_{GS} + 140,6 \text{ E } -15 * (V_{GS})^2 + 57,7 \text{ E } -15 * (V_{GS})^3 + 7,99 \text{ E } -15 * (V_{GS})^4$$

En ce qui concerne la représentation du courant drain  $I_D$  en fonction des tensions  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$ , il nous a fallu choisir entre de nombreux formalismes. Chacun de ceux-ci tend à décrire le mieux possible le fonctionnement en régime statique. Un des plus connus est celui de MINASIAN [8] qui repose sur trois équations conditionnelles portant sur  $V_{GS}$  :

$$\text{si } V_{GS} - V_T < 0 \text{ alors } I_D = 0$$

$$\text{si } 0 < V_{GS} - V_T < V_{DSSat} \text{ alors } I_D = \beta (V_{GS} - V_T)^2$$

$$\text{si } 0 < V_{DSSat} < V_{GS} - V_T \text{ alors } I_D = a \cdot \beta [2(V_{GS} - V_T) * V_{DS} - (V_{DS})^2],$$

$a$  et  $\beta$  étant des constantes obtenues d'après la caractéristique du composant et  $V_T$  représentant la tension de pincement et  $V_{DSat}$  la tension de déchet drain-source.

Celui de TAKI [9] propose une équation unique donnant les variations de  $I_D$  pour  $V_{DS}$  variant de 0 à la tension de claquage.

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 * \text{th} \left( \frac{K V_{DS}}{V_{GS} - V_p} \right)$$

où  $V_p$  est la tension de pincement.

$V_{GS}$   
ou  $V_{GS}/V_p$

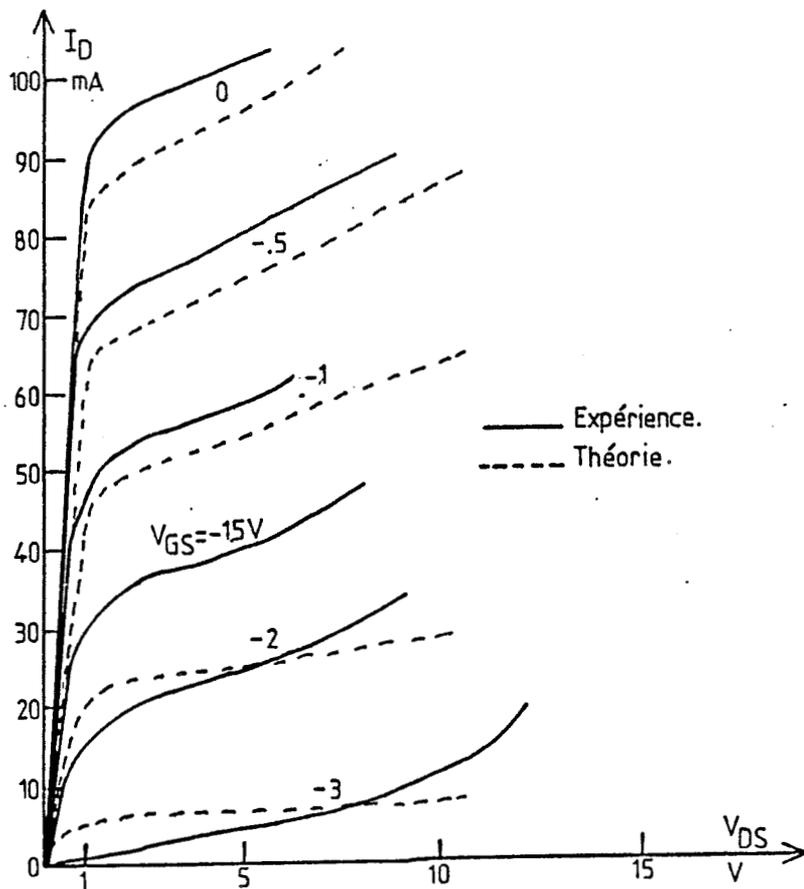


FIGURE II.2 : Réseau de caractéristiques I-V du TEC monogrille DA01

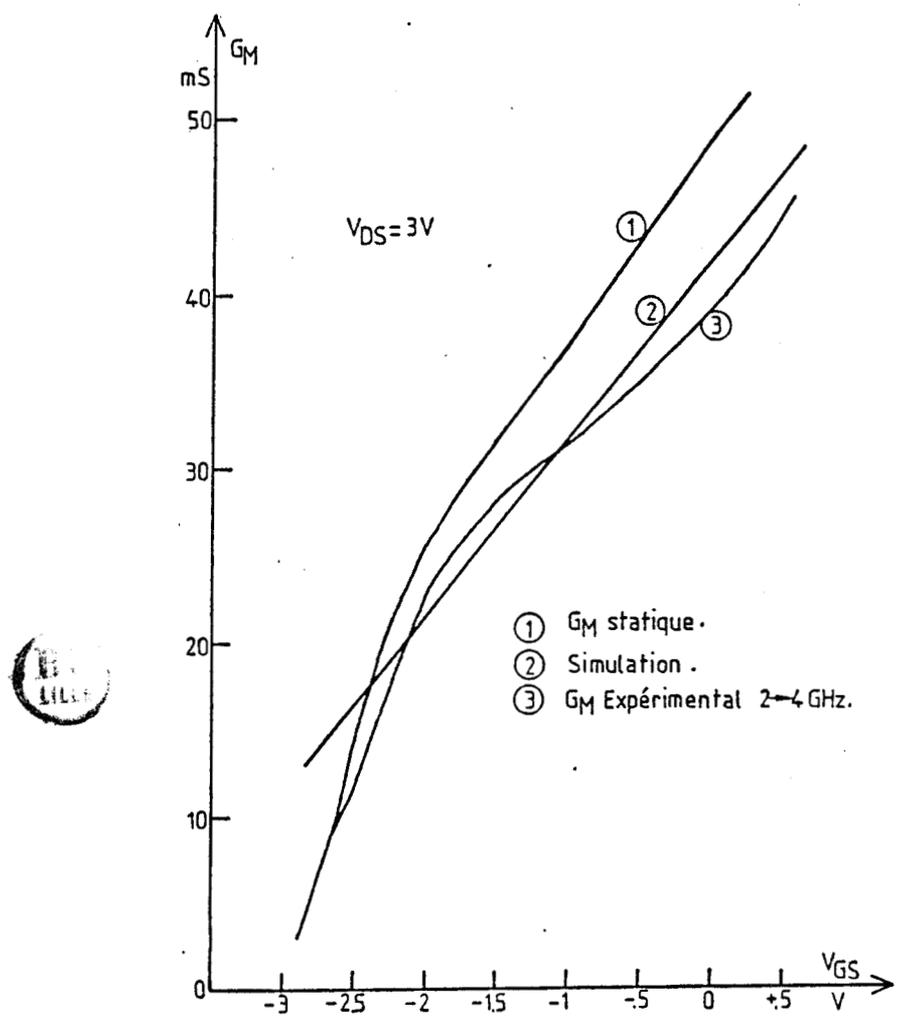


FIGURE II.3.a :  $G_M$  théorique et expérimental du monogrille LEP DA01

Enfin celui de CURTICE [10] propose une autre variante :

$$I_D = \beta (V_{GS} + V_p)^2 * (1 + \gamma V_{DS}) * t h (KV_{DS})$$

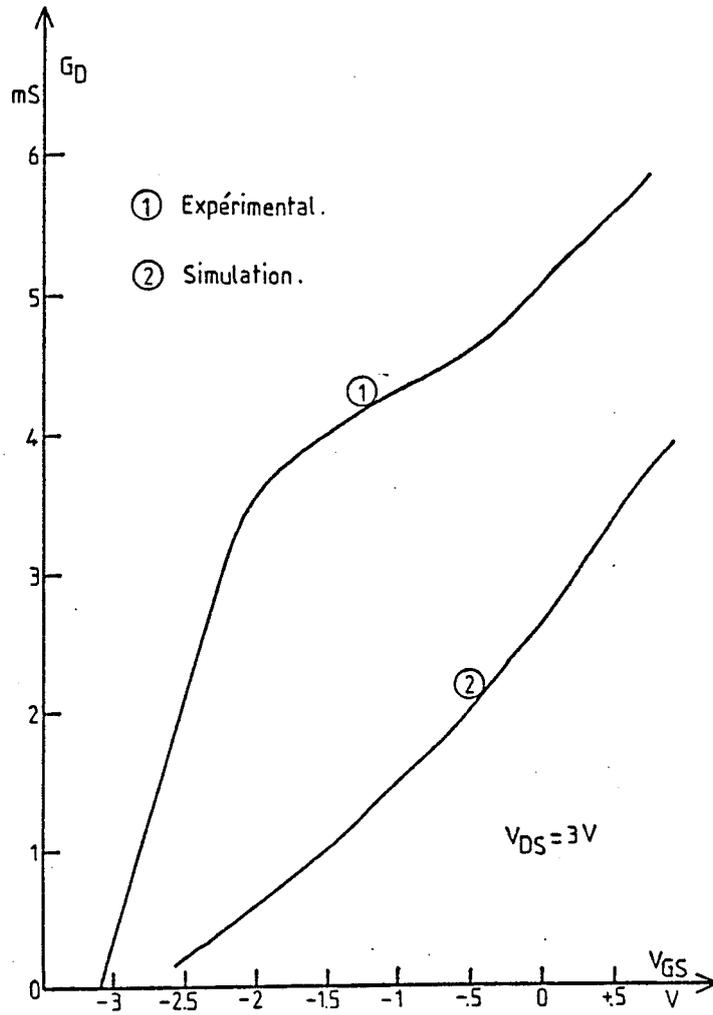
Il est à noter que cette dernière expression du courant drain est celle utilisée pour la modélisation du transistor à effet de champ dans la version la plus récente de Spice. A cause de la contrainte relative à la description sous forme polynomiale des non-linéarités dans notre version de Spice, nous avons choisi un formalisme proche de celui énoncé par COPINATH [11] mais plus puissant car permettant de représenter le courant drain même pour des tensions  $V_{DS}$  proches de 0 volt.

L'expression retenue est donc la suivante :

$$I_D (V_{GS}, V_{DS}) = \left(1 + \frac{V_{GS}^2}{4}\right) * (19,1 E-3 + 0,121 * (V_{DS}) - 0,72 E-1 * (V_{DS})^2 + 0,201 E-1 * (V_{DS})^3 - 0,282 E-2 * (V_{DS})^4 + 0,194 E-3 * (V_{DS})^5 - 0,52 E-5 * (V_{DS})^6)$$

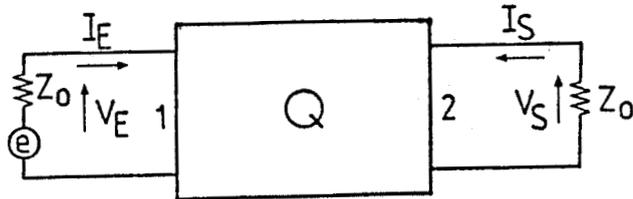
Sur la figure II.2 on donne le réseau ainsi obtenu et sa comparaison avec le réseau relevé expérimentalement. On observe un accord que l'on peut considérer comme satisfaisant. Nous avons voulu vérifier si cet accord était aussi respecté pour la transconductance  $G_M$  et la conductance de sortie  $G_D$ .

La figure II.3.a montre le résultat de cette confrontation pour  $G_M$ , fonction de  $V_{GS}$ . Là aussi on observe une bonne concordance entre valeurs théoriques et expérimentales. Par contre, comme le montre la figure II.3.b, une différence importante apparaît entre les résultats de mesure et de simulation concernant la conductance de sortie  $G_D$ .



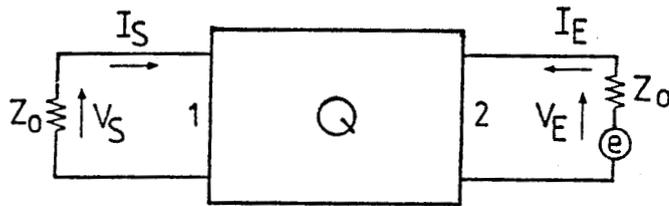
**FIGURE II.3.b** :  $G_D$  théorique et expérimental du monogridde LEP DAO1





Détermination de S11 et S21

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} \qquad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0}$$



Détermination de S12 et S22

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \qquad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0}$$

avec  $a_1 = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_e}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} * I_e \right]$

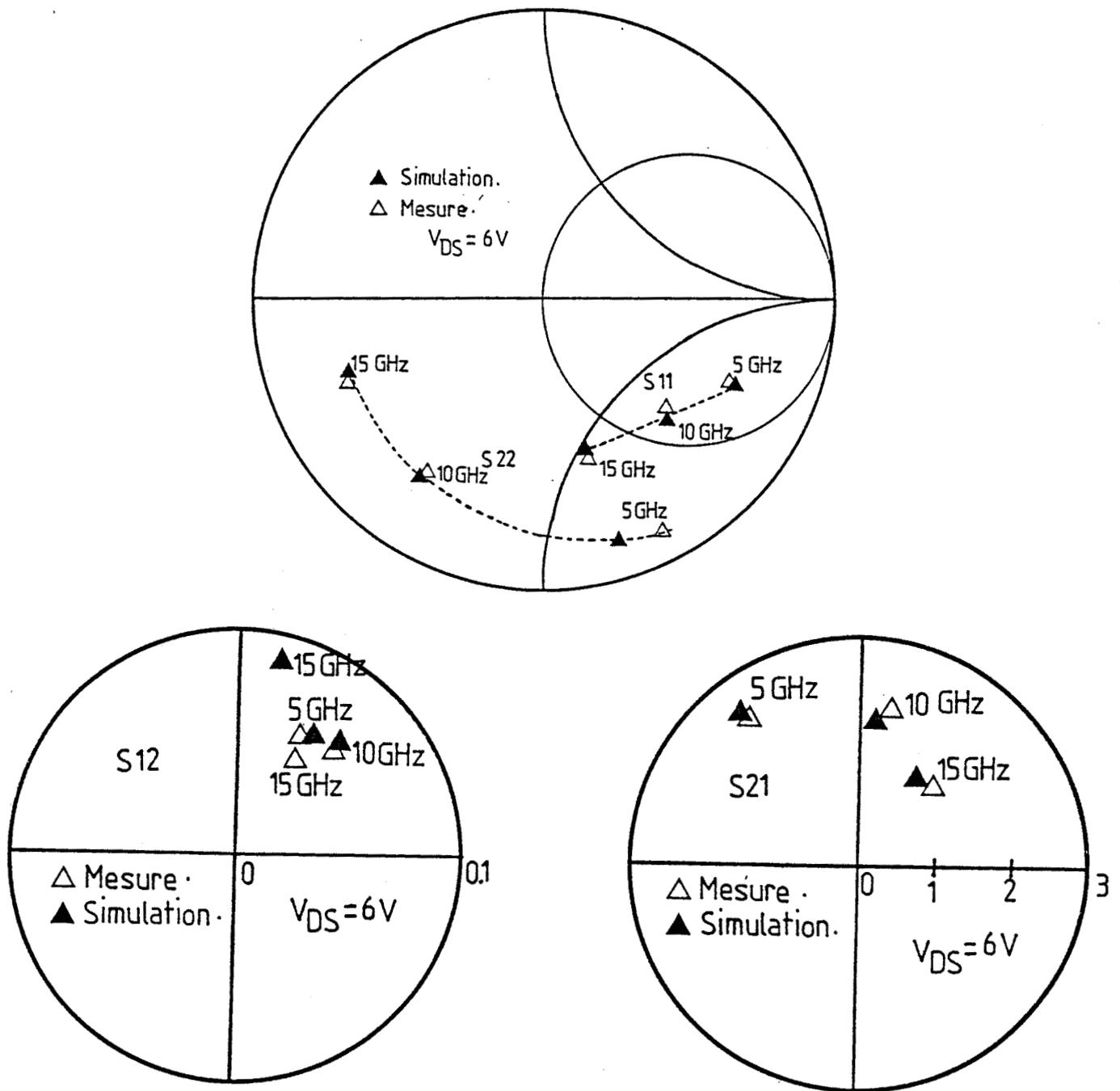
$$b_1 = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_e}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} * I_e \right]$$

$$a_2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_s}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} * I_s \right]$$

$$b_2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{V_s}{\sqrt{Z_0}} - \sqrt{Z_0} * I_s \right]$$

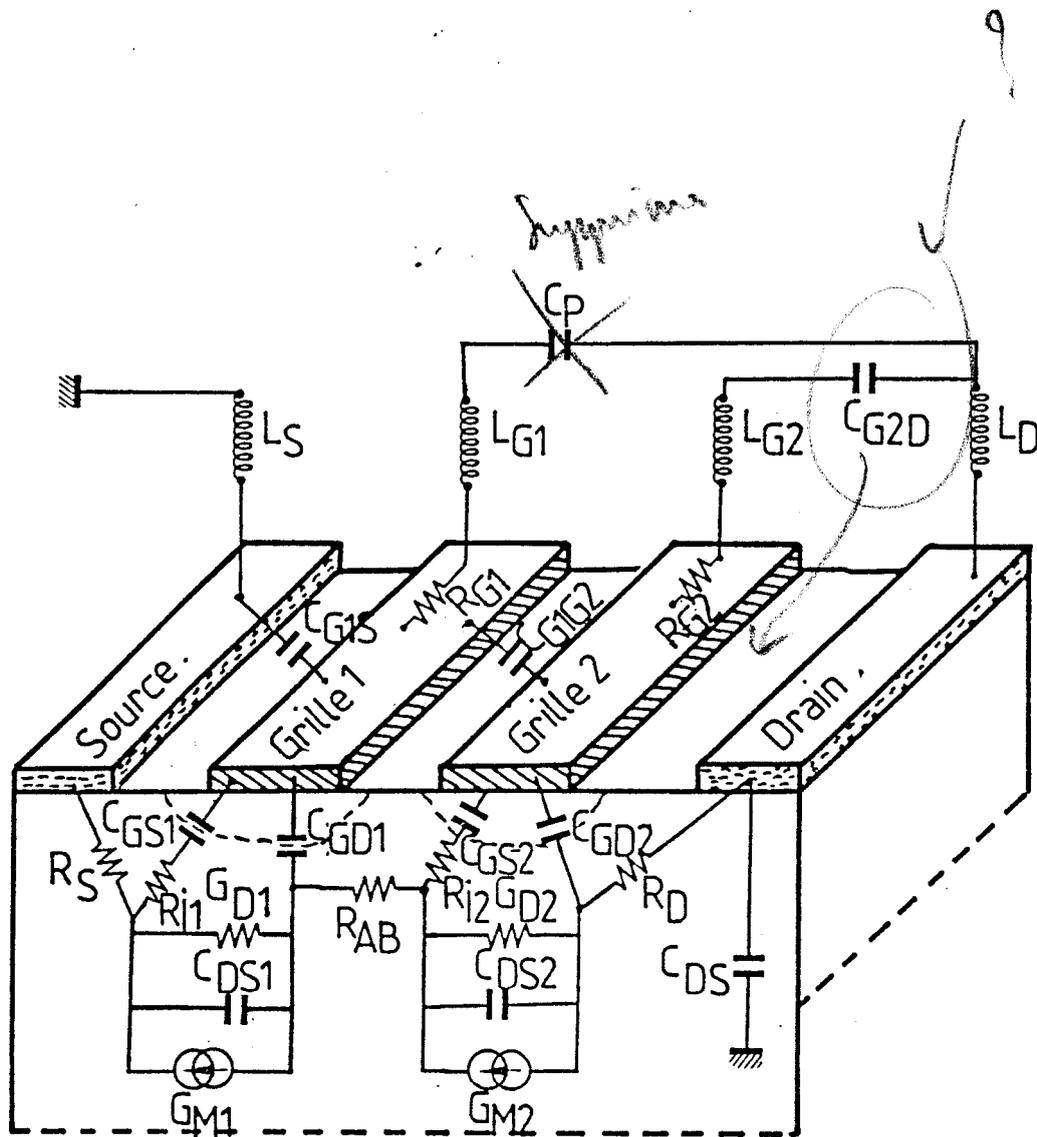
*car Is rentant*

**FIGURE II.4** : Mode opératoire de calcul des paramètres (S) d'un quadripôle



**FIGURE II.5** : Comparaison entre les paramètres (S) mesurés et calculés du monogrid LEP DA01





**FIGURE II.6** : Origine physique des éléments du schéma équivalent du TEC bigrille



Notre modèle étant ainsi construit nous avons vérifié globalement son aptitude à représenter le fonctionnement du transistor dans une large bande de fréquence. Pour cela nous avons effectué une comparaison portant sur les paramètres  $[S]$  expérimentaux et théoriques.

Spice ne permettant de calculer que les courants et tensions aux différents points d'un schéma électrique, nous avons, pour déterminer les paramètres  $[S]$  théoriques, utilisé les formules de définition de ces paramètres en fonction des courants et tensions, comme il est indiqué sur la figure II.4.

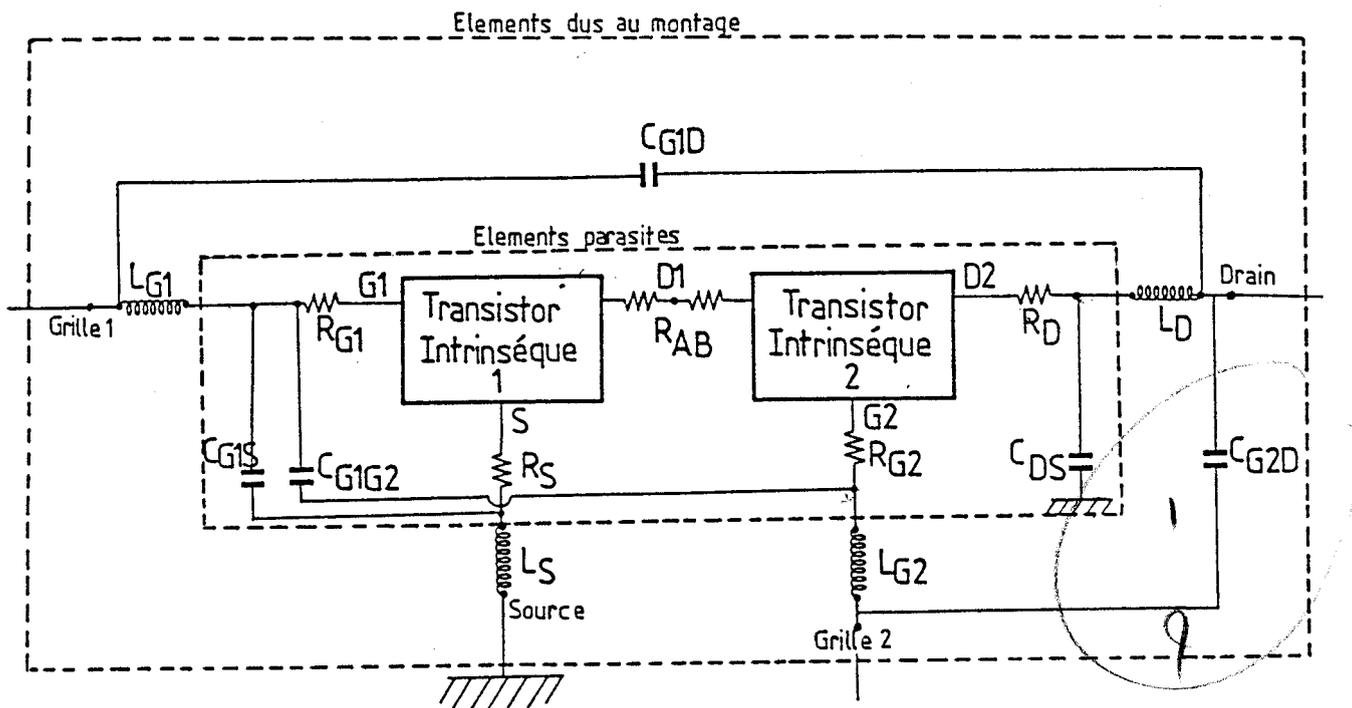
La figure II.5 montre les résultats de cette comparaison effectuée, toujours dans le cas du monogrille LEP DA01, de 5 à 15 GHz. Dans l'ensemble on note un accord assez satisfaisant. Après cette présentation de la modélisation du TEC monogrille nous donnons, dans ce qui suit, la démarche qui nous a permis de définir pour le TEC bigrille un schéma équivalent opérationnel pour étudier son fonctionnement en régime grand signal.

## II.5. SCHEMA EQUIVALENT DU TEC BIGRILLE

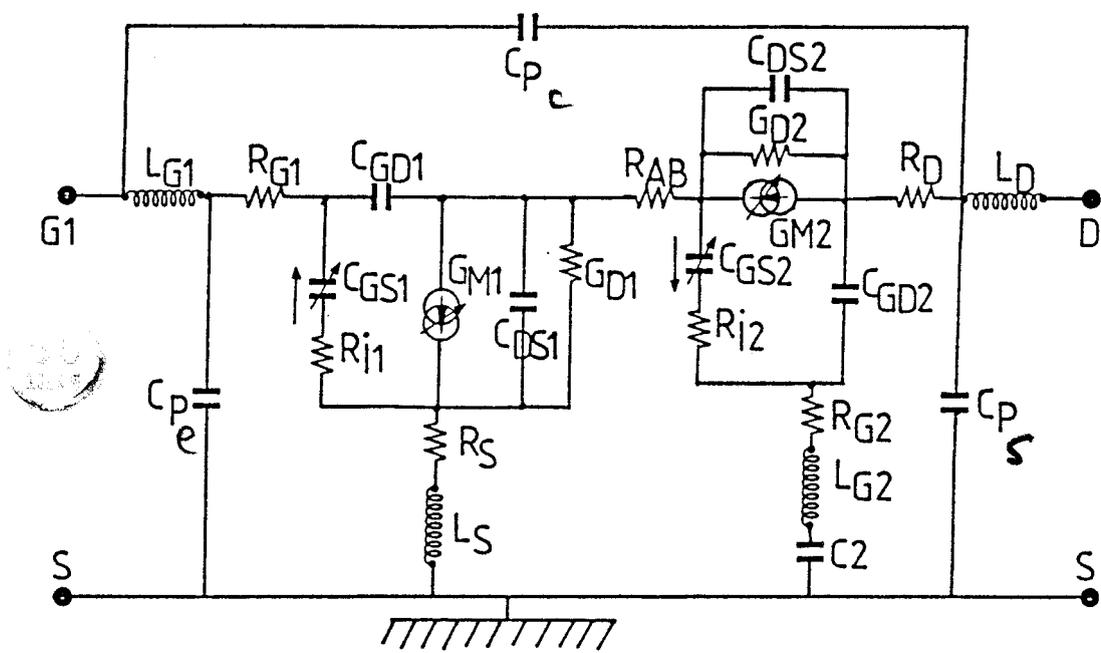
La figure II.6 présente le schéma d'un TEC bigrille montrant la localisation et la signification physique des différents éléments [12].

Nous pouvons rassembler tous ces éléments en trois groupes distincts :

- un premier groupe constitué des éléments intrinsèques des deux monogrilles constituant le bigrille :  $C_{GS1}$ ,  $R_{i1}$ ,  $G_{M1}$ ,  $G_{D1}$ ,  $C_{DS1}$ ,  $C_{GS2}$ ,  $R_{i2}$ ,  $G_{M2}$ ,  $G_{D2}$ ,  $C_{DS2}$ .



**FIGURE II.7** : Schéma équivalent du TEC bigrille



**FIGURE II.8** : Schéma simplifié du bigrille

- un deuxième groupe comprenant les éléments parasites aux TECs, c'est à dire les résistances d'accès :  $R_{g1}$ ,  $R_{g2}$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $R_{AB}$  et les capacités interélectrodes  $C_{g1s}$ ,  $C_{g1g2}$ ,  $C_{ds}$ .

X - enfin une dernière catégorie regroupant les éléments assurant la liaison du bigrille avec l'extérieur, c'est à dire les selfs de connection  $L_{g1}$ ,  $L_{g2}$ ,  $L_s$ ,  $L_d$ . Nous pouvons aussi ajouter dans ce groupe les capacités parasites provenant de la cellule et du boîtier BMH 60. La figure II.7 montre le schéma global du bigrille ainsi défini avec ces différents groupes d'éléments.

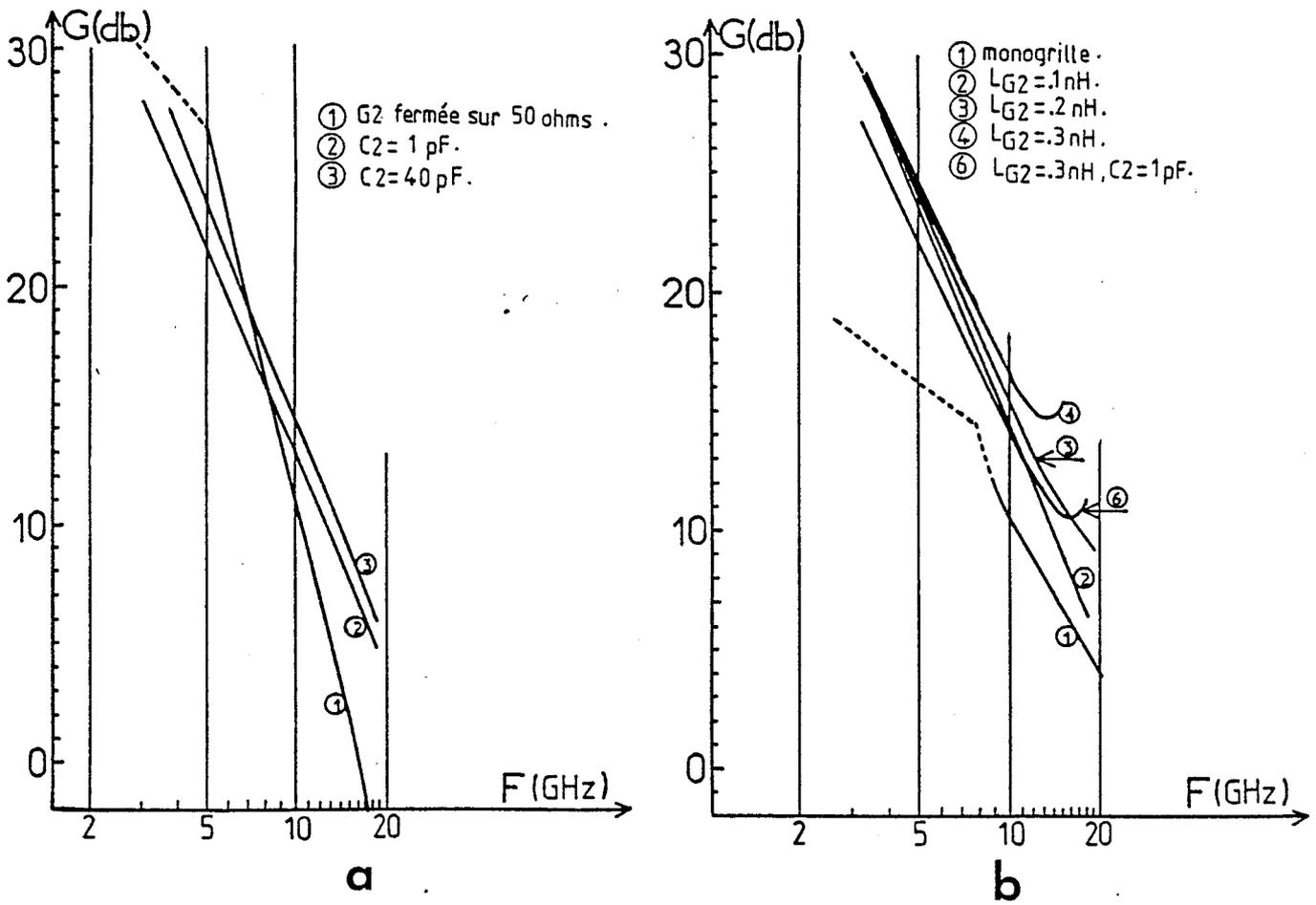
Etant donné la faible valeur de certaines capacités parasites, nous pouvons, en première approximation en supprimer une grande partie et admettre que leurs effets sont inclus dans les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$ . De ce fait, le schéma global de la figure II.6 peut être remplacé par celui de la figure II.8 que nous avons en définitive utilisé pour nos simulations.

Pour l'utilisation en amplificateur de puissance avec entrée sur  $G_1$  et sortie sur le drain, le transistor bigrille sera utilisé en quadripole, la grille  $G_2$  devra donc être fermée sur une "charge" comme cela est indiqué sur la figure II.8 (charge  $C_2$ ).

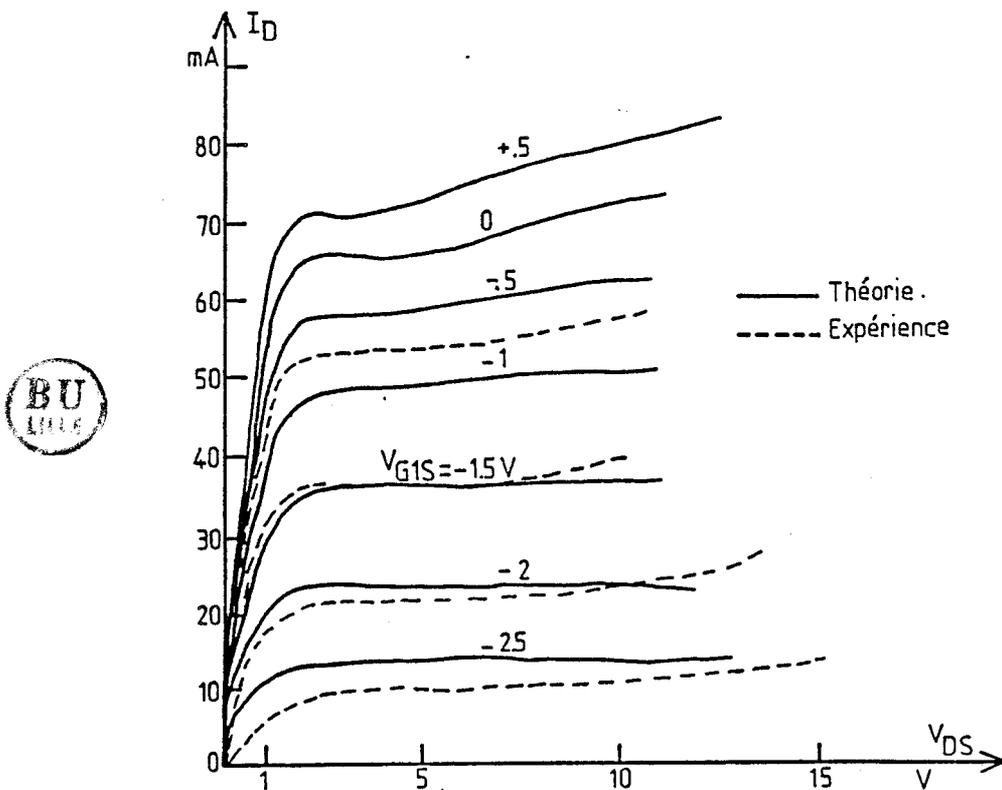
Nous allons dans le paragraphe suivant montrer ce qui a déterminé le choix de la charge à placer sur  $G_2$  et de sa valeur.

## II.6. INFLUENCE DE LA CHARGE PLACEE SUR LA GRILLE 2

Nous avons effectué des simulations en régime petit signal dans le but de montrer l'influence sur le gain et la stabilité du composant de charges résistives, capacitives ou selfiques, placées sur  $G_2$ .



**FIGURE II.9** : Evolution du gain en fonction de la fréquence pour diverses charges de la grille 2



**FIGURE II.10.a** : Réseau de caractéristiques I-V du TEC bigrille

LEP BDA01

La courbe 1 de la figure II.9.a montre qu'une charge résistive de  $50\ \Omega$  entraîne une chute très rapide du gain avec la fréquence.

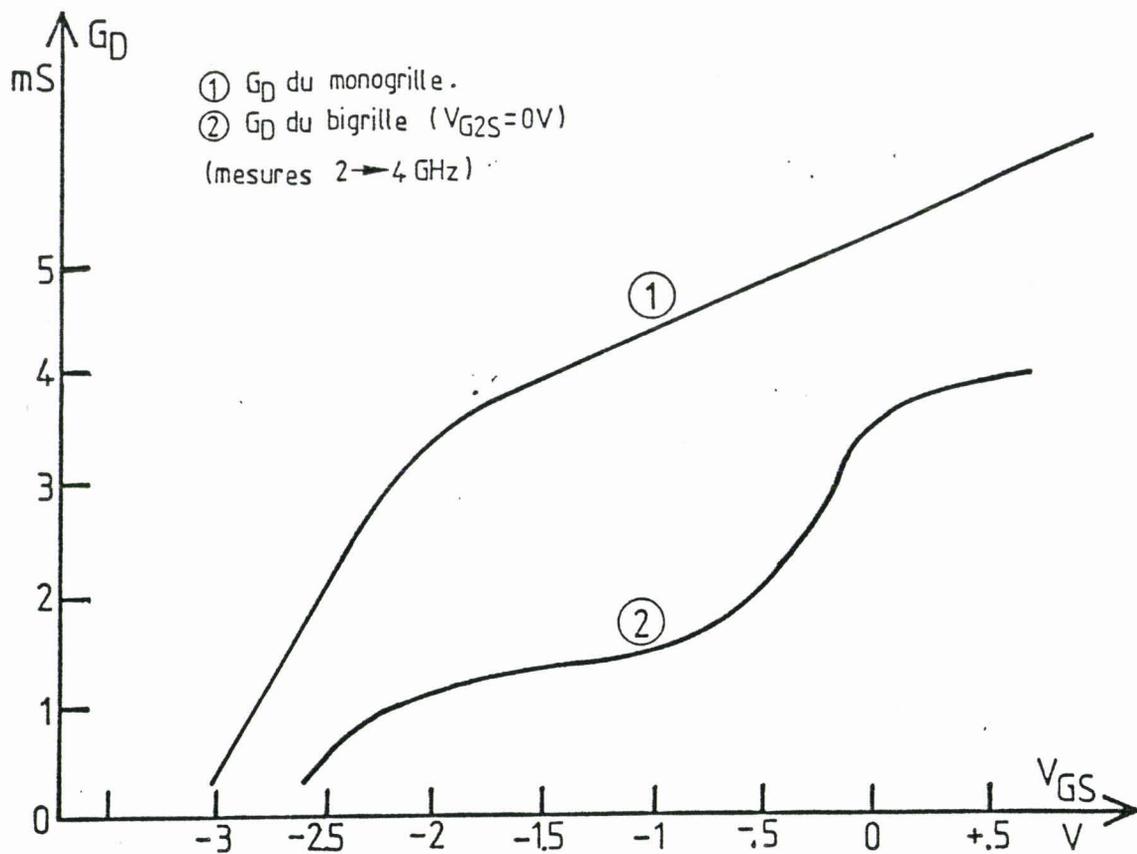
*que quoi ?*

X  
X

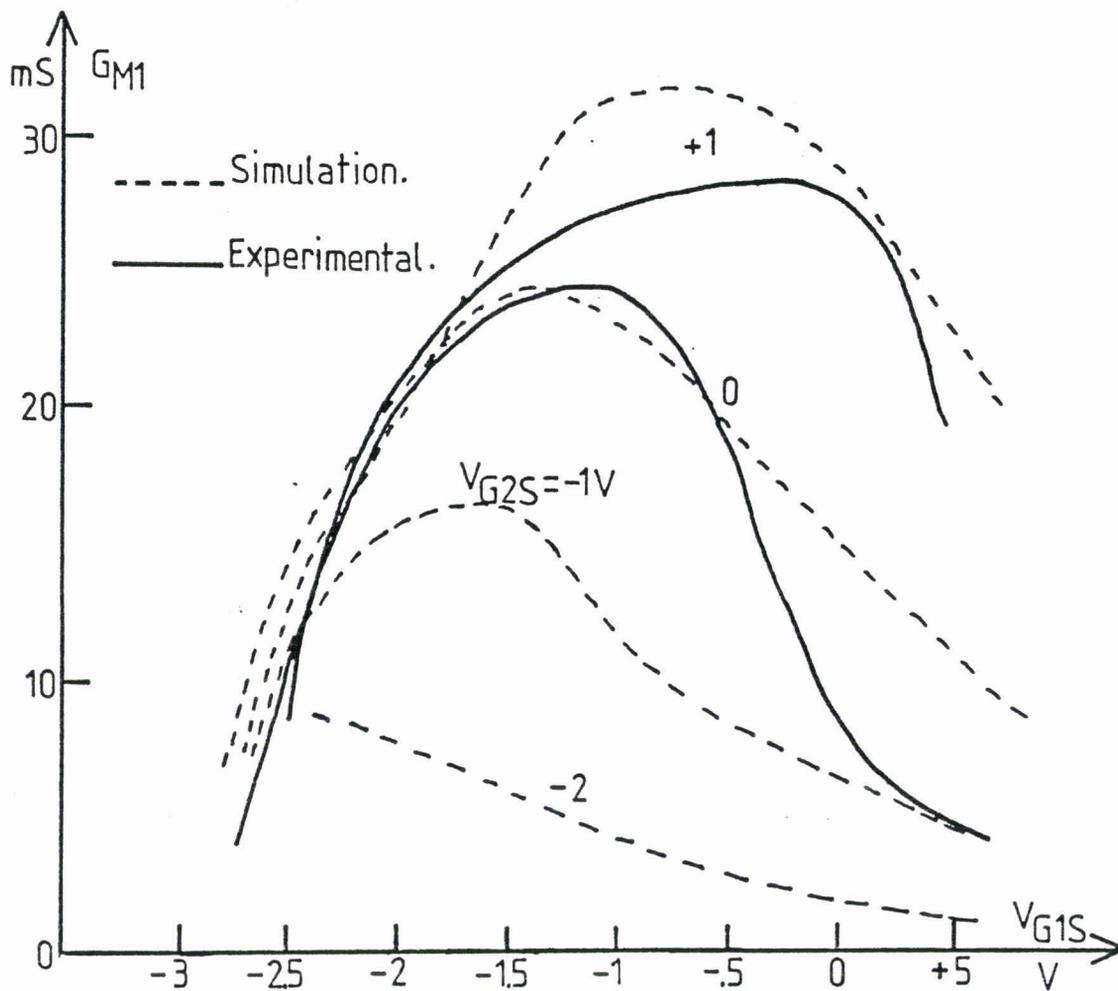
Nous avons ensuite placé une charge capacitive pour une valeur de self  $LG_2$  plus élevée (0,1 nH). Les courbes 2 et 3 de la figure II.9.a montrent que la tenue du gain en fonction de la fréquence est d'autant plus meilleure que la valeur de la capacité  $C_2$  est grande. Pour  $C_2$  très élevée, la charge se réduit à la self  $LG_2$ . Il semble donc que le gain du bigrille peut devenir considérable à condition que la charge de  $G_2$  soit selfique. C'est effectivement ce que montre la figure II.9.b sur laquelle sont représentées les évolutions fréquentielles du gain pour des valeurs croissantes de  $LG_2$ . Il importe de remarquer que ce type de conditions de charge de  $G_2$  n'est guère utilisable car le transistor est alors fortement instable. Un compromis doit être recherché. La courbe 6 de la figure II.9.b en donne un exemple résultant de la mise en série d'un self de connection de 0,3 nH avec une capacité  $C_2$  de 1 pF. L'instabilité est ainsi évitée et un gain important peut, quand même, être obtenu.

On peut donc conclure de cette étude préalable que pour les valeurs de self de connection rencontrées dans la pratique, il convient d'insérer une capacité  $C_2$  de valeur inférieure au picofarad afin de conserver une bonne stabilité du composant dans toute la gamme de fréquence tout en maintenant son gain à une valeur acceptable. Tout ceci se trouve vérifié expérimentalement comme nous le verrons au chapitre III.

Nous allons maintenant examiner dans quelle mesure on peut disposer d'une simulation correcte du transistor bigrille utilisé en quadripole,  $G_2$  étant donc fermée sur une capacité  $C_2$  de l'ordre de 0,5 pF.



**FIGURE II.10.b** : Comparaison du  $G_D$  expérimental du monogridde et du bigrille (LEP DA01)



**FIGURE II.11** :  $G_M$  expérimental et simulé du TEC bigrille LEP BDA01



## II.7. SIMULATION DU TRANSISTOR BIGRILLE

X  
Au chapitre I nous avons montré que dans le cas d'un bigrille à structure symétrique les réseaux statiques des deux TECs constituants le cascode équivalent sont, à peu de chose près, identiques. Nous avons donc utilisé la même équation  $I_D = F(V_{GS}, V_{DS})$  pour chacun des deux monogrilles.

La figure II.10.a montre le réseau statique obtenu ainsi dans le cas du LEP BDA01 à  $V_{G2S} = 0$  volt. La comparaison avec le réseau obtenu expérimentalement est assez satisfaisante.

On remarque que les caractéristiques sont très peu inclinées, ce qui correspond à un  $G_D$  beaucoup plus faible que pour le monogrille.

Ceci se trouve vérifié expérimentalement comme le montre la figure II.10.b, où il apparaît que la valeur de  $G_D$  du bigrille est presque quatre fois plus faible que celle du monogrille. (Il s'agit des échantillons BDA01 du LEP).

Nous avons aussi comme pour le monogrille, tracé la transconductance  $G_{M1}$ , relative à la grille 1, en fonction de la tension  $V_{G1S}$  pour différentes valeurs de polarisation de la grille 2 (figure II.11). On note un accord que l'on peut considérer comme assez satisfaisant. Comme pour le monogrille, le critère adopté pour choisir les valeurs des éléments du schéma équivalent repose sur la confrontation des paramètres  $[S]$  théoriques et expérimentaux sur une très large bande de fréquence. Cependant le nombre très important des éléments constitutifs du schéma du bigrille rend très difficile l'obtention d'un ensemble qui soit entièrement satisfaisant dans une très large

F GHz	S11		S12		S21		S22		
	dB	De9	dB	De9	dB	De9	dB	De9	
5	Expérience	-1	-59	-39	78	6.9	106	-1.3	-20
	Simulation	-1	-54	-23	60	6.3	-234	-.9	-15
10	Expérience	-2.4	-118	-28	163	4.8	45	-2.2	-43
	Simulation	-2.9	-97	-19	41	4	84.3	-1.4	-28
15	Expérience	-1.8	-153	-21	136	2.8	-18	-1.1	-96
	Simulation	-4.1	-133	-18	28	2	52.5	-1.7	-42

Tableau II-1



bande de fréquence. Certains auteurs [12], [13] ont quand même donné un schéma équivalent intrinsèque respectant assez fidèlement les paramètres (S) mesurés de 2 à 11 GHz, mais ceci au prix d'optimisation assez fastidieuse.

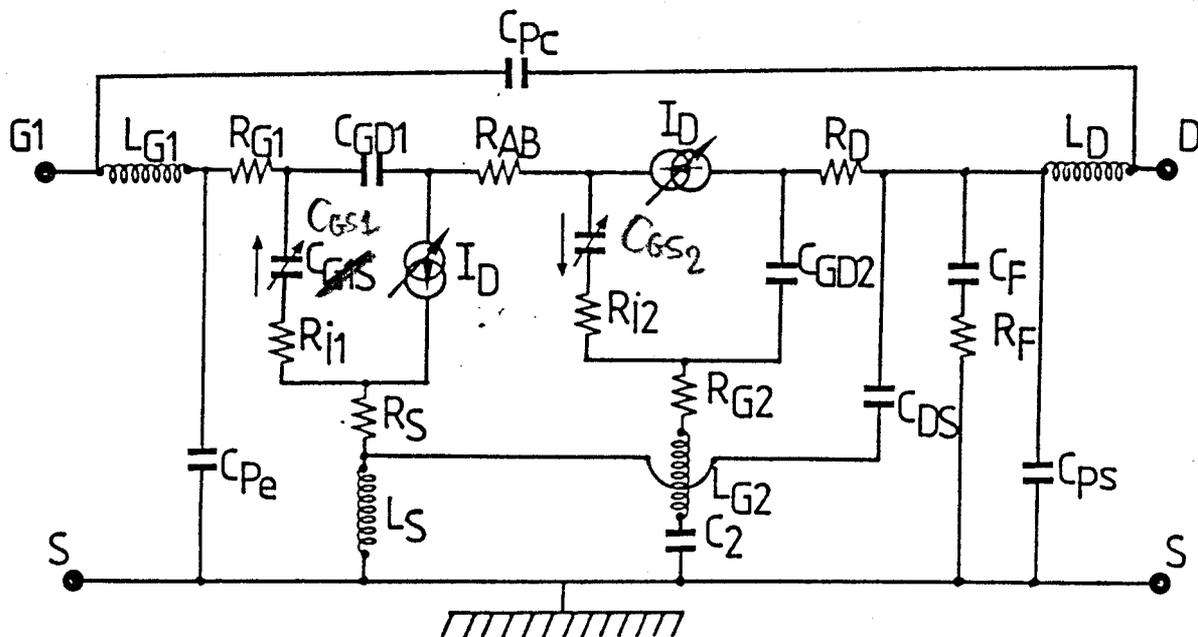
Le but de cette étude n'étant pas la caractérisation complète et très précise du bigrille, mais la compréhension des phénomènes liés à son utilisation en amplificateur de puissance, nous avons cherché à obtenir un schéma simple, mais vérifiant assez correctement les paramètres (S) mesurés.

L'utilisation d'un modèle à deux monogrilles identiques ayant donné en régime statique des résultats satisfaisants, il était tentant d'adopter le même principe pour le régime dynamique à très haute fréquence. C'est ce que nous avons fait, dans un premier temps, en prenant pour valeurs des éléments du schéma équivalent des deux monogrilles constitutifs du bigrille celles obtenues pour le monogrille étudié au paragraphe II.3. Malheureusement comme on peut le constater sur le tableau II.1, les paramètres [S] ainsi calculés sont assez différents des paramètres mesurés. Il a donc été nécessaire d'apporter des modifications à certains éléments du schéma pour obtenir une concordance à peu près correcte avec les paramètres (S) expérimentaux.

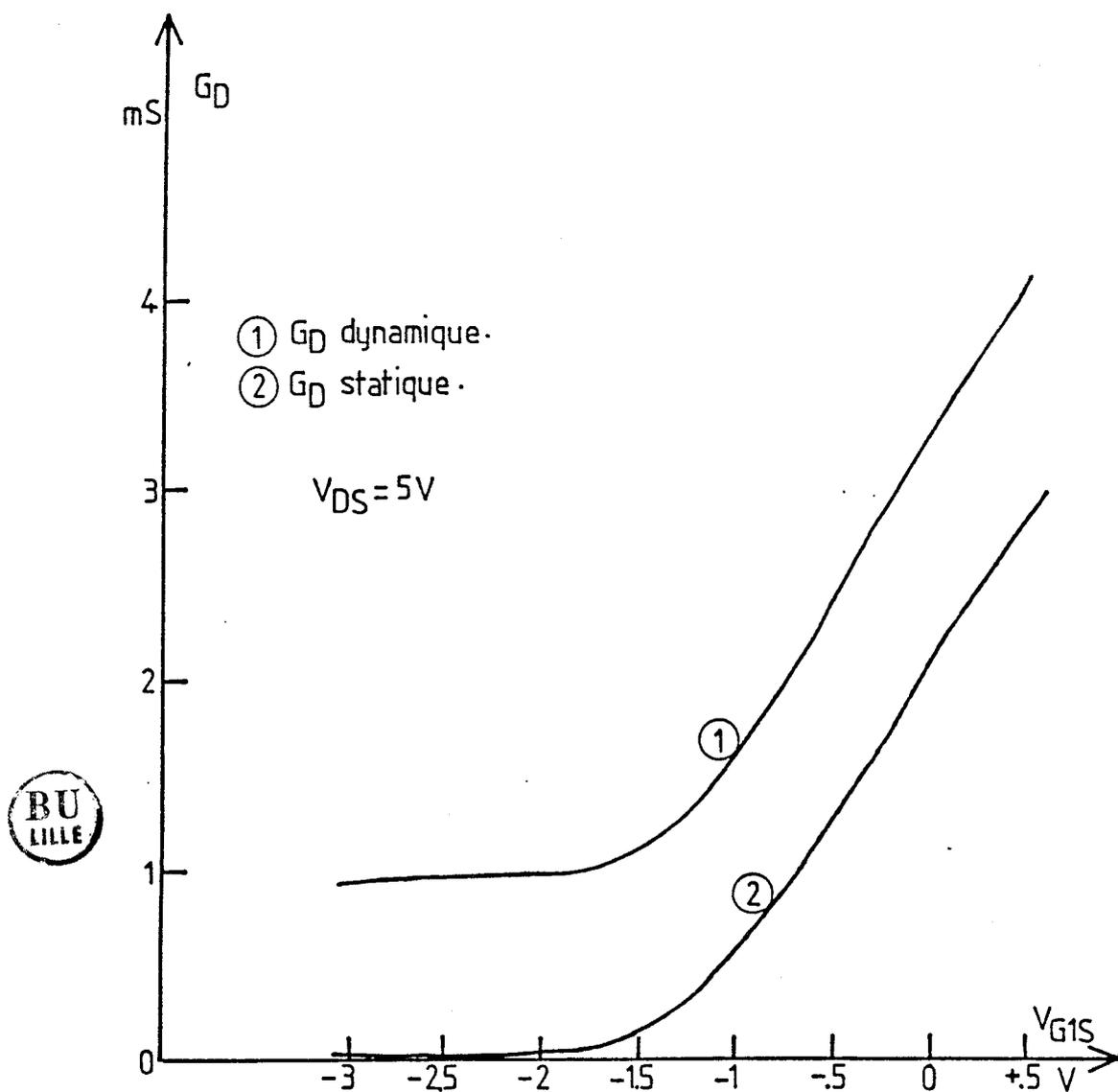
Ces modifications ont été faites sur la base de quelques remarques [14] concernant le schéma de la figure II.6 montrant l'origine physique des éléments du transistor bigrille :

1) La valeur de la capacité  $C_{gd_1}$  doit être plus petite que celle de  $C_{gd_2}$  à cause de l'influence plus faible que produit le pseudo-drain du premier transistor. En effet, ce pseudo-drain n'a pas de métallisation matérialisée.

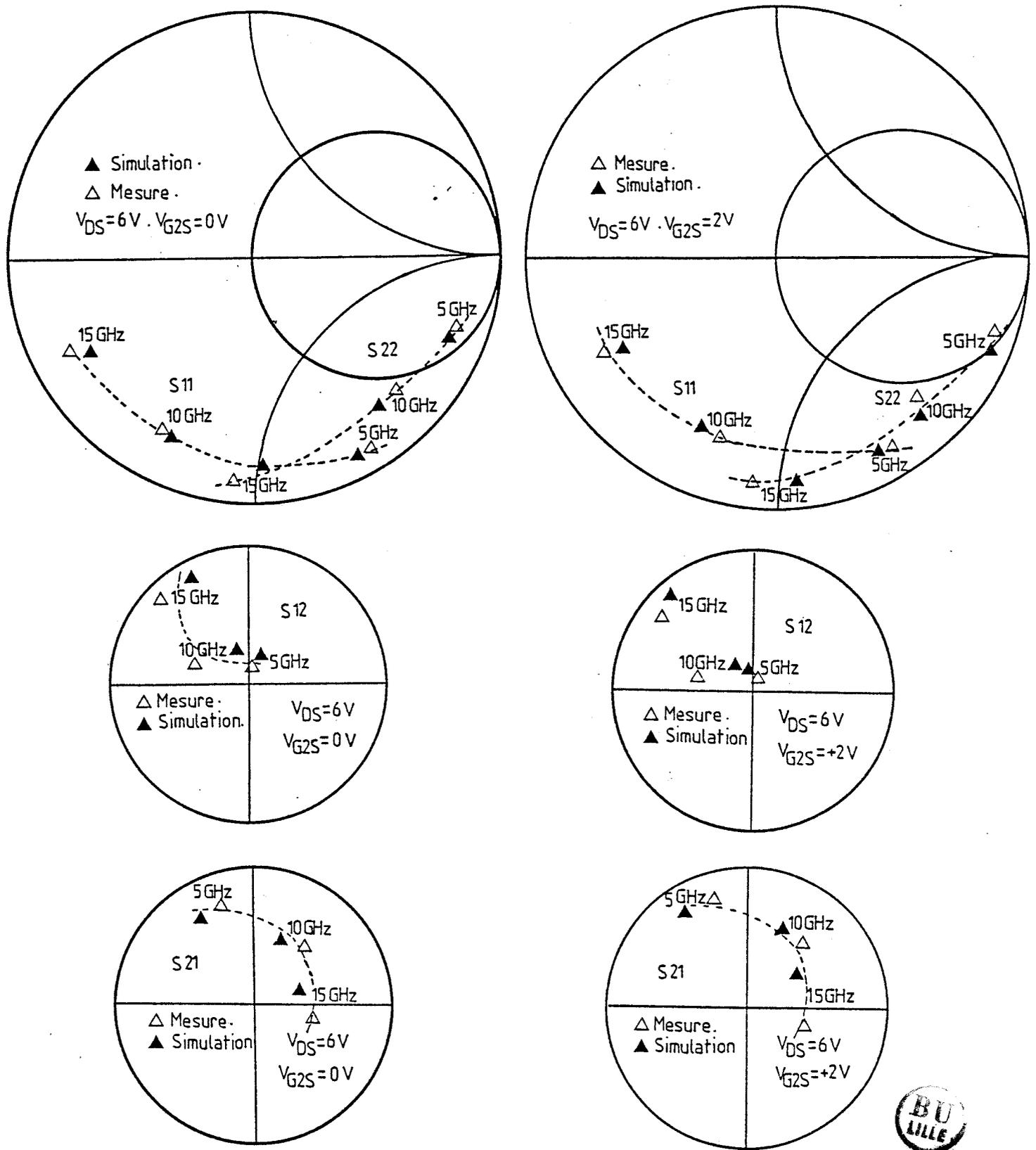
2) La présence des capacités  $C_{DS1}$  et  $C_{DS2}$  dans le schéma n'est pas très justifiée. Il est plus rationnel de les supprimer et de mettre à leur place une capacité unique  $C_{DS}$  connectée entre source et drain.



**FIGURE II.12** : Schéma équivalent final utilisé pour la simulation du bgrille LEP BDA01



**FIGURE II.13** : Simulation du  $G_D$  statique et dynamique du bgrille LEP BDA01



**FIGURE II.14** : Comparaison des paramètres (S) mesurés et calculés du bigrille LEP BDA01

$L_{G1} = 0,1 \text{ nH}$	$R_S = 0,9 \ \Omega$	$R_{G2} = 1 \ \Omega$
$C_{DS} = 0,09 \text{ pF}$	$R_{AB} = 4 \ \Omega$	$C_2 = 0,25 \text{ pF}$
$R_{I1} = 1,7 \ \Omega$	$L_{G2} = 0,1 \text{ nH}$	$C_F = 10 \text{ pF}$
$R_{I2} = 1,7 \ \Omega$	$R_F = 3 \text{ k}\Omega$	
$C_{PC} = 0,01 \text{ pF}$	$C_{GD2} = 0,03 \text{ pF}$	
$L_D = 0,3 \text{ nH}$	$C_{GD1} = 0,01 \text{ pF}$	
$R_{G1} = 1 \ \Omega$	$L_S = 0,09 \text{ nH}$	
$C_{GS2} \neq C_{GS1/2} \neq 0,2 \text{ pF (petit signal)}$		

**TABLEAU II.2.** : Eléments du schéma équivalent du TEC bigrille LEP BDA01 simulé (Figure II.12)

3) Comme pour  $C_{gd1}$ , nous pouvons remarquer que la capacité  $C_{GS2}$ , à cause de l'absence de métallisation matérialisée de la source du deuxième transistor, doit avoir une valeur inférieure à celle de  $C_{GS1}$ .

4) De plus, nous avons été obligé de rajouter en sortie du transistor une résistance. Celle-ci peut représenter des fuites à travers le substrat dont nous n'avons pas pu clairement définir l'origine. Cette conductance entre drain et source se manifestant expérimentalement essentiellement en haute fréquence mais peu en régime statique, nous avons tenu compte de cette particularité en la mettant en série avec une forte capacité. La figure II.13 montre la correction ainsi apportée à la conductance de sortie  $G_D$  simulée en fonction de la tension  $V_{G1S}$ .

La figure II.12 montre le schéma final du bigrille en tenant compte des modifications énoncées ci-dessus. ~~Les figures II.14. et 15~~ montrent les résultats de la simulation effectuée à partir de ce schéma, pour les paramètres (S) du LEP BDA01, de 5 à 15 GHz, à  $V_{DS} = 6$  V et  $V_{G2S} = 0$  volt et + 2 volts. La concordance entre les valeurs mesurées et celles simulées est satisfaisante sauf pour la phase de  $S_{12}$  dont l'évolution fréquentielle dans le cas de la simulation semble moins importante que dans le cas des mesures. Compte tenu de la précision limitée des mesures, en particulier pour  $S_{12}$  dont le module est très faible, il apparaît que notre modèle semble remplir l'objectif que nous nous sommes fixés, à savoir trouver un schéma simple du bigrille permettant de comprendre le fonctionnement grand signal de ce transistor dans des configurations diverses d'amplification.

## II.8. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était de définir des schémas équivalents simples du monogrille et du bigrille afin de simuler le comportement en puissance des deux types de transistor.

Cet objectif a été atteint par l'emploi du logiciel de C.A.O. SPICE. Après avoir validé un schéma satisfaisant du monogrilles, nous avons établi un schéma du bigrille reposant sur le principe d'un étage cascode à deux monogrilles.

Certaines modifications des éléments de ces deux monogrilles se sont avérées nécessaires, notamment concernant les capacités  $C_{GS2}$ ,  $C_{GD1}$ ,  $C_{GD2}$ ,  $C_{DS1}$ ,  $C_{DS2}$  et la conductance drain-source. Un accord satisfaisant a été obtenu entre les valeurs des paramètres (S) mesurés et ceux donnés par la simulation, ceci dans une gamme de fréquence allant de 5 à 15 GHz. En nous aidant de ce modèle, nous allons, dans les chapitres suivants analyser les mécanismes du comportement du TEC bigrille en amplificateur de puissance d'abord dans la configuration : sortie sur le drain, puis dans celle sortie sur la grille  $G_2$ .

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

- [1] R. HOCKNEY, R.A. WARRINER, M. REISER,  
"Two-dimensional particle models in semi-conductor device  
analysis",  
Electronics Letters, Vol. 10, Nov. 1974, p. 484
  
- [2] R. A. WARRINER,  
"Computer simulation of GaAs Fet's using Monte-Carlo methods"  
Solid State Electron Devices, Vol. 17, 1977, p. 104
  
- [3] M. PERNISEK,  
Thèse de troisième cycle, Lille, 1983
  
- [4] M. REISER,  
"A two-dimensional numerical Fet model for DC, AC and large  
signal analysis"  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-20, n° 1,  
January 1973, p. 35
  
- [5] M. REISER,  
"Computer study of submicrometer Fet's",  
Electronics Letters, Vol. 8, 1972, p. 25
  
- [6] M. REISER,  
"Large scale numerical simulation in semiconductor device  
modeling"  
Comp. Methods Appl. Mech. Eng., vol. 1, 1972, p. 17
  
- [7] Utilisation du logiciel de CAO "SPICE II",  
Version du 15.10.80 de Nogel et Cohen  
Institut Universitaire de Technologie de Lille I

- [8] R. A. MINASIAN,  
"Modelling DC characteristics of Dual-gate GaAs Mesfet's",  
IEEE Proceedings, Vol. 130, n°4, pp. 182-186,  
August 1983
- [9] T. TAKI  
"Approximation of junction F.E.T. characteristics by a  
hyperbolic function",  
IEEE on solid-state circuits, vol. 5C-13, n°5, pp. 724-726,  
Oct. 1978
- [10] W. CURTICE  
"A mesfet model for use in the design of GaAs integrated  
circuits"  
IEEE Trans. on MTT, vol. 28, pp. 448-456, May 1980
- [11] A. GOPINATH,  
"Single-gate MESFET frequency doublers",  
IEE Trans. MTT, Vol. 30, n°6, pp. 869-875, June 1982
- [12] C. TSIRONIS, R. MEIERER,  
"Microwave wide-band model of GaAs dual gate Mesfet's",  
IEEE Trans. on MTT, vol. 30, n°3, pp. 243-248, March 1982
- [13] J. SCOTT, R. MINASIAN,  
"A Simplified Microwave Model of the GaAs Dual-Gate Mesfet",  
IEEE Trans. on MTT, vol. 32, n°3, pp. 243-247, March 1984
- [14] G.A. PENET,  
"Amplificateur à gain contrôle 6-12 GHz",  
Rapport de stage de DESS Microélectronique Microondes,  
Université de Lille I.

CHAPITRE III

AMPLIFICATEUR EN CONFIGURATION

CHARGE SUR LE DRAIN

---

### III.1. INTRODUCTION

Ce chapitre donne les résultats expérimentaux et théoriques du comportement du bigrille en amplification de puissance dans la configuration : entrée sur la grille  $G_1$  et sortie sur le drain.

Nous y décrivons d'abord la méthode de mesure qui nous a permis la caractérisation du transistor bigrille et les deux bancs de mesure de puissance utilisés.

Nous analysons ensuite les résultats expérimentaux de puissance du bigrille obtenus tout d'abord avec le banc classique puis avec celui à charge active de TAKAYAMA. Nous effectuons dans tous les cas étudiés une comparaison avec les résultats du monogrille.

Enfin, à l'aide du modèle théorique du bigrille décrit au chapitre précédent, nous analysons le fonctionnement du transistor pour tenter d'apporter des explications physiques aux observations faites dans la partie expérimentale et délimiter clairement les possibilités d'utilisation du bigrille en amplification de puissance avec sortie sur le drain.

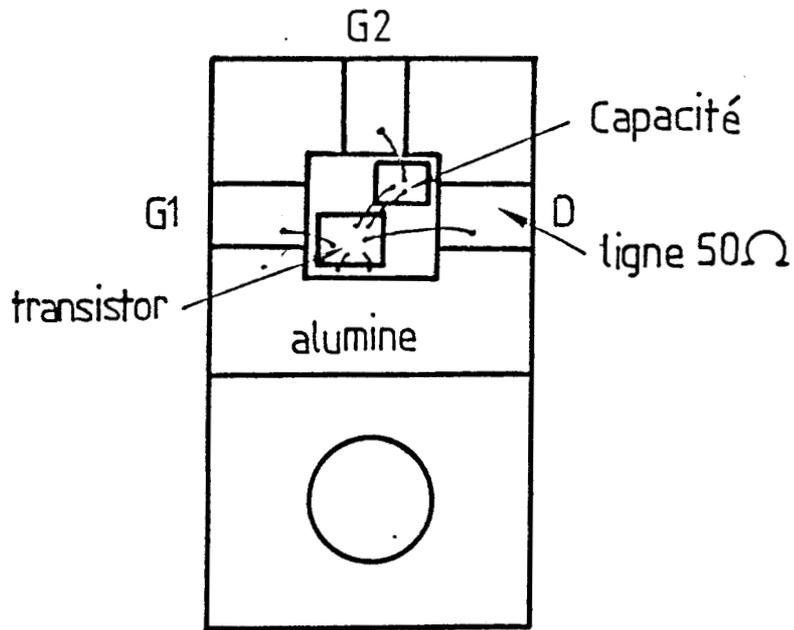
### III.2. ETUDE DE LA CELLULE DE CARACTERISATION DU BIGRILLE

Les transistors bigrilles disponibles sur le marché sont fournis sous forme de puce ou en boîtier. Les transistors en boîtier ont pour inconvénient de présenter des pertes importantes et ils ne peuvent pas fonctionner correctement à des fréquences élevées à cause des risques d'oscillation liés aux éléments parasites du boîtier.

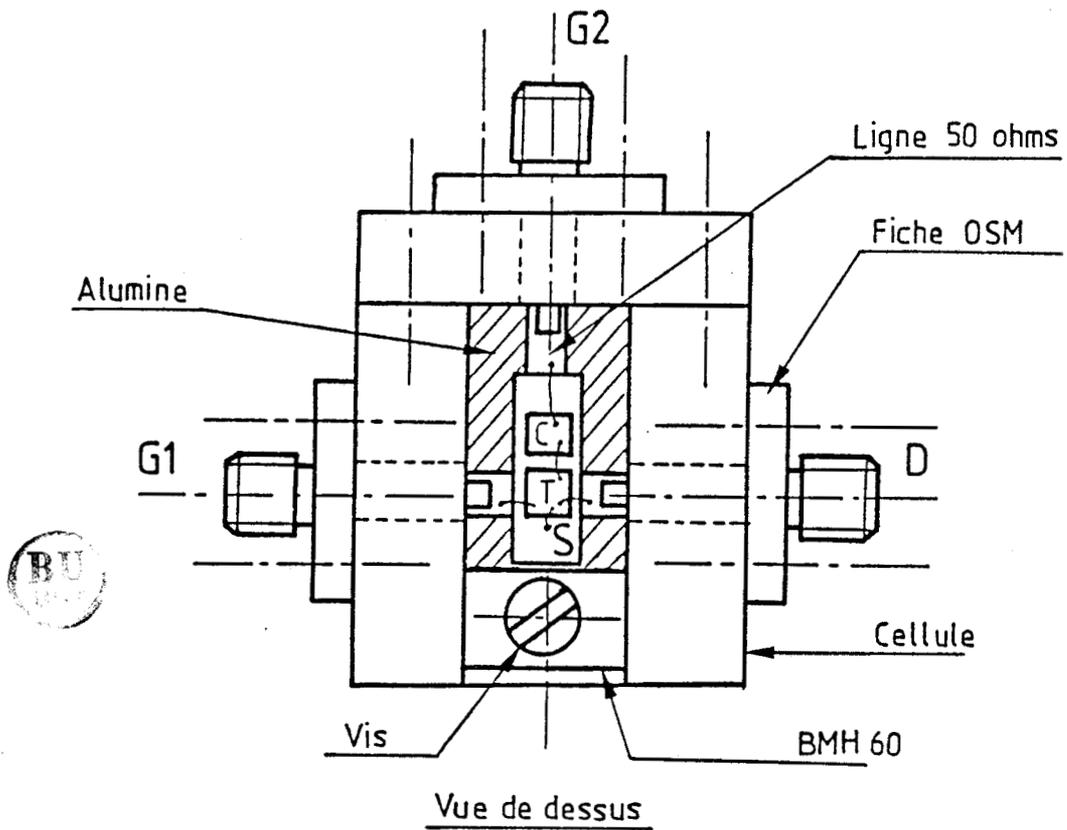
X Pour notre part nous avons adopté le transistor en puce afin d'être en mesure de couvrir une bande de fréquence allant du continu jusqu'à 18 GHz. Pour effectuer nos mesures nous avons utilisé deux types de cellules. L'une a été mise au point, au Laboratoire par BOUHES et RADHY [1], [2]. C'est une cellule à configuration en T dans laquelle la puce est placée sur un plot métallique, traversant une plaque d'alumine à l'intersection de trois lignes microruban d'impédance caractéristique  $50 \Omega$ .

La difficulté majeure de réalisation de cette cellule est liée à la plaque d'alumine qu'il faut couper aux bonnes dimensions et au trou que l'on doit y percer pour le logement du plot métallique, l'alumine est très dure et donc très fragile.

Les dimensions du plot rendant difficile l'implantation à côté du transistor d'une capacité chip (charge de la grille  $G_2$ ), nous avons uniquement utilisé cette cellule pour effectuer la caractérisation de nos échantillons à l'analyseur de réseau. Des éléments de référence : court-circuit et ligne de transmission ont spécifiquement été conçus par BOUHES et RADHY pour ces mesures de paramètre [S]. Avec cette cellule la caractérisation en hexapole à l'analyseur de réseau est possible. En effet on a accès aux trois portes : grille 1, grille 2 et drain ; deux de ces portes étant configurées en entrée-sortie, la dernière est alors fermée sur  $50 \Omega$ .



**FIGURE III.1 :** Boîtier BMH 60 adapté pour recevoir un transistor bigrille



**FIGURE III.2. :** Cellule complète de caractérisation du TEC bigrille

Pour l'étude en amplification de puissance nous avons été amenés à concevoir une autre cellule constituée à partir d'un boîtier BMH 60, possédant une troisième ligne  $50 \Omega$  perpendiculaire aux deux autres (figure III.1). La partie centrale de cette cellule présente suffisamment de place pour permettre l'insertion, au plus près possible du transistor de la charge relative à  $G_2$ . Cette cellule est facilement caractérisée, en quadripole grille  $G_1$ -drain, à l'analyseur de réseau, en utilisant les éléments de référence d'un boîtier BMH 60 normal de monogrigille. La comparaison monogrigille-bigrille est ainsi facilitée car les boîtiers utilisés présentent des caractéristiques très voisines du point de vue pertes et éléments parasites.

La figure III.2 montre l'ensemble de la nouvelle cellule adaptée à ce boîtier BMH 60 un peu particulier. La liaison avec l'extérieur est réalisée d'une part au moyen de fils d'or de  $25 \mu\text{m}$  de diamètre thermocompressé pour la liaison transistor-ligne  $50 \Omega$ , d'autre part au moyen de connecteurs OSM.

### III.3. DISPOSITIFS DE MESURE DES PERFORMANCES EN PUISSANCE

Il existe au Laboratoire deux types de montage permettant de réaliser des mesures en puissance. Le premier est un banc classique de mesure de puissance, utilisable en continu ou en régime pulsé. Le second, un peu plus difficile à mettre en oeuvre est un banc dit à "charge active". Nous donnons tout d'abord la description du montage "classique".

#### III.3.1. BANC DE MESURE CLASSIQUE

La figure III.3 montre le schéma du dispositif de mesure en fonctionnement en polarisation impulsionnelle à faible taux de

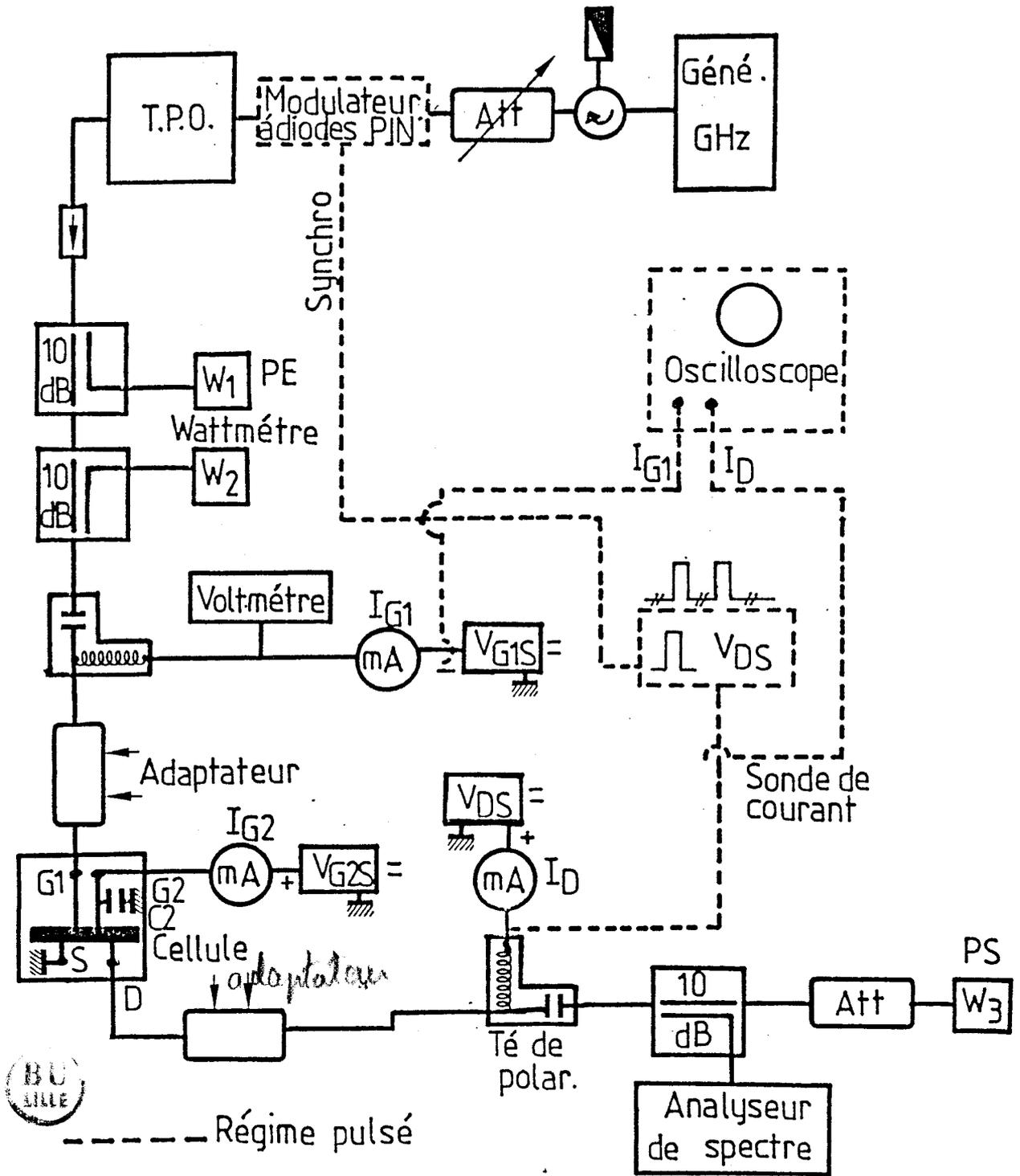


FIGURE III.3. : Banc de mesure de puissance "classique"

répétition [1/100]. Ce système permet de s'affranchir des dissipations thermiques du composant. Il permet aussi d'atteindre facilement des niveaux de puissance élevés.

X La tension drain-source  $V_{DS}$ , pulsée au moyen d'un générateur de type Systron-Donner, est synchronisée avec un modulateur à diode PIN qui module en tout ou rien le signal hyperfréquence à appliquer sur la grille  $G_1$ . ~~Seule~~ La tension <sup>de polarisation</sup> grille  $V_{G1S}$  est continue.

X Le signal issu d'un générateur hyperfréquence, modulé en tout ou rien, est appliqué à l'entrée d'un amplificateur <sup>du</sup> type tube à ondes progressives (TPO). Le niveau de puissance est réglable grâce à un atténuateur variable. Une ligne unidirectionnelle isole ce dispositif du reste du montage.

X Les puissances incidentes et réfléchies d'entrée sont mesurées par les wattmètres  $W_1$  et  $W_2$  à travers deux coupleurs 10 db montés tête-bêche. La polarisation est assurée à l'aide de Té de polarisation. Il faut toutefois remarquer que côté drain le bias est un peu particulier ; en effet, il doit être capable de laisser passer les impulsions sans aucune altération (self de choc pour les hyperfréquences seulement). ~~La puissance de sortie~~ <sup>EN</sup> ~~permet de visualiser,~~ <sup>ou peut</sup> à l'analyseur de spectre l'amplitude des harmoniques de rangs supérieurs du signal amplifié et par conséquent sa qualité. Les courants de drain et de grille sont relevés avec des sondes de courant. Les différentes tensions et courants sont visualisés sur oscilloscope. L'adaptation est réalisée à l'aide de deux adaptateurs à deux plongeurs de type Maury. Elle est considérée parfaite lorsque la déviation maximale <sup>du</sup>  $W_3$  est obtenue pour un niveau d'entrée donné. Il convient de noter que pour une utilisation en continu, il suffit de remplacer le générateur SYSTRON-DONNER ( $V_{DS}$ ) par une alimentation continue et de supprimer le modulateur à diode PIN. Les sondes de courant sont alors remplacées par des milliampéremètres et la mesure des tensions est effectuée au moyen de voltmètres continus.

Le principal problème d'utilisation de ce type de montage réside dans l'erreur commise concernant l'évaluation des pertes des adaptateurs Maury. En effet les pertes relatives à un adaptateur sont données par la formule suivante :

$$\text{Perte} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2}$$

Il faut donc connaître pour chaque réglage de l'adaptateur, ses paramètres (S). Théoriquement, il est possible de disposer d'un abaque donnant pour différentes positions des plongeurs les pertes des Maury. Malheureusement son exploitation est hasardeuse en raison des imperfections mécaniques du chariot de l'adaptateur qui entraînent une mauvaise reproductibilité des réglages. Mais nous nous sommes donc contentés d'une estimation moyenne des pertes présentées par les deux adaptateurs en étant conscients de l'erreur pouvant en résulter.

Les problèmes de reproductibilité des réglages de ces adaptateurs constituent un obstacle à la détermination directe de l'impédance de charge présentée au transistor telle qu'elle aurait pu être pratiquée par repérage de la position des plongeurs, démontage des Maury hors du banc et mesure de leurs paramètres [S] à l'analyseur de réseau. Toutes ces manipulations ont été évitées grâce à l'utilisation du banc à charge active dit de TAKAYAMA.

### III.3.2. "BANC DE TAKAYAMA"

Cette méthode de mesure d'impédance de sortie d'un transistor fonctionnant en hyperfréquences a été proposé à l'origine par TAKAYAMA [4]. Son principe repose sur la création d'une charge artificielle par l'injection sur la sortie du transistor d'un signal hyperfréquence ayant rigoureusement la même fréquence que celle du signal appliquée sur l'entrée du transistor, mais réglable en amplitude et en phase grâce à un atténuateur variable et un déphaseur.



Un banc de mesure de ce type a été réalisé au Laboratoire par H. GERARD et utilisé à 10 et 15 GHz. Il est en cours d'extension pour couvrir une gamme de fréquence plus importante allant de 5 GHz à 15 GHz. La figure III.4 montre le synoptique de ce banc de mesure. Il présente deux avantages par rapport au banc classique décrit précédemment : premièrement, la mesure de l'impédance de charge présentée en sortie du transistor s'effectue "in situ" sans démontage ni commutation ; deuxièmement, il autorise un éventail de valeurs de charge beaucoup plus vaste couvrant pratiquement tout l'abaque de Smith (les adaptateurs Maury du banc classique limitent le T.O.S. présenté).

Il se compose des éléments suivants :

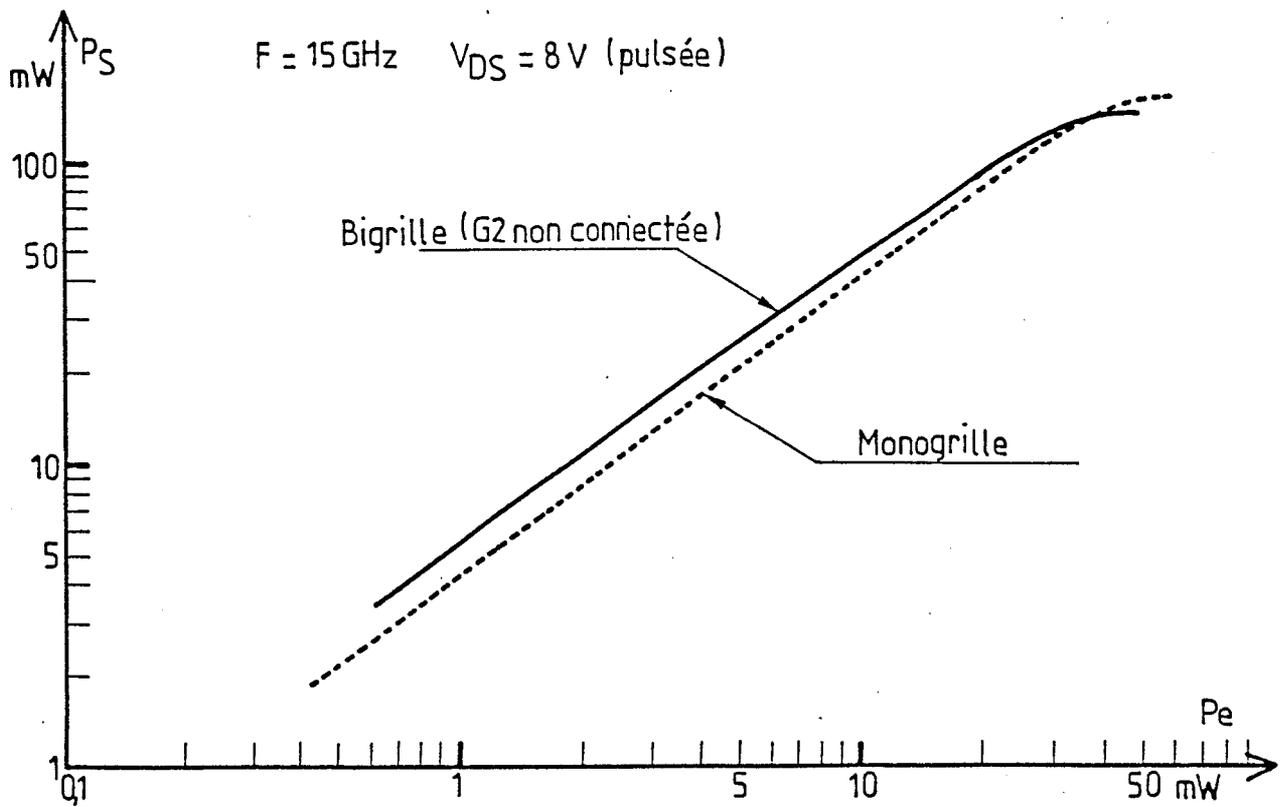
- des atténuateurs variables :  $A_1$  et  $A_2$  réglant respectivement les puissances du signal d'entrée et celle du signal de sortie injectées sur le transistor.
- des wattmètres :
  - \*  $W_1$  pour mesurer par l'intermédiaire d'un coupleur 20 db la puissance d'entrée
  - \*  $W_2$  et  $W_3$  utilisés pour obtenir la différence entre les puissances réfléchies et incidentes présentées en sortie du transistor, cette différence représentant la puissance effectivement fournie à sa charge (active) par le transistor.
- d'un déphaseur variable : pour ajuster la phase de la charge active
- d'un adaptateur "double slugs" : pour l'adaptation d'entrée du transistor
- d'un analyseur de réseau permettant de fournir sur abaque de Smith, l'impédance de la charge vue par le transistor.

Un soin tout particulier a été apporté à la calibration de ce banc. Celle-ci est réalisée au moyen d'un court-circuit de référence placé dans un plan correspondant à celui de la puce dans un boîtier BMH 60. Ce court-circuit présente jusqu'à 15 GHz des pertes inférieures à - 0,5 db.

Par ailleurs, en ce qui concerne l'adaptation d'entrée du transistor, un dispositif de contrôle constitué par le wattmètre  $W_4$  et un coupleur 10 db, permet de vérifier que la puissance réfléchie en entrée est effectivement minimale lorsque la puissance fournie par le transistor à sa charge est maximale. Enfin, il faut remarquer que l'impédance de charge mesurée par l'analyseur de réseau n'est pas l'impédance de charge intrinsèque du transistor. Pour connaître celle-ci il faut déduire de l'impédance mesurée les éléments parasites tels que les capacités parasites de sortie  $C_{DS}$ , l'inductance  $L_D$  du fil de connection du drain et une partie (la moitié environ) de l'inductance  $L_S$  du fil de connection de la source [5].

#### III.4. RESULTATS DE PUISSANCE OBTENUS AVEC LE BANC CLASSIQUE

Nous allons étudier les possibilités amplificatrices de puissance du TEC bigrille dans les différentes configurations relatives à la grille  $G_2$  présentées du Chapitre I et voir dans quelle mesure les résultats favorables obtenus en claquage se répercutent sur ceux en puissance. Nous abordons successivement cette étude dans la configuration grille 2 "en l'air", puis  $G_2$  chargée par une capacité  $C_2$ . Dans cette configuration, la grille 2 est soit polarisée extérieurement en continue, soit flottante.



**FIGURE III.5** : Comparaison des puissances de sortie en fonction de la puissance d'entrée du monogrille LEP DA01 et du bigrille BDA01 avec la grille 2 en l'air.



### III.4.1. COMPARAISON ENTRE LE MONOGRILLE ET LE BIGRILLE AVEC $G_2$ EN L'AIR

La figure III.5 nous montre l'évolution de la puissance de sortie  $P_S$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_e$  pour le bigrille LEP BDA01 avec sa grille  $G_2$  en l'air et le monogrille correspondant.

Pour des tensions drain-source  $V_{DS}$  identiques, on observe que le gain du bigrille est très légèrement supérieur à celui du monogrille. Par contre, la puissance de saturation est la même pour les deux types de transistor. Nous obtenons donc, dans ce cas, un comportement proche de celui du monogrille, à savoir : gain et puissance de saturation presque identiques. Ce résultat corrobore les observations faites lors de l'étude de claquage : le bigrille, avec  $G_2$  en l'air est presque équivalent à un monogrille ayant  $G_1$  pour grille de commande. Voyons maintenant le cas où la grille 2 est fermée sur une capacité.

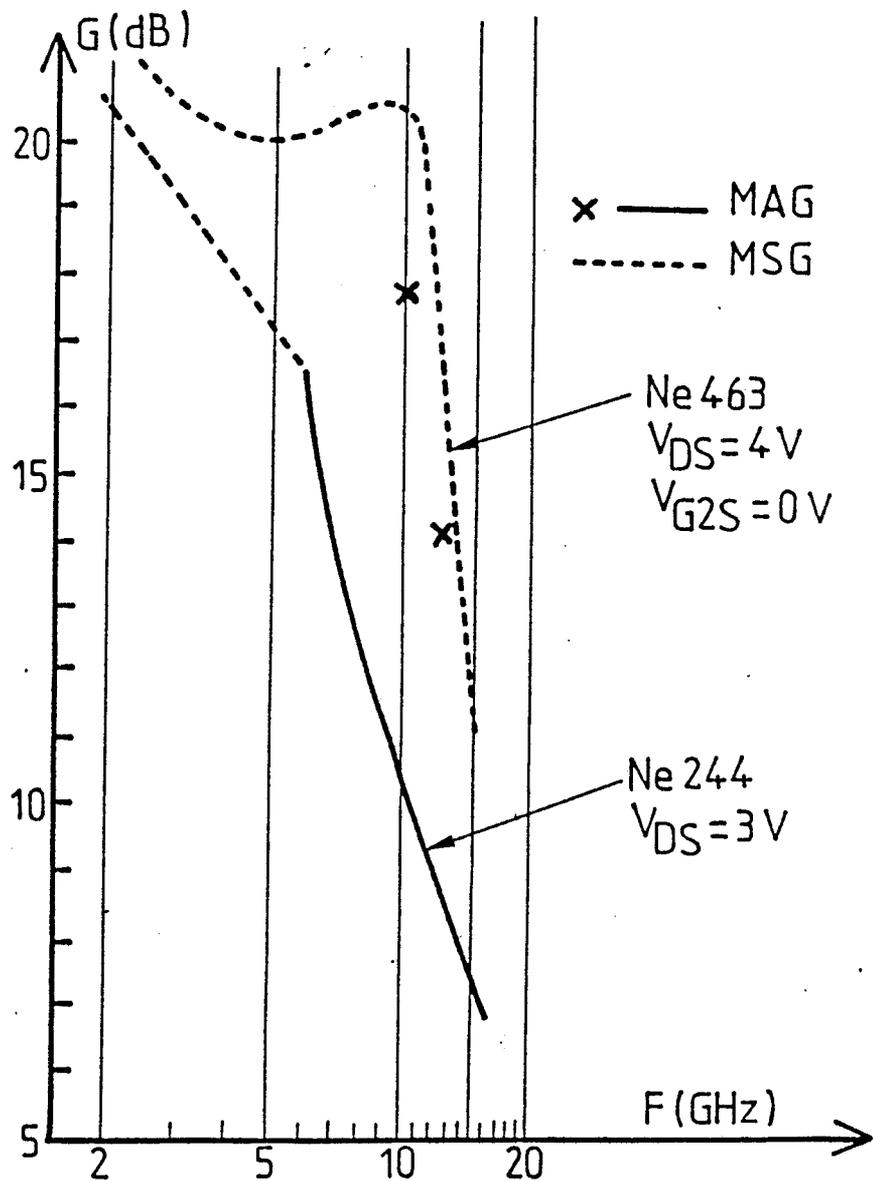
### III.4.2. $G_2$ FERMEE SUR UNE CAPACITE

#### III.4.2.1. Remarques concernant les conditions opératoires

Dans cette configuration où la grille  $G_2$  est fermée sur une capacité  $C_2$ , les conditions opératoires se sont avérées délicates. Nous donnons, à ce propos, dans ce paragraphe, les choix que nous avons été amenés à faire. Ils concernent : la fréquence de travail, la valeur de la capacité  $C_2$  et la gamme de valeurs de la tension  $V_{G2S}$ . Une étude préliminaire [6], faite en régime petit signal, en est la base.

#### Fréquence de travail et valeur de $C_2$

Dans le chapitre II, nous avons déjà évoqué les problèmes de stabilité liés à la nature de la charge (pour les hyperfréquences)

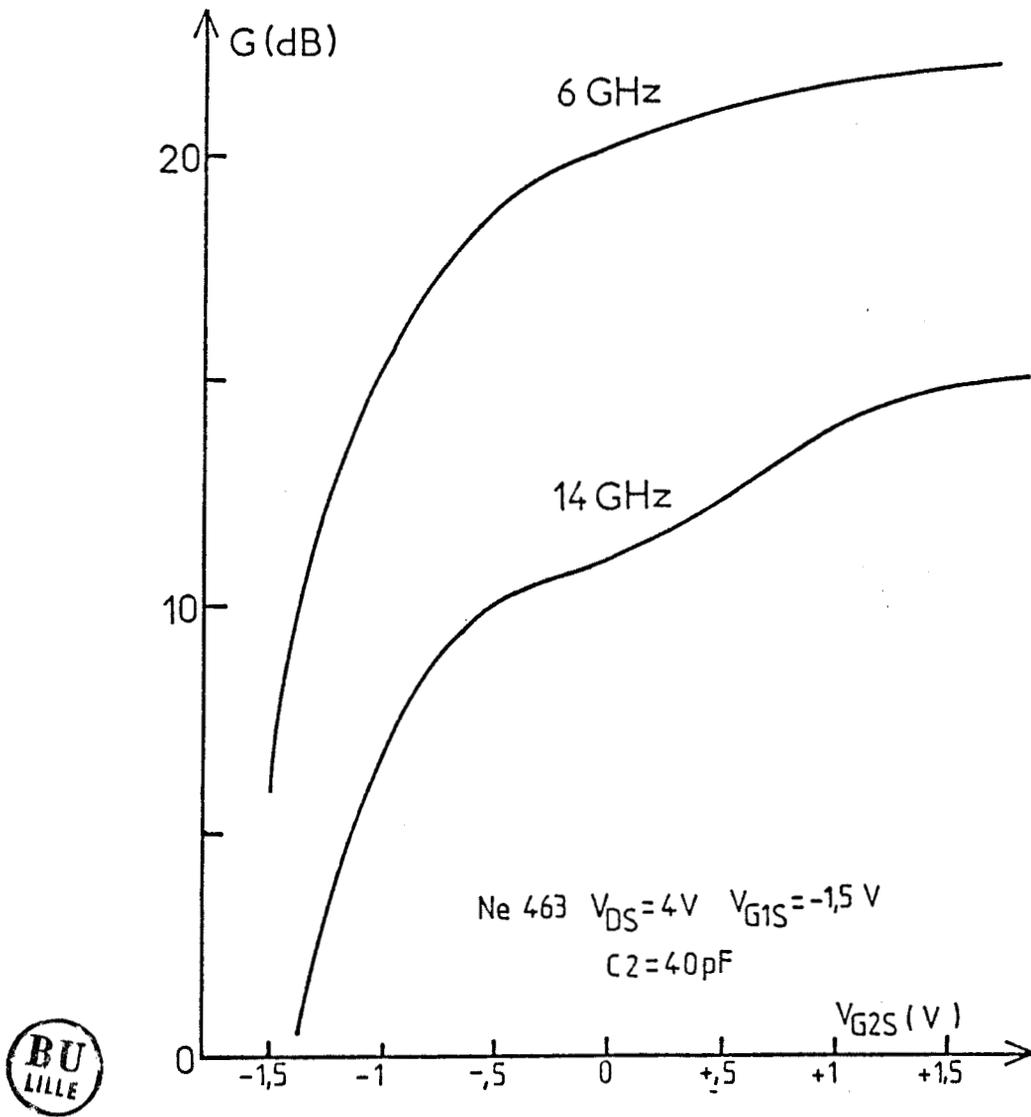


**FIGURE III.6** : Gain maximum disponible (MAG ou MSG) des transistors bigrille NEC 463 et monogrille NEC 244, en fonction de la fréquence

X placée entre  $G_2$  et la masse et nous avons vu qu'il était indispensable que celle-ci soit capacitive. Une forte valeur de  $C_2$  est une condition à priori favorable pour que le bigrille ait des performances très supérieures (en petit signal) à celles du monogrille, mais malheureusement défavorables pour la stabilité. C'est ce que montre, à titre d'exemple, la figure III.6 sur laquelle sont représentées les évolutions du <sup>gain de</sup> MAG MSG (déduits des paramètres [S], en fonction de la fréquence, pour le NEC 463 (avec  $C_2 = 40$  pF) et le NEC 244. Le bigrille apparaît potentiellement très supérieur en gain au monogrille, malheureusement il est potentiellement très instable jusqu'à 15 GHz. Le compromis raisonnable permettant de conserver au bigrille un gain supérieur à celui du monogrille tout en assurant la stabilité est, comme nous l'avons vu au chapitre II, de diminuer la valeur de  $C_2$ . L'expérience a montré que cette condition devait être complétée par le choix d'une fréquence de travail suffisamment élevée. C'est pourquoi nous avons choisi d'opérer dans une gamme de fréquence supérieure à 10 GHz. Toutes ces conditions étant réunies, un gain important peut être obtenu en régime petit signal, et conférer au bigrille une nette supériorité sur le monogrille. Le tableau III.1 en donne un exemple concernant cette fois le bigrille LEP BDA01 et le monogrille LEP DA01.

	<del>LEP DA01</del> bigrille LEP BDA01		
VG <sub>2S</sub>	$C_2 = 5,1$ pF	$C_2 = 0,25$ pF	Monogrille <del>LEP DA01</del>
0 V	11,1 db	8 db	5,8 db
+ 2V	12,8 db	10 db	

TABLEAU III.1



**FIGURE III.7** : Gain maximum disponible (MAG ou MSG) à 6 et 14 GHz des NEC 244 et NEC 463 déduit des paramètres [S] en fonction de la polarisation de la grille 2.

92

Les valeurs de  $C_2$ , dans cet exemple sont comprises entre 5 pF et 0,25 pF et la fréquence de travail est de 15 GHz. La tension de polarisation  $V_{DS}$  est de 10 volts.

#### Gamme de valeurs de $V_{G2S}$

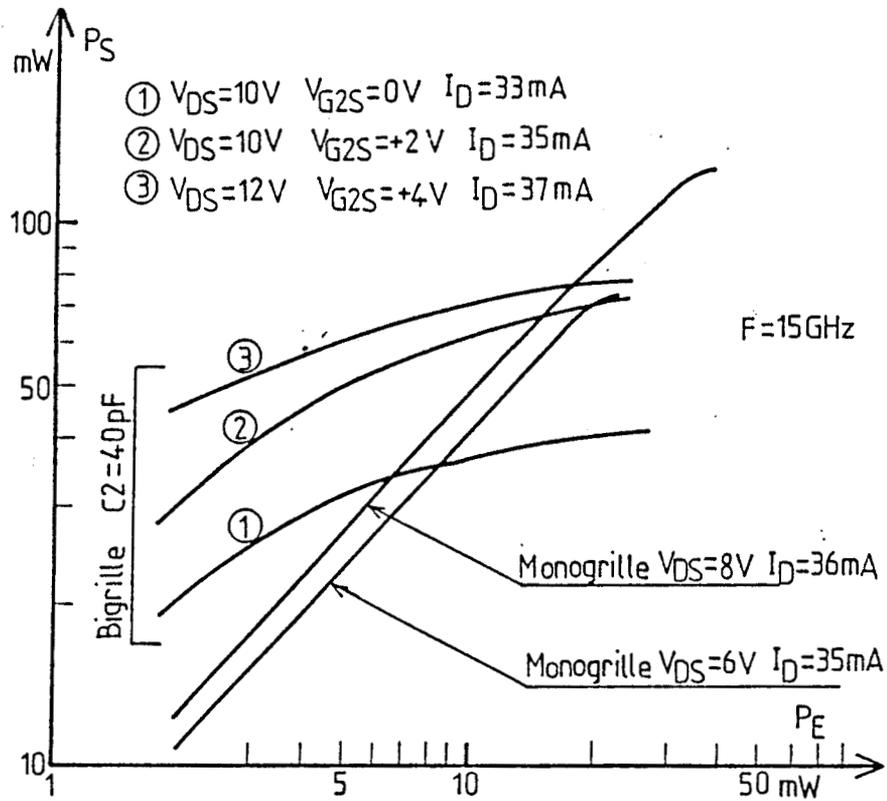
X Le gain petit signal du bigrille est fortement dépendant de la tension de polarisation  $V_{G2S}$ . Cette propriété est d'ailleurs à la base d'utilisations courantes en amplification à gain contrôlé. La figure III.7 montre l'exemple du NEC 463, à 6 et 14 GHz avec  $V_{DS} = 4$  V et  $V_{G1S} = -1,5$  V. Les évolutions du gain montrent qu'il est indispensable que  $V_{G2S}$  soit supérieure à 0 V. En dessous de cette valeur de tension le gain chute fortement, la raison de cette chute étant que le premier transistor du bigrille a alors son point de polarisation dans la région ohmique. Dans l'étude en puissance, décrite dans ce qui suit, nous avons donc toujours travaillé avec  $V_{G2S}$  positif ou à la limite nul.

#### III.4.2.2. Résultats en puissance pour une tension

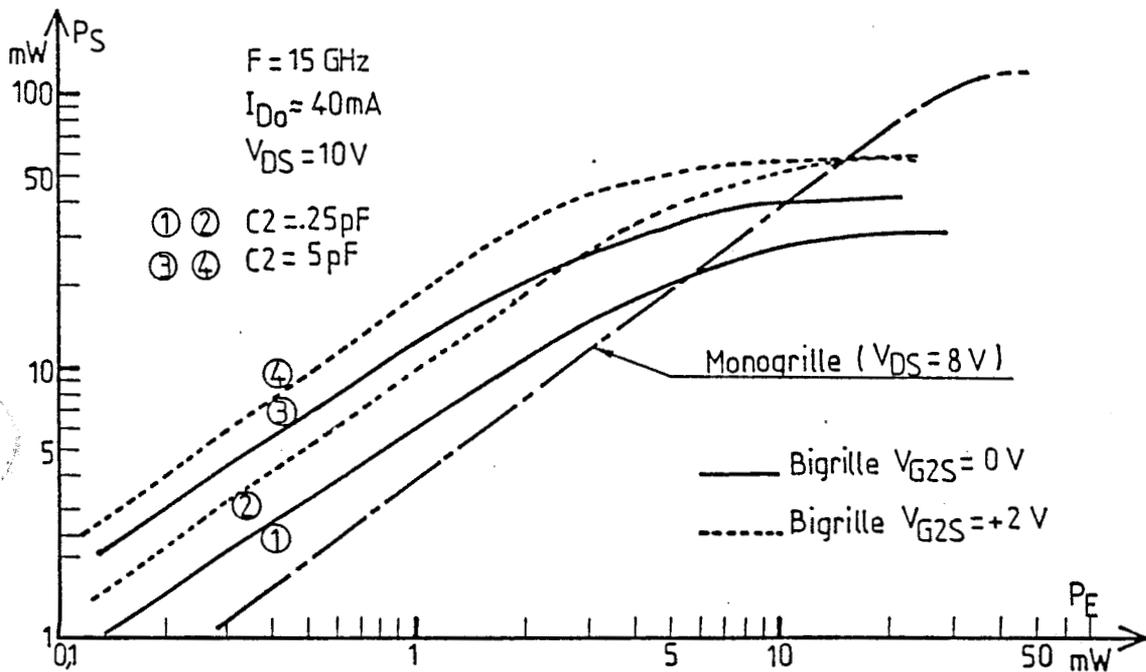
##### $V_{ds}$ continue

Nous avons reporté sur la figure III.8 et III.9 (transistors LEP) et III.10 (NE 463-NE 244) les évolutions de la puissance de sortie  $P_s$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_e$  pour diverses valeurs de la capacité  $C_2$  et diverses conditions de polarisation, la fréquence de fonctionnement étant fixée à 15 GHz.

Les courbes obtenues présentent deux branches distinctes. La première, correspondant au fonctionnement linéaire petit signal, est une portion de droite. Le gain petit signal est obtenu en faisant le rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée pour un



**FIGURE III.8** : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée du monogridde LEP DA01 et bigridde BDA01 pour diverses polarisations  $V_{DS}$  et  $V_{G2S}$  avec la grille  $G_2$  fermée sur une capacité  $C_2$  de 40 pF.



**FIGURE III.9** : Performances en puissance du monogridde LEP DA01 et bigridde LEP BDA01 pour  $V_{DS0} = 10$  volts,  $V_{G2S} = 0$  et  $+2$  volts avec la grille  $G_2$  fermée sur une capacité  $C_2$  de 0,25 pF puis 5 pF.

point situé sur cette droite. La seconde branche traduit le comportement non linéaire du TEC qui se termine dans chaque cas par une saturation de la puissance de sortie. L'ensemble de ces courbes appelle les remarques suivantes :

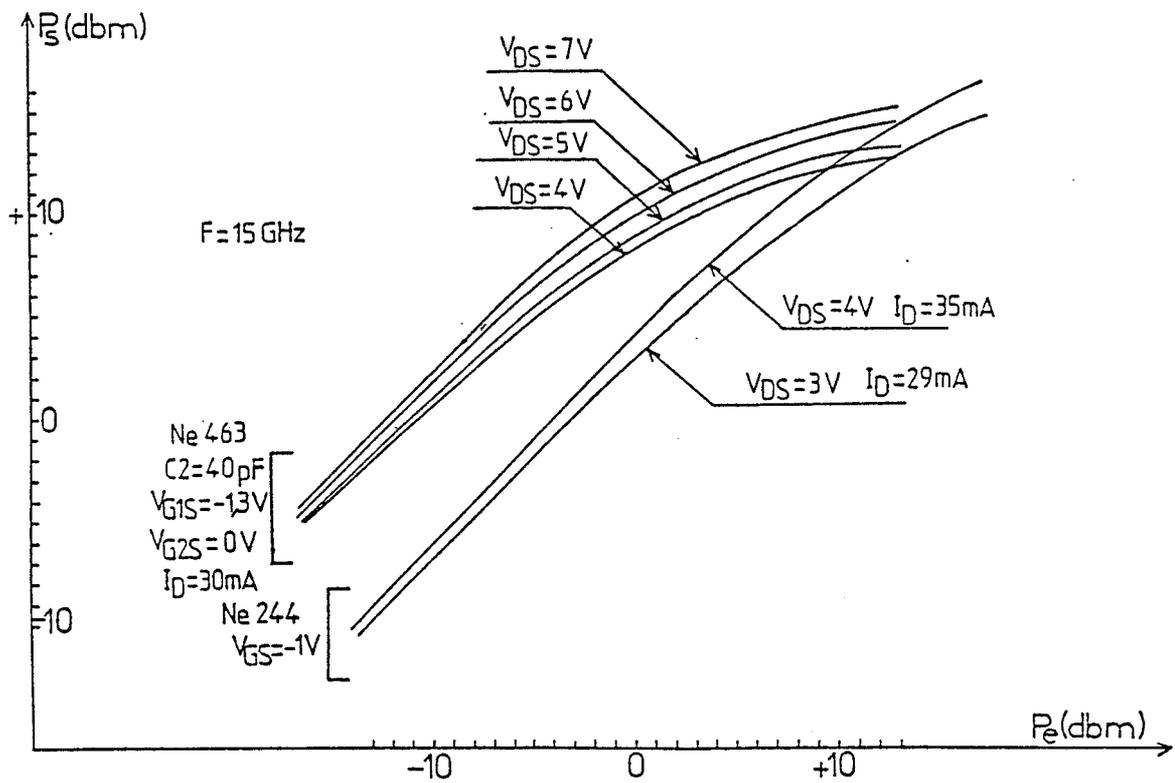
\* dans la région linéaire des caractéristiques de puissance, le gain du bigrille est toujours très supérieur à celui du monogrille, quelque soit  $C_2$  et les conditions de polarisation (mais avec  $V_{G2S}$  supérieure ou égale à 0 volt).

Pour des valeurs élevées de  $C_2$  (figure III.8 et III.10) nous avons éprouvé quelques difficultés à obtenir l'adaptation en puissance, le bigrille étant sujet à des velléités d'instabilité. Pour les valeurs faibles de  $C_2$  (figure III.9) nous n'avons pas rencontré ce type de difficultés, le bigrille étant alors très stable.

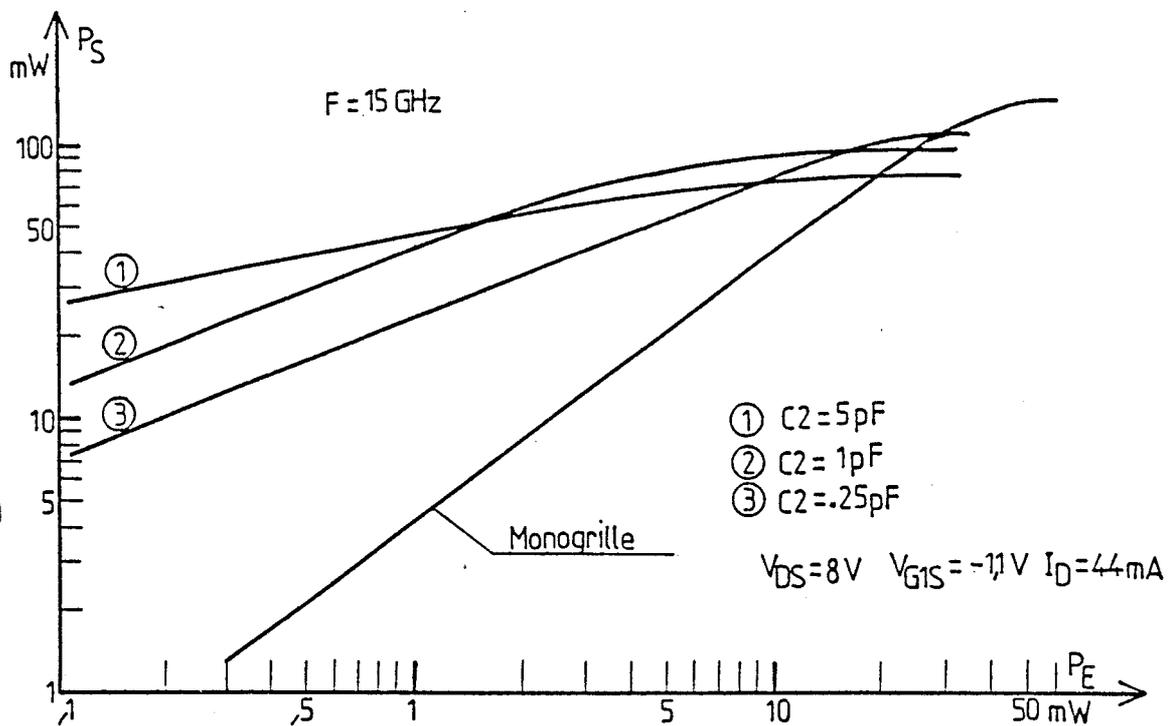
\* le phénomène de saturation de la puissance de sortie apparaît pour le bigrille à des niveaux de puissance d'entrée très inférieures à ceux entraînant la saturation du monogrille, ce qui semble indiquer que le comportement du bigrille est plus non-linéaire que celui du monogrille. Nous avons constaté, cependant, qu'il est possible d'augmenter la zone de linéarité des caractéristiques de puissance  $P_S = f(P_e)$  en diminuant la valeur de la capacité  $C_2$  (figure III.9) mais le gain petit signal correspondant est alors plus faible.

\* aux puissances les plus élevées le courant moyen des bigrilles a tendance à diminuer alors que celui des monogrilles reste quasiment constant, ce qui semble confirmer que le bigrille a un comportement nettement plus non-linéaire que le monogrille.

\* le gain petit signal, et la puissance à saturation du bigrille augmentent avec les tensions de polarisation  $V_{G2S}$  et  $V_{DS}$ , mais leurs augmentations sont relativement modestes surtout en ce qui concerne la puissance à saturation. Enfin, dans tous les cas de polarisation testés, la puissance à saturation du bigrille ne dépasse pas



**FIGURE III.10** : Performances en puissance des transistors NEC 244 et NEC 463 pour diverses tensions drain-source, avec  $V_{G2S} = 0$  volt et la grille  $G_2$  étant fermée sur une capacité  $C_2$  de 40 pF.



**FIGURE III.11** : Dépendance des performances en puissance du bigrille LEP BDA01 en fonction de la capacité  $C_2$  en polarisation de drain pulsé ( $C_2$  isolée du continu).

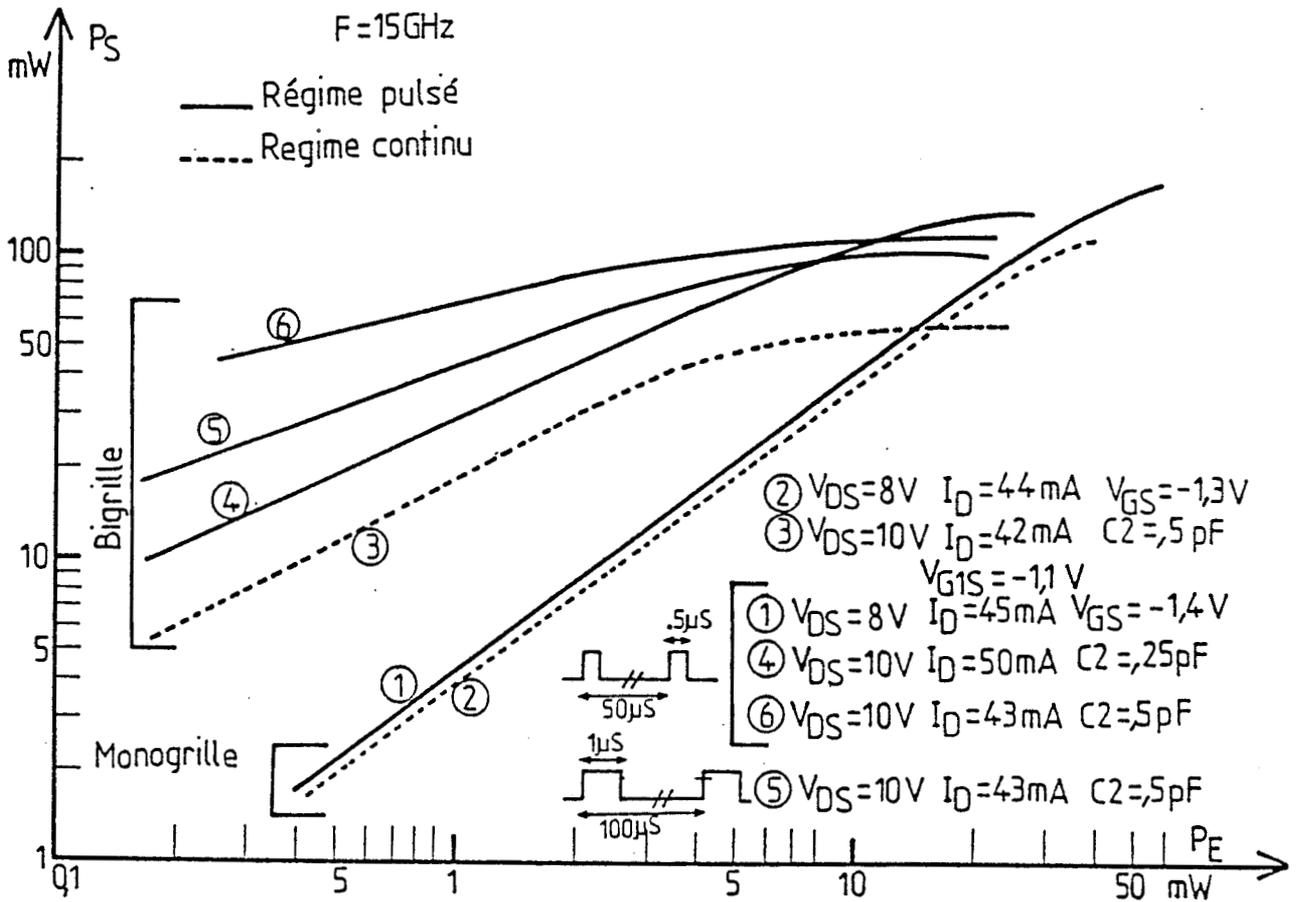
celle du monogridle et même, lui est souvent inférieure. On rencontre donc là une limite des possibilités en puissance du bigridle que l'on ne peut pas attribuer uniquement à la limitation d'excursion en tension drain-source (dont les valeurs extrêmes sont, rappelons-le, fixées, du côté haut, par le claquage entre le drain et la grille  $G_2$  et du côté bas, par  $V_{SAT} + V_{G2S}$ ).

Nous allons voir dans le paragraphe suivant qu'une certaine amélioration peut être obtenue dans les conditions de fonctionnement très particulières où la tension drain-source est pulsée.

#### III.4.2.3. Résultats en puissance pour une tension $V_{DS}$ pulsée

Ce paragraphe concerne les mesures effectuées avec la grille  $G_2$  fermée sur une capacité  $C_2$  mais sans polarisation continue extérieure. La tension  $V_{DS}$  est pulsée et, de la sorte, comme nous l'avons vu au chapitre I, lors de l'étude du claquage, la grille  $G_2$  reçoit une partie des impulsions appliquées sur le drain et se trouve ainsi autopolarisée positivement. Ce type très spécial de polarisation est, nous l'avons vu, particulièrement favorable pour la tenue au claquage. Comme nous allons le montrer, c'est aussi le plus favorable pour l'amplification de puissance. Mais les résultats obtenus dépendent d'une part de la valeur de la capacité  $C_2$  et, d'autre part, de la largeur des impulsions appliquées sur le drain.

La figure III.11 montre cette dépendance à l'égard de  $C_2$  dans le cas du LEP BDA01. Trois valeurs de  $C_2$  y sont utilisées : 5,1 pF, 1pF et 0,25pF, l'amplitude des impulsions de  $V_{DS}$  étant de 8 volts, dans les trois cas, et  $V_{GS1}$  conservant la même valeur. On constate, sur cette figure, que lorsque  $C_2$  croît, le gain petit signal croît mais la puissance à saturation décroît. C'est la valeur de 0,25 pF qui



**FIGURE III.12** : Dépendance des performances en puissance du monogrille LEP DAO1 et du bigrille LEPBDAO1 en fonction de la largeur de l'impulsion de polarisation de drain ( $G_2$  isolée du continu)



semble donner le meilleur compromis : le gain petit signal du bigrille est alors très supérieur à celui du monogrille et la puissance à saturation du bigrille est voisine de celle du monogrille sans, toutefois, la dépasser.

X La figure III.12 montre, toujours pour l'exemple du LEP BDA01, quelle est l'influence de la longueur des impulsions  $V_{DS}$  sur les performances. Trois cas ont été expérimentés : impulsions de 0,5 microsecondes de largeur, puis de 1 microseconde de largeur, et enfin, alimentation continue de  $V_{DS}$ . Pour comparaison, le monogrille LEP DAO1 a été <sup>testé</sup> avec des impulsions de  $V_{DS}$  de largeur de 0,5 microseconde et avec  $V_{DS}$  continue. Les remarques suivantes peuvent être faites :

X

- \* les performances du bigrille sont d'autant meilleures que les impulsions  $V_{DS}$  sont courtes. On note, en effet, une dégradation nette quand on passe de 0,5 microseconde à 1 microseconde, avec la même valeur de  $C_2$  de 0,5 pF. Cette dégradation s'accroît lorsque  $V_{DS}$  est continue.

- \* le monogrille présente, au contraire, pratiquement le même comportement, que  $V_{DS}$  soit pulsée ou continue.

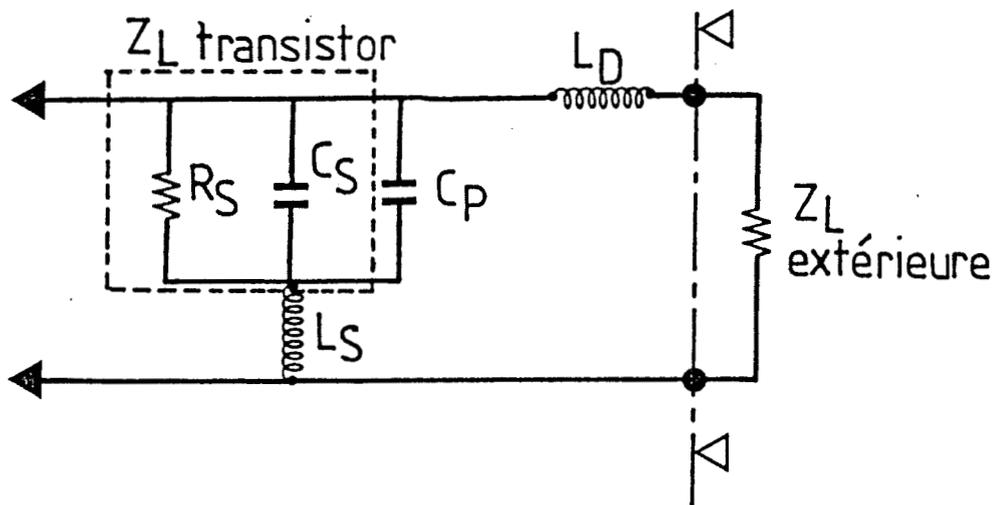
- \* en combinant, à la fois, impulsions courtes (0,5 microsecondes) pour  $V_{DS}$ , une valeur faible de  $C_2$  (0,25 pF), on arrive à avoir avec le bigrille des performances meilleures que celles du monogrille sur presque toute la gamme de variation de la puissance d'entrée sauf lorsqu'on atteint la saturation, le monogrille marquant une légère supériorité.

X On peut donc conclure que pour cette configuration spéciale où la grille  $G_2$  est flottante du point de vue du continu et fermée sur une capacité  $C_2$  pour les hyperfréquences, l'excellente tenue au claquage, décrite au chapitre I, semble bénéfique pour les performances en puissance. Toutefois, le bigrille, malgré une tenue au claquage largement supérieure à celle du monogrille, ne parvient pas à supplanter le monogrille en puissance de saturation.

Le fait que cette amélioration est plus marquée lorsqu'on réduit la largeur des impulsions  $V_{DS}$  indique que ces impulsions se transmettent alors mieux sur la grille  $G_2$ . L'explication de ce phénomène n'est pas évidente : elle nécessiterait que l'on réussisse à préciser la nature exacte du diviseur de potentiel qui intervient entre le drain et la grille 2. Comme nous l'avons vu au chapitre I, ce diviseur devient efficient seulement lorsque  $V_{DS}$  dépasse un certain niveau correspondant apparemment à la mise en avalanche de l'espace drain-grille 2. Il a un comportement très non-linéaire mais est apparemment surtout capacitif puisque les performances en puissance, sont, pour  $V_{DS}$  continue, très inférieures à ce qu'elles sont lorsque  $V_{DS}$  est pulsée (à même amplitude).

#### CONCLUSION :

De toutes les mesures présentées dans les paragraphes précédents, on peut conclure que le gain petit signal du bigrille, avec la grille  $G_1$  comme entrée et le drain comme sortie, est de beaucoup supérieur à celui du monogrille. Malheureusement cette supériorité du bigrille n'existe qu'à faible niveau et, à fort niveau, le monogrille présente une puissance de sortie à saturation supérieure. Outre cette saturation plus rapide, le bigrille présente une évolution de la courbe  $P_S = f(P_e)$  beaucoup moins linéaire que celle du monogrille. Nous allons, dans ce qui suit, montrer les résultats de l'autre approche expérimentale effectuée avec le banc de mesure de charge active de "TAKAYAMA" et voir dans quelle mesure il est possible de comprendre les limitations en linéarité et en puissance de saturation du bigrille.



**FIGURE III.13** : Méthode d'exploitation des mesures avec le banc à charge active de TAKAYAMA



### III.5. RESULTATS DES MESURES EFFECTUEES AVEC LE BANC DE PUISSANCE A CHARGE ACTIVE DE TAKAYAMA

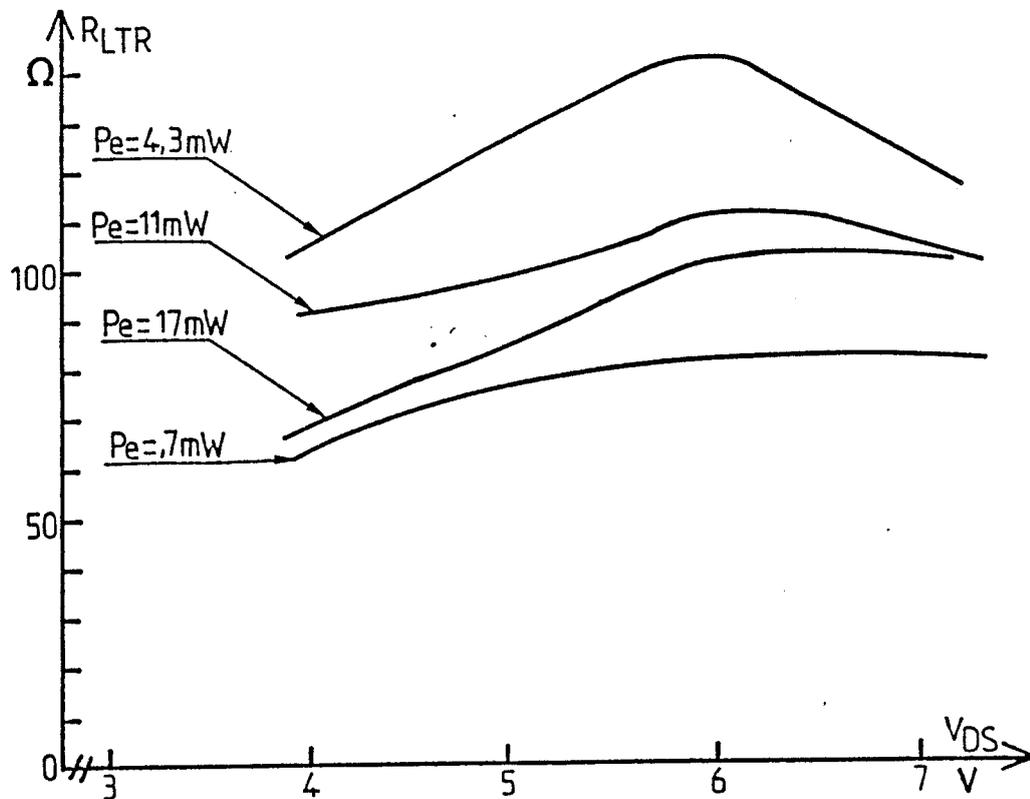
Nous avons présenté au paragraphe III.3.2. le banc de mesure à charge active disponible au laboratoire. Son exploitation permet d'obtenir l'impédance de charge en sortie du transistor et ainsi de tracer le diagramme de fonctionnement pour la fréquence fondamentale dans le réseau des caractéristiques statiques I-V.

#### III.5.1. Remarques concernant le dépouillement des mesures de charges du transistor

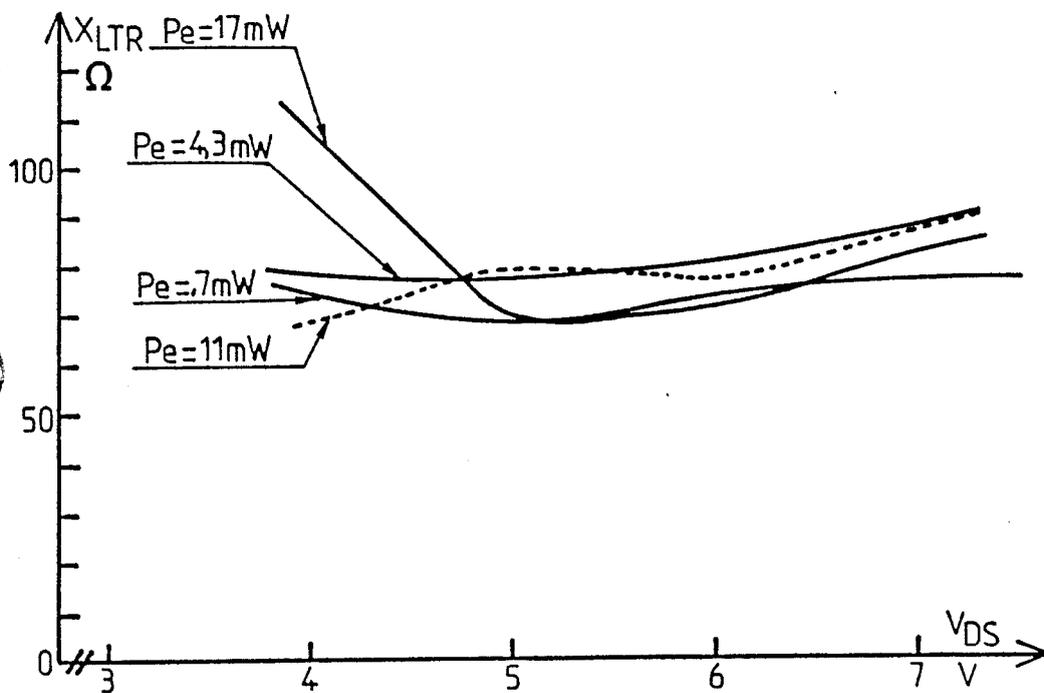
La valeur de l'impédance de charge donnée par TAKAYAMA est celle correspondant à l'impédance externe au transistor. La figure III.13 illustre la démarche qu'il faut effectuer pour remonter à l'impédance interne de la puce.

On postule que l'impédance de sortie du transistor, à la fréquence fondamentale, est, à l'adaptation, égale au complexe conjugué de l'impédance de charge extérieure. Ensuite on remonte à l'impédance de sortie du transistor intrinsèque ( $R_S$ ,  $C_S$ ) en déduisant les effets liés aux selfs de connection  $L_D$  et  $L_S$  et à la capacité parasite de plot drain-source. Les valeurs de  $L_S$  et  $L_D$  sont mesurées précisément à partir des méthodes de caractérisation classiques utilisées au laboratoire et applicables au bigrille comme au monogrille moyennant quelques aménagements. Mais ces méthodes ne permettent d'avoir qu'une valeur très approximative de la capacité plot qui est généralement très petite (de l'ordre de 0,05 pF).

Connaissant la valeur de l'impédance de charge présentée au transistor intrinsèque, on peut tracer le diagramme de fonctionnement pour la fréquence fondamentale, dans le réseau  $I_D$ - $V_{DS}$ , grâce aux relations :



**FIGURE III.14.a** : Evolution expérimentale de la partie réelle de la charge d'adaptation du monogrillette LEP DA01 pour différentes puissances d'entrée et tensions de polarisation drain-source.



**FIGURE III.14.b** : Evolution expérimentale de la partie imaginaire de la charge d'adaptation du monogrillette LEP DA01 pour différentes puissances d'entrée et tensions de polarisation drain-source.

$$V_{DS} = V_{DS0} + \Delta V_{DS} \cos \omega t$$

$$I_D = I_{D0} + \Delta I_D \cos (\omega t + \gamma)$$

X avec  $I_{D0}$ ,  $V_{DS0}$  courant drain et tension drain-source de polarisation du transistor et  $\gamma$  déphasage entre le courant drain et tension drain source. ↑  
la

PF étant la puissance fournie par le T.E.C. à sa charge à la fréquence fondamentale et l'impédance de charge, pour cette fréquence, étant de la forme :

$$Z_{trans} = R_L + j X_L, \text{ on tire}$$

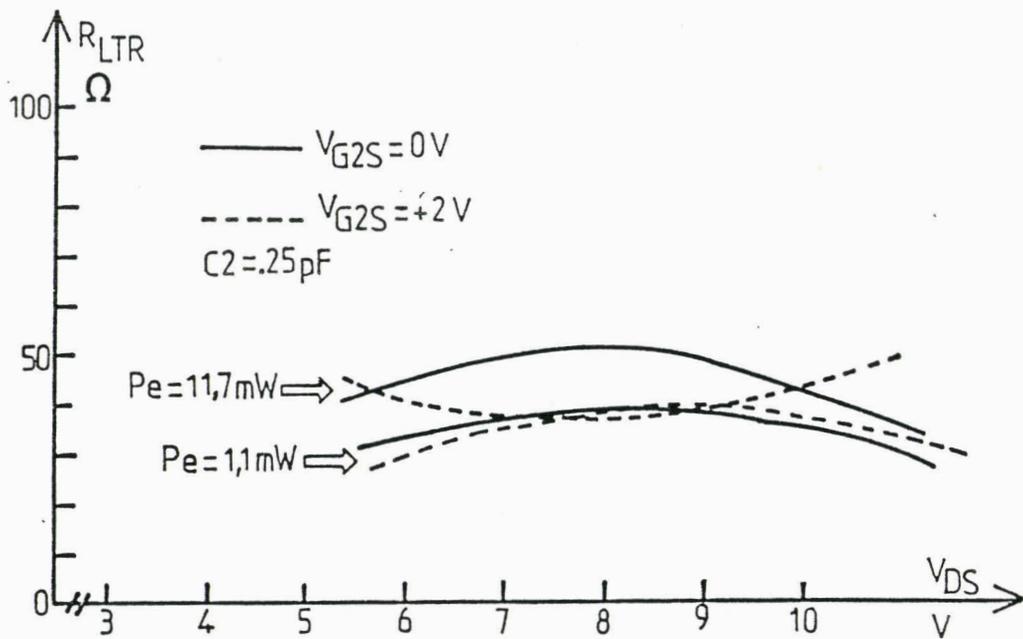
X

$$\Delta I_D = \sqrt{\frac{2 * PF}{R_L}}$$

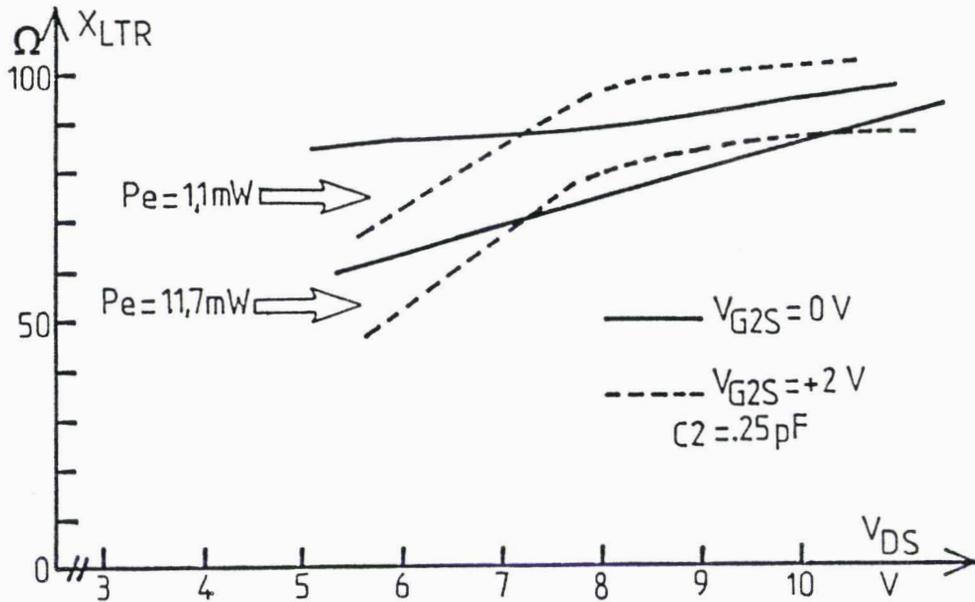
$$\gamma = \arctg \left( \frac{X_L}{R_L} \right) \text{ et}$$

$$\Delta V_{DS} = \Delta I_D * \sqrt{(R_L)^2 + (X_L)^2}$$

On est alors en mesure de construire dans le réseau  $I_D$ - $V_{DS}$  du transistor son ellipse de fonctionnement correspondant à la fréquence fondamentale.



**FIGURE III.15.a** : Evolution expérimentale de la partie réelle de la charge d'adaptation du bigrille LEP BDA01 pour différentes puissances d'entrée et tensions de polarisation drain-source.



**FIGURE III.15.b** : Evolution expérimentale de la partie imaginaire de la charge d'adaptation du bigrille LEP BDA01 pour différentes puissances d'entrée et tensions de polarisation drain source.



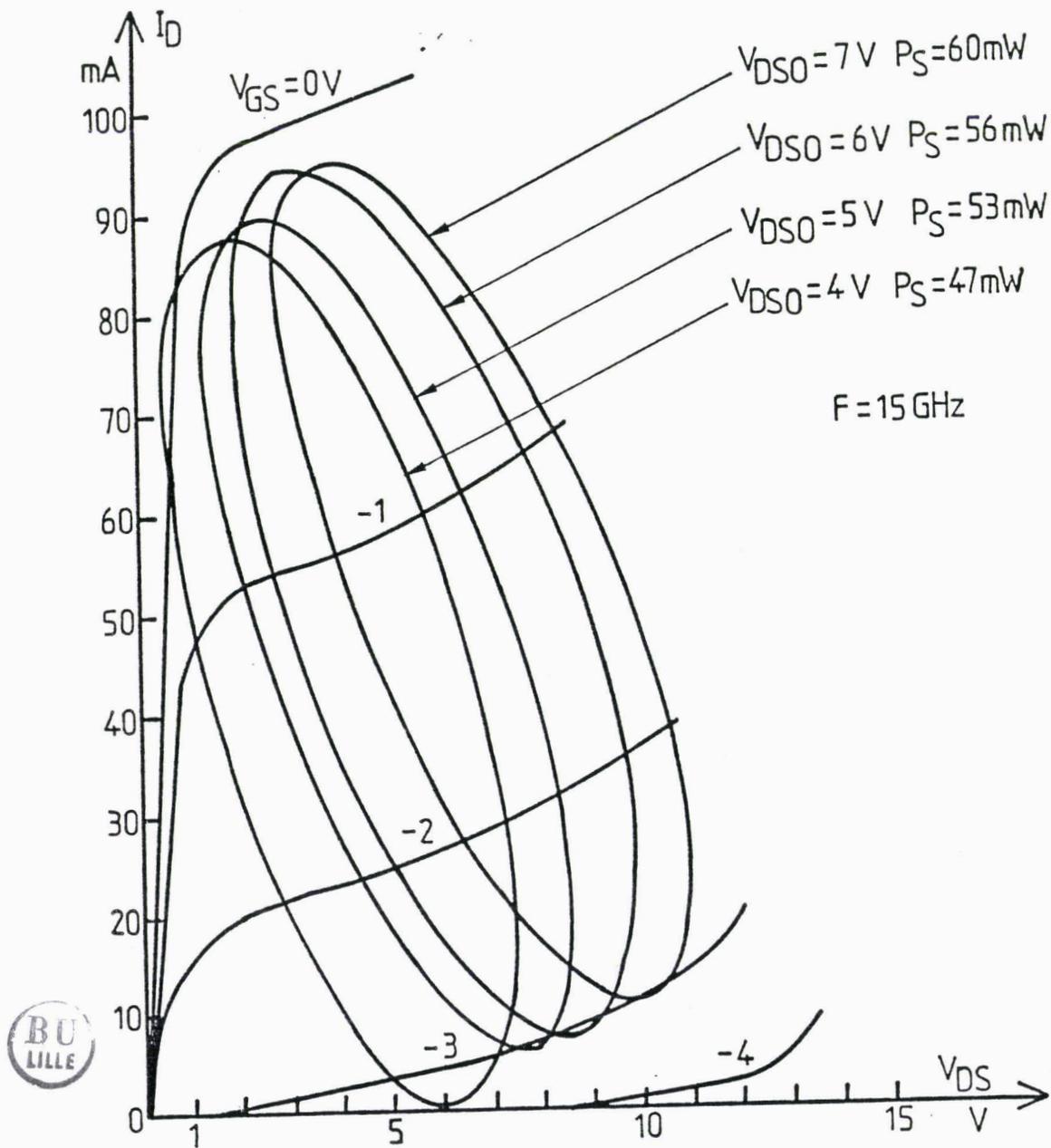
III.5.2. Comparaison des impédances de sortie, à l'adaptation, des transistors monogrilles et bigrilles en fonction du niveau de puissance et de la tension de polarisation  $V_{DS0}$

La comparaison présentée ici, concerne les transistors du LEP DAO1 et BDAO1.

La figure III.14 montre l'évolution de l'impédance d'adaptation du TEC monogrille, c'est à dire l'impédance de charge interne vue entre source et drain. On constate pour la partie résistive  $R_L$  une légère augmentation avec la tension  $V_{DS}$  et des variations importantes en fonction de la puissance d'entrée. Par contre, la réactance  $X_L$  semble peu sensible aux variations de la tension drain-source, et à celles de la puissance d'entrée. La figure III.15 permet d'effectuer la comparaison avec les évolutions de la charge d'adaptation du bigrille, en fonction de  $V_{DS}$ , et pour deux niveaux de puissance d'entrée, un en petit signal, l'autre donnant une puissance de sortie à la limite de la saturation.

Afin de voir l'effet produit sur la charge par la polarisation de la grille 2, nous avons relevé les valeurs d'impédances en prenant successivement  $V_{G2S}$  égal à 0 V et + 2 volts. On peut faire les remarques suivantes : la partie résistive de l'impédance d'adaptation du bigrille varie peu en fonction de la tension drain-source et du niveau de la puissance d'entrée, comme de la tension de polarisation de la grille 2. Elle est beaucoup plus faible que celle du monogrille (100  $\Omega$  environ pour le monogrille contre 40  $\Omega$  pour le bigrille). Par contre, la réactance  $a$ , en fonction de  $V_{DS}$ , d'abord une croissance rapide puis reste ensuite presque constante. A l'inverse de la partie résistive, on note que la réactance du bigrille est plus élevée que celle du monogrille.

On constate un handicap certain pour les performances en puissance de sortie du bigrille. En effet, on ne peut pas profiter



**FIGURE III.16** : Ellipses de fonctionnement à l'adaptation du monogrid LEP DAO1 pour quatre polarisations  $V_{DSO}$  et avec la même puissance d'entrée (11mW)

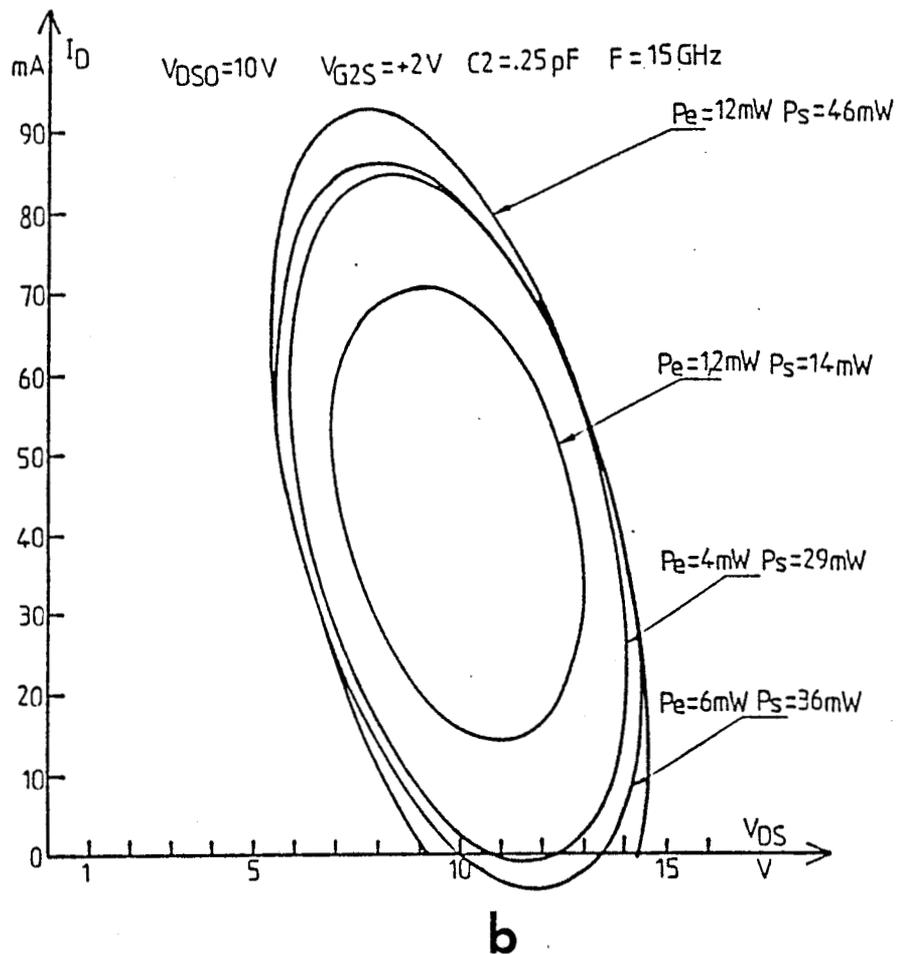
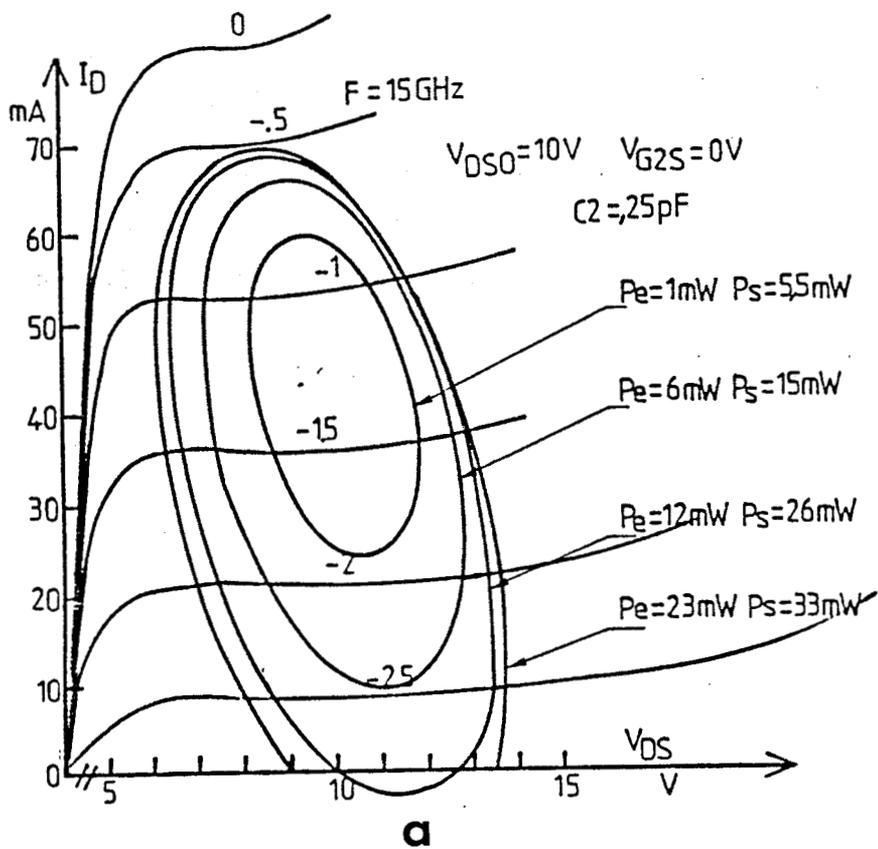
pleinement des possibilités d'excursion de tension  $V_{DS}$  offertes par le réseau  $I_D - V_{DS}$  du transistor, car une fraction importante de celle-ci se trouve appliquée aux bornes de la partie réactive de la charge et ne participe donc pas à la production de puissance.

### III.5.3. Comparaison des diagrammes de fonctionnement du monogrille et du bigrille dans le plan des caractéristiques statiques $I_D - V_{DS}$

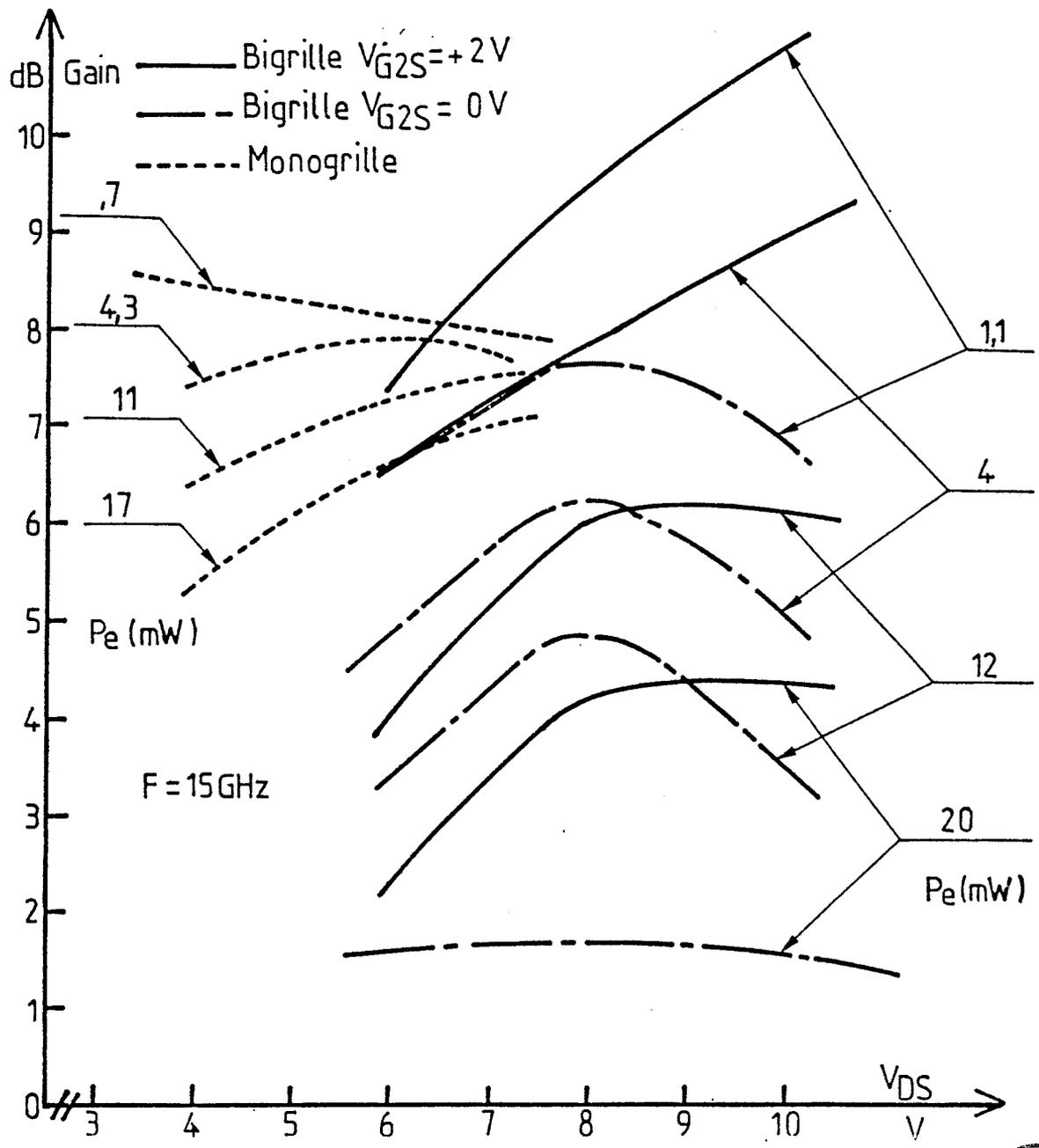
Les figures III.16 et III.17 montrent, respectivement, pour le monogrille LEP DAO1 et pour le bigrille LEP BDAO1 les ellipses de fonctionnement obtenues dans les conditions d'adaptation pour diverses tensions de polarisation  $V_{DS}$  mais avec un niveau de puissance d'entrée constant et correspondant au début de la compression du gain. Les ellipses de fonctionnement du monogrille (figure III.16) utilisent largement les possibilités d'excursion de courant et de tension du réseau  $I_D - V_{DS}$ . Pour chaque valeur de la tension de polarisation drain-source  $V_{DS0}$ , l'orientation du grand axe de l'ellipse est visiblement imposée par les limites du réseau et en particulier par la tension de déchet lorsque  $V_{DS0}$  est faible et par la tension de claquage lorsque  $V_{DS0}$  est élevée. On note l'inclinaison croissante du grand axe, à  $V_{DS0}$  croissante, et l'augmentation substantielle de puissance de sortie qui accompagne cette évolution.

Dans le cas du bigrille la situation est très différente : que la tension de polarisation  $V_{G2S}$  soit égale à 0 volt (figure III.17.a) ou + 2 volts (figure III.17.b) et quelque soit la tension de polarisation  $V_{DS0}$ , le grand axe des ellipses est fortement redressé et souvent proche de la verticale. Cette configuration peu évolutive, hormis une translation le long de l'axe  $V_{DS}$ , s'accompagne d'une faible croissance de la puissance de sortie avec  $V_{DS0}$  et même dans certains cas d'une diminution. De toute façon, la puissance de sortie du





**FIGURE III.18** : Ellipses de fonctionnement à l'adaptation du bigrille LEP BDA01 en fonction de la puissance d'entrée pour une tension  $V_{DS0}$  de 10 volts  
 a)  $V_{G2S} = 0V$                       b)  $V_{G2S} = +2$  volts



**FIGURE III.19** : Evolutions expérimentales du gain des transistors LEP DA01 et BDA01 en fonction de la polarisation drain-source et pour différentes puissances d'entrée.

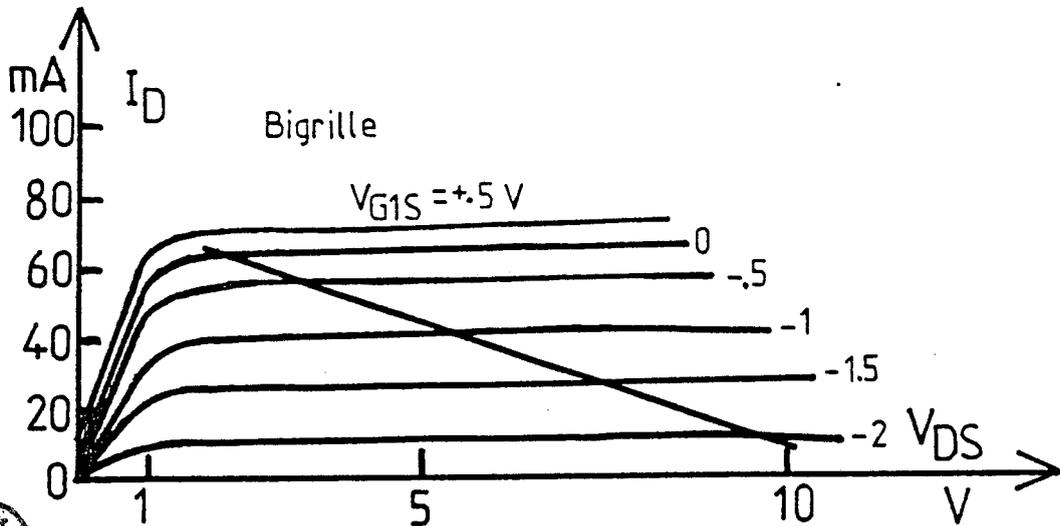
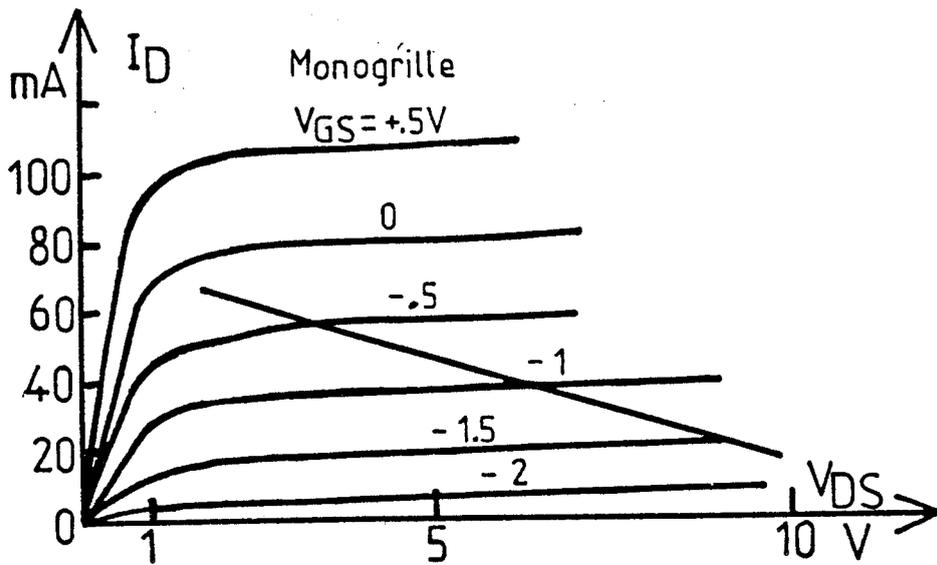


bigrille reste très inférieure à celle du monogrille alors que, rapellons-le, la puissance d'entrée est maintenue à un niveau constant dans tous ces essais. La faiblesse des performances du bigrille est, comme on le voit, directement liée à la mauvaise utilisation du réseau des caractéristiques en raison de la presque verticalité de l'ellipse de fonctionnement. Pour compléter ces investigations nous avons aussi étudié l'évolution des ellipses à  $V_{DS0}$  fixe, le niveau de la puissance d'entrée variant du petit au grand signal. Les résultats de cette étude montrent qu'à  $V_{G2S}$  égal à + 2 volts (figure III.18.b) l'orientation des ellipses est très peu dépendante de la puissance d'entrée et reste toujours proche de la verticale.

Après ces observations relatives aux diagrammes de fonctionnement du bigrille on peut déjà tenter de donner des explications physiques aux limitations de ses performances et à l'infériorité de celle-ci par rapport à celles du monogrille.

#### III.5.4. Tentative d'interprétation des limitations en puissance du bigrille

La figure III.19 résume de manière synthétique comment apparaissent les performances en gain en puissance du monogrille et du bigrille du LEP, en fonction de la tension de polarisation  $V_{DS0}$  et du niveau de puissance d'entrée. Cette figure met très clairement en évidence la compression très rapide du gain du bigrille par comparaison au monogrille. Cette rapidité de compression est présente à toutes les valeurs de la tension de polarisation  $V_{DS0}$  et quelque soit la valeur de la tension de polarisation  $V_{G2S}$ . Si à  $V_{DS0}$  élevée, le gain du bigrille parvient à être nettement supérieur à celui du monogrille, cette supériorité disparaît dès que le niveau de la puissance d'entrée commence à croître.



**FIGURE III.20** : Simulation expérimentale à partir des paramètres [S] de l'impédance de sortie du monogrille LEP DA01 et du bigrille BDA01 dans le réseau des caractéristiques  $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$

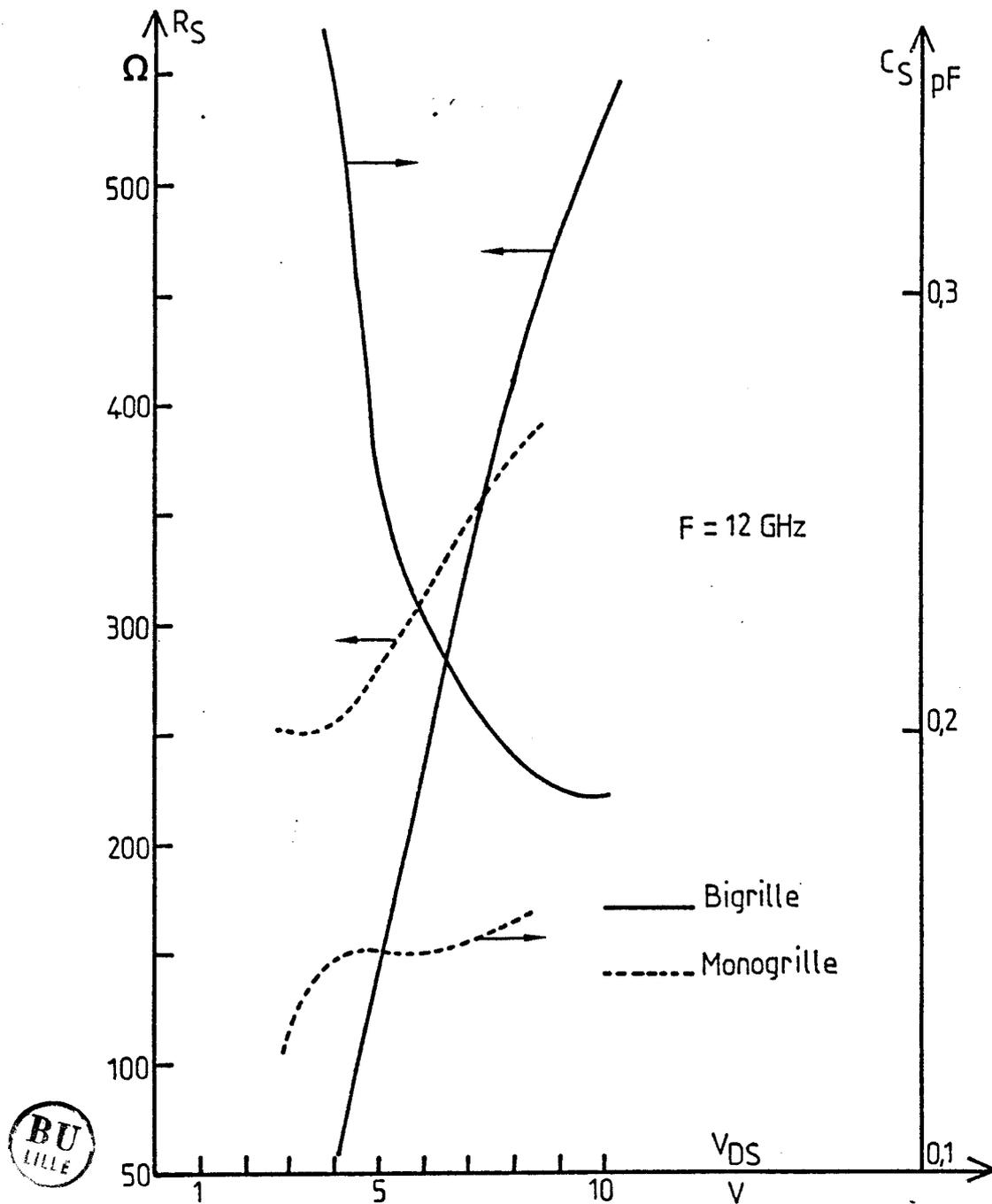
Une première interprétation de ce comportement peut être avancée à la lumière des observations précédentes relatives aux ellipses de fonctionnement :

A  $V_{DS0}$  croissante ou à puissance d'entrée croissante, les ellipses de fonctionnement du bigrille ont pratiquement toutes la même orientation, proche de la verticale. Ce type d'orientation traduit un comportement beaucoup plus réactif que résistif de la sortie du transistor et sa conséquence immédiate est une mauvaise exploitation de la surface offerte dans le réseau de caractéristique  $I_D-V_{DS}$ , puisque le point de fonctionnement ne parvient pas dans les parties haute-gauche et basse-droite du réseau.

D'où l'impossibilité pour le bigrille d'avoir une montée en puissance comparable à celle du monogrille qui lui, au contraire utilise pleinement son réseau de caractéristique.

Cette interprétation n'est cependant peut-être pas complète car elle est faite d'après des diagrammes de fonctionnement qui ne comprennent que les composantes du courant drain et de la tension drain-source filtrées par la charge à la fréquence fondamentale et par conséquent, ne donnent guère d'indications sur l'importance des phénomènes non linéaires internes au transistor en grand signal. L'efficacité amplificatrice peut être fortement amoindrie si la puissance d'entrée génère à l'intérieur du transistor beaucoup d'harmoniques au détriment du fondamental.

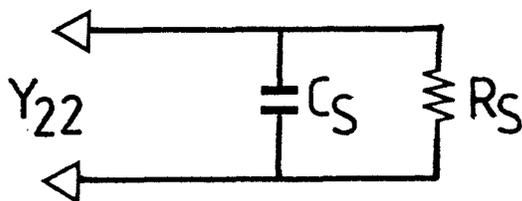
Pour étudier cette hypothèse et avoir une idée tout au moins qualitative de l'importance des non-linéarités du bigrille en grand signal, nous avons pratiqué une simulation de variation de son impédance de sortie à partir de mesures des paramètres  $[S]$  en petit signal, autour de points de polarisation choisis sur une droite dans le réseau des caractéristiques. Cette pseudo droite de charge est montrée par la figure III.20. De manière à pouvoir effectuer une comparaison avec les non linéarités du monogrille, le même type de



**FIGURE III.21** : Evolution de la résistance et de la capacité parallèles de sortie des transistors LEP DA01 et BDA01 en fonction de la tension drain-source  $V_{DS0}$  pour des points de fonctionnement appartenant aux droites de charge définies par la figure III.20

simulation a été pratiquée pour celui-ci, comme il apparaît également sur la figure III.20.

La conversion des paramètres  $[S]$  en paramètres  $[Y]$  nous a fourni l'impédance de sortie, celle-ci étant assimilée, en première approximation au paramètre  $Y_{22}$  sous forme d'un dipôle  $R_S$   $C_S$  parallèle.



Les évolutions de  $R_S$  et  $C_S$  ainsi obtenues sont représentées sur la figure III.21, pour la fréquence de 12 GHz en fonction de la tension drain source pour tous les points des droites de charge choisies pour le bigrille et le monogrille (la pente de la droite a été prise identique pour les deux types de transistor). Ces courbes appellent les remarques suivantes :

\* la capacité  $C_S$  du bigrille est toujours plus grande que celle du monogrille.

\* la résistance  $R_S$  du bigrille est inférieure à celle du monogrille pour les faibles valeurs de  $V_{DS0}$  et supérieure pour les fortes valeurs de  $V_{DS0}$ .

\* les variations de  $R_S$  et  $C_S$  avec la tension  $V_{DS0}$  sont très importantes pour le bigrille en comparaison de celles du monogrille. Il apparaît donc une plus grande dynamique de variation de l'impédance de sortie du bigrille pour un déplacement du point de fonctionnement suivant la même droite de charge dans le réseau des caractéristiques.

Cette simulation, bien que représentant très grossièrement ce qui peut se passer en grand signal, met clairement en évidence :

- le caractère fortement réactif de l'impédance de sortie du bigrille par rapport à celle du monogrille.

- un comportement interne beaucoup plus non linéaire pour le bigrille que pour le monogrille.

Il reste à approfondir les mécanismes en cause. C'est ce que nous avons tenté avec les moyens d'analyse de la modélisation dynamique grand signal dont nous avons donné les différents aspects au chapitre II. Nous présentons dans le paragraphe suivant les indications que nous avons pu obtenir avec cette modélisation.

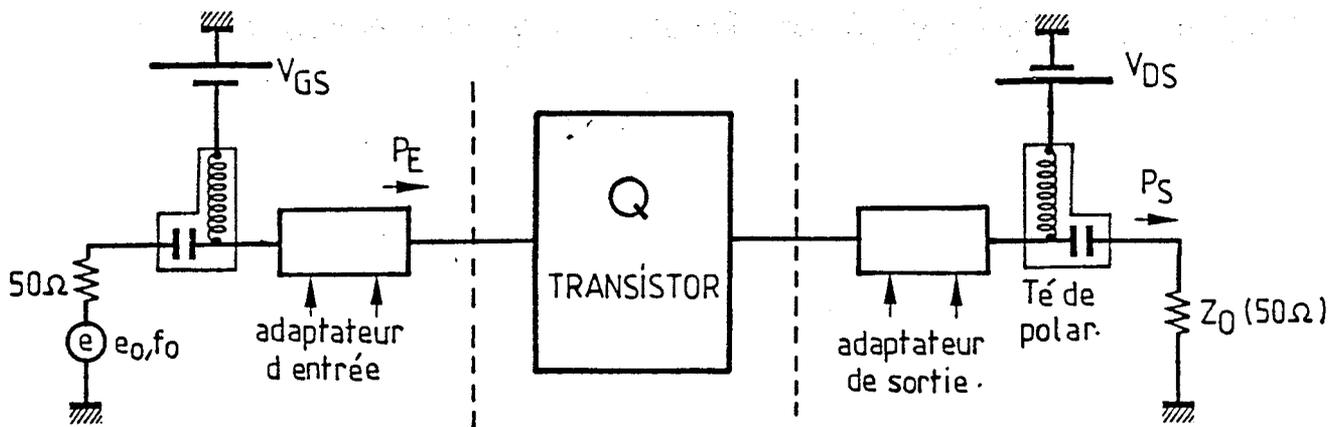
### III.6. SIMULATION DU COMPORTEMENT EN GRAND SIGNAL DU TEC BIGRILLE ET COMPARAISON AVEC LE TEC MONOGRILLE

La méthodologie adoptée pour confronter les résultats expérimentaux avec ceux de notre simulation a consisté à étudier successivement, pour le monogrille et le bigrille :

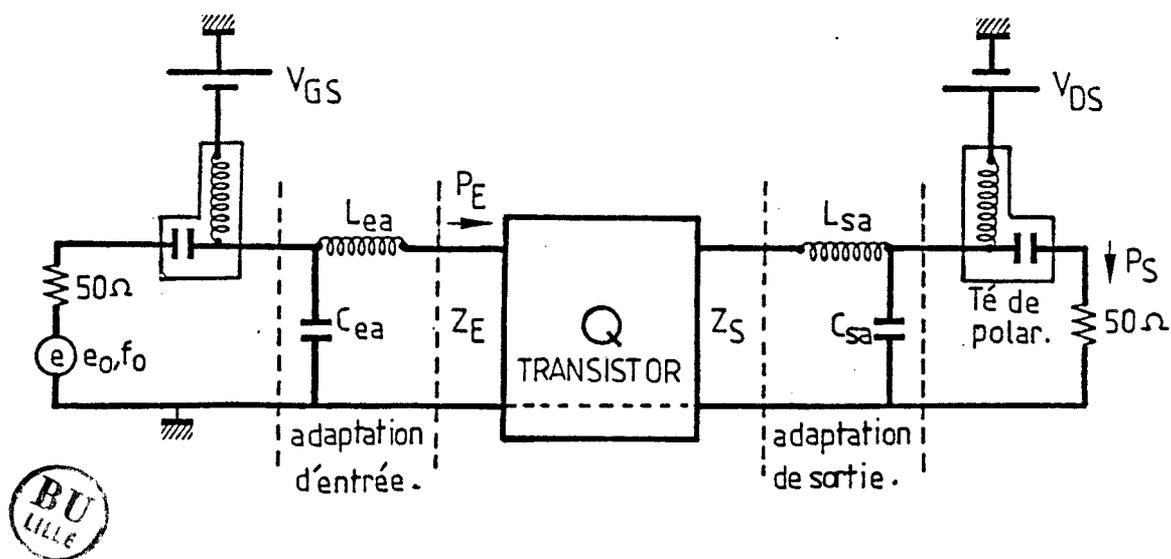
- les caractéristiques de puissance, c'est à dire les courbes de transfert de la puissance de sortie du transistor en fonction de la puissance d'entrée.

- les impédances de charge grand signal présentées en sortie du transistor.

- les diagrammes de fonctionnement dans le réseau des caractéristiques statiques du composant.



**FIGURE III.22** : Schéma simplifié du banc de mesure expérimental de puissance.



**FIGURE III.23** : Schéma global de simulation de l'amplificateur de puissance.

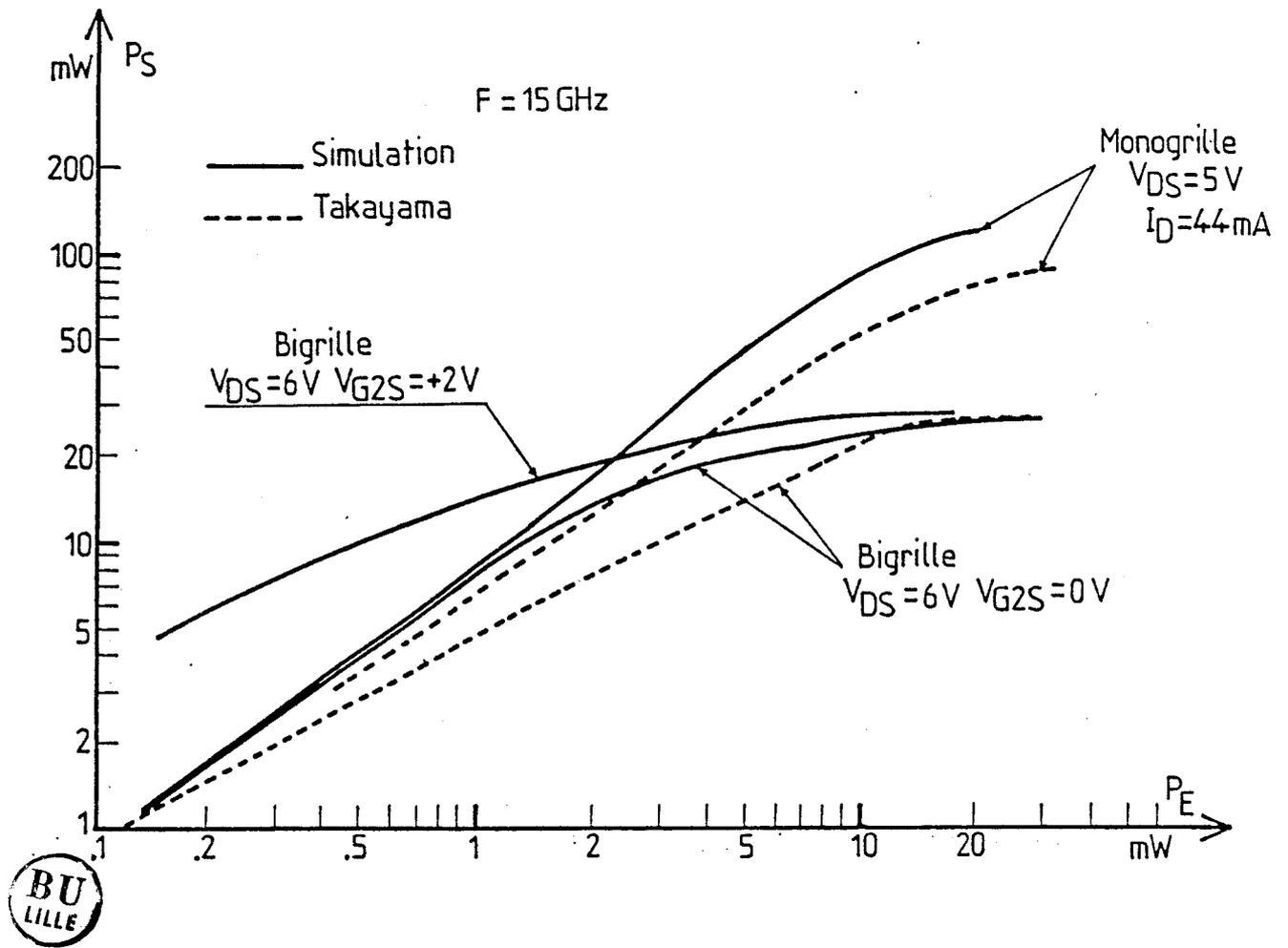
### III.6.1. Modélisation de l'amplificateur de puissance

Le dispositif expérimental de l'amplificateur de puissance utilisant les adaptateurs MAURY est rappelé sur la figure III.22. Un générateur d'impédance interne  $50 \Omega$ , de fréquence  $f_0$ , attaque la grille du transistor à travers un té de polarisation et l'adaptateur d'entrée. On retrouve en sortie un circuit identique à celui de l'entrée, la charge étant de  $50 \Omega$ . Dans la pratique, l'adaptation du transistor est considérée parfaitement réalisée quand on détecte un maximum de puissance en sortie pour un niveau d'entrée donné en jouant sur les adaptateurs d'entrée et de sortie.

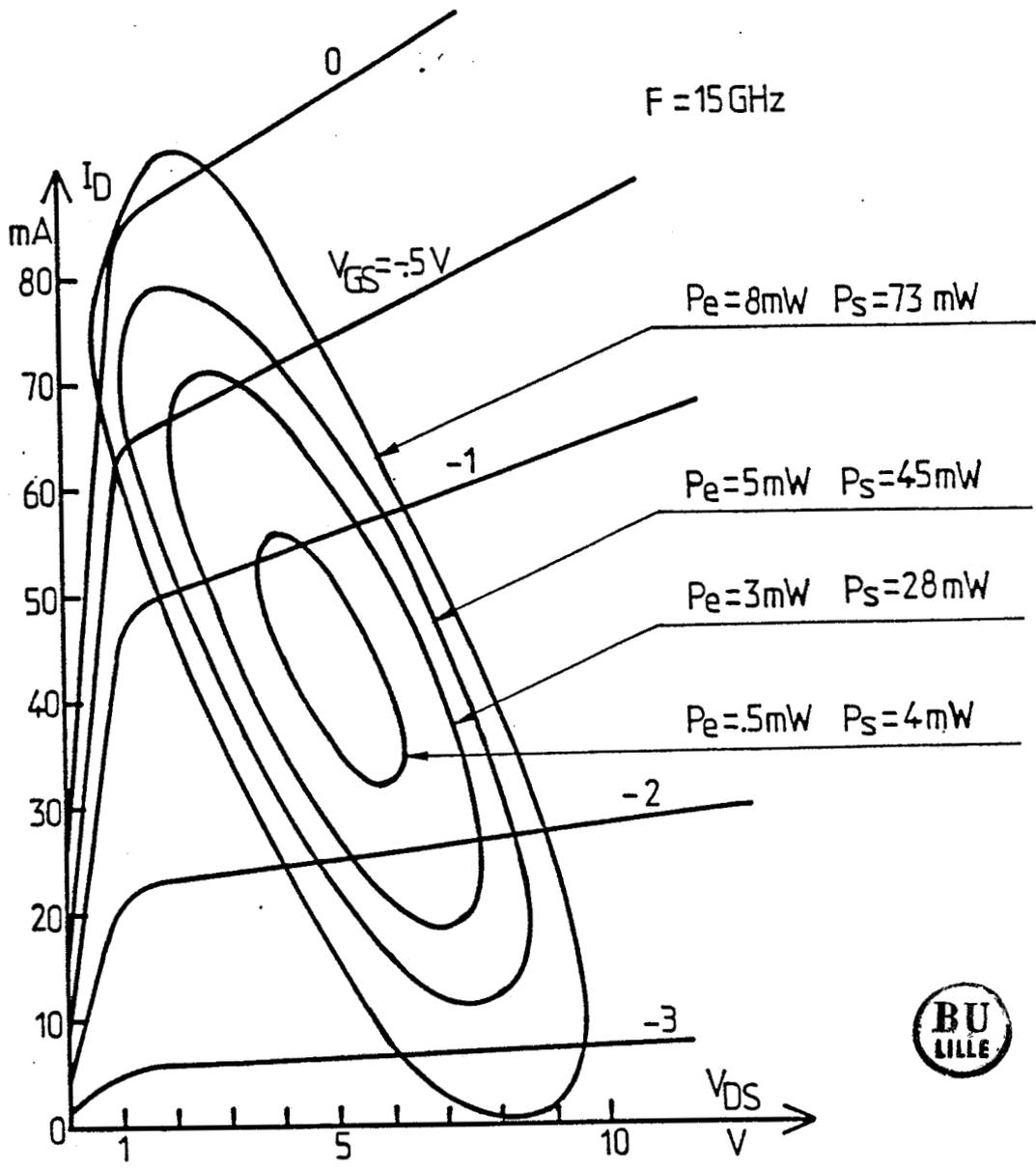
On peut donc assimiler les adaptateurs à des quadripôles passifs à éléments réalisant l'adaptation du transistor pour un niveau de puissance d'entrée donné. Le schéma global des circuits que nous avons choisi pour simuler l'ensemble amplificateur est donné sur la figure III.23.

Comme nous travaillons à fréquence fixe, le choix des configurations des circuits d'adaptation n'a pas d'importance. Leur fonction est uniquement d'effectuer une transformation d'impédance permettant de ramener une impédance d'entrée et de sortie égale à  $50 \Omega$ . Il importe de remarquer, cependant, que le choix arbitraire du circuit d'adaptation de sortie ne permet pas une comparaison théorie-expérience quantitative du contenu harmonique de la puissance de sortie sur la charge de  $50 \Omega$ .

Par souci de simplicité, nous avons pris des circuits d'adaptation à éléments L-C localisés. Les valeurs de ceux-ci sont déterminées, pour chaque point de polarisation du transistor en utilisant les paramètres  $[S]$  petit signal de l'ensemble transistor et circuits d'adaptation. Avec cette méthode l'adaptation est considérée atteinte lorsque les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  présentent un module inférieur à  $-15$  dB. Des valeurs largement inférieures ( $-30$  à  $-40$  dB)



**FIGURE III.24** : Comparaison des performances en puissance obtenues par la simulation et par les mesures au banc à charge active de TAKAYAMA (transistors LEP DAO1 et BDAO1)



**FIGURE III.25** : Ellipse de fonctionnement obtenue par simulation pour le monogridde LEP DAO1, avec  $V_{DS0} = 5 \text{ V}$



MONOGRILLE

$V_{DS}$	$Z_L$ trans ( $\Omega$ )	$Z_L$ trans ( $\Omega$ )
5	$82,1 + j 67,5$	$80 + j 65,5$
7	$84,1 + j 65,2$	$80,7 + j 66,5$
	$P_e = 0,7 \text{ mW}$ $P_s = 5,8 \text{ mW}$	$P_e = 8 \text{ mW}$ $P_s = 75 \text{ mW}$

TABLEAU III-1

Bigrille					
$V_{DS}$ (V)	$V_{G2S}$ (V)	$P_e=0.7\text{mW}$		$P_e=7\text{mW}$	
		$Z_L$ trans (ohms)	$P_s(\text{mW})$	$Z_L$ trans (ohms)	$P_s(\text{mW})$
6	0	$3.3 + j*105.1$	6	$9.6 + j*103.3$	22
6	+2	$11.5 + j*96.5$	13	$9.5 + j*96.74$	26
9	0	$12.9 + j*103.6$	30		
9	+2	$14.2 + j*96.9$	60		

TABLEAU III.2

peuvent être obtenues lorsque le coefficient de stabilité  $k$  du transistor est supérieur à 1 ; dans le cas contraire, la valeur de - 15 dB permet d'assurer la stabilité de l'ensemble amplificateur.

### III.6.2. Résultats obtenus par la simulation

Nous présentons sur la figure III-24 les évolutions de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée dans le cas des transistors du LEP DAO1 et BDAO1 pour une tension  $V_{DS}$  de 5 volts pour le monogrille et le 6 volts pour le bigrille, avec pour ce dernier,  $V_{G2S}$  égale à 0 volt et + 2 volts.

Pour comparaison, on donne les courbes expérimentales obtenues, dans les mêmes conditions de polarisation avec le banc à charge active de TAKAYAMA.

On note globalement un accord satisfaisant entre théorie et expérience, bien que quantitativement un léger écart apparaisse. On retrouve, par la simulation, l'apparition prématurée de la saturation en puissance de sortie trouvée expérimentalement pour le bigrille. Par ailleurs, la simulation confirme bien la supériorité des performances à fort niveau du monogrille par rapport au bigrille.

Les tableaux III-1 et III-2 donnent respectivement les valeurs des impédances de charge à l'adaptation du monogrille et du bigrille pour différentes tensions de polarisation  $V_{DS0}$  et à deux niveaux de puissance d'entrée : faible et fort. On note que la partie résistive de l'impédance de charge du bigrille est très inférieure ( $\sim 10 \Omega$ ) à celle du monogrille ( $\sim 80 \Omega$ ), alors que la réactance du bigrille ( $\sim 100 \Omega$ ) est un peu plus élevée que celle du monogrille ( $\sim 65 \Omega$ ). Ces particularités se retrouvent sur les diagrammes de fonctionnement dans le plan  $I_D$ - $V_{DS}$  des deux types de transistors (figure III-25, III-26.a et III.26.b). L'ellipse du bigrille est très

redressée et assez large , ce qui est typique d'un comportement fortement réactif alors que celle du monogrille est inclinée et plus étroite, manifestant ainsi un comportement plus résistif que réactif. Ces configurations d'ellipses sont en bon accord avec celles obtenues expérimentalement à partir du banc de TAKAYAMA.

Il est important de remarquer que le fait que l'impédance de sortie du bigrille est plus réactive que résistive constitue un handicap certain pour la puissance fournie par le transistor à sa charge dans les conditions d'adaptation.

Voyons maintenant comment on peut trouver une interprétation de la forte non linéarité de la sortie du bigrille en analysant, à l'aide de la simulation, les contenus harmoniques des courants et tensions en différents points internes du composant. Il est intéressant, en particulier, de faire porter cette analyse sur les courants et tensions en sortie du TEC 1 et du TEC 2 constituant le bigrille

Le tableau III-3 donne les pourcentages de distorsion de ces courants et tensions, pour deux valeurs de la tension de polarisation  $V_{G2S} = 0$  et  $+ 2$  volts et à un niveau de puissance d'entrée pas encore trop élevé ( $- 2$  mW). A titre de comparaison ce même tableau indique les pourcentages de distorsion correspondant au monogrille pour une polarisation voisine (courant drain et tension drain-source) et un niveau de puissance d'entrée similaire. Deux remarques s'imposent :

- premièrement, la distorsion en sortie du TEC 1 est très supérieure à celle en sortie du TEC 2 et c'est surtout le courant dans la résistance  $R_{AB}$ , représentant la liaison entre le TEC 1 et le TEC 2, qui est fortement distordu. L'évacuation de ce courant vers la sortie du TEC 2 s'opère avec un effet de filtrage au niveau de la capacité  $C_{DS}$  (voir figure II-12), ce qui explique la diminution de la distorsion entre la sortie du TEC 1 et celle du TEC 2, donc du bigrille.

- deuxièmement, le fait de polariser la grille  $G_2$  à  $+ 2$  volts au lieu de  $0$  volt entraîne une diminution de moitié de la

Mono grille			% total distorsion	
VDS (V)	Pe(mW)	Po(mW)	courant	tension
5	2.4	20	2.4	2.2

Bi grille				% total distorsion en sortie du TEC 1		%total distorsion en sortie du TEC 2	
VG2S (V)	VDS (V)	Pe(mW)	Po(mW)	courant	tension	courant	tension
+0	6	2	14	45.1	15.4	3.7	8.3
+2	6	2	18.5	24	13.6	3.7	9.1

Tableau III-3



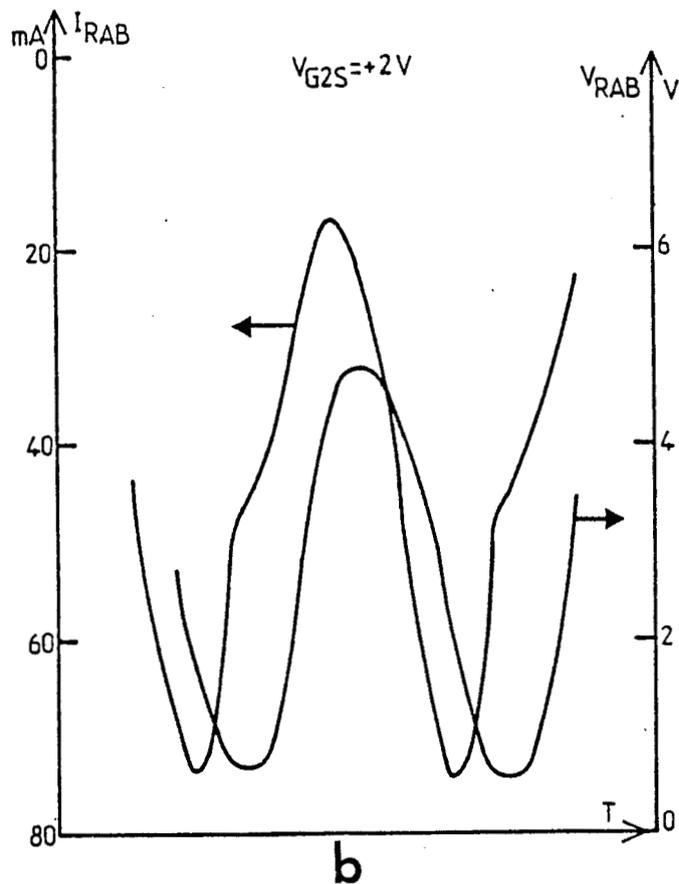
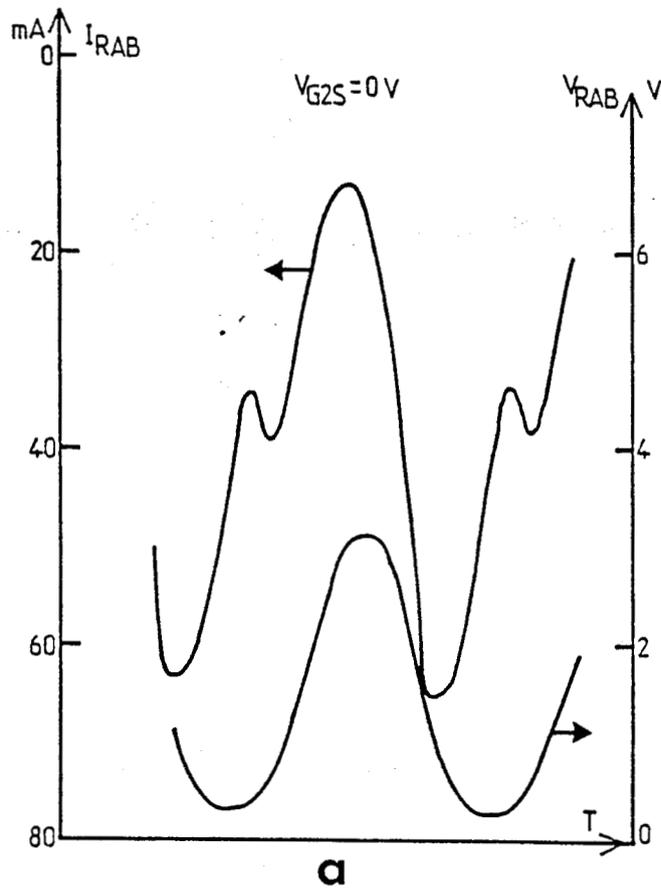
distorsion du courant de sortie du TEC 1 mais ne modifie presque pas la distorsion en sortie finale du bigrille. L'effet de filtrage de la capacité  $C_{DS}$  n'est spectaculaire que si le contenu harmonique du courant dans  $R_{AB}$  est très important. A  $V_{G2S} = + 2$  volts, ce n'est plus le cas.

Il apparaît donc clairement, que c'est au niveau du courant drain du TEC 1 interne au bigrille que se situe une manifestation très importante de comportement non linéaire. A titre démonstratif, les figures III-27 a et b montrent, respectivement, les allures de ce courant, en fonction du temps, dans les deux cas de tensions de polarisation de la grille 2 : 0 volt et + 2 volts.

Il est également intéressant de voir comment se manifeste la distorsion aux sorties des TEC 1 et 2 lorsqu'on représente leurs diagrammes de fonctionnement dans un repère cartésien  $I_D-V_{DS}$ . C'est ce que montrent les figures III-28.a et III.28.b pour les deux polarisations de  $G_2$  : 0 V et + 2 volts.

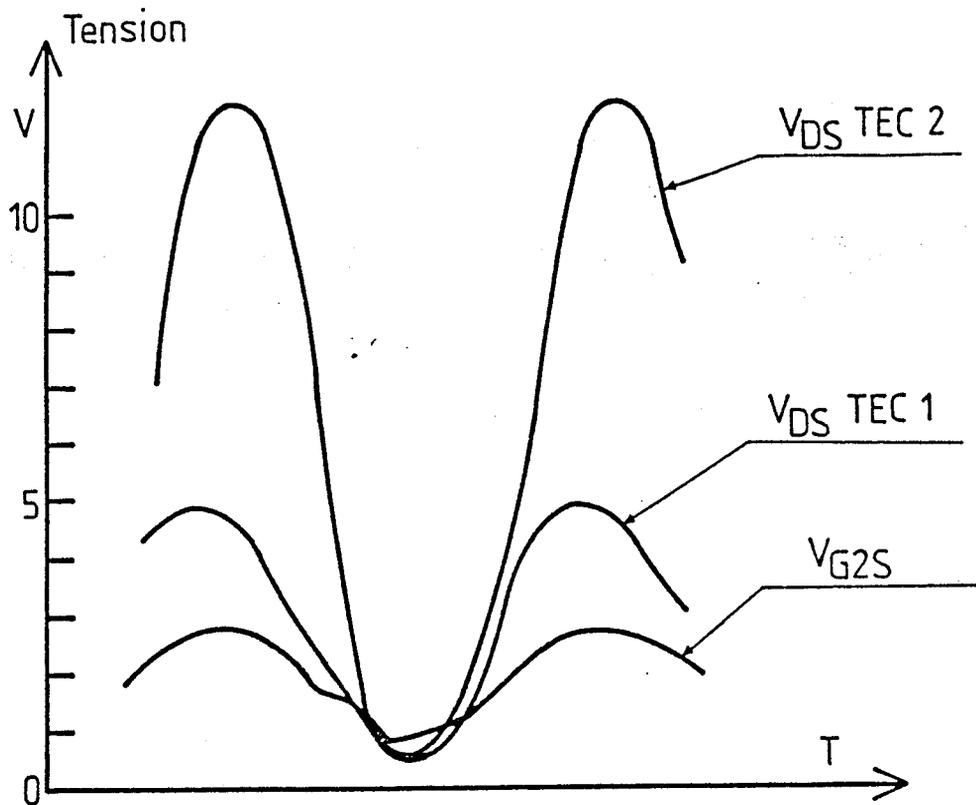
Dans le premier cas, l'ellipse du TEC 1 est très distordue, la raison de cette distorsion importante est liée au fait que le TEC 1 fonctionne alors dans la partie ohmique de son réseau de caractéristique, donc dans des conditions très non linéaires. Dans le deuxième cas, l'augmentation de la tension de polarisation de  $G_2$  est bénéfique pour la forme de l'ellipse du TEC 1 : celle-ci s'élargit par rapport au cas précédent et n'occupe plus exclusivement la partie ohmique de son réseau de caractéristiques ; d'où l'explication de la réduction de distorsion en sortie du TEC 1. En ce qui concerne les ellipses relatives au TEC 2, il est notable qu'elles diffèrent assez peu pour les deux valeurs de  $V_{G2S}$ , et, par ailleurs, les puissances de sortie correspondants sont très voisines : 14 mW et 16.3 mW, respectivement.

Ces diagrammes de fonctionnement donnent les indications globales relativement à la distorsion et à l'importance des effets réactifs. Ils ne permettent pas de distinguer, à première vue, si les



**FIGURE III.27** : Simulation de l'évolution temporelle du courant et de la tension à la sortie du premier TEC, dans le bigrille  
 a)  $V_{G2s} = 0$  V                      b)  $V_{G2S} = + 2$  V





**FIGURE III.29** : Simulation de l'évolution temporelle des tensions  $V_{DS}$  à la sortie des TEC 1 et 2 et sur la grille  $G_2$

Bierille				% total distorsion en sortie du TEC 1		%total distorsion en sortie du TEC 2	
$V_{G2S}$ (V)	$V_{DS}$ (V)	$P_e$ (mW)	$P_s$ (mW)	courant	tension	courant	tension
+4	9	2	22	10.9	21.3	2.2	5.3
+4	9	3.4	37	11.8	20.5	4.1	9.85

Tableau III-4

évolutions des tensions sont correctes. Pour vérifier ce point, une représentation en fonction du temps est indispensable. C'est ce que montre la figure II-29 où sont portées les variations simultanées des tensions drain source des TEC 1 et 2 et de la tension  $V_{G2S}$ , dans le cas où la polarisation de la grille  $G_2$  est de + 2 volts. On remarque que ces trois tensions sont à peu près sinusoïdales,  $V_{G2S}$  l'étant le moins. On constate aussi que la tension  $V_{G2S}$  évolue grossièrement dans le même sens que les tensions drain-source des TEC 1 et 2, grâce à la faiblesse de la capacité  $C_2$  (ce qui permet de présenter une charge de valeur non négligeable sur  $G_2$ ) et que la grille  $G_2$  a une polarisation instantanée satisfaisante. En effet les tensions drain-source des TEC 1 et 2 sont supérieures à la tension de  $G_2$  pendant presque toute la période H.F., sauf pendant un bref intervalle de temps où elles lui sont supérieures de 0,4 à 0,5 V, ce qui n'est pas encore suffisant pour rendre passant le contact Schottky de  $G_2$ .

Ayant constaté que l'augmentation de la tension de polarisation de la grille  $G_2$  de 0 à + 2 volts diminue notablement la non linéarité du fonctionnement interne du bigrille, on peut se demander pourquoi, lors des essais expérimentaux, la puissance de sortie a atteint une limite quasi-infranchissable même pour une tension  $V_{G2S}$  de + 4 volts et une tension drain-source d'une dizaine de volts. Une simulation des diagrammes de fonctionnement, faite avec ces conditions de polarisation est montrée sur la figure III-30 et permet de mettre en évidence une nouvelle manifestation de non-linéarité. en effet on constate sur cette figure que le diagramme de fonctionnement du TEC 1 a une forme assez distordue du côté des valeurs les plus hautes de sa tension drain-source. Cette distorsion apparaît maintenant, principalement sur la tension du TEC 1. Le tableau III-4 des pourcentages de distorsion le montre de manière évidente. Il est apparu que l'explication de cette distorsion en tension réside dans le fait que la charge présentée au drain du TEC 1 est constituée, en grande partie, par la capacité  $C_{G2S}$  et que cette capacité varie fortement lorsque l'amplitude de la tension drain-source du TEC 1 devient élevée. La tension, relevée aux bornes

de  $C_{G2S}$ , et représentée sur la figure III-30 met clairement en évidence le comportement fortement non linéaire de cette capacité et apporte ainsi une nouvelle explication aux limitations en puissance du bigrille.

### III.7. CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre était l'étude des performances en puissance du TEC bigrille en configuration charge sur le drain.

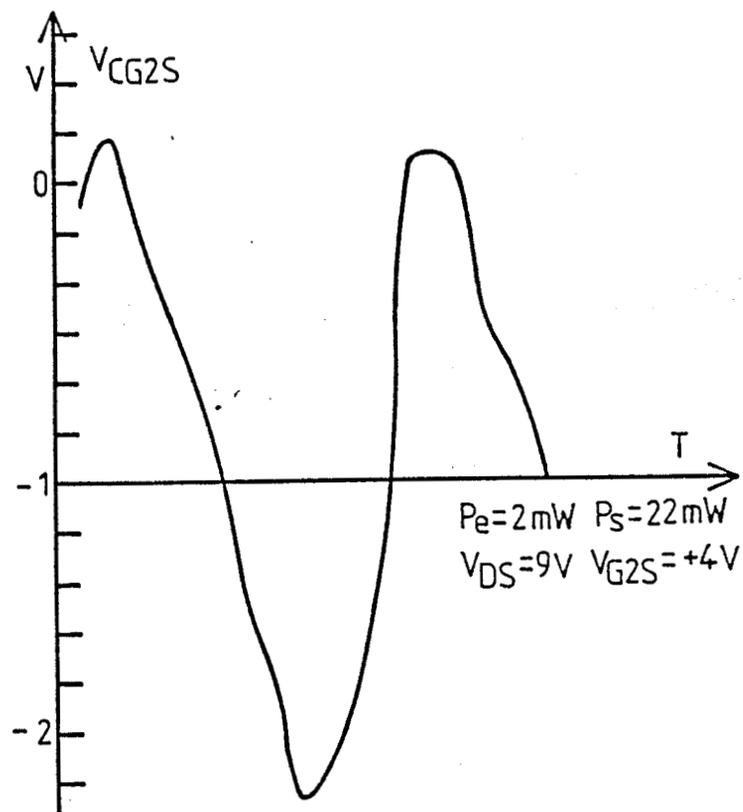
L'utilisation du banc de mesure de puissance classique a permis de mettre en évidence les faits suivants :

- la configuration grille  $G_2$  en l'air donne des caractéristiques de puissance de sortie presque identiques à celles du monogrille correspondant, mettant en évidence que comme pour le claquage, le fonctionnement est dans ce cas très proche de celui d'un monogrille.

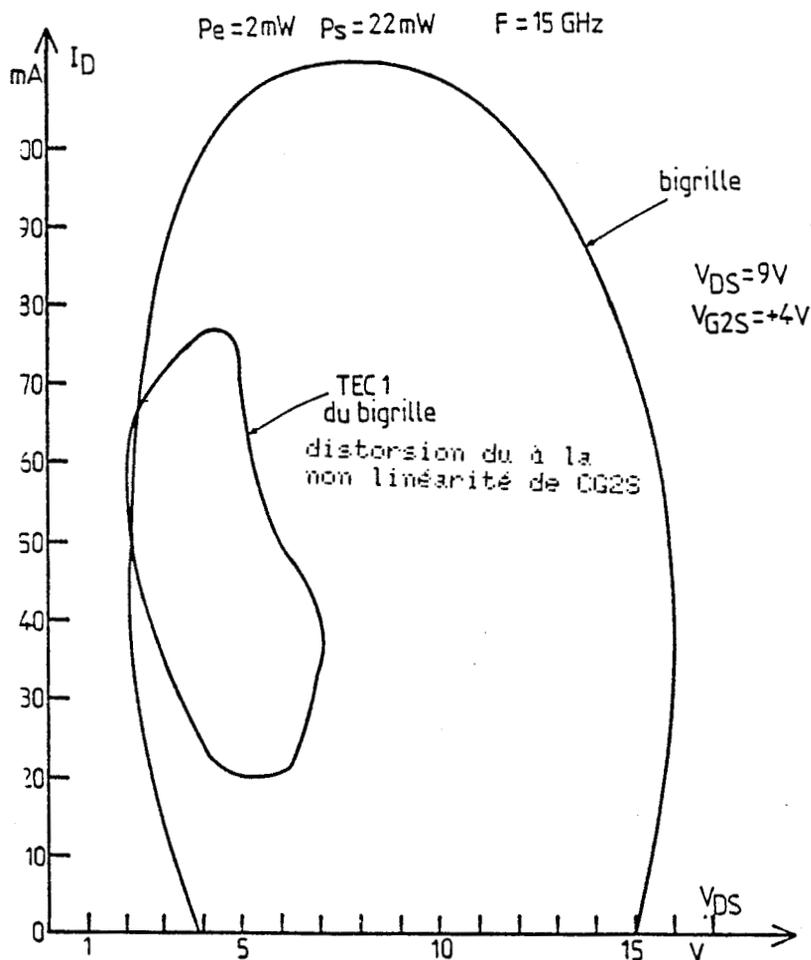
- avec la configuration où la grille  $G_2$  est polarisée en continue mais chargée en hyperfréquence par une capacité  $C_2$ , il est apparu qu'il faut que celle-ci soit de faible valeur si l'on veut avoir les performances les meilleures possibles, en évitant tout risque d'oscillation. L'augmentation de la valeur de la tension de polarisation de la grille  $G_2$  permet d'accroître les performances mais pas autant que l'on aurait pu l'espérer.

- C'est avec la configuration où la grille  $G_2$  est autopolarisée, en pulsant la tension de polarisation drain, que l'on obtient pour la puissance comme pour le claquage les meilleures performances.

Malheureusement dans tous les cas étudiés de polarisation



**FIGURE III.30.a** : Simulation de l'évolution temporelle de la tension aux bornes de la capacité  $C_{G2S}$  dans les conditions de la figure III.30.b



**FIGURE III.30.b** : Ellipses de fonctionnement obtenues par simulation à la sortie des TEC 1 et 2 constituant le bigrille avec  $V_{DS0} = +9\text{V}$ ,  $V_{G2S} = +4\text{V}$  et  $P_e = 2,1\text{mW}$

de drain et de grille  $G_2$ , le phénomène de saturation de la puissance de sortie du TEC bigrille apparaît beaucoup plus tôt que celui du monogrille correspondant.

- le banc de mesure de la charge active de TAKAYAMA disponible au laboratoire pour la fréquence de 15 GHz a mis en évidence que l'impédance de charge du bigrille présente une partie résistive très faible, 12  $\Omega$  contre 80  $\Omega$  pour le monogrille, et une partie réactive un peu plus importante que celle du monogrille. L'ellipse de fonctionnement du bigrille, obtenue de manière usuelle, est très redressée, et très large en comparaison de celle du monogrille. La conséquence immédiate de ce comportement réactif est d'empêcher de profiter pleinement pour la production de puissance de l'excursion de tension drain-source disponible.

- la simulation opérée avec notre modèle grand signal de TEC bigrille a permis de mettre en évidence d'une part la forte proportion des courants de déplacement dans le fonctionnement interne du composant et, d'autre part un comportement fortement non linéaire. L'analyse de la distorsion des courants et tensions en tous points du schéma équivalent intrinsèque du bigrille a permis de mettre en évidence deux causes très importantes du comportement fortement non linéaire du composant :

- \* premièrement, la forte distorsion du courant drain du premier TEC liée à un fonctionnement partiel en zone ohmique des caractéristiques dans les cas où la polarisation de la grille  $G_2$  est proche de 0 volt.
  
- \* deuxièmement, la forte distorsion de la tension drain-source du premier TEC, liée aux variations de la capacité  $C_{G2S}$  du second TEC, dans les cas de polarisation où la grille  $G_2$  est polarisée à un potentiel positif élevé et que le drain est polarisé à un potentiel au moins deux fois plus élevé.

En conclusion finale, il apparaît que la large excursion possible de tension du bigrille, liée à son excellente tenue au claquage, n'est pas suffisante pour lui permettre d'avoir des performances en puissances supérieures à celles du monogrille, les causes essentielles de son handicap résidant dans son comportement interne beaucoup plus réactif et beaucoup plus non linéaire que celui du monogrille.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [1] M. BOUHES,  
"Modélisation et caractérisation des transistors à effet de champ type bigrilles submicroniques"  
Thèse de troisième cycle, Lille I (1983)
- [2] N.E. RADHY,  
"Etude des non-linéarités et du bruit dans les transistors bigrilles submicroniques à effet de champ"  
Thèse de troisième cycle, Lille I (1985)
- [3] Eric W. STRID  
"Measurement of Losses in Noise-Matching Networks"  
IEEE Transactions on microwave theory and techniques,  
Vol. MTT 29, n°3, March 1981, p. 247
- [4] Y. TAKAYAMA  
"A new Load-pull characterization method for microwave power transistors",  
IEEE Trans. MTT, Vol. 28, n°11, 1980, pp. 1157
- [5] G. HALKIAS,  
"Modélisation et analyse physique du fonctionnement en amplification hyperfréquence du transistor à effet de champ à arséniure de gallium",  
Thèse de troisième cycle, Lille I (1985)
- [6] WYRWINSKI J.  
D.E.A., Lille I, (1984)

CHAPITRE IV

AMPLIFICATEUR EN CONFIGURATION

CHARGE SUR  $G_2$

---

#### IV.1. INTRODUCTION

Nous présentons dans ce dernier chapitre une étude prospective du fonctionnement du TEC bigrille en amplificateur de puissance chargé sur la grille 2, c'est à dire avec entrée sur la grille 1 et sortie sur la grille 2.

Les résultats présentés sont essentiellement expérimentaux et doivent être considérés comme une première approche. Ils concernent plus particulièrement :

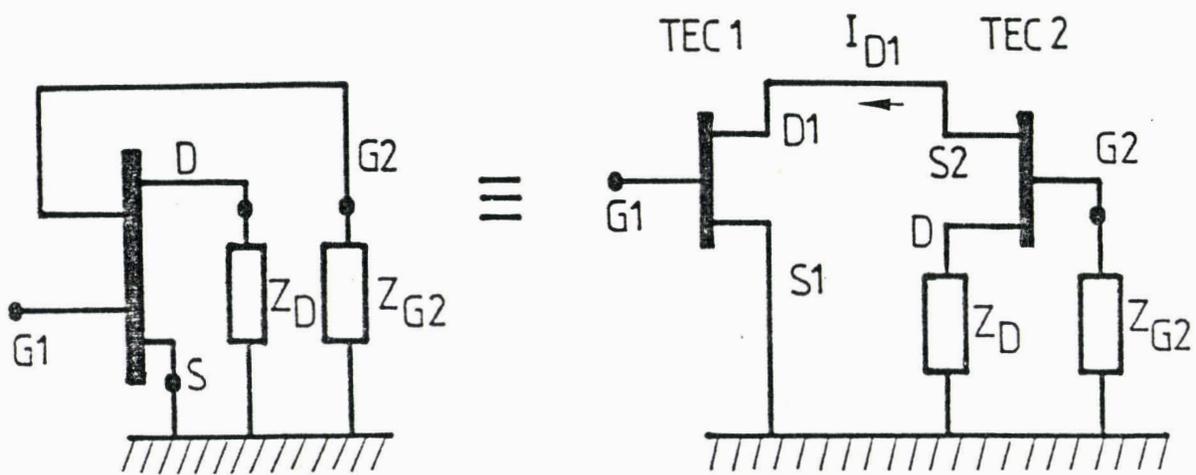
- les évolutions des paramètres [S] théoriques et expérimentaux en fonction de la fréquence
- les évolutions du gain petit signal en fonction de la fréquence
- le comportement en régime grand signal obtenu au banc de puissance classique et au banc à charge active de TAKAYAMA.

Cette étude a été effectuée exclusivement avec le bigrille BDA01 du LEP.

#### IV.2. APPROCHE QUALITATIVE DU FONCTIONNEMENT DU BIGRILLE

##### AVEC ENTREE SUR LA GRILLE G<sub>1</sub> et SORTIE SUR LA GRILLE G<sub>2</sub>

La configuration du bigrille avec entrée sur la grille G<sub>1</sub> et sortie sur la grille G<sub>2</sub> se présente schématiquement comme l'indique la figure IV.1. Quelques remarques préalables peuvent être faites concernant la possibilité de recueillir de la puissance sur une charge Z<sub>G2</sub> placée entre la grille G<sub>2</sub> et la masse :



**FIGURE IV.1** : Représentation schématique du bigrille avec entrée sur  $G_1$  et sortie sur  $G_2$



- dans les conditions normales de polarisation, le contact Schottky de la grille  $G_2$  est non passant et aucun courant continu ne passe par cette électrode.

Il en résulte que la charge  $Z_{G2}$  ne peut recevoir qu'un courant passant par effet capacitif à travers la grille  $G_2$ .

- deux chemins sont possibles : d'une part à travers la capacité  $C_{G2S2}$  entre la grille  $G_2$  et la source  $S_2$  la deuxième TEC interne au bigrille (TEC 2) ; d'autre part à travers la capacité  $C_{G2D}$  entre la grille  $G_2$  et le drain. Dans ce dernier, il est évident que la nature de la charge  $Z_D$  placée entre le drain et la masse doit jouer un rôle non négligeable qu'il convient de prendre en compte.

- le fait que le courant circulant dans la charge  $Z_{G2}$  soit nécessairement d'origine capacitive implique une possibilité de fonctionnement en amplification exclusivement en haute fréquence. Avec cette configuration du bigrille on ne peut obtenir, à priori, qu'un fonctionnement en amplification de type passe bande.

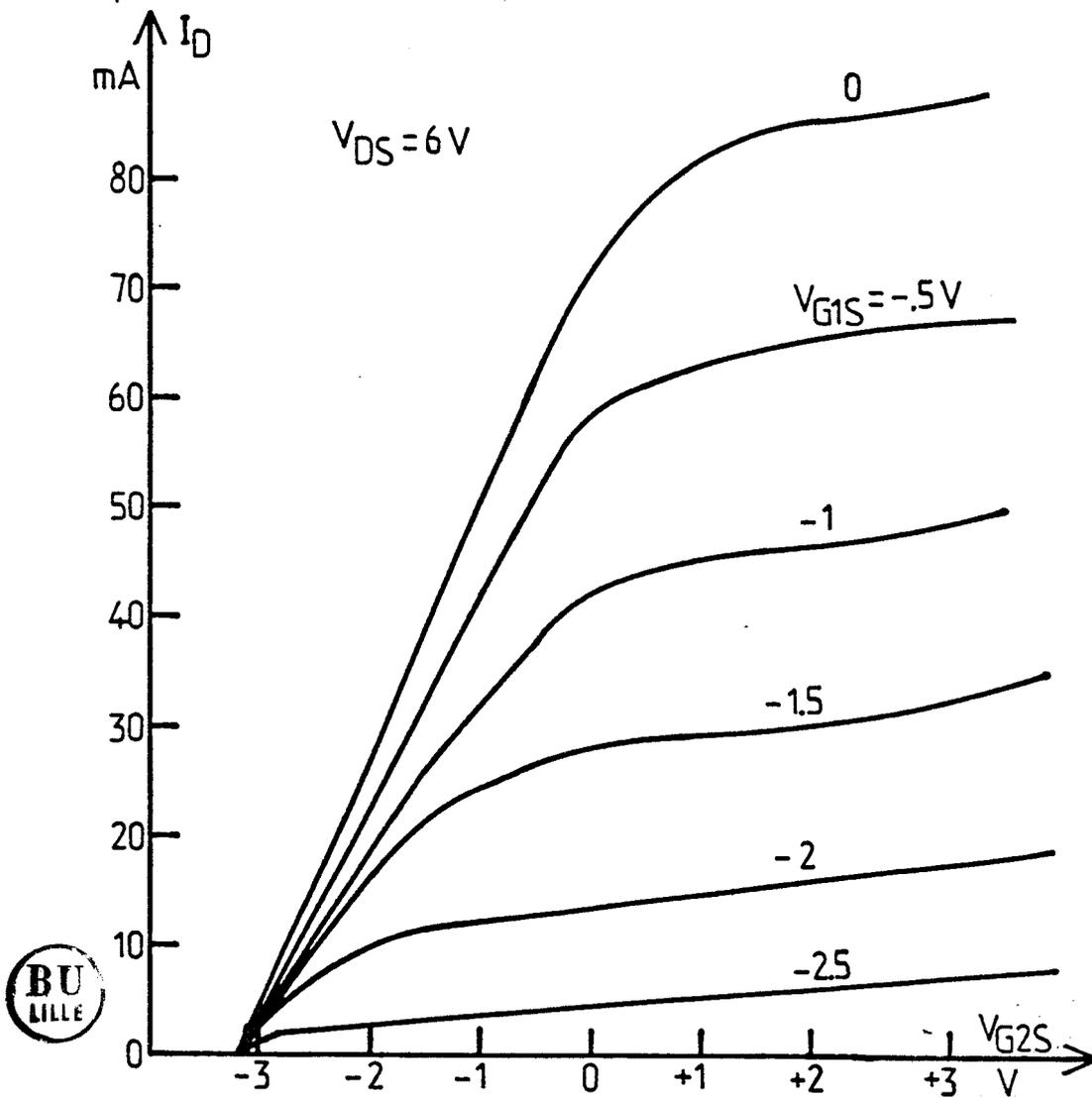
Les remarques étant faites, voyons comment se présente le fonctionnement du bigrille dans la configuration entrée sur  $G_1$  et sortie sur  $G_2$ .

- d'abord en continu, avec les réseaux de caractéristiques  $I_D = f(V_{G1S}, V_{G2S})$

- ensuite en hyperfréquence, avec les paramètres  $[S]$  obtenus soit en simulation, soit expérimentalement.

#### IV.2.1. Caractéristiques statiques $I_D = f(V_{G1S}, V_{G2S})$

La figure IV.2 montre le réseau statique obtenu expérimentalement pour le transistor LEP BDA01 avec une tension drain-source de 6 volts.



**FIGURE IV.2** : Réseau expérimental de caractéristique statique  $I_D = F(V_{G1S}, V_{G2S})$  du transistor LEP BDA01 avec  $V_{DS} = + 6$  volts (drain découplé par une capacité de 47 pF)

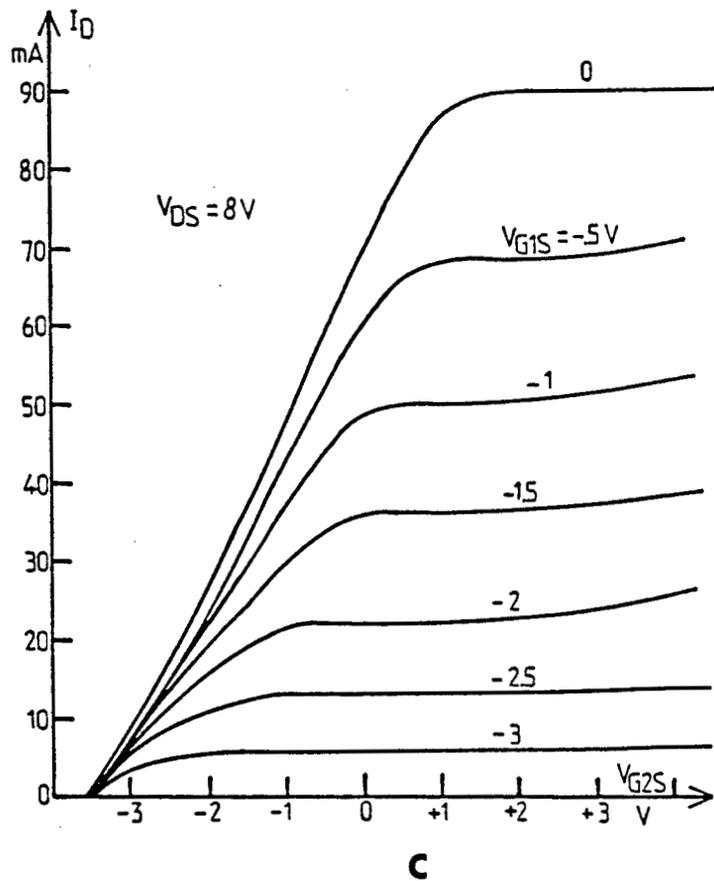
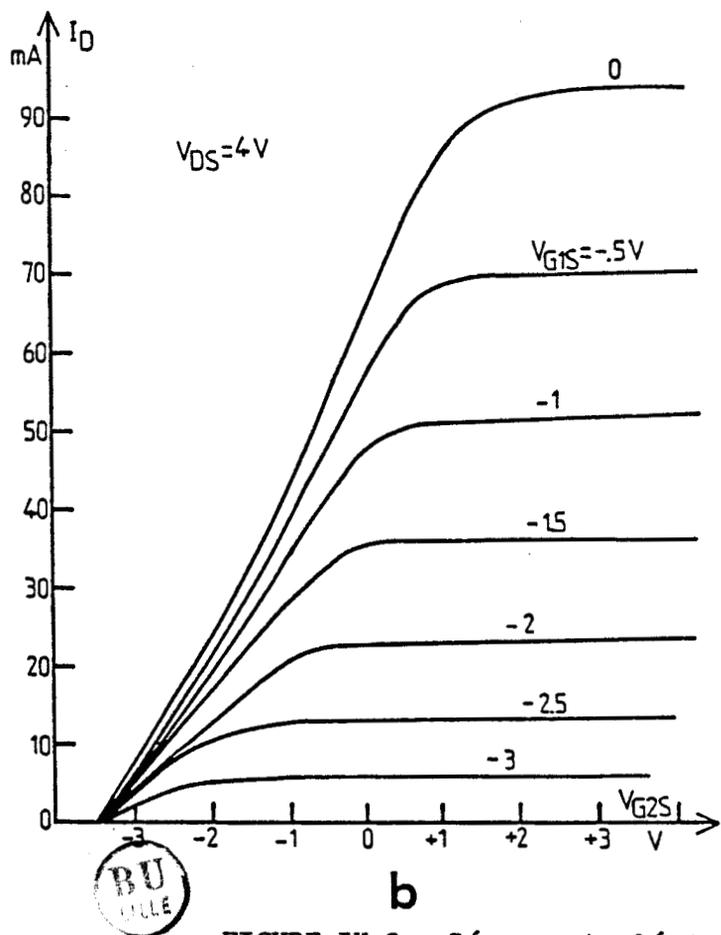
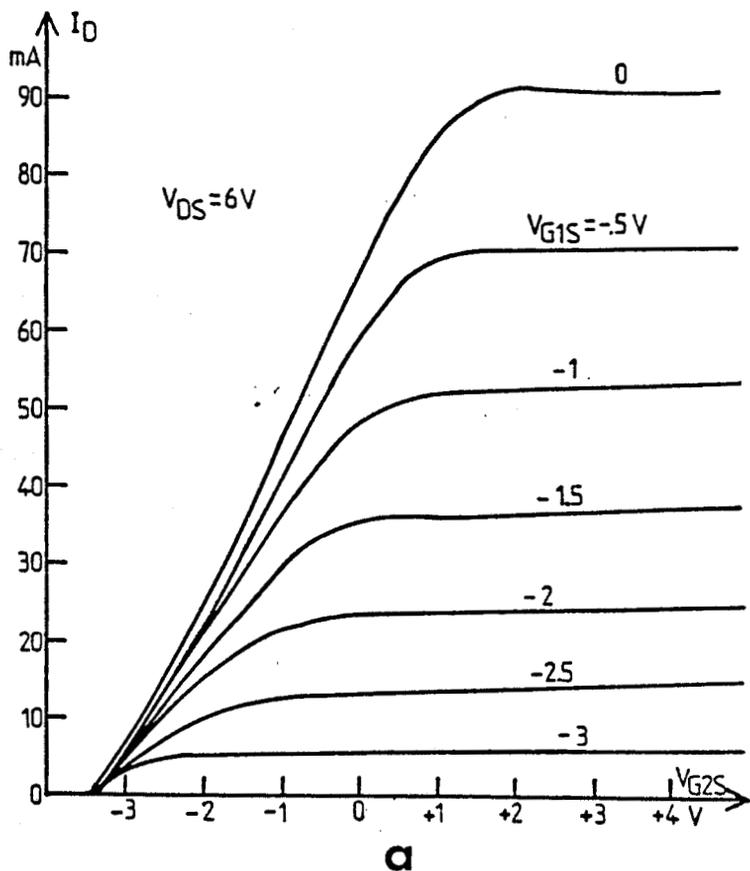
On remarque que ce réseau ressemble fortement à celui donnant  $I_D = f(V_{G1S}, V_{DS})$  à la translation près d'environ - 3 volts de l'axe de tensions.

Une forme très voisine de réseau est obtenue théoriquement par utilisation de notre simulation. Ce réseau théorique est représenté sur la figure III.3.a. L'allure générale de ce réseau est très peu dépendante de la valeur de la tension  $V_{DS}$  dès lors que celle-ci a une valeur de quelques volts. Pour vérification de cette propriété on montre sur les figures IV.3.b et c les réseaux obtenus respectivement avec  $V_{DS} = 4$  volts et 8 volts. Il importe de remarquer que pour un fonctionnement en puissance, il est indispensable de prendre la tension  $V_{DS}$  la plus élevée possible de manière à permettre une large excursion de la tension  $V_{G2S}$  sans risquer la mise en direct du contact Schottky de la grille  $G_2$ . Il importe aussi de remarquer que ce réseau ne permet pas, à priori, une représentation du diagramme de fonctionnement dynamique reliant le courant et la tension sur la charge placée entre la grille  $G_2$  et la masse car c'est le courant  $I_D$  qui est porté en vertical dans ce réseau et non le courant  $I_{G2}$ . Cependant, comme on le verra plus loin, dans certaines conditions opératoires, le courant alternatif  $I_{G2}$  peut être presque assimilé à la composante alternative du courant  $I_D$  et le réseau devient alors utilisable pour représenter le diagramme de fonctionnement.

#### IV.2.2. Paramètres [S]

##### IV.2.2.1. Paramètres [S] simulés

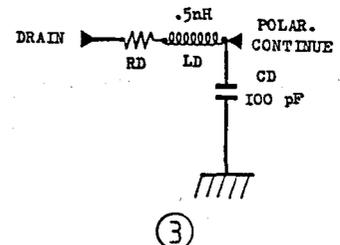
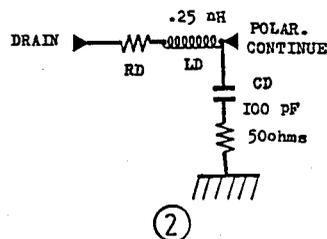
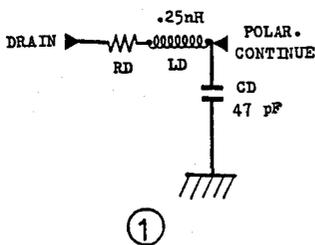
Nous avons à nouveau utilisé la simulation du bigrille, les évolutions des paramètres [S] avec entrée sur  $G_1$  et sortie sur  $G_2$ . Ne connaissant pas, à priori, la nature de l'impédance de charge  $Z_D$  du drain, la plus intéressante pour le fonctionnement envisagé, nous



**FIGURE IV.3** : Réseau simulé de caractéristiques statiques  
 $I_D = F(V_{G1S}, V_{G2S})$  du transistor LEP BDA01 pour  
diverses polarisations du drain.  
a)  $V_{DS} = 6V$     b)  $V_{DS} = 4V$     c)  $V_{DS} = 8V$



F GHz	SCHEMAS No	S11		S12		S21		S22	
		dB	Deg	dB	Deg	dB	Deg	dB	Deg
5	1	-0.6	-44.9	-30.5	61.4	-3.4	-133	.22	-5.35
	2	-0.7	-47	-30.4	62	-1.7	-135	.22	-5.3
	3	-0.55	-45	-30.5	61.3	-3.3	-131	.22	5.4
10	1	-2	-85.7	-26.6	35	.44	-169	.58	-13.5
	2	-2.1	-88	-26.8	37.2	2.25	-174	.48	-14
	3	-2	-85.4	-26.5	32	.42	-165	.61	-13.7
15	1	-4	-119	-25	13.5	1	-197	.92	-24
	2	-3.1	-124	-27	7.4	3.5	-208	.4	-24
	3	-4	-113	-23	18	.9	-179	-1.3	-25



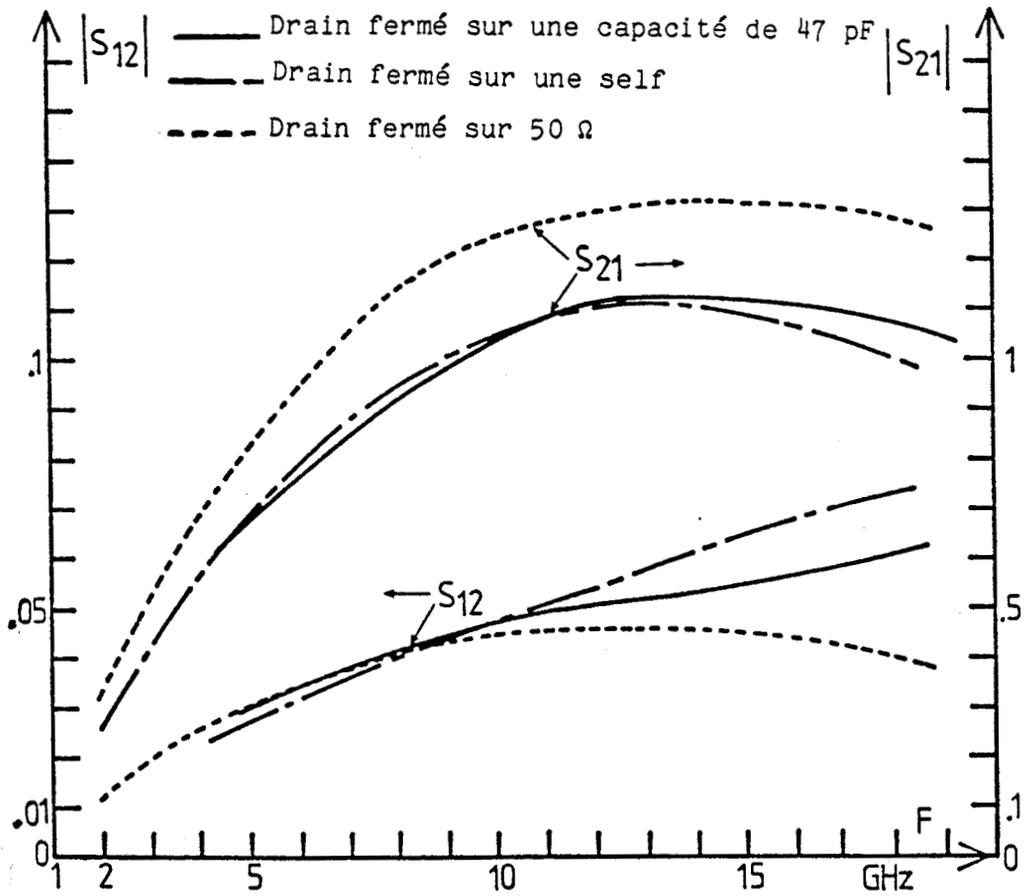
**TABLEAU IV.4** : Valeurs théoriques des paramètres [S] du bigrille avec sortie sur  $G_2$  pour trois types de charge de drain

avons effectué un certain nombre d'essais en prenant pour  $Z_D$  diverses combinaisons associant self, capacité et résistance.

Nous avons constaté que le choix de  $Z_D$  entraîne des variations relativement peu importantes des paramètres  $[S]$  et, qu'en particulier, le rapport  $S_{21}/S_{12}$  qui est le gain maximum stable (MSG) présente les évolutions, en fonction de la fréquence, relativement peu dépendantes de  $Z_D$ . A titre d'exemple les tableaux IV.4.a,b,c montrent les valeurs obtenues pour les paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  et  $S_{22}$  pour des fréquences allant de 5 à 20 GHz pour une même polarisation ( $V_{DS} = 6$  V,  $V_{G2S} = + 2$  V,  $V_{G1S} = - 1.1$  V,  $I_D \sim 44$  mA) mais trois types de charges  $Z_D$ . Les figures IV.5.a,b montrent les courbes d'évolutions correspondantes des modules de  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ , en fonction de la fréquence. On y constate que le module de  $S_{21}$  a un comportement typiquement passe-bande, passant par un maximum à une fréquence élevée comprise entre 10 et 20 GHz et que cette évolution se retrouve, en gros, dans celle du MSG. Ce dernier atteint une valeur maximale dépassant 13 dB donc traduisant des potentialités amplificatrices intéressantes, dans la mesure où la stabilité ne pose pas trop de problème (dans pratiquement tous les cas testés, le coefficient de stabilité  $K$  est en effet inférieur à 1).

A l'issue de ces essais par simulation, ayant constaté la relative indépendance des possibilités amplificatrices par rapport à la charge de drain, nous avons décidé de prendre, pour l'étude expérimentale, celle nécessitant la réalisation technologique la plus simple. Nous avons donc opté pour le chip capacitif de forte valeur (47 pF). Celui-ci et le fil de connexion qui le relie à la métallisation de drain constituent pour les fréquences de travail (entre 10 et 20 GHz) une impédance de charge de faible valeur, assez proche du court-circuit.

$V_{DS}=6V$   $V_{G2S}=+2V$



**FIGURE IV.5** : Evolutions théoriques des modules de  $S_{12}$  et  $S_{21}$  en fonction de la fréquence en configuration sortie sur la grille 2

#### IV.2.2.2. Paramètres [S] mesurés

Nous avons procédé à la mesure des paramètres [S] du bigrille LEP BDA01, dans une gamme de fréquence allant de 2 à 15GHz, avec des tensions de polarisation  $V_{DS}$  et  $V_{G2S}$  égales, respectivement à + 7 volts et + 2 volts, et avec un découplage du drain par un chip capacitif de 47 pF.

Les résultats obtenus sont représentés sur les figures IV.6 a et b. Ils appellent les remarques suivantes :

- le module du paramètre  $S_{22}$  est très proche de 1 sans toutefois y devenir supérieur. Cette valeur de module de  $S_{22}$  peut, pour certaines valeurs de fréquence, poser des difficultés pour l'adaptation en puissance du quadripole.

- les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{12}$  ont des valeurs et des variations fréquentielles assez similaires à celles d'un TEC mono-grille classique.

- on retrouve pour le module du paramètre  $S_{21}$  la même allure de variation en fonction de la fréquence que précédemment en simulation :

$S_{21}$  a un comportement de type passe bande et passe par un maximum aux environs de 12 GHz.

Le module de  $S_{12}$  étant presque constant de 5 GHz à 15 GHz et très inférieur à celui de  $S_{21}$ , il est évident que le M.S.G. présente une variation en fonction de la fréquence également de type passe-bande et passe par un maximum assez élevé vers 12 GHz : 12 à 13 dB

Les paramètres [S] mesurés confirment après les paramètres [S] simulés, la potentialité amplificatrice de la configuration du bigrille avec sortie sur la grille  $G_2$  et entrée sur la grille  $G_1$ . Cette propriété est liée étroitement au paramètre de transfert  $S_{21}$  et



au gain présenté par celui-ci dès lors que la fréquence est suffisamment élevée. Nous allons montrer dans le paragraphe suivant, que ce comportement de S21 peut être expliqué sur la base de considérations assez simples.

#### IV.2.2.3. Interprétation de la variation du paramètre S21 en fonction de la fréquence

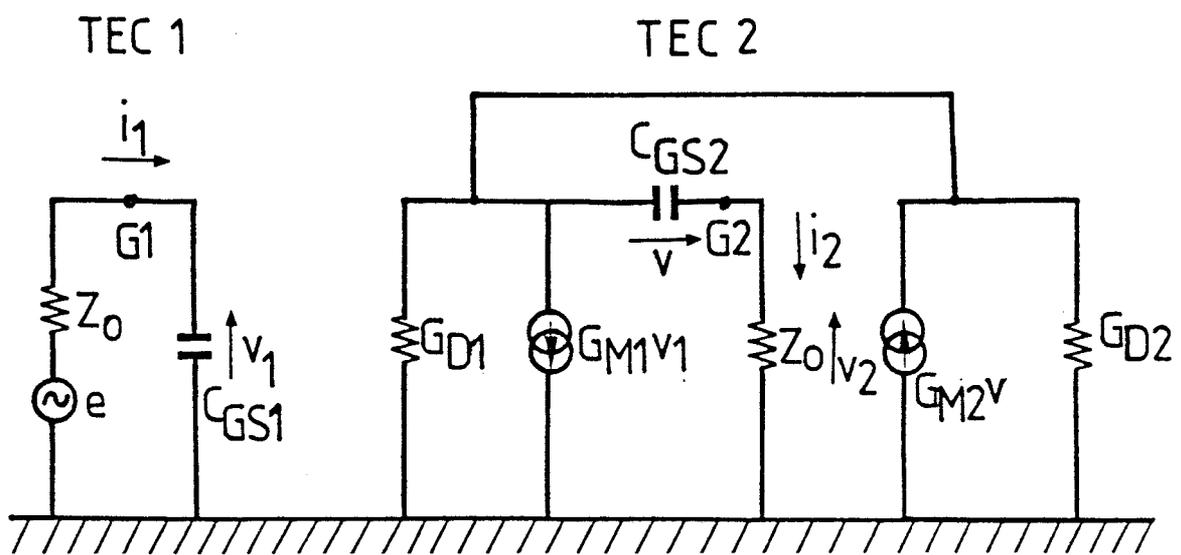
On peut tenter d'expliquer la variation du paramètre S21 avec la fréquence par une analyse utilisant le schéma équivalent du TEC bigrille mais en ne conservant dans celui-ci que les éléments les plus importants comme il est représenté sur la figure IV.7. Ce schéma tient compte du fait que le drain étant découplé par une capacité de forte valeur (47 pF) se trouve mis à la masse pour les hyperfréquences.

En utilisant le courant  $i_1$  et  $i_2$  et la tension  $V_1$  définis sur la figure IV.7, on a pour expression de S21 :

$$S_{21} = \frac{-\sqrt{Z_0} * i_2}{\frac{1}{2} \left[ \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} + \sqrt{Z_0} * i_1 \right]}$$

avec  $Z_0 = 50 \Omega$ .

En explicitant  $i_1$ ,  $i_2$  et  $V_1$  et en admettant que les conductances  $G_{D1}$  et  $G_{D2}$  sont négligeables devant les transconductances  $G_{M1}$  et  $G_{M2}$ , on obtient l'expression finale :



**FIGURE IV.7** : Schéma dynamique simplifié du TEC bigrille chargé sur  $G_2$



$$S_{21} \approx \frac{2 * G_{M1} * Z_0 * j\omega C_{GS2}}{(G_{M2} + j\omega C_{GS2}) * (1 + j\omega C_{GS1} * Z_0)}$$

Cette expression met en évidence le comportement passe-bande de S<sub>21</sub>.

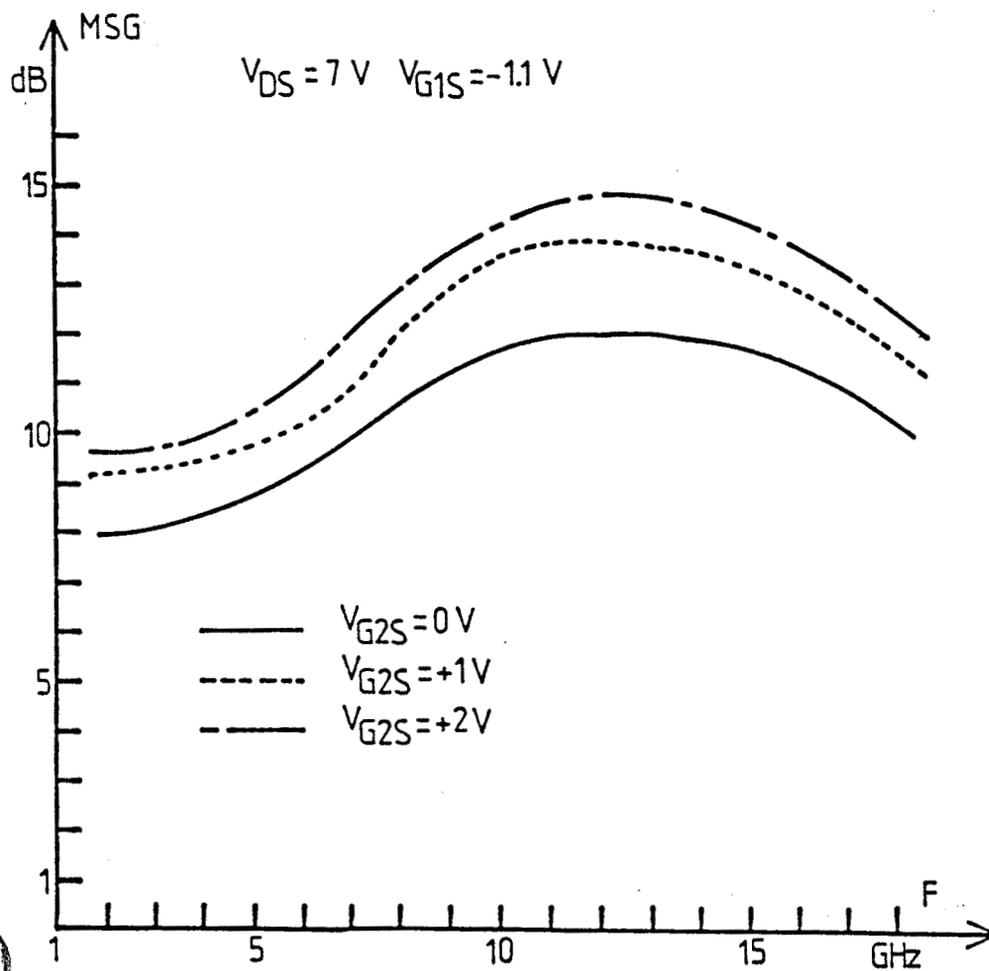
Aux basses fréquences, S<sub>21</sub> varie en effet proportionnellement à la pulsation  $\omega$  et aux hautes fréquences, proportionnellement à l'inverse de  $\omega$ . Le passage par la valeur maximale a lieu lorsque l'effet de la capacité grille-source du TEC2 C<sub>GS2</sub> devient prépondérant au dénominateur devant la transconductance G<sub>M2</sub>. Le maximum maximum du module de S<sub>12</sub> est :  $2 * G_{M1} * Z_0$ .

Pour conclure cette interprétation de manière plus physique, on peut dire que l'effet de transfert de puissance de la grille G<sub>1</sub> à la grille G<sub>2</sub> devient possible lorsque la capacité C<sub>GS2</sub> jouant en quelque sorte le rôle d'un court-circuit, neutralise le générateur de courant du TEC 2 lié à la transconductance G<sub>M2</sub> et aiguille le courant fourni par le drain du TEC 1 vers la sortie G<sub>2</sub>. En simplifiant à l'extrême, on peut alors considérer que le bigrille se réduit presque à un monogrille, celui-ci étant le TEC 1. Nous allons voir, dans ce qui suit, comment se traduisent dans la pratique les possibilités amplificatrices ainsi mises en évidence.

#### IV.3. POTENTIALITE D'AMPLIFICATION EN REGIME PETIT SIGNAL

##### IV.3.1. Gain petit signal obtenu à partir de paramètres [S] expérimentaux.

Nous avons utilisé exclusivement le gain maximum stable "MSG" = S<sub>21</sub>/S<sub>12</sub> . Le gain maximum disponible "MAG" n'étant défini que pour un nombre limité de point de fréquence, la figure IV.8 résume



**FIGURE IV.8** : Evolution du gain maximum stable (MSG) du transistor bigrille LEP BDA01 en configuration sortie du  $G_2$ , en fonction de la fréquence pour différentes polarisations  $V_{G2S}$  de la grille 2 ( $V_{DS} = + 7\text{ V}$ )

les résultats obtenus avec le bigrille LEP BDA01 avec  $V_{DS} = + 7$  volts et pour trois valeurs de la tension de polarisation de  $G_2$  :

$V_{G2S} = 0V, + 1V, \text{ et } + 2V$ , la tension  $V_{G1S}$  ayant dans les trois cas la même valeur :  $- 1,1$  volts. On constate que l'augmentation  $V_{G2S}$  entraîne une amélioration sensible du M.S.G. Celui-ci atteint un maximum de 15 dB, à 12 GHz, pour  $V_{G2S} = + 2$  volts, ce qui est un résultat tout à fait intéressant.

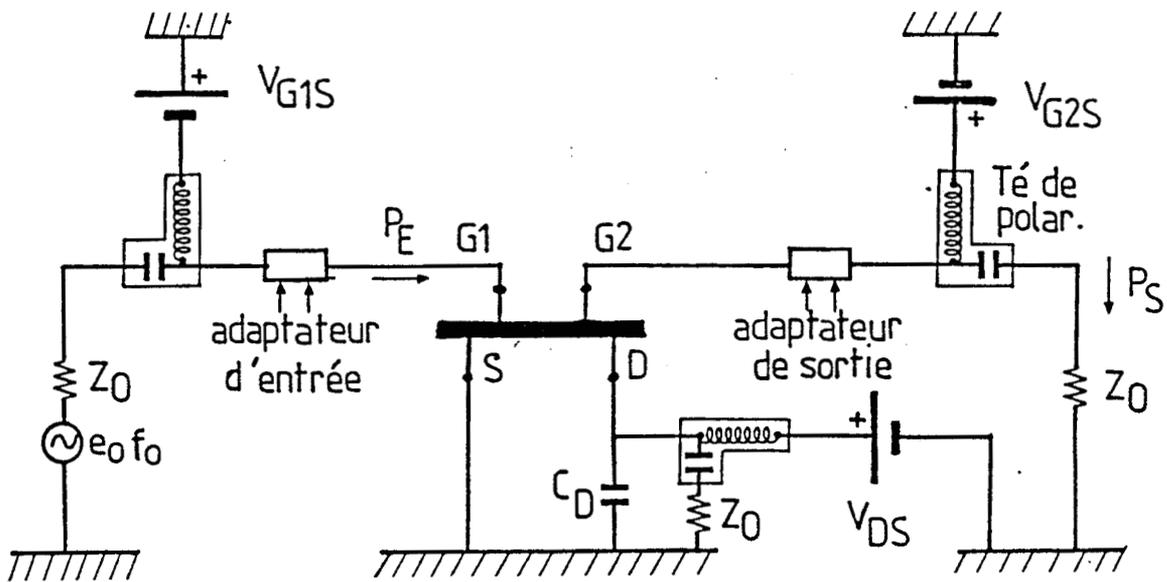
#### IV.3.2. Gain petit signal mesuré au banc d'amplification classique

Il est intéressant de comparer le gain déduit des paramètres [S] expérimentaux à celui obtenu au banc d'amplification classique. La figure IV.9 donne la disposition alors utilisée pour effectuer cette mesure. Le drain, polarisé par l'intermédiaire d'un té de polarisation, est découplé "in situ", dans le boîtier même de mesure, par un chip capacitif de 47 pF placé au plus près du transistor.

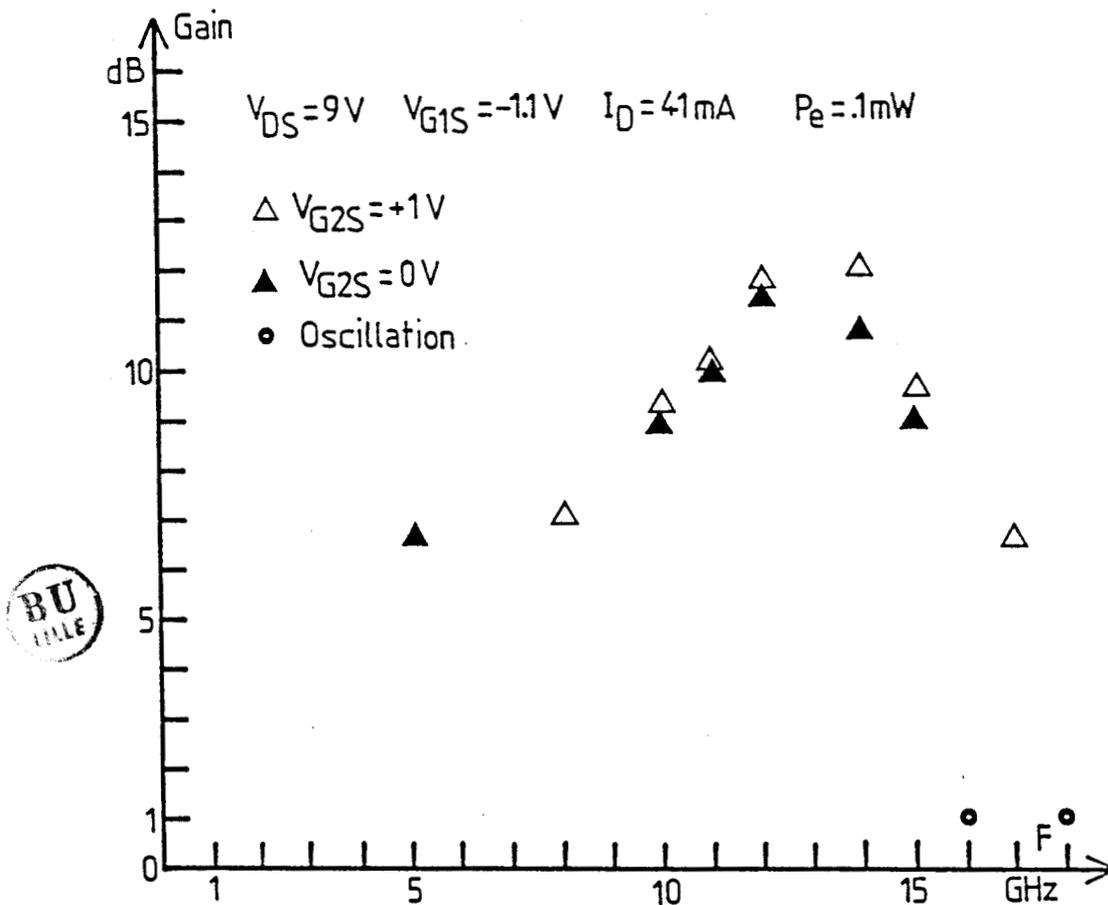
Contrairement à ce que laissaient craindre les valeurs du module de  $S_{22}$  proches de l'unité, l'adaptation du transistor ne nous a pas posé trop de problèmes ; sauf pour quelques fréquences, où il nous a été très difficile de trouver des réglages des adaptateurs empêchant les oscillations.

Les résultats obtenus en fonction de la fréquence, sont représentés sur la figure IV.10. On retrouve bien l'allure de courbe montrée précédemment pour le MSG. Ce maximum de gain est toutefois un peu inférieur à celui du MSG et le caractère "passe-bande" est plus accusé.

La démonstration expérimentale de la possibilité de réaliser un amplificateur petit signal étant faite, il reste maintenant à voir dans quelle mesure ces résultats intéressants sont complétés, en grand signal par des performances satisfaisantes.



**FIGURE IV.9** : Schéma du banc de mesure de puissance classique avec le TEC bigrille en configuration sortie sur  $G_2$ .



**FIGURE IV.10** : Gain petit signal du transistor bigrille LEP BDA01 en fonction de la fréquence pour deux polarisations de la grille  $G_2$  (0 V et + 1 volt).

#### IV.4. POTENTIALITES D'AMPLIFICATION EN REGIME GRAND SIGNAL

##### IV.4.1. Mesures au banc de puissance classique

La disposition du banc de mesure de puissance est celle déjà utilisée pour l'étude du gain petit signal (figure IV.9).

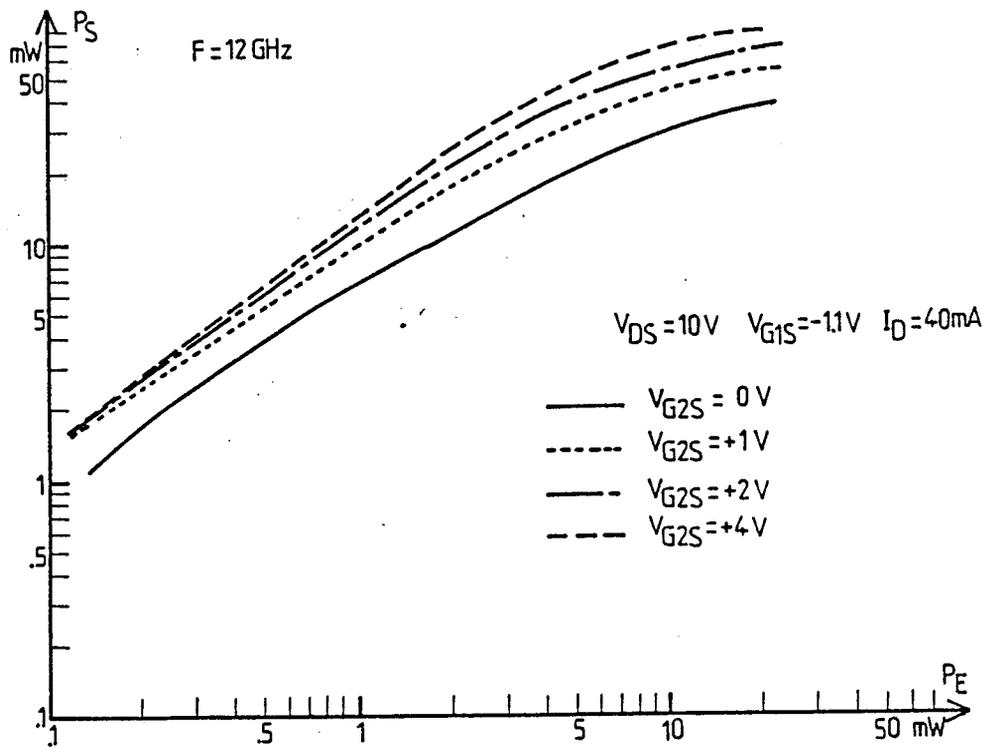
Nous donnons ici les résultats des mesures de puissance effectuées à la fréquence de 12 GHz pour laquelle on a le maximum du gain petit signal.

La figure IV.11 montre les évolutions de la puissance de sortie  $P_S$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_e$  pour diverses valeurs de polarisation de la grille  $G_2$  avec une polarisation drain-source  $V_{DS}$  de 10 volts et un courant drain continu de 40 mA.

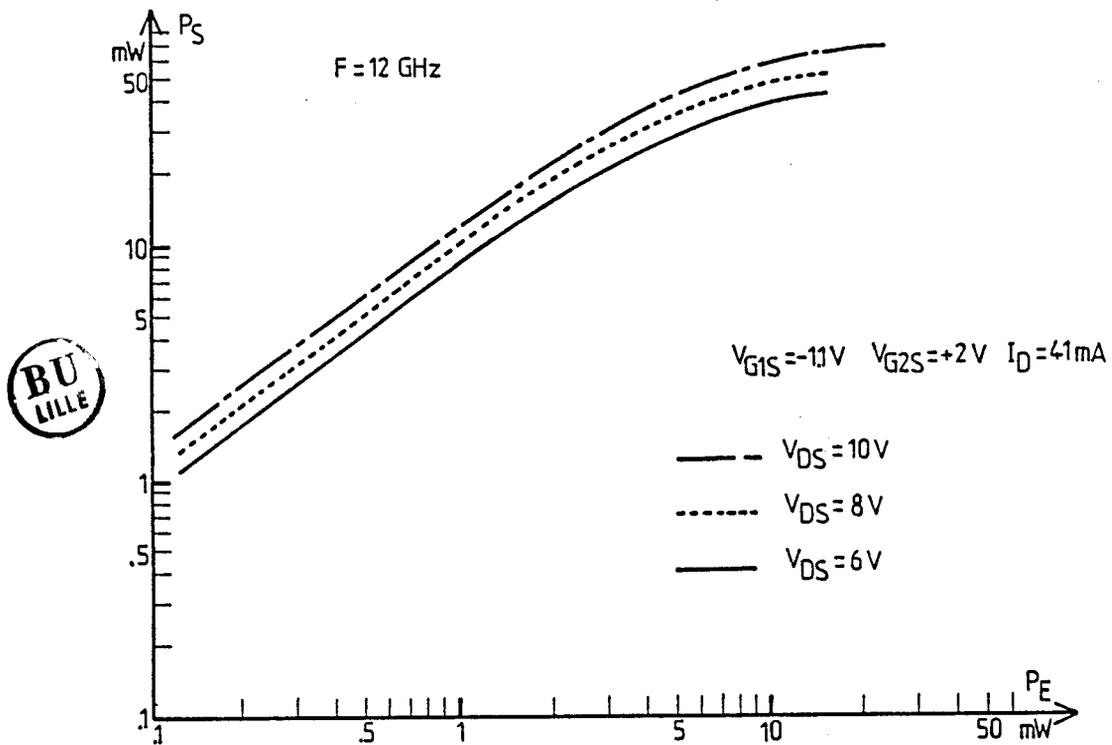
On obtient une puissance relativement importante, presque 80 mW pour  $V_{G2S}$  égale à + 4 volts. Nous avons aussi étudié l'influence de la tension de polarisation drain-source sur la puissance de sortie. Les résultats en sont montrés sur la figure IV.12 pour trois valeurs de  $V_{DS}$ , 6 V, 8 V et 10 V, la tension  $V_{G2S}$  étant maintenue dans tous les cas à + 2 volts et la tension  $V_{G1S}$  à - 1,1 volts (courant drain de 40 mA).

L'influence de  $V_{DS}$  est assez faible mais l'intérêt d'une tension  $V_{DS}$  la plus élevée possible, évitant à la grille  $G_2$  de passer en directe, est clairement montré.

Enfin nous avons effectué une comparaison des performances du bigrille avec celles du monogrille (LEP DA01). Les résultats de cette comparaison sont montrés sur la figure IV.13. La fréquence est 15 GHz dans les deux cas, le courant continu de drain est de 40 mA, les tensions drain-source sont voisines. On constate qu'à faible



**FIGURE IV.11** : Puissance de sortie du transistor bigrille LEP BDA01 en fonction de la puissance d'entrée pour diverses polarisations de la grille 2 ( $V_{DS} = + 10 \text{ V}$ )



**FIGURE IV.12** : Puissance de sortie du transistor bigrille LEP BDA01 en fonction de la puissance d'entrée pour diverses polarisations de drain ( $V_{G2S} = + 2 \text{ V}$ ,  $F = 12 \text{ GHz}$ )

niveau le bigrille présente un gain un peu supérieur à celui du monogrille mais qu'à fort niveau, le monogrille lui est supérieur. Bien que, dans cette configuration avec sortie sur  $G_2$ , le fonctionnement du bigrille s'apparente, comme nous l'avons vu précédemment à celui, d'un monogrille (le TEC 1 interne), la similitude n'est quand même pas tout à fait complète.

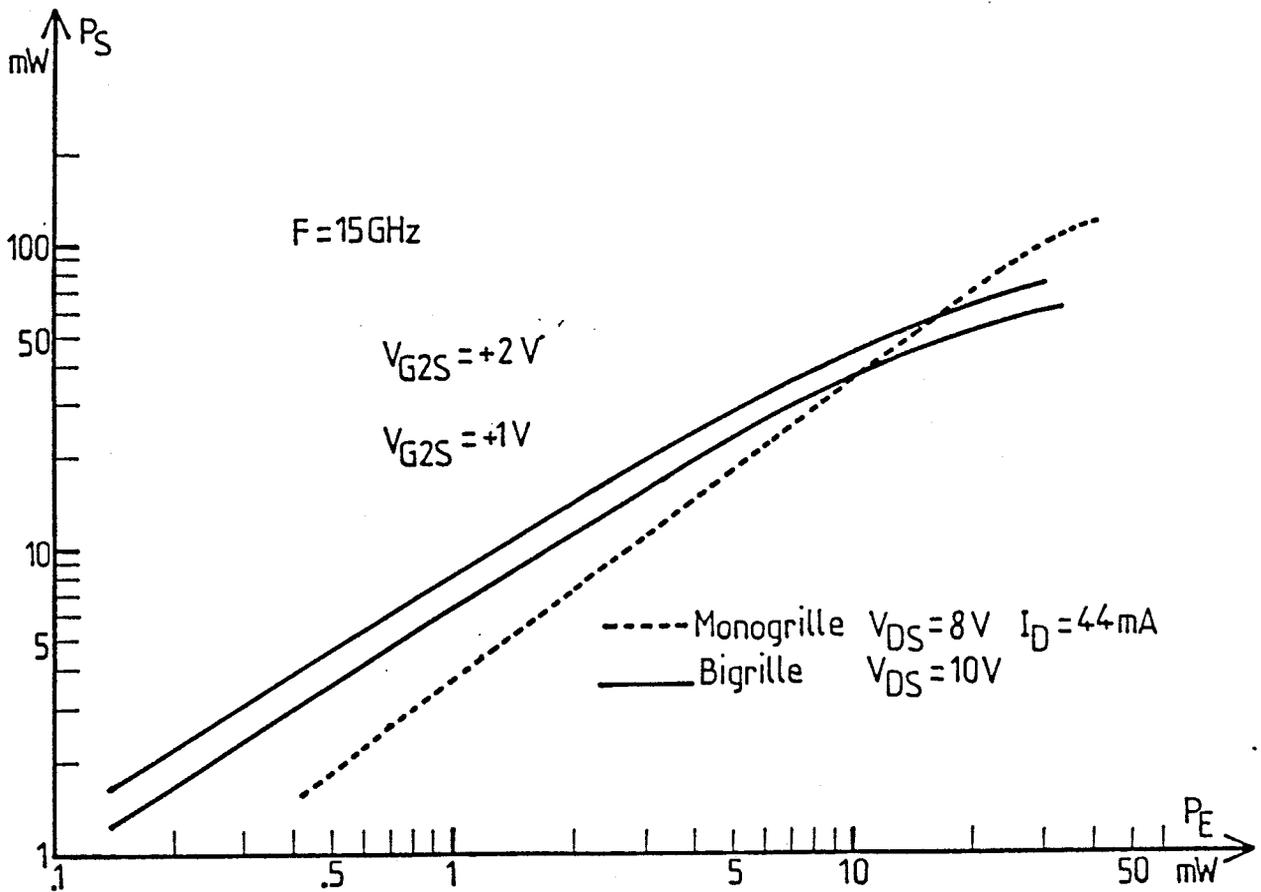
#### IV.4.2. Mesures au banc à charge active de TAKAYAMA

Les mesures de l'impédance de charge placée sur la grille  $G_2$  pour avoir l'adaptation ont été pratiquées surtout à 15 GHz. Des exemples typiques, en sont donnés dans le tableau IV.14 avec  $V_{DS} = 8$  volts,  $V_{G1S} = - 1,1$  volts, pour deux valeurs de  $V_{G2S}$  : 0 et + 2 volts et pour 2 niveaux de puissance d'entrée : 1,4 et 4,3 mW.

L'examen des résultats de ces mesures montre que l'impédance de charge présente une résistance série moins faible que dans la configuration sortie sur le drain et une réactance série un peu inférieure. Ces résultats se rapprochent de ceux obtenus usuellement pour le monogrille LEP DAO1 et sont, par contre, assez fortement éloignés de ceux de la configuration du bigrille sortie sur le drain où l'impédance de charge est à forte dominante réactive.

Les diagrammes de fonctionnement déduits de ces mesure ne peuvent être normalement être représentés que dans un repère courant  $I_{G2}$  - tension  $V_{G2S}$ . C'est ce qui est montré sur la figure IV.15.

Il nous a paru intéressant de représenter sur une même figure le réseau de caractéristiques  $I_D = f(V_{G1S}, V_{G2S})$  pour la tension  $V_{DS} = + 8$  volts. En effet, comme nous l'avons vu précédemment, aux très hautes fréquences, le bigrille en configuration sortie sur  $G_2$ , avec le drain découplé à la masse, se réduit presque à son TEC 1



**FIGURE IV.13** : Comparaison des performances en puissance des transistors LEP bigrille chargé sur  $G_2$  et monogrille pour une fréquence de 15 GHz

$V_{G2S}$ (V)	$P_e = 1,4 \text{ mW}$		$P_s$ (mW)	$P_e = 4,3 \text{ mW}$		$P_s$ (mW)
	$R(\Omega)$	$X(\Omega)$		$R(\Omega)$	$X(\Omega)$	
0	25,5	68,1	10	33	70,5	19,4
+ 2	32	77	16	34	64	32

**TABLEAU IV.14** : Impédance de charge à 15 GHz du transistor bigrille LEP BDAO1 en configuration chargé sur  $G_2$  pour deux polarisations de la grille 2 (0 et + 2 V) et deux niveaux de puissance d'entrée (1,4 et 4,3 mW)

interne. Le drain de ce TEC 1 et la grille  $G_2$  sont alors presque court-circuités par la capacité  $C_{G2S}$  et, dans ces conditions, on peut admettre que la composante alternative du courant  $I_{G2}$  est fournie majoritairement par la composante alternative du courant drain du TEC 1.

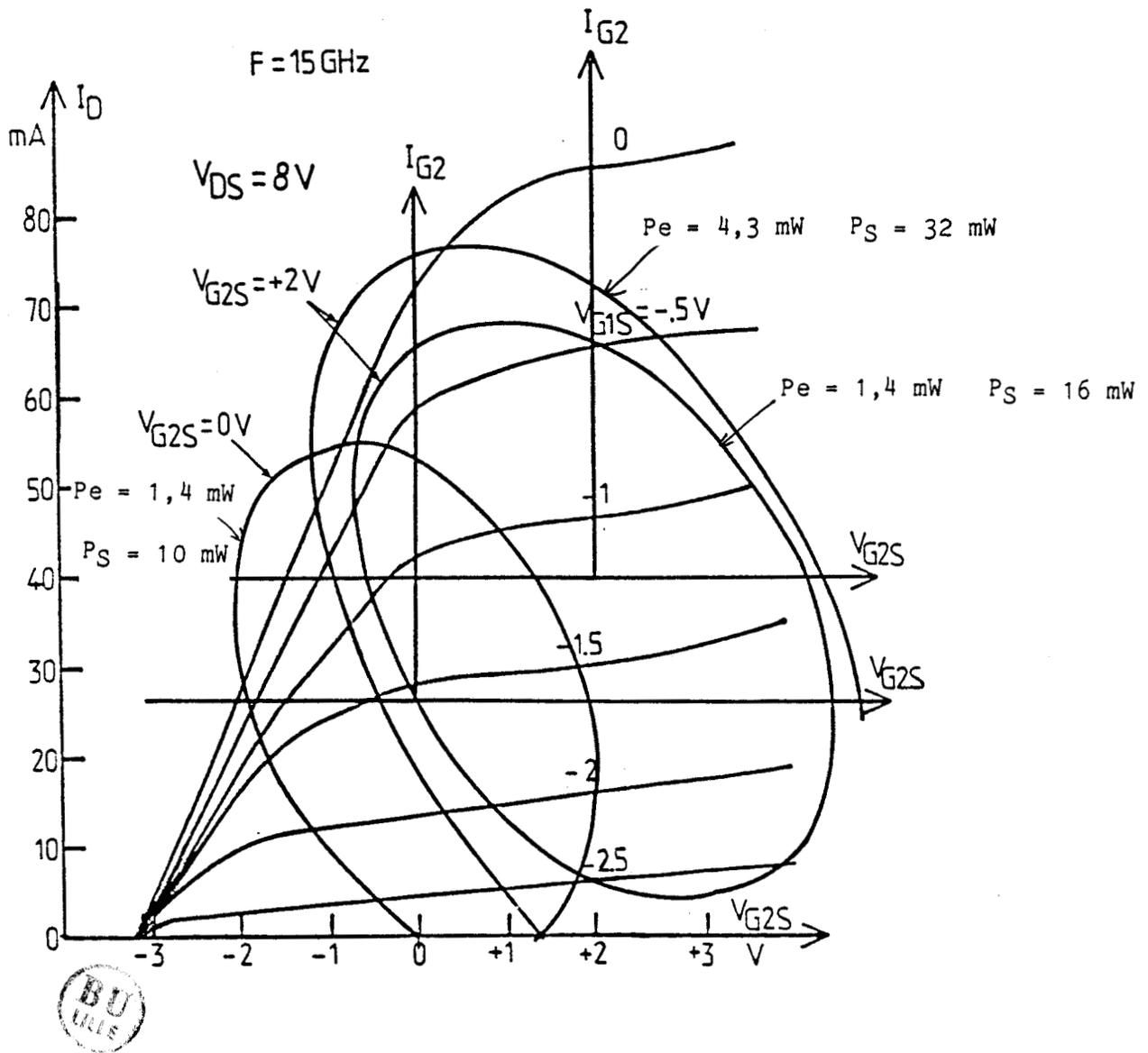
C'est ce que l'on constate effectivement sur la figure IV.15 où les ellipses de fonctionnement  $I_{G2}-V_{G2S}$  sont placées dans le réseau  $I_D = f(V_{G1S}, V_{G2S})$  à la manière de ce qu'on observe habituellement pour un TEC monogrille : l'orientation du grand axe des ellipses et l'excursion haute du point de fonctionnement sont, en effet, visiblement imposées par la caractéristique de "déchet" correspondant à  $V_{G1S} \approx 0$  volt.

Ces constatations confirment bien que le fonctionnement du bigrille, dans la configuration sortie sur  $G_2$ , s'apparente, en première approximation, aux très hautes fréquences, à celui d'un monogrille : le premier monogrille interne du bigrille.

#### IV.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre IV nous avons présenté une étude prospective du comportement du bigrille en amplificateur de puissance avec entrée sur la grille  $G_1$  et sortie sur la grille  $G_2$ , le drain étant découplé par une capacité de forte valeur (47 pF).

Les relevés expérimentaux et théoriques des paramètres [S] dans cette configuration ont mis en évidence le comportement "passe-bande" avec amplification du paramètre de transfert  $S_{21}$ . Le même type de comportement a été trouvé pour le gain petit signal en fonction de la fréquence. Un gain de 13 dB a été obtenu expérimentalement à la fréquence de 12 GHz. Le rôle de la capacité  $C_{G2S}$  du 2ème



**FIGURE IV.15** : Ellipses de fonctionnement à l'adaptation à 15 GHz du transistor bigrille LEP BDA01 en configuration sortie sur  $G_2$  pour  $V_{G2S} = 0$  et  $+2 \text{ V}$  et pour deux niveaux de la puissance d'entrée ( $P_e = 1,4 \text{ mW}$  et  $4,3 \text{ mW}$ )

TEC interne du bigrille a été reconnu déterminant pour ces propriétés amplificatrices. Il a été montré qu'en très hautes fréquences le bigrille chargé sur  $G_2$  peut être assimilé en première approximation au 1er monogrille interne du bigrille. Cette analyse a été complétée par une étude du comportement en régime grand signal qui a montré la possibilité d'obtenir des performances intéressantes à condition de polariser la grille  $G_2$  à une tension positive élevée, et le drain à une tension fortement supérieure.

Une puissance de sortie de l'ordre de 80 mW pour  $V_{DS} = + 10$  volts et  $V_{G2S} = + 4$  volts a pu être obtenue à 12 GHz avec un développement de grille de 300 microns.

La comparaison des performances en puissance avec le TEC monogrille a montré qu'à faible niveau d'entrée, la puissance de sortie du bigrille est légèrement supérieure à celle du monogrille mais que la puissance à saturation du monogrille est légèrement supérieure à celle du bigrille.

### CONCLUSION

L'objectif de ce travail était d'établir les possibilités en amplification de puissance du TEC AsGa bigrille et d'effectuer la comparaison de ses performances avec celles du TEC monogrille.

Les prévisions théoriques de l'excellente tenue en tension de claquage drain-source du TEC bigrille et de sa supériorité sur le TEC monogrille ont été démontrées expérimentalement (plus de 25 volts pour le bigrille, contre 15 volts pour le monogrille). Cette tenue au claquage est apparue étroitement liée à la valeur de la tension de polarisation de la grille  $G_2$ , celle-ci devant être positive et de plusieurs volts pour assurer une bonne répartition du potentiel interne de la structure entre drain et source. Les meilleurs résultats (plus de 30 volts) ont été obtenus dans une configuration d'autopolarisation de la grille  $G_2$  à partir d'une polarisation en impulsions du drain.

Le fonctionnement en amplification de puissance avec entrée sur la grille  $G_1$  et sortie sur le drain a été ensuite étudié et le meilleur compromis gain-puissance à saturation a été obtenu en utilisant comme charge hyperfréquence de la grille  $G_2$  une capacité de quelques dixièmes de picofarad. La comparaison avec le TEC monogrille a montré que, dans tous les modes de polarisation de la grille  $G_2$ , le TEC bigrille présente en petit signal un gain très supérieur mais, en grand signal, une compression plus rapide en fonction de la puissance d'entrée et une puissance de sortie à saturation du même ordre de grandeur ou légèrement inférieure. La simulation grand signal que nous avons mise au point a permis d'analyser cette limitation en puissance et mis en évidence deux causes essentielles qui sont :

- une impédance de sortie beaucoup plus réactive que résistive.

- une très forte non linéarité du fonctionnement interne et qui ont, respectivement pour conséquences :

- \* une mauvaise utilisation des possibilités d'excursion offertes par le réseau des caractéristiques I-V, en particulier la tenue en tension drain-source.
- \* une génération de composantes harmoniques importante faite au détriment de la composante fondamentale.

Ces problèmes sont inhérents à la structure même du TEC bigrille, c'est à dire à l'association de deux TECs monogrilles en cascade. En effet, les défauts précités sont principalement imputables au fait que la charge de drain du 1er TEC est constituée, pour l'essentiel, par la capacité grille source  $C_{GS2}$  du 2ème TEC.

Des améliorations sont envisageables dans la mesure où il est possible de conserver le bénéfice de la polarisation continue de la grille  $G_2$  (pour la tenue au claquage) tout en rendant le 2ème TEC plus "transparent", entre le 1er TEC et la charge de drain, du point de vue hyperfréquence. A cet égard, il serait intéressant de procéder à d'autres investigations, en particulier vers les structures dont la 2ème grille  $G_2$  est plus haute que la 1ère grille  $G_1$ .

Dans la dernière partie de ce travail nous avons montré que le TEC bigrille peut être aussi utilisé en amplification dans une configuration très particulière avec entrée sur la grille  $G_1$  et sortie sur la grille  $G_2$ , le drain étant découplé à la masse. Des performances en gain et puissance de sortie tout à fait comparables à celles de la configuration entrée sur  $G_1$  - sortie sur le drain ont été obtenues mais avec un fonctionnement de type passe-bande entre 10 et 20 GHz. Ces résultats ouvrent des perspectives intéressantes aux TECs bi-grilles à grand développement de grille pour la réalisation de structures amplificatrices distribuées où les deux grilles  $G_1$  et  $G_2$  seraient utilisées en tant que lignes de propagation, les électrodes de source et de drain étant mises à la masse du point de vue hyperfréquence. Une première approche concernant les possibilités de telles structures est actuellement commencée au laboratoire.

ANNEXE

ELLIPSES DE FONCTIONNEMENT EN FONCTION DE LA CHARGE

A une fréquence donnée, si la charge n'est pas une résistance pure mais une impédance complexe, le point de fonctionnement est décrit dans le réseau  $I_D = f(V_{DS}, V_{GS})$  une ellipse au cours d'une période.

Nous allons essayer d'exprimer l'inclinaison du grand axe de l'ellipse en fonction des éléments constitutifs de la charge [1].

Soit une charge  $Z = R + j X$  parcouru par un courant  $I$  sinusoïdal  $I_m \cos \omega t$ , on peut écrire :

$$V = (R + jX) I$$

$$v(t) = I_m \sqrt{R^2 + X^2} \cos \left( \omega t + \arctg \frac{X}{R} \right)$$

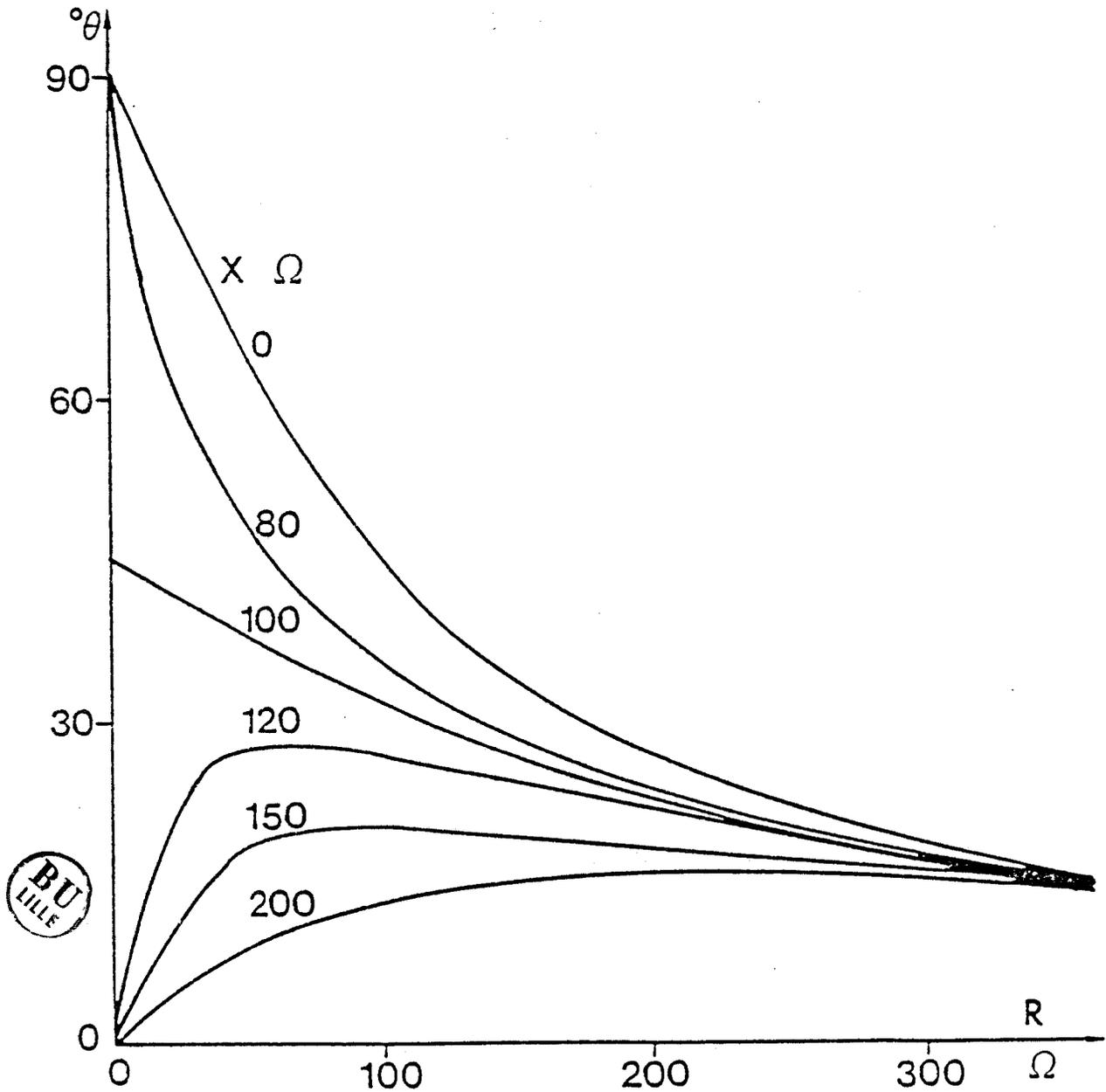
$$= I_m R \cos \omega t - I_m \sin \omega t$$

Cette équation élevée au carré et après quelques calculs simples conduit à l'équation suivante :

$$v^2(t) + i^2(t) (R^2 + X^2) + 2Rv(t) i(t) - I_m^2 X^2 = 0$$

Cette équation représente une ellipse dans un repère orthonorme  $V \rightarrow I$

L'inclinaison de l'ellipse de fonctionnement par rapport au réseau des caractéristiques statiques est exprimée par l'intermédiaire de l'angle  $\theta$  :



**FIGURE V.1** : Angle d'inclinaison de l'ellipse de fonctionnement en fonction de la charge

$$\theta = \frac{1}{2} \arctan \left( \frac{2R}{1 - (R^2 + X^2)} \right) \quad (1)$$

La formulation précédente montre que l'inclinaison de l'ellipse de fonctionnement ne dépend que de l'impédance de charge.

La formule (1) n'est valable que pour un repère dont l'unité de longueur sur l'axe des courants correspond à 1 A et l'unité de longueur sur l'axe des tensions correspond à 1 V.

La figure V.1 représente la variation de l'angle  $\theta$  exprimé en degrés en fonction de la partie réelle R de l'impédance de charge Z et pour diverses valeurs de la partie imaginaire X de la charge.

On note que le grand axe de l'ellipse de fonctionnement est d'autant plus incliné verticalement que R et X sont petits et d'autant plus incliné horizontalement que X et R sont grands. Les valeurs de l'impédance de charge du TEC bigrille ( $R \approx 40 \Omega$ ,  $X \approx 80 \Omega$ ) sont telles que l'on obtient une ellipse de fonctionnement très redressée.

[1] G. HALKIAS

Modélisation et analyse physique du fonctionnement en amplification de puissance hyperfréquence de transistor à effet de champ à l'Arséniure de Gallium.

Thèse de 3ème cycle, Lille, 1985