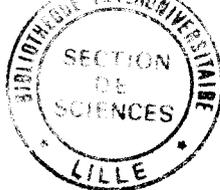


50376  
1991  
272

N° d'ordre: 831



65901

50376  
1991  
272

## THESE

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

Spécialité: Electronique

par

**Isabelle TELLIEZ**

# **CONTRIBUTION A LA MODELISATION NON LINEAIRE DE TEC EN GaAs APPLICATION A LA CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR ARBORESCENT 1W BANDE C, EN TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE**

Soutenu le 18 décembre 1991 devant la Commission d'Examen:

MM. E. CONSTANT  
C. RUMELHARD  
J. OBREGON  
Y. CROSNIER  
D. ROQUES  
B. CARNEZ

Président, directeur de thèse  
Directeur de thèse  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Examineur

## Remerciements

*Ce travail a été effectué dans le service Circuits Hyperfréquences de Thomson Composants Microondes.*

*Je remercie Monsieur Constant, professeur à l'Université de Lille Flandres-Artois, qui me fait l'honneur de présider mon jury et qui m'a proposé d'effectuer une thèse.*

*Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur Rumelhard, ingénieur à Thomson-CSF, qui m'a accueillie dans son service et a assuré la direction de ce travail. Ses conseils et son soutien m'ont permis de le mener à bien.*

*J'adresse mes plus sincères remerciements à Monsieur Obregon, professeur à l'Université de Limoges, et à Monsieur Crosnier, professeur à l'Université de Lille Flandres-Artois, qui ont bien voulu être rapporteurs de cette thèse.*

*Mes plus vifs remerciements vont également à Monsieur Roques, ingénieur à Alcatel-Espace, pour avoir accepté de juger ce travail, et à Monsieur Carnez, ingénieur à Thomson Composants Microondes, pour ses conseils et l'intérêt qu'il a porté à ce travail.*

*Enfin, je remercie toutes les personnes de Thomson Composants Microondes, qui ont contribué, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.*

## Table des matières

<b>Introduction</b> .....	7
<b>Chapitre I: Méthodes d'analyse non linéaire</b> .....	9
I.1 Introduction .....	9
I.2 Séries de Volterra - séries de puissance .....	10
I.2.1 Méthode des séries de Volterra .....	10
I.2.1.1 Principe .....	10
I.2.1.2 Détermination des fonctions de transfert non linéaires .....	13
I.2.1.3 Limitations - applications .....	18
I.2.2 Séries de Puissance .....	19
I.2.2.1 Principe .....	19
I.2.2.2 Applications, limitations [5], [10] .....	21
I.2.2.3 Perspectives .....	22
I.3 Fonction de description ou paramètres grands signaux .....	25
I.3.1 Principe .....	25
I.3.2 Méthodes de calcul des fonctions de description .....	28
I.3.2.1 Calcul des fonctions de description par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (ou linéarisation optimale) .....	28
I.3.2.2 Approximation au premier harmonique .....	30
I.3.3 Evolution de la méthode .....	31
I.3.3.1 Cas des multipoles .....	31
I.3.3.2 Extension à n harmoniques .....	33
I.3.4 Remarques générales .....	34
I.4 Méthodes temporelles .....	34
I.4.1 Méthode directe dite "brutale" ("brute-force approach") .....	35
I.4.2 CIRCEC .....	38
I.4.3 Evolutions des méthodes temporelles .....	40
I.4.3.1 méthode des variables d'état .....	40
I.4.3.2 Méthodes d'extrapolation, balistique .....	42
I.4.3.3 Autres voies .....	43
I.4.4 Applications, remarques générales .....	43
I.5 Méthodes d'équilibrage harmonique .....	44
I.5.1 Introduction .....	44
I.5.2 Principe [66], [3], [67],[78] .....	45
I.5.3 Choix des variables, choix du nombre d'harmoniques .....	48
I.5.4 Fonctions d'erreur, mécanismes d'erreurs .....	54
I.5.5 Résolution numérique du système (I.80) .....	54
I.5.5.1 Minimisation d'une fonction .....	55
I.5.5.2 Résolution d'un système d'équations non linéaires .....	55
I.5.6 Optimisation .....	57
I.5.7 Cas des excitations multifréquentielles .....	59
I.5.8 Autres évolutions de la méthode d'équilibrage harmonique .....	62
I.5.8.1 La stabilité .....	62
I.5.8.2 Analyse du bruit .....	62
I.5.9 Applications - Conclusion .....	62
I.6 Comparaison des différentes méthodes .....	63

<b>Chapitre II: Modélisations en régime non linéaire des TECs</b> .....	83
II.1 Introduction :	83
II.2 Modèles physiques analytiques :	84
II.3 Modèles physiques numériques:	86
II.3.1 Les modèles macroscopiques:	87
II.3.2 Modèles particulières:	88
II.4 Modèles phénoménologiques :	89
II.4.1 Expressions du courant $I_{ds}$ :	91
II.4.2 Expressions de la capacité $C_{gs}$ :	104
II.4.3 Expressions pour le courant d'avalanche:	106
II.5 Conclusion : choix d'un modèle	107
<b>Chapitre III: Détermination et validation d'un modèle non linéaire de TEC</b> .....	119
III.1 Introduction .....	119
III.2 Réalisation technologique et filières des circuits intégrés hyperfréquences à Thomson-TCM .....	120
III.2.1 Description des étapes technologiques .....	120
III.2.2 Les différentes filières de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences de TCM .....	124
III.2.3 Mesures en cours et en fin de fabrication communes à toutes les filières .....	130
III.2.3.1 Mesures statiques .....	130
III.2.3.2 Mesures hyperfréquences sous pointes .....	138
III.2.3.3 Suivi de filière .....	138
III.3 Détermination d'un modèle non linéaire .....	140
III.3.1 Caractérisation et modélisation petit signal .....	140
III.3.1.1 Caractérisation et modélisation petit signal .....	140
III.3.1.2 Détermination d'un schéma équivalent linéaire .....	143
III.3.1.3 Variations des paramètres du schéma linéaire en fonction des tensions $V_{GS}$ , $V_{DS}$ .....	147
III.3.1.4 Variations des paramètres du schéma équivalent en fonction de la température .....	157
III.3.2 Modèle grand signal .....	162
III.3.2.1 Le courant grille Schottky $I_{gs}$ .....	164
III.3.2.2 Le courant d'avalanche $I_{dg}$ .....	166
III.3.2.3 La capacité $C_{gs}$ .....	169
III.3.2.4 Le courant drain source $I_{ds}$ .....	169
III.4 Validation du modèle non linéaire .....	180
III.4.1 Caractéristiques statiques .....	180
III.4.2 Simulation des paramètres [S] petit signal .....	180
III.4.3 Validation du modèle en régime grand signal .....	187
III.4.3.1 Banc de puissance et de "load-pull" .....	187
III.4.3.2 Simulation en régime grand signal .....	188
III.4.3.3 Comparaison simulations-mesures de puissance .....	197
III.4.3.4 Discussion de la méthode de validation grand signal .....	201
III.5 Limitations et domaine de validité du modèle .....	208
III.5.1 Limitations dues au choix du schéma équivalent .....	208
III.5.1.1 Limitations en fréquences .....	208
III.5.1.2 Limitation de configuration du TEC .....	208
III.5.2 Limitations dues aux méthodes de caractérisation .....	220
III.5.2.1 Limitations liées aux mesures de $I_{ds}$ en impulsions .....	220
III.5.2.2 Extraction du courant $I_{ds}$ à partir des mesures de paramètres [S] .....	223
III.5.3 Limitations dues à la modélisation des non-linéarités .....	224
III.5.3.1 Limitations dues au choix des non-linéarités .....	227

III.5.3.2 Limitations liées au choix des expressions analytiques .....	229
III.6 Conclusion .....	234
<b>Chapitre IV: Conception d'un amplificateur monolithique de puissance 1 W en bande C .....</b>	<b>239</b>
IV.1 Introduction .....	239
IV.2 Préliminaires à la conception d'un amplificateur de puissance .....	240
IV.2.1 Point de fonctionnement optimum, impédance de charge optimale théorique .....	240
IV.2.2 Caractérisation grand signal des TECs .....	247
IV.2.2.1 Mesures de paramètres grand signal du TEC .....	247
IV.2.2.2 Mesures de "load-pull" .....	248
IV.3 Conception "quasi-linéaire" de l'amplificateur de puissance 1 W .....	257
IV.3.1 Méthodologie .....	258
IV.3.1.1 Principe .....	258
IV.3.1.2 Application de cette méthode à un amplificateur monolithique 1W, bande C .....	259
IV.3.2 Choix d'une topologie .....	261
IV.3.2.1 Avantages et inconvénients d'une structure arborescente ....	261
IV.3.2.2 Réalisation .....	262
IV.3.3 Résultats de simulation .....	267
IV.3.3.1 Simulations en régime linéaire .....	267
IV.3.3.2 Saturation des étages .....	267
IV.4 Exploitation des résultats de mesures de circuits .....	274
IV.4.1 Mesures sous pointes des plaques .....	274
IV.4.1.1 Mesures statiques .....	274
IV.4.1.2 Mesures en paramètres [S] sous pointes .....	276
IV.4.1.3 Mesures sous pointes en paramètres [S] des amplificateurs ..	276
IV.4.2 Mesures en boîtiers et alumines .....	283
IV.4.2.1 Mesures en puissance des transistors .....	283
IV.4.2.2 Mesures en puissance des amplificateurs .....	283
IV.4.2.3 Mesures de paramètres [S] petit signal des circuits .....	287
IV.4.3 Comparaison mesures - simulations non linéaires de l'amplificateur de puissance .....	294
IV.5 Conclusion .....	301
<b>Conclusion .....</b>	<b>307</b>
<b>Annexes .....</b>	<b>309</b>

## Introduction

L'évolution technique des équipements dans les domaines des télécommunications, des radars et contre-mesures exige le remplacement des tubes à ondes progressives par des amplificateurs de puissance à l'état solide dans les émetteurs. En particulier, les antennes à balayage électronique nécessitent l'intégration maximale des fonctions hyperfréquences, c'est à dire l'utilisation de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences sur Arséniure de Gallium ("MMIC"). Cette intégration permet d'accroître la fiabilité et les performances du système (précision, reproductibilité, appairements de circuits) tout en réduisant le poids et l'encombrement.

S'il est possible d'effectuer dans les circuits hybrides des retouches sur les composants après réalisation pour atteindre les objectifs fixés, il n'en est pas de même dans les circuits intégrés monolithiques où tous les composants sont réalisés sur le même substrat. C'est pourquoi la conception de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences nécessite l'utilisation de modèles beaucoup plus fiables et précis afin de prédire le plus exactement possible le comportement du circuit, en régime linéaire et non linéaire et prendre en compte dans la simulation des circuits les dispersions technologiques.

L'objectif de cette étude est d'établir un modèle non linéaire de transistor à effet de champ (TEC) en Arséniure de Gallium pour la simulation d'amplificateurs de puissance en classe A. Nous commençons par faire le point sur les différentes méthodes et les logiciels d'analyse non linéaire des circuits microondes. Après une revue des modèles de TEC non linéaires existants, nous développerons un modèle de TEC non linéaire basé sur une description analytique de son comportement électrique. Après validation de ce modèle, son utilisation conduira à la réalisation d'amplificateurs monolithiques de puissance fournissant 1W en bande C.

# Chapitre I: Méthodes d'analyse non linéaire

## I.1 Introduction

Durant ces dix dernières années, et comme le montre le nombre de publications et de sessions de conférences dédiées à ce sujet ([1], [2], [3], [4], [5], [6], [7]), l'apparition de méthodes de simulation non linéaire spécifiquement adaptées aux hyperfréquences a bouleversé les techniques de conception en ce domaine. Cet intérêt a suivi l'avancée technologique des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences : la complexité de ces circuits s'accroissant, leur conception nécessite des outils de CAO fiables, plus performants et plus rapides. Depuis deux ans environ, ces travaux sur les méthodes d'analyse non linéaire aboutissent à la commercialisation de nouveaux simulateurs non linéaires : TOAST (CAO-line Habigand), MNS (Hewlett-Packard Corporation), LIBRA (EEsof, Inc.), MICROWAVE HARMONICA (Compact Software, Inc.).

On peut distinguer quatre types de méthodes :

- les fonctions de transfert non linéaires ou séries de Volterra, séries de Puissance,
- les fonctions de description, ou paramètres grands signaux ou variables aux accès,
- les méthodes temporelles,
- les méthodes hybrides ou tempo-fréquentielles : l'équilibrage harmonique ("Harmonic balance").

Dans ce chapitre, nous allons développer successivement ces quatre approches.

Rappelons que les méthodes d'analyses non linéaires décrites ici mettent en application les lois de Kirchhoff : les dimensions physiques des composants doivent donc être négligeables par rapport à la longueur d'onde du signal à l'intérieur de ces composants [8].

## I.2 Séries de Volterra - séries de puissance

### I.2.1 Méthode des séries de Volterra

Cette méthode définit la notion de fonction de transfert et réponse impulsionnelle d'un circuit non linéaire.

#### I.2.1.1 Principe

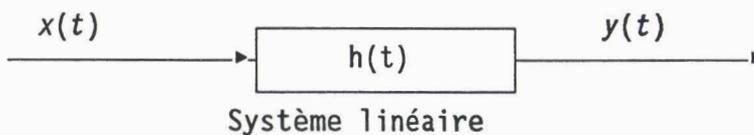
Cette méthode est fondée sur la décomposition en séries de Volterra [9],[10],[11]. En 1930, Volterra [12] a montré que chaque fonction  $G(x)$  continue dans l'espace des fonctions continues peut être représentée par le développement suivant :

$$G(x) = \sum_{n=0}^{\infty} g_n(x) \quad (I.1)$$

$$\text{avec } g_n(x) = \int_a^b \dots \int_a^b h_n(t_1, \dots, t_n) x(t_1) x(t_2) \dots x(t_n) dt_1 \dots dt_n \quad (I.2)$$

Wiener a appliqué cette décomposition en séries de Volterra à l'analyse des systèmes non linéaires [13]. Par analogie avec le théorème de convolution utilisé dans l'analyse des systèmes linéaires, il a considéré que le signal de sortie  $y(t)$  d'un système non linéaire est fonction du signal appliqué à l'entrée  $x(t)$ , la relation entrée-sortie étant une décomposition en séries de Volterra. Tant que les non linéarités analysées sont faibles, la solution peut être approchée par les premiers termes de la série.

\* *Cas du système linéaire*



Soit  $h(t)$  la réponse impulsionnelle du circuit.

Les signaux d'entrée et sortie d'un système linéaire sont liés dans le domaine temporel par l'équation de convolution :

$$y(t) = h(t) x(t) \quad (I.3)$$

soit encore :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-u) x(u) du = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u) x(t-u) du \quad (I.4)$$

Dans le domaine fréquentiel, l'équation (I.3) s'écrit :

$$Y(f) = H(f) X(f) \quad (I.5)$$

où  $H(f)$  est la fonction de transfert du système.

#### \* *Système non linéaire*

Le signal de sortie  $y(t)$  est défini par une décomposition en séries de Volterra du signal d'entrée :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(u) x(t-u) du + \iint_{-\infty}^{+\infty} h_2(u_1, u_2) x(t-u_1) x(t-u_2) du_1 du_2 \dots + \dots + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) x(t-u_1) x(t-u_2) \dots x(t-u_n) du_1 du_2 \dots du_n \quad (I.6)$$

$$\text{ou : } y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (I.7)$$

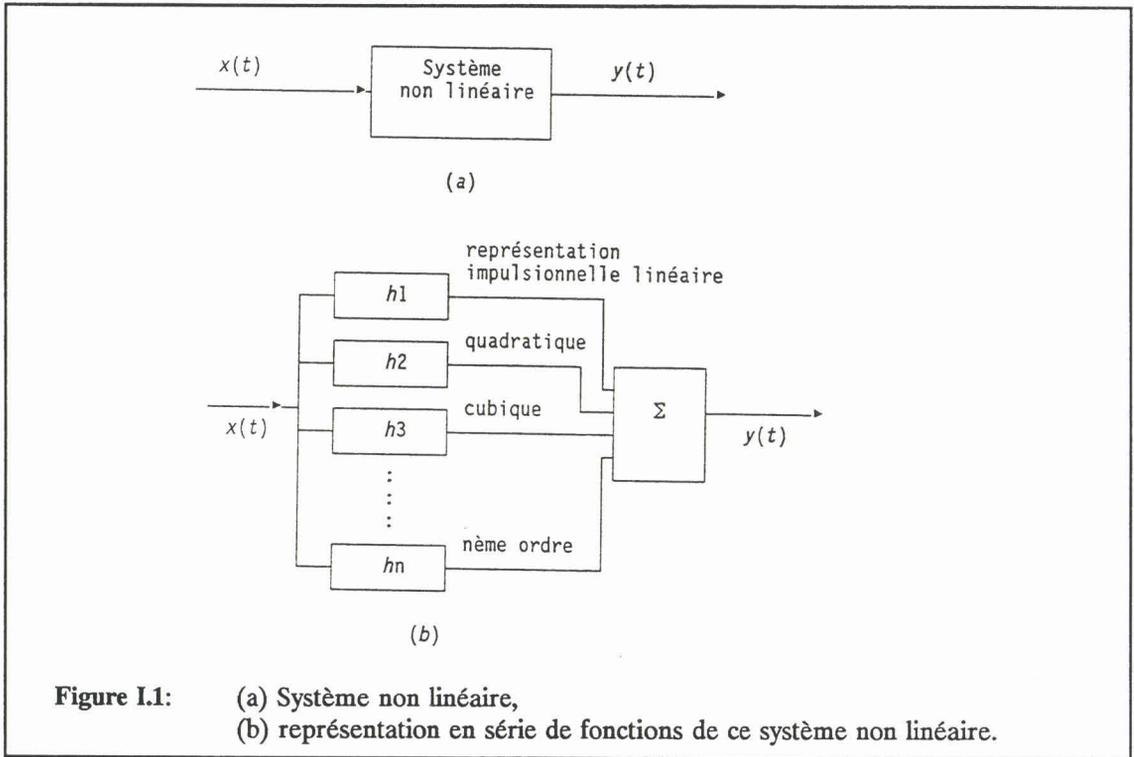
avec :

$$y_n(t) = \iiint_{-\infty}^{+\infty} h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) x(t-u_1) x(t-u_2) \dots x(t-u_n) du_1 du_2 \dots du_n \quad (I.8)$$

Le noyau d'ordre  $n$ ,  $h_n(u_1, u_2, \dots, u_n)$  est appelé réponse impulsionnelle non linéaire d'ordre  $n$ .

**Remarque :** Il existe plusieurs façons de montrer que la série (I.7) converge et que la valeur de chaque terme décroît quand l'ordre augmente. Dans le cas particulier d'un système linéaire,  $h_1(u_1)$  est la réponse impulsionnelle de ce système, et  $h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) = 0$  pour  $n \neq 1$ .

L'utilisation des séries de Volterra dans l'analyse d'un système non linéaire est bien la généralisation de l'intégrale de convolution utilisée dans l'analyse des systèmes linéaires. La figure I.1 illustre cette représentation.



La transformée de Fourier de dimension  $n$  du noyau d'ordre  $n$   $h_n(u_1, u_2, \dots, u_n)$  est appelée fonction de transfert du  $n^{\text{ème}}$  ordre :

$$H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) \times \exp[-j2\pi(f_1 u_1 + f_2 u_2 + \dots + f_n u_n)] df_1 \dots df_n \quad (I.9)$$

et réciproquement :

$$h_n(u_1, u_2, \dots, u_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \times \exp[j2\pi(f_1 u_1 + f_2 u_2 + \dots + f_n u_n)] df_1 df_2 \dots df_n \quad (I.10)$$

alors :

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(j2\pi f_i t) df_i \quad (I.11)$$

En prenant la transformée de Fourier de (I.11) on obtient :

$$Y_n(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \delta(f-f_1, f-f_2, \dots, f-f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) df_i \quad (I.12)$$

avec  $\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(f-f_1, f-f_2, \dots, f-f_n) df_1 df_2 \dots df_n = 1$ ,  
et  $\delta$  est la fonction de Dirac

le spectre complet du signal de sortie est donné par :

$$Y(f) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(f) \quad (I.13)$$

$$\text{Si on pose : } Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) X(f_1) X(f_2) \dots X(f_n) \quad (I.14)$$

On peut montrer que :

$$Y_n(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \delta(f-f_1, f-f_2, \dots, f-f_n) df_1 df_2 \dots df_n \quad (I.15)$$

L'analyse par les séries de Volterra nécessite donc le calcul de n fonctions de transfert non linéaires :  $H_1, H_2, \dots, H_n$ .

### I.2.1.2 Détermination des fonctions de transfert non linéaires

Deux méthodes classiques de calcul des fonctions de transfert non linéaires sont ici rappelées.

#### I.2.1.2.a Méthode des entrées harmoniques ou "probing"

Le signal d'entrée  $x(t)$  est la somme de plusieurs signaux de fréquences différentes, qui peuvent être incommensurables :

$$x(t) = \sum_{i=1}^n \exp(j \omega_i t) \quad (I.16)$$

le terme d'ordre n du développement en série du signal de sortie  $y(t)$  s'écrit :

$$n! S[H_n(f_1, f_2, \dots, f_n)] \exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t] \quad (I.17)$$

$$\text{ou } y_n(t) = \sum_{k_1=1}^k \dots \sum_{k_n=1}^k H_n(j\omega_{k_1}, \dots, j\omega_{k_n}) \times \exp[j(\omega_{k_1} + \omega_{k_2} + \dots + \omega_{k_n})t] \quad (\text{I.17 bis})$$

où la fonction de transfert est symétrisée par rapport à chacune des variables  $f_1, \dots, f_n$ .

Le terme exponentiel de (I.17) suggère une méthode récursive pour déterminer les fonctions de transfert non linéaires de l'équation définissant le comportement du système:

- le système est excité par une simple exponentielle  $x(t) = \exp(j\omega_1 t)$ , ce qui permet de calculer  $H_1(f_1)$ ,
- puis la somme de 2 exponentielles est appliquée, on détermine alors  $H_2(f_1, f_2)$  en terme de  $H_1(f_1)$ .

La procédure continue avec une excitation exponentielle supplémentaire ajoutée en entrée à chaque pas. La fonction de transfert d'ordre  $n$  est ainsi construite à partir des fonctions de transfert d'ordres inférieurs.

exemple :

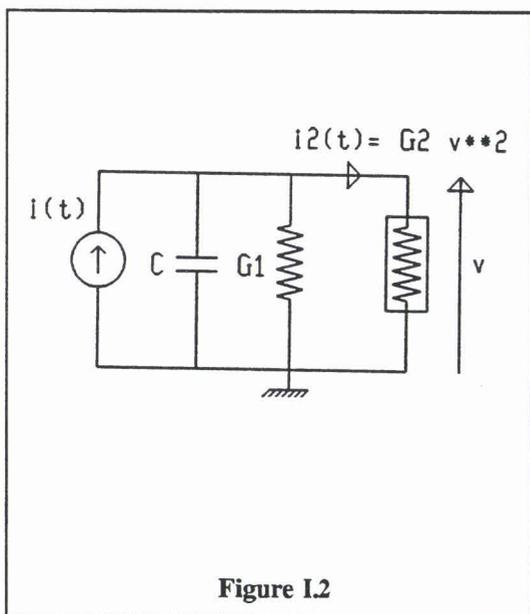


Figure I.2

Considérons un circuit comprenant une capacité et une résistance linéaires, une résistance non linéaire et une source de courant en parallèle (figure I.2). Le courant dans la résistance non linéaire est  $G_2 v^2$  où  $v$  est la tension de sortie.

L'équation du système est donnée par :

$$i(t) = C \frac{dv}{dt} + G_1 v(t) + G_2 v^2(t) \quad (\text{I.18})$$

Ici l'entrée est  $x(t) = i(t)$ , et la sortie  $y(t) = v(t)$ .

Pour déterminer la fonction de transfert d'ordre 1, posons  $i(t) = \exp(j\omega_1 t)$ .

En utilisant la formule (I.17) pour  $n = 1$ , avec  $y_1(t) = v(t) = H_1(f_1) \exp(j\omega_1 t)$ , on obtient en égalisant les coefficients de  $\exp(j\omega_1 t)$  dans les deux membres de l'équation (I.18) :

$$1 = (j\omega_1 C + G_1) H_1(f_1)$$

$$\text{d'où} \quad H_1(f) = \frac{1}{j\omega_1 C + G_1} \quad (\text{I.19})$$

Maintenant, posons  $i(t) = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t)$ ,

$$\text{et } y_1(t) + y_2(t) = v(t) \text{ avec } y_1(t) = H_1(f_1) \exp(j\omega_1 t) + H_1(f_2) \exp(j\omega_2 t),$$

$$y_2(t) = H_2(f_1, f_1) \exp(j2\omega_1 t) + 2H_2(f_1, f_2) \exp[j(\omega_1 + \omega_2)t] + H_2(f_2, f_2) \exp(j2\omega_2 t)$$

En identifiant les coefficients de  $\exp(j(\omega_1 + \omega_2)t)$  dans les deux membres de l'équation (I.18), on obtient :

$$0 = 2[j(\omega_1 + \omega_2)C + G_1] H_2(f_1, f_2) + 2G_2 H_1(f) H_2(f_2)$$

$$\text{d'où} \quad H_2(f_1, f_2) = -G_2 H_1(f_1) H_2(f_2) H_1(f_1 + f_2)$$

$$= \frac{-G_2}{(j\omega_1 C + G_1)(j\omega_2 C + G_1)[j(\omega_1 + \omega_2)C + G_1]} \quad (\text{I.20})$$

Cette procédure peut être poursuivie indéfiniment pour obtenir des fonctions de transfert non linéaires d'ordres supérieurs.

### I.2.1.2.b Méthode des courants non linéaires

Cette méthode s'applique aux systèmes non linéaires dont les non linéarités se mettent sous la forme de séries de puissance. Cette approche s'effectue en examinant successivement les réponses non linéaires d'ordres croissants du circuit caractérisé par une équation différentielle non linéaire :

$$x(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} y(t) + \sum_{n=2}^{\infty} K_n y^n(t)$$

(cas d'un système à 1 sortie) (I.21)

On introduit le concept du courant non linéaire d'ordre  $n$  :

$$i_n(t) = \sum_{m=2}^{\infty} K_m \left[ \frac{d}{dz^m} \left[ \sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^m \right]_{z=0} \quad (\text{I.22})$$

Au lieu de résoudre l'équation différentielle non linéaire (I.21), la solution est approchée en résolvant successivement les mêmes équations différentielles linéaires, mais avec à chaque pas de calcul une excitation non linéaire différente. Cette excitation est fonction des solutions des composantes d'ordres inférieurs de la réponse non linéaire obtenues aux pas précédents. La somme des composantes constitue le développement en série de la réponse totale.

En résumé, dans le cas d'un circuit non linéaire à 1 non linéarité du type série de puissance :

- étape 1 : Résoudre pour la réponse du 1er ordre  $v_1(t)$  comme si la non linéarité était enlevée du circuit.

$v_1(t)$  est la réponse de cette partie linéaire à l'excitation  $i(t)$ .

- étape 2 : Une fois  $v_1(t)$  trouvé, on calcule le courant non linéaire  $i_2(t)$  à chaque  $v_{n-1}(t)$  trouvé, calculer le courant non linéaire  $i_n(t)$ . (selon I.22)

- étape 3 : Résoudre avec  $v_n(t)$  l'équation différentielle linéaire :

$$L [v_n(t)] + i_n(t) = 0$$

L désigne les opérations du circuit linéaire, et  $i_n(t)$  le courant non linéaire calculé à l'étape 2, connaissant  $v_1(t)$ ...  $v_{n-1}(t)$ .

Finalement la réponse totale vaut : 
$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t)$$

Les éléments non linéaires typiques auxquels cette méthode s'applique, sont les suivants:

- . Conductance non linéaire : 
$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} K_n v^n(t) = K(v) \quad (I.23)$$

- . Inductance non linéaire : 
$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_n \int_{-\infty}^{+\infty} v^n(t) dt = \Gamma(v) \quad (I.24)$$

- . Capacité non linéaire : 
$$i(t) = \frac{d}{dt} \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n v^n(t) = \frac{d}{dt} \gamma(v) \quad (I.25)$$

. Non linéarité dépendante :

$$i(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} c_{mn} u^m(t) v^n(t) = \Gamma(u, v) \quad (I.26)$$

$u$  et  $v$  sont des tensions à des points différents du circuit

. Admittance non linéaire généralisée :

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n v(t-\tau_i) d\tau_i = H(v) \quad (I.27)$$

### I.2.1.2.c Application aux réseaux

Ces deux méthodes de détermination des fonctions de transfert non linéaires peuvent être combinées, ce qui conduit à une solution générale du problème des réseaux non linéaires contenant des éléments non linéaires dont l'expression est du type séries de puissance (Bussgang et al, 1974 [9]). D'autres méthodes de calcul de la description des réseaux non linéaires en fonction des séries de Volterra existent : une méthode de recherche systématique des noyaux, approche basée sur les séries de puissance non commutatives, a été récemment décrite par Lamnabhi [14]. Cette méthode utilise des logiciels de calcul symbolique tels que MACSYMA ou REDUCE, et présente l'avantage d'être plus facilement implantée sur ordinateur que les approches traditionnelles.

Cheng et Everard [15] ont proposé une nouvelle technique de calcul des noyaux dans le cas des oscillateurs. L'originalité de leur méthode est dans la façon de décomposer le circuit, et de calculer les noyaux par la méthode des courants non linéaires avec un algorithme itératif de relaxation qui réinitialise les valeurs des courants :

$$I_k = p I_{k+1} + (1-p) I_k \quad \text{avec } 0 < p < 1 \quad (I.28)$$

### 1.2.1.3 Limitations - applications

La solution du 1er ordre  $H_1(f)$  est calculée en négligeant les termes non linéaires d'ordre supérieur à 1. La méthode étant récursive, la fonction de transfert non linéaire  $H_1(f)$  est utilisée pour obtenir les noyaux d'ordres supérieurs. Dans le cas de non linéarités fortes, cette méthode peut amener à commettre des erreurs importantes. Une autre restriction de cette méthode aux systèmes faiblement non linéaires provient de la complexité algébrique pour déterminer des fonctions de transfert non linéaires d'ordre supérieur à 3.

Le principal intérêt de cette méthode est de permettre l'analyse de systèmes non linéaires assez complexes en régime faiblement non linéaire, avec des signaux d'entrée de fréquences incommensurables. Cette technique est adéquate pour le calcul d'intermodulation, de la conversion modulation d'amplitude en modulation de phase, de la modulation croisée ... Elle a été appliquée avec succès à l'analyse de circuits hyperfréquences tels que :

- des mélangeurs à TEC GaAs en bande X (Harrop 1978, [16], [17]) et en bande L (Minasian 1981, [18]). Des simulations de gain de conversion en accord avec les mesures sont montrées. Le TEC est représenté respectivement par 4 éléments non linéaires (Cgs, Cgd, gm, Gds) décrits par des séries de Volterra à 2 dimensions, et 2 éléments non linéaires (Cgs, gm) décrits par des séries de Taylor.

- La caractérisation en puissance et en intermodulation d'ordre 3 de TEC en bande X, en large bande, (Lambrianou et al 85 [19], Law-Aitchison 86 [20]),

- un amplificateur distribué 2-40 GHz (Maas-Neilson 90 [21]) calcul d'intermodulation

- un oscillateur à TEC en bande S (Hu et al 1989 [22]) l'analyse donne rapidement de façon précise l'amplitude du signal et la fréquence d'oscillation. Trois éléments non linéaires sont mis en jeu (Cgs, gm, gd).

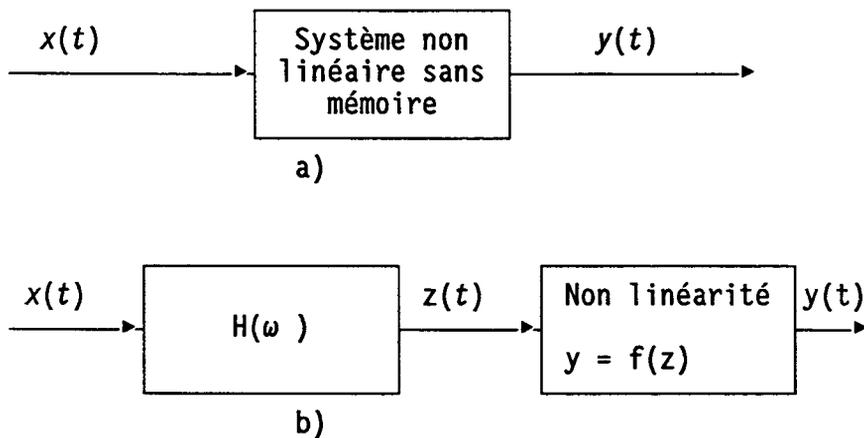
- un oscillateur à TEC en bande C (Cheng et al 1990 [15]).

Cette méthode semble susciter depuis quelques années un regain d'intérêt avec l'apparition de nouvelles méthodes de calcul des fonctions de transfert non linéaires ([15], [14]) et de logiciel à usage général [23]. Ce dernier utilise une formulation nodale et applique la méthode des courants non linéaires. Des travaux récents tendent à supprimer la limitation de l'analyse par les séries de Volterra aux non linéarités faibles [24].

## I.2.2 Séries de Puissance

### I.2.2.1 Principe

L'analyse par les séries de puissance [5],[10] est simple à manier mais nécessite l'hypothèse souvent irréaliste que le circuit contient seulement des non linéarités à transfert sans mémoire, c'est-à-dire que la non linéarité d'amplitude domine la conversion de la modulation d'amplitude en modulation de phase.



**Figure I.3**

a) système non linéaire sans mémoire

b) modélisation par les séries de puissance d'un système non linéaire :

$H(\omega)$  est un circuit linéaire,  $f(z)$  la fonction de transfert non linéaire sans mémoire.

Dans le cas d'un système sans mémoire, la grandeur de sortie peut être représentée en séries de puissance de la grandeur d'entrée :

$$y(t) = f(z(t)) = \sum_{n=1}^N a_n z^n(t) = a_1 z(t) + a_2 z^2(t) + a_3 z^3(t) + \dots \quad (\text{I.29})$$

ou

$$y(t) = \sum_{n=1}^N z_n(t)$$

Le problème est ensuite traité par le théorème de substitution des sources de courants en parallèle.

### Relation avec les séries de Volterra

Un tel système peut être décomposé en un réseau linéaire dont la fonction de transfert est  $H(\omega)$ , et un réseau non linéaire dont la fonction de transfert non linéaire de la forme (I.29) (voir figure I.3).

Supposons que le signal d'entrée est la somme de signaux de fréquences différentes (voir même incommensurables) :

$$x(t) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{q=-Q \\ q \neq 0}}^Q X_q \exp(j\omega_q t) \quad (I.30)$$

A la sortie du réseau linéaire :

$$z(t) = \frac{1}{2} \sum_{q=-Q}^Q X_q H(\omega_q) \exp(j\omega_q t) \quad (I.40)$$

Les termes en sortie de la non linéarité sont du type :

$$\begin{aligned} a_n z^n(t) &= a_n \left[ \frac{1}{2} \sum_{q=-Q}^Q X_q H(\omega_q) \exp(j\omega_q t) \right]^n \quad (I.41) \\ &= \frac{a_n}{2^{n-1}} \sum_{q_1=-Q}^Q \dots \sum_{q_{n-1}=-Q}^Q \sum_{q_n=-Q}^{+Q} X_{q_1} X_{q_2} \dots X_{q_n} H(\omega_1) H(\omega_2) \dots H(\omega_n) \\ &\quad \times \exp[j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \dots + \omega_{q_n})t] \end{aligned}$$

La réponse entière est :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N a_n z_n(t)$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \frac{a_n}{2^{n\pi}} \sum_{q_1=-Q}^Q \dots \sum_{q_{n-1}=-Q}^Q \sum_{q_n=-Q}^Q X_{q_1} X_{q_2} \dots X_{q_n} H(\omega_{q_1}) H(\omega_{q_2}) \dots H(\omega_{q_n}) \times \exp[j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \dots + \omega_{q_n})t] \quad (\text{I.42})$$

Dans le cas de l'analyse par les séries de Volterra, si l'excitation appliquée au système est du type de l'équation (I.30), alors la réponse peut s'exprimer sous la forme suivante (voir équation (I.11)):

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{2^{n\pi}} \sum_{q_1=-Q}^Q \dots \sum_{q_{n-1}=-Q}^Q \sum_{q_n=-Q}^Q X_{q_1} X_{q_2} \dots X_{q_n} H(\omega_{q_1}) H(\omega_{q_2}) \dots H(\omega_{q_n}) \times \exp[j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \dots + \omega_{q_n})t] \quad (\text{I.43})$$

En comparant (I.42) et (I.43), on constate que l'analyse par les séries de puissance peut être considérée comme un cas particulier de l'analyse par les séries de Volterra, où la fonction de transfert d'ordre  $n$  s'écrit :

$$H_n(\omega_{q_1}, \omega_{q_2}, \dots, \omega_{q_n}) = a_n H(\omega_{q_1}) \cdot H(\omega_{q_2}) \dots H(\omega_{q_n}) \quad (\text{I.44})$$

### I.2.2.2 Applications, limitations [5], [10]

Cette approche permet de trouver des relations simples entre :

- la puissance de sortie à 1 dB de compression et les 3 premiers coefficients de la série de puissance ( $x, y =$  tensions),
- le point d'intermodulation d'ordre 3 et la puissance de sortie à 1dB de compression,
- la dynamique, le point d'intermodulation d'ordre 3, et le facteur de bruit,
- la modulation croisée.

Les principales limitations de cette approche sont :

- elle nécessite des circuits qui présentent une fonction de transfert simple, et le nombre de termes est souvent limité à 3 ou 5, (au delà, les calculs deviennent complexes, et le temps de calculs excessif);
- elle ne peut prendre en compte des non linéarités qui ont une mémoire, en particulier les capacités non linéaires (plus précisément la capacité Cgs d'un TEC),

- elle ne peut traiter des circuits avec contre-réaction, ainsi que des éléments non linéaires à 2 variables (par exemple Cgs et Rds d'un TEC).

### I.2.2.3 Perspectives

Récemment une nouvelle technique fréquentielle est apparue [25] à [30] : les séries de puissance généralisées (GPSA = *Generalized power series analysis*). Des relations la relient à l'analyse par les séries de Volterra, mais l'analyse par les séries de puissance généralisées n'est pas limitée aux signaux faiblement non linéaires et aux systèmes sans mémoire, comme précédemment. En effet, les séries de puissance généralisées (SPG) sont des séries de puissance avec des coefficients complexes et des retards dans le temps dépendant de l'ordre de la série.

Soit  $x$  l'excitation d'un système (somme de  $N$  signaux à des fréquences différentes) :

$$x(t) = \sum_{k=1}^N x_k(t) = \sum_{k=1}^N |X_k| \cos(\omega_k t + \phi_k) \quad (\text{I.45})$$

la réponse en sortie du système s'écrit (SPG) :

$$y(t) = \sum_{l=0}^{\infty} a_l \left[ \sum_{k=1}^N b_k x_k(t - \tau_{k,l}) \right]^l \quad (\text{I.46})$$

où :

- $a_l$  est un coefficient complexe
- $b_k$  est un coefficient réel
- $l^k$  est l'ordre de la série

$\tau_{k,l}$  = retard qui dépend de l'ordre de la série et de l'indice de la composante fréquentielle d'entrée.

On peut montrer d'après (I.45) et (I.46) que la composante fréquentielle en sortie  $Y_q$ , relative à la fréquence radiale  $\omega_q$  peut s'écrire sous la forme d'une somme de produits d'intermodulation [28] :

$$Y_q = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{n_1, \dots, n_N} U_q \quad (\text{I.47})$$

$$|n_1| + \dots + |n_N| = n \quad \text{et} \quad \omega_q = \sum_{k=1}^N n_k \omega_k$$

$n$  = ordre de l'intermodulation.

Alors la dérivée de cette composante fréquentielle  $Y_q$  par rapport à la  $m^{\text{ème}}$  composante d'entrée ( $X_m = |X_m| \exp(j\phi_m)$ ) s'exprime simplement :

$$\frac{\partial Y_q}{\partial |X_m^q|} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{\substack{n_1, \dots, n_n \\ |n_1| + \dots + |n_n| = n}} \frac{\partial U_q}{\partial |X_m^q|} \quad (\text{I.48})$$

et

$$\frac{\partial Y_q}{\partial |\phi_m^q|} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{\substack{n_1, \dots, n_n \\ |n_1| + \dots + |n_n| = n}} \frac{\partial U_q}{\partial |\phi_m^q|} \quad (\text{I.48 bis})$$

$$\text{avec } \frac{\partial U_q}{\partial \phi_m} = j n_m U_q$$

Dans le programme FREDa (*FREquency Domain Analysis*) développé par Rhyne et Steer, l'état stationnaire du circuit à analyser est déterminé par la minimisation d'une fonction d'erreur. Dans ce programme, le circuit analysé est décomposé en un sous-circuit linéaire et un sous-circuit non linéaire (analogie avec l'équilibrage harmonique (partie 4)). La fonction d'erreur est alors définie comme la somme des carrés des courants totaux à chaque noeud d'interconnexion des sous-circuits linéaire et non linéaire, c'est-à-dire comme l'erreur dans l'application de la loi des courants de Kirchhoff.

$$E = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^Q |I_{p,q}|^2 \quad (\text{I.49})$$

avec  $I_{p,q}$  = courant total au noeud  $q$  à l'indice fréquentiel  $q$   
 $Q$  = nombre total de noeuds d'interconnexion entre les sous-circuits linéaire et non linéaire  
 $N$  = nombre total de fréquences considérées.

Cette fonction est alors minimisée par une procédure itérative de Newton par bloc :

$$x_{i+1} = x_i - J^{-1}(x_i) F(x_i) \quad (\text{I.50})$$

où  $J$  = matrice jacobienne  $[J(x_i)]_{j,k} = \frac{\partial F_j(x_i)}{\partial (x_i)_k}$

$F_i$  = erreur dans la loi des courants de Kirchhoff dépend de variables indépendantes (vecteur  $x$ )

$$E = \sum_{i=1}^P F_i^2(x)$$

En utilisant des techniques itératives de minimisation, Rhyne et Steer ont exploité le fait que les composantes fréquentielles des courants et tensions nodales, ainsi que leurs dérivées sont disponibles immédiatement (grâce aux formules (I.47) et (I.48) pour le sous-circuit non linéaire).

Les premières versions de FREDa ne pouvaient manier des non linéarités multidimensionnelles : par exemple, le courant  $I_{ds}$  était décomposé en une transconductance non linéaire  $g_m$  fonction de  $V_{gs}$  seulement, en parallèle avec une conductance non linéaire  $R_{ds}$  fonction de  $V_{ds}$  ([25] à [28]).

Depuis 1989, ce programme traite des non linéarités multidimensionnelles [29], en combinant un algorithme de Samanskii et l'itération par Bloc de Newton. Dans les versions précédentes, le programme utilisait une table de transformation entrée-sortie (méthode des tables), dans la dernière version (FREDa2) une méthode d'opérateur arithmétique est utilisée (*GPSA - AOM (Arithmetic operator method)*). Cette méthode est basée sur l'addition et la multiplication complexes directes :

Si  $y(t)$  la réponse en sortie du système dépend de deux variables indépendantes  $x(t)$  et  $z(t)$  :

$$x(t) = \sum_{n=0}^N x_n(t) = \sum_{n=0}^N |X_n| \cos(\omega_n t + \phi_n) \quad (I.51)$$

$$z(t) = \sum_{m=0}^M z_m(t) = \sum_{m=0}^M |Z_m| \cos(\omega_m t + \theta_m)$$

alors la composante fréquentielle de la réponse en sortie du système  $Y_{\omega_q}$  à la fréquence  $\omega_q$  s'écrit :

$$Y_{\omega_q} = \sum_{\sigma=0}^{\infty} \sum_{\rho=0}^{\infty} a_{\omega_q, \sigma, \rho} \left\{ \left[ \sum_{n=0}^N x_n(t-\tau_n) \right]^{\sigma} \left[ \sum_{m=0}^M z_m(t-\lambda_m) \right]^{\rho} \right\}_{\omega_q} \quad (I.52)$$

$\sigma, \rho$  ordre de la série

Pour diminuer le temps de calcul, une fonction de "mapping" spectral permet d'éviter les redondances en fréquences. La factorisation des séries de puissance réduit aussi d'un facteur 2 le temps de calcul.

Avec FREDAs, des circuits relativement simples ont été simulés :

- un amplificateur moyenne puissance à un étage à TEC en bande S (2.35GHz) : compression du gain à 3 dB, intermodulation ([25], [26], [27], [29]),
- un mélangeur à diode en fréquences basses (fréquence OL = 1.1 kHz, fréquence signal RF : 1.3 kHz) [28].

Haywood et Chow [30] ont comparé les résultats de simulations d'amplificateurs 1 étage à TEC, à 2 GHz et 14 GHz, obtenus par les séries de Volterra et le type de méthode décrite précédemment, parfois appelée *Frequency domain Harmonic Balance*. Une bonne concordance entre ces simulations et les mesures est rapportée.

Comme la méthode décrite utilise le même genre d'algorithme que les méthodes d'équilibrage harmonique (voir I.5) (partition du circuit, minimisation d'une fonction d'erreur...), elle peut être facilement implantée dans un simulateur général. La description des non linéarités nécessite toutefois un traitement spécifique à ce genre de méthodes (séries de Volterra, séries de puissance, séries de Taylor, polynômes de Chebicheff...).

## **I.3 Fonction de description ou paramètres grands signaux**

### **I.3.1 Principe**

Cette méthode fréquentielle [31] permet d'étendre les notions d'impédance, d'admittance, de coefficient de réflexion à des circuits non linéaires. Ces grandeurs sont définies pour des signaux d'entrée de forme donnée : excitations sinusoïdales, signal continu, processus gaussien... Dans la suite de ce paragraphe nous nous limiterons au cas des signaux sinusoïdaux. La fonction de description est une linéarisation d'un opérateur non linéaire, pour une excitation donnée. Linéariser ne signifie pas ici, que l'on effectue une approximation pour de faibles signaux d'entrée (développement en série de Taylor, par ex.), mais une approximation au premier harmonique du signal de sortie (quand le signal d'entrée est supposé sinusoïdal).

\* exemple :

Considérons un dipôle non linéaire (par exemple, une diode soumise à une tension sinusoïdale  $v$ , cf figure I.4) représenté par l'équation :

$$i(t) = f(v(t)) \quad (\text{I.53})$$

Le signal d'entrée est sinusoïdal :  $v(t) = V_1 \cos \omega t$  de période  $T = 2\pi/\omega$

On veut représenter l'élément non linéaire par :  $i^*(t) = G_{\text{eq}} v(t)$  (I.54)

$G_{\text{eq}}$  est défini par le critère qui minimise  $[i(t) - i^*(t)]$ ,

ce critère s'écrit (voir I.3.2.2.b) :

$$\frac{\partial}{\partial G_{\text{eq}}} \int_0^T [i(t) - i^*(t)]^2 dt = 0 \quad (\text{I.55})$$

soit :

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial G_{\text{eq}}} \int_0^T (f(v) - G_{\text{eq}} v)^2 dt &= 0 \\ \int_0^T \frac{\partial}{\partial G_{\text{eq}}} [f^2(v) + G_{\text{eq}}^2 v^2 - 2G_{\text{eq}} f(v) v] dt &= 0 \end{aligned}$$

On obtient donc :

$$G_{\text{eq}} = \frac{\int_0^T f(v(t)) v(t) dt}{\int_0^T v^2(t) dt} \quad (\text{I.56})$$

Si l'on écrit (I.56) sous la forme :

$$G_{\text{eq}} \int_0^T v^2(t) dt = \int_0^T f(v(t)) v(t) dt \quad (\text{I.57})$$

On met en évidence la notion de puissance:  $G_{\text{eq}}$  est la conductance équivalente qui absorberait la même puissance que l'élément non linéaire à la fréquence fondamentale (figure I.5).

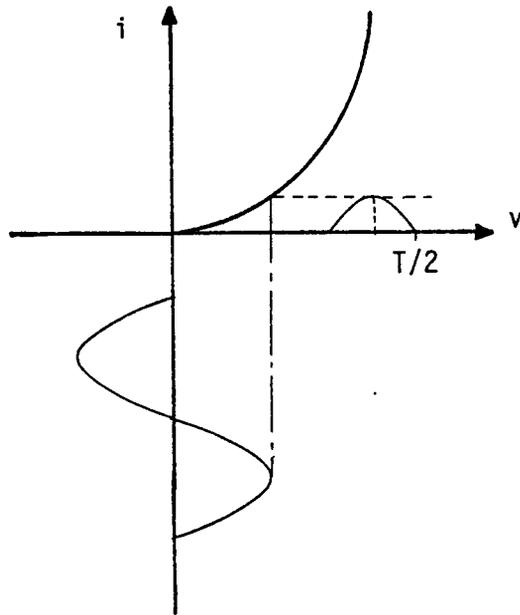


Figure I.4

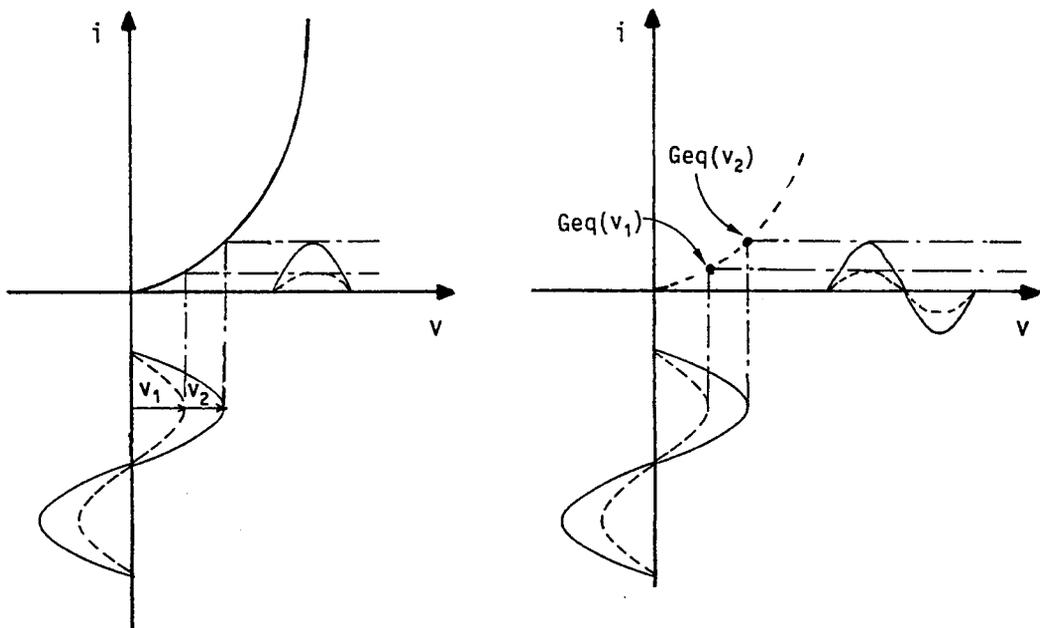


Figure I.5

### \* Définition

Le signal d'entrée étant supposé sinusoïdal, la fonction de description en un point de polarisation donné est définie comme le rapport complexe de la composante au fondamental du signal de sortie par la grandeur du signal d'entrée au fondamental, avec les harmoniques supérieurs court-circuités dans le cas d'une représentation en admittance, en circuit ouvert pour la représentation en impédance. Dans le cas d'une représentation par des paramètres [S] ou coefficient de réflexion, les harmoniques supérieurs sont chargés sur les impédances de référence considérées [32] - (voir figure I.7 et tableau I.6). On voit donc que la précision d'une telle analyse dépend fortement des conditions de filtrage des harmoniques supérieurs.

## I.3.2 Méthodes de calcul des fonctions de description

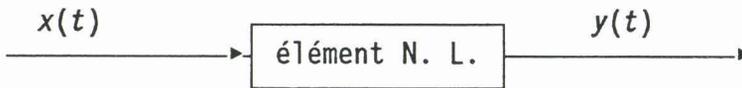


Figure I.8

soit un élément non linéaire défini par  $y(t) = f(x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n})$

le signal d'entrée étant de la forme  $x = a \cos \omega t$ .

### I.3.2.1 Calcul des fonctions de description par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne (ou linéarisation optimale)

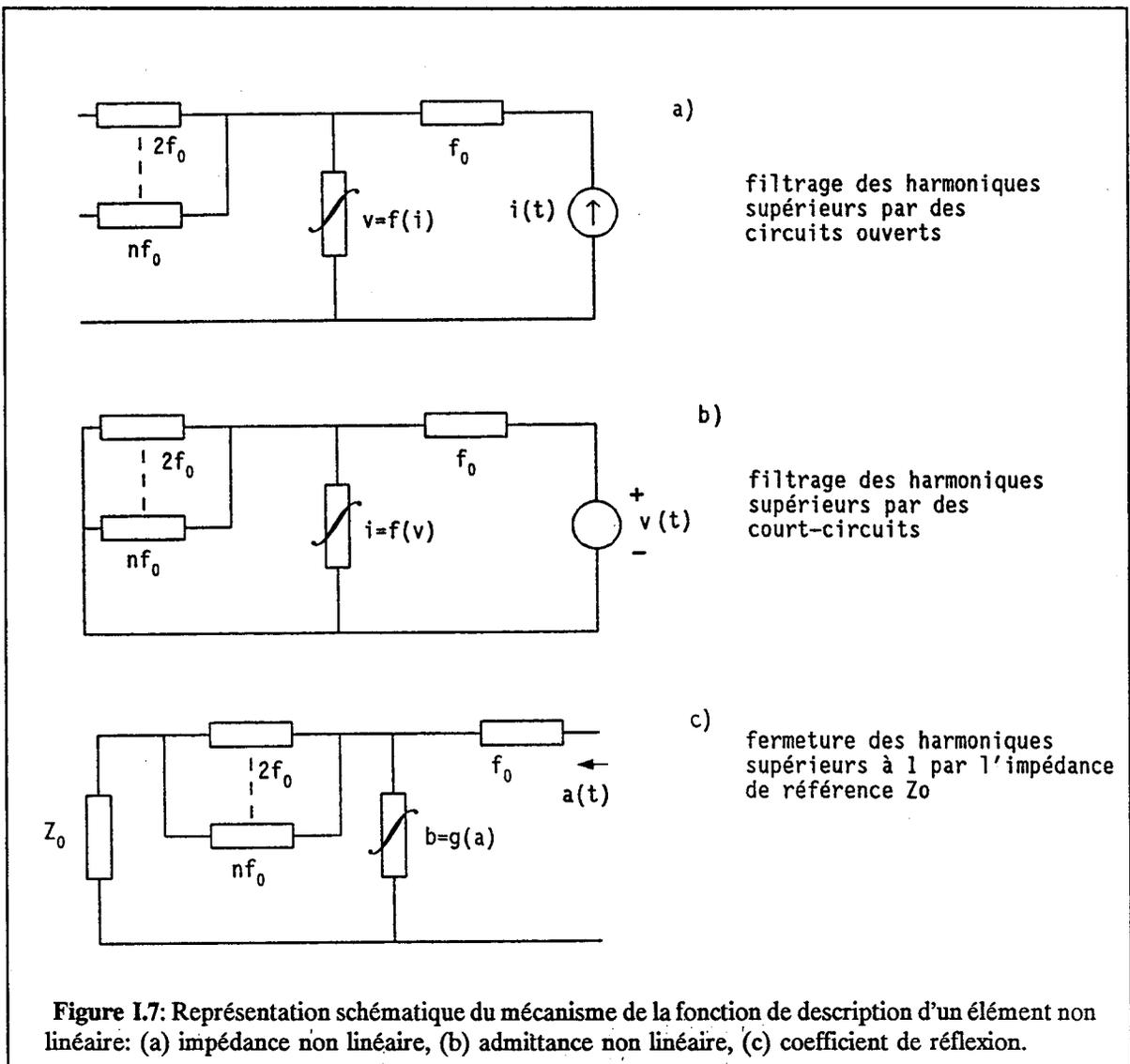
On veut exprimer la grandeur de sortie de l'élément non linéaire par une expression du type :  $y^*(t) = \lambda x(t)$ .  $\lambda$  est obtenu par la minimisation de l'erreur quadratique moyenne :

$$\overline{\epsilon^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - y^*(t)]^2 dt \quad (I.58)$$

$$\frac{\partial \overline{\epsilon^2(t)}}{\partial \lambda} = 0 \text{ permet de déterminer } \lambda$$

Paramètre considéré	type du signal d'entrée	fermeture à $nf_0$ $n \geq 2$
Y	v	CC
Z	i	CO
S	$a^+$	$Z_0$

Table I.6: Type de filtrage des harmoniques supérieurs à 1 suivant la représentation choisie, en fonction de la description.



$$\text{Alors } \lambda = \frac{\int_0^T f(x, \dots, \frac{d^n}{dt^n} x) x(t) dt}{\int_0^T x^2(t) dt} \quad (\text{I.59})$$

### I.3.2.2 Approximation au premier harmonique

Pour une excitation sinusoïdale, la fonction de description d'un élément non linéaire peut être calculée en prenant le 1er harmonique du signal de sortie. Le signal de sortie du système (figure I.8) peut être décomposé en série de Fourier :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(a, \omega) \cos[n\omega t + \varphi_n(a, \omega)] \quad (\text{I.60})$$

L'approximation au fondamental permet d'écrire la fonction de description de l'élément non linéaire :

$$N(a, \omega) = \frac{Y_1(a, \omega)}{a} \exp(j\varphi_1(a, \omega)) \quad (\text{I.61})$$

méthode de calcul de  $N(a, \omega)$  :

En multipliant (I.60) par  $\sin\omega t$  et en intégrant sur une période, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{2}{T} \int_0^T \dot{y}(t) \sin\omega t dt & \\ &= \int_0^T Y_1(a, \omega) \cos[\omega t + \varphi_1(a, \omega)] \sin\omega t dt \\ &= -Y_1(a, \omega) \sin[\varphi_1(a, \omega)] \end{aligned} \quad (\text{I.62})$$

de même, en multipliant (I.60) par  $\cos\omega t$  et en intégrant sur une période, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{2}{T} \int_0^T \dot{y}(t) \cos\omega t dt & \\ &= \int_0^T Y_1(a, \omega) \cos[\omega t + \varphi_1(a, \omega)] \cos\omega t dt = Y_1(a, \omega) \cos[\varphi_1(a, \omega)] \end{aligned} \quad (\text{I.63})$$

les équations (I.62) et (I.63) donnent :

$$\frac{2}{T} \int_0^T y(t) \exp(-j\omega t) dt = Y_1(a, \omega) \exp[j\varphi_1(a, \omega)] \quad (\text{I.64})$$

$$\text{on a donc } N(a, \omega) = \frac{2}{aT} \int_0^T y(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (\text{I.65})$$

### I.3.3 Evolution de la méthode

#### I.3.3.1 Cas des multipoles

La définition des fonctions de description peut être étendue aux multipoles et plus particulièrement aux quadripoles ([33] à [39]).

**cas du TEC**



Figure I.9

Le TEC est défini par les équations non linéaires aux deux accès:

$$\begin{cases} i_{gs} = f_{NL}(v_{gs}, v_{ds}) \\ i_{ds} = g_{NL}(v_{gs}, v_{ds}) \end{cases} \quad (\text{I.66})$$

Dans le formalisme des fonctions de description, les tensions  $v_{gs}$  et  $v_{ds}$  peuvent être définies en ne gardant que les composantes continues et fondamentales :

$$\begin{aligned} v_{gs}(t) &= Vgs_0 + Vgs_1 \cos(\omega t + \varphi) \\ v_{ds}(t) &= Vds_0 + Vds_1 \cos \omega t \end{aligned} \quad (\text{I.67})$$

La procédure la plus employée est la suivante [33], [34], [35], [36]:

- à partir de mesures, ou de modèles extraire les fonctions  $i_{gs}$ ,  $i_{ds}$ ,
- après application des tensions  $v_{gs}$ ,  $v_{ds}$ , pour une charge de source  $Y_s$ , et une charge  $Y_c$  données, calculer par itérations les paramètres grands signaux (en réactualisant les valeurs de  $v_{gs}$  et  $v_{ds}$  au fondamental).
- après convergence, les puissances d'entrée et de sortie peuvent être calculées.

Cette méthode approximative est très populaire car les paramètres grands signaux peuvent être obtenus directement par des mesures [41] la comparaison mesures-simulation est donc aisée ([39], [40], [41]). Elle est appliquée pour les conceptions :

- d'oscillateurs : Gilmore & al, 83 [37], (fréquence = 5 GHz, description en [S]), Tajima & al, 81 [33] (bande X, paramètres Y)
- d'amplificateurs :
  - 1 étage à TEC bande 7.9-8.4 GHz (Holden [36])
  - amplificateur 2 étages à TEC de puissance bande 7-18 G (Tajima & al [34])
  - amplificateur 1 étage classe C à transistor bipolaire [38]
  - amplificateur 6 GHz - 8 GHz, prédiction de la conversion AM/PM [35].

Cette méthode rencontre beaucoup de succès chez les concepteurs car elle se rapproche des conditions de mesures et leur permet d'évaluer la performance du composant, voire même de l'optimiser ([37], [42], [43], [44], [45]) (voir chapitre IV).

L'idée de base de ces travaux est d'optimiser le comportement du composant non linéaire seul indépendamment des circuits d'adaptation, ces derniers sont ensuite synthétisés par des méthodes linéaires classiques - ([46], par exemple).

#### **Application :**

En utilisant des représentations vectorielles des tensions (I.67) :

$$\vec{v}_{gs} = \begin{vmatrix} V_{gs_0} \\ V_{gs_1} \exp(j\varphi) \end{vmatrix} \quad \vec{v}_{ds} = \begin{vmatrix} V_{ds_0} \\ V_{ds_1} \end{vmatrix} \quad (I.68)$$

de même pour les courants

$$\vec{i}_{gs} = \begin{vmatrix} I_{gs_0} \\ I_{gs_1} \exp(j\theta_1) \end{vmatrix} \quad \vec{i}_{ds} = \begin{vmatrix} I_{ds_0} \\ I_{ds_1} \exp(j\theta_2) \end{vmatrix} \quad (I.69)$$

On peut alors définir une fonction objectif qui peut être :

- la puissance de sortie d'un amplificateur,
- la puissance ajoutée dans le cas d'un oscillateur ou d'un amplificateur

soit :

$$P_{aj} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[-V_{ds_1} I_{ds_1} \exp(-j\theta_2) - V_{gs_1} I_{gs_1} \exp(j(\varphi - \theta_1))] \quad (I.70)$$

Une fois cette fonction (I.70) maximisée suivant  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , les impédances optimales à présenter au composant sont définies par:

$$Z_g = \frac{V_{gs_1}}{I_{gs}} \exp(j(\varphi - \theta_1)) \Big|_{\text{opt}}$$

$$Z_d = -\frac{V_{ds_1}}{I_{ds}} \exp(-j\theta_2) \Big|_{\text{opt}}$$

Pour augmenter la vitesse du processus d'optimisation de (I.70), on peut ajouter des conditions : par exemple  $\operatorname{Re}(Z_g) \geq 0$ ,  $\operatorname{Re}(Z_d) \leq A$  ( $A$  constante  $\geq 0$ ).

### I.3.3.2 Extension à n harmoniques

La méthode décrite ci-dessus peut être généralisée à  $n$  fréquences ([43], [44], [45]). Les variables indépendantes se mettent sous la forme de vecteurs de dimension  $n$ . La fonction objectif dépend alors de  $4(n + 1)$  variables, les impédances peuvent être optimisées à  $n$  fréquences. L'optimisation de circuits tels que les doubleurs, les multiplicateurs [44], [45], devient alors possible.

La limitation de cette méthode provient de la difficulté à réaliser un réseau linéaire qui satisfait le théorème de substitution à chaque harmonique. Cela peut conduire à des topologies trop compliquées, qui augmentent les pertes dans les réseaux d'adaptation de façon excessive et détériorent ainsi la performance optimale du composant.

### **I.3.4 Remarques générales**

Cette méthode est souple : elle permet une optimisation efficace et rapide du fonctionnement d'un composant non linéaire pour un grand nombre d'applications, et cela indépendamment de la topologie du circuit. Avec cette méthode, le choix d'une topologie des circuits d'adaptation ne perturbe pas la détermination de la performance optimale du composant. Cependant, cet avantage n'est qu'apparent, car les types de réseaux linéaires réalisables sont assez réduits - [47]. L'application de cette méthode devient difficile quand plusieurs harmoniques en plus du fondamental sont considérées. La même topologie du réseau linéaire doit satisfaire les impédances optimales à chaque harmonique et être aussi réalisable.

Pour cette raison, les applications de cette méthode sont souvent limitées à l'étude du comportement au fondamental dans le cas d'un oscillateur ou d'un amplificateur, avec en plus l'harmonique deux dans le cas d'un doubleur.

Une autre limitation importante provient de l'absence de topologie a priori : jusqu'à maintenant cette méthode n'a été essentiellement appliquée qu'à des circuits contenant un seul élément non linéaire, car les interactions entre différents éléments non linéaires ne peuvent être prises en compte tant qu'aucun réseau d'interconnexion n'est déterminé. Ceci pose le problème de généralité d'application de cette méthode.

Cependant cette méthode reste un outil efficace de caractérisation grand signal de composants non linéaires, et peut constituer la base d'une conception de circuits plus complexes (voir caractérisation en grand signal, chapitre IV).

## **I.4 Méthodes temporelles**

Ces méthodes d'analyse s'appliquent entièrement dans le domaine temporel et apparaissent donc comme l'approche la plus directe et la plus naturelle de la simulation de circuits non linéaires. C'est pourquoi elle est largement utilisée dans des simulateurs

commerciaux à usage général : ASTEC, SPICE 2, MICROWAVE SPICE, CIRCEC, ANAMIC... Une revue des simulateurs les plus connus est donnée par PEDERSON [48]. Le succès de ce type de simulateurs provient du fait qu'ils donnent des résultats complets: évolution du transitoire, réponse en régime permanent, comportements chaotiques...

#### I.4.1 Méthode directe dite "brutale" ("brute-force approach")

La méthode la plus ancienne, la plus courante et la plus élémentaire dans le principe est la méthode dite "brutale" [50].

La méthode consiste à établir un système d'équations qui caractérisent le circuit, et à résoudre ce système d'équations dans le temps.

##### Mise en équations :

Un tel système d'équations est généralement obtenu par l'analyse nodale, c'est-à-dire en appliquant les lois de Kirchhoff aux noeuds du réseau ( $\sum i = 0$ ), et en leur associant les relations entre courants et tensions régissant la nature des éléments  $f(i,v) = 0$ . Des exemples de ces relations sont présentés en figure I.10.

Ces différentes relations permettent de représenter le système dans le cas linéaire, sous la forme simple :

$$Yv = i \quad (I.71)$$

avec :  $Y$  représente la matrice admittance nodale,  
 $v$  le vecteur des tensions aux noeuds,  
 et  $i$  le vecteur des sources de courants indépendantes.

où  $i_k$  est la somme des courants entrant au noeud  $k$ ,  
 $y_{ii}$  la somme des admittances de toutes les branches connectées au noeud  $i$ ,  
 et  $(-y_{ij})$  la somme des admittances connectées entre les noeuds  $i$  et  $j$ .

Dans le cas de circuits non linéaires, les équations intégral-différentielles sont formulées de manière similaire :

$$Y(v,t) = i \quad (I.72)$$

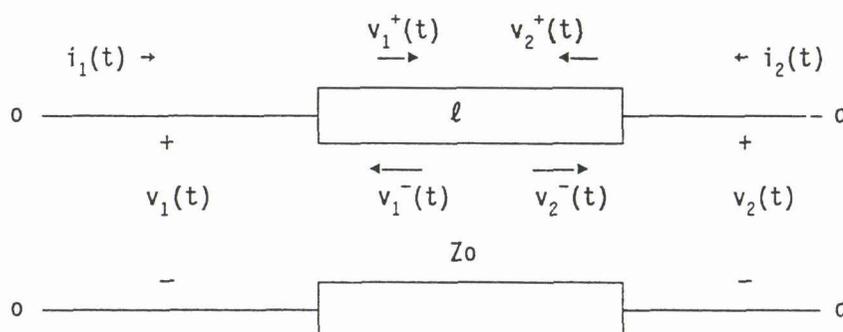
Chaque équation est ainsi la somme des contributions en courants à un noeud.

\* Résistance linéaire :  $R \quad v = Ri$

\* capacité linéaire :  $i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{dv} \frac{dv}{dt}$  où  $q$  = charge

\* inductance linéaire :  $v = \frac{d\phi}{di} \frac{di}{dt}$  où  $\phi$  = flux

\* ligne de transmission idéale :



$\ell$  = longueur de la ligne

$c$  = vitesse de propagation le long de la ligne

$$\begin{cases} v_1(t) = v_1^+(t) + v_1^-(t) \\ v_2(t) = v_2^+(t) + v_2^-(t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_1(t) = \frac{1}{Z_0} \{v_1^+(t) - v_1^-(t)\} \\ i_2(t) = \frac{1}{Z_0} \{v_2^+(t) - v_2^-(t)\} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_1^+(t) = v_2^-(t+T) \\ v_2^+(t) = v_1^-(t+T) \end{cases} \quad T = \ell/c$$

Dans ce cas, un effet de mémoire est mis en évidence. Le fait que  $(t+T)$  doit appartenir à l'ensemble des échantillons temporels impose une contrainte sur le pas d'intégration.

Figure I.10: Exemples de relations courant - tension d'éléments de circuits dans le temps.

**Résolution :**

Ce système d'équations intégro-différentielles est alors résolu numériquement par intégration pas à pas en partant d'un ensemble de valeurs initiales appropriées, jusqu'à ce que le régime transitoire soit terminé. Le temps est discrétisé et les équations intégro-différentielles sont ainsi ramenées à des équations algébriques. Une fois le régime permanent atteint, les composantes fréquentielles peuvent être calculées par transformée de Fourier.

Les programmes d'analyse temporelle utilisent différentes techniques numériques classiques, explicitées en [49] :

- méthode des "matrices creuses", factorisation LU, méthode du pivot ...
- Techniques d'intégration numériques : implicites, trapézoïdales, explicites, de Runge-Kutta....

Plus le circuit à analyser est complexe, plus la méthode d'intégration doit être complexe (l'ordre polynomial de la formule d'intégration augmente).

**Temps de calcul, pas de calcul :**

La solution en régime permanent est obtenue après le calcul du transitoire. Le temps de calcul est directement proportionnel au nombre d'incrément temporels  $\Delta t$  utilisés dans l'analyse. La précision dépend, quant à elle, de l'incrément  $\Delta t$  : plus l'intervalle de calcul  $\Delta t$  est petit, plus l'erreur d'interpolation diminue, mais le nombre de points à calculer et à stocker augmente dans les mêmes proportions, ce qui allonge d'autant la durée du calcul.

Inversement, si la valeur de l'incrément  $\Delta t$  augmente, le temps de calcul diminue mais cela augmente l'erreur d'interpolation, qui dépend aussi de l'ordre polynomial de la formule d'intégration et de la forme du signal d'entrée.

La valeur de l'intervalle de calcul  $\Delta t$  est donc le résultat d'un compromis entre la précision et le temps CPU. Le pas de calcul est généralement choisi plus petit que la plus

petite des constantes de temps ou le plus petit retard présent dans le circuit. Si le circuit présente des constantes de temps plus grandes que la période du signal d'entrée, il faudra poursuivre le calcul sur beaucoup plus de cycles avant d'atteindre le régime permanent. La lenteur du calcul est l'un des principaux inconvénients de cette méthode.

**Remarque :** Dans certains cas, la topologie du circuit à analyser peut être modifiée légèrement, en considérant des sources d'alimentations idéales par exemple (voir chapitre III) de telle sorte que les grandes constantes de temps (celles des circuits de polarisation par exemple) sont fortement diminuées.

Avant de considérer des évolutions de cette méthode, nous allons présenter le logiciel CIRCEC, qui utilise l'analyse nodale et des techniques numériques classiques. Ce logiciel est utilisé pour établir des résultats dans les chapitres III et IV.

## I.4.2 CIRCEC

### Régime transitoire "TRAN":

Le programme CIRCEC [51] (simulateur analogique de CIRCuits Electroniques en Conversationnel) détermine les conditions initiales par un calcul préliminaire en régime continu.

Le temps est discrétisé suivant deux méthodes :

- méthode (implicite) trapézoïdale : (méthode par défaut)

$$x_{n+1} = \overset{\circ}{x}_n + \frac{h_n}{2} (\overset{\circ}{x}_{n+1} + x_n)$$

avec

$$\begin{aligned} x_i & \text{ Valeur de } x \text{ à } t = t_i \\ \overset{\circ}{x}_i & \text{ Valeur de } \frac{dx}{dt} \text{ à } t = t_i \\ h_n & = t_{n+1} - t_n \end{aligned} \quad (I.73)$$

- méthode de GEAR d'ordre 2 : géométriquement, elle consiste à interpoler les points par une parabole.

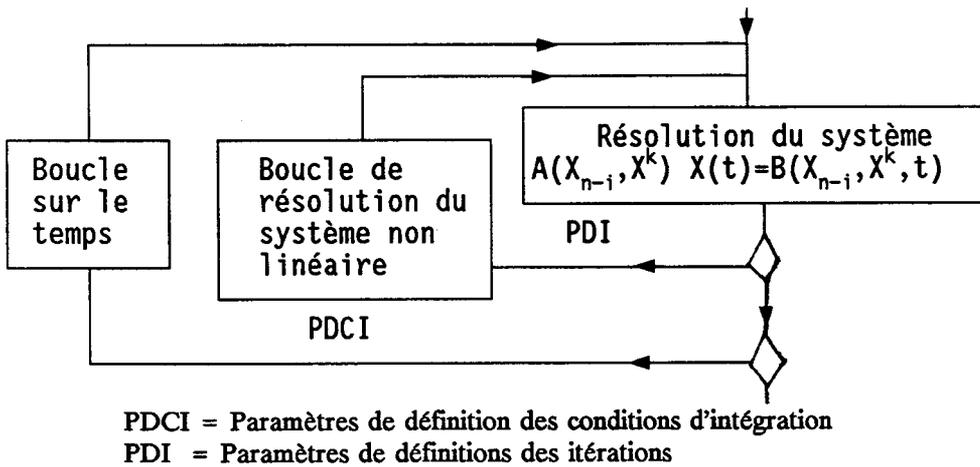


Schéma I.11

Le transitoire devient numériquement une succession de continus à déterminer à des instants différents. La résolution du transitoire utilise une double itération conformément au schéma I.11. La boucle intérieure calcule l'état  $X(t)$  du circuit à chaque instant  $t$  déterminé par la boucle extérieure. Ce calcul utilise un ou plusieurs états précédents selon la méthode d'intégration choisie (trapézoïdale (plus économique), à pas liés de GEAR (plus précise)). Plusieurs itérations sont nécessaires pour calculer  $X(t)$  car  $A$  et  $B$  dépendent (par l'intermédiaire du formalisme  $X^k$ ) de  $X(t)$ . La boucle extérieure détermine automatiquement le pas d'intégration. Toutefois, l'utilisateur peut choisir les bornes de l'intervalle de variation automatique du pas (HMIN, HMAX).

Le pas varie en fonction de la forme des signaux du circuit, et en particulier diminue quand le nombre d'itérations utilisées par la boucle intérieure augmente. Généralement, le pas d'intégration augmente régulièrement : dans ce cas, les pas et les itérations nécessaires à leur calcul sont dits acceptés. Quand les tests de la boucle extérieure obligent à reculer en cours d'intégration, on dit que les pas correspondants sont refusés. Un taux de pas refusé important signale des impulsions par rapport à l'intervalle d'observation. L'utilisateur fixe la durée de l'analyse avec le paramètre TMAX. Le régime transitoire est défini par les périodes des signaux d'entrée, et les valeurs des constantes de temps du circuit ( $L/R$ ,  $RC$ ,  $(LC)^{1/2}$ ).

### **Description du circuit :**

Le langage de description de CIRCEC permet de décrire un circuit par sous-circuits (MODE). Ces sous-circuits peuvent être paramétrés. La bibliothèque de modèles CIRCEC comporte des éléments passifs, des modèles paramétrables de composants actifs classiques (diodes, transistors bipolaires ...), des sources de tension et de courant, des éléments non linéaires (résistance, self, capacité, source de courant ...). Elle comprend aussi des modèles logiques, fonctionnels (comparateurs, fonctions de transfert...) et thermoélectriques. Les lignes sont supposées sans dispersion dans CIRCEC.

Cependant, l'utilisateur peut définir ses propres modèles :

- soit en langage CIRCEC. L'utilisateur peut créer son propre modèle en assemblant des composants de base qui peuvent être décrits par des équations logiques et analogiques.

- soit en FORTRAN. Une fois un modèle figé, la modélisation en FORTRAN permet de diminuer les temps de calcul et d'améliorer la convergence et la précision des simulations.

Cette souplesse d'utilisation (indépendance du concepteur vis-à-vis de la bibliothèque de modèles) est un des avantages de CIRCEC (voir chapitre III).

## **I.4.3 Evolutions des méthodes temporelles**

### **I.4.3.1 méthode des variables d'état**

Les topologies des circuits peuvent être analysées par la méthode des variables d'état au lieu de la classique méthode nodale. Cette méthode semble plus appropriée à la description de circuits hyperfréquences car elle permet la simulation des lignes de transmission à pertes et des couplages. Un exemple d'application de cette méthode dans un simulateur temporel est le programme ANAMIC, développé par Sobhy et Jastrzebski ([50], [52]).

La principale motivation de cette approche est de produire un ensemble d'équations différentielles linéaires ou non linéaires du premier ordre avec un ensemble minimal de variables inconnues, qui décrit complètement le circuit. Alors les équations d'état résultantes peuvent être résolues, et n'importe quelle sortie peut être calculée, comme fonction des variables d'état.

Les capacités et les inductances non linéaires sont ramenées à des circuits équivalents contenant des résistances et des sources contrôlées comme seuls éléments non linéaires [50]. Le circuit est alors décrit en termes de vecteurs d'état des tensions aux bornes des capacités, des courants dans les inductances, des tensions aux extrémités des lignes de transmission et des résistances de contrôle non linéaire. La combinaison des lois des courants de Kirchhoff et des relations courant-tension des éléments du circuits, donne l'ensemble d'équations différentielles couplées et algébriques à coefficients constants suivant :

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= A_1 x + B_1 u + C_1 \frac{du}{dt} \\ x_2 &= A_2 x(t-T_i) + B_2 u(t-T_i) \\ 0 &= A_{31} x_1 + A_{32} x_2 + B_3 u + F(x_3(t), t) \end{aligned} \quad (I.74)$$

Le vecteur de sortie s'écrit alors :

$$y = A_4 x + B_4 u + C_4 \frac{du}{dt} \quad (I.75)$$

avec

- $x_1$  vecteur des variables d'état localisées
- $x_2$  vecteur des variables d'état distribuées
- $x_3$  vecteur des variables d'état associées aux résistances de contrôle non linéaires
- $x$  vecteur d'état global
- $u$  vecteur d'entrée
- $T_i$  retard des lignes de transmission
- $F_i$  vecteur de caractérisation des résistances non linéaires
- $y$  vecteur de sortie
- $A, B, C$  matrices du circuit indépendantes du temps

Les équations d'état sont caractérisées par des matrices à coefficients constants et sont dérivées seulement une fois.

Un inconvénient de cette méthode est qu'elle produit de nombreuses manipulations de matrices et par conséquent nécessite des places en mémoire vive pour le stockage de ces matrices considérables.

#### **I.4.3.2 Méthodes d'extrapolation, balistique**

Dans les méthodes temporelles à intégration directe, la majeure partie du temps de calcul est consacrée à l'évaluation du transitoire, or dans la plupart des cas, seul le régime stationnaire intéresse le concepteur de circuits hyperfréquences. Pour cette raison, d'autres méthodes temporelles ont été étudiées afin de shunter au moins partiellement le régime transitoire et ainsi d'atteindre plus rapidement le régime stationnaire.

Le concept de base est souvent l'évaluation d'un ensemble de conditions initiales à partir duquel le circuit se met en régime stationnaire périodique. Le problème est donc de trouver un vecteur de conditions initiales  $y(0)$  tel que après intégration sur une période  $T$  du système d'équations d'état du circuit, le vecteur d'état de sortie est égal à celui du départ :

$$y(0) = y(0+T) \quad (\text{I.76})$$

Les méthodes balistiques (dites "shooting methods") [53], [54], [55] consistent en une recherche directe de telles conditions par une itération de Newton ou toute autre technique d'optimisation non linéaire. Une approche alternative est de calculer l'état du circuit à différents instants par intégration temporelle et ensuite d'extrapoler à partir de ces états par des méthodes algébriques, l'état dans lequel le circuit se met en régime périodique dans le domaine temporel [56].

Cependant ces méthodes requièrent comme la méthode directe l'intégration numérique des équations différentielles, le temps de calcul reste important. Elles présentent un intérêt dans les cas où le circuit contient un élément très sélectif (résonateur, par exemple). L'application de ces méthodes aux circuits hyperfréquences reste marginale.

### **I.4.3.3 Autres voies**

Afin de réduire le temps de calcul, certaines méthodes exploitent la régularité du circuit pour shunter la solution de sous-circuits dont l'état ne change pas, par application de techniques de relaxation plutôt que celles des matrices creuses, [57].

Avec l'apparition de nouveaux calculateurs dits parallèles, la programmation de nouveaux logiciels de simulation temporelle exploite au mieux les possibilités des calculateurs, [58].

Enfin, est apparue récemment une méthode dite en temps réel ("Real time simulation") qui consiste en l'utilisation de circuits à capacités commutées afin d'éliminer les constantes de temps [58]. Cette méthode ne présente pas de restrictions par rapport aux fonctions non linéaires, mais devient vite très complexe à mettre en oeuvre, dans les cas de fortes non-linéarités ou lorsque le circuit contient plusieurs éléments non linéaires.

## **I.4.4 Applications, remarques générales**

Les logiciels d'analyse temporelle présentent deux grands intérêts :

- la possibilité de simuler un circuit quelconque. De par sa généralité, la méthode est applicable aux circuits logiques, aux amplificateurs [59], aux oscillateurs [60], aux mélangeurs [61], [62], [63]...
- l'avantage d'être largement commercialisés et utilisés.

Il existe de nombreux logiciels sur le marché qui sont utilisés en grande partie pour des applications numériques et analogiques (pas forcément hyperfréquences). Cette situation garantit un certain confort à l'utilisateur :

- bibliothèque de modèles étendue,
- apprentissage rapide,
- possibilités de développer ses propres modèles.

Cependant les méthodes temporelles souffrent de quelques inconvénients majeurs:

- l'analyse devient difficile dans le cas des circuits comprenant des lignes de transmission à pertes ou avec des discontinuités car la meilleure façon de caractériser ces éléments est d'utiliser les paramètres Y, Z ou S.
- A chaque nouveau composant linéaire ou non supplémentaire, une équation différentielle est ajoutée. Le système d'équations devient important rapidement.
- l'analyse devient onéreuse en CPU dans le cas des circuits comportant des constantes de temps plus grandes que la fréquence du fondamental. La majeure partie des calculs numériques est dépensée dans l'évaluation du transitoire alors que l'intérêt de l'utilisateur est concentré sur le régime établi.

Le problème d'efficacité numérique se pose aussi pour les mélangeurs où la fréquence intermédiaire est très petite devant les fréquences RF et OL.

Note : Dans les circuits comprenant des lignes de transmissions idéales, on approximera ces lignes avec des réseaux de selfs et de capacités afin de diminuer les constantes de temps et les instabilités numériques (voir chapitre III).

## **I.5 Méthodes d'équilibrage harmonique**

### **I.5.1 Introduction**

Il est clair qu'aucune des analyses décrites dans les paragraphes précédents ne combine la simplicité et la précision de la représentation des éléments linéaires et non linéaires. Les méthodes d'équilibrage harmonique sont des techniques hybrides qui tiennent compte des particularités des circuits hyperfréquences :

- la majeure partie du circuit est linéaire,
- l'excitation est souvent périodique, et l'intérêt de l'utilisateur se porte essentiellement sur les performances en régime établi.

C'est pourquoi, ce sont des méthodes d'analyse non linéaire de recherche a priori de la solution stationnaire, où les éléments non linéaires sont décrits dans le domaine temporel et les éléments linéaires dans le domaine fréquentiel.

Les représentations temporelles et fréquentielles sont reliées par des transformées de Fourier. Sachant que les réseaux linéaires et non linéaires sont interconnectés, l'équilibrage harmonique consiste à égaliser les solutions des analyses des réseaux linéaire et non linéaire pour toutes les fréquences étudiées. Cette méthode est donc temporel-fréquentielle [3], [66], [67], [78].

### **I.5.2 Principe [66], [3], [67],[78]**

#### **\* Partition du circuit**

L'excitation et la réponse du circuit sont supposées périodiques. Les premières méthodes d'équilibrage harmonique [64] présentaient l'inconvénient de nécessiter un grand nombre de variables inconnues à trouver. Pour réduire le nombre de variables inconnues, plusieurs auteurs [65], [68] ont proposé de partager le circuit en un sous-circuit non linéaire et un sous-circuit linéaire, ayant le même nombre de noeuds d'interconnexions  $n_D$ . La partition est depuis un des concepts de base des méthodes d'équilibrage harmonique (dites par partie : "piecewise harmonic balance").

Les règles de partition [68] représentent souvent un compromis entre deux nécessités opposées :

- $n_D$  doit rester le plus petit possible pour une efficacité numérique optimale, car le nombre d'inconnues du système en dépend directement,
- les sous-circuits non linéaires doivent être assez simples pour permettre une formulation aisée de leurs équations, ce qui tend à augmenter la valeur de  $n_D$ .

Le circuit à analyser se met donc sous la forme de la figure I.12.a.

## METHODE "HARMONIC BALANCE" :

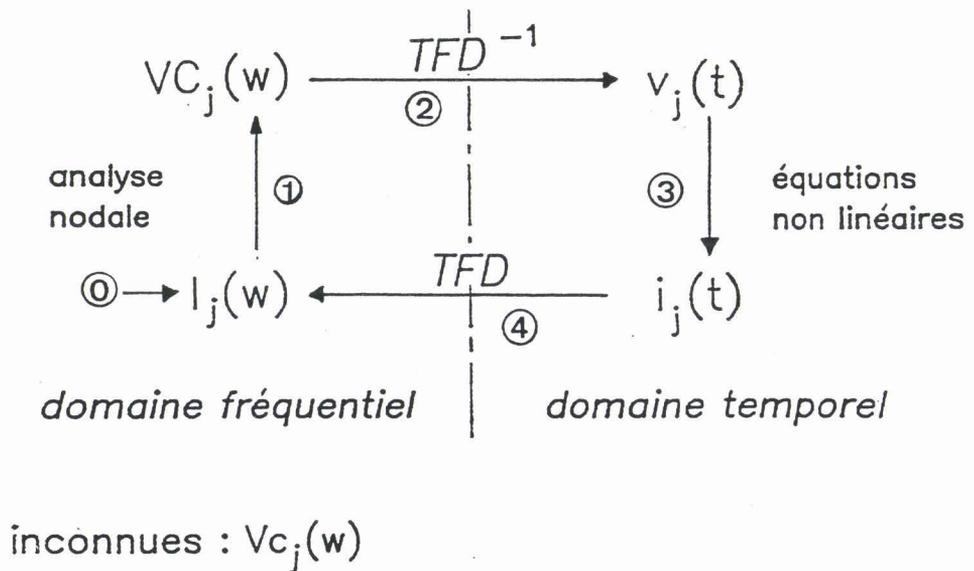
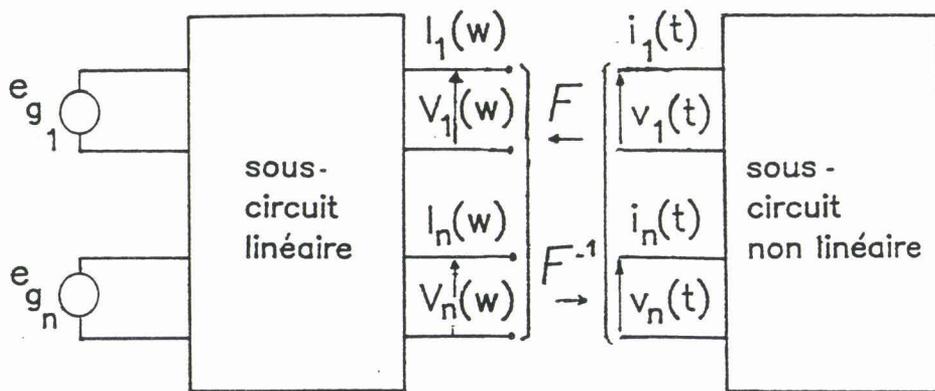


Figure I.12: Méthode "Harmonic Balance"

- a) partition du circuit à analyser  
 b) schéma de déroulement du calcul

### \* Mise en équation

Le sous-circuit non linéaire est décrit dans le temps par un système d'équations non linéaires paramétrées, de la forme [3]:

$$\begin{aligned} v(t) &= u[x(t), \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}] \\ i(t) &= w[x(t), \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}] \end{aligned} \quad (I.77)$$

où  $v$  et  $i$  sont les vecteurs tensions et courants aux  $n_D$  interconnexions du sous-circuit non linéaire, et  $x$  un ensemble de quantités dépendant du temps utilisées comme variables d'état.  $u$  et  $w$  sont des fonctions non linéaires connues analytiquement ou numériquement. Tous les vecteurs ont la même taille  $n_D$ .

Le sous-circuit linéaire est, quant à lui, décrit dans le domaine fréquentiel. D'une manière générale, on peut écrire les équations qui le caractérisent sous la forme :

$$A(\omega) V(\omega) + B(\omega) I(\omega) + D(\omega) = 0 \quad (I.78)$$

où  $A$  et  $B$  sont des matrices du circuit,  $V$  et  $I$  les vecteurs des coefficients des décompositions en séries de Fourier des tensions et des courants aux interconnexions du sous-circuit, et  $D$  un ensemble de vecteurs décrivant les sources indépendantes. Dans un circuit bien divisé, les quantités vectorielles des équations (I.77) et (I.78) ont la même dimensions  $n_D$ .

En régime établi, les formes d'ondes des variables d'états peuvent être approchées par :

$$x(t) = \sum_{k=-N_H}^{N_H} X_k \exp(jk \omega_0 t) \quad (I.79)$$

où  $\omega_0$  est la fréquence angulaire fondamentale du régime périodique et  $X_{-k}^* = X_k$  (\* = complexe conjugué)

Les expressions des dérivées  $n^{\text{ième}}$  de  $x$  sont exprimées aisément en fonction des  $X_k$ , à partir de l'équation (I.79). Ainsi le régime établi est parfaitement déterminé par le calcul des  $X_k$ .

Le problème de l'analyse du circuit consiste maintenant à trouver le vecteur d'état  $X$  tel que les tensions et courants temporels de (I.77) exprimés en fonction des  $X_k$  (équation I.79) présentent des composantes spectrales satisfaisant l'équation fréquentielle (I.78), pour tous les harmoniques considérés : soit pour tous  $\omega = k\omega_0$ ,  $0 \leq k \leq N_H$ . En utilisant la transformée de Fourier, (F.F.T par exemple), on obtient donc le système non linéaire à résoudre suivant:

$$E(X) = 0 \quad (I.80)$$

avec  $E_k(X) = A(k\omega_0) U_k(X) + B(k\omega_0) W_k(X) + D(k\omega_0) \quad (I.81)$

$$(0 \leq k \leq N_H)$$

$E_k(x)$  est un ensemble d'erreurs d'équilibrage harmonique à  $k\omega_0$

#### \* Synthétique de la méthode de l'équilibrage harmonique

En résumé, une solution stationnaire est calculée suivant l'algorithme présenté ci-contre (voir aussi figures I.12.b et I.13) .

### I.5.3 Choix des variables, choix du nombre d'harmoniques

Le système non linéaire (I.80) est en fait équivalent à un système de  $N = n_D (2 N_H + 1)$  équations réelles à  $N$  inconnues réelles. La méthode décrite au paragraphe (I.5.2) est connue comme la méthode d'équilibrage harmonique par parties [65], et présente l'avantage de manipuler le même nombre de variables d'état et d'interconnexions des sous-circuits, quel que soit le nombre réel d'éléments linéaires dans le circuit [68]. Les tailles des matrices manipulées dans les boucles d'itérations sont considérablement réduites par rapport à celles des itérations des simulateurs temporels, ou des premières versions de l'équilibrage harmonique [64]. Cependant, ces matrices sont beaucoup plus "denses". C'est pourquoi, des auteurs ont proposé une alternative fondée sur une analyse nodale du circuit combinée avec des techniques de matrices creuses (voir paragraphe I.4.1) [67], [69].

### Méthode d'équilibrage harmonique

étape 0: Estimation des valeurs initiales. Une source sinusoïdale proposée est appliquée au sous-circuit linéaire. Les valeurs initiales des composantes spectrales du vecteur d'état aux interconnexions sont calculées :  $X_k^0$ .

étape 1: La transformée de Fourier inverse est appliquée à cette estimation :  $x^0(t)$

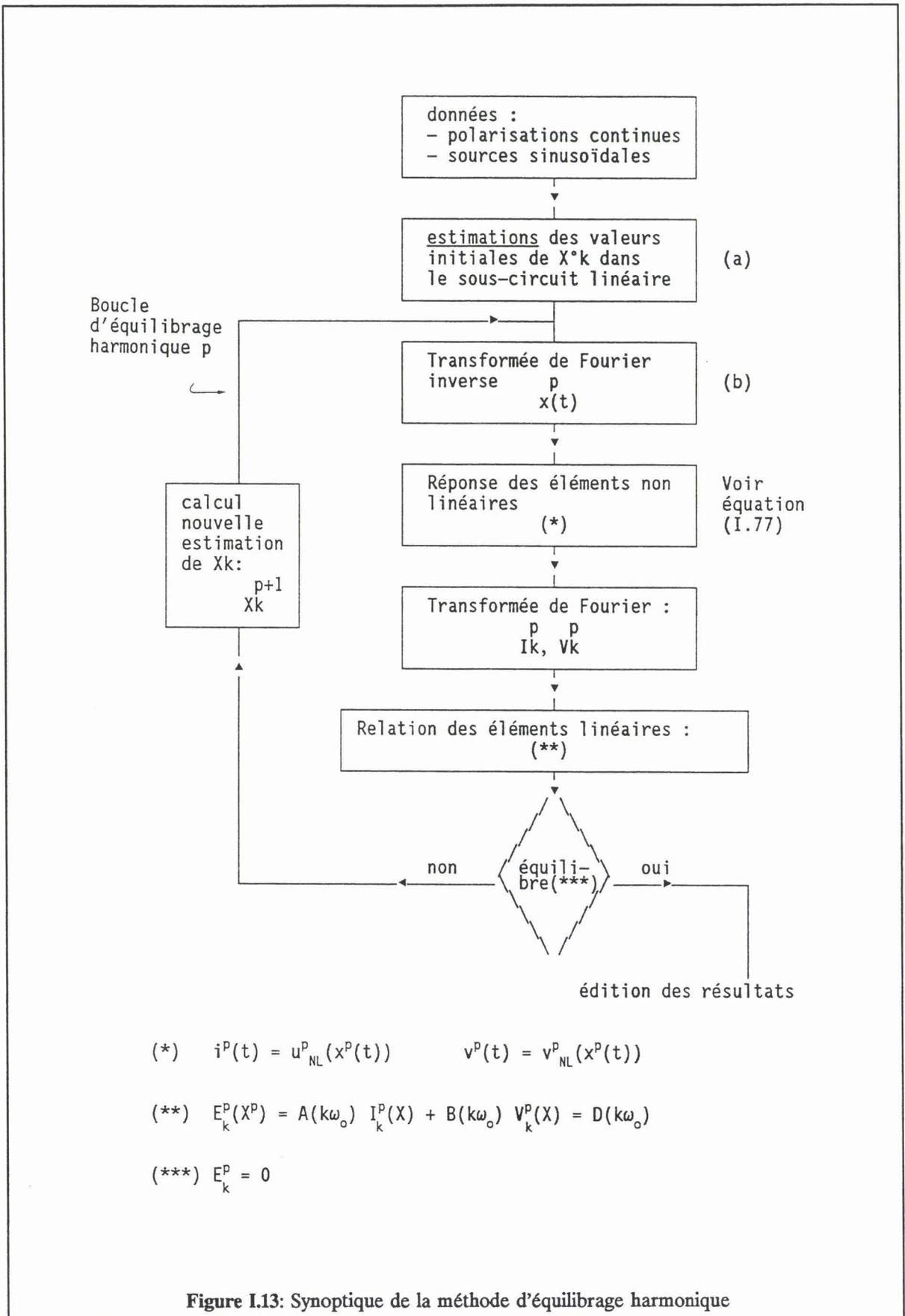
étape 2: Les relations du sous-circuit non linéaire sont appliquées avec cette estimation  $x^0(t)$

$$\begin{cases} i^0(t) = u^0(x, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}) \\ v^0(t) = w^0(x(t), \dots, \frac{d^n x}{dt^n}) \end{cases}$$

étape 3: La transformée de Fourier est appliquée aux signaux temporels  $i^0(t)$  et  $v^0(t)$  :  $I_k^0$ ,  $V_k^0$

étape 4: Calcul de la fonction d'erreur

étape 5: Si  $E = 0$  ou  $E \leq E_{\text{seuil}}$   
Sinon, nouvelle estimation de la valeur des  $X_k$



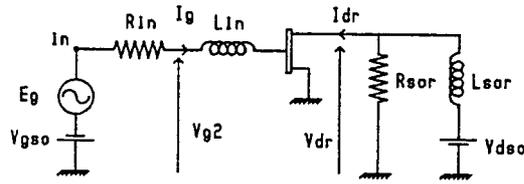
L'efficacité numérique du programme est directement proportionnelle au nombre de variables choisies  $n_D$  et au nombre d'harmoniques considérées  $N_H$ . On veillera à optimiser ces deux nombres. Plus le nombre d'harmoniques  $N_H$  est grand, plus l'approximation pour les séries de Fourier est proche du signal réel, mais plus le temps de calcul augmente. Inversement, si le nombre  $N_H$  est choisi trop petit, le nombre d'harmoniques est insuffisant pour représenter les formes d'ondes du signal. A titre d'exemple, la figure I.14 présente l'évolution du temps CPU d'un VAX - 11/780 pour l'analyse d'un étage amplificateur à TEC (modèle à 3 non linéarités Cgs fixe, voir chapitre III et [70]), avec le logiciel d'équilibrage harmonique LIMHA développé à l'IRCOM de Limoges [71] en fonction du seuil d'erreur, pour différents nombres d'harmoniques pris en compte lors de l'analyse. Plus le seuil est petit, plus le nombre d'harmoniques influe sur le temps CPU (ici le nombre d'interconnexions est constant : circuit identique). La figure I.15 présente pour le même circuit, l'évolution du temps CPU en fonction du seuil d'erreur, pour différents nombres d'échantillons maniés par les opérateurs de transformées de Fourier.

Différents formalismes sont utilisés pour décrire la partie linéaire du circuit (équation (I.78)) :

- le formalisme impédance [68], [74]
- le formalisme admittance [65], [69], [72]
- le formalisme des coefficients de réflexion [76] et des matrices de paramètres [S], [73].

Les variables inconnues peuvent être :

- les courants et les tensions aux noeuds d'interconnexions [65], [69], [72], [74], [75]
- les ondes de puissance incidentes et réfléchies aux noeuds d'interconnexions [73], [76].



Evolution du temps CPU en fonction de  $-\log(EP)$  quand le nombre d'harmoniques NH varie, pour 2 amplitudes du signal :  
 ampli = 0.5V  $\rightarrow$  regime petit signal  
 ampli = 1.8V  $\rightarrow$  compression de 2.7 dB du gain en puissance.

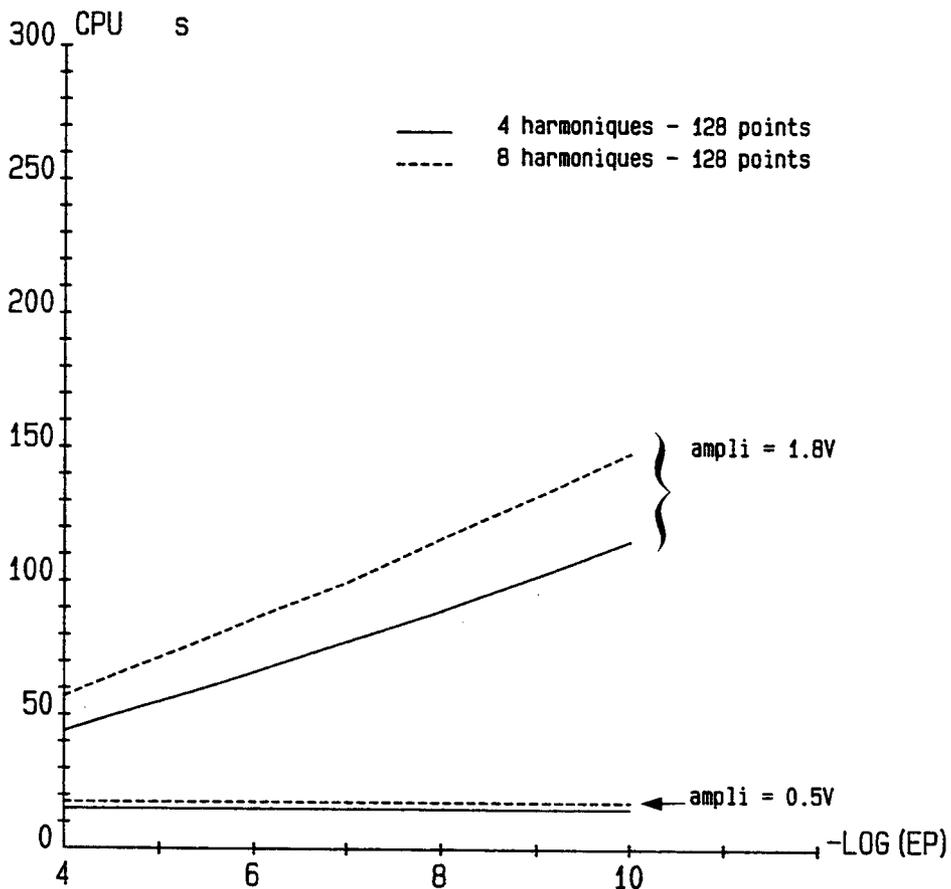
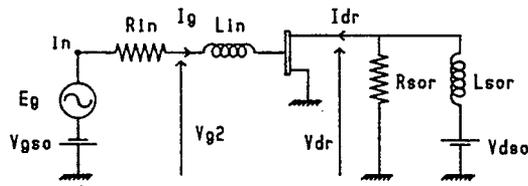


Figure I.14: Evolution du temps CPU en fonction du seuil de l'erreur résiduelle pour différents nombres d'harmoniques considérés (calcul sur VAX-780/11, ici nombre d'échantillons  $N_p = 128 = \text{Constante}$ ).



Evolution du temps CPU en fonction de  $-\log(EP)$  quand le nombre de points  $N_p$  varie, pour 2 amplitudes du signal :  
 ampli = 0.5V  $\rightarrow$  regime petit signal  
 ampli = 1.8V  $\rightarrow$  compression de 2.7 dB du gain en puissance.

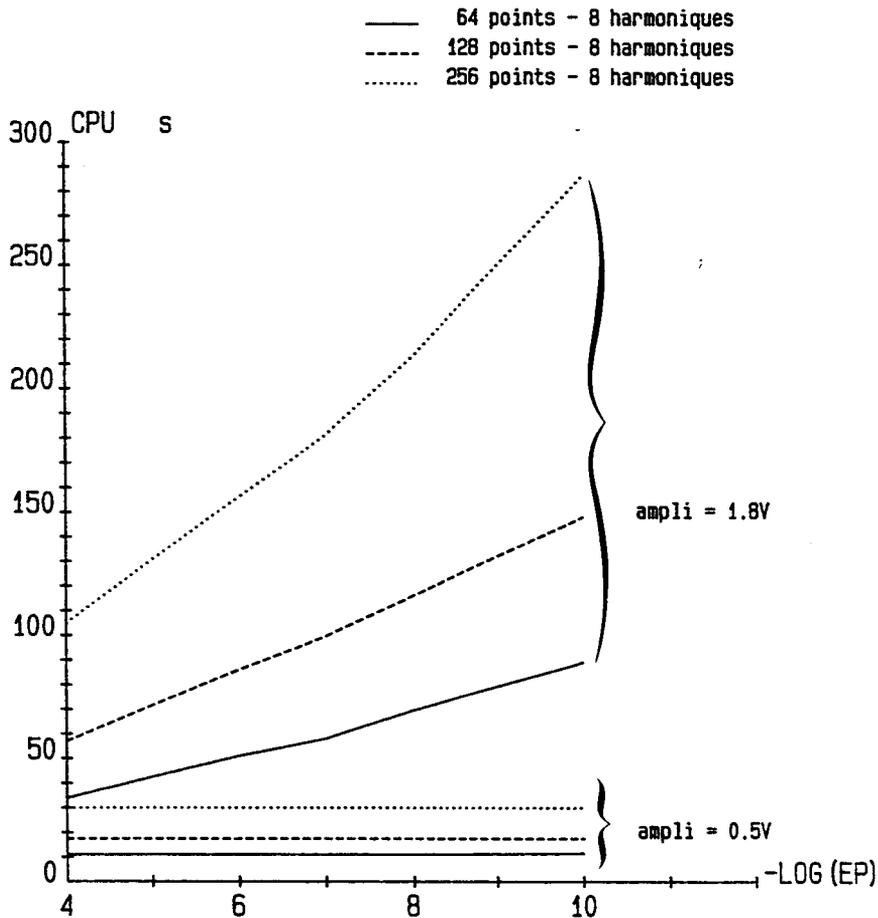


Figure I.15: Evolution du temps CPU en fonction du seuil de l'erreur résiduelle quand le nombre d'échantillons  $N_p$  varie (ici le nombre d'harmoniques est fixé à 8, calcul sur VAX11/780).

### I.5.4 Fonctions d'erreur, mécanismes d'erreurs

La fonction d'erreur est généralement définie comme l'erreur quadratique moyenne des résidus d'équilibrage harmonique soit d'après l'équation (I.81) :

$$e(X) = \left( \sum_{k=0}^{N_H} E_k^2(X) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{I.82})$$

Une autre définition possible est :

$$e(X) = \int_0^T E^*(Y) E(Y) dY \quad (\text{I.83})$$

où \* représente la transposée conjuguée

Cette fonction d'erreur permet de satisfaire l'exigence de l'équilibrage harmonique :

- si  $e(X) < \epsilon$ ,  $\epsilon$  étant un nombre petit fixé, l'équilibrage harmonique est réalisé,
- si  $e(X) > \epsilon$ , alors un algorithme itératif procède au calcul de la solution (Résolution de l'équation (I.80))

Les erreurs produites par cette méthode ont deux origines :

- la troncation des harmoniques considérés en un nombre fini
- la convergence incomplète de l'itération utilisée pour résoudre le système non linéaire d'équations algébriques.

### I.5.5 Résolution numérique du système (I.80)

La plupart des programmes d'équilibrage harmonique sont basés sur les concepts évoqués ci-dessus. Leurs différences se situent dans les différentes façons de résoudre numériquement le système non linéaire :  $E(X) = 0$  (I.80)

Deux approches distinctes sont alors possibles :

- minimisation d'une fonction, dans le cas particulier où le minimum vaut zéro,
- résolution d'un système d'équations non linéaires.

### I.5.5.1 Minimisation d'une fonction

Il s'agit de trouver  $X$  tel que le gradient de la fonction par rapport à la variable  $X$  soit nul :

$$\nabla E(X) = 0 \quad (I.84)$$

Pour des circuits faiblement non linéaires, les méthodes simples de NEWTON permettent d'atteindre la convergence rapidement. Une autre alternative, plus robuste mais moins efficace est d'utiliser un algorithme de minimisation non linéaire pour minimiser la fonction d'erreur (I.83). Les méthodes les plus utilisées sont les méthodes de Quasi-Newton telle que l'algorithme de Fletcher [65] qui permet d'approximer le Hessien à chaque itération.

Un des inconvénients de cette approche provient du grand nombre de variables à optimiser. Si le circuit à analyser possède 10 noeuds d'interconnexions, la simulation avec 8 harmoniques produit 80 variables. Ce nombre de variables peut être réduit en rassemblant les éléments linéaires dans un sous-circuit [65]. Les mêmes auteurs [65] utilisent le programme avec peu d'harmoniques, puis une fois la convergence obtenue, ils relancent l'analyse avec un nombre d'harmoniques plus grand. Filicori & al [73] ont intégré cette démarche dans leur programme. L'augmentation du nombre d'harmoniques s'effectue progressivement en fonction de la convergence. En fait cette approche est assez inefficace, sauf dans le cas des optimisations (prochain paragraphe). Le problème de la résolution de  $E(X) = 0$  est transformé en un problème plus difficile de résolution de  $\nabla E(X) = 0$ . En outre, de l'information se perd pendant la transformation en somme des modules carrés : la nature et la contribution de chacun des termes de  $E(X)$  disparaissent dans cette reformulation du problème [67].

Cette approche est à abandonner au profit des suivantes.

### I.5.5.2 Résolution d'un système d'équations non linéaires

Il s'agit de rechercher  $X$  tel que  $E(X) = 0$ , donc de résoudre un système d'équations non linéaires.

La plupart des solutions proposées utilisent la méthode itérative de Newton-Raphson : soit  $[E(X)] = 0$  à résoudre (ou  $[F(X)] - X = 0$ )

La formule itérative de Newton-Raphson s'écrit :

$$[X]^{j+1} = [X] - [J_E] [E(X)] \quad (I.85)$$

avec  $j$  = indice d'itération

$[J_E]$  = Matrice jacobienne du système des fonctions  $[E(X)]$ .

Différentes méthodes sont utilisées pour évaluer la matrice jacobienne, que l'on peut classer en deux catégories : les méthodes de relaxation et les méthodes itératives.

#### I.5.5.2.a Méthodes de relaxation

Pour accélérer la convergence de ces méthodes, KERR [76], puis HICKS et KHAN [75], [79] ont proposé le mécanisme d'évaluation de la variable suivant (méthode de la pente fixe):

$$X^{i+1} = P^i F[X^i] - [1 - P^i]X^i \quad (I.86)$$

où  $P^i$  est une matrice diagonale des paramètres de convergence,  $I$  la matrice identité, et  $i$  l'indice d'itération.

Dans leur programme Hicks et Khan ont fixé la valeur du paramètre de convergence à 0.025, par expérience sur leur exemple [79] et Hwang et Itoh à 0.5 [103]. Puis ce paramètre est devenu variable et complexe [75]. Cependant, la convergence de ces méthodes [75] (6) [79] dépend fortement du point de départ choisi. En 1983, Camacho-Peñalosa [68] a proposé une amélioration de ces méthodes, qui présente un effet de mémoire (méthode de la sécante) :

$$P = [P_n] \text{ matrice diagonale avec } P_n = 1 / [1 - (F_n^i - F_n^{i-1}) / (X_n^i - X_n^{i-1})] \quad (I.87)$$

L'inconvénient de ces méthodes reste l'échec de la convergence dans le cas de fortes non linéarités.

### I.5.5.2.b Les méthodes itératives

Cette méthode de Newton Raphson utilisée par de nombreux auteurs [67], [73], [69] nécessite le calcul de l'inverse du Jacobien à chaque itération ce qui est assez lourd. Néanmoins, cette méthode présente de bonnes propriétés de convergence dans le cas de fortes non linéarités, [71], [66].

Des auteurs [71], [80], [82] ont proposé un calcul analytique du gradient pour augmenter la vitesse de convergence de l'algorithme. Elle peut poser des problèmes pour des modèles compliqués dont les dérivées sont mal définies.

D'autres auteurs [67], [83] ont proposé d'inclure la méthode Samanskii qui réutilise la matrice jacobienne calculée dans une itération précédente, si celle-ci varie peu. Enfin, certains auteurs préconisent l'application des techniques de matrices creuses au jacobien [81], [69].

## I.5.6 Optimisation

L'optimisation de circuits est la suite logique du problème de l'analyse rapide et précise des circuits. Elle représente l'un des objectifs les plus importants de la CAO.

Dans le cas des circuits linéaires hyperfréquences, le passage de l'analyse à l'optimisation est immédiat : une fois l'algorithme d'analyse développé, il est couplé à un programme de minimisation. Si cette stratégie d'optimisation de circuits linéaires est directement étendue aux circuits non linéaires, l'analyse non linéaire est effectuée lorsque la fonction erreur doit être évaluée, tandis que la fonction objectif est minimisée par rapport aux paramètres du circuit seulement. Cette stratégie implique donc l'inclusion de deux boucles itératives, la boucle intérieure produisant la fonction objectif à minimiser par la boucle extérieure, ce qui peut se révéler inefficace numériquement.

C'est pourquoi, les premiers algorithmes d'optimisation non linéaire couplés à l'équilibrage harmonique [74], [72] ont utilisé une autre approche : l'idée de base est d'éviter l'analyse complète du réseau à chaque itération. Dans cette approche alternative, toutes les inconnues (harmoniques des variables d'état, et paramètres du circuit) sont supposées d'importance équivalente, et la recherche simultanée de ces inconnues est effectuée en minimisant une fonction objectif définie comme la combinaison des spécifications des performances électriques du circuit et de la réalisation de l'équilibrage harmonique. Si l'objectif de conception à atteindre est défini par :

$$F_{\min}^i \leq F^i(X, P) \quad (I.88)$$

où  $i$  = indice de spécification

$X$  = ensemble des parties réelles et imaginaires des harmoniques des variables d'état

$P$  = ensemble des paramètres du circuit à optimiser.

La fonction d'erreur associée à ces objectifs électriques (I.88) est définie par :

$$E^i(X, P) = \begin{cases} w^i [F_{\min}^i - F^i(X, P)] & \text{si } F^i < F_{\min}^i \\ 0 & \text{si } F_{\min}^i \leq F^i \end{cases} \quad (89)$$

où  $w^i$  est réel positif de pondération.

Alors dans cette approche [74], la fonction objectif définie au paragraphe I.5.2 devient:

$$F_{ob} = \{ \| E(X, P) \|^2 + \sum_i [E^i(X, P)]^2 \}^{\frac{1}{2}} \quad (I.90)$$

où  $E(X, P)$  représente l'erreur d'équilibrage harmonique

Les méthodes numériques utilisées sont naturellement les méthodes qui traitent l'analyse comme une optimisation (voir I.5.5.1), méthodes connues pour leur mauvaise convergence [67].

L'apparition de nouvelles méthodes de calcul des sensibilités exactes des erreurs d'équilibrage harmonique par rapport aux harmoniques des variables d'état [67], [82] et des paramètres du circuit (extension du concept des réseaux adjoints [86]), permet d'assurer l'efficacité numérique de l'approche traditionnelle (extension du cas linéaire).

La fonction objectif peut être définie dans ce cas par :

$$F_{ob}(P) = \left\{ \sum_i^+ [E^i(X(P), P)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{si } E_{max} \geq 0 \quad (I.91)$$

Dans l'approche précédente, l'algorithme recherche un minimum absolu pour la fonction objectif (I.90) afin de réaliser l'équilibrage harmonique, alors que dans cette dernière approche, tout ensemble de paramètres du circuit P, pour lequel la condition ( $F_{ob} < 0$ ) est réalisée, est une solution acceptable. Rizzoli & al [84] ont récemment comparé les deux approches : la méthode la plus rapide et la plus efficace est l'approche traditionnelle [84], [86]. C'est aussi la meilleure du point de vue interaction avec l'utilisateur : elle produit des séquences d'états du circuit significatifs physiquement. Elle a permis l'optimisation d'amplificateurs large bande [84], de mélangeur à TEC en bande X [86].

Cependant, dans le cas des circuits non linéaires où de la puissance est transférée d'une fréquence à une autre (oscillateurs, diviseurs), l'approche classique peut mal converger si le point de départ n'est pas assez proche de la solution. Les solutions des états oscillants par exemple existent dans une zone de l'espace d'état inconnue a priori. Dans ce cas, l'algorithme de Lipparini [74] est bien plus efficace. Il a permis l'optimisation de diviseurs [74], d'oscillateurs à transistor bipolaire accordables [72], d'oscillateurs contrôlés en tension [85], [89]. Rizzoli & al préconisent de commencer l'optimisation de ce type de circuit avec l'algorithme [72], [74], puis lorsque la solution est proche, de finir avec l'algorithme classique car les itérations de Newton convergent plus vite.

### I.5.7 Cas des excitations multifréquentielles

Ce cas se présente lors de l'analyse de mélangeurs ou de l'intermodulation d'amplificateurs, de mélangeurs. Dans les paragraphes précédents, nous avons considéré le cas de circuits où les signaux sont périodiques et harmoniques : les coefficients de la transformée de Fourier discrète (TFD) représentent les composantes fréquentielles qui

sont des multiples entiers du fondamental  $\omega_0$ . Dans le cas de fréquences non harmoniques plusieurs approches ont été développées.

L'approche la plus simple pour analyser ce type de circuits est de réduire le régime quasi-périodique à un régime strictement périodique en choisissant pour fréquence fondamentale du régime, le plus grand diviseur commun des fréquences des excitations intermodulant. On peut ensuite utiliser une transformée de Fourier rapide classique (FFT). Cette approche a été appliquée à des mélangeurs à TEC [102], [91]. Le spectre calculé est en fait très clairsemé (la plupart des coefficients de Fourier sont nuls entre les fondamentaux des excitations, et la fréquence différence), et le nombre d'échantillons temporels peut excéder largement le nombre de degrés de liberté des variables d'état du circuits. La grande redondance des calculs est très coûteuse en temps calcul et en place mémoire.

En 1984, Gilmore propose un artifice permettant d'utiliser une TFD avec un nombre d'échantillons plus petit [89], [77] : la réponse non linéaire du circuit est échantillonnée à un taux plus lent que celui de Nyquist, ce qui produit un effet de recouvrement de composantes spectrales. Le procédé est répété avec des spectres où les composantes spectrales des excitations sont décalées judicieusement. La solution est obtenue par combinaison linéaire des spectres de sorties. Le nombre de translations fréquentielles dépend de l'ordre de la non linéarité et du nombre de fréquences sources en présence.

Dans l'approche développée par Gayral & al [88], chaque composante spectrale intéressante est d'abord décalée fréquentiellement jusqu'au continu en utilisant une translation de fréquence du spectre entier, puis cette composante est isolée en passant le spectre translaté dans un filtre passe-bas numérique de largeur de bande adéquate. On obtient alors en sortie de ce filtre un signal complexe continu d'amplitude égale au coefficient de Fourier de la composante considérée. Cette méthode permet l'utilisation de la TFD classique. Elle permet l'analyse de mélangeurs où  $(f_{LO} - f_{RF} / f_{LO} + f_{RF})$  peuvent être aussi petites que  $10^{-9}$ .

La troisième approche qui utilise aussi une TFD est une méthode matricielle dite "transformée de Fourier discrète presque périodique" (APDFT = *Almost Periodic Fourier Transform*) [81]. Cette approche utilise le fait que la TFD est précise pour des signaux presque périodiques lorsque les rangées de la matrice de l'opérateur inverse de Fourier sont orthogonales. Le but est donc de chercher un ensemble d'échantillons temporels qui génère des vecteurs orthogonaux. Une matrice est construite avec un nombre d'échantillons temporels choisis au hasard, double du nécessaire, puis après comparaison entre les rangées, seuls les vecteurs lignes de la matrice les plus orthogonaux sont conservés. Cette méthode ne présente aucune redondance d'échantillons temporels pendant les calculs.

Dans la méthode d'Ushida & Chua [95], la réponse d'un sous-circuit non linéaire à une excitation multifréquentielle est uniformément échantillonnée dans le temps. Ces échantillons sont approximés au sens des moindres carrés par des séries de Fourier généralisées, produisant ainsi une estimation des composantes spectrales de la réponse non linéaire.

En 1989, Heron & al [90] ont proposé pour réduire le temps de calcul tout en contrôlant les effets de recouvrements de spectres d'utiliser un système de fréquences dual. L'algorithme suréchantillonne les ondes de sorties des éléments non linéaires, et travaille ainsi avec un grand système de fréquences lors des transformations de Fourier, et un deuxième système de fréquences réduit lors des analyses. Implanté avec la méthode APDFT [83], cette combinaison permet d'obtenir des résultats plus précis et plus rapidement. Cette méthode peut être implantée avec des transformées de Fourier multidimensionnelles (NFFT) [93].

Une dernière façon de réduire la redondance des calculs est d'employer une transformée de Fourier multidimensionnelle (NFFT). C'est l'approche choisie par Rizzoli & al [82]. Le nombre d'échantillons est fixé par l'ordre maximum des produits d'intermodulation. La transformée de Fourier peut être de dimension 2 (intermodulation d'amplificateurs, analyse de mélangeur [94] ) ou 3 (intermodulation dans un mélangeur [92]). Le mécanisme de grille d'échantillons temporels implique encore un certain degré

de redondance. Cette redondance peut être diminuée : en utilisant le fait que le spectre réel est clairsemé, la matrice de l'opérateur de Fourier est transformée en une matrice où certaines composantes sont mises à zéro, des techniques classiques de matrices creuses peuvent alors être appliquées [69]

## **I.5.8 Autres évolutions de la méthode d'équilibrage harmonique**

### **I.5.8.1 La stabilité**

La méthode d'équilibrage harmonique suppose la connaissance a priori de la solution recherchée. Or dans le cas des circuits critiques présentant des instabilités (diviseurs, oscillateurs), le type de solution ne peut être déterminé à l'avance pour un ensemble de valeurs des paramètres du circuit. Plusieurs auteurs se sont penchés sur ce problème de la stabilité globale intégrée à la méthode d'équilibrage harmonique. Des oscillateurs [96], [85] et des diviseurs de fréquences [98], [100], [99] ont ainsi été étudiés.

### **I.5.8.2 Analyse du bruit**

Les évolutions les plus récentes des méthodes d'équilibrage harmonique, hormis le cas des excitations multifréquentielles et l'étude de la stabilité globale, intègrent des outils généraux pour l'analyse de la conversion de bruit dans les circuits non linéaires tels que les mélangeurs [97], [101] et les oscillateurs [96].

## **I.5.9 Applications - Conclusion**

Cette méthode est encore en développement comme nous venons de le voir, elle a permis d'étudier :

- des oscillateurs [96], [87], [72], [85], [65],
- des mélangeurs [97], [101], [102], [92], [91], [94], [100], [88],
- des amplificateurs [70], [66], [102], [73], [89],
- des diviseurs de fréquences [98], [100], [99], [74],

- des doubleurs de fréquence [68], [77].

Elle a cependant atteint un certain degré de maturité (convergence, coût numérique), et des versions commerciales apparaissent. Nous avons utilisé des versions de LIMHA, logiciel d'équilibrage harmonique développé à l'IRCOM de Limoges [71],[88] puis récemment, les simulateurs MNS de Hewlett-Packard, et LIBRA de EEsof.

## **I.6 Comparaison des différentes méthodes**

Le tableau I.16 montre les principaux algorithmes des différentes méthodes d'analyse non linéaire et leur mode de description des composants linéaires et non linéaires. Les avantages et les inconvénients de ces différentes méthodes vont être examinés (voir table I.17).

Les méthodes fréquentielles du type séries de Volterra, séries de puissance sont plus rapides et plus précises pour l'analyse de phénomènes faiblement non linéaires avec des excitations de fréquences incommensurables, tels que le calcul de l'intermodulation d'ordre 3 dans les amplificateurs et les mélangeurs, que les méthodes temporelles [108] et d'équilibrage harmonique [105], [83]. Cependant elles nécessitent une description spécifique des modèles non linéaires et sont donc moins générales. De plus, elles traitent difficilement des problèmes à forte non linéarité (l'approximation des non linéarités est incluse dans leur principe).

### Les fonctions de description

Les erreurs commises avec cette méthode sont difficiles à évaluer dans les cas fortement non linéaires. Les résultats semblent dépendre du formalisme adopté [106]. Les applications de cette méthode sont limitées par la difficulté de la synthèse des filtres. De plus, elles ne traitent qu'un composant non linéaire, pour une fonction donnée et ne peuvent donc analyser des circuits comportant plusieurs transistors par exemple [106], [107].

		DESCRIPTION DES COMPOSANTS NON LINEAIRES	
		Temporelle	Fréquentielle
D E S C R I P T I O N  C O M P O S.  L I N E A I R E S	T e m p o r e l l e	<u>Méthodes temporelles</u> – intégration directe – méthode balistique (ou "shooting method") – méthode d'extrapolation	
	F r é q u e n t i e	<u>Equilibrage harmonique</u> – Méthodes d'optimisation (minimisation d'une fonction erreur, ex : Quasi-Newton). – Méthodes de relaxation (ex : méthode du point fixe) – Méthodes itératives de Newton-Raphson	<u>Méthodes fréquentielles</u> { Séries de puissance Séries de Volterra* Fonctions de descriptions  * = non linéarité faible

Table I.16

Caractérist.	Méthodes fréquentielles Volterra Séries de Puissance	Fonctions de description	Méthodes Temporelles	Equilibrage Harmonique
Généralité de la méthode	+	-	+++	++
Précision des résultats	++	+ limitée au 1er harmonique en général	++	++
Description modèles non linéaires générale et aisée	+ limitée aux modèles polynomiaux	++	+++	+++
Description des éléments passifs	+++ (y compris lignes à pertes)	+	+ (lignes idéales)	+++ (y compris lignes à pertes)
Excitations multifréquentielles	+++ aisée	-	+	++
Possibilité optimisation	+	+++	non	++
Convergence robustesse	+ séries de Volterra limitées en général aux faibles non linéarités	++	+++	++

Table I.17

Il s'agit plutôt d'une méthode de conception (on optimise la performance du composant) plutôt que d'une méthode de simulation de circuits ([106], comparaison résultats d'un TEC bande X sur SPICE 2 et par la méthode des fonctions de description).

La discussion se limite donc aux méthodes temporelles et à l'équilibrage harmonique.

Les méthodes temporelles présentent deux inconvénients majeurs pour les circuits intégrés hyperfréquences :

- tous les transitoires doivent être calculés, or en général le concepteur de circuits intégrés hyperfréquences s'intéresse principalement au fonctionnement en régime stationnaire,
- les lignes de transmissions sont difficiles à modéliser en particulier lorsqu'elles sont dispersives et à pertes.

La méthode d'équilibrage harmonique tire parti quant à elle de la meilleure méthode de description de résolution de chaque partie des circuits, pour éviter les inconvénients des méthodes temporelles. Cependant elle n'a pas encore atteint tout à fait la maturité des méthodes temporelles notamment en ce qui concerne la robustesse de convergence de ses algorithmes de résolution.

Des comparaisons entre ces deux méthodes ont été effectuées par différents auteurs [67], [70], [66], [103]. Les résultats obtenus sont semblables du point de vue de la précision. En ce qui concerne le temps de calcul, la réponse est moins nette. Kundert & al [67] ont simulé un amplificateur distribué à 4 TEC avec SPICE 2 et leur programme Harmonica. Les lignes sont prises idéales dans la simulation avec SPICE 2 et à pertes et dispersives dans Harmonica. La simulation la plus rapide est de loin celle réalisée avec Harmonica. Par contre, si l'on compare les simulations obtenues avec ces deux programmes d'un amplificateur opérationnel  $\mu A741$ , le temps de calcul sur SPICE2 reste relativement constant (9 à 14 s) et court, alors qu'avec Harmonica le temps de calcul augmente exponentiellement (13 à 365s) lorsque l'étage de sortie fonctionne en classe B.

Les deux méthodes qui émergent de cette comparaison par la généralité de leurs applications sont donc les méthodes temporelles et d'équilibrage harmonique. Nous avons donc employé ces deux méthodes :

- Temporelles CIRCEC progiciel développé par THOM'6
- Equilibrage harmonique : LISA logiciel développé à l'IRCOM de Limoges et les logiciels commerciaux MNS de HEWLETT-PACKARD et LIBRA de EEsof.



## Références bibliographiques du chapitre I:

- [1] J. OBREGON  
Nonlinear analysis and design of microwave circuits  
15th European Microwave Conference proceedings - Sept. 1985 - Tutorial session, pp. 1089-1094
- [2] R.A. PUCCEL  
MMICs, Modelling, and CAD - where do we go from here ?  
16th European Microwave Conference proceedings - 1986, pp. 61-70
- [3] V. RIZZOLI, A. NERI  
State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques  
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-36, n°2, Feb. 1988, pp. 343-365
- [4] M. HASLER, J. NEIRYNCK  
Nonlinear circuits, Artech House, 1986 - ISBN : 0-89006-208-0
- [5] S.A. MAAS  
Nonlinear Microwave circuits  
Artech House - 1988, ISBN : 0-89006 - 251 - X.
- [6] R. PENGELLY, L. MAH, J. GERBER, R. GILMORE  
FET power amplifier design using non-linear CAD and device parameter extraction  
Workshop - 19th EMC - Sept. 1989 - pp. 109-123
- [7] First international workshop of the West German IEEE  
MTT/AP Joint Chapter on Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits  
(INMIC'90) Digest. October 03-05, 1990. Duisburg, West Germany
- [8] K.C. GUPTA, R. GARG, R. CHADHA  
Computer-aided design of Microwave Circuits  
Artech House, Norwood, MA, 1981

- [9] J.J. BUSSGANG, L. EHRMAN, J.W. GRAHAM  
Analysis of nonlinear systems with multiple inputs  
Proceedings of the IEEE, vol. 62, n°8, august 1974, pp. 1088-1118
- [10] Tri.T. HA  
Solid-state microwave amplifier design  
Wiley-Interscience, Wiley, New York, 1981. (ISBN : 0-471-08971-0)
- [11] M. SCHETZEN  
The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems  
John Wiley and Sons, New-York, 1980.
- [12] V. VOLTERRA  
Theory of functionals and of Integral and Integro-differential equations  
New York, Dover, 1959
- [13] N. WIENER  
Response of a nonlinear device to noise  
M.I.T. Radiation lab., rep. V-16S, April 6, 1942.
- [14] M. LAMNABHI  
Functional analysis of nonlinear circuits  
15th EMC proceedings - Tutorial session - Paris, 1985, pp. 1095-1103
- [15] K.K.M. CHENG, J.K.A. EVERARD  
A new and efficient approach to the analysis and design of GaAs MESFET microwave oscillators  
1990 IEEE MTT-S digest, pp. 1283-1286
- [16] P. HARROP, T.A.C.M. CLAASEN  
Modelling of an FET mixer  
Electronic letters, 8th june 1978, vol. 14 n°12, pp. 369-370
- [17] P. HARROP  
Gallium Arsenide field-effect transistor mixers : theory and applications  
Acta Electronica, 23-4, 1980, pp. 291-297

- [18] R.A. MINASIAN  
Volterra series analysis of MESFET mixers  
Int. J. Electronics, 1981, vol. 50, n°3, pp. 215-219
- [19] G.M. LAMBRIANOU, C.S. AITCHISON  
The optimisation of third order intermodulation and output power of an X-band MESFET amplifier based on small signal measurements  
15th EMC proceedings, Paris 1985, pp. 552-557
- [20] C.L. LAW, C.S. AITCHISON  
Prediction of wideband power performance of MESFET devices using the Volterra series representation  
1986 IEEE MTT-S Digest, pp. 487-489
- [21] S.A. MAAS, D. NEILSON  
Modeling MESFETs for intermodulation analysis of mixers and amplifiers  
1990 IEEE MTT-S digest, pp. 1291-1294
- [22] Y. HU, J.J. OBREGON, J.C. MOLLIER  
Nonlinear analysis of microwave FET oscillators using Volterra series  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 37, n°11, Nov. 89, pp. 1689-1693
- [23] S.A. MAAS  
A general purpose computer program for the Volterra series analysis of nonlinear microwave circuits  
1988 IEEE MTT-S digest, pp. 311-314
- [24] V. KROZER, H.L. HARTNAGEL  
Large-signal Analysis of Nonlinear Microwave Circuits using Modified Volterra series.  
Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter Circuits (INMMC '90) Digest, October 03-05 1990 -  
Duisburg, pp. 197-209
- [25] G.W. RHYNE, M.B. STEER  
A new frequency domain approach to the analysis of nonlinear microwave circuits  
1985 IEEE MTT-S digest, St-Louis, Missouri, pp. 401-404

- [26] G.W. RHYNE, M.B. STEER  
Generalized power series analysis of intermodulation distortion in a MESFET amplifier : simulation and experiment  
1987 IEEE MTT-S digest, pp. 115-118
- [27] G.W. RHYNE, M.B. STEER  
Generalized power series analysis of intermodulation distortion in a MESFET amplifier : simulation and experiment  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-35, n°12, déc. 87, pp. 1248-1255
- [28] G.W. RHYNE, M.B. STEER, B.D. BATES  
Frequency-domain nonlinear circuit analysis using generalized power series  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 36, n°2, february 1988, pp. 379-387
- [29] C.R. CHANG, M.B. STEER, G.W. RHYNE  
Frequency-domain spectral balance using the Arithmetic Operator method  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 37, n°11, Nov. 1989, pp. 1681-1688
- [30] J.H. HAYWOOD, Y.L. CHOW  
Intermodulation distortion analysis using a Frequency-Domain Harmonic Balance technique  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 36, n°8, August 1988, pp. 1251-1257
- [31] A. GELB, W.E. VANDERVELDE  
Multiple input describing functions and nonlinear system design - Mac Graw Hill - New-York - 1968
- [32] J. OBREGON, F. FARZANEH  
Definition of nonlinear reflection coefficient of a microwave device using describing function formalism  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 32, n°4, April 1984, pp. 452-455
- [33] Y. TAJIMA, B. WRONA, K. MISHIMA  
GaAs FET large-signal model and its application to circuit designs  
IEEE transaction on electron devices, vol. ED-28, n°2, February 1981, pp. 171-175
- [34] Y. TAJIMA, P.D. MILLER  
Design of Broad-band power GaAs FET amplifiers  
IEEE transactions on microwave theory and technique, vol. MTT-32, n°3, March 1984, pp. 261-267

- [35] R. SOARES, M. BOUDELIS, B. LORIOU, E. LOS REYES DAVO  
 Nonlinear equivalent circuit for broadband GaAs MESFET power amplifier design  
 1982 IEEE MTT-S digest, pp. 63-65
- [36] A.J. HOLDEN, B.T. DEBNEY, J.P. KING, J.G. METCALFE, CH. OXLEY  
 Matching of GaAs power FETs using a large-signal modelling technique  
 IEEE proceedings, vol. 133, Pt. H, n°5, october 1986, pp. 399-404
- [37] R. GILMORE, F.J. ROSENBAUM  
 An analytic approach to optimum oscillator design using S-parameters  
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-31 n°8, august 1983, pp. 633-639
- [38] J. VIDKJAER  
 A describing function approach to Bipolar RF-power amplifier simulation  
 IEEE trans. on circuits and systems, vol. CAS-28, n°8, august 1981, pp. 758-767
- [39] F. FILICORI, A. MAMBRIONI, V.A. MONACO  
 Large-signal narrow band quasi-black box modelling of microwave transistors  
 1986 IEEE MTT-S digest, pp. 393-396
- [40] S.R. MAZUMDER, P.D. VAN DER PUIJE  
 "Two-Signal" method of measuring the large-signal S-parameters of transistors  
 IEEE transactions on microwave theory and techniques vol. MTT-26, n°6, June 1978, pp. 417-420
- [41] R.S. TUCKER  
 RF Characterization of microwave power FET's  
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-29, n°8, August 1981, pp. 776-781
- [42] C. ALBUQUERQUE, C. GUO, J. OBREGON  
 A new approach to fundamental frequency analysis and optimization of nonlinear microwave circuits  
 15th EMC proceedings, Paris 1985, pp. 515-520
- [43] C. GUO, M. CAMIADE, D. ROUSSET, A. CESSEY, J. OBREGON, A. BERT  
 Optimum design of nonlinear FET amplifiers  
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-35, n°12, December 1987,  
 pp. 1348-1354.

- [44] A. TAZON, A. MEDIAVILLA, A. VEGAS, A. CASANUEVA  
Closed-form harmonic formulation for two-port microwave active devices  
INT. J. Electronics, 1988, vol. 64, n°4, pp. 593-601
- [45] C. GUO & al  
Optimal CAD of MESFETs frequency multipliers with and without feedback  
1988 IEEE MTT-S digest, New York, May 1988, pp. 1115-1118
- [46] H.J. CARLIN, J.J. KOMIAK  
A new method of broadband equalization applied to microwave amplifiers  
Transactions on microwave theory and techniques, MTT-27, n°2, February 1979
- [47] V. RIZZOLI, A. NERI, P. GHIGI, F. MASTRI  
Simulation and design of nonlinear microwave circuits : an overview of frequency-domain techniques for the treatment of oscillators  
Integrated nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits (INMMC'90) Digest, October 03-05  
Duisburg, pp. 123-136.
- [48] D.O. PEDERSON  
A Historical review of circuit simulation  
IEEE transactions on circuits and systems, vol. CAS-31, n°1, January 1984, pp. 103-111
- [49] W.J. McCALLA, D.O. PEDERSON  
Elements of Computer-Aided circuit analysis  
IEEE transactions on circuit theory, vol. CT-18, n°1, January 1971, pp. 14-26
- [50] M.I. SOBHY, A.K. JASTRZEBSKI  
Direct integration methods of nonlinear microwave circuits  
15th EMC proceedings, Paris, 1985, Tutorial session, pp. 1110-1118.
- [51] CIRCEC : "a time domain program analysis for nonlinear circuits"  
Thomson Informatique Service.
- [52] A.K. JASTRZEBSKI, M.I. SOBHY  
Analysis of nonlinear microwave circuits using state-space approach  
ISCAS'84, pp. 1119-1122

- [53] T.J. APRILLE Jr, T.N. TRICK  
Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs  
Proceedings of the IEEE, vol. 60, n°1, January 1972, pp. 108-114
- [54] T.J. APRILLE Jr, T.N. TRICK  
A computer algorithm to determine the steady-state response of nonlinear oscillators  
IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-19, pp. 354-360, July 1972
- [55] F.R. COLON, T.N. TRICK  
Fast periodic steady-state analysis for large-signal electronic circuits  
IEEE J. Solid-state Circuits, vol. SC-8, pp. 260-269, August 1973.
- [56] S. SKELBOE  
Computation of the periodic steady-state response of nonlinear networks by extrapolation methods  
IEEE Trans. Circuits Systems, vol. CAS 27, n°3, March 1980, pp. 161-175
- [57] A.R. NEWTON, A.L. SANGIOVANNI-VINCENTELLI  
Relaxation-based electrical simulation  
IEEE transaction on electron devices, vol. ED-30, n°9, September 1983, pp. 1184-1207
- [58] M.I. SOBHY, E.A. HOSNY, Y.A.R. EL-SAWY, A.A.A. NASSER  
Recent advances in time-domain simulation  
1990 Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter Circuits (INMMC'90) Digest, Duisburg, West Germany, October 03-05, pp. 21-34
- [59] M.I. SOBHY, A.J. CASTELINO  
The design and performance of large-signal distributed microwave amplifiers  
1989 IEEE MTT-S digest, pp. 397-400
- [60] M.I. SOBHY, A.K. JASTRZEBSKI, R.S. PENGELLY, J. JENKINS, J. SWIFT  
The design of microwave monolithic voltage controlled oscillators  
15th EMC proceedings, Paris 1985, pp. 925-930.
- [61] M.I. SOBHY, F. BASSIRAT  
Nonlinear modelling and design of microwave mixers  
1988 IEEE MTT-S digest, pp. 1111-1114

- [62] M. JOAO ROSARIO, J. COSTA FREIRE  
A design technique for MESFET mixers based SPICE program  
1990 IEEE MTT-S digest, pp. 331-334
- [63] P.E. STABROOK, B.B. LUSIGNAN  
A mixer computer-aided design tool based in the time domain  
1988 IEEE MTT-S digest, pp. 1107-1110
- [64] J.C. LINDENLAUB  
An approach for finding the sinusoidal steady-state response of nonlinear systems  
Proc. 7th Ann. Allerton Conf. on Circuit and system theory, Univ. Illinois, Chicago, 1969
- [65] M.S. NAKHLA, J. VLACH  
A piecewise harmonic balance technique of determination response of nonlinear systems  
IEEE trans. on circuits and systems, vol. CAS-23, n°2, Feb. 1976, pp. 85-91
- [66] S. EL-RABAIE, V.F. FUSCO, C. STEWART  
Harmonic balance evaluation of nonlinear microwave circuits - A tutorial approach  
IEEE trans. on education, vol. 31, n°3, August 1988, pp. 181-192
- [67] K.S. KUNDERT, A. SANGIOVANNI-VINCENTELLI  
Simulation of nonlinear circuits in the frequency domain  
IEEE transactions on computer-aided design, vol. CAD-5, n°4, october 1986, pp. 521-535
- [68] C. CAMACHO-PENALOSA  
Numerical steady-state analysis of nonlinear microwave circuits with periodic excitation  
IEEE trans. on microwave theory and techniques, vol. MTT-31, n°9, september 1983, pp. 724-730
- [69] V. RIZZOLI, F. MASTRI, F. SGALLARI, V. FRONTINI  
The exploitation of sparse-matrix techniques in conjunction with the piecewise harmonic-balance method for nonlinear microwave circuit analysis  
1990 IEEE MTT- S digest, pp. 1295-1298
- [70] I. TELLIEZ, B. CARNEZ, M. GAYRAL, C. RUMELHARD  
Modélisation grand signal de TEC pour la simulation de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences en GaAs  
Journées Nationales Microondes , Nice, 1987, pp. 230-232

- [71] M. GAYRAL  
Contribution à la simulation des circuits non-linéaires microondes par la méthode de l'équilibrage harmonique et spectral  
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n°64 - 87, décembre 1987.
- [72] V. RIZZOLI, A. LIPPARINI, E. MARAZZI  
A general-purpose program for nonlinear microwave circuit design  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-31, n°9, september 1983,  
pp. 762-770
- [73] F. FILICORI, V.A. MONACO, C. NALDI  
Simulation and design of microwave class-C amplifiers through Harmonic analysis  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-27, n°12, december 1979,  
pp. 1043-1051
- [74] A. LIPPARINI, E. MARAZZI, V. RIZZOLI  
A new approach to the computer-aided design of nonlinear networks and its application to microwave parametric frequency dividers  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-30, n°7, July 1982, pp. 1050-1058.
- [75] R.G. HICKS, P.J. KHAN  
Numerical analysis of nonlinear solid-state device excitation in microwave circuits  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-3, n°3, march 1982, pp. 251-259
- [76] A.R. KERR  
A technique for determining the local oscillator waveforms in a microwave mixer  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-23, october 1975, pp. 828-831.
- [77] R. GILMORE  
Nonlinear circuit design using the modified harmonic balance algorithm  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-34, n°12, december 1986,  
pp. 1294-1307.
- [78] F. FILICORI  
Nonlinear microwave circuit analysis using harmonic balance techniques  
15th EMC proceedings, Paris, France, September 1985, pp. 1104-1105

- [79] R.G. HICKS, P.J. KHAN  
 Numerical technique for determining pumped nonlinear device waveforms  
 Electronic letters, 8th May 1980, vol. 16, n°10, pp. 375-376.
- [80] M. GAYRAL, E. NGOYA, R. QUERE, J. ROUSSET, J. OBREGON  
 L'équilibrage spectral : une méthode générale d'analyse de circuits non linéaires microondes excités  
 par des générateurs non harmoniques  
 Journées Nationales Microondes 1987, Nice, pp. 233-234.
- [81] K.S. KUNDERT, G.B. SORKIN, A. SANGIOVANNI-VINCENTELLI  
 Applying Harmonic balance to Almost periodic circuits  
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 36, n°2, feb. 1988, pp. 366-378
- [82] V. RIZZOLI, C. CECCHETTI, A. LIPPARINI, F. MASTRI  
 General purpose harmonic balance analysis of nonlinear microwave circuits under multitone  
 excitation  
 IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 36, n°12, december 1988, pp. 1650-1660
- [83] C.R. CHANG, P.L. HERON, M.B. STEER  
 Harmonic balance and frequency-domain simulation of nonlinear microwave circuits using the block  
 Newton method  
 IEEE transaction on microwave theory and techniques, vol. 38, n°4, april 1990, pp. 431-434.
- [84] V. RIZZOLI, A. COSTANZO, C. CECCHETTI  
 Numerical optimization of broadband nonlinear microwave circuits  
 1990 IEEE MTT-S digest, pp. 335-338.
- [85] V. RIZZOLI, A. NERI, A. COSTANZO  
 Microwave oscillator design by state-of-the-art nonlinear CAD techniques  
 18th EMC proceedings, Stockholm 1988, pp. 231-236.
- [86] J.W. BANDLER, Q.J. ZHANG, R.M. BIERNACKI  
 A unified framework for harmonic balance simulation and sensitivity analysis  
 1988 IEEE MTT-S digest, pp. 1041-1044.

- [87] V. RIZZOLI, A. NERI  
A fast Newton algorithm for the analysis and design of microwave oscillators and VCO's  
19th EMC proceedings, London, September 1989, pp. 386-391.
- [88] M. GAYRAL, E. NGOYA, R. QUERE, J. ROUSSET, J. OBREGON  
The spectral balance : a general method for analysis of nonlinear microwave circuits driven by non-harmonically related generators  
1987 IEEE MTT-S digest, pp. 119-121
- [89] R.J. GILMORE, F.J. ROSENBAUM  
Modeling of nonlinear distortion in GaAs MESFETs  
1984 IEEE MTT-S digest, pp. 430-431
- [90] P.L. HERON, C.-R. CHANG, M.B. STEER  
Control of aliasing in the harmonic balance simulation of nonlinear microwave circuits  
1989 IEEE MTT-S digest, pp. 355-358
- [91] V. RIZZOLI, C. CECCHETTI, A. NERI  
Supercomputer-aided generalized mixer analysis and optimization  
16th European Microwave Conference proceedings, Dublin, September 1986, pp. 692-697
- [92] V. RIZZOLI, C. CECCHETTI, A. NERI  
Numerical analysis of intermodulation distortion in microwave mixers  
1988 IEEE MTT-S digest, pp. 1103-1106
- [93] P.L. HERON, M.B. STEER  
Jacobian calculation using the multidimensional fast FOURIER transform in the harmonic balance analysis of nonlinear circuits  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 38, n°4, april 1990, pp. 429-431.
- [94] V. RIZZOLI, C. CECCHETTI, A. LIPPARINI  
A general purpose program for the analysis of nonlinear microwave circuits under multitone excitation by multidimensional Fourier transform  
17th European Microwave Conference proceedings - Rome, September 1987, pp. 635-640

- [95] A. USHIDA, L.O. CHUA  
Frequency-domain analysis of nonlinear circuits driven by multi-tone signals  
IEEE trans. on circuits and systems, vol. CAS-31, n°9, September 1984, pp. 766-779.
- [96] J.M. PAILLOT, J.C. NALLATAMBY, M. HESSANE, R. QUERE, M. PRIGENT, J. ROUSSET  
A general program for steady state, stability and FM noise analysis of microwave oscillators  
1990 IEEE - MTT-S digest, pp. 1287-1290
- [97] J.C. NALLATAMBY, I. TELLIEZ, M. PRIGENT  
CAO de mélangeurs équilibrés monolithiques : simulations et mesures des pertes de conversion et du facteur de bruit  
Journées Nationales Microondes 1991, Grenoble, pp. 339-340.
- [98] R. QUERE, J. ROUSSET, J. OBREGON  
Détermination automatique des régimes stables et instables des circuits non linéaires par la méthode de l'équilibrage spectral  
Journées Nationales Microondes 1989, Montpellier, pp. 271-272.
- [99] V. RIZZOLI, A. NERI  
Global stability analysis of microwave circuits by a frequency domain approach  
1987 IEEE MTT-S digest, pp. 689-692
- [100] U.L. ROHDE  
Harmonic balance method handles nonlinear microwave CAD problems  
Microwave Journal, October 1987, pp. 203-210
- [101] S. HEINEN, J. KUNISCH, I. WOLFF  
Considerations on the analysis of mixers with arbitrary topology including signal and noise properties  
Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits (INMMC'90) Duisburg, October 1990, pp. 63-77.
- [102] W.R. CURTICE  
Nonlinear analysis of GaAs MESFET amplifiers, mixers and distributed amplifiers using the harmonic balance technique  
IEEE trans. on microwave theory and techniques, vol. MTT-35, n°4, April 1987, pp. 441-447.

- [103] Y.D. HWANG, T. ITOH  
An efficient approach for large-signal modeling and analysis of the GaAs MESFET  
IEEE trans. on microwave theory and techniques, vol. MTT-35, n°4, April 1987, pp. 396-402
- [104] R. PENGELLY, L. MAH, J. GERBER, R. GILMORE  
FET power amplifier design using nonlinear CAD and device parameter extraction  
19th European Microwave Conference, Workshop Proceedings, London, 1989, pp. 109-123.
- [105] S.A. MAAS, D. NEILSON  
Modeling MESFETs for intermodulation analysis of mixers and amplifiers  
1990 IEEE MTT-S digest, pp. 1291-1294
- [106] T.J. BRAZIL, S.O. SCANLAN  
Nonlinear design procedures for single frequency and broadband GaAs MESFET power amplifiers  
IEEE trans. on microwave theory and techniques, vol. MTT-36, n°2, february 1988, pp. 388-393.
- [107] J.C. GIRAUDON  
Application du formalisme de la fonction de description à la modélisation non linéaire d'un transistor bipolaire microonde de puissance  
Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1986, n° d'ordre 27-1986.
- [108] G. LAMBRIANOU, C.S. AITCHISON  
Power characterisation of a MESFET amplifier using small-signal measurements and Volterra series  
1985 IEEE MTT-S digest, St-Louis, Missouri, pp. 409-412
- [109] T. BRAZIL, S. EL-RABAIE, E. CHOO, V. FUSCO, C. STEWART  
Large-signal FET simulation using time-domain and harmonic balance methods  
IEE proceedings, vol. 133, Pt.H, n° 5, october 1986, pp. 363-367.

## **Chapitre II:**

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

#### **II.1 Introduction :**

La conception de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences non linéaires tels que les mélangeurs, les oscillateurs, et plus particulièrement les amplificateurs de puissance nécessite l'utilisation d'une description grand signal du transistor à effet de champ en Arséniure de Gallium. Cette description doit refléter le comportement du composant de façon exacte et générale : elle doit le représenter quels que soient son environnement et sa configuration. De plus, elle doit être assez simple pour être facilement implantée sur les simulateurs existants (voir chapitre I), réduire les temps de calcul, et ne pas dégrader la convergence du simulateur. Enfin, elle doit être assez souple pour permettre une évaluation rapide du comportement non linéaire du transistor, en fonction de la technologie utilisée.

Ces objectifs sont difficiles à concilier, et de nombreux modèles ont été étudiés pour prévoir le fonctionnement non linéaire du transistor [3]. Afin de placer le travail de modélisation qui a été effectué dans son contexte, ce chapitre passe en revue les différents types de modélisations du transistor à effet de champ en régime non linéaire, qui ont permis de mieux comprendre les mécanismes physiques du composant, ou de faciliter son utilisation dans les circuits hyperfréquences. La description du comportement du TEC et ses propriétés physiques sont traitées en détail dans les ouvrages [1],[2]. Trois types de modélisations peuvent être distingués:

- \* les modèles physiques analytiques,
- \* les modèles physiques numériques,
- \* les modèles phénoménologiques ( reposant sur un schéma équivalent ).

## II.2 Modèles physiques analytiques :

Ces modèles sont basés sur des expressions analytiques des phénomènes régissant la répartition du courant dans le canal du transistor ( [4] à [21] ). Ils nécessitent la connaissance de paramètres technologiques et géométriques du composant. La précision de ce type de modélisation dépend beaucoup des hypothèses simplificatrices choisies.

Shockley, a le premier, décrit le fonctionnement statique du transistor à effet de champ à jonction (JTEC), en 1952 [4]. Ce modèle, dit du canal graduel, repose sur les approximations suivantes:

- approximation dite "du canal graduel": la section du canal varie lentement entre source et drain,
- la transition entre la zone déplétée et le canal est supposée abrupte,
- la zone désertée est considérée comme complètement vide de porteurs, le dopage comme uniforme,
- la mobilité des électrons a une valeur constante,
- et les effets de bord de la grille sont négligeables.

Il considère que la distribution des champs sous la grille peut être traitée comme la superposition de deux champs à une dimension : dans la zone désertée, la composante longitudinale  $E_x$  du champ électrique est par hypothèse négligeable devant la composante transversale  $E_y$ , tandis que dans le canal la composante longitudinale prédomine.

La principale limitation de ce modèle provient du fait que le phénomène de saturation de la vitesse des électrons est négligé. Cette simplification ne permet pas de décrire précisément la saturation du courant drain pour de faibles longueurs de grille (  $L_g < 1 \mu\text{m}$  ).

Des travaux ultérieurs de modélisation ont introduit l'effet de la saturation de la vitesse des électrons, de différentes façons. La caractéristique vitesse d'entraînement des électrons ( $v$ ) - champ électrique ( $E$ ) est souvent approchée:

- soit par une représentation linéaire à deux régions [5],[6],

$$\left\{ \begin{array}{ll} v = \mu E & \text{si } E < E_s \text{ zone ohmique} \\ v = \text{constante} = v_s & \text{si } E > E_s \\ & \text{où } v_s \text{ est la vitesse de saturation} \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

- soit par une relation  $v(E)$  analytique:

par exemple, la relation suggérée par Trofimenkoff [7],[8],[9],[10]

$$v = \frac{\mu_0 E}{1 + E/E_c} \quad \text{si } E \leq E_s \quad (\text{II.2})$$

ou une relation  $v(E)$  parabolique [11],[12],[13]

$$v = \mu_0 E - v_s E^2 / 4 E_c^2 \quad \text{si } E \leq E_s \quad (\text{II.3})$$

Dans ce type de modèle physique, la première tâche est de poser les hypothèses nécessaires à la résolution du système d'équations physiques qui décrivent le comportement du composant: équation de la continuité du courant, équation décrivant le transport des électrons dans le canal... La résolution des équations est menée complètement de manière analytique. La plupart de ces modèles sont basés sur une analyse quasi unidimensionnelle inspirée de celle de Shockley [4], à deux régions (avant et après pincement du canal). L'un des modèles les plus cités est celui de Pucel & al [6], qui l'ont utilisé pour des simulations en régime alternatif petit signal, et pour étudier le comportement du TEC en bruit.

Le modèle physique à deux dimensions de Yamaguchi et Kodera [13] prend en compte les résultats de leurs simulations numériques à deux dimensions dans les hypothèses suivantes: la distribution de la densité d'électrons entre le canal et la zone désertée est graduelle et décrite par une fonction sinusoïdale. De plus, ce modèle prend en compte la rotation du vecteur vitesse des électrons en direction du drain quand la tension drain-source augmente, ce qui améliore la précision du calcul de la conductance de sortie. Shur et Eastman [14] ont développé ces travaux en ajoutant une troisième région qui permet de modéliser la formation d'un dipole statique sous la grille pouvant s'étendre jusqu'au drain. Madjar et Rosenbaum [11],[15] ont également repris les travaux de Yamaguchi et Kodera, pour obtenir un modèle analytique grand signal.

L'hypothèse du dopage uniforme dans le canal, souvent choisie dans ces modèles, modélise mal les transistors à zone active implantée. Golio & al [18] ont essayé de contourner la difficulté en introduisant des expressions empiriques dans le modèle de Lehovc et Zuleeg. Les travaux récents de modélisation de Khatibzadeh et Trew [12] permettent de prendre en compte des profils de dopage quelconques: uniforme, implanté, LO-HI-LO... Ce modèle reprend en outre les résultats de Yamaguchi et Kodera [13], et de Shur et Eastman [14] en tenant compte: d'une accumulation de charge dans le canal conducteur à hauts champs électriques, du phénomène de rotation du vecteur vitesse en direction du drain, et d'une densité d'électrons entre le canal et la zone désertée graduelle ( expression de la distribution différente de celle de Yamaguchi & al). Quand le dopage est arbitraire (non uniforme), la concentration de porteurs est calculée par interpolation à l'aide de fonctions "spline" cubiques et de tables numériques. Un amplificateur 3W en bande C avec deux transistors de développement de grille de 4mm a été simulé avec ce modèle [19]. Il a été aussi appliqué à l'étude des contours de "load-pull" pour différents types de profil de dopage [20].

Dans le cas de matériaux implantés, les calculs deviennent vite plus complexes. Si l'hypothèse de dopage uniforme peut être appliquée, ces modèles physiques présentent l'avantage d'être relativement simples. Cependant aucun d'entre eux ne prend en considération les phénomènes de dynamique électronique non-stationnaire.

### **II.3 Modèles physiques numériques:**

Le système des équations fondamentales du transport des charges dans les semi-conducteurs est résolu numériquement, en choisissant des conditions aux limites appropriées. Les variantes de ces modèles sont nombreuses suivant la méthode numérique utilisée et les approximations effectuées. Deux types de modélisations peuvent cependant être distingués:

- les *modèles macroscopiques*, qui résolvent numériquement (et non par des expressions analytiques, comme au paragraphe précédent) les équations de transport dans les semiconducteurs couplées à l'équation de Poisson,

- les *modèles particulières*, ou microscopiques, qui consistent à suivre l'évolution de chaque électron dans l'espace et dans le temps.

### II.3.1 Les modèles macroscopiques:

Les modélisations bidimensionnelles de Kennedy et O'Brien [22] ont permis de mettre en évidence le mécanisme d'accumulation-déplétion dans le canal du côté drain. Leurs travaux montrent que la saturation du courant drain est principalement due à la saturation de la vitesse des porteurs dans le GaAs, et non pas, comme on le supposait auparavant [4], causée par un pincement partiel du canal produit par une augmentation de la tension drain-source. Ils montrent aussi que les approximations effectuées par Shockley [4] ( en particulier l'hypothèse de transition abrupte de la concentration de porteurs entre la zone désertée et le canal, celle de la variation progressive de la hauteur du canal selon l'axe longitudinal) restent valides pour certains rapports longueur de grille/épaisseur de la couche active.

Ces modélisations bidimensionnelles ont été développées par la suite par Reiser [23],[24], Barnes & al [25], Himsworth [26], Castagné [67], qui ont étudié l'influence de la longueur de grille en particulier sur les caractéristiques statiques (Id-Vds), les paramètres petit signal (gm,Gd), et le produit Gain-largeur de bande. Avec ce type de modèle, Grubin a comparé le fonctionnement en commutation de TEC en GaAs et en Si [27], et David & al ont étudié les phénomènes d'avalanche dans différents types de structures de TEC GaAs [28].

Ces modèles prennent en compte de façon exacte les effets de bords et les effets bidimensionnels, qui interviennent de façon décisive dans les structures submicroniques. Certains auteurs ont ,en outre, inclus les effets de relaxation de l'énergie de l'électron [29],[30],[65], pour simuler les structures submicroniques plus précisément.

Des modélisations numériques 2D plus récentes [35],[36],[37], visent plus à simuler des circuits intégrés hyperfréquences qu'à étudier le comportement du composant, et à optimiser ses paramètres géométriques et technologiques.

Afin de réduire les temps de calcul, Yamaguchi et Kodera [13] ont couplé leur simulation numérique 2D à une expression analytique de la concentration de porteurs (distribution graduelle entre la zone désertée et le canal, décrite par une fonction sinusoïdale). Ils tiennent compte dans leurs modélisations de la rotation du vecteur vitesse.

Dans l'objectif de réduire les temps de calcul sans nuire à la précision de ces calculs, Carnez & al [31],[32], Snowden & al [33],[34], ont proposé des modèles pseudo-bidimensionnels qui prennent en compte les effets de bords de grille, les phénomènes de survitesse. Ces modèles utilisent des expressions analytiques obtenues à partir des résultats de calculs de Monte-Carlo en régime permanent (voir paragraphe suivant), pour décrire la dynamique électronique non stationnaire. Ce type de modèle permet d'étudier le bruit hyperfréquence des TECs à grille submicronique [32], et peut être appliqué à la simulation de circuits hyperfréquences tel qu'un oscillateur en bande Ku [34].

### **II.3.2 Modèles particuliers:**

Il s'agit de résoudre l'équation de transport de Boltzmann. Cette équation ne peut être résolue directement, des méthodes de calcul statistique de Monte-Carlo sont utilisées [66],[68],[69]. Les porteurs évoluent dans des structures bidimensionnelles. Les travaux les plus connus sont ceux de Warriner [38] et Hockney [39].

Ces modèles prennent en compte avec précision l'ensemble des phénomènes intervenant dans les transistors à grille submicronique, mais ils présentent un certain nombre d'inconvénients qui en limitent l'utilisation. Si l'on veut avoir une bonne précision, le maillage spatial doit être suffisamment fin et le nombre de porteurs considérés suffisamment grand, ce qui entraîne des temps de calcul très importants. Ces

temps de calcul sont rédhibitoires pour envisager de simuler des circuits avec ce type de modèles. En particulier, ces modèles s'avèrent incapables de simuler le comportement en petit ou en moyen signal, car les variations sont alors noyées dans le bruit numérique introduit par l'aspect granulaire du modèle particulière. Ces modèles sont, par contre, adaptés pour réaliser une étude exacte des mécanismes physiques intervenant dans le fonctionnement du composant, ou étudier de nouvelles structures de semi-conducteurs sans nécessiter de réalisation technologique préalable.

## **II.4 Modèles phénoménologiques :**

Cette catégorie regroupe les modèles qui utilisent un schéma équivalent, généralement issu d'un schéma équivalent linéaire dans lequel sont introduits des éléments non linéaires. Ces éléments non linéaires sont décrits par des expressions mathématiques les plus simples possibles. Ces expressions ne présentent pas forcément une signification physique mais sont représentatives du fonctionnement global. Les paramètres de ces modèles sont déterminés par des mesures électriques des composants: ce type de modèle présuppose d'avoir des composants déjà réalisés. Ces modèles ne permettent donc pas l'étude de nouvelles structures ou celle des mécanismes physiques intervenant dans les composants. Cependant, ils présentent l'intérêt d'être facilement intégrables dans des simulateurs (voir chapitre I).

La figure II.1 présente un schéma électrique équivalent typique, comportant des éléments constants (selfs et résistances d'accès, capacités parasites..), et des éléments non linéaires tels que des sources de courant, des capacités ou des charges variables, commandées en tension ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$  par exemple).

De nombreux auteurs ([40] à [58]) ont proposé des modèles basés sur un schéma équivalent, certains d'entre eux modélisent le TEC en régime faiblement non linéaire seulement. Nous limiterons notre présentation aux modèles permettant une description en régime fortement non linéaire.

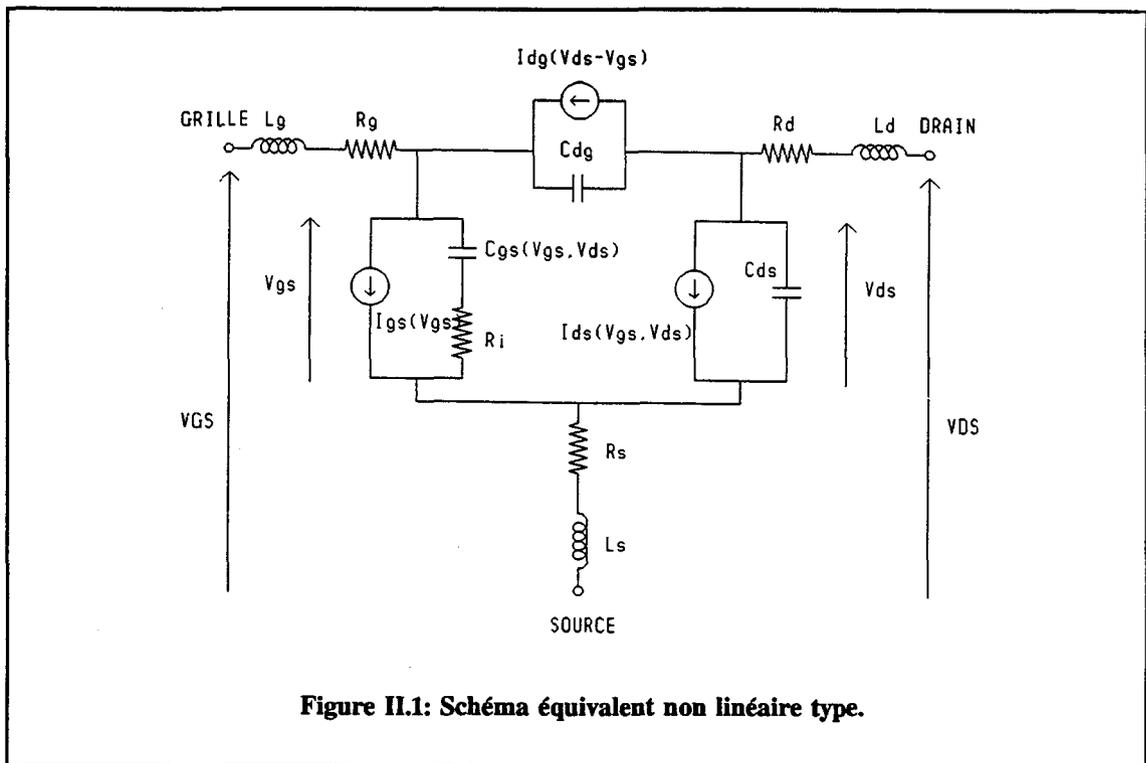


Figure II.1: Schéma équivalent non linéaire type.

Willing et Rauscher et al [40],[41] ont utilisé des paramètres  $[S]$  mesurés à de multiples tensions de polarisation  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour déterminer par des approximations moindres carrés les valeurs des éléments du modèle en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Peterson & al [42] ont repris ce modèle en incluant deux sources de courant: le courant en direct de la diode grille-source, et le courant d'avalanche de la diode grille-drain. Cependant ce modèle quasi-statique n'est pas intégrable directement dans un simulateur de circuits standard tel que SPICE. C'est pourquoi, la plupart des auteurs représentent les non linéarités du courant drain-source, de la capacité grille-source, de la source de courant d'avalanche par des expressions mathématiques les plus simples possibles. La source de courant grille-source  $I_{gs}$  est généralement représentée par l'équation classique d'une diode Schottky en direct :

$$I_{gs} = I_s ( \exp( \alpha V_{gs} ) - 1 ) \quad \text{avec } \alpha = q/nkT \quad (\text{II.4})$$

## II.4.1 Expressions du courant $I_{ds}$ :

### \* Modèles existants:

C'est l'élément non linéaire, pour lequel de nombreuses expressions analytiques ont été proposées.

L'un des premiers modèles utilisés dans le simulateur temporel SPICE a été proposé par Schichman et Hodges [43],[48],(figure II.2) en 1968:

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= 0 && \text{pour } V_{gs} < V_T, \text{ au pincement} \\
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= \beta (V_{gs} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{ds}) && \text{en zone saturée} \\
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= \beta V_{ds} [2(V_{gs} - V_T) - V_{ds}] (1 + \lambda V_{ds}) && \text{en zone ohmique} \quad (II.5)
 \end{aligned}$$

En 1978, Taki [44] propose la description de la totalité de la caractéristique par une seule équation comprenant une fonction tangente hyperbolique pour la première fois:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DSS} (1 - V_{gs}/V_p)^2 \tanh[\alpha |V_{ds}/(V_p - V_{gs})|] \quad (II.6)$$

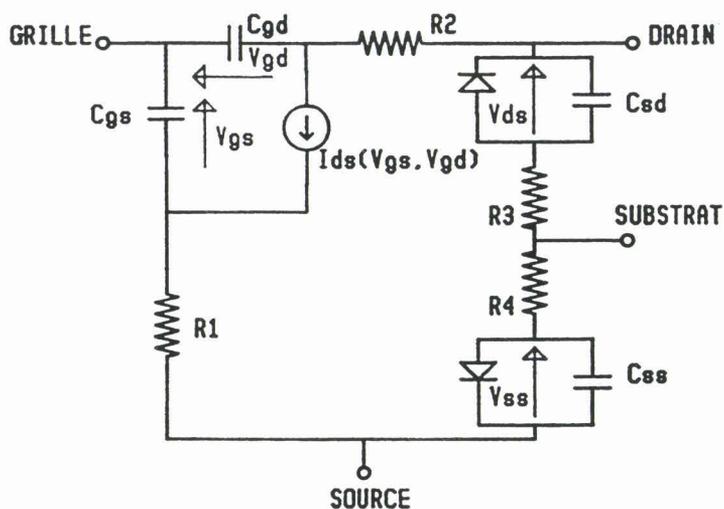
La formule de Taki a été modifiée par Materka et Kacprzak pour tenir compte de la variation de la tension de pincement  $V_p$  avec la tension de polarisation drain-source  $V_{ds}$  (figure II.3, [53],[54]) :

$$\begin{aligned}
 I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= I_{DSS} (1 - V_{gs}/V_p)^2 \tanh(\alpha V_{ds}/(V_{gs} - V_p)) \\
 \text{avec } V_p &= V_{p0} + \gamma V_{ds} \quad (II.7)
 \end{aligned}$$

Curtice propose en 1980, une équation s'inspirant des trois formulations précédentes (figure II.4, [45]):

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta (V_{gs} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (II.8)$$

Curtice a validé son modèle en comparant les simulations d'un inverseur avec ce modèle phénoménologique et celles obtenues avec un modèle numérique bidimensionnel. Ce modèle était plutôt destiné, initialement à la simulation des circuits numériques. Il a été implanté dans SPICE2 par Sussman-Fort & al [46]. Ce modèle a été récemment utilisé pour simuler un inverseur à HEMT [49].



éléments non linéaires :  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ , 2 diodes

\*  $I_{ds}$ :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = K_1(F_1 - F_2) (1 + \lambda |V_{gs} - V_{gd}|)$$

$$F_1 = \begin{cases} 0 & \text{si } V_{gs} < V_T \\ (V_{gs} - V_T)^2 & \text{si } V_{gs} \geq V_T \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 0 & \text{si } V_{gd} < V_T \\ (V_{gd} - V_T)^2 & \text{si } V_{gd} \geq V_T \end{cases}$$

$$\text{avec } K_1 = \mu C W / 2L, \text{ et } K_2 = \frac{2}{\epsilon_i} \frac{\epsilon_s}{\epsilon_i} \left| \frac{N q d^2}{2 \epsilon_s} \right|^{1/2}$$

$$V_T = V_{T0} + K_2 [(-V_{sd} + \psi)^{1/2} - \psi^{1/2}] \quad \text{si } V_{sd} > V_{ss}$$

$$V_T = V_{T0} + K_2 [(-V_{ss} + \psi)^{1/2} - \psi^{1/2}] \quad \text{si } V_{ss} > V_{sd}$$

$\mu$  = mobilité des porteurs dans le canal

$C$  = capacité/ unité de surface de grille

$W, L$  = largeur, longueur du canal

$\epsilon_s, \epsilon_i$  constante diélectrique de  $\text{SiO}_2$  et isolant grille

$N$  concentration de porteurs dans substrat

$d$  épaisseur de l'isolant de grille

$q$  charge de l'électron

$\psi$  potentiel surf. canal =  $(2kT/q) \ln(N/n_i)$

$n_i$  concentration intrinsèque dans le substrat

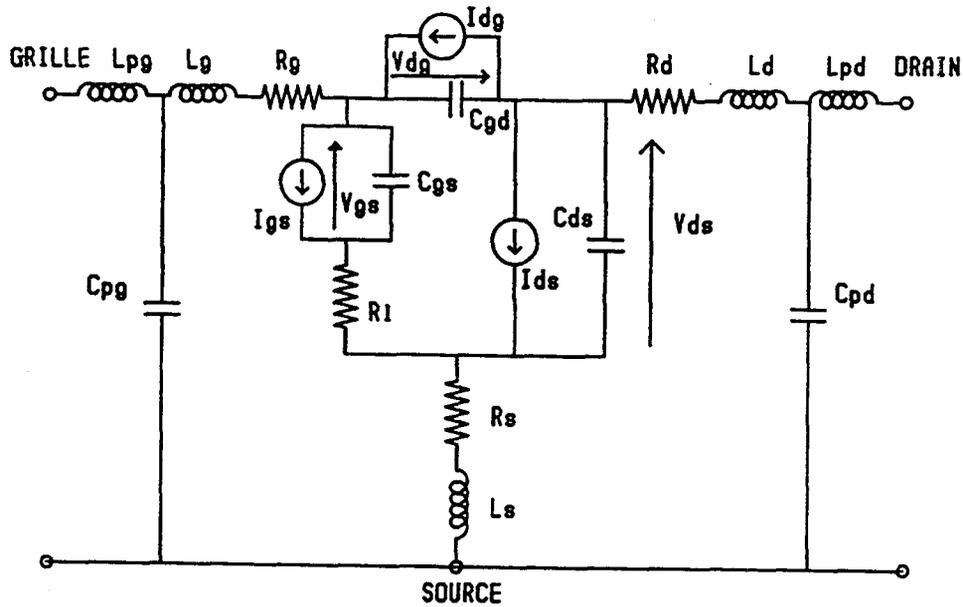
$\lambda$  constante de modulation de la longueur du canal

détermination des paramètres:

- mesures I-V statiques, mesures au capacimètre de  $C_g$ , division par 2 pour obtenir  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$
- paramètres géométriques et données matériau

Validation: simulation d'un inverseur

**Figure II.2: Modèle de Shichman et Hodges - 1968 - [ 43 ]**



Éléments non linéaires :  $I_{ds}$ ,  $I_{gd}$ ,  $I_{gs}$ ,  $C_{gs}$

- \*  $I_{gd}(V_{dg}) = I_{sr} ( \exp( \alpha_r V_{dg} ) - 1 )$
- \*  $I_{gs}(V_{gs}) = I_s ( \exp( \alpha_s V_{gs} ) - 1 )$  avec  $\alpha_s = q/nkT$
- \*  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DSS} (1 - V_{gs}/V_p)^2 \tanh(\alpha V_{ds}/(V_{gs} - V_p))$   
avec  $V_p = V_{p0} + \gamma V_d$ ,  $V_{gs} = V_{gs}(t - \tau)$  et  $V_{ds} = V_{ds}(t)$
- \*  $C_{gs}(V_{gs}) = C_{g0} (1 - V_{gs}/V_{bi})^{-1/2}$  pour  $V_{gs} < 0.8 V_{bi}$

paramètres:  $I_{sr}$ ,  $\alpha_r$ ,  $I_s$ ,  $\alpha_s$ ,  $I_{DSS}$ ,  $V_{p0}$ ,  $\alpha$ ,  $\gamma$ ,  $C_{g0}$

Détermination des paramètres:

- mesures statiques  $I_{ds}$ - $V_{ds}$
- paramètres [S] petit signal

Validation: Caractérisation en puissance en bande X d'un TEC Mitsubishi

Figure II.3: Modèle de MATERKA - KACPRZAK, 1985 [53],[54].

Le même auteur publie une autre expression dite "Curtice cubique", en 1985, [47], figure II.5 :

$$\begin{aligned} I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\gamma V_{ds}(t)) \\ \text{avec } V_1 &= V_{gs}(t-\tau) [1 + \beta (V_{ds0} - V_{ds}(t))] \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Les auteurs ont validé leur modèle en comparant leurs simulations avec des caractérisations en puissance d'un TEC à 12GHz. Ce modèle est implanté dans de nombreux logiciels, de type *harmonic balance* notamment (MNS...).

En 1982, Gopinath et Rankin (figure II.6, [50]) présentent l'expression suivante:

$$\begin{aligned} I_{ds} &= I_{DSS}(1 - V_{gs}/V_p)^2(1 + V_{ds}/R_{d0} I_{DSS}) \quad \text{pour } V_{ds} > V_{tan}, \text{ zone saturée} \\ I_{ds} &= I_{DSS}(1 - V_{gs}/V_p)^2[1 + (V_{ds}/R_{d0} I_{DSS}) - (V_{tan} - V_{ds})^3/V_{tan}^3] \quad V_{ds} < V_{tan} \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Les auteurs ont appliqué leur modèle à la simulation d'un doubleur de fréquence 4GHz-8GHz.

En 1981, Tajima et al (figure II.7, [51]) appliquent l'expression assez complexe:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{d1} I_{d2} \quad (\text{II.11})$$

$$I_{d1} = \frac{1}{k} \left[ 1 + \frac{V_{gs}'}{V_p} - \frac{1}{m} + \frac{1}{m} \exp[-m(1 + \frac{V_{gs}'}{V_p})] \right]$$

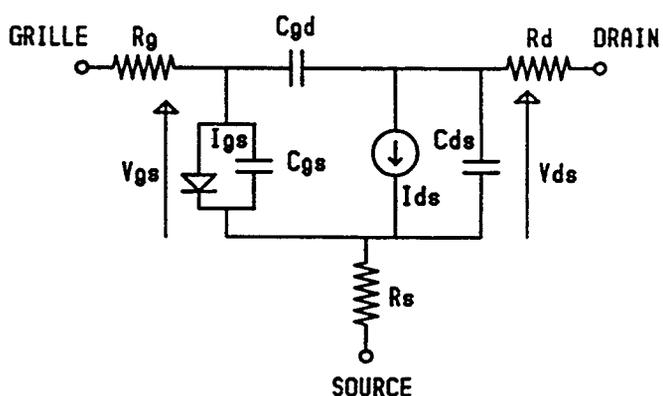
$$I_{d2} = I_{dsp} \left[ 1 - \exp\left[ \frac{-V_{ds}}{V_{DSS}} - a \frac{(V_{ds})^2}{V_{DSS}} - b \frac{(V_{ds})^3}{V_{DSS}} \right] \right]$$

$$\text{avec, } k = 1 - (1 - \exp(-m))/m$$

$$V_p = V_{p0} + p V_{ds} + V_{bi} \quad \text{et} \quad V_{gs}' = V_{gs} - V_{bi}$$

Avec ce modèle, des contours de "load-pull" à 10GHz, ainsi que le fonctionnement d'un oscillateur à contre-réaction grille-drain ont été simulés à la fréquence fondamentale.

## Modèle quadratique

Éléments non linéaires:  $I_{ds}$ ,  $C_{gs}$ , diode  $I_{gs}$ 

$$* I_{ds}(V_{gs}(t-\tau), V_{ds}(t)) = \beta (V_{gs} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds})$$

$$\text{avec } \beta = I_{DSS}/V_p^2, V_T = V_p + V_{bi}$$

$$* C_{gs}(V_{gs}) = C_{g0} (1 - V_{gs}/V_{bi})^{-1/2}$$

paramètres:  $I_{DSS}$ ,  $V_p$ ,  $\alpha$ ,  $\lambda$ ,  $C_{g0}$

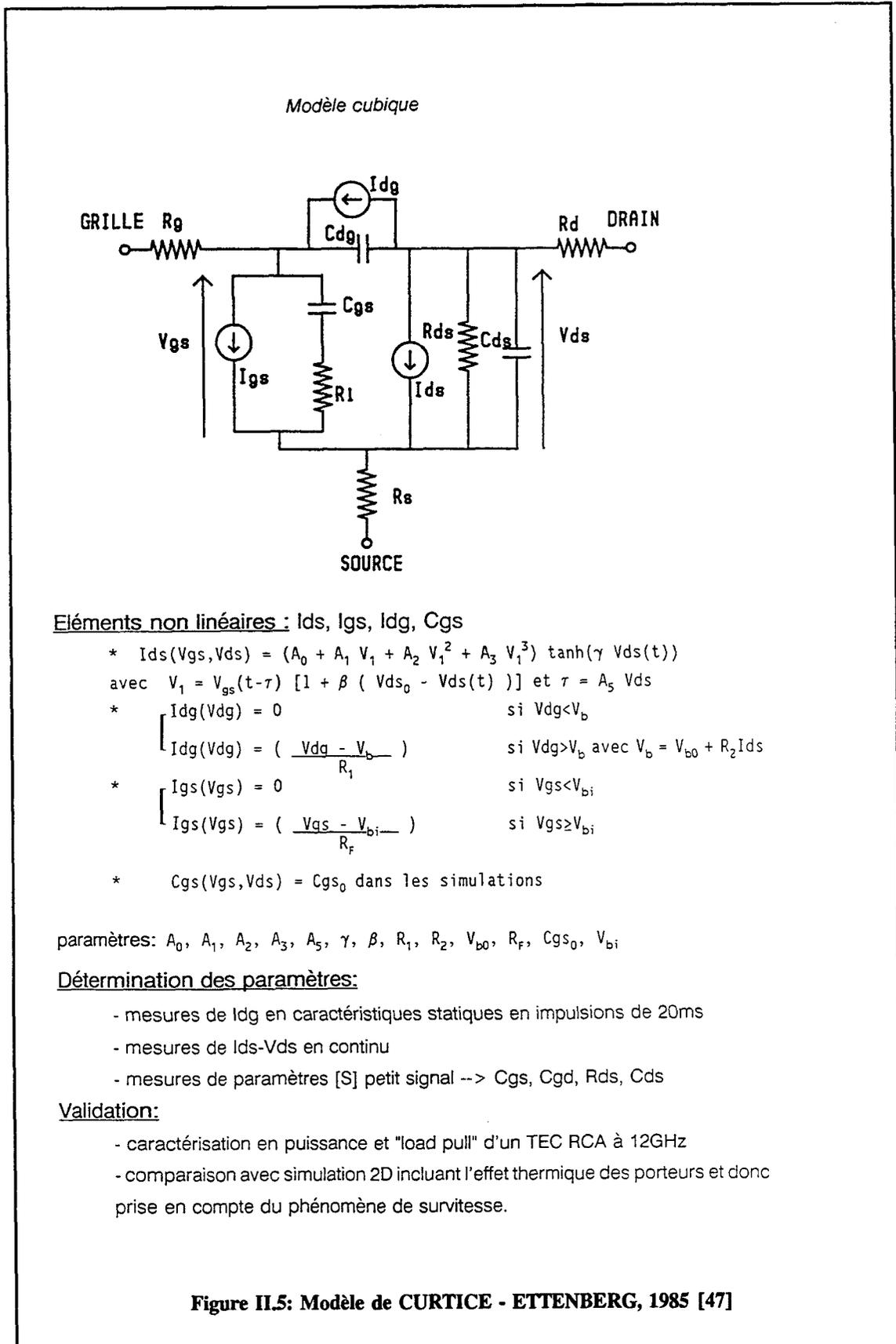
Détermination des paramètres:

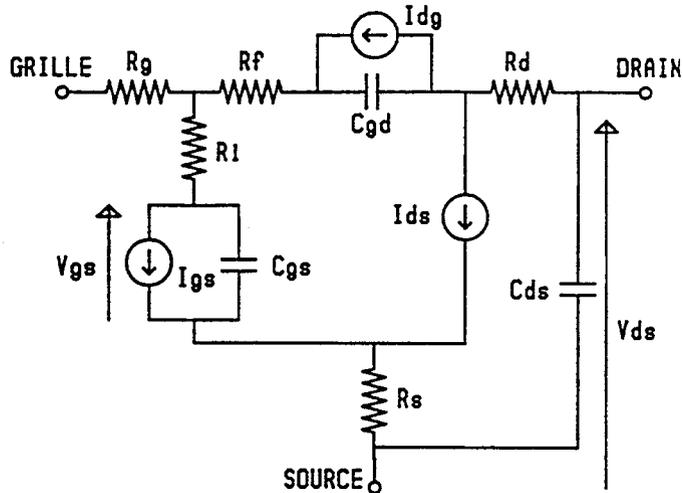
- mesures  $I_{ds}$ - $V_{ds}$  statiques
- détermination de  $R_s$ ,  $R_d$ ,  $R_g$  par méthode de Fukui

Validation:

- simulation de porte logique élémentaire (inverseur)
- simulation d'oscillateur en anneau pour générer des impulsions courtes

Figure II.4: Modèle de CURTICE - 1980 - [45]





**Éléments non linéaires:**  $I_{ds}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $I_{gs}$ ,  $I_{dg}$

\*  $I_{ds} = I_{DSS}(1 - V_{gs}/V_p)^2(1 + V_{ds}/R_{d0} I_{DSS})$  pour  $V_{ds} > V_{tan}$ , zone saturée  
 $I_{ds} = I_{DSS}(1 - V_{gs}/V_p)^2[1 + (V_{ds}/R_{d0} I_{DSS}) - (V_{tan} - V_{ds})^3/V_{tan}^3]$   $V_{ds} < V_{tan}$   
 avec  $V_{tan}$  sur la parabole passant par l'origine et le point  $(V_{dt}, I_{dt})$   
 défini par:  $I_{dt} = I_{DSS} + V_{dt}/R_{d0}$   
 et  $V_{tan} = V_{00} [1 + (1 + 2 R_{d0} I_{DSS}/V_{00})^{1/2}]$  et  $V_{00} = \frac{(1 - V_{gs}/V_p)^2 V_{dt}^2}{2(I_{DSS} R_{d0} + V_{dt})}$

- \*  $I_{gs}(V_{gs}) = I_s (\exp(\alpha_s V_{gs}) - 1)$  avec  $\alpha_s = q/nkT$
- \*  $I_{dg}(V_{dg}) = I_{sr} (\exp(\alpha_{sr} V_{dg}) - 1)$
- \*  $C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs0} (1 - V_{gs}/V_{bi})^{-1/2}$
- \*  $C_{gd}(V_{gd}) = C_{gd0} (1 - V_{gd}/V_{bi})^{-1/2}$

paramètres:  $I_{DSS}$ ,  $R_{d0}$ ,  $V_p$ ,  $V_{tan}$ ,  $C_{gs0}$ ,  $C_{gd0}$ ,  $I_s$ ,  $\alpha_s$ ,  $I_{sr}$ ,  $\alpha_{sr}$

**Détermination des paramètres:**

- mesures statiques

**Validation:** comparaison simulations-mesures d'un doubleur 4-8GHz à TEC.

**Figure II.6: Modèle de GOPINATH - RANKIN, 1982 [50].**

En 1984, Tajima modifie l'expression du courant  $I_{ds}$  (figure II.8, [52]) et l'applique à la simulation d'un amplificateur de puissance large bande 7-18 GHz:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DSS} F_G F_D + G_{D0} V_{ds} \quad (II.12)$$

$$F_G = \frac{1}{k} [ V_{gs_n} - ( 1 - \exp(-m V_{gs_n})) / m ]$$

$$F_D = 1 - \exp(- ( V_{ds_n} + a V_{ds_n}^2 + b V_{ds_n}^3 ))$$

$$V_{gs_n} = 1 + V_{gs} / V_p$$

$$V_{ds_n} = V_{ds} / ( V_{ds_p} ( 1 + w V_{gs} / V_p ) )$$

$$V_p = V_{p0} + p V_{ds}$$

$$k = 1 - \frac{1 - \exp(-m)}{m}$$

Plus récemment, Statz et al introduisent la formule suivante [55]:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{\beta ( V_{gs} - V_T )^2 [ 1 - (1 - \alpha V_{ds} / 3)^3 ] (1 + \lambda V_{ds})}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \quad (II.13)$$

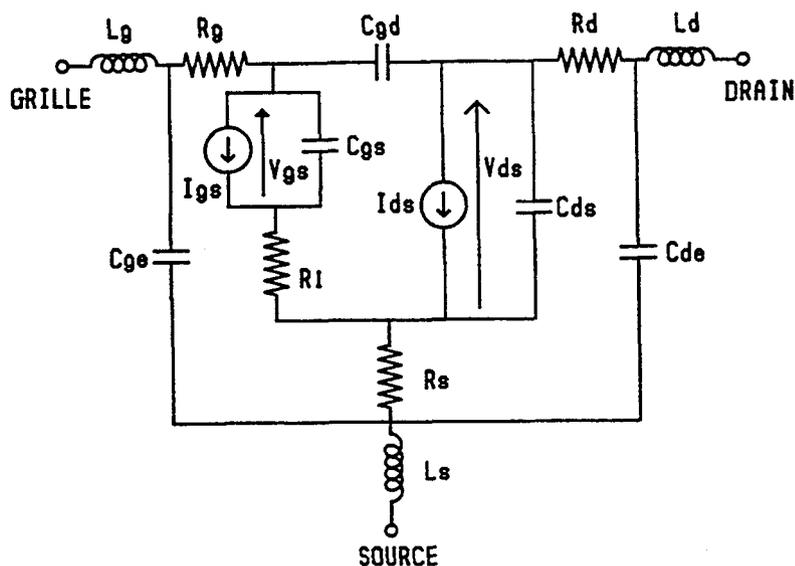
pour  $0 < V_{ds} < 3/\alpha$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{\beta ( V_{gs} - V_T )^2 (1 + \lambda V_{ds})}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \quad \text{pour } V_{ds} \geq 3/\alpha$$

La première équation contient en fait une approximation d'une fonction tangente hyperbolique par un polynôme, et est en fait une variante de l'expression proposée par Curtice en 1980 [45],[46]. Cette égalité peut encore s'écrire :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{\beta ( V_{gs} - V_T )^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds})}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \quad (II.14)$$

Selon les auteurs, le temps de calcul avec la fonction tangente hyperbolique est plus long.



### Eléments non linéaires: Ids, Cgs, Ri, Igs

$$* \quad I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{d1} I_{d2}$$

$$I_{d1} = \frac{1}{k} \left[ 1 + \frac{V_{gs}'}{V_p} - \frac{1}{m} + \frac{1}{m} \exp\left[-m\left(1 + \frac{V_{gs}'}{V_p}\right)\right] \right]$$

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

$$\text{avec, } k = 1 - (1 - \exp(-m))/m$$

$$V_p = V_{p0} + p V_{ds} + V_{bi} \quad \text{et} \quad V_{gs}' = V_{gs} - V_{bi}$$

$$* \quad C_{gs}(V_{gs}) = \begin{cases} C_{gs0} / (1 - V_{gs}/V_{bi})^{1/2} & \text{si } (-V_p) \leq V_{gs} \\ C_{gs0} / (1 + V_p/V_{bi})^{1/2} & \text{si } (-V_p) \geq V_{gs} \end{cases}$$

$$* \quad R_i \text{ tel que } R_i C_{gs} = \tau$$

$$* \quad I_{gs}(V_{gs}) = I_s (\exp(\alpha V_{gs}) - 1) \text{ avec } \alpha = q/nkT$$

paramètres:  $I_s$ ,  $\alpha$ ,  $C_{gs0}$ ,  $V_{p0}$ ,  $I_{dsp}$ ,  $V_{bi}$ ,  $V_{DSS}$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $m$ ,  $p$

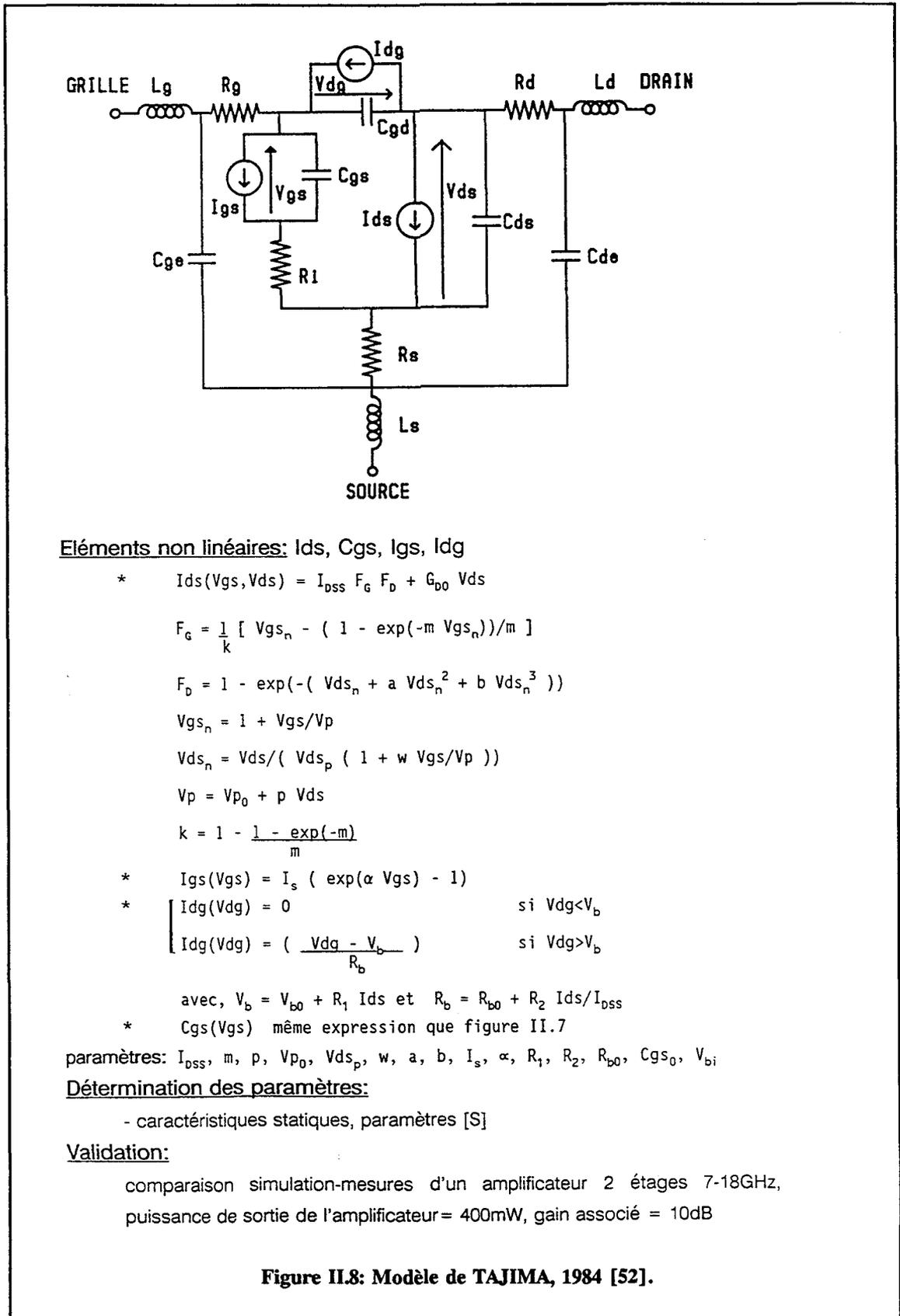
### Détermination des paramètres:

- mesures des caractéristiques statiques Ids-Vds, Ig-Vgs
- paramètres [S]

### Validation:

- "load pull" au fondamental (fonctions de descriptions voir Ch.I) à 10GHz en puissance
- comparaison simulation-mesures d'un oscillateur à contre-réaction grille-drain

**Figure II.7: Modèle de TAJIMA & al, 1981, [51].**



En 1987, Hwang et Itoh simulent des TECs en puissance à 15 GHz ( figure II.9, [56]), avec pour le courant  $I_{ds}$  les équations de Materka et Kacprzak (voir II.7) modifiées afin de prendre en compte un effet de résistance négative en régime saturé pour de fortes valeurs de  $V_{ds}$  :

$$\begin{aligned} I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= I_d = I_{DSS} [1 - V_{gs}(t-\tau)/V_p]^2 \tanh[ c V_{ds}/[V_{gs}(t-\tau) - V_p]] & V_{ds} < V_{sat} \\ I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) &= I_d - V_{dg0}/[V_s - V_{gs}(t-\tau)]^q & V_{ds} \geq V_{sat} \end{aligned}$$

avec  $V_p = V_{p0} + r V_{ds}$  (II.15)

Puis, en 1989, les mêmes auteurs utilisent une formule originale pour la simulation de cellules de TECs préadaptés en puissance réalisées en technologie monolithique (figure II.10, [57]):

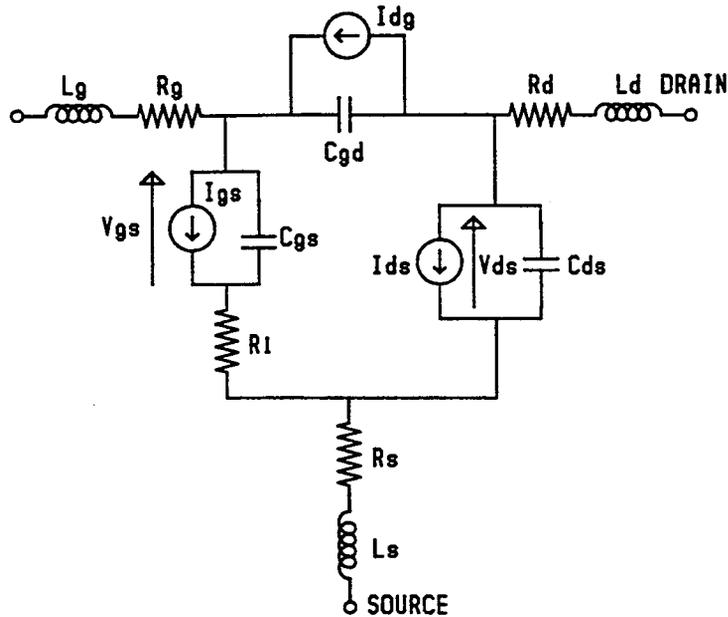
$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = X_5(V_{gs} + X_2)^{X_8} \tanh(X_1 V_{ds}) - (X_3 + X_4 V_{gs})^2 V_{ds} + V_{ds}/(X_6 + X_7 V_{ds}) \quad (II.16)$$

### \* Limitations

Les paramètres intervenant dans ces expressions sont déterminés par approximations successives à partir :

- soit de mesures de caractéristiques  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  statiques [43] à [56],
- soit de mesures de paramètres [S] pour plusieurs tensions de polarisations. De ces mesures des paramètres [S], sont extraits des schémas équivalents linéaires. Les paramètres de modélisation sont alors obtenus par approximation des variations des éléments  $g_m$  et  $R_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$  avec les expressions des dérivées partielles de  $I_{ds}$  par rapport à  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , [40],[[57],[58].

Le premier type de mesures est aisé à mettre en oeuvre, mais un bon accord entre les caractéristiques  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  simulées et mesurées ne garantit pas des simulations correctes en hyperfréquences : en particulier, le fonctionnement petit signal du TEC simulé avec le modèle grand signal peut être fortement erroné. Ces arguments conduisent à adopter soit la deuxième démarche décrite ci-dessus, soit à développer des caractérisations spécifiques visant à s'approcher des conditions hyperfréquences (voir chapitre III). L'inconvénient de la caractérisation à partir des paramètres [S] provient de l'erreur commise dans la détermination des schémas équivalents;



Éléments non linéaires:  $I_{ds}$ ,  $C_{gs}$ ,  $I_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $I_{dg}$

\*  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$

$$\begin{cases} I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_d = I_{DSS} [1 - V_{gs}(t - \tau)/V_p]^2 \tanh[c V_{ds}/[V_{gs}(t - \tau) - V_p]] & V_{ds} < V_{sat} \\ I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_d - V_{dg0}/[V_s - V_{gs}(t - \tau)]^q & V_{ds} \geq V_{sat} \end{cases}$$

avec  $V_p = V_{p0} + r V_{ds}$

\*  $I_{dg}(V_{dg}) = I_{sr} \exp(\beta V_{dg})$

\*  $I_{gs}(V_{gs}) = I_s \exp(\alpha V_{gs})$

\*  $C_{gs}(V_{gs}) = C_{sp} + C_{gs0} (1 - V_{gs}/V_{bi})^{-1/2}$

\*  $C_{gd}(V_{dg}) = \begin{cases} C_{dp} + C_{gd0} (1 - V_{gs}/V_{bi})^{-1/2} (1 - V_{ds}/V_{sat}) & \text{si } V_{ds} < V_{sat} \\ C_{dp} & \text{sinon} \end{cases}$

paramètres:  $I_s$ ,  $\alpha$ ,  $I_{sr}$ ,  $\beta$ ,  $C_{gs0}$ ,  $C_{sp}$ ,  $C_{dp}$ ,  $C_{gd0}$ ,  $\tau$ ,  $V_{p0}$ ,  $V_{dg0}$ ,  $V_{sat}$ ,  $c$ ,  $q$ ,  $r$ ,  $I_{DSS}$ ,  $V_s$

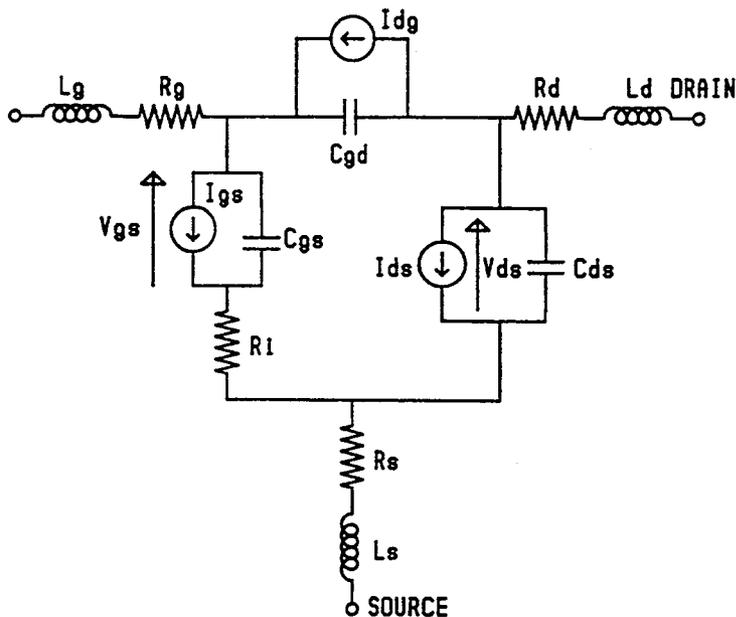
Détermination des paramètres:

- pour  $I_{ds}$  et  $I_{gs}$ , mesures statiques I(V)
- pour  $I_{dg}$ , mesures I(V) en impulsions
- paramètres [S]: à  $V_{gs}=0$  et  $V_{ds}=0$  détermination de  $C_{gs0}$  et  $C_{gd0}$ , au point de polarisation calcul de  $\tau$
- $C_{dp}$  et  $C_{sp}$  déduits des formules de lignes "microstrip"

Validation:

caractérisation en puissance à 15 GHz d'un TEC Hughes  $L_g=0,6\mu\text{m}$   $Z_g=1\text{mm}$

**Figure II.9: Modèle de HWANG - ITOH, 1987 [56].**



**Eléments non linéaires:**  $I_{ds}$ ,  $C_{gs}$ ,  $I_{gs}$ ,  $I_{dg}$

- \*  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = X_5 (V_{gs} + X_2)^{X_8} \tanh(X_1 V_{ds}) - (X_3 + X_4 V_{gs})^2 V_{ds} + V_{ds} / (X_6 + X_7 V_{ds})$
- \*  $I_{gs}(V_{gs}) = I_s (\exp(\alpha V_{gs}) - 1)$
- \*  $I_{dg}(V_{gs}, V_{ds}) = I_r \exp(r_1 V_{ds} - r_2 V_{gs})$
- \*  $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{C_0}{(1 - V_{gs}/V_b)^r} (1 + b V_{ds}) + d$

paramètres:  $C_0$ ,  $V_b$ ,  $r$ ,  $b$ ,  $d$ ,  $I_s$ ,  $\alpha$ ,  $I_r$ ,  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $X_i$  avec  $i=1$  à  $8$

**Détermination des paramètres:**

- paramètres [S]: variations de  $C_{gs}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$
- détermination de  $I_{ds}$  par approximation des dérivées sur variations de  $g_m$  et  $G_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$
- mesures en impulsions pour  $I_{dg}$

**Validation:**

comparaison simulation-mesures de caractérisation en puissance de cellules de TECs préadaptés (réalisation monolithique) en puissance à 11GHz,  $L_g = 0,5 \mu m$  et  $Z_g$  varie entre  $900 \mu m$  et  $1200 \mu m$ .

**Figure II.10: Modèle de HWANG & al, 1989 [57].**

en effet cette démarche comprend deux approximations : la première pour déterminer les éléments du schéma équivalent petit signal à de multiples points de polarisations, la deuxième pour obtenir les paramètres de l'expression de  $I_{ds}$ .

Récemment, plusieurs des différentes formulations de  $I_{ds}$  évoquées ont été comparées par différentes équipes, sur des TECs [59] à [61], et des HEMTs [59]. Les modèles comparés sont principalement: Materka-Kacprzak [54], Curtice quadratique [45], Curtice cubique [47], Statz & al [55], Tajima 1 [51], Tajima 2 [52]. Les auteurs de ces comparaisons ont notamment testé la reproductibilité et la sensibilité aux algorithmes d'optimisation, des valeurs des paramètres extraits. Leurs conclusions ne sont pas identiques: pour Miller & al [59], l'expression de  $I_{ds}$  qui produit le meilleur accord entre les simulations et le fonctionnement hyperfréquence est celle de Curtice [45]; pour Hu & al [61], le meilleur accord est obtenu avec l'expression de Curtice cubique [47], mais l'expression de Materka et Kacprzak [53] à 4 paramètres est un bon compromis entre la complexité de l'expression et les résultats. Cependant, les deux équipes ont remarqué que la formule de Curtice cubique ne présente pas toujours un comportement physique: pour des tensions  $V_{ds}$  faibles, et des tensions  $V_{gs}$  élevées (proche du pincement), le courant  $I_{ds}$  peut prendre des valeurs négatives.

#### II.4.2 Expressions de la capacité $C_{gs}$ :

La plupart des modèles cités utilisent l'expression de la capacité d'une jonction Schottky :

$$C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs_0} / (1 - V_{gs}/\varphi)^{1/2} \quad \text{pour } V_{gs} < \varphi \quad (\text{II.17})$$

Le nombre d'expressions proposées pour modéliser la capacité  $C_{gs}$  est beaucoup plus restreint que pour le courant  $I_{ds}$ . Citons le travail de Takada & al [62], qui a été implanté dans le simulateur SPICE2 par Sussman-Fort & al [46]:

$V_{gs} < V_a$  après pincement,

$$C_{gs}(V_{gs}) = FC \operatorname{Arctan} [ (V_{bi} - V_{T0}) / (V_{T0} - V_{gs}) ]^{1/2} \quad (\text{II.18})$$

$V_a < V_{gs} < V_b$  région de transition,

$$C_{gs}(V_{gs}) = FC \operatorname{Arctan} [ (V_{bi} - V_{T0}) / V_{tr2} ]^{1/2} \\ + \frac{(V_{gs} - V_a)}{(V_{tr1} + V_{tr2})} \left[ \frac{FC \pi}{2} + \frac{C_{gs0}}{(1 - V_b/V_{bi})^{1/2}} - FC \operatorname{Arctan} [(V_{bi} - V_{T0}) / V_{tr2}]^{1/2} \right]$$

$V_{gs} > V_b$  région avant pincement,

$$C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs0} / (1 - V_{gs}/V_{bi})^{1/2} + FC \pi/2$$

avec  $V_{T0}$  = tension seuil,  $V_{bi}$  = tension de barrière,

$$V_a = V_{T0} - V_{tr2}, \quad V_b = V_{T0} + V_{tr1},$$

$$\text{et } FC = \epsilon W_g, \quad \epsilon = \text{constante diélectrique}$$

Une expression équivalente est donnée pour la capacité Cgd: il suffit de changer Vgs par Vgd, et Cgs<sub>0</sub> par Cgd<sub>0</sub>. En effet, Takada & al ont déduit ces équations pour les capacités en développant dans un premier temps, la relation entre la charge sous la grille et la tension de contrôle. Il s'agit d'un modèle physique analytique, qui a été validé par les résultats de simulations bidimensionnelles. Un autre modèle physique analytique a été proposé par Chen et Shur [63].

Le modèle de Statz & al [55] permet d'inverser les rôles du drain et de la source, et donc les rôles des tensions Vgs et Vgd. L'implantation numérique des expressions mathématiques a été particulièrement bien étudiée : en effet, un problème de singularité se pose quand la zone désertée tend vers zéro, et au pincement la capacité Cgs tend vers une capacité résiduelle. Cependant les relations établies sont relativement complexes:

$$V_{new} = ( V_{eff} + V_T + \sqrt{(V_{eff} - V_T)^2 + \delta^2} ) / 2 \\ V_{eff} = ( V_{gs} + V_{gd} + \sqrt{(V_{gs} - V_{gd})^2 + \Delta^2} ) / 2 \quad (\text{II.19})$$

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{4(1 - V_{new}/V_B)^{1/2}} \left[ 1 + \frac{V_{eff} - V_T}{((V_{eff} - V_T)^2 + \delta^2)^{1/2}} \right] \left[ 1 + \frac{V_{gs} - V_{gd}}{((V_{gs} - V_{gd})^2 + \Delta^2)^{1/2}} \right] \\ + \frac{C_{gd0}}{2} \left[ 1 - \frac{V_{gs} - V_{gd}}{((V_{gs} - V_{gd})^2 + \Delta^2)^{1/2}} \right]$$

avec  $V_B$  = tension de barrière.

D'autres expressions plus simples ont été proposées par Hwang [56],[57]:

$$[56]: C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs0}/(1-V_{gs}/V_b)^{1/2} + C_{sp} \quad (II.20)$$

$$[57]: C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = \frac{C_0}{(1-V_{gs}/V_b)^r} (1 + b V_{ds}) + d \quad (II.21)$$

La deuxième expression introduit une relation entre la capacité  $C_{gs}$  et la tension drain-source, ce qui sera montré dans le chapitre III.

Brazil & al [64] ont proposé une modification de l'équation (II.17), afin d'éviter les discontinuités, et de permettre l'implantation de cet élément sous forme de charge (nécessité de certains simulateurs). La tension  $\varphi$  devient un paramètre et n'a plus de signification physique:

$$C_{gs}(V_{gs}) = C_{j1} C_{j2} / ( C_{j1}[1 - V_{gs}/\varphi] + C_{j2}[1 - V_{gs}/\varphi]^{1/m1} ) \quad (II.22)$$

### II.4.3 Expressions pour le courant d'avalanche:

Tous les modèles présentés ne comportent pas tous une source de courant  $I_{dg}$ , pour simuler le phénomène d'avalanche. En effet ce phénomène est négligé dans les applications numériques, mais devient essentiel pour des applications hyperfréquences mettant en jeu des performances en puissance (oscillateurs, amplificateurs), comme nous le verrons dans les chapitres suivants.

L'expression la plus simple et très souvent retenue pour le courant  $I_{dg}$  est celle d'un courant Schottky, où le paramètre  $\alpha$  n'a pas de sens physique:

$$I_{gd}(V_{dg}) = I_{sr} ( \exp( \alpha V_{dg} ) - 1 ) \quad (II.23)$$

Cependant cette expression reflète mal les caractéristiques mesurées du courant d'avalanche, c'est pourquoi d'autres expressions ont été proposées comme celle de Tajima [52]:

$$\begin{aligned} I_{dg}(V_{dg}) &= 0 && \text{si } V_{dg} < V_b \\ I_{dg}(V_{dg}) &= \left( \frac{V_{dg} - V_b}{R_b} \right) && \text{si } V_{dg} > V_b \end{aligned} \quad (II.24)$$

$$\text{avec, } V_b = V_{b0} + R_1 I_{ds} \text{ et } R_b = R_{b0} + R_2 I_{ds}/I_{DSS}$$

Curtice et Ettenberg [47] ont utilisé cette expression avec  $R_b$  constant. Ces expressions (III.24) ont également pour rôle "d'adoucir" les variations brutales de l'expression (III.23) en fonction de  $V_{dg}$ , qui peuvent avoir pour résultat d'introduire des instabilités numériques dans les simulateurs.

Hwang a essayé des expressions exponentielles [57],[56]:

$$\text{référence [56]:} \quad I_{dg}(V_{dg}) = I_{sr} \exp(\beta V_{dg}) \quad (\text{II.25})$$

$$\text{référence [57]:} \quad I_{dg}(V_{gs}, V_{ds}) = I_r \exp(r_1 V_{ds} - r_2 V_{gs}) \quad (\text{II.26})$$

Ces approximations ne sont pas très précises, mais le rôle attribué à la source de courant non linéaire  $I_{dg}$  est en général de limiter le réseau de caractéristiques  $I_{ds}$ - $V_{ds}$  pour des tensions  $V_{gs}$  proches du pincement (c'est le cas pour un fonctionnement optimal en puissance). Ceci est d'autant plus vrai que la modélisation du courant drain-source est encore actuellement imprécise et peu reproductible.

## II.5 Conclusion : choix d'un modèle

L'objectif de cette étude est de réaliser un amplificateur de puissance en technologie monolithique à dopage implanté, et donc d'en prévoir le fonctionnement en puissance à l'aide d'un modèle grand signal du TEC. Ce modèle doit prédire directement le comportement électrique du composant, les grandeurs d'intérêt pour la conception du circuit sont les tensions et les courants aux bornes du composant. Les informations physiques sur la répartition des porteurs et leur vitesse dans le canal ne sont pas utilisables directement. La dernière contrainte intervenant dans le choix du modèle est son efficacité numérique: le modèle doit être assez simple numériquement pour évaluer le fonctionnement d'un circuit comportant plusieurs TECs.

Les modélisations physiques numériques représentent de façon précise le comportement physique interne du composant, mais elles exigent des temps de calcul très importants pour l'étude du cas statique ou transitoire, et donc pour le régime dynamique. Leur utilisation dans la conception d'un amplificateur n'est donc pas envisagée.

Les modélisations physiques analytiques permettent de simuler plus rapidement les mécanismes physiques mis en jeu dans le composant et d'en prévoir le comportement en grand signal. Cependant, la plupart des modèles analytiques prennent l'hypothèse d'un dopage uniforme, car les calculs deviennent plus complexes dans le cas d'un dopage non uniforme et ne peuvent déboucher sur des expressions analytiques simples. Ces modélisations ne sont donc pas adaptées pour la simulation d'amplificateurs de puissance dans une technologie monolithique à couche active implantée.

C'est pourquoi le type de modélisation retenu pour cette étude est un modèle phénoménologique, qui représente le meilleur compromis temps de calcul-précision-facilité de mise en oeuvre. Ce type de modèle est particulièrement bien adapté à la simulation de circuits intégrés, mais ne permet pas d'observer les mécanismes physiques à l'intérieur du transistor, ni d'étudier de nouvelles structures. Ces modèles nécessitent des caractérisations spécifiques de composants déjà existants. Ces méthodes de caractérisations seront exposées dans le chapitre suivant.

## Références bibliographiques du chapitre II :

- [ 1 ] R. CASTAGNE, J.P. DUCHEMIN, M. GLOANEC, C. RUMELHARD  
Circuits intégrés en Arséniure de Gallium,  
Physique, technologie et règles de conception  
Collection technique et scientifique des télécommunications, MASSON, 1989
- [ 2 ] S. M. SZE  
Physics of semiconductor devices  
New-York, WILEY, 1969.
- [ 3 ] D. ESTREICH  
Nonlinear modeling for MMIC's  
1987 IEEE MTT-S Digest, pp. 85-88.
- [ 4 ] W. SHOCKLEY  
A unipolar "Field-Effect" Transistor  
Proc. IRE, Vol. 40, November 1952, pp. 1365-1376.
- [ 5 ] A. B. GREBENE, S. K. GHANDHI  
General theory for pinched operation of the junction-gate FET  
Solid-State Electronics, 1969, Vol. 12, pp. 573-589.
- [ 6 ] R. A. PUCCEL, H. A. HAUS, H. STATZ  
Signal and noise properties of gallium arsenide microwave Field-Effect Transistors  
Advances in Electronics and Electron Physics, L MARTON Ed., vol. 38, NY, Academic 1975,  
pp. 195-265.
- [ 7 ] D. BOCCON-GIBOD  
Modèle analytique et schéma équivalent du transistor à effet de champ en arséniure de gallium  
ACTA ELECTRONICA, Vol. 23, 2, 1980, pp. 99-109.
- [ 8 ] P. L. HOWER, N. G. BECHTEL  
Current saturation and small-signal characteristics of GaAs Field-Effect Transistors  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-20, N° 3, March 1973, pp. 213-220

- [ 9 ] K. LEHOVEC, W. G. SEELEY  
On the validity of the gradual channel approximation for junction field effect transistors with drift velocity saturation  
Solid-State Electronics, 1973, Vol. 16, pp. 1047-1054.
- [ 10 ] K. LEHOVEC, R. ZULEEG  
Voltage-current characteristics of GaAs J-FETs in the hot electron range  
Solid-State Electron., vol. 13, pp.1415-1426, 1970.
- [ 11 ] A. MADJAR, F. J. ROSENBAUM  
A large-signal model for the GaAs MESFET  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, N°8, August 1981, pp. 781-788.
- [ 12 ] M. A. KHATIBZADEH, R. J. TREW  
A large-signal, analytic model for the GaAs MESFET  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-36, N° 2, February 1988, pp. 231-238.
- [ 13 ] K. YAMAGUCHI, H. KODERA  
Drain conductance of junction gate FET's in the hot electron range  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-23, N° 6, June 1976, pp. 545-553
- [ 14 ] M. S. SHUR, L. F. EASTMAN  
Current-voltage characteristics, small-signal parameters, and switching times of GaAs FET's  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-25, N° 6, June 1978, pp. 606-611
- [ 15 ] A. MADJAR  
A fully analytical AC large-signal model of the GaAs MESFET for nonlinear network analysis and design  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 36, N° 1, January 1988, pp. 61-67
- [ 16 ] M. S. SHUR  
Small-signal nonlinear circuit model of GaAs MESFET  
Solid-State Electronics, 1979, Vol. 22, pp. 723-728.

- [ 17 ] K. LEHOVEC, R. S. MILLER  
Field distribution in junction Field-Effect Transistors at large drain voltages  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-22, N° 5, May 1975, pp. 273-281
- [ 18 ] J. M. GOLIO, J. R. HAUSER, P. A. BLAKEY  
A large-signal GaAs MESFET model implemented on SPICE  
IEEE Circuits and Devices magazine, September 1985, pp. 21-30.
- [ 19 ] M. A. KHATIBZADEH, R. J. TREW, I. J. BAHL  
Large-signal modeling of GaAs power FET amplifiers  
1987 IEEE MTT-S Digest, pp. 107-110.
- [ 20 ] D. E. STONEKING, R. J. TREW, J. B. YAN  
Load pull characteristics of GaAs MESFETs calculated using an analytic, physics based large signal device model  
1988 IEEE MTT-S digest, pp. 1057-1060.
- [ 21 ] S. M. SHUR  
Analytical model of GaAs MESFET's  
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-25, June 1978, pp. 612-618
- [ 22 ] D. P. KENNEDY, R. R. O'BRIEN  
Computer aided two-dimensional analysis of the junction Field-Effect Transistor  
IBM J. RES. DEVELOP., March 1970, pp. 95-116.
- [ 23 ] 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, pp. 35-45
- [ 24 ] M. REISER, P. WOLF  
Computer study of submicrometre F.E.T.s  
Electronics Letters, 18th May 1972, Vol. 8, N° 10, pp. 254-257.
- [ 25 ] J. J. BARNES, R. J. LOMAX, G. I. HADDAD  
Finite-element simulation of GaAs MESFET's with lateral doping profiles and submicron gates  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-23, N° 9, September 1976, pp. 1042-1048

- [ 26 ] H. HIMSWORTH  
 A two-dimensional analysis of Gallium Arsenide junction Field Effect Transistors with long and short channels  
 Solid-State Electronics, 1972, Vol. 15, pp. 1353-1361.
- [ 27 ] H. L. GRUBIN  
 Switching characteristics of nonlinear Field-Effect Transistors : Gallium-Arsenide versus Silicon  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, N° 5, May 1980, pp. 442-448
- [ 28 ] J. R. DAVID, J. E. SITCH, M. S. STERN  
 Gate-drain avalanche breakdown in GaAs power MESFET's  
 IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-29, N° 10, October 1982, pp.1548-1552
- [ 29 ] K. YAMAGUCHI, S. ASAI, H. KODERA  
 Two-dimensional numerical analysis of stability criteria of GaAs FET's  
 IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-23, N° 12, December 1973, pp. 1283-1290
- [ 30 ] W. R. CURTICE  
 The performance of submicrometer gate length GaAs MESFET's  
 IEEE transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n°12, december 1983, pp.
- [ 31 ] B. CARNEZ, A. CAPPY, A. KASZYNSKI, E. CONSTANT, G. SALMER  
 Modeling of a submicrometer gate field-effect transistor including effects of nonstationary electron dynamics  
 J. Appl. Phys., Vol. 51, N° 1, January 1980, pp. 784-790.
- [ 32 ] B. CARNEZ, A. CAPPY, G. SALMER, E. CONSTANT  
 Modélisation de transistors à effet de champ à grille ultra-courte  
 ACTA ELECTRONICA, Vol. 23, 2, 1980, pp. 165-183.
- [ 33 ] R. E. PANTOJA, M. J. HOWES, J. R. RICHARDSON, C. M. SNOWDEN  
 A large-signal physical MESFET model for computer-aided design and its applications  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, N° 12, December 1989,  
 pp. 2039-2045.

- [ 34 ] C.M. SNOWDEN, M.J. HOWES, D.V. MORGAN  
Large-signal modeling of GaAs MESFET operation  
IEEE transactions on Electron Devices, vol. ED-30, n°12, december 1983, pp. 1817-1824
- [ 35 ] C. U. NALDI  
CAD and modelling for analog GaAs ICs  
Alta Frequenza, Vol. LV-N.3, May-June 1986, pp. 195-204.
- [ 36 ] P. A. SANDBORN, P. A. BLAKEY  
MESFET simulation oriented toward computer-aided microwave circuit design  
IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 38, n° 4, april 1990, pp. 426-429
- [ 37 ] G. GHIONE, C. U. NALDI, F. FILICORI  
A new, circuit-oriented CAD approach for the small- and large-signal simulation of GaAs MESFETs based on physical models  
17th European Microwave Conference proceedings, Rome 1987, pp. 605-610.
- [ 38 ] R. A. WARRINER  
Computer simulation of gallium arsenide Field-Effect transistors using Monte-Carlo methods  
Solid-State and Electron Devices, July 1977, Vol. 1, N° 4, pp. 105-110.
- [ 39 ] R. W. HOCKNEY, R. A. WARRINER, M. REISER  
Two-dimensional particle models in semiconductor-device analysis  
Electronics Letters, 14th November 1974, Vol. 10, N° 23, pp. 484-486.
- [ 40 ] H. A. WILLING, C. RAUSCHER, P. de SANTIS  
A technique for predicting large-signal performance of a GaAs MESFET  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-26, N° 12, December 1978, pp. 1017-1023.
- [ 41 ] C. RAUSCHER, H. A. WILLING  
Simulation of nonlinear microwave FET performance using a Quasi-static model  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, N°10, October 1979, pp. 834-840.

- [ 42 ] D. L. PETERSON, A. M. PAVIO, B. KIM  
A GaAs FET model for large-signal applications  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32, N°3, March 1984,  
pp. 276-281.
- [ 43 ] M. SHICHMAN, A. HODGES  
Modeling and simulation of insulated gate field effect transistor switching circuits  
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-3, September 1968, pp. 285-289
- [ 44 ] T. TAKI  
Approximation of junction Field-Effect Transistor characteristics by a hyperbolic function  
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-13, N°5, October 1978, pp. 724-726
- [ 45 ] W. R. CURTICE  
A MESFET model for use in the design of GaAs integrated circuits  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, N° 5, May 1980, pp. 448-456
- [ 46 ] S. E. SUSSMAN-FORT, J. C. HANTGAN, F. L. HUANG  
A SPICE model for enhancement- and depletion- mode GaAs FET's  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 34, N° 11, November 1986,  
pp. 1115-1119.
- [ 47 ] W. R. CURTICE, M. ETTEBERG  
A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, N°12, December 1985,  
pp. 1383-1394.
- [ 48 ] A. WHITE, R. NAMORDI  
GaAs MESFET model adds life to SPICE  
Microwaves and RF, September 1984, pp. 197-200.
- [ 49 ] Q. Z. LIU  
An accurate and simple large signal model of HEMT  
1989 IEEE MTT-S Digest, pp. 463-466.

- [ 50 ] A. GOPINATH, J. B. RANKIN  
Single-gate MESFET frequency doublers  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, N°6, June 1982,  
pp. 869-875.
- [ 51 ] Y. TAJIMA, B. WRONA, K. MISHIMA  
GaAs FET large-signal model and its application to circuit designs  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-28, N°2, February 1981, pp. 171-175
- [ 52 ] Y. TAJIMA, P. D. MILLER  
Design of broad-band power GaAs FET amplifiers  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 32, N° 3, March 1984, pp. 261-267
- [ 53 ] A. MATERKA, T. KACPRZAK  
Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, N°2, February 1985,  
pp. 129-135.
- [ 54 ] T. KACPRZAK, A. MATERKA  
Compact DC model of GaAs FET's for large-signal computer calculation  
IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-18, N° 2, April 1983, pp. 211-213
- [ 55 ] H. STATZ, P. NEWMAN, I. W. SMITH, R. A. PUCCEL, H. A. HAUS  
GaAs FET device and circuit simulation in SPICE  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-34, N°2, February 1987, pp. 160-169
- [ 56 ] V. D. HWANG, T. ITOH  
An efficient approach for large-signal modeling and analysis of the GaAs MESFET  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, N° 4, April 1987, pp. 396-402
- [ 57 ] Y. D. HWANG, Y-C SHIH, H. MINH LE, T. ITOH  
Non linear modeling and verification of MMIC amplifiers using the waveform balance method  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 37, n°12, december 1989,  
pp. 2125-2133.

- [ 58 ] E. ALLAMANDO, Y. BONNAIRE  
Nonlinearities of the GaAs submicrometer FET : new mode of characterization and modelization  
18th European Microwave Conference proceedings, Stockholm 1988, pp. 243-248
- [ 59 ] M. MILLER, M. GOLIO, B. BECKWITH, E. ARNOLD, D. HALCHIN, S. AGENO, S. DORN  
Choosing an optimum large signal model for GaAs MESFETs and HEMTs  
1990 IEEE MTT-S Digest, pp. 1279-1282.
- [ 60 ] R. J. TREW  
MESFET models for microwave computer-aided design  
Microwave Journal, may 1990, Vol. 33, N° 5, pp. 115-130.
- [ 61 ] Z. R. HU, J. J. McKEOWN, T. BRAZIL, J. A. C. STEWART  
Comparison of GaAs MESFET DC models  
1990 IEEE MTT-S Digest, pp. 311-313.
- [ 62 ] T. TAKADA, K. YOKOYAMA, M. IDA, T. SUDO  
A MESFET variable-capacitance model for GaAs integrated circuit simulation  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, N° 5, May 1982, pp. 719-724
- [ 63 ] T-H. CHEN, M. S. SHUR  
A capacitance model for GaAs MESFET's  
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-32, N° 5, May 1985, pp.883-891
- [ 64 ] T. J. BRAZIL, P. O'CONNELL, N. O'FLAHERTY  
Modeling the gate capacitance nonlinearity in GaAs MESFET's  
18th European Microwave Conference proceedings, Stockholm 1988, pp. 237-242
- [ 65 ] J.P. NOUGIER, J.C. VAISSIERE, D. GASQUET &al  
Determination of transient regime of hot carriers in semiconductors, using the relaxation time approximations  
J. Appl. Phys., Vol. 52, n°2, feb. 1981, pp. 825-832.
- [ 66 ] A. KASZINSKI  
Etude des phénomènes de transport dans les semiconducteurs par la méthode de Monte Carlo.  
Application à l'arséniure de gallium.  
Thèse de doctorat d'ingénieur, Université de Lille I (1979).

- [ 67 ] P. BONJOUR, R. CASTAGNE, J.P. COURAT  
Gunn domain existence in the channel of a saturated GaAs MESFET  
Rev. Phys. Appl., vol. 13, 1978, pp. 651-654.
- [ 68 ] J. ZIMMERMAN  
Etude des phénomènes de transport électronique dans le silicium de type n en régimes stationnaires et non stationnaires par la méthode de Monte Carlo. Application à la simulation de composants submicroniques.  
Thèse d'état, Université de Lille, 1980.
- [ 69 ] P. HESTO  
Simulation Monte Carlo du transport non stationnaire dans les dispositifs submicroniques: importance du phénomène balistique dans GaAs à 77K  
Thèse de doctorat d'état, Université de Paris Sud, Orsay, 1984.

## **Chapitre III: Détermination et validation d'un modèle non linéaire de TEC**

### **III.1 Introduction**

Ce chapitre décrit notre démarche pour établir un modèle non linéaire de TEC, de type phénoménologique (voir chapitre II), afin de simuler des amplificateurs de puissance hyperfréquences en technologie monolithique sur des substrats d'Arséniure de Gallium implantés.

Dans un premier temps, la technologie utilisée à Thomson Composants Microondes lors de la réalisation de circuits intégrés hyperfréquences est présentée, ainsi que les différentes filières de circuits intégrés dédiées, chacune, à des applications de types différents.

L'environnement industriel a induit certains choix: méthodes de mesures, schémas équivalents petit signal... D'autre part, nous avons utilisé une méthode originale développée à l'IRCOM de Limoges, pour caractériser le courant drain-source en fonction des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Les modèles phénoménologiques existants (voir chapitre II) utilisent des mesures de courant drain-source en continu. Les expressions proposées se sont révélées imprécises pour la plupart, d'autres trop complexes sont apparues comme difficiles à évaluer de façon reproductible numériquement. L'insuffisance des modèles existants nous a donc amené à développer d'autres expressions pour le courant drain-source, la capacité grille-source. Ces expressions ainsi que les mesures de caractérisation utilisées pour la détermination des paramètres du modèle sont décrites.

Une fois le modèle établi, les différentes étapes de validation du modèle sont présentées: caractéristiques statiques (régime continu), paramètres [S] (régime linéaire alternatif), courbes de puissance (régime non linéaire), obtenus par simulation avec le transistor modélisé. Les simulations sont comparées à chaque étape aux mesures. Plusieurs méthodes de caractérisation en puissance ont été utilisées, certaines sont encore actuellement en pleine évolution avec l'apparition de nouveaux appareils ("tuners" programmables, testeur hyperfréquence sous pointes...).

Enfin, ce chapitre se termine par l'évaluation du domaine de validité et des limitations du modèle étudié.

## **III.2 Réalisation technologique et filières des circuits intégrés hyperfréquences à Thomson-TCM**

### **III.2.1 Description des étapes technologiques**

Les circuits intégrés hyperfréquences sont obtenus en réalisant des transistors à effet de champ associés à des éléments passifs (selfs, lignes, capacités, résistances) et actifs (diodes détectrices, varactors) [1].

La fabrication de circuits intégrés fait appel à des techniques de masquages optiques et électroniques pour graver ou déposer divers niveaux conducteurs ou isolants sur des plaques d'Arséniure de Gallium de  $400\mu\text{m}$  d'épaisseur. Ainsi la surface d'une plaque est couverte par la répétition d'un réticule qui contient des motifs de tests de la filière utilisée et des circuits.

Une fine couche de nitrure de silicium est déposée sur le substrat GaAs semi-isolant, pour empêcher la diffusion d'arsenic pendant l'implantation. Des marques métalliques sont déposées pour permettre l'alignement des zones actives avec les contacts ohmiques (niveau préalignement, figure III.1). Les zones actives des résistances actives et des transistors sont obtenues par double implantation ionique localisée d'atomes de

Silicium (niveau zone active, figure III.1) : une implantation profonde (par exemple pour MP10,  $E < 300 \text{ keV}$ ,  $D \# 5 \cdot 10^{12} \text{ At/cm}^2$ ) et un surdopage en surface ( par exemple pour MP10,  $N^+ E = 60 \text{ keV}$ ,  $D \# 2 \cdot 10^{13} \text{ At/cm}^2$ ) [2], afin de diminuer les résistances d'accès du transistor. Cette étape est complétée par un recuit à haute température (  $850^\circ\text{C}$  ). Les contacts ohmiques sont réalisés par évaporation de AuGe (proportion 88%,12%), suivie d'une évaporation de Ni puis d'Au, puis d'un recuit à  $440^\circ\text{C}$  (étape 3, figure III.1).

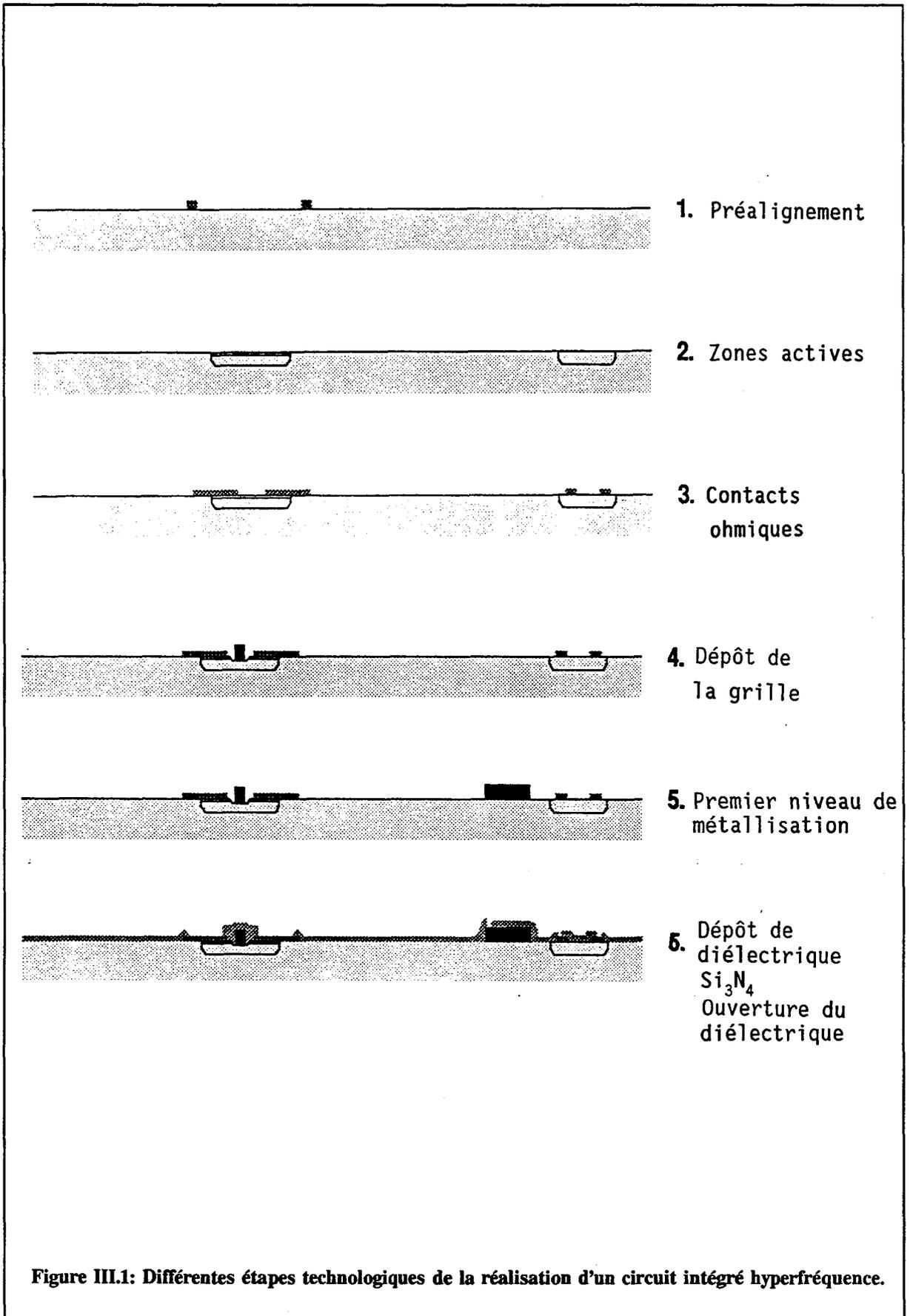
La lithographie de grille est ensuite effectuée, désormais par masquage électronique pour toutes les filières. La couche de nitrure de Silicium d'encapsulation est gravée, puis le creusement du canal ("recess") sous la grille est effectué par gravure chimique, afin de pouvoir ajuster la tension de pincement  $V_p$  et le courant de saturation  $I_{dss}$  du transistor. Le métal du contact Schottky est ensuite déposé (étape Grille, figure III.1). Il est ensuite procédé au dépôt d'un premier niveau de métallisation (niveau N1) pour réaliser les bus de grilles et les armatures inférieures des capacités MIM ( Métal Isolant Métal ).

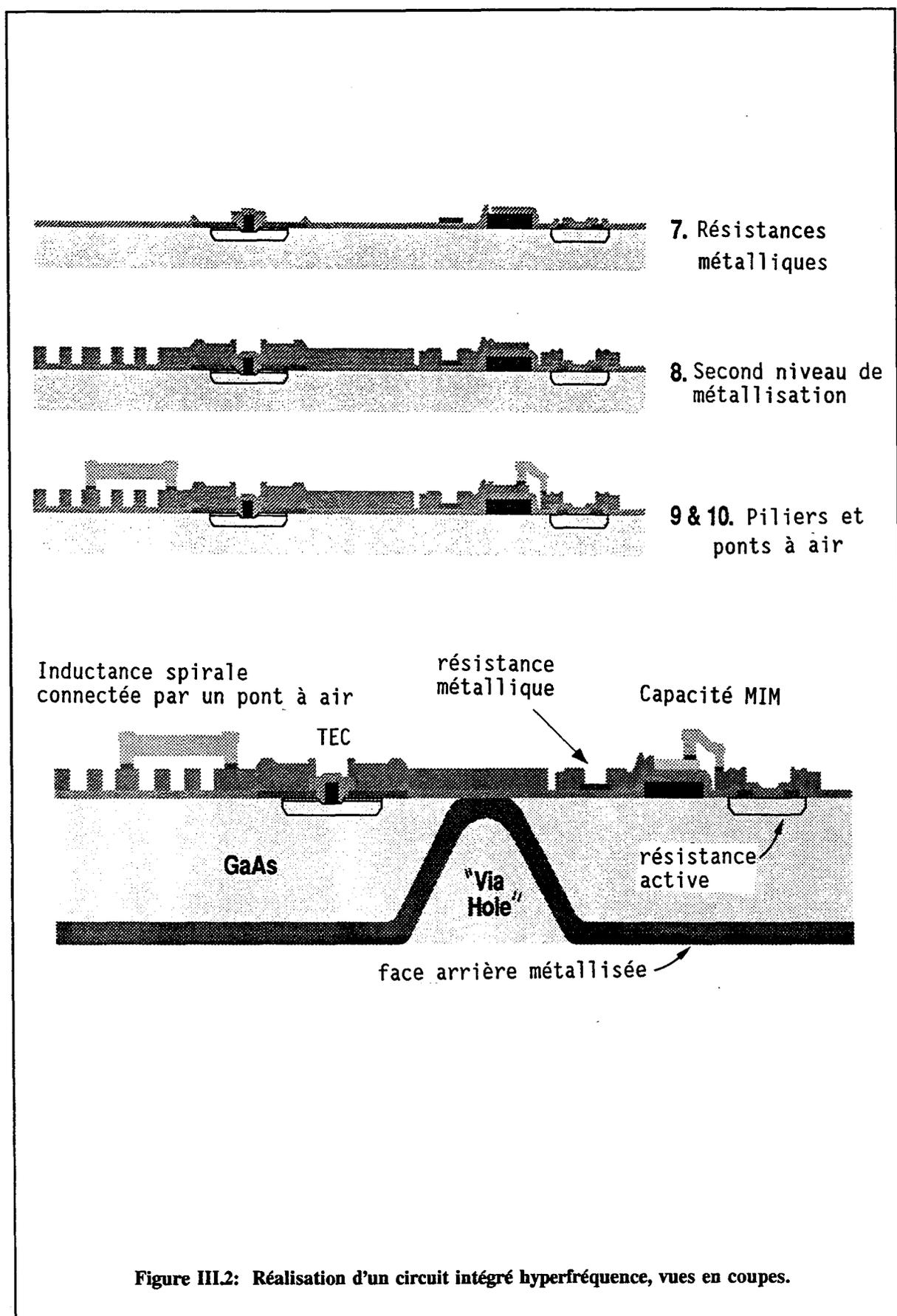
Un film de nitrure de Silicium est ensuite déposé sur toute la plaquette pour protéger les surfaces. Ce film sert aussi de diélectrique pour les capacités. Des ouvertures ( niveau DPC ) sont pratiquées dans cet isolant pour permettre le contact entre les métallisations des niveaux 1 et 2 (niveaux N1 et EP). Les résistances métalliques sont ensuite obtenues par dépôt de Titane ou de nitrure de Tantale (niveau RM).

Un deuxième niveau de métallisation est alors déposé par évaporation (TiPtAu  $1,5 \mu\text{m}$  d'épaisseur ). Cette métallisation (niveau EP) est utilisée pour réaliser les interconnexions, les lignes de transmissions, les selfs spirales, les électrodes supérieures des capacités MIM, les plots de polarisations et d'accès du circuit, les connexions des résistances métalliques.

Certaines interconnexions et les croisements sont réalisés avec des ponts à air (voir photographie MEB, figure III.3). Ces ponts à air sont créés en deux étapes:

- 1 - Des piliers (niveau PI) sont définis par un "flash" de métallisation (Ti/Au/Ti),





2 - Les tabliers des ponts (niveau PO) sont obtenus par enrichissement électrolytique (Au  $3\mu\text{m}$ ).

La plaquette est alors amincie à  $100\mu\text{m}$ , avant la réalisation des trous ("via-holes", niveau TR). Des trous sont gravés à partir de la face arrière, au travers de la plaquette, pour permettre des connexions avec le plan de masse face arrière. Une métallisation réalisée par recharge d'or électrolytique (épaisseur  $\approx 3\mu\text{m}$ ) recouvre la face arrière, métallisant les trous et définissant le plan de masse en face arrière.

Les figures III.2 à III.4 montrent des vues d'ensemble d'un circuit intégré hyperfréquence, résultant de la succession des niveaux technologiques.

### III.2.2 Les différentes filières de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences de TCM

Les composants passifs sont identiques d'une filière à une autre. La réalisation des composants actifs, principalement les TECs, distingue les filières de circuits monolithiques entre elles. En effet, afin d'optimiser les performances des circuits aussi différents qu'un amplificateur faible bruit et un amplificateur de puissance par exemple, les TECs des circuits monolithiques hyperfréquences sont classés en différentes filières:

- *Filière HYPER 1 ou MP10* [2]:

La longueur de grille du transistor est de  $1\mu\text{m}$  dans un espace source-drain de  $4\mu\text{m}$ . La métallisation du contact Schottky est un dépôt de Ti  $500\text{\AA}$ /Pt  $500\text{\AA}$ /Au  $4000\text{\AA}$ /Ti  $500\text{\AA}$ . Cette filière comporte une option à implantation profonde correspondant à une tension de pincement d'environ 3V, qui permet de réaliser des amplificateurs de moyenne puissance (1W en bande C). C'est dans cette filière, que furent réalisés les premiers amplificateurs de puissance (1W en bande C), en 1986-87 à THOMSON-TCM.

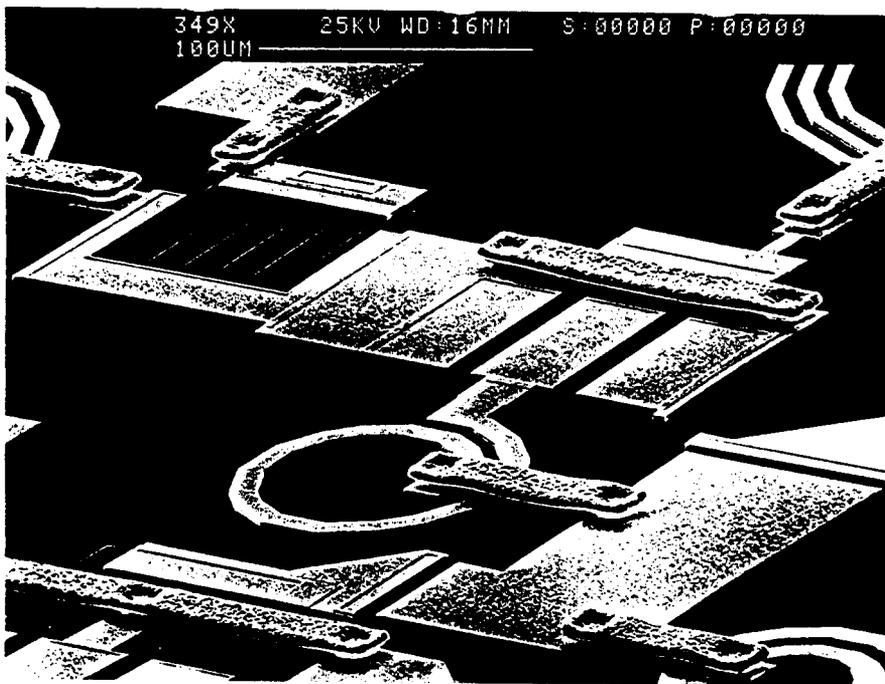
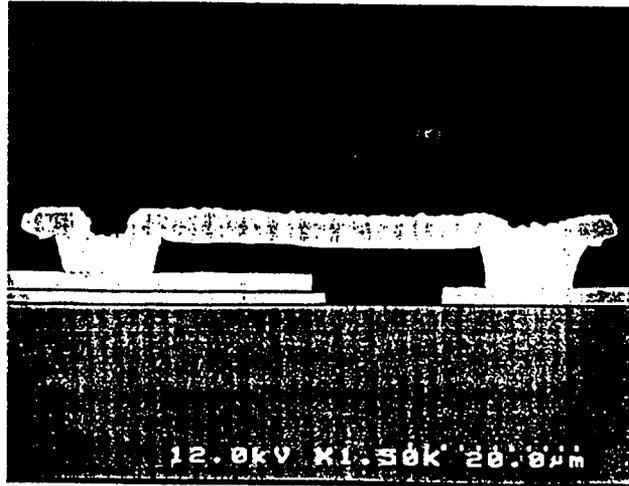


Figure III.3: Photographies au microscope à balayage électronique de circuit intégré hyperfréquence.  
 a) pont à air, b) circuit (TEC, self, capacité, varactor)

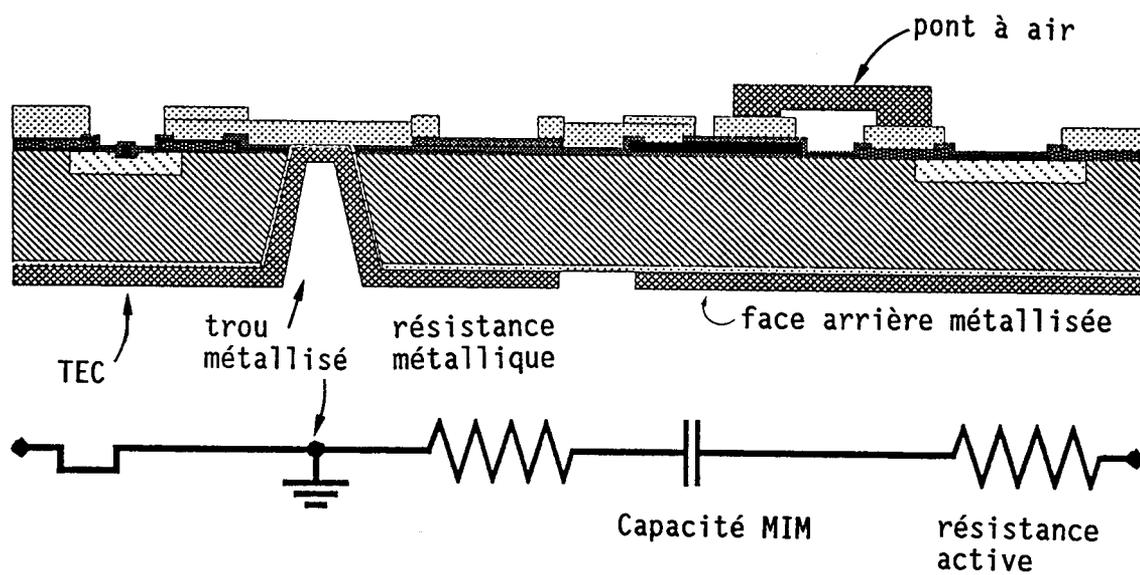


Figure III.4: Vue schématique d'ensemble d'un circuit intégré hyperfréquence.

- *Filière HYPER2 ou LN05* ( LN05 est l'appellation commerciale de la fonderie de circuits monolithiques de THOMSON-TCM en 1990 [1]):

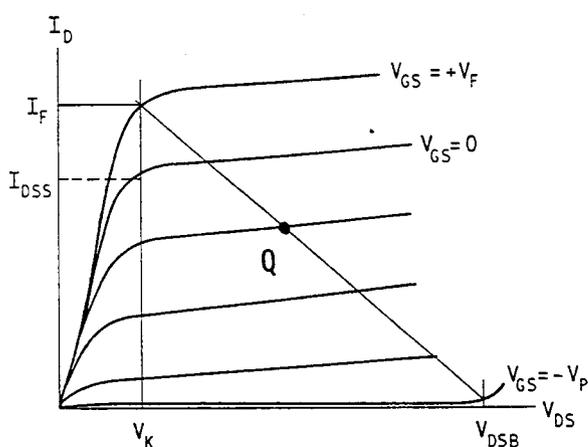
La longueur de grille des transistors est de  $0,5\mu\text{m}$  dans un espace source-drain de  $3\mu\text{m}$ . La métallisation des grilles est identique à celle de HYPER1. Cette filière est plutôt dédiée aux applications faible bruit et petit signal ( amplificateur faible bruit, bloc de gain, amplificateur à contrôle de gain...).

- *Filière HYPER P0 ou HP07* ( HP07 est l'appellation de la fonderie TCM depuis 1990 [3]):

Pour augmenter la puissance délivrée par un transistor, il faut augmenter son courant  $I_{dss}$  ( c'est ce qui était fait avec l'option à implantation profonde de la filière HYPER1) et il faut pouvoir augmenter sa tension de fonctionnement (voir figure III.5, [4],[5]). Pour cela, il faut aussi augmenter sa tension de claquage. Ceci a été obtenu en développant une filière spécifique de puissance (HYPER P0) à partir de fin 1986. Cette filière a d'ailleurs été mise au point à partir de l'expérience acquise sur les transistors discrets de puissance développés précédemment à THOMSON-TCM (30GF et 34GF).

La longueur des grilles est de  $0,7\mu\text{m}$  dans un espace source-drain de  $5\mu\text{m}$ .

La figure III.6 résume les principales différences technologiques entre les filières HYPER1 et HYPER P0. Dans la filière HYPER1, le nitrure d'encapsulation offre une passivation naturelle du transistor mais ne permet pas d'élargir le creusement du canal avant le dépôt de la grille. Ceci a pour résultat de réduire les tensions de claquage entre grille et drain ( $V_{BK} = 12$  à  $14\text{V}$ ). Dans la filière HYPER P0, le nitrure d'encapsulation est enlevé puis remplacé par de la silice. La silice se gravant beaucoup plus aisément que le nitrure, il est aussi possible de réaliser un creusement plus large qui a pour effet d'augmenter la tension de claquage ( $V_{BK} = 20\text{V}$ ). La passivation du transistor est ensuite réalisée par le dépôt de nitrure qui sert aussi de diélectrique pour les capacités du circuit monolithique hyperfréquence (étape identique à celle des filières HYPER1 et HYPER2).



En régime linéaire, le maximum de puissance de sortie  $P_s$  correspond à une excursion maximale de courant drain-source  $I_{ds}$  ainsi qu'à une excursion maximale de tension  $V_{ds}$  (point de fonctionnement Q).

Le courant est limité par le courant de saturation  $I_f$ , et la tension est limitée par la tension de coude  $V_k$  et la tension d'avalanche:

$$P_s = (\Delta V_{DS} / 2/2) (\Delta I_{DS} / 2/2) \quad (\text{III.1})$$

$$P_s = I_f (V_{DSmax} - V_k) / 8 \quad (\text{III.2})$$

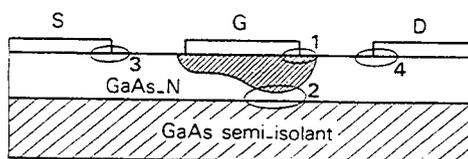


Fig. 2. Schéma d'un TEC *planar* à barrière Schottky montrant les zones de haut champ.

Phénomènes de claquage:

- claquage dû à l'avalanche de la diode Schottky
- avalanche dans la région d'interface
- avalanche au niveau des contacts (plus particulièrement du côté du drain).

Figure III.5 : Principales limitations en puissance du TEC.

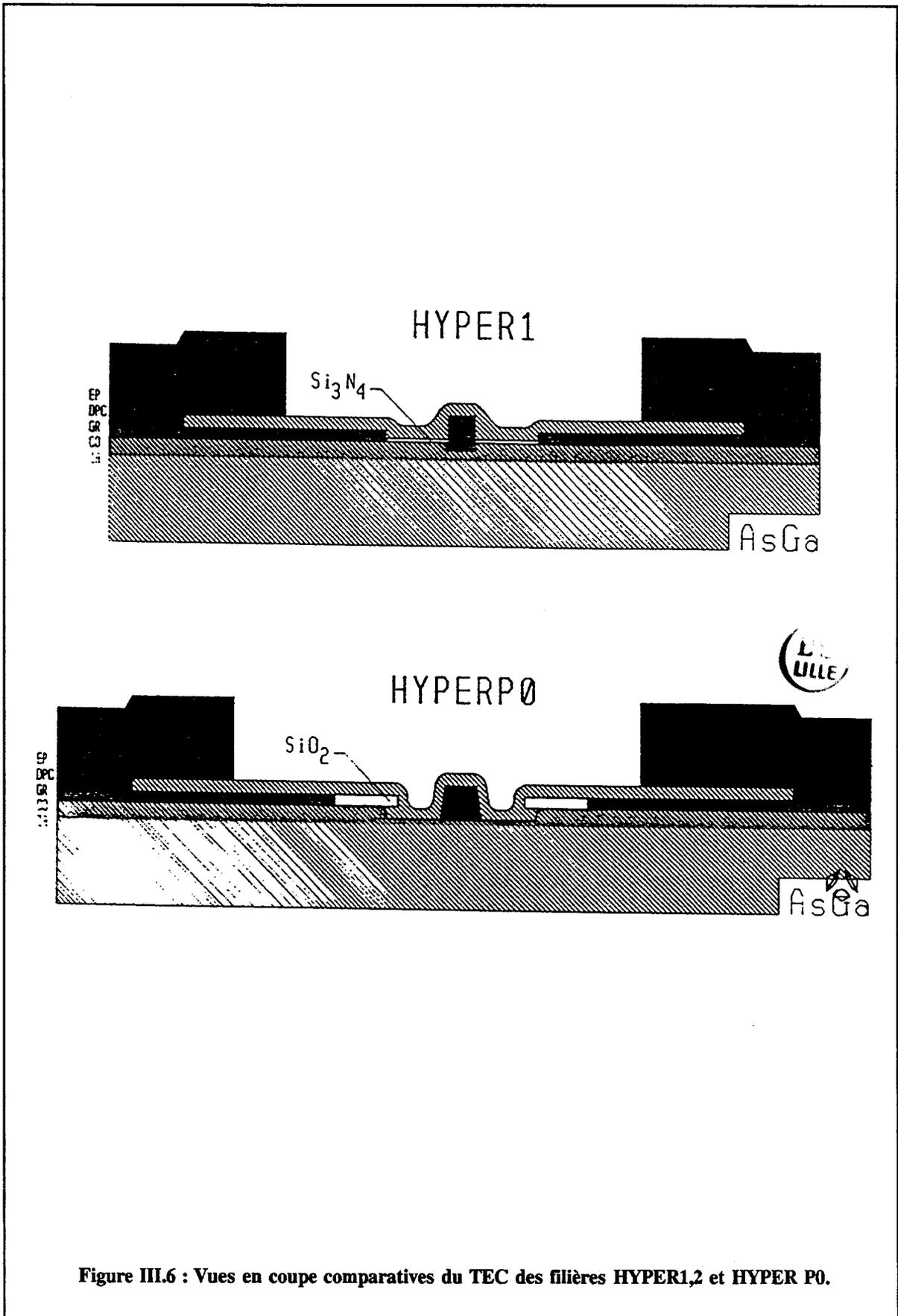


Figure III.6 : Vues en coupe comparatives du TEC des filières HYPER1,2 et HYPER P0.

Les principales caractéristiques statiques et électriques relatives au TEC à 6GHz en filière hyper1 et hyperP0 sont présentées en table III.7.

### **III.2.3 Mesures en cours et en fin de fabrication communes à toutes les filières**

Différentes mesures statiques et hyperfréquences sous pointes sont effectuées en cours et en fin de fabrication. Les motifs de tests utilisés sont placés dans chaque réticule, et sont communs à toutes les filières tout en respectant les spécificités de chaque filière (espace source-drain, longueur de grille, gamme de fabrication...).

#### **III.2.3.1 Mesures statiques**

Dans chaque réticule, est placé un motif de contrôle de procédés de fabrication appelé CP5 ( 5 est le numéro de version ). Ce motif (figure III.8) sert aussi à la qualification des plaquettes en sortie de fabrication. Les mesures sont effectuées au moyen d'un banc automatique soit en courant continu, soit en courant alternatif basse fréquence.

Deux sous-ensembles se distinguent nettement sur la figure III.8 : les motifs centraux et les motifs périphériques.

#### **\* Les motifs centraux :**

Ils sont utilisés principalement en cours de fabrication (tests "in line") et comprennent:

- une chaîne de contacts ohmiques et de zones actives (C1) qui permet de déterminer la résistance de contact des contacts ohmiques (le principe de cette mesure est résumé en figure III.9), ainsi que la résistance carrée de la couche active avant le creusement du canal. Ce motif permet le contrôle de l'étape implantation ionique et de la qualité des contacts ohmiques.

## Performances typiques mesurées en puissance

Paramètres	HYPER1 I2	HYPER P0
taille du TEC mesuré	4x150 $\mu$ m	8x100 $\mu$ m
polarisation optimale	Vds=7V; 0,6 Idss	10V; 0,4.Idss
Puissance à 1dB de compression à 6GHz (mW/mm)	350	450
Gain associé (dB)	8,5	9,5
rendement électrique (en %)	35	40
rendement en puissance ajoutée (en %)	32	35

## Caractéristiques statiques:

Paramètres	HYPER1 I2	HYPER P0
Idss (à Vds=3V) (mA/mm)	220	300
Vp (Vds=3V, Idss/100) (Volt)	-2,5	-4,0
Gm (Vds=3V, Idss) (mS)	130	105
Vbds (Ids=Idss/100) (V)	-	18

Table III.7: Comparaison des filières hyper1 et hyper P0.

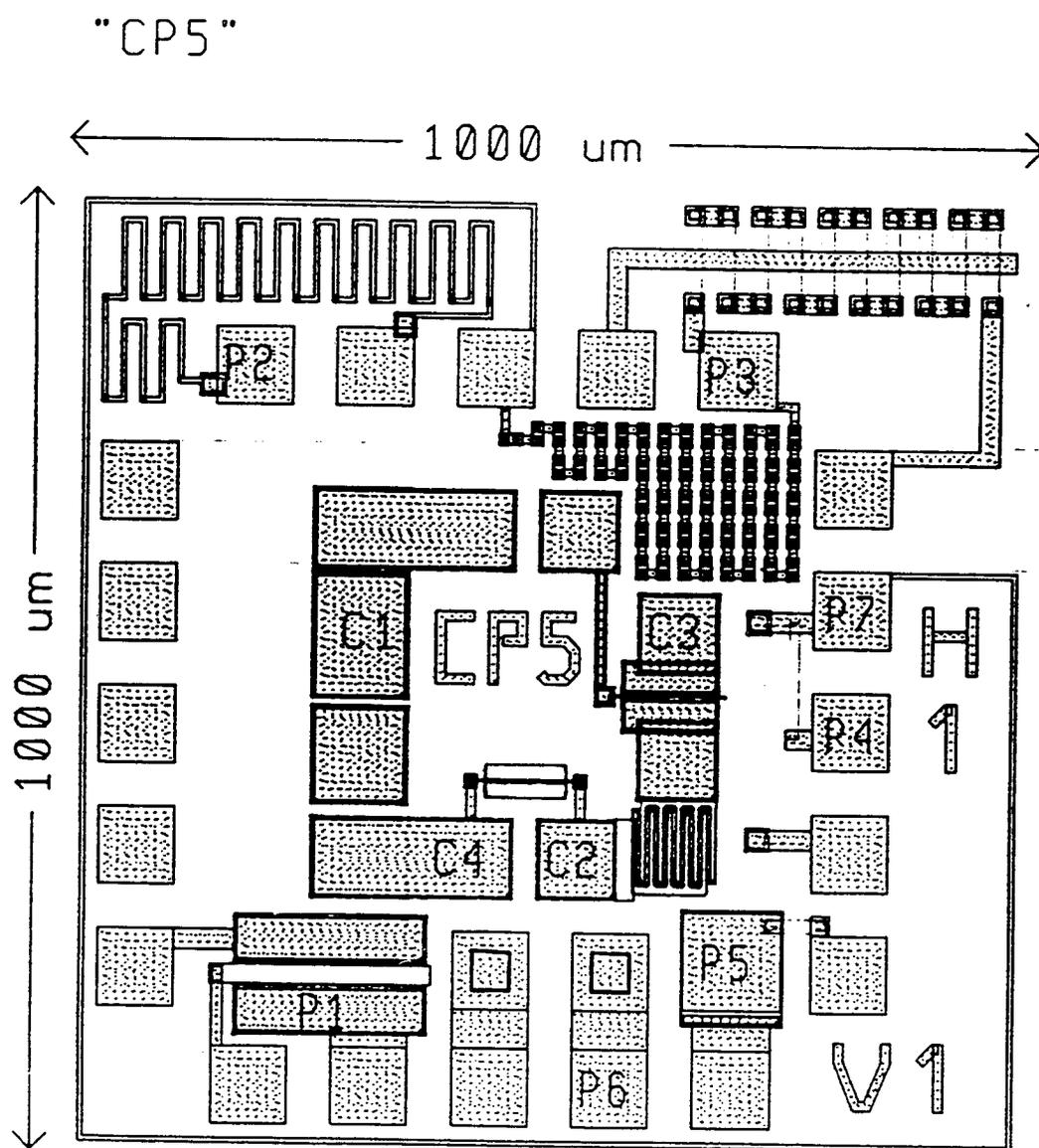


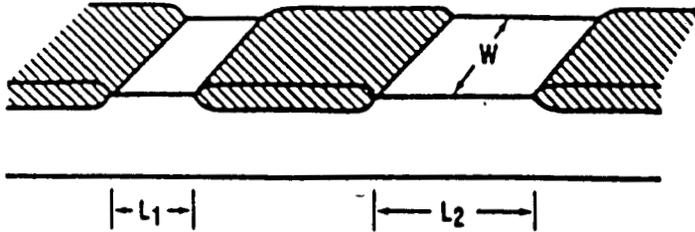
Figure III.8 : Motif de contrôle de procédés CP5.

- un peigne d'isolement (C2) constitué de deux peignes interdigités définis aux niveaux zones actives et contacts ohmiques; la mesure des courants de fuites entre ces deux peignes apporte des informations sur l'isolement entre les éléments actifs.
- un motif de grille (C4) pour déterminer la résistance de grille du TEC.
- un transistor dit de "recess" (C3), de largeur de grille de  $100\mu\text{m}$  et dont les dimensions et la géométrie respectent les standards de la filière utilisée. La mesure du courant  $I_{dss}$  de ce transistor pendant le creusement du canal permet d'ajuster la profondeur du canal et ainsi les caractéristiques des transistors de la plaque.

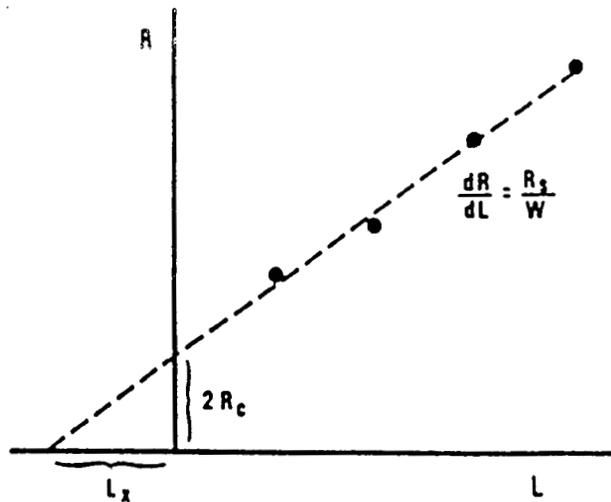
En fin de fabrication, les paramètres statiques suivants sont déterminés par des mesures sur ce transistor:

- les résistances d'accès de source et de drain  $R_s + R_d$ , les résistances du canal entre drain-grille et source-grille  $R_{gd}$  et  $R_{gs}$ ,
- la transconductance statique  $G_{mo}$  du TEC,
- les tensions de seuil  $V_T$ , d'avalanche  $V_{BK}$ , de pincement  $V_p$ ,
- les courants de saturation  $I_{dss}$ , et de fuite inverse de grille  $I_g$ .

La détermination des résistances d'accès  $R_s$  et  $R_d$  est basée sur la méthode de Hower et Bechtel [6], dont le principe est rappelé en figure III.10. Cette méthode est fondée sur les hypothèses de Shockley, en particulier celle d'un profil de dopage plat, ce qui n'est pas le cas dans un matériau implanté. Néanmoins, dans un cadre industriel où il s'agit d'avoir un ordre de grandeur de ces résistances, de façon reproductible et rapide, cette méthode donne des résultats satisfaisants pour des tensions de pincement importantes et les erreurs commises dans son application ont des influences négligeables (détermination du schéma équivalent petit signal).



Motif de base utilisé pour déterminer la résistance de contact. Les contacts ohmiques sont séparés par des espacements croissants.



Résistance de contact en fonction de l'espacement entre motifs: ce tracé donne la résistance de contact....

Figure III.9 : Principe de la mesure des résistances de contacts.

Quand  $I_{ds}=0V$ , la résistance petit signal source-drain vaut:

$$r'_{ds0} = R_s + R_d + 1/[G_0 (1 - \sqrt{\eta})]$$

avec  $\eta = [(V_{gs} + \phi)/(V_p + \phi)]^{1/2}$ ,  $\phi$  = tension de barrière  
 $V_p$  tension de pincement

Le tracé de la résistance  $r'_{ds0}$  en fonction de  $(1/(1-\sqrt{\eta}))$  permet de déterminer  $(R_s + R_d)$  et  $G_0$ .

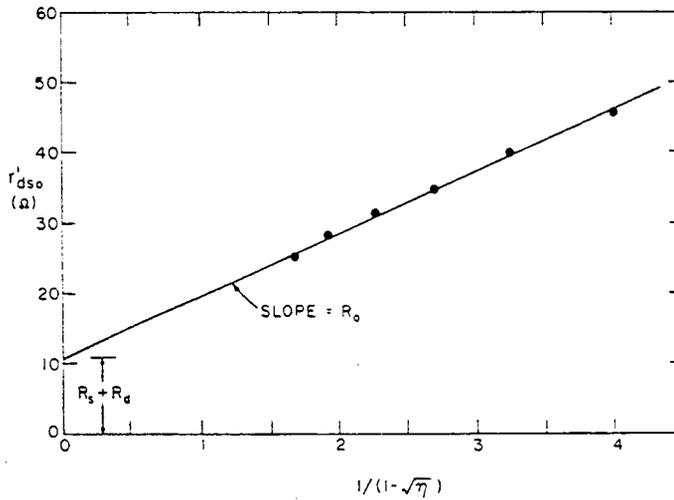


Figure III.10 : Détermination de la résistance d'accès  $R_s + R_d$ .

**\* Les motifs périphériques:**

Ces motifs sont mesurés en fin de fabrication et comportent:

- un transistor dit "FAT-FET" (P1), utilisé occasionnellement pour la mesure des profils de dopage par la méthode du C(V),
- un serpentín de premier niveau de métallisation N1 (P2), pour en mesurer la résistance carrée,
- une chaîne de ponts (P3), pour contrôler optiquement et électriquement le rendement de fabrication des ponts, et déterminer la résistance d'un pont.
- deux résistances respectivement métallique et en couche active (P4), pour mesurer et vérifier les résistances carrées des niveaux respectivement de métallisation RM et de couche active,
- une capacité de  $100\mu\text{m}$  par  $100\mu\text{m}$  (P5), pour mesurer la constante diélectrique et la tension de claquage du niveau diélectrique,
- Deux trous (P6) connectés en série par la métallisation face arrière; la mesure de la résistance de cet ensemble permet de vérifier le bon déroulement de la fabrication de trous.
- une ligne au deuxième niveau de métallisation EP (P7), pour connaître la résistance carrée de cette métallisation,
- une chaîne de contacts entre le premier et le deuxième niveau de métallisation N1 et EP (P8) pour avoir une estimation de la résistance de contact entre ces deux métallisations.

Le schéma électrique du motif de contrôle de procédés CP5 est donné en figure III.11.

**\* critères d'acceptation des plaques:**

Une plaque est considérée bonne si 60% des valeurs mesurées sur chaque type de motif de test sont comprises dans des fourchettes définies dans le manuel de la fonderie Thomson Composants Microondes [1]. Le nombre de sites de CP5 sur lesquels sont effectués ces tests varie entre 20 et 40.

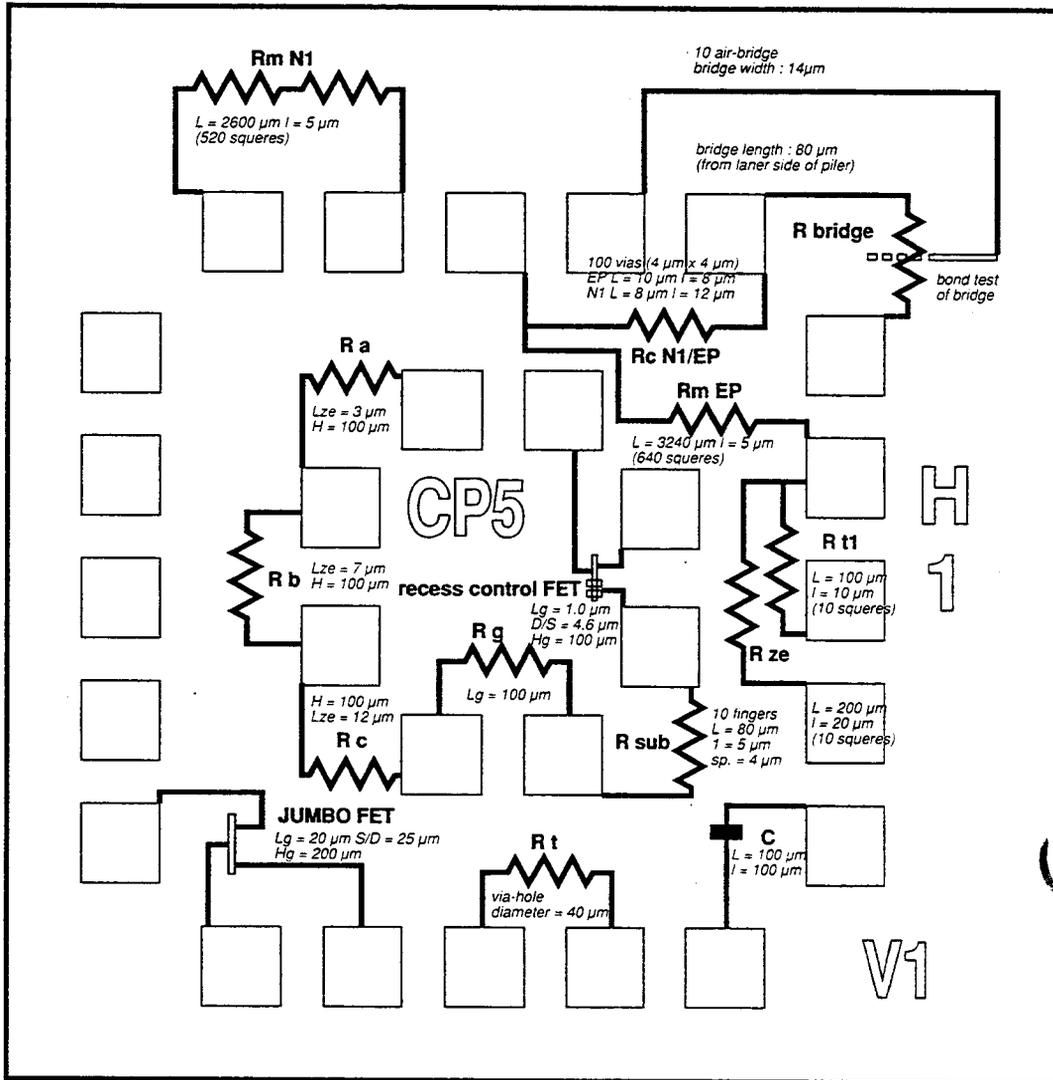


Figure III.11 : Schéma électrique équivalent du motif de contrôle de procédés CP5.

### III.2.3.2 Mesures hyperfréquences sous pointes

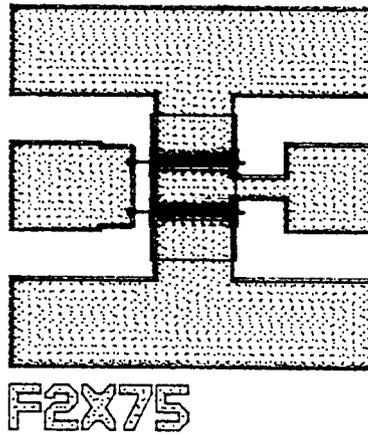
Depuis fin 1987, les paramètres [S] de TECs peuvent être mesurés sous pointes à l'aide d'un testeur automatique et de sondes CASCADE. Dans chaque réticule, de la même façon que pour le motif CP5, est inclus un transistor dit TESHYP, qui respecte les géométries standard de la filière utilisée. Ce transistor présente un développement de grille de  $150\mu\text{m}$  en 2 doigts et peut être mesuré en paramètres [S] sous pointes grâce à ses cellules d'accès. La méthode de calibrage utilisée est la méthode TRL sur GaAs (TRL signifie : "Thru" - ligne directe, "Reflect" - circuit ouvert, "Line" - ligne à retard).

Ce transistor est mesuré à tension drain-source égale à 3V, pour des polarisations correspondant à  $I_{dss}$ ,  $I_{dss}/2$  et  $I_{dss}/5$ , quelle que soit la filière. Le nombre de sites mesurés est compris entre 25 et 35. Un programme d'optimisation développé à TCM [7] permet d'extraire un schéma équivalent petit signal à partir de ces mesures de 0,5GHz à 25,5GHz. Ces schémas équivalents permettent de suivre les évolutions de la filière sur les paramètres hyperfréquences et aussi de déterminer un schéma équivalent représentatif de la filière avec des fourchettes de dispersions très utiles au concepteur de circuits monolithiques hyperfréquences.

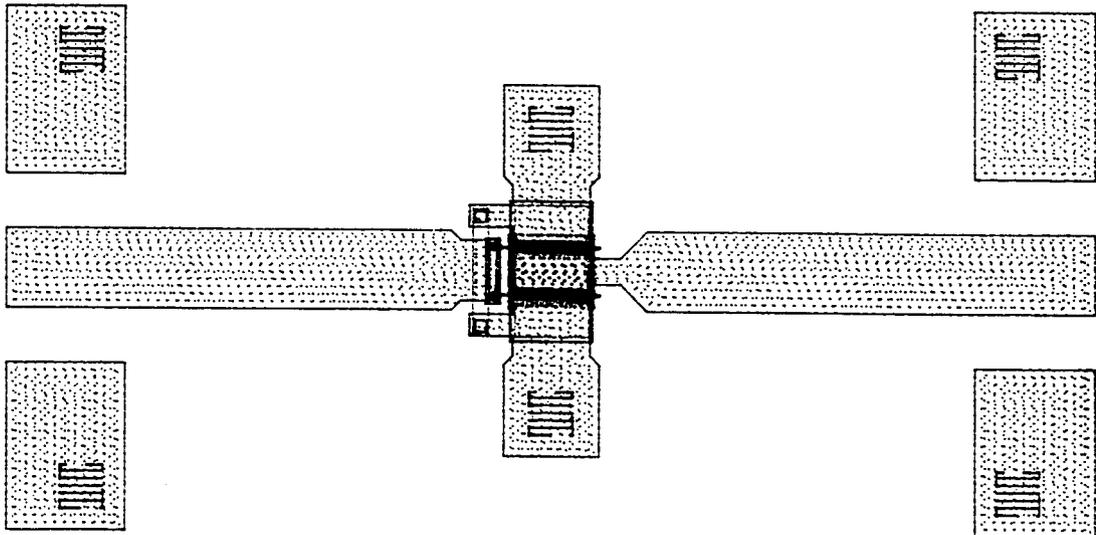
Par ailleurs, un transistor à accès coplanaires est aussi dorénavant implanté dans le réticule (F2x75) pour les mesures de paramètres [S] en cours de fabrication, opérationnelles depuis 1990. Ce transistor possède le même développement de grille que le TESHYP. Un schéma équivalent simplifié est extrait de ces mesures à quelques GHz. Ce motif permet de la même manière que le motif CP5 de contrôler et éventuellement éliminer les plaques en cours de fabrication.

### III.2.3.3 Suivi de filière

Les mesures systématiques des motifs CP5 et TESHYP permettent de stocker des données statistiques sur les différentes filières, et ainsi d'en surveiller les évolutions et les écarts. Ces données permettent de définir des fourchettes de dispersions pour les



"TESHYP"



THST

Figure III.12 : Motifs TESHYP et F2x75.

éléments du schéma équivalent petit signal du TESHYP ainsi qu'un schéma moyen représentatif de chaque filière, qui sont très utiles au concepteur de circuits monolithiques hyperfréquences.

### **III.3 Détermination d'un modèle non linéaire**

Le modèle non linéaire est en fait issu d'un schéma équivalent petit signal que nous allons décrire.

#### **III.3.1 Caractérisation et modélisation petit signal**

##### **III.3.1.1 Caractérisation et modélisation petit signal**

Comme nous l'avons vu précédemment (III.2.3.2), les transistors sont caractérisés en paramètres [S] sous pointes automatiquement, à l'aide d'un analyseur de réseau et de sondes CASCADE, pour différents points de polarisations statiques, sur une plaquette entière (fréquences : 0,5GHz à 25,5GHz et plus.... ) . Les cellules d'accès sont celles présentées sur le motif TESHYP (figure III.12.a ). La méthode de calibrage utilisée est la méthode TRL sur GaAs (ligne directe, circuit ouvert, ligne à retard). Des plaques d'étalons spécifiques à TCM sont utilisées pendant la phase de calibrage.

Les transistors peuvent être aussi montés sur une alumine comportant deux accès hyperfréquences coplanaires. Un système mécanique, appelé bloc à colonnes (figure III.13), permet d'amener en contact de façon reproductible les accès coplanaires de l'alumine avec l'âme centrale des deux connecteurs coaxiaux APC 7, ainsi que le contact de masse. Ce système donne des résultats précis. Une version des alumines et du montage permet la caractérisation de circuits (ajout de polarisations, et possibilités de découplage sur l'alumine) en paramètres [S], mais aussi en bruit, et en puissance ( pour des puissances dissipées inférieures à 2W). Ce système était utilisé pour la caractérisation des transistors en paramètres [S] avant la mise au point de mesures hyperfréquences sous pointes, il est encore utilisé pour des caractérisations en bruit et en puissance ("load-pull").

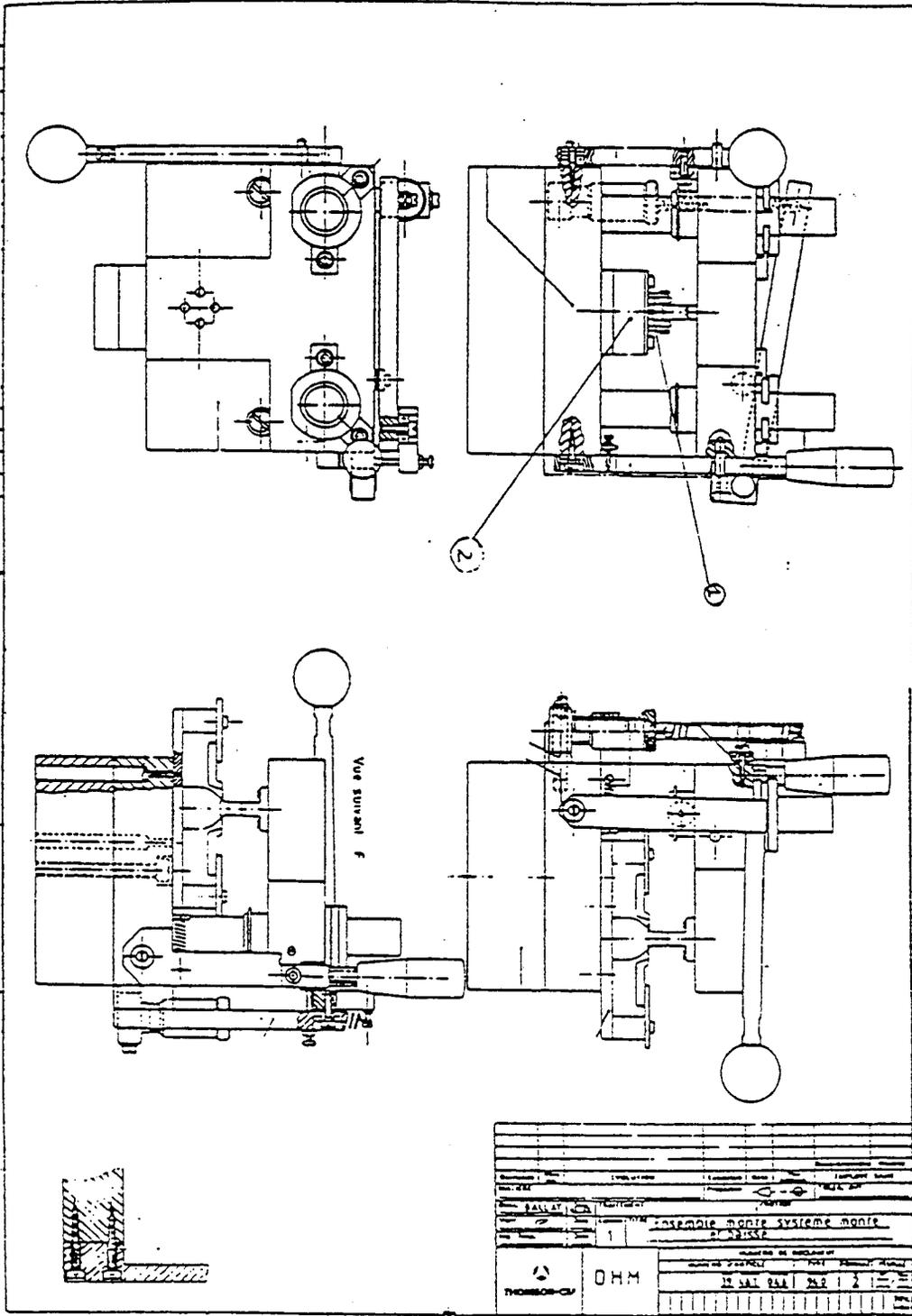


Figure III.13 : Vues du montage dit Bloc à colonnes.

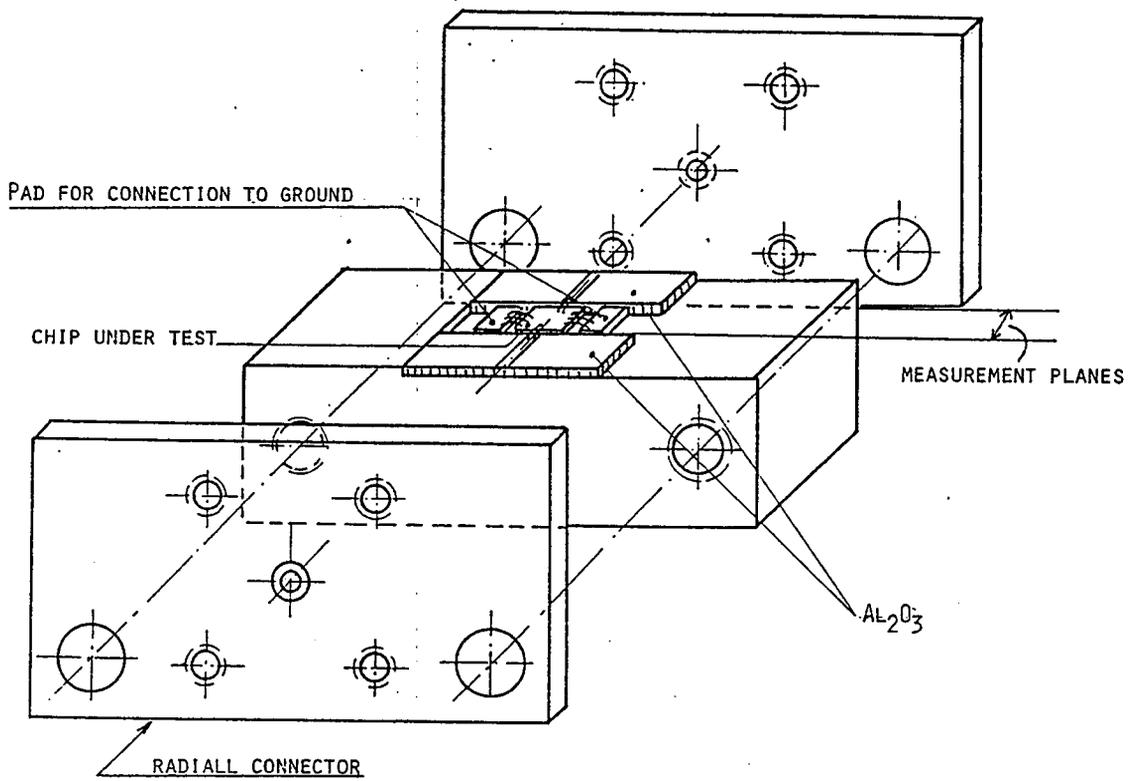


Figure III.14 : Montage de test dit BIC.

Pour mesurer des composants et des circuits dissipant une puissance supérieure à 2 W (amplificateurs de puissance, TEC de grand développement de grille), il est nécessaire de les monter dans un boîtier ou un support de test permettant la dissipation de chaleur, voire même le refroidissement afin de maintenir la puce à température constante. Le boîtier de test utilisé (appelé BIC) se compose d'un insert et de deux flasques comprenant des connecteurs hyperfréquences APC 3.5, des alumines d'accès *microstrip* et des perles pour les alimentations continues (figure III.14).

Pour des mesures en température ( $-40^{\circ}$  à  $+100^{\circ}$  par exemple), le bloc à colonnes (figure III.13) ne peut être utilisé, car il doit pour cela être placé entièrement dans une étuve ce qui soumet les connecteurs du boîtier ainsi que les câbles coaxiaux aux variations de température. Cela entraîne des problèmes de dilatation qui influent fortement sur la qualité de la mesure. De plus, une température visée de la puce est longue à établir. Pour les caractérisations en température, le montage en BIC est donc utilisé. Ce montage est fixé simplement par un étrier sur une table chauffante et refroidissante. Ainsi, les câbles coaxiaux restent à température ambiante et le temps de mesure est considérablement diminué.

### III.3.1.2 Détermination d'un schéma équivalent linéaire

#### \* programme d'extraction:

Les mesures de paramètres [S] sont ramenés dans le plan des accès du transistor par des méthodes de "de-embedding". A partir de ces mesures de paramètres [S] pour un point de fonctionnement ( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  donnés) est obtenu à l'aide d'un programme développé par TCM, **EXTRACT2** [7],[9]. Ce programme d'extraction automatique du schéma équivalent linéaire utilise des techniques d'optimisation avec une fonction d'erreur moindres carrés. Le schéma adopté est présenté en figure III.15.

Afin d'obtenir des valeurs des éléments du schéma reproductibles d'une optimisation à l'autre, chaque élément doit être indépendant des autres. Cette indépendance peut être testée en calculant les termes croisés du Hessien de la fonction

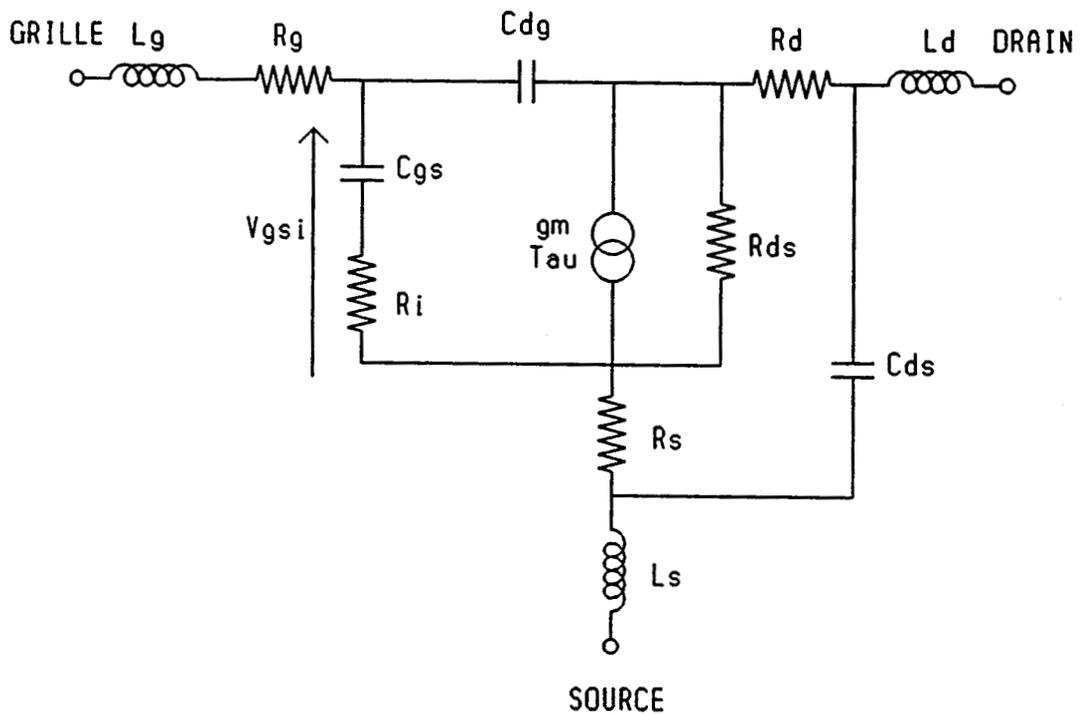


Figure III.15: Schéma équivalent linéaire du TEC en source commune utilisé.

d'erreur. Il résulte de ce calcul que certains paramètres (  $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ) doivent être calculés par d'autres méthodes. On peut utiliser une caractérisation hyperfréquence d'un TEC froid (polarisé à  $V_{DS} = 0V$ ) développé par Diamand et Laviron [10].

**\* Paramètres du schéma équivalent :**

En pratique, les valeurs des résistances  $R_g$ ,  $R_s$  et  $R_d$  sont déterminées à partir des mesures statiques effectuées sur les motifs de contrôle de procédé CP5 ( voir III.2.3.1. pour la description du motif et le principe des mesures). Les valeurs des résistances parasites  $R_s$  et  $R_d$  dépendent des résistances de contact ohmique, de zone active et sont inversement proportionnelles au développement total de grille.

La valeur de la résistance parasite de grille est déduite des mesures statiques de la manière suivante:

$$R_g = (R_m \times Z_u) / (3 \times n) \quad (\text{III.3})$$

avec  $R_m$  = résistance statique de grille ( en ohm/mm)  
 $Z_u$  = développement d'un doigt de grille en mm  
 $n$  = nombre de doigts.

Les autres éléments sont déterminés numériquement par le programme d'extraction du schéma équivalent linéaire, et constituent les paramètres intrinsèques d'un TEC en montage source commune et polarisé à des tensions drain-source non nulles.

$L_g$ ,  $L_d$  représentent les selfs parasites des connections grille et drain du TEC (lignes métalliques),  $L_s$  est une inductance induite principalement par les trous métallisés, ou par le cablage à la masse des plots de source si le TEC est fabriqué sans trous métallisés. Ces éléments parasites ( $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$ ,  $L_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ) sont indépendants du régime de fonctionnement et seront donc fixés dans le schéma non linéaire.

La capacité  $C_{ds}$  provient de couplages entre conducteurs parallèles, de couplages entre les plots de drain et de source et la masse (face arrière métallisée) ainsi que d'autres effets parasites (interface couche dopée-couche tampon).

$R_i$  est la résistance de charge sous la grille, et dépend donc du point de fonctionnement. La somme des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  correspond à la charge totale sous la grille. Cette charge dépend de la tension grille appliquée  $V_{gs}$  et de la différence de potentiel entre grille et drain ( $V_{ds} - V_{gs}$ ).

$g_m$  et  $R_{ds}$  représentent l'effet transistor, la transconductance  $g_m$  étant définie par

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{DS}=Cste} \quad (III.4)$$

et la résistance  $R_{ds}$  (ou  $R_o$ ) par:

$$1/R_{ds} = g_{ds} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{GS}=Cste} \quad (III.5)$$

( $\tau$  est le retard dû à la propagation des électrons sous la grille.)

De par la définition de certains paramètres ( $R_i$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $g_m$ ,  $g_{ds}$ ), le schéma équivalent n'est valable qu'autour du point de fonctionnement de la mesure et donne des valeurs locales en régime bas niveau de certains éléments non linéaires.

**\* particularités du schéma équivalent adopté:**

Notons que la tension de commande est prise aux bornes de la résistance  $R_i$  et de la capacité  $C_{gs}$ . En effet, un raisonnement simple montre que le schéma série habituel n'est que l'approximation d'un schéma parallèle [7]. D'autre part, des simulations bidimensionnelles [8] ont montré que le temps de transit des porteurs sous la grille est bien ( $R_i C_{gs} + \tau$ ) lorsque l'on prend la tension de commande aux bornes de  $C_{gs}$  seulement, donc en prenant la tension de commande aux bornes de ( $R_i C_{gs}$ ), on redonne un sens physique à  $\tau$ , ce qui permet d'améliorer sa détermination.

La connection de la capacité  $C_{ds}$  (comme indiqué sur la figure III.15.) donne un meilleur accord expérimental sur les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{22}$  [7].

**\* fréquence de coupure, fréquence maximum d'oscillation:**

La fréquence de coupure  $f_T$  définie comme étant la fréquence où le gain en courant est nul, est généralement approximée par la relation:

$$f_T = gm / (2 \pi C_{gs}) \quad (III.6)$$

La largeur unitaire des doigts de grille intervient sur la fréquence de coupure.

La fréquence maximum d'oscillation  $f_{MAX}$  est la fréquence pour laquelle le gain maximum unilatéralisé de Mason est égale à 1. A cette fréquence, on peut montrer que le gain disponible maximum  $G_{MAX}$  vaut 1 aussi. La formule retenue pour ce schéma (figure III.15) repose sur des approximations, elle doit être plutôt considérée comme un facteur de mérite permettant la comparaison de transistors issus de différentes technologies.

$$f_{MAX} = \frac{gm_0}{4\pi (C_{gs} g_{ds} (\tau_i + \tau_s + \tau_g) + C_{gd} gm_0 \tau_g)^{1/2}}$$

avec :  $\tau_i = R_i C_{gs}$ ,  $\tau_s = R_s C_{gs}$ ,  $\tau_g = R_g C_{gs}$   
 et  $gm = gm_0 \exp(-j\omega\tau) \approx gm_0 (1 - j\omega\tau)$  (III.7)

### III.3.1.3 Variations des paramètres du schéma linéaire en fonction des tensions $V_{GS}$ , $V_{DS}$

La détermination de certains paramètres du schéma équivalent petit signal peut être relativement imprécise. Une solution consiste à mesurer le transistor pour toute la gamme de polarisations en  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . La valeur des éléments indépendants de la polarisation ( $L_g$ ,  $L_s$ ,  $L_d$ ) peut être fixée à la moyenne de ces paramètres obtenus pour différentes polarisations.

**\* Résultats de schémas équivalents multi-polarisations:**

Les courbes (III.16) à (III.23) rassemblent les résultats des variations des éléments du schéma en fonction de  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$  pour un TEC de largeur  $600 \mu\text{m}$  (4 doigts de  $150 \mu\text{m}$ ), de longueur de grille  $1 \mu\text{m}$  (Hyper1 I2). Ce transistor a été mesuré en paramètres [S], monté dans un boîtier BIC, ce qui explique les fortes valeurs des inductances  $L_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ , présentées dans le tableau III.24.

Eléments	$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (pH)	$R_d$ ( $\Omega$ )	$L_d$ (pH)	$R_g$ ( $\Omega$ )	$L_g$ (pH)
Valeurs	1.05	36.5	1.05	379.4	1.3	417.4

Table III.24: Valeurs des éléments indépendants de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour le TEC de  $600\mu\text{m}$

Les courbes (III.25) à (III.32) présentent les variations des paramètres du schéma équivalent moyen en fonction de  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$  pour cinq transistors de largeur  $900 \mu\text{m}$  (6 doigts de  $150 \mu\text{m}$  de large) de longueur de grille  $1 \mu\text{m}$  (Hyper1 I2), mesuré en paramètres [S] sous pointes sur plaque. Les valeurs des éléments indépendants sont rassemblées dans le tableau III.33.

Eléments	$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (pH)	$R_d$ ( $\Omega$ )	$L_d$ (pH)	$R_g$ ( $\Omega$ )	$L_g$ (pH)
Valeurs	0.51	13.4	0.51	24.75	0.68	37.44

Table III.33: Valeurs des éléments indépendants de  $V_{sg}$  et  $V_{ds}$  pour le TEC moyen de  $900\mu\text{m}$  (IMPACT G0702 R66-7).

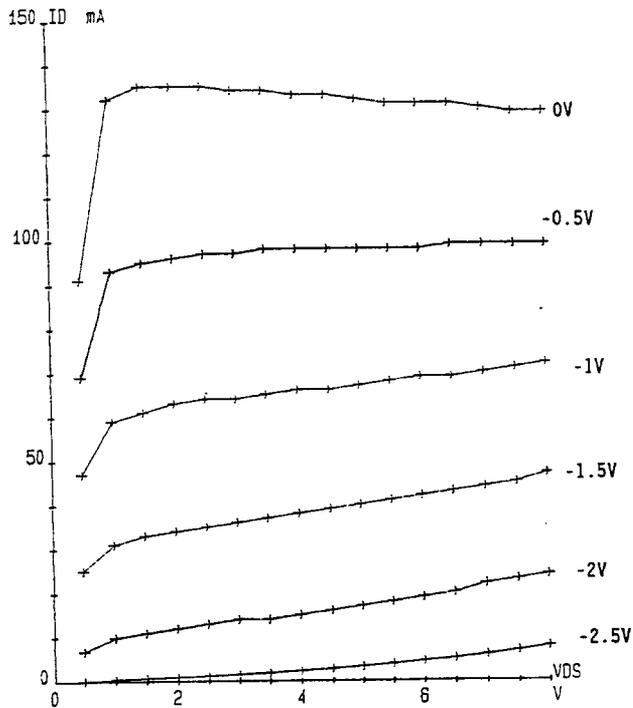


Figure III.16: Variations du courant  $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ , pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  de large ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ), filière hyper1 I2, référence: AMPLEN H4204 R15.

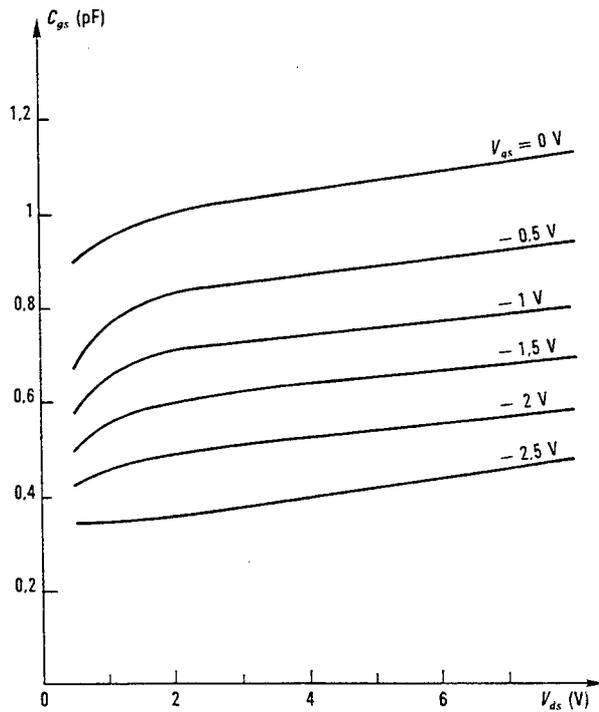


Figure III.17: Variation de  $C_{gs} = f(V_{gs}, V_{ds})$  pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ), filière hyper1 I2 (référence: AMPLEN H4204 R15)

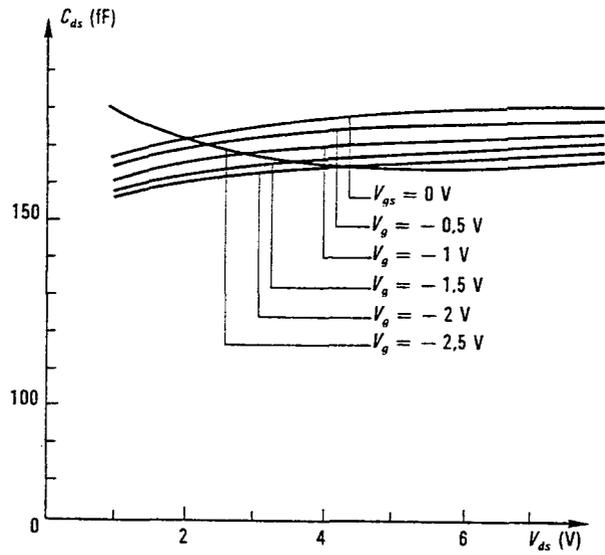


Figure III.18: Variation de  $C_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$ , pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ), en filière hyper1 I2 (référence: AMPLEN H4204 R15).

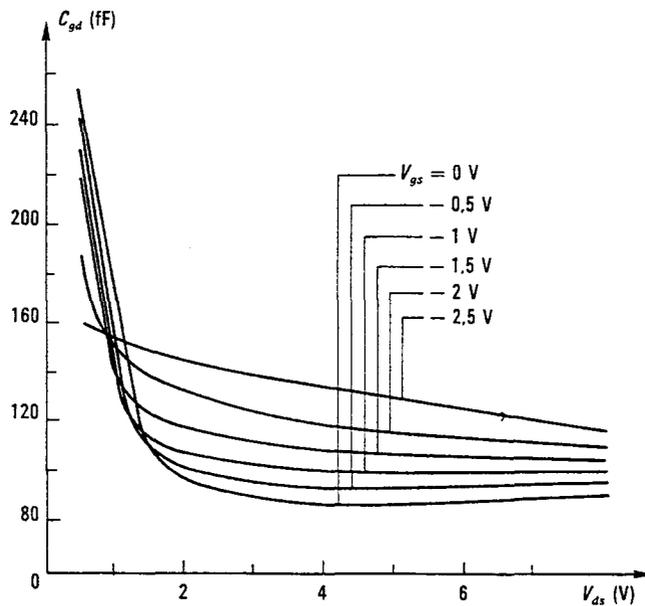


Figure III.19: Variation de  $C_{gd}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ), filière hyper1 I2 (réf.: AMPLEN H4204 R15).

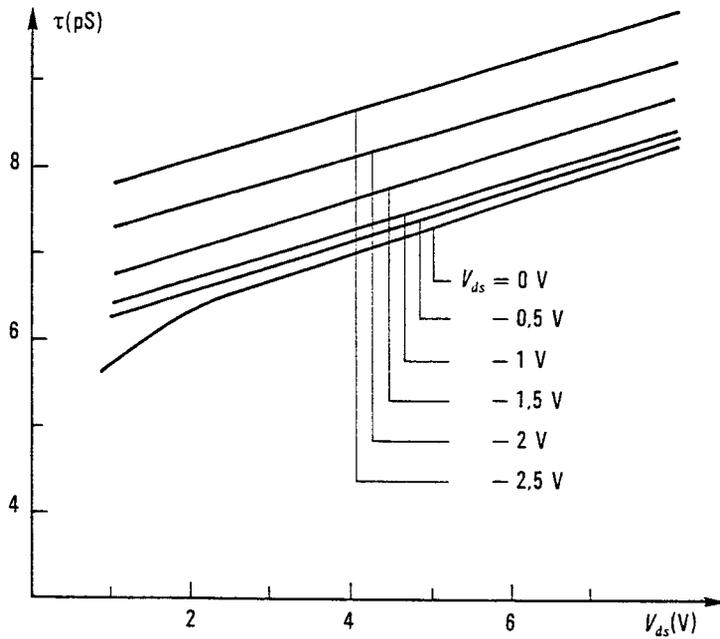


Figure III.20: Variation de  $\tau$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$ , pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (référence: AMPLEN H4204 R15).

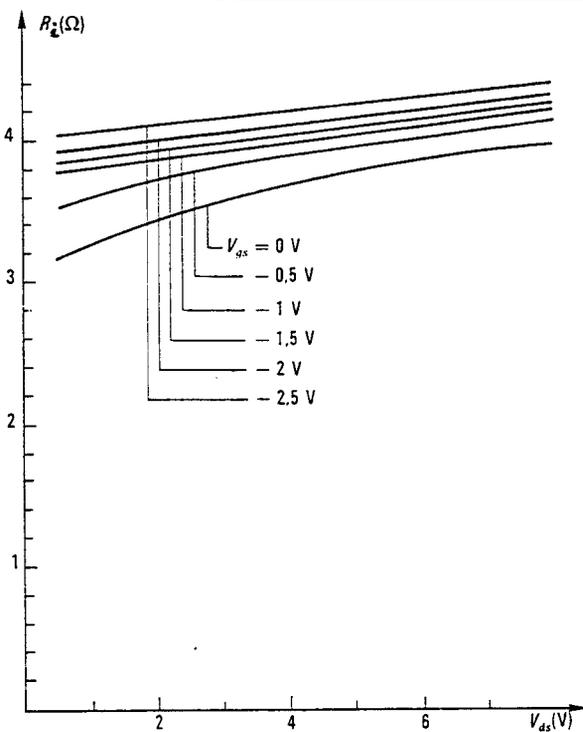


Figure III.21: Variation de  $R_i$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$  pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (AMPLEN H4204 R15).

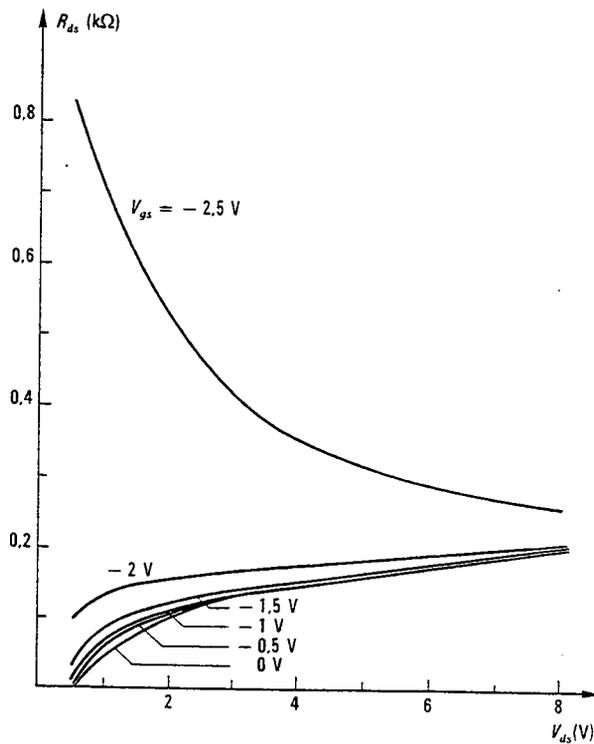


Figure III.22: Variation de  $R_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (AMPLEN H4204 R15).

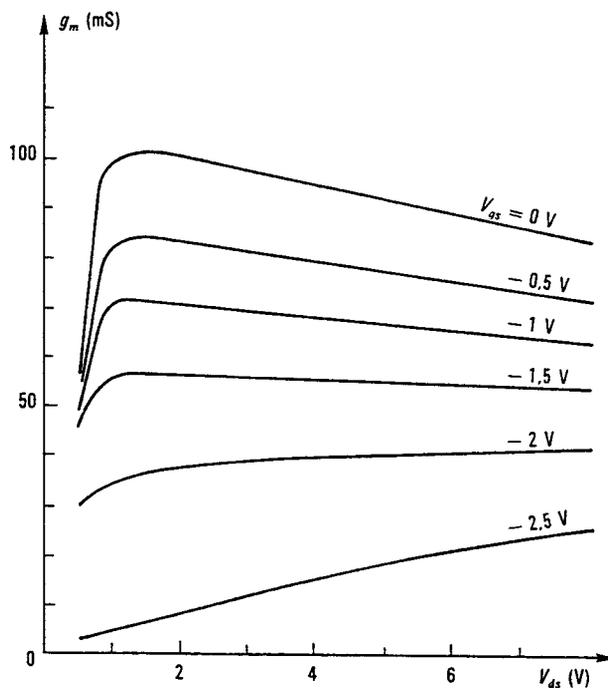
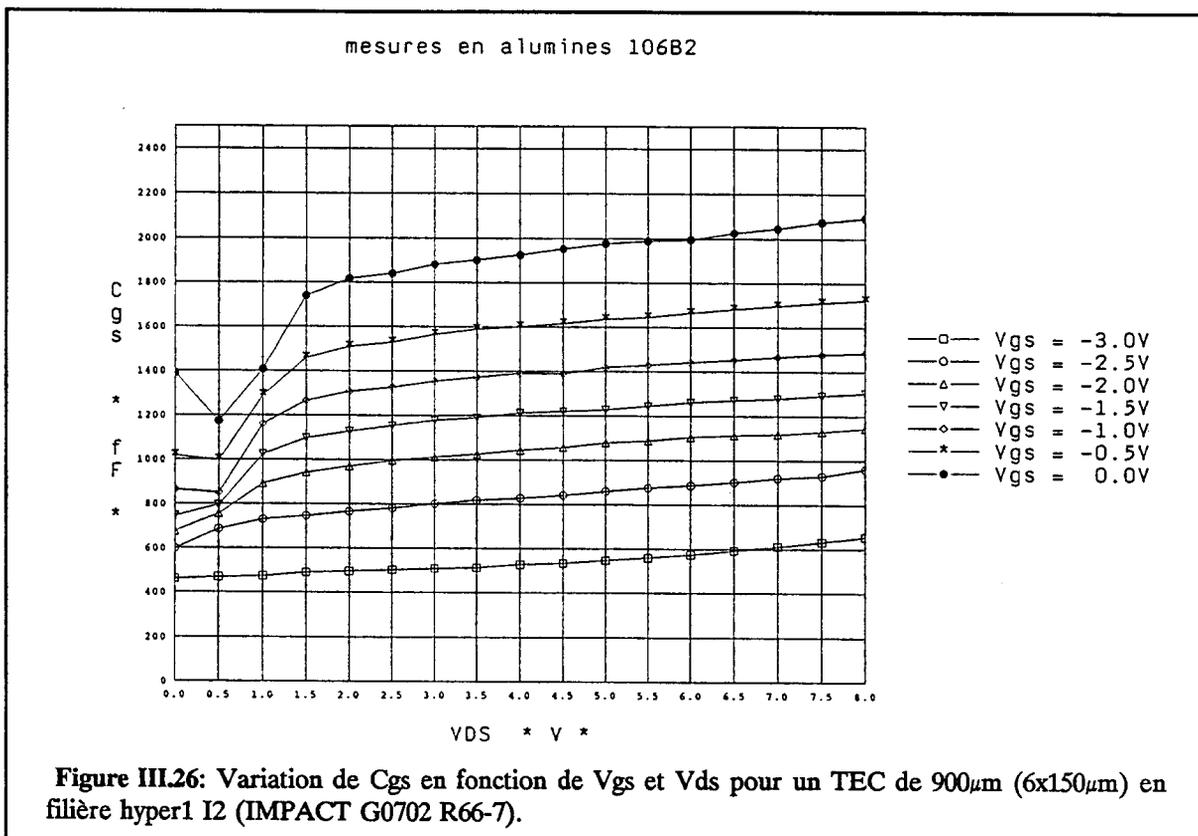
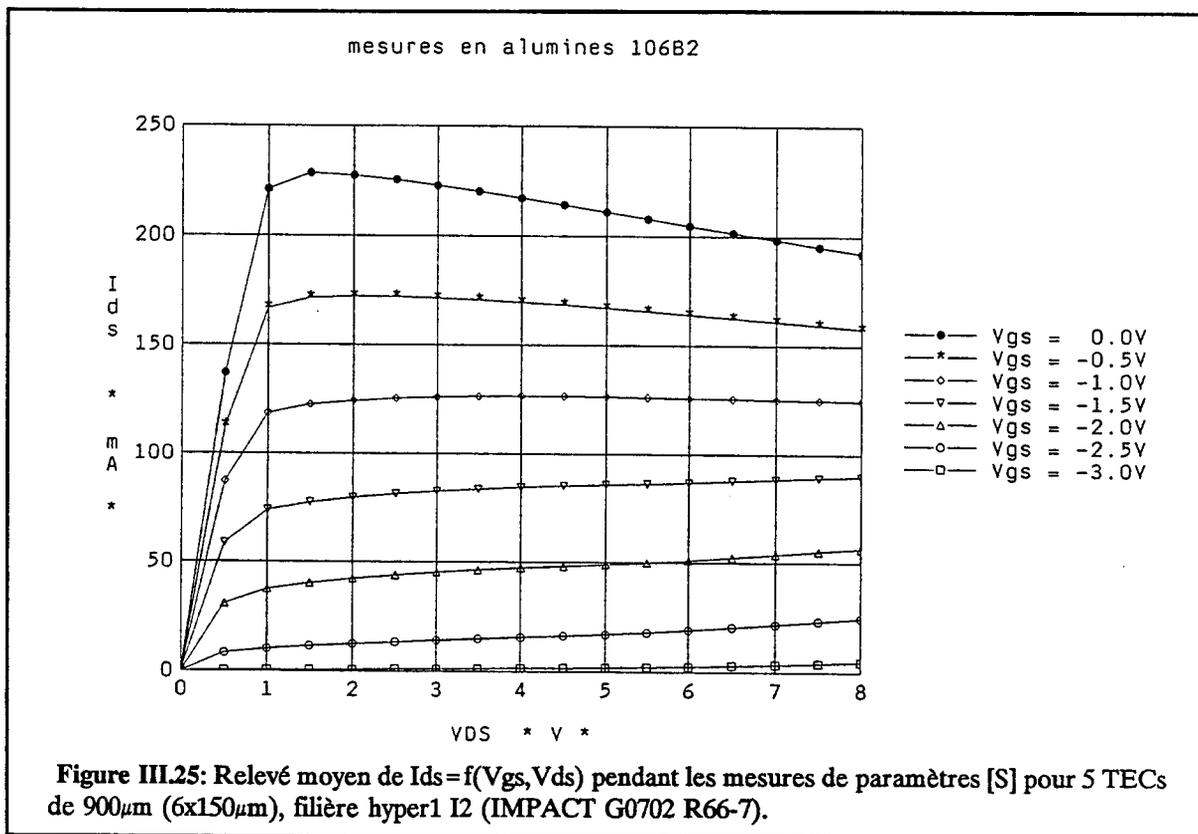


Figure III.23: Variation de  $g_m$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$  pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (AMPLEN H4204 R15).



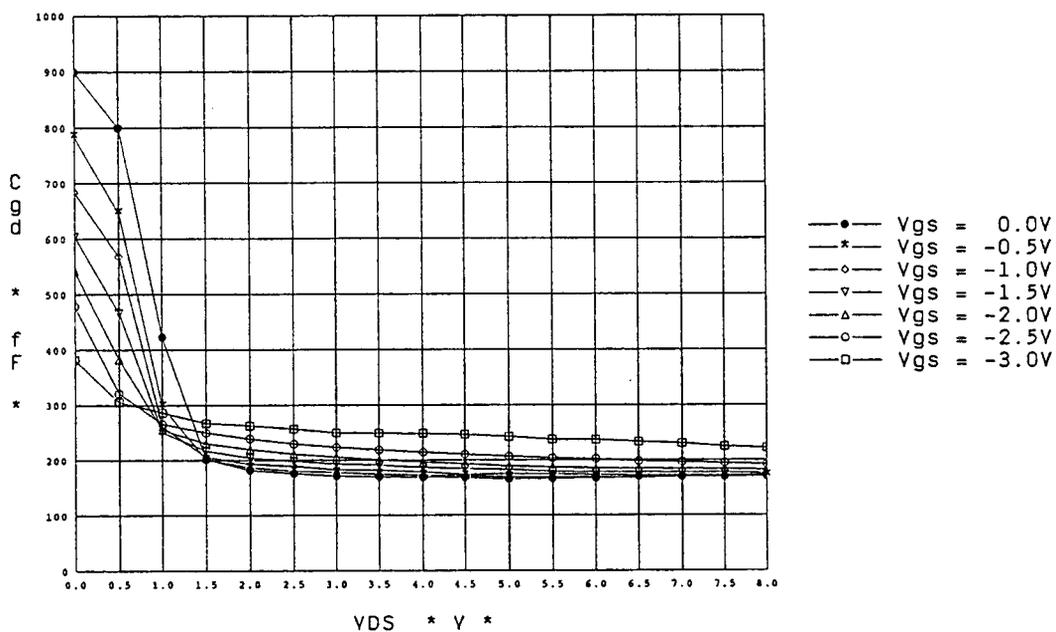


Figure III.27: Variation de  $C_{gd}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour un TEC de  $900\mu\text{m}$  ( $6 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (IMPACT G0702 R66-7).

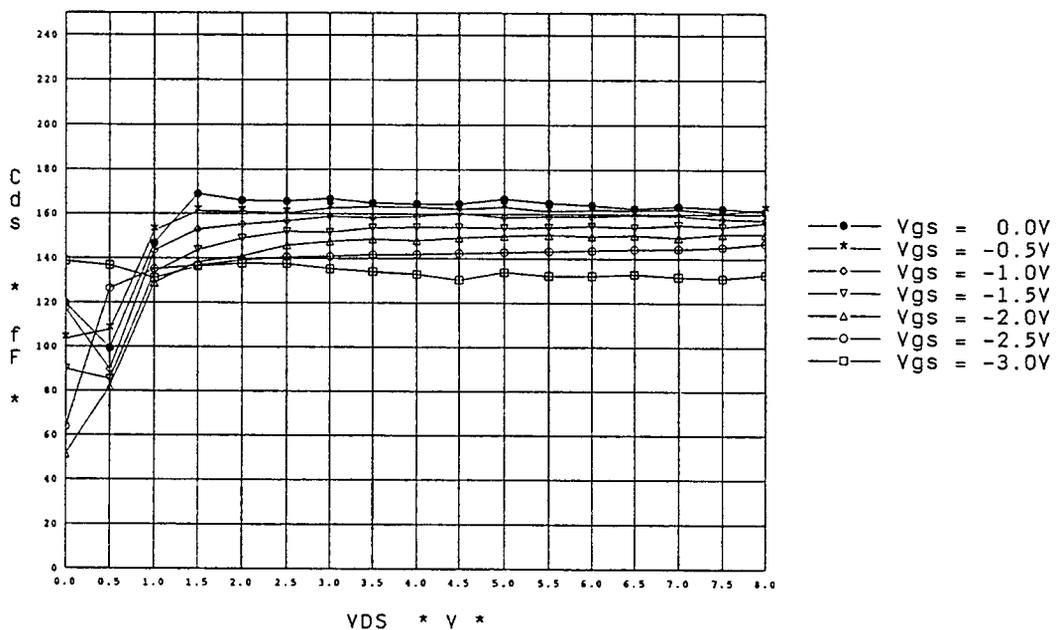


Figure III.28: Variation de  $C_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour un TEC de  $900\mu\text{m}$  ( $6 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (IMPACT G0702 R66-7).

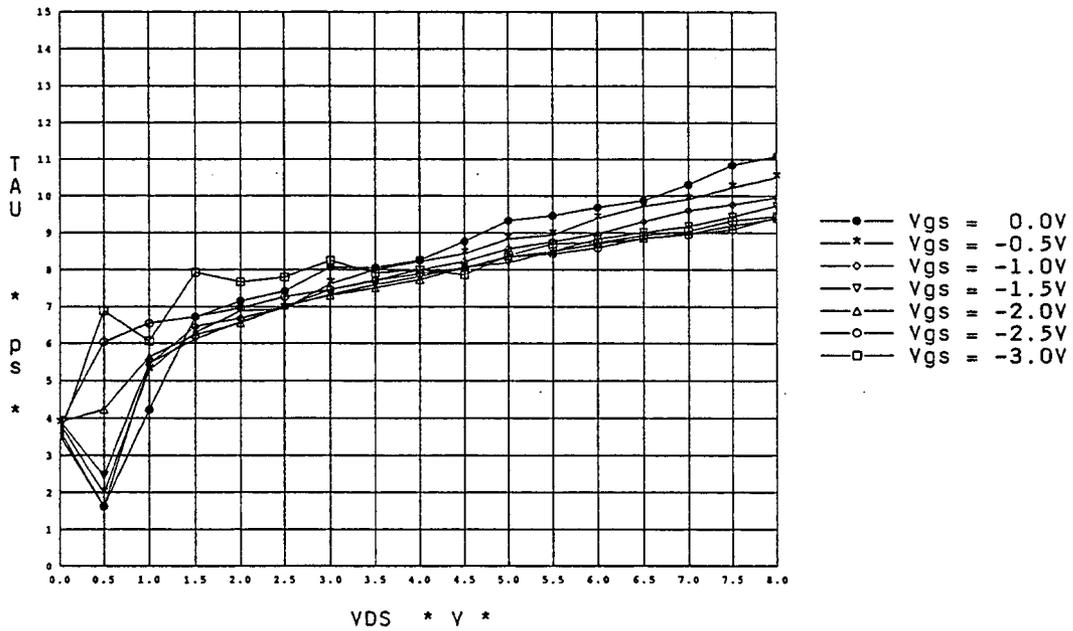


Figure III.29: Variation de  $\tau$  en fonction de  $V_{gs}$  et de  $V_{ds}$  pour un TEC de  $900\mu\text{m}$  ( $6 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (IMPACT G0702 R66-7).

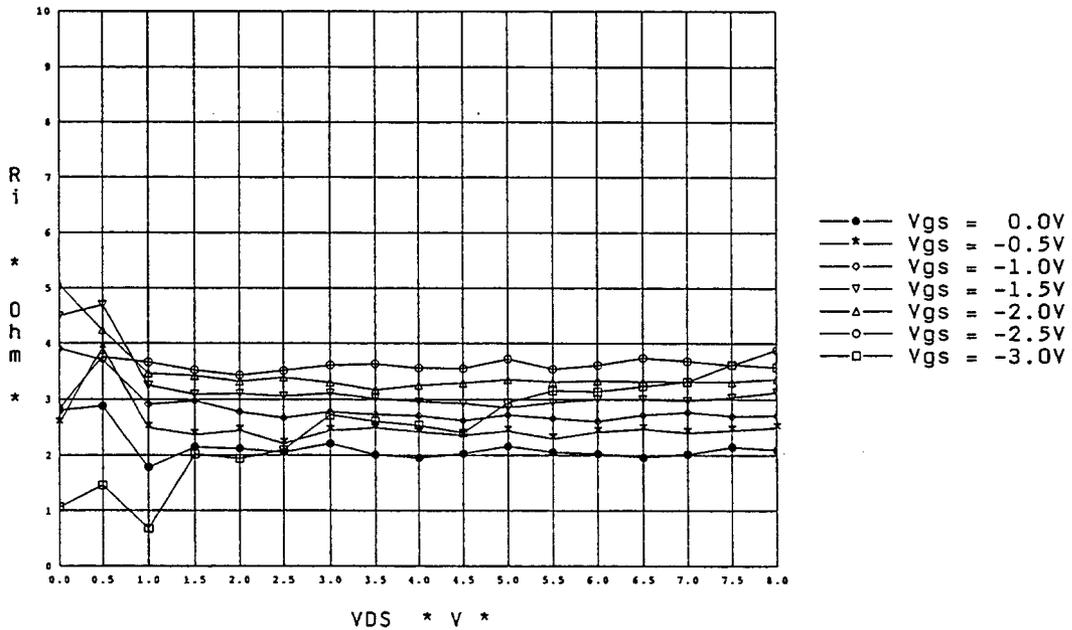
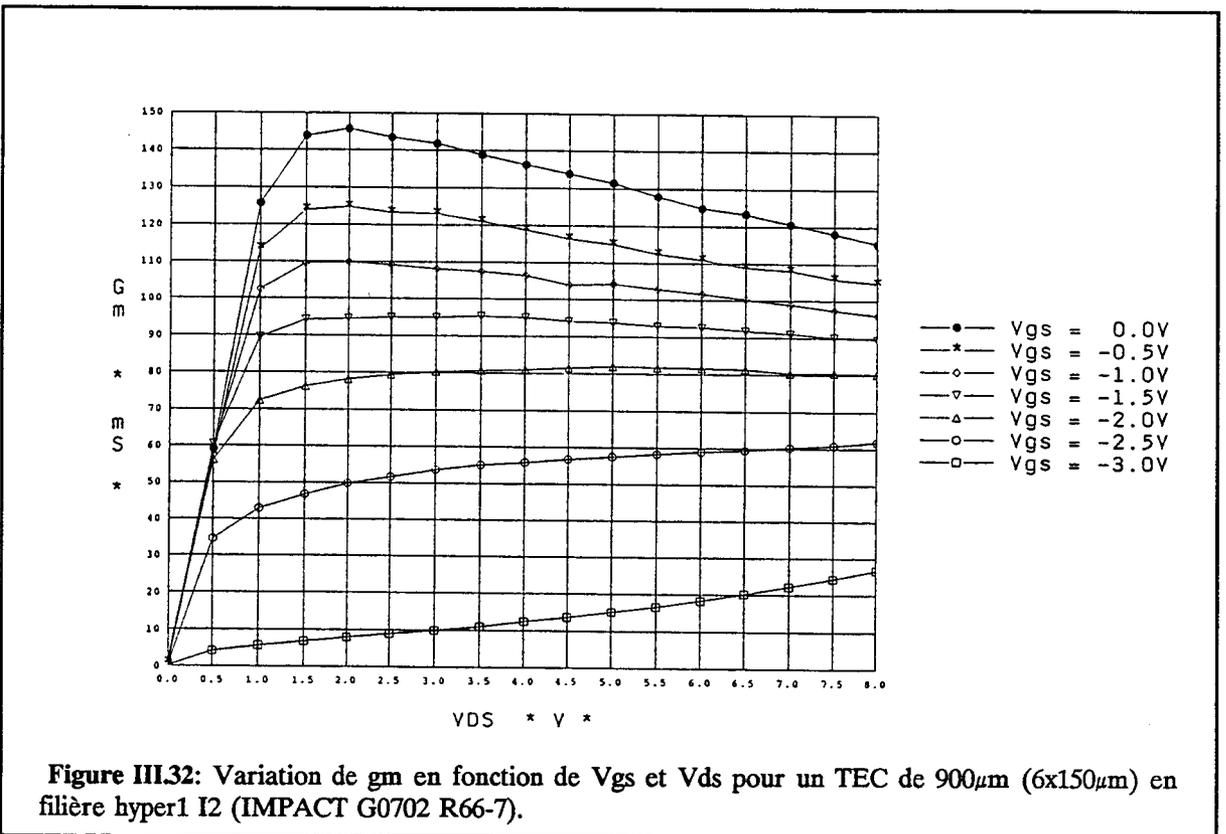
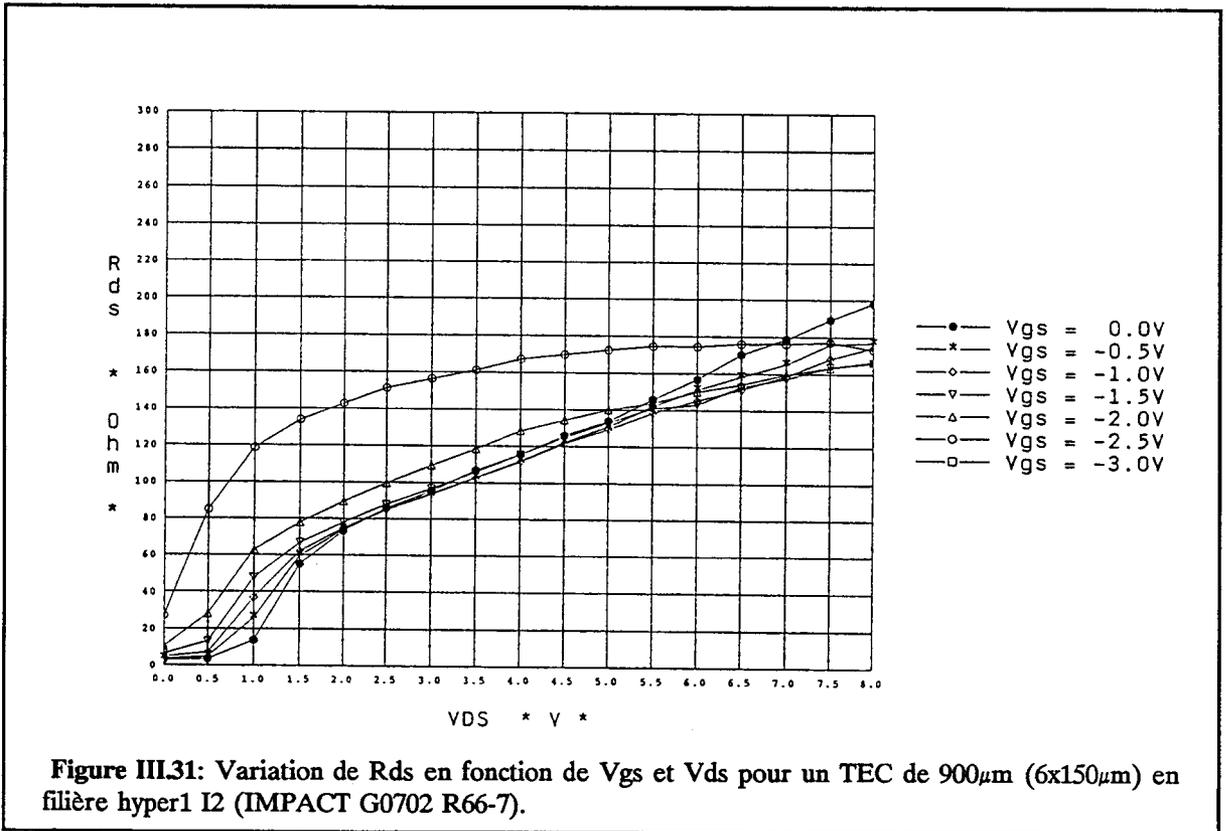


Figure III.30: Variation de  $R_i$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour un TEC de  $900\mu\text{m}$  ( $6 \times 150\mu\text{m}$ ) en filière hyper1 I2 (IMPACT G0702 R66-7).



Les différences sur les valeurs des selfs entre ces deux schémas sont dues au type de montage utilisé et à la géométrie du transistor utilisé: le TEC de  $600\mu\text{m}$  ne comporte pas de trous et la masse est ramenée par un ruban du fond du boîtier BIC, alors que les transistors de  $900\mu\text{m}$  ont été réalisés avec des trous dans les sources et sont assemblés dans des alumines compatibles avec le support "bloc à colonne".

Comme le suggèrent ces figures, il est possible d'approximer ces courbes par des polynômes relativement simples (de degré inférieur ou égal à 3). Cela permet de lisser les erreurs venant des mesures, ou d'introduire ces expressions polynomiales dans un programme de simulation afin de calculer par exemple la sensibilité d'un amplificateur à la polarisation [9].

Les courbes III.21 et III.30 montrent que la résistance de charge sous la grille  $R_i$  varie en fonction de la tension  $V_{GS}$  appliquée mais ces variations sont de faibles valeurs et seront négligées en première approximation. La valeur de  $R_i$  sera donc constante (et linéaire) dans le schéma du modèle non linéaire. Les courbes III.20 et III.29 des variations de  $\tau$  en fonction des tensions  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$ , et les variations de  $C_{ds}$  (III.19 et III.28) en fonction de  $V_{GS}$  et  $V_{DS}$  peuvent aussi être négligées au premier ordre.

Les courbes III.17 et III.26 montrent que la capacité  $C_{gs}$  varie en fonction de la tension grille-source mais aussi de la tension drain-source.

#### **III.3.1.4 Variations des paramètres du schéma équivalent en fonction de la température**

Des transistors (Hyper1 I2) ont été montés en boîtier BIC pour être mesurés en paramètres [S] à  $V_{DS} = 5\text{V}$  pour des tensions grille correspondant aux courants  $I_{dss}$ ,  $I_{dss}/2$ ,  $I_{dss}/8$  à  $20^\circ\text{C}$ . A partir de ces mesures, des schémas équivalents ont été extraits et les figures III.34 à III.41 montrent les variations des principaux paramètres du schéma équivalent en fonction de la température. Le même genre d'évolution peut être constaté pour les transistors de la filière Hyper P0.

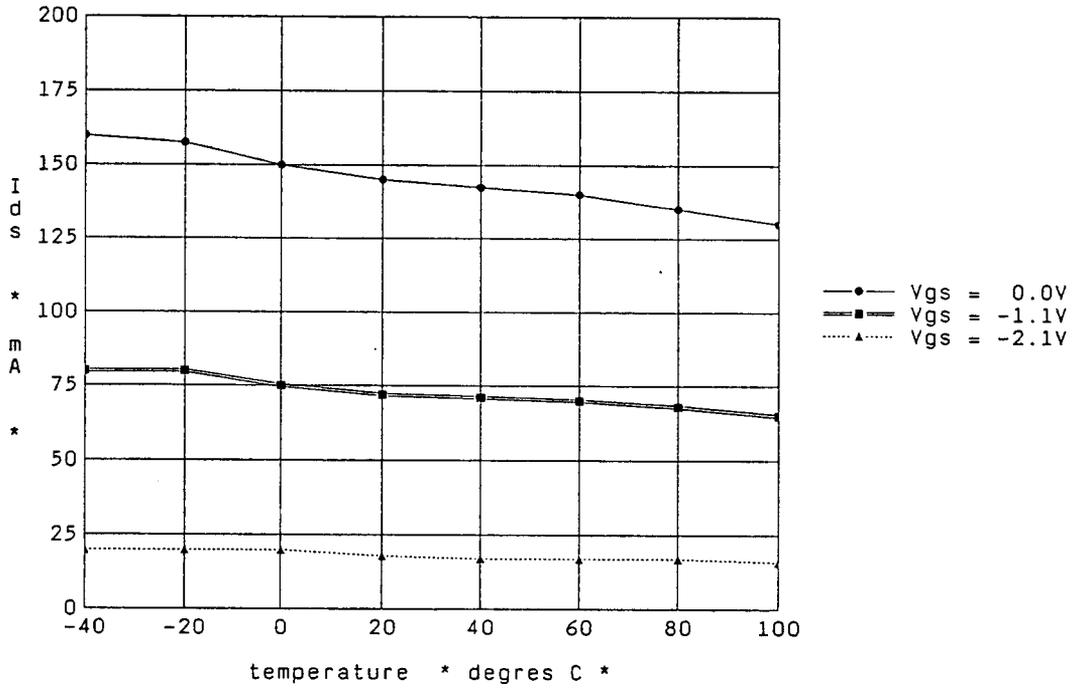


Figure III.34: Variation de  $I_{ds}$  en fonction de la température,  $V_{ds}=5V$ , TEC hyper1 I2 de  $600\mu m$  (AMPLEN H4204 R15).

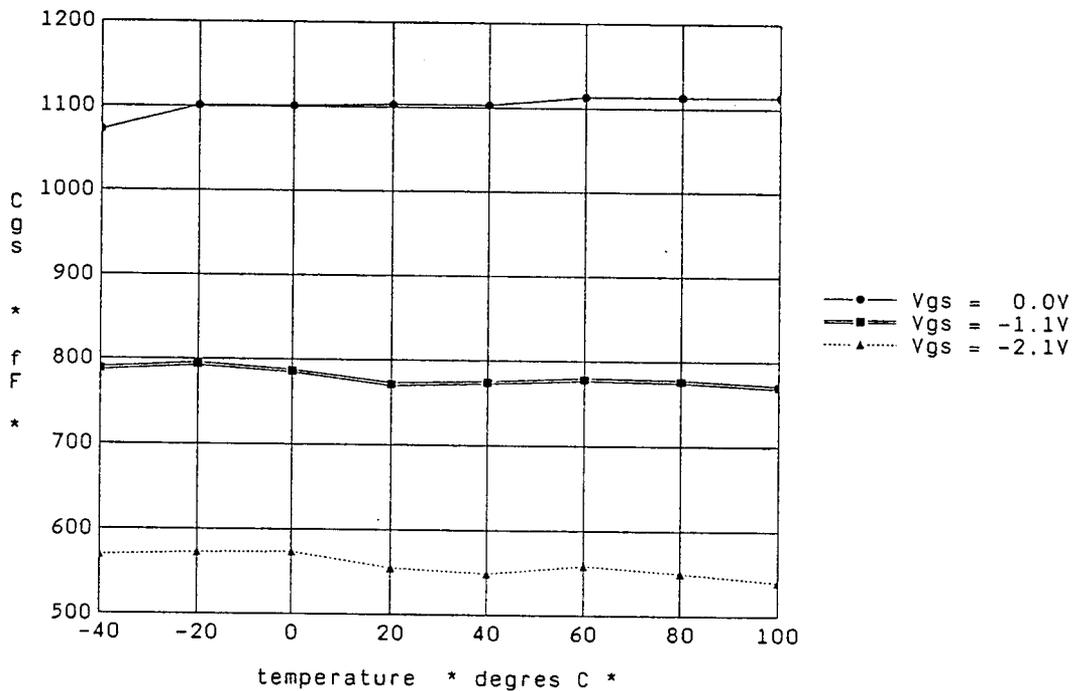


Figure III.35: Evolution de  $C_{gs}$  en fonction de la température à  $V_{ds}=5V$  pour un TEC hyper1 I2 de  $600\mu m$  (AMPLEN H4204 R15).

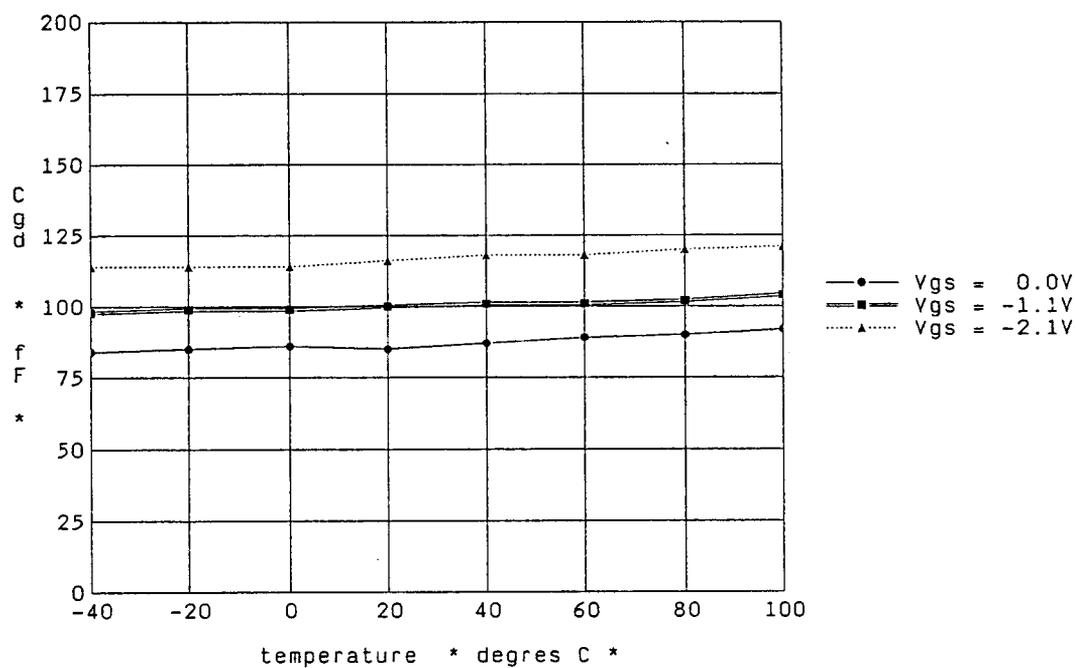


Figure III.36: Evolution en fonction de la température de Cgd pour un TEC hyper1 I2 de 600µm, à Vds=5V (AMPLÉN H4204 R15)

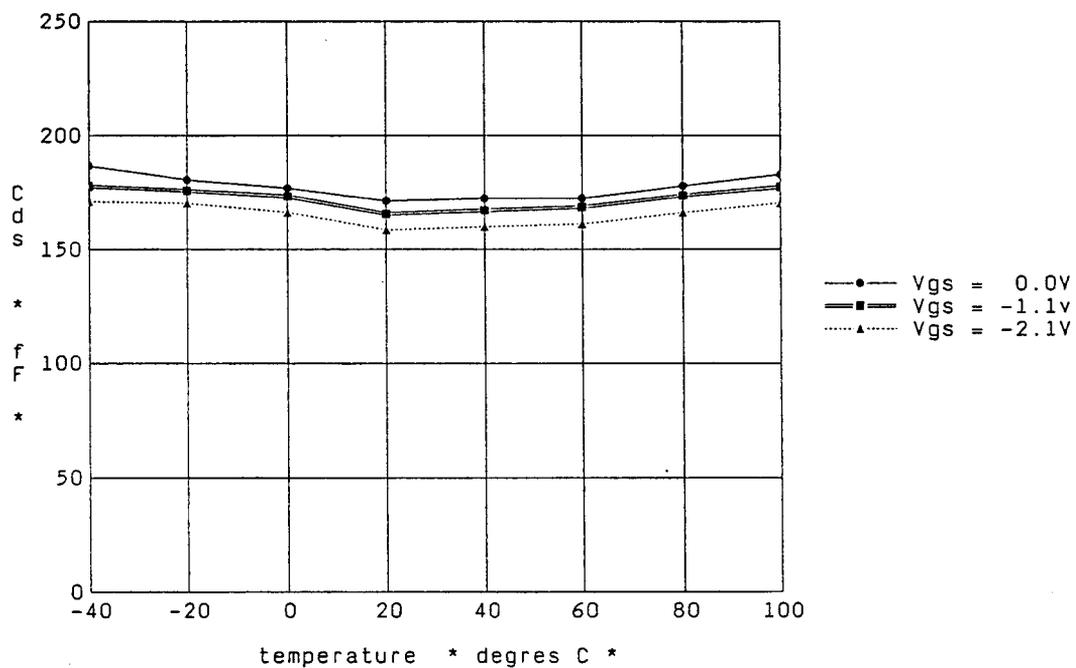
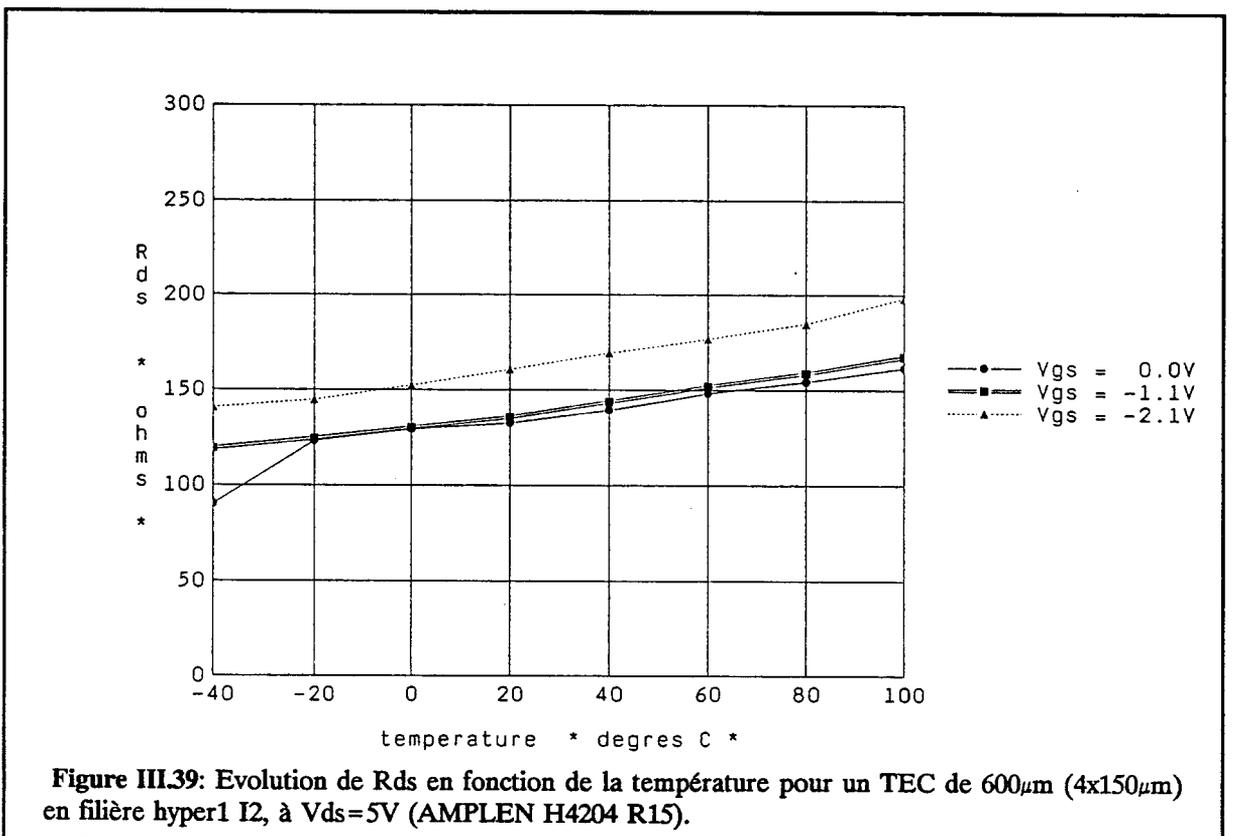
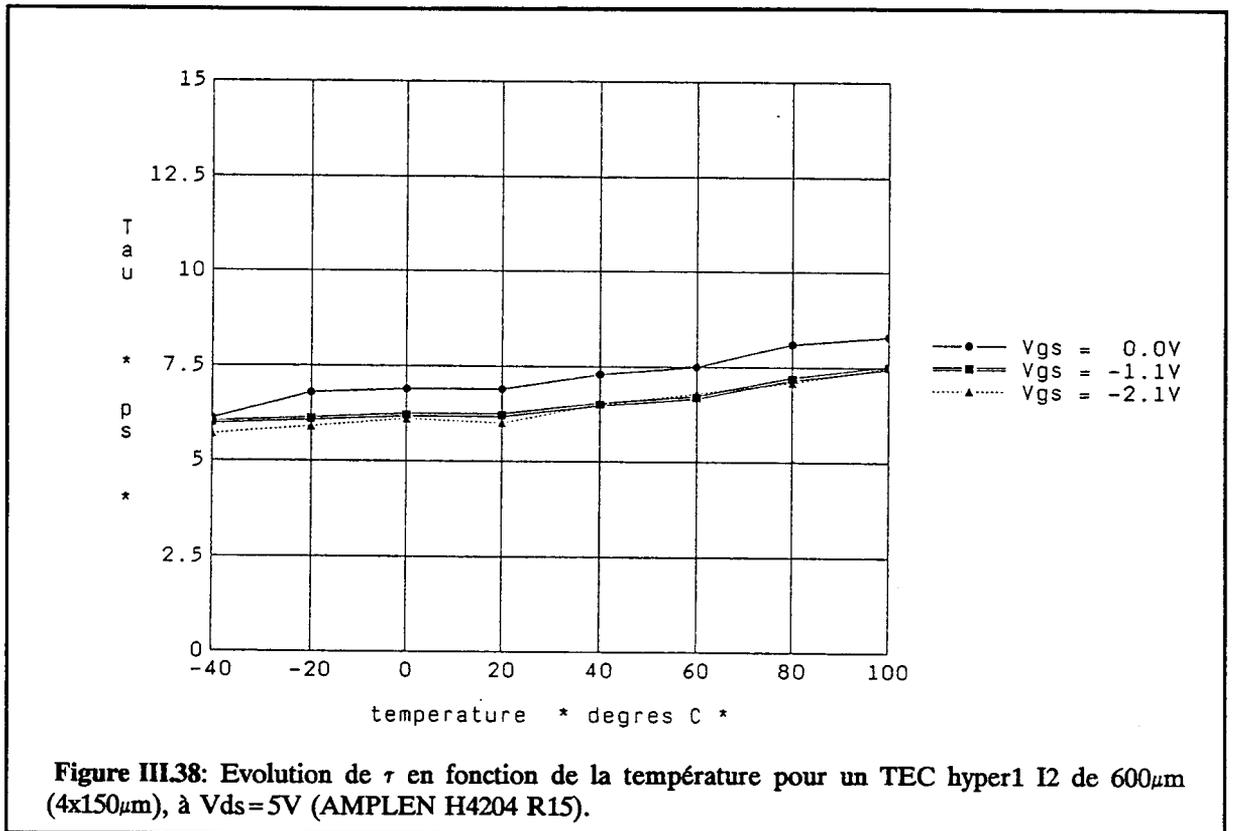


Figure III.37: Evolution de Cds en fonction de la température pour un TEC de 600µm en filière hyper1 I2, à Vds=5V (AMPLÉN H4204 R15).



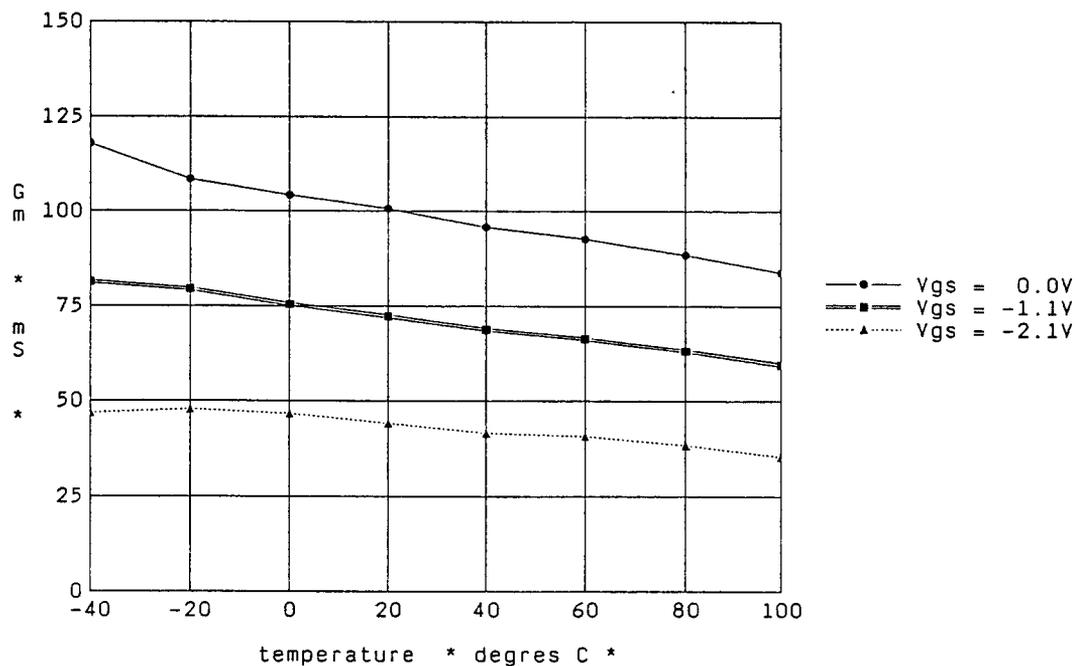


Figure III.40: Evolution de  $g_m$  en fonction de la température pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  en filière hyper1 I2, à  $V_{ds}=5\text{V}$  (AMPLEN H4204 R15).

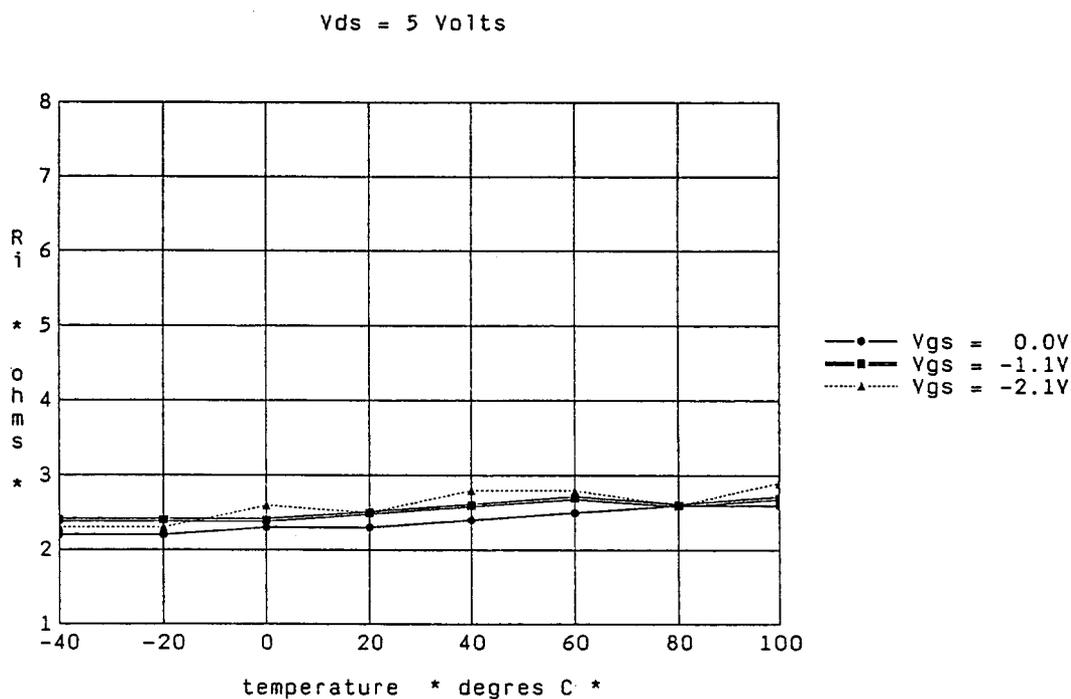


Figure III.41: Evolution de  $R_i$  en fonction de la température pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  en filière hyper1 I2, à  $V_{ds}=5\text{V}$  (AMPLEN H4204 R15).

Les variations observées sur les capacités (  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $C_{ds}$ ) ne sont pas significatives, et sont dans la fourchette d'incertitude du schéma équivalent, car le montage BIC est moins bon que le système du bloc à colonnes ou le testeur sous pointes hyperfréquences. On constate donc que les capacités restent constantes en fonction de la température, tandis que les termes relatifs au transport des porteurs augmentent avec la température ( $R_{ds}$ ,  $R_i$ ,  $\tau$ ) ou diminuent ( $g_m$ ).

### III.3.2 Modèle grand signal

Le schéma équivalent petit signal a fait apparaître un certain nombre d'éléments dépendant des tensions de polarisation  $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$ , pour un fonctionnement en zone saturée : il s'agit de  $g_m$ ,  $g_{ds}$ ,  $C_{gs}$ . Par définition  $g_m$  et  $g_{ds}$  sont des dérivées locales partielles du courant drain-source  $I_{ds}$ .

Pour simuler correctement un amplificateur de puissance, deux autres non-linéarités doivent être introduites pour tenir compte de deux phénomènes limitant la puissance (voir figure III.5):

- le phénomène de claquage se produisant principalement entre la grille et le drain dans les amplificateurs; ce phénomène se manifeste par l'apparition soudaine d'un fort courant drain-grille jusqu'à la destruction du composant.
- la conduction de la jonction Schottky grille-source en direct (pour de grandes excursions de  $V_{GS}$ ) ce qui produit un courant grille non négligeable et écrête ainsi la tension  $V_{GS}$  appliquée.

Le comportement du TEC en amplification est donc représenté par le schéma équivalent (figure III.42) issu du schéma petit signal dans lequel quatre éléments non linéaires ont été introduits: 3 sources de courants, et une capacité variable fonction de deux tensions.

Remarque :  $I_{ds}$ ,  $I_{gs}$ ,  $I_{dg}$ ,  $C_{gs}$ ,  $V_{gs}$ ,  $V_{gd}$  sont des tensions instantanées, en fait  $V_{ds}$  représente  $V_{ds}(t)$ .

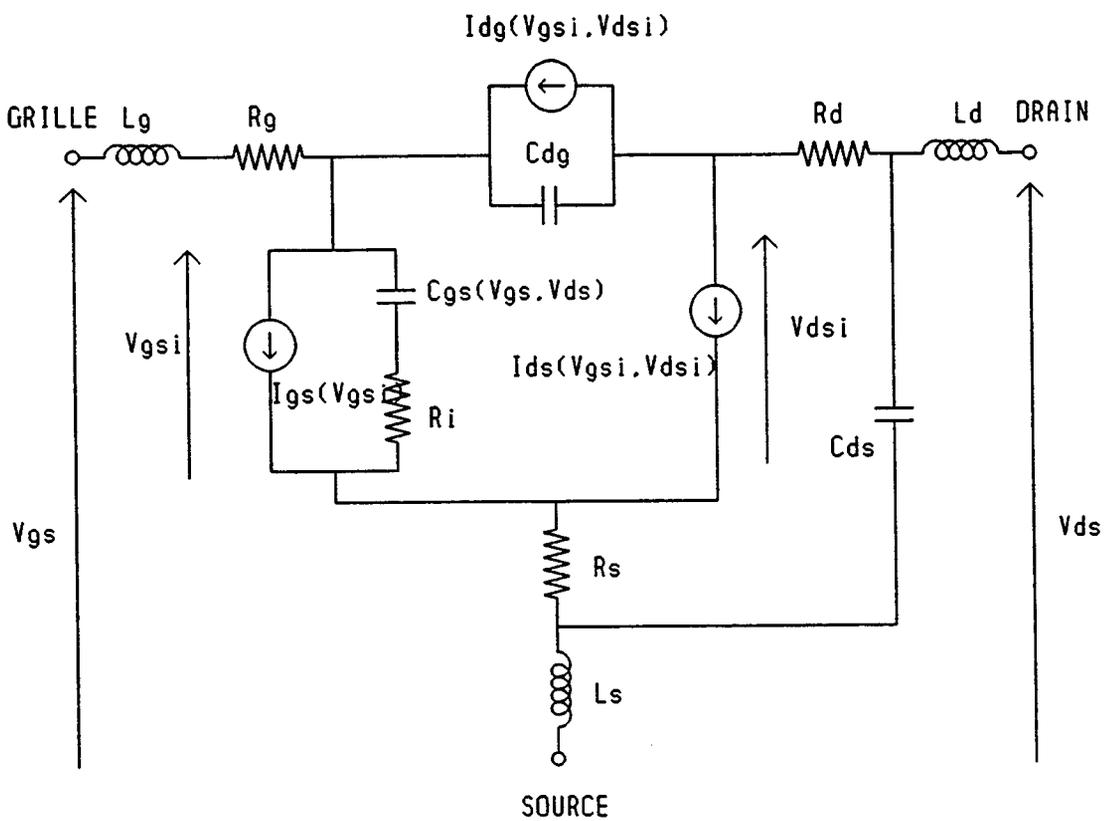


Figure III.42: Schéma équivalent du modèle non linéaire.

Nous allons maintenant décrire les expressions analytiques utilisées pour modéliser ces non-linéarités ainsi que leur détermination.

### III.3.2.1 Le courant grille Schottky $I_{gs}$

#### \* expression du courant $I_{gs}$ :

Pour des tensions de grille positives, la jonction grille-source entre en conduction, limitant ainsi l'excursion de tension grille-source disponible. L'expression retenue pour le courant  $I_{gs}$  est l'équation classique du courant d'une diode Schottky en direct :

$$I_{gs} = I_s (\exp(\alpha V_{gs}) - 1) \text{ avec } \alpha = q/nkT \quad (\text{III.8})$$

Deux paramètres sont à déterminer  $\alpha$  (ou  $n$ ),  $I_s$ .

#### \* Détermination des paramètres $I_s$ et $\alpha$ :

Il suffit de mesurer à tension drain-source nulle, la caractéristique du courant  $I_{gs}$  lorsque l'on applique une tension grille-source positive. La caractéristique  $I_{gs}$  ( $V_{gs}$ ) est ainsi obtenue pour un TEC de 4 doigts de  $150 \mu\text{m}$  en Hyper1 I2 (figure III.43).

L'expression (III.8) peut encore s'écrire sous la forme :

$$V_{gs} = (1/\alpha) \ln[(I_{gs}/I_s) + 1] \quad (\text{III.9})$$

Lorsque les relevés des mesures du courant  $I_{gs}$  en fonction de  $V_{gs}$  sont tracés en échelle logarithmique pour le courant  $I_{gs}$ , la courbe est une droite pour de faibles valeurs du courant  $I_{gs}$ , puis s'écarte progressivement de cette droite à cause de la chute de tension dans les résistances ( $R_g$  et  $R_s$ ) produite par un passage de courant (figure III.43). Dans cette zone linéaire, on déduit de l'expression III.9, que la pente donne directement la valeur de  $\alpha$ . Connaissant  $\alpha$ ,  $I_s$  peut être calculé à partir de n'importe quel couple ( $I_{gs}, V_{gs}$ ) de la zone linéaire. Pour de très faibles courants, l'expression (III.9) se simplifie en :

$$V_{gs} = (1/\alpha) [ \ln(I_{gs}) - \ln(I_s) ] \quad (\text{III.10})$$

Cette expression montre une autre façon de déterminer  $I_s$ : c'est l'intersection de la droite d'équation (III.10) et de l'axe des ordonnées (en  $I_{gs}$ ) pour  $V_{gs} = 0$ .

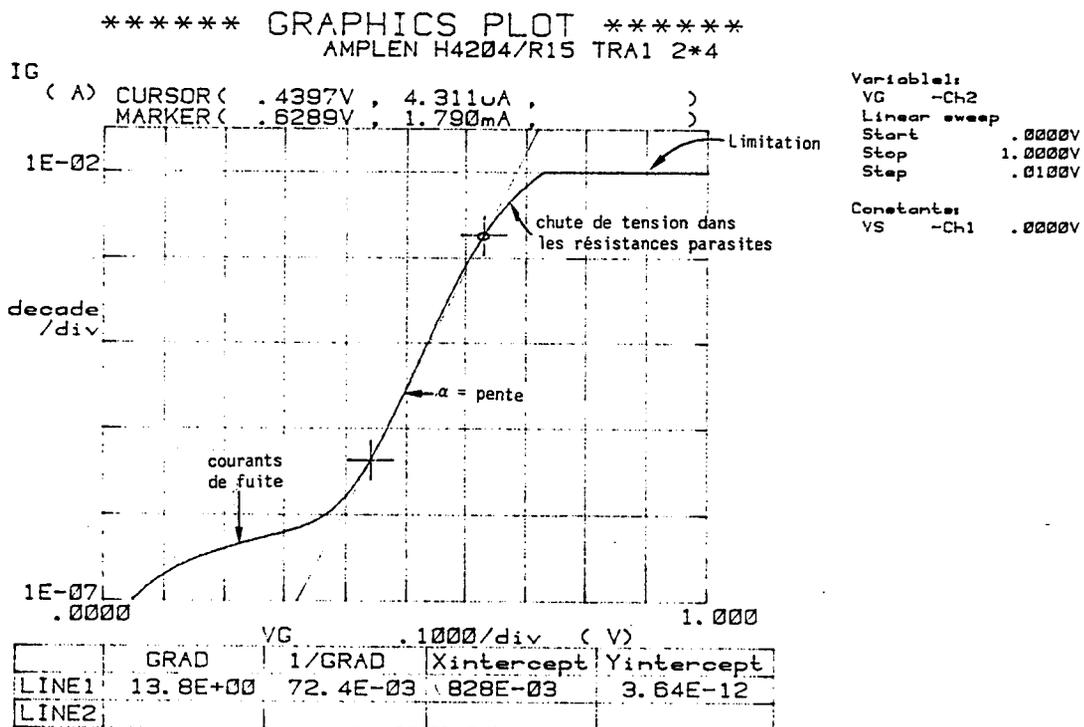
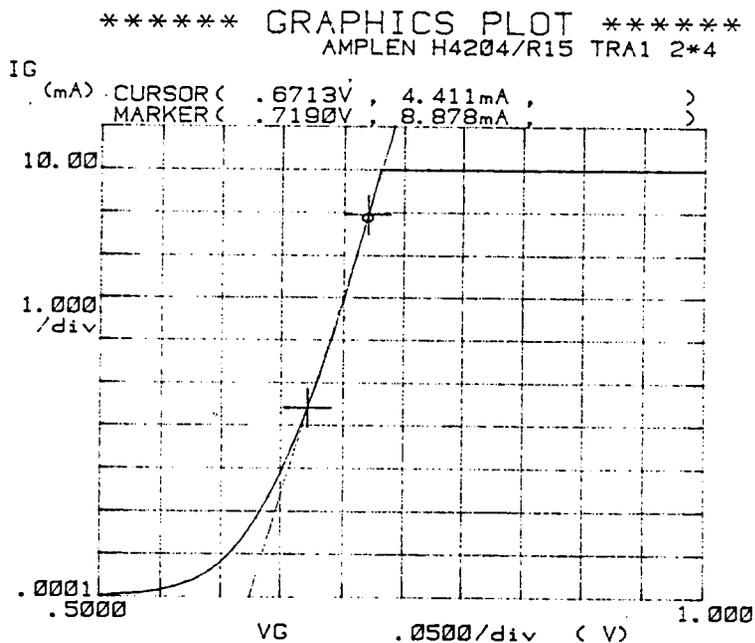


Figure III.43: Caractéristique statique en direct de la diode Schottky d'un TEC de 600 $\mu$ m (filière hyper1 I2) (a) et détermination des paramètres  $I_s$  et  $\alpha$  (b).

Or comme le montre la figure III.48b, pour de faibles valeurs de tensions  $V_{gs}$ , la courbe s'écarte de la droite (apparition de courants de fuite),  $I_s$  est alors déterminée par extrapolation de la droite.

On trouve pour un TEC hyper1 I2 de  $4 \times 150 \mu\text{m}$  (AMPLEN H4204 R15 TRA1 2x4) les valeurs suivantes:

$$\alpha = 31.74$$

$$I_s = 3,64 \cdot 10^{-12} \text{ (en A)}$$

### III.3.2.2 Le courant d'avalanche $I_{dg}$

#### \* expression:

Le phénomène d'avalanche se produit dans la région située entre la grille et le drain, où le champ électrique est le plus élevé (figure III.44). Il est dû à la génération de paires électrons-trous. Ce courant est collecté sur la grille où la différence de potentiel est en général (fonctionnement amplificateur) la plus grande. Le courant d'avalanche s'écoule du drain vers la grille et dépend des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  (figure III.45). Quand le canal est pincé, le courant d'avalanche ne dépend que de  $V_{dg}$  : la grille et le drain sont isolés de la source. Quand le canal n'est pas pincé, les caractéristiques de claquage dépendent fortement de la tension  $V_{gs}$ .

La modélisation adoptée est la suivante [11] :

$$I_{dg} = B_1 (1 + B_2 V_{ds}^{B_3})^{(B_4 - B_5 V_{gs})} \quad (\text{III.11})$$

#### \* Détermination des paramètres:

Les cinq paramètres sont obtenus par approximations numériques à partir de mesures en impulsion. Il est souhaitable d'ajouter lors des mesures des limitations en courant pour éviter la destruction du composant.

La comparaison de ces approximations et des mesures sur un TEC Hyper1 I2 de largeur  $4 \times 150 \mu\text{m}$  est présentée en figure III.46.

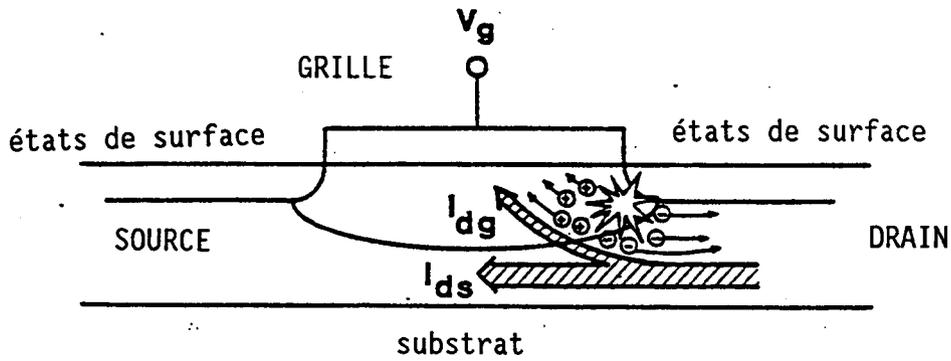


Figure III.44: Phénomènes d'avalanche

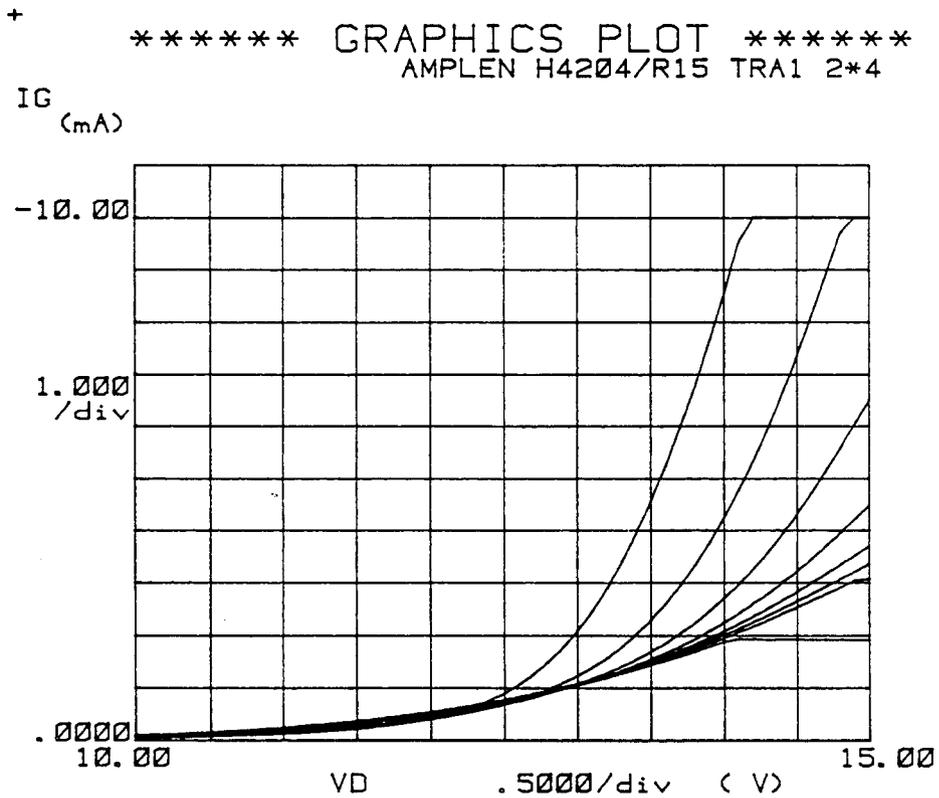


Figure III.45: Mesures du courant d'avalanche

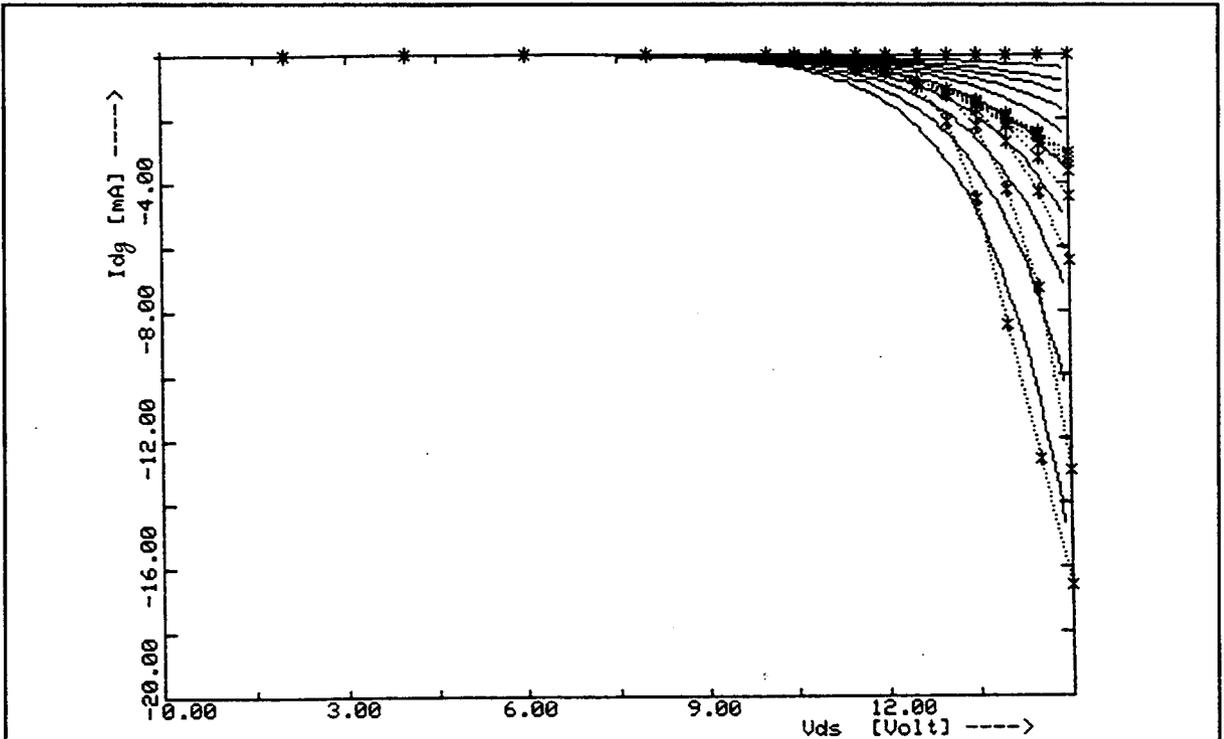
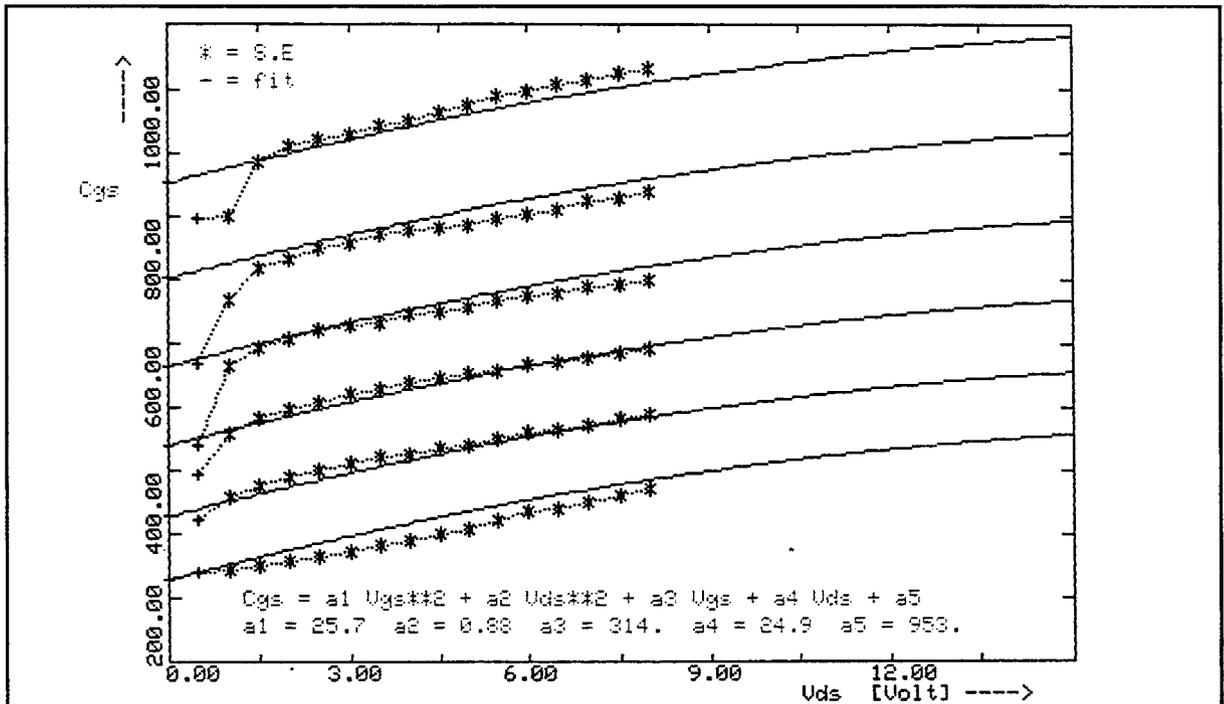


Figure III.46: Comparaison mesures et approximation par l'expression analytique (III.11) du courant d'avalanche pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  filière hyper1 I2.



Trace de  $C_{GS}$  fitte entre 1.5 et 8 volts. (unite: fF).

Figure III.47: Comparaison mesures et approximation par la fonction (III.13) de  $C_{gs}$  pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  en filière hyper1 I2 (AMPLIN H4204 R15).

### III.3.2.3 La capacité Cgs

Les courbes (III.17, III.26) présentant les variations de la capacité Cgs obtenue numériquement à partir des paramètres [S] en fonction des tensions grille-source et drain-source appliquées, montrent la dépendance de Cgs par rapport à  $V_{GS}$  et aussi à  $V_{DS}$ . L'expression (III.12) couramment utilisée dans beaucoup de modèles en raison de sa simplicité ne rend pas compte de cette dépendance par rapport à  $V_{DS}$ :

$$C_{gs}(V_{gs}) = C_{gs0} / (1 - V_{gs} / \varphi) \quad V_{gs} < \varphi \quad (III.12) = (II.17)$$

Nous avons donc choisi d'utiliser une expression polynomiale du second degré en  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour Cgs:

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = C_1 V_{gs}^2 + C_2 V_{ds}^2 + C_3 V_{gs} + C_4 V_{ds} + C_5 \quad (III.13)$$

Les cinq paramètres  $C_i$  sont déterminés par approximations numériques à partir des valeurs de Cgs du schéma petit signal en fonction de  $V_{DS}$  et  $V_{GS}$  (tensions externes) (figure III.47).

Lors de la mesure des paramètres [S] en fonction des polarisations, la température de jonction varie au cours de ces mesures. Pour que l'expression de Cgs soit correcte, il faut vérifier que les capacités du transistor ne varient pas avec la température moyenne du transistor, ce qui est le cas (voir paragraphe III.3.1.4).

### III.3.2.4 Le courant drain source Ids

Cette source de courant drain-source Ids contrôlée par les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  est la non linéarité fondamentale de l'effet transistor.

### III.3.2.4.a caractérisation

#### \* intérêt des mesures en impulsions:

En régime saturé, pour des tensions grille proches de 0 V, soit encore pour des puissances dissipées maximales, la conductance différentielle mesurée en continu ( $gd = (\Delta I_{ds}/\Delta V_{gs})_{V_d = C_{ste}}$ ) est négative, ce qui revient à observer une pente négative sur les caractéristiques statiques  $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$  (figure III.48).

Une augmentation de la puissance dissipée due à la polarisation continue entraîne une élévation de température dans le composant. Or dans la gamme de température de fonctionnement des circuits (-50°C, +125°C), la mobilité et la vitesse de saturation des électrons dans le GaAs décroissent avec une température croissante (lois en  $T(^{\circ}K)^{-2}$  et  $T(^{\circ}K)^{-1}$  respectivement [13] (figure III.49)). Ces diminutions de la mobilité et de la vitesse de saturation des porteurs avec la température génèrent une diminution du courant drain-source sur les caractéristiques statiques.

D'autre part, dans les mesures  $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$  en continu, la puissance dissipée est différente en chaque point de mesure et ne correspond pas à l'utilisation hyperfréquence du TEC où un signal sinusoïdal de grande amplitude est appliqué autour d'un point de fonctionnement ( $V_{GS0}, V_{DS0}$ ), (donc à puissance dissipée constante).

Enfin ces caractéristiques statiques sont mesurées par définition à fréquence nulle, et ne peuvent donc pas rendre en compte les phénomènes de piègeage des électrons existant en hautes fréquences ( $0 < f < \text{quelques } 100 \text{ MHz}$ ).

Ces considérations nous ont conduit à utiliser une nouvelle technique de caractérisation du courant  $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$  en impulsions développée au départ par l'IRCOM de Limoges. Le banc automatique en impulsions a été mis au point, par la suite, à TCM par J.F VIDALOU [14].

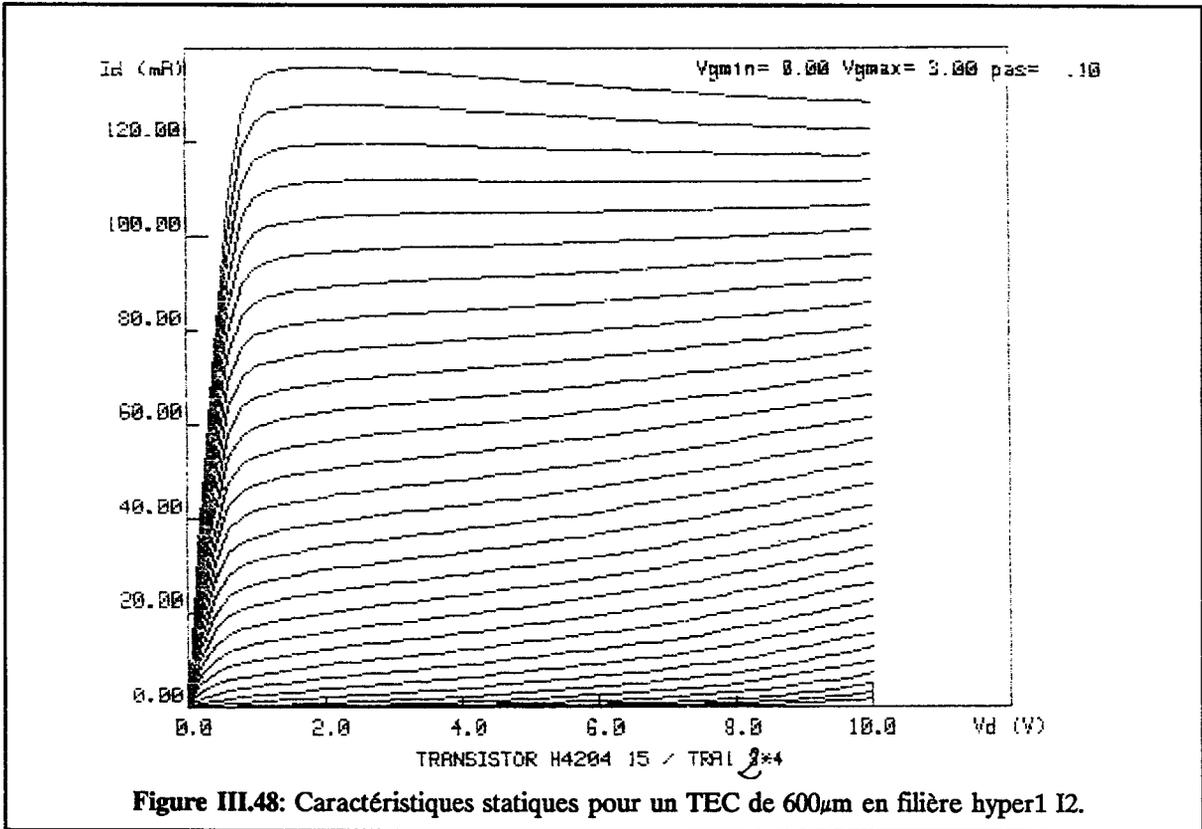


Figure III.48: Caractéristiques statiques pour un TEC de 600µm en filière hyper1 I2.

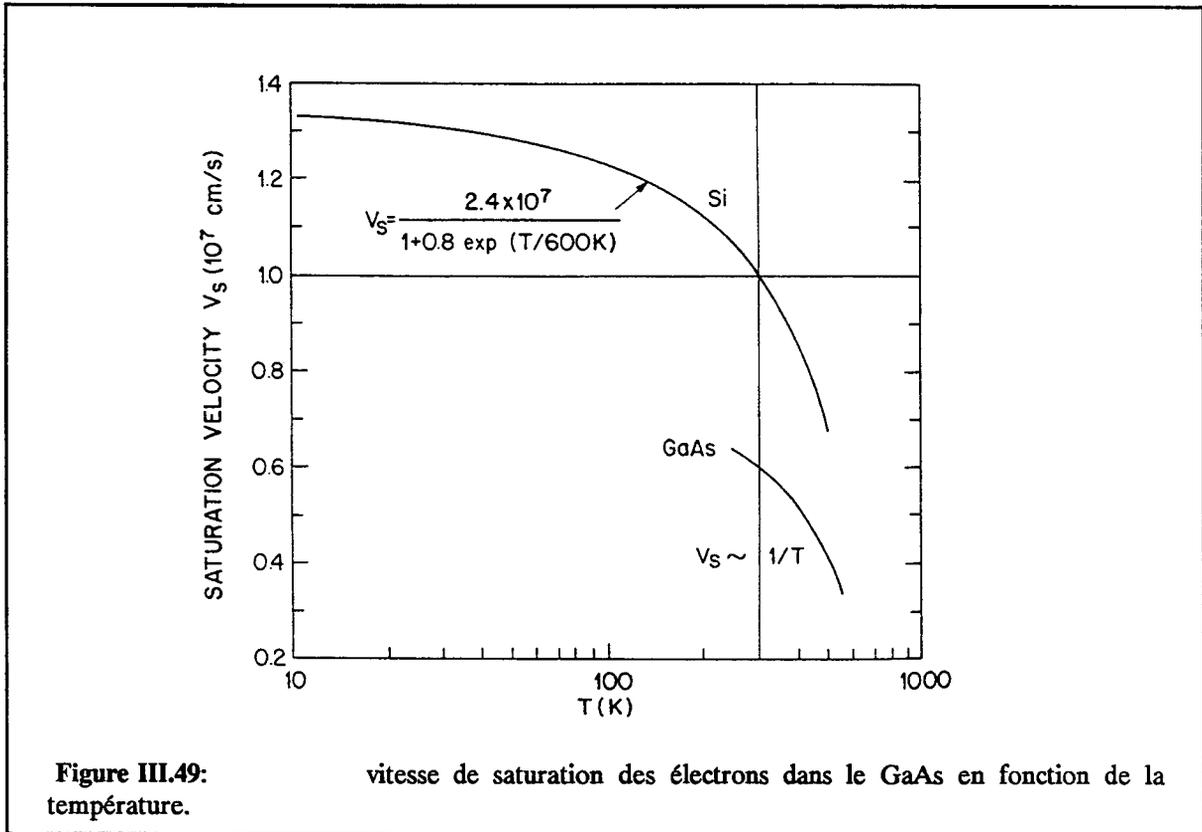


Figure III.49: vitesse de saturation des électrons dans le GaAs en fonction de la température.

\* description du banc de mesures en impulsion:

Le principe de cette caractérisation de  $I_{ds}$  consiste à décrire le plan ( $I_{ds}, V_{ds}$ ) à l'aide d'impulsions synchrones appliquées sur la grille et le drain, et superposées à des tensions de polarisation  $V_{GS0}$  et  $V_{DS0}$  correspondant au point de repos du TEC dans le circuit (figure III.50). Pendant les impulsions de grille et de drain la valeur crête de l'impulsions de courant est relevée. Ainsi, la puissance continue dissipée reste constante pendant la caractérisation qui est donc représentative des conditions de fonctionnement hyperfréquence.

Le schéma synoptique du banc de mesures en impulsions automatique est présenté en figure III.51. Les appareils compatibles IEEE sont pilotés par un micro-ordinateur utilisé pour le contrôle du bus, l'acquisition et le traitement des données. Le générateur d'impulsions grille ne remplit pas des conditions particulières. Il doit fournir des impulsions de tensions positives ou négatives (dont l'amplitude est en général de  $\pm 3V$ ) présentant un faible temps de montée. Il dispose d'une sortie synchronisation permettant la synchronisation d'un générateur d'impulsions de faible puissance qui va, à son tour piloter un générateur de puissance. Ce dernier générateur fournit les impulsions de drain ainsi amplifiées au TEC. Pour éviter des éventuelles oscillations microondes, des charges absorbantes sont placées aux accès grille et drain du TEC. Un oscilloscope numérique permet l'affichage des courants, tensions de drain et de grille, de digitaliser les données et de calculer la moyenne sur 500 points.

L'impédance vue du drain du TEC variant beaucoup en fonction des tensions appliquées, le générateur de drain doit être capable de supporter de fortes désadaptations et être surdimensionné pour pallier aux pertes de puissance qui en résultent.

Les amplitudes des impulsions drain à fournir pour une description complète des caractéristiques -avec des puissances suffisantes- sont de l'ordre de  $\pm 10 V$ . L'amplitude maximale des tensions drain que le générateur de puissance ARETI peut délivrer est de 40V et 3A. La durée des impulsions peut varier de 200nS à 1 mS, leur répétition de 600 nS à 1 mS. La durée des impulsions utilisée dans les caractérisations est 300 ou 400 nS.

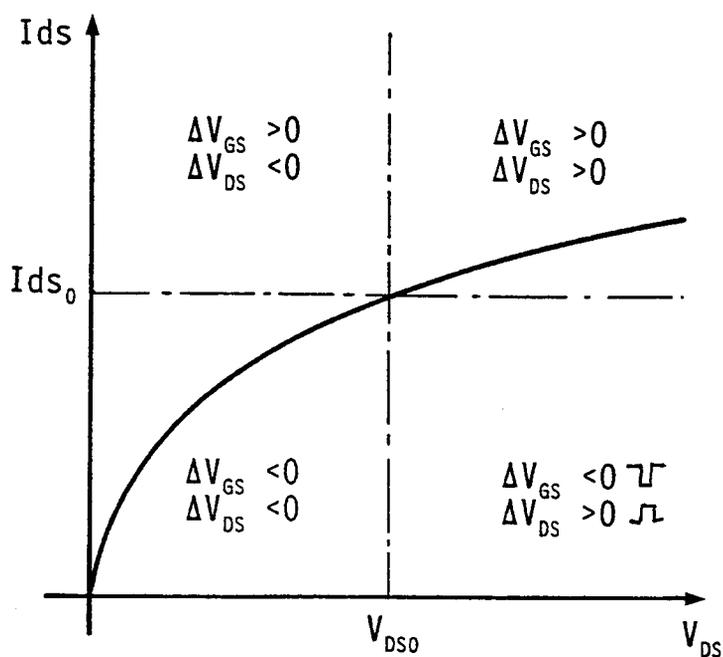


Figure III.50: Principe de la mesure en impulsions  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  utilisée

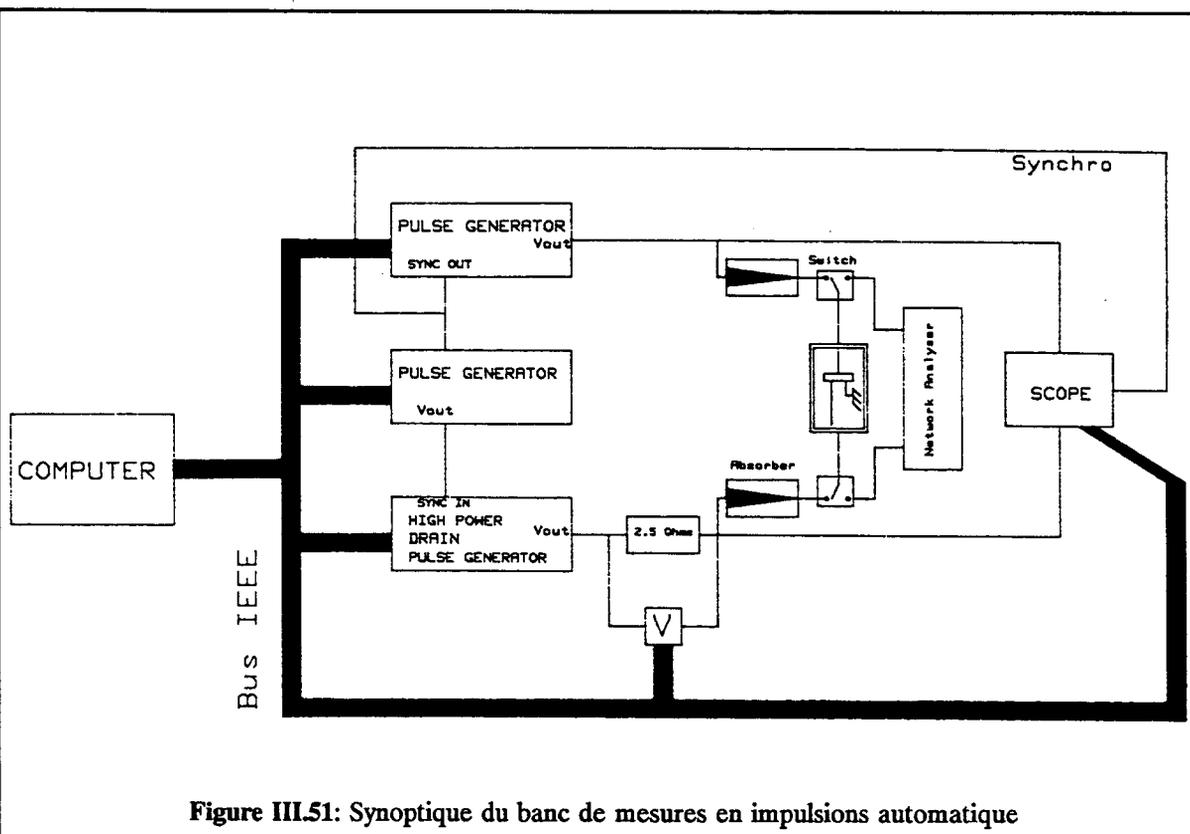


Figure III.51: Synoptique du banc de mesures en impulsions automatique

Enfin, les générateurs de grille et de drain peuvent délivrer une tension continue sans altérer l'impulsion à laquelle ils la superposent. Des exemples de ces impulsions affichées sur l'oscilloscope sont présentés en figure III.52.

Une double boucle des tensions  $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$  dans le programme de mesures permet de parcourir la totalité du réseau de caractéristiques: pour chaque tension  $V_{GS}$ , toute la gamme de tension  $V_{DS}$  est balayée avant d'incrémenter la tension  $V_{GS}$  (voir diagramme de procédure III.53). Ce banc permet aussi la mesure de la diode Schottky en direct du TEC, ainsi que la mesure du courant d'avalanche.

**\* résultats de mesures:**

Un résultat de caractérisations effectuées à l'aide de ce banc sur un TEC hyper1 I2 de largeur de grille totale de  $900\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) est présenté en figure III.54. Les mesures ne sont pas lissées. Les résultats d'une caractérisation en continu sont comparés à ceux obtenus sur le banc décrit ci-dessus, en figure III.55.

La figure III.56 montre l'influence du point de repos choisi sur les caractéristiques  $I_{ds}(V_{GS}, V_{DS})$  en impulsions.

Le courant non linéaire  $I_{ds}$  est modélisé à partir de ces mesures en impulsions.

### III.3.2.4.b Modélisation

**\* faillite d'autres modèles**

Différentes expressions non linéaires présentées dans le chapitre II (paragraphe II.4.1) ont été utilisées pour tenter d'approximer numériquement les caractéristiques  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  pulsées décrites dans le paragraphe précédent. La figure III.57 présente les résultats d'un essai d'approximation de ces caractéristiques pulsées d'un TEC de  $900\mu\text{m}$  filière hyper1 I2, par l'expression du courant  $I_{ds}$  de "Curtice Cubique" (figure II.5).

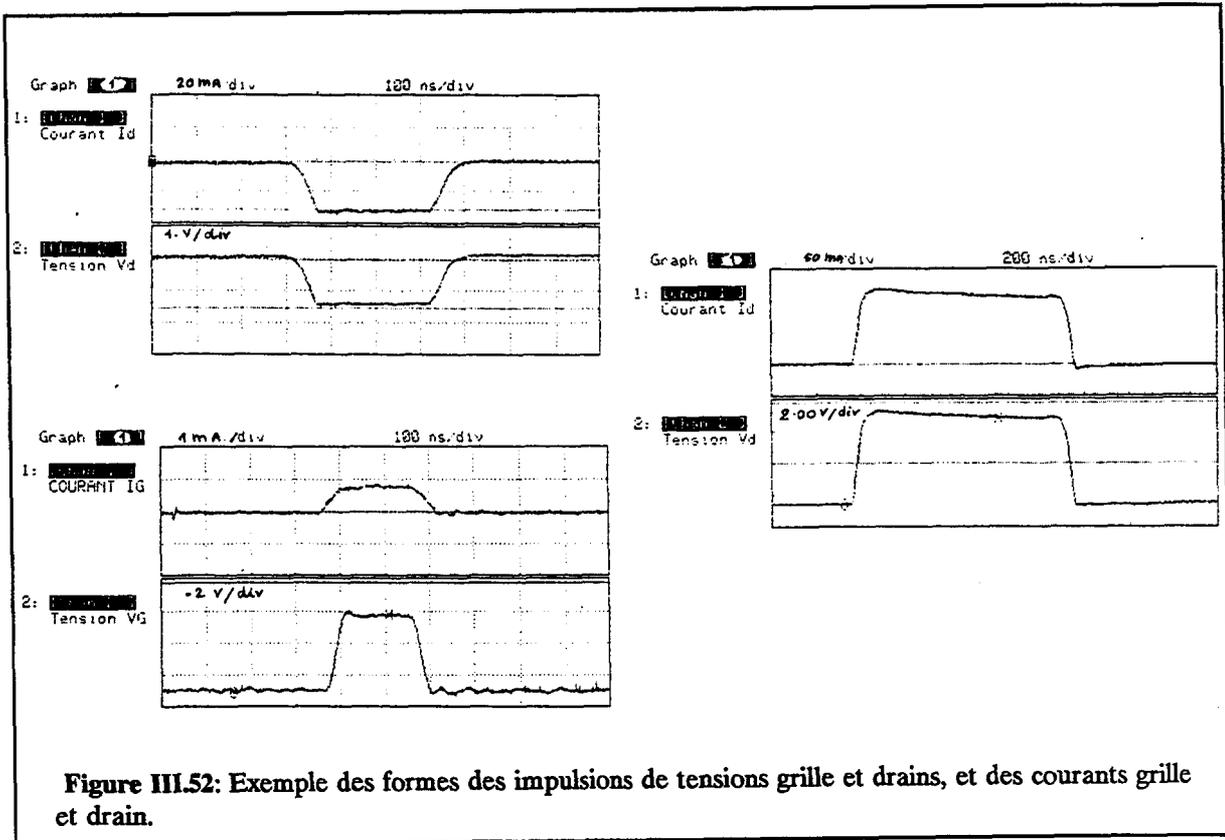


Figure III.52: Exemple des formes des impulsions de tensions grille et drains, et des courants grille et drain.

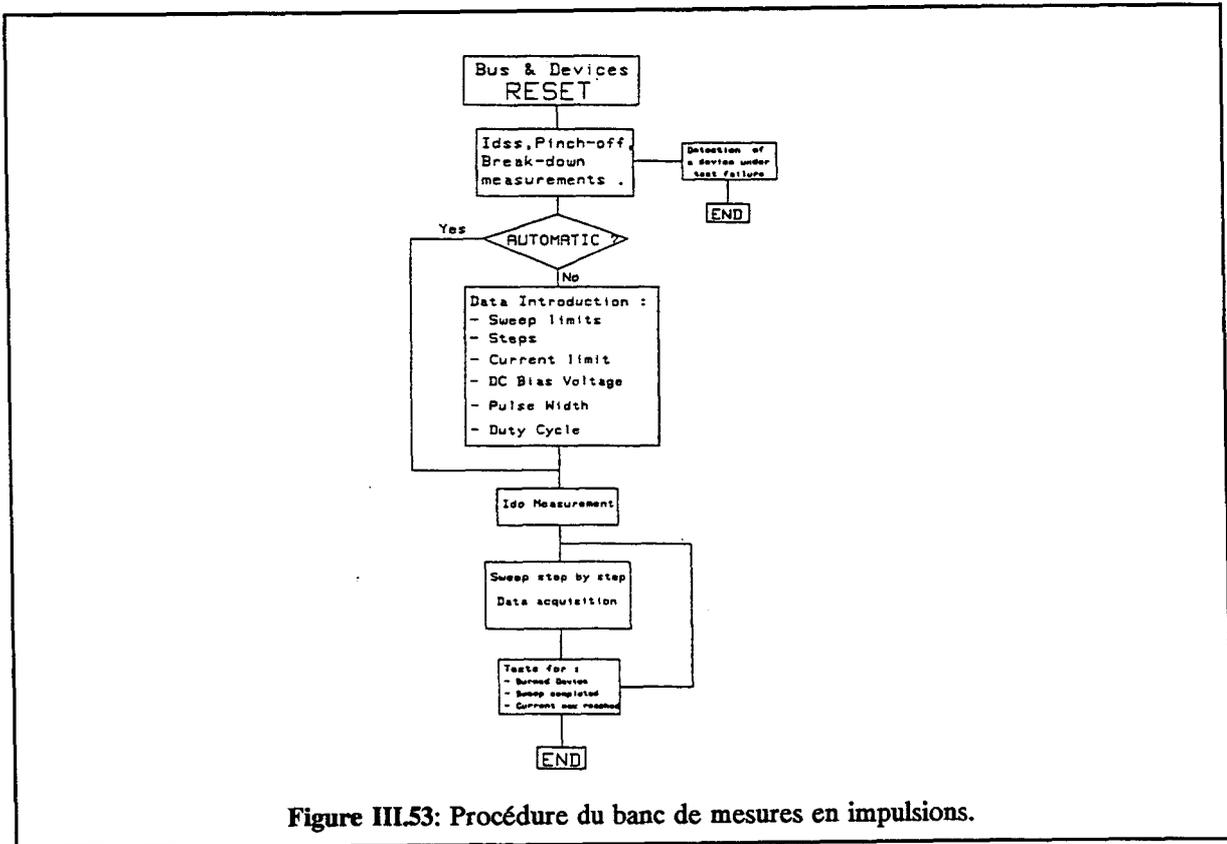
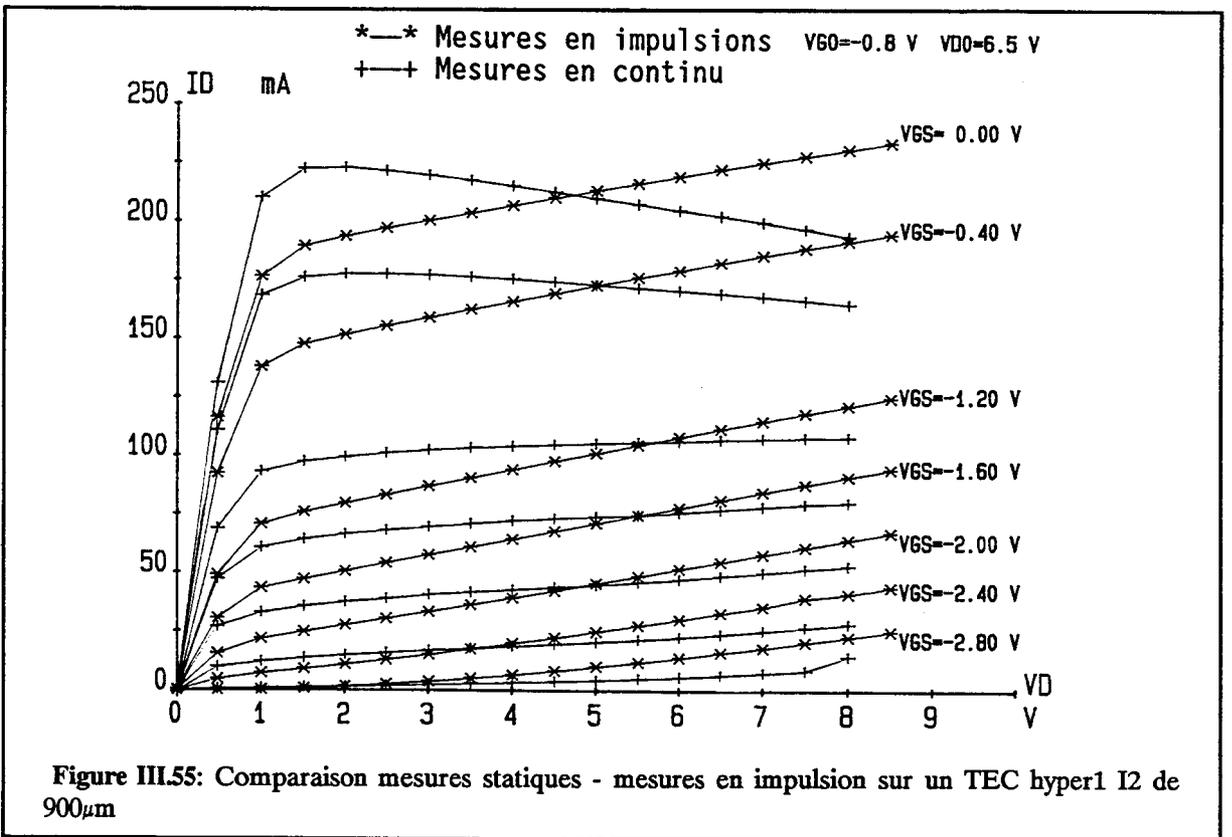
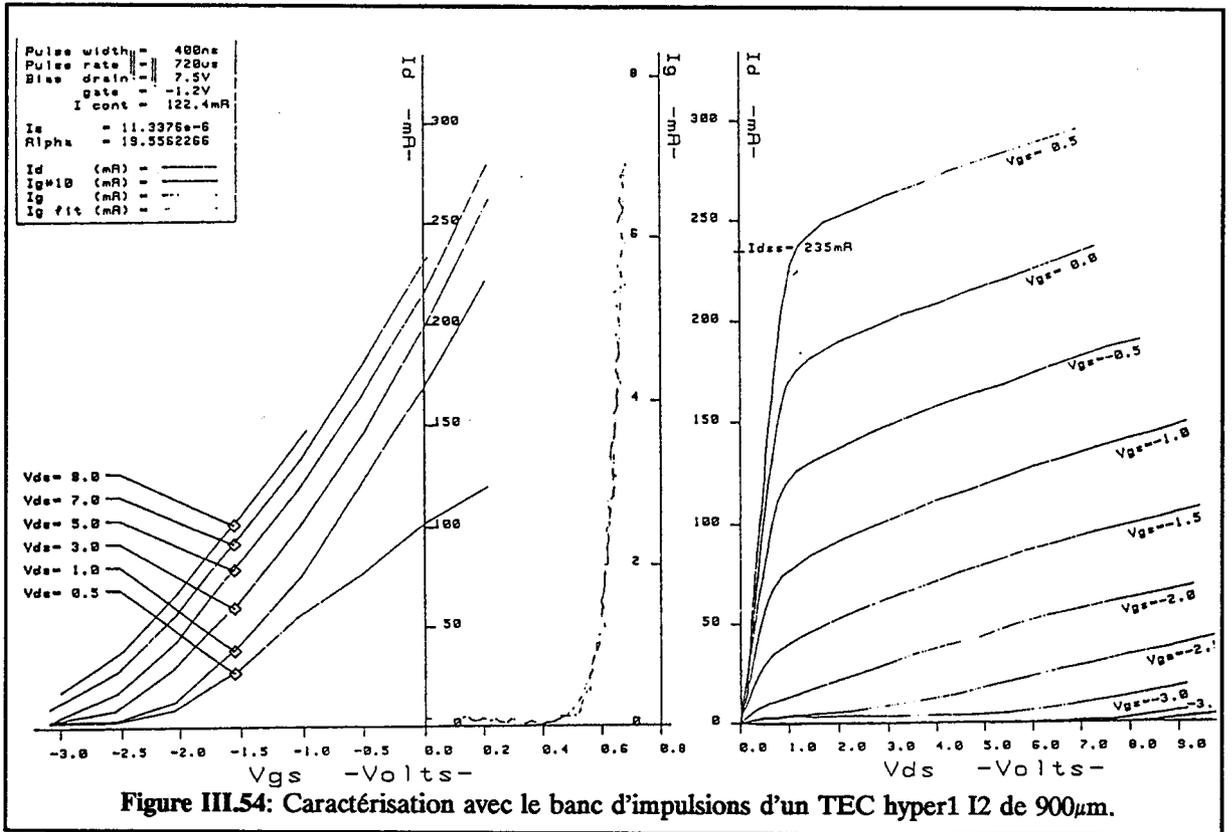
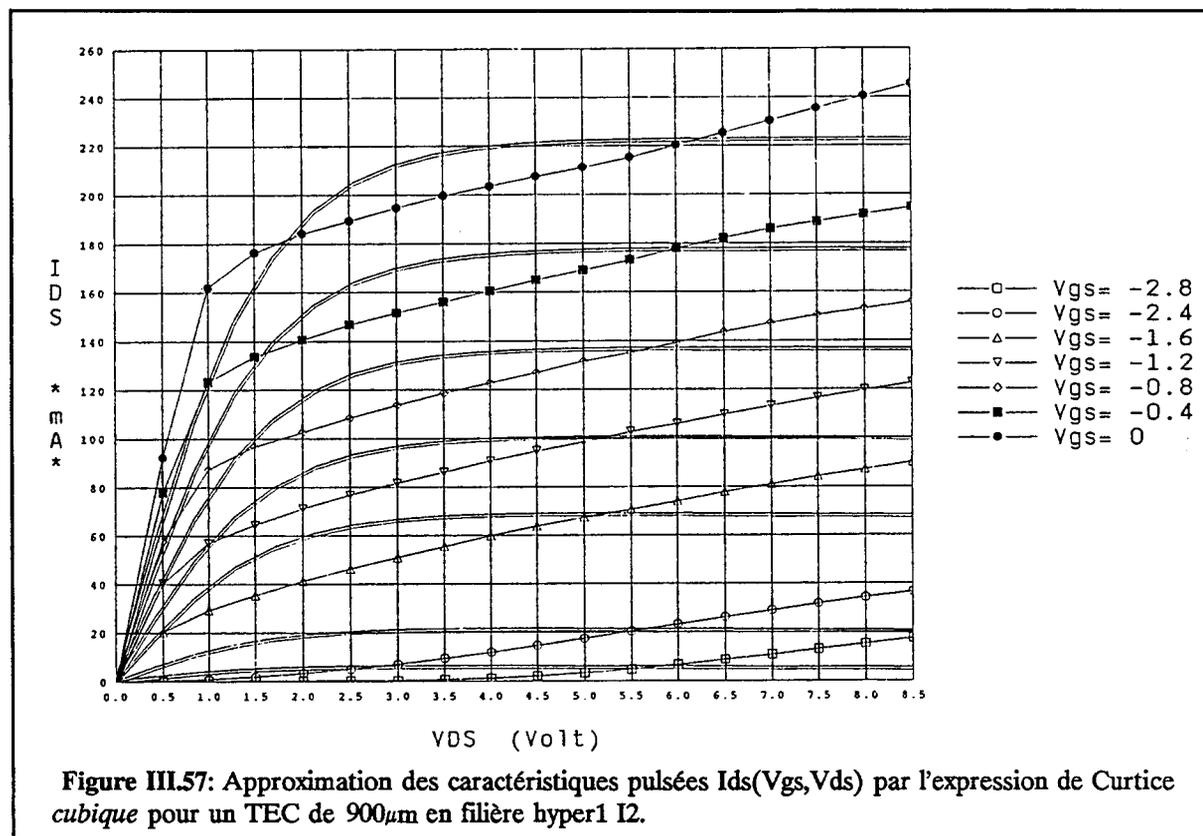
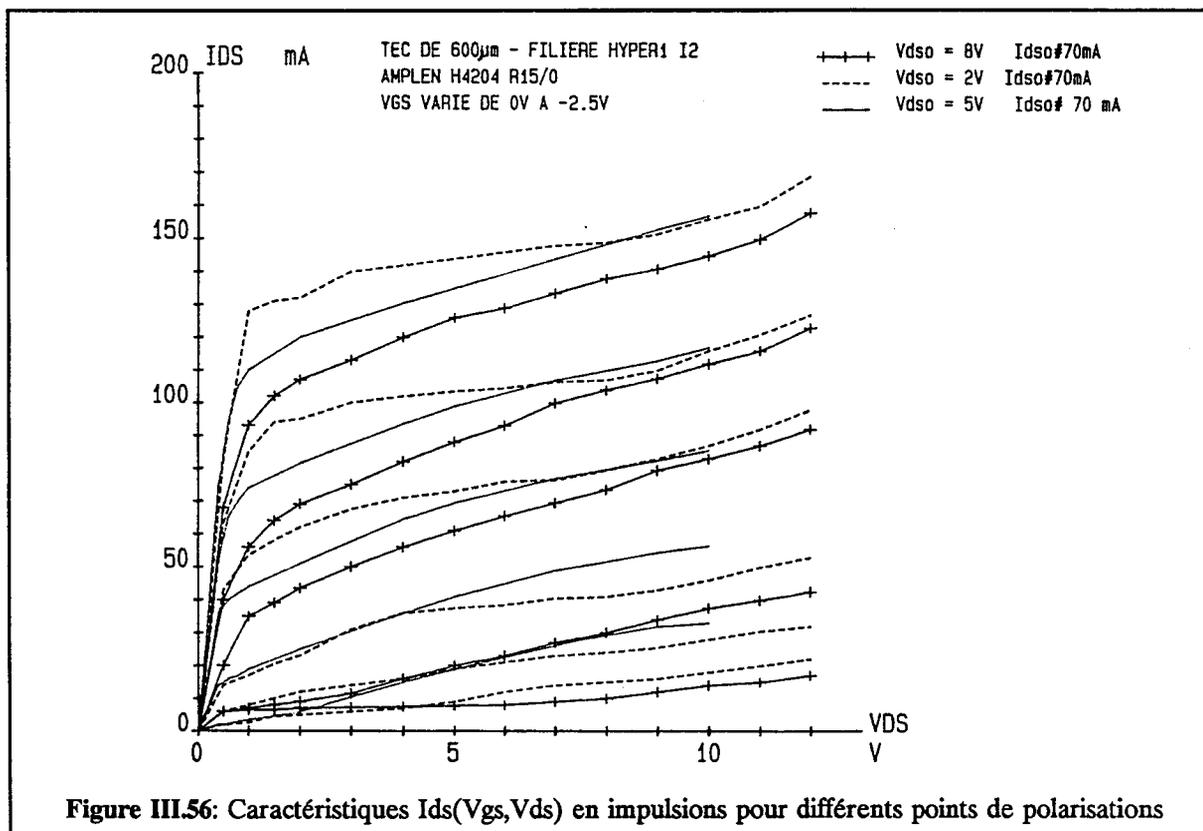


Figure III.53: Procédure du banc de mesures en impulsions.





Cette figure est l'exemple typique des résultats obtenus avec les diverses expressions non linéaires du courant drain-source déjà publiées ( voir chapitre II paragraphe II.4.1). La seule expression non linéaire qui approxime de façon satisfaisante les caractéristiques Ids pulsées, est celle de TAJIMA (figure III.58) (modèle en figure II.8). Cependant, cette expression relativement complexe exige la détermination de 9 paramètres. De plus, la détermination de ces paramètres n'est pas reproductible et des problèmes de convergence dans leur détermination apparaissent suivant les valeurs initiales choisies [15,16].

**\* expression de Ids:**

Les expressions non linéaires proposées dans les publications n'approximant pas de manière satisfaisante les caractéristiques Ids (Vgs, Vds) pulsées, nous avons été amenés à développer notre propre expression du courant Ids:

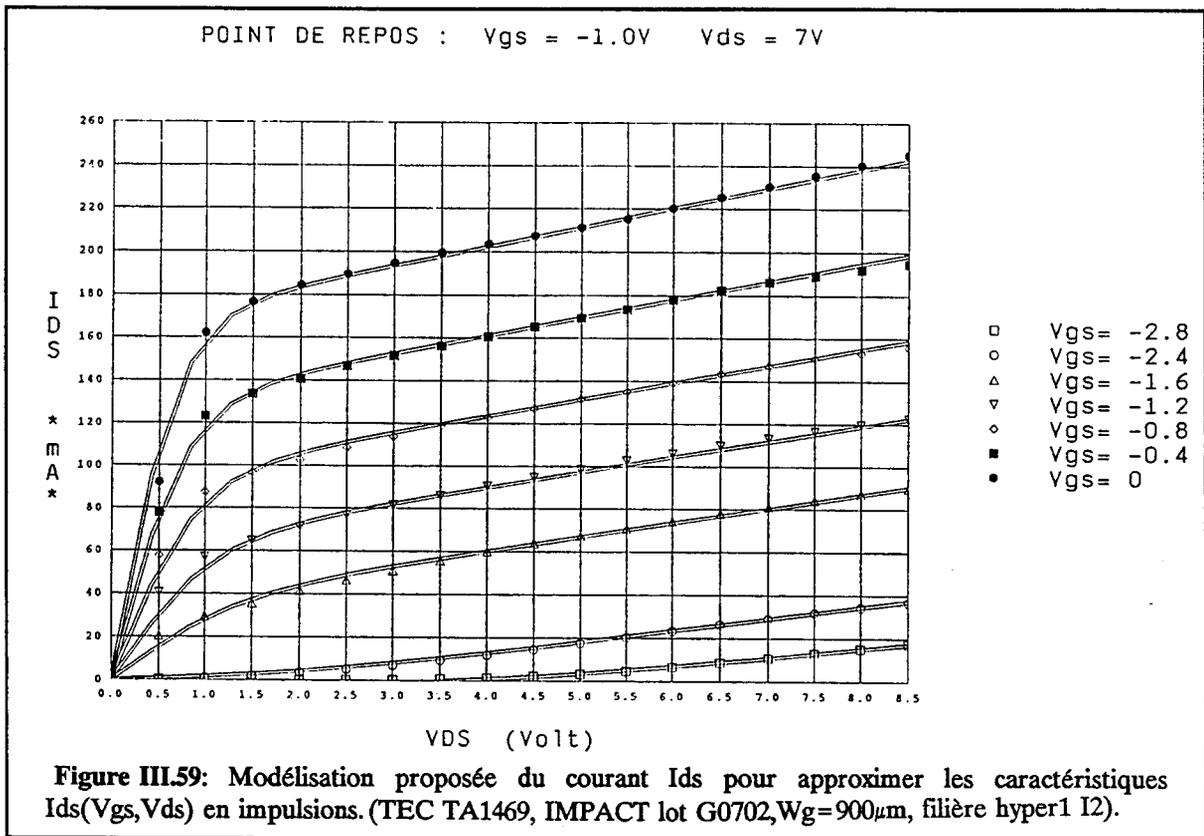
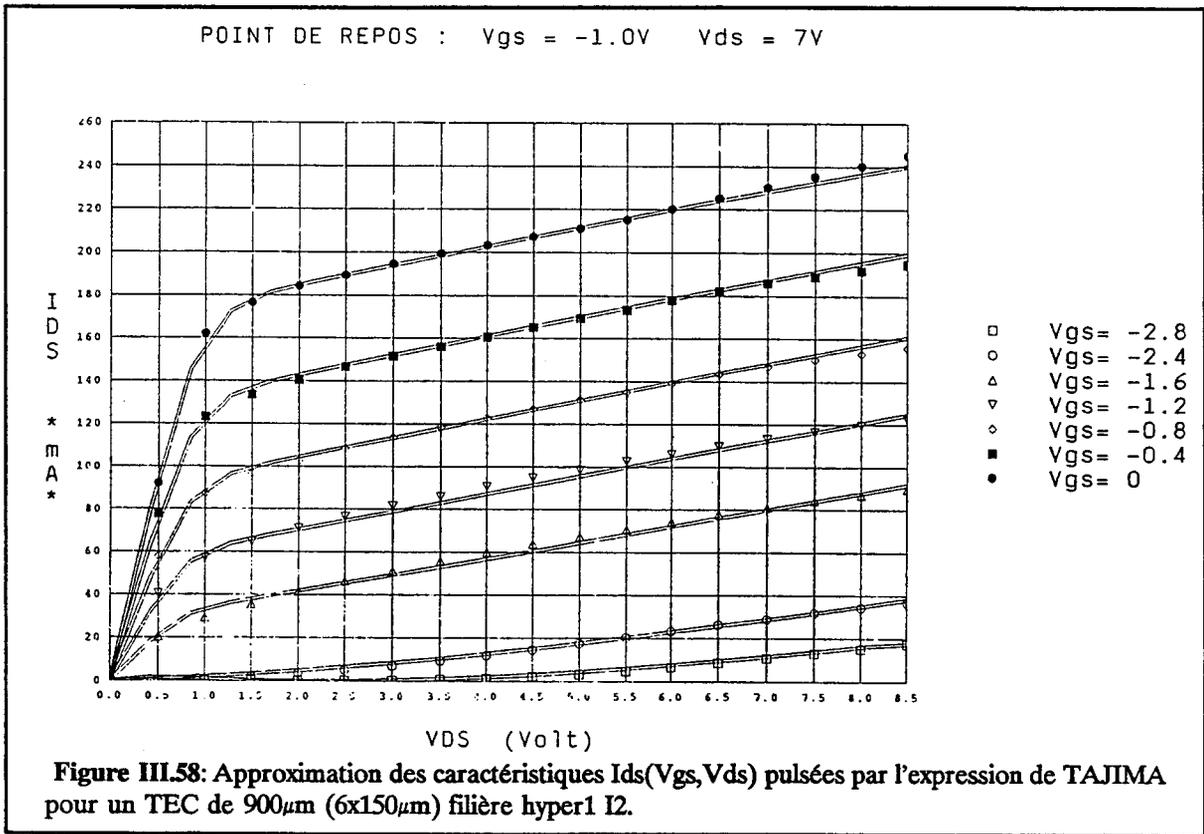
$$I_{ds} = (A_1 + A_2 V_{gs} + A_3 V_{gs}^2) \tanh((A_4 + A_5 V_{gs}) V_{ds}) + (A_6 + A_7 V_{gs}) V_{ds} \quad (\text{III.14})$$

Cette expression non linéaire nécessite la détermination de 7 paramètres  $A_i$ . Elle approxime bien les caractéristiques Ids(Vgs, Vds) pulsées (figure III.59), et la détermination des paramètres est reproductible, et sans problème de convergence, quel que soit le choix des valeurs initiales des paramètres à calculer. Notons toutefois que la zone ohmique est moins bien approximée qu'avec les expressions de Tajima. Cependant, une modélisation précise de cette zone ohmique n'est pas nécessaire en fonctionnement amplificateur.

**\* tensions externes, tensions internes:**

La caractéristique Ids( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$ ) est relevée en fonction des tensions appliquées aux accès ( $V_{GS}$ ,  $V_{DS}$ ), or la source de courant Ids dans les simulateurs est souvent commandée par des tensions internes Vgs et Vds. Pour exploiter les mesures pulsées en fonction des tensions externes, il faut tenir compte des chutes de potentiel dans les résistances d'accès:

$$\begin{aligned} V_{gs} &= V_{GS} - R_s I_{ds} \\ V_{ds} &= V_{DS} - (R_s + R_d) I_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$



Cette modélisation en fonction des tensions internes n'est pas obligatoire, si le modèle peut être implanté dans le simulateur en fonction des tensions externes. La figure III.60 présente les différents résultats des approximations des caractéristiques pulsées en fonction des tensions externes et internes pour un TEC de  $900\mu\text{m}$ , filière hyper1 I2.

Remarquons enfin, que  $I_{ds}$ ,  $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$  représentent en fait des valeurs instantanées. En régime sinusoïdal, la tension est de plus retardée du temps de transit:  $V_{gs} = V_{gs}(t - \tau)$ .

Une fois le modèle non linéaire défini, il nous reste à le valider.

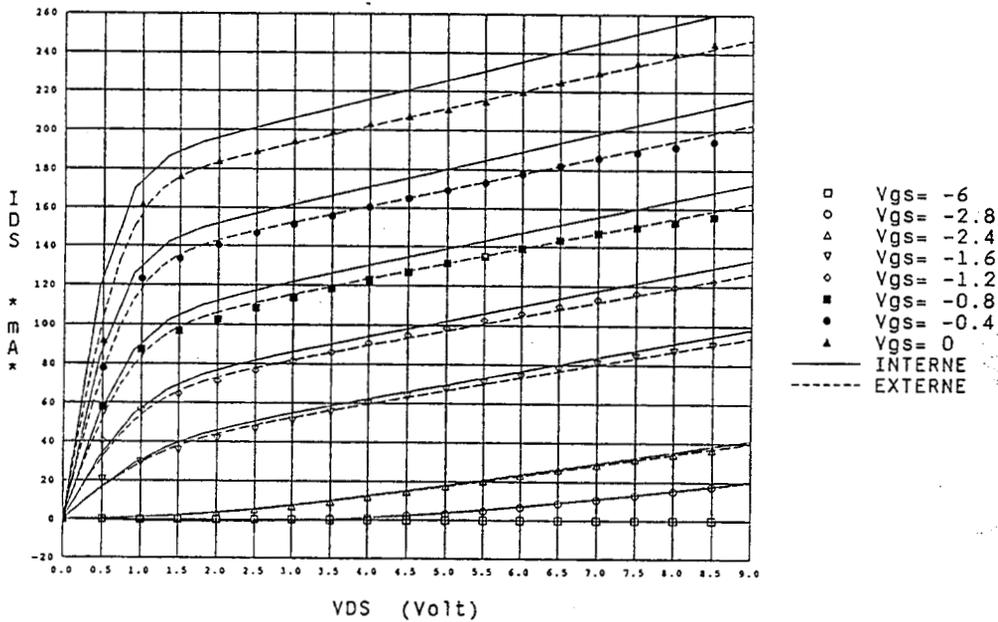
## III.4 Validation du modèle non linéaire

### III.4.1 Caractéristiques statiques

La simulation des courants continus est effectuée à l'aide de la commande de calcul CONT (continu) de CIRCEC. La caractéristique  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  est obtenue en régime continu par multidéroulements (grâce à la sous commande ETAT de CIRCEC). La comparaison de cette caractéristique simulée (toutes les non linéarités sont présentes) et des mesures en impulsion est présentée en figure III.61.

### III.4.2 Simulation des paramètres [S] petit signal

Les paramètres [S] sont simulés dans le logiciel temporel CIRCEC avec la commande calcul ALTErnatif (régime sinusoïdal petit signal). Lorsque le logiciel utilisé ne possède pas de régime sinusoïdal petit signal compatible avec les descriptions utilisées en grand signal, on se ramène en régime grand signal, au cas petit signal en fixant des excitations de très faibles amplitudes pour les générateurs de tensions sinusoïdales. La commande ALTE de CIRCEC permet l'analyse du comportement du circuit en régime sinusoïdal petit signal, à une ou plusieurs fréquences, pour des perturbations sinusoïdales autour d'un point de fonctionnement: le circuit est linéarisé autour de ce point de fonctionnement.



METHODE : TELLIEZ (INTERNE) · [Rs= 0.50hm Rd= 0.50hm]

Figure III.60: Modélisation de  $I_{ds}$  en fonction des tensions internes et externes pour un TEC de  $900\mu\text{m}$  (TA1469, IMPACT lot G0702) filière hyper1 I2. Comparaison avec les caractéristiques mesurées en régime impulsif.

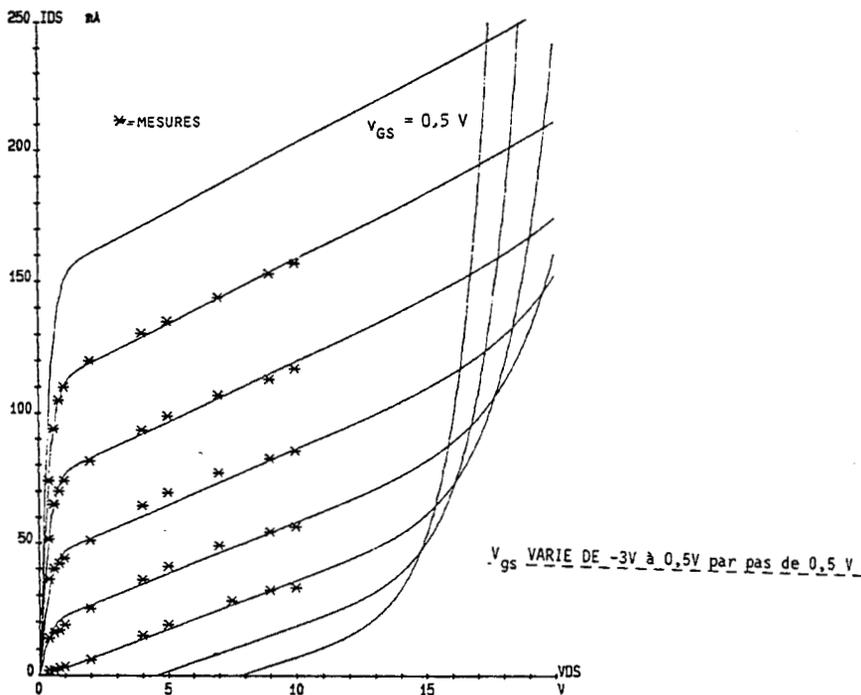


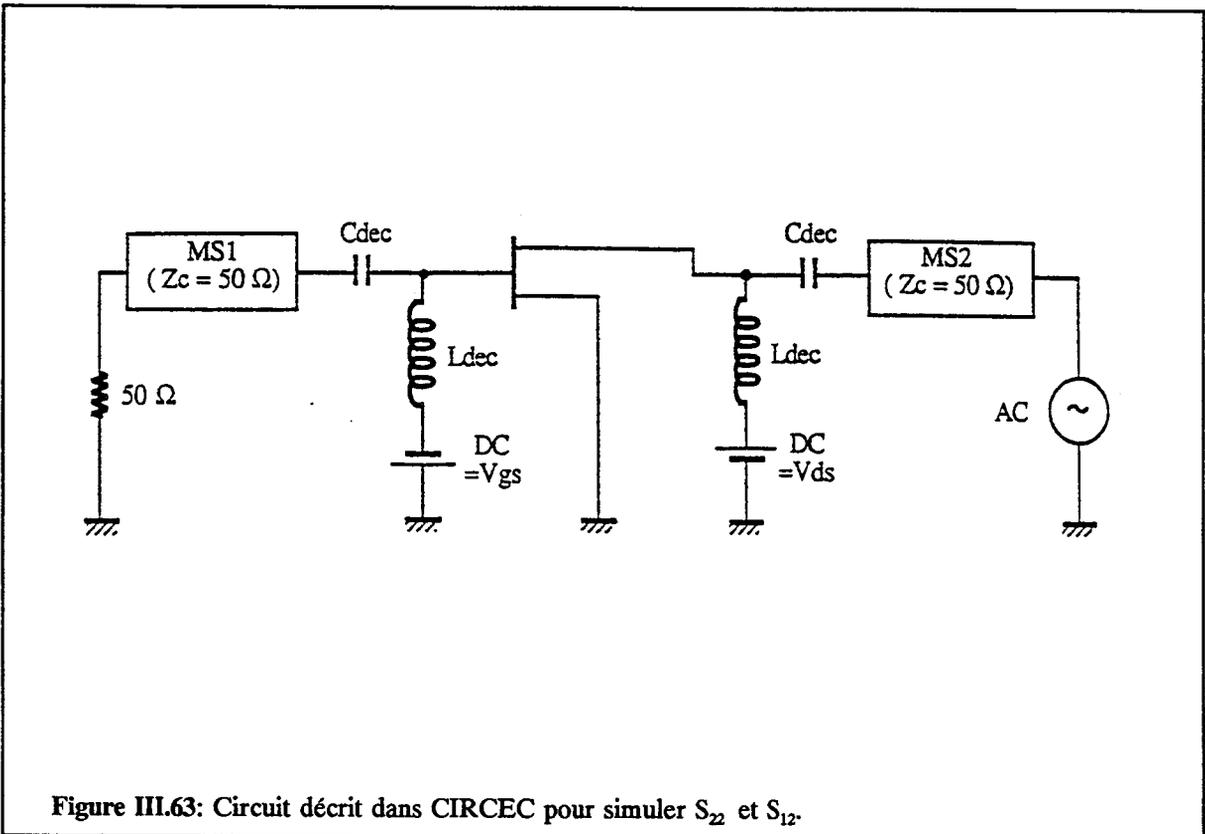
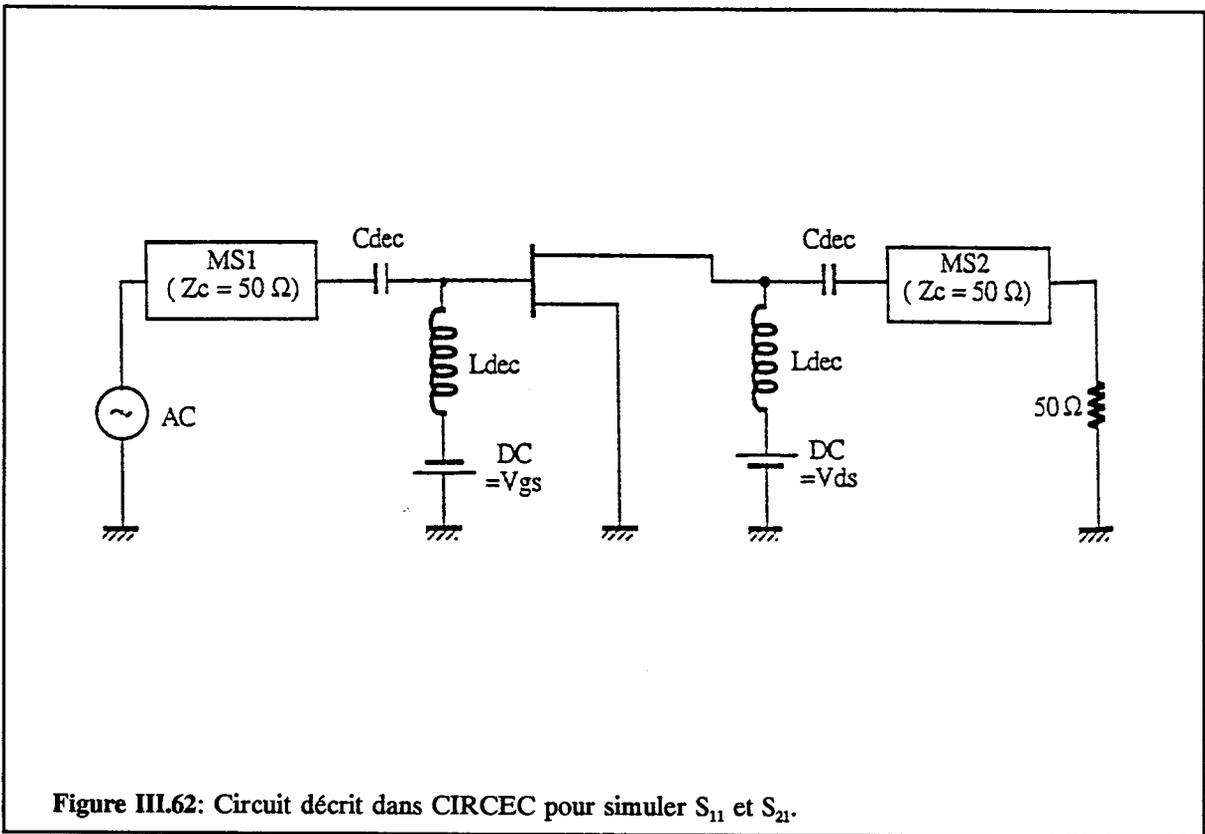
Figure III.61: Comparaison simulation (dans CIRCEC) des caractéristiques  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  et mesures de  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  en impulsions (TRA1  $600\mu\text{m}$  hyper1 I2, AMPLIN H4204 R15) - Mesures à  $V_{ds}=5\text{V}$   $V_{gs}=-1\text{V}$   $I_{Dso}=69\text{mA}$ .

Les paramètres [S] ne sont pas toujours disponibles à l'édition en une seule analyse dans les simulateurs non linéaires. Dans ce cas, ces paramètres peuvent être obtenus en revenant à la définition des ondes de Kurokawa, qui relie des courants, tensions aux paramètres [S] [17]. Dans le logiciel CIRCEC, un modèle appartenant à la bibliothèque générale de CIRCEC est utilisé: MS, le mesureur de paramètres [S]. C'est en fait un mesureur de coefficient de réflexion (par rapport à une impédance de référence définie par l'utilisateur):

- valeur de l'onde incidente  $a_i$  (noeud 4 interne de MS)
- valeur de l'onde réfléchie  $b_j$  (noeud 5 interne de MS)
- valeur du coefficient de réflexion  $S_{ii}$  (noeud 6 interne de MS).

Pour obtenir les coefficients de transmission ( $S_{ij}$ ), il faut placer un "mesureur de paramètres [S]" à chaque accès du circuit. Le paramètre ( $S_{ij}$ ) est alors obtenu en éditant le rapport de l'onde réfléchie  $b_j$  à l'accès  $j$  sur l'onde incidente  $a_i$  à l'accès  $i$ . Les paramètres [S] ne sont pas obtenus en une seule analyse: le rôle de la source et de la charge doivent être inversées pour déterminer les 4 paramètres [ $S_{ij}$ ]. Les circuits décrits dans CIRCEC pour la simulation des paramètres [S] sont présentés en figures III.62 et III.63.

Les mesures et les simulations des paramètres [S] effectuées en plusieurs points de polarisations sur un TEC hyper1 I2 de  $600\mu\text{m}$  (4 doigts de  $150\mu\text{m}$ ) sont comparées en figures III.64 et III.65. A partir des paramètres [S] simulés avec le modèle, un schéma équivalent petit signal peut être extrait (voir annexe 1 pour les valeurs des éléments). Le tableau III.66 présente une comparaison à un point de fonctionnement des valeurs des éléments du schéma équivalent petit signal extrait à partir des paramètres [S] mesurés et simulés.



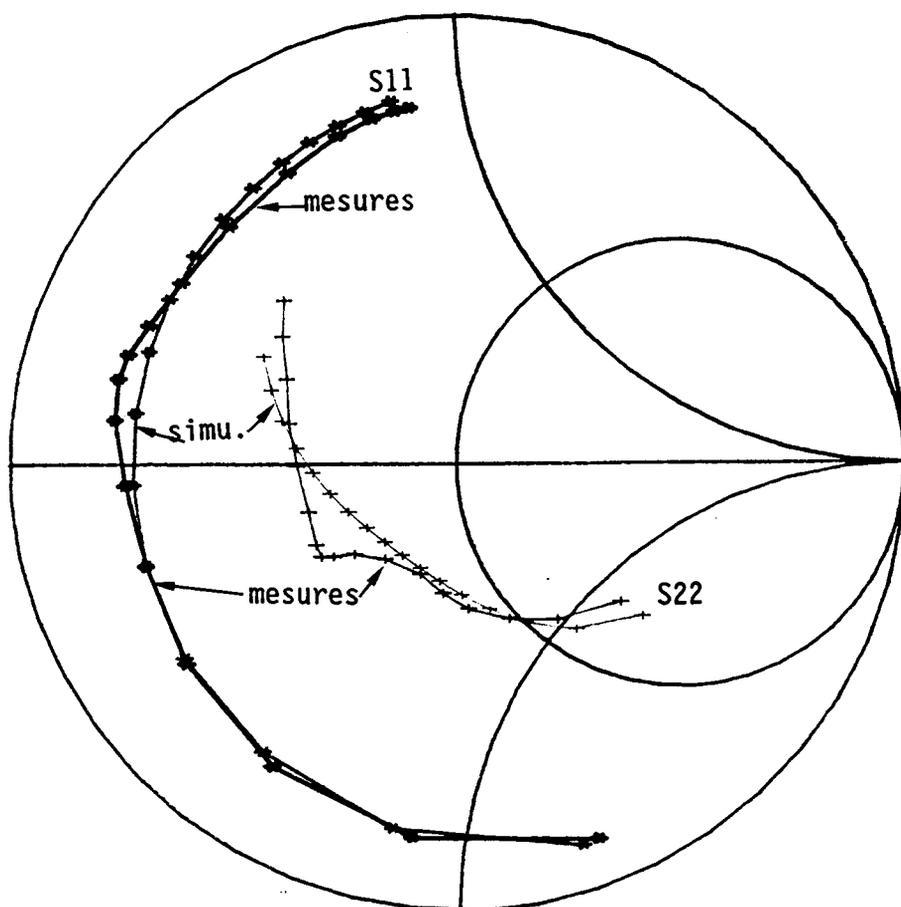
$V_{ds} = 5V$      $V_{gs} = -1V$ 

Figure III.64: Comparaison des paramètres [S] simulés avec le modèle et mesurés:  $S_{11}$  et  $S_{22}$  pour un TEC de  $600\mu m$  en filière hyper1 I2.

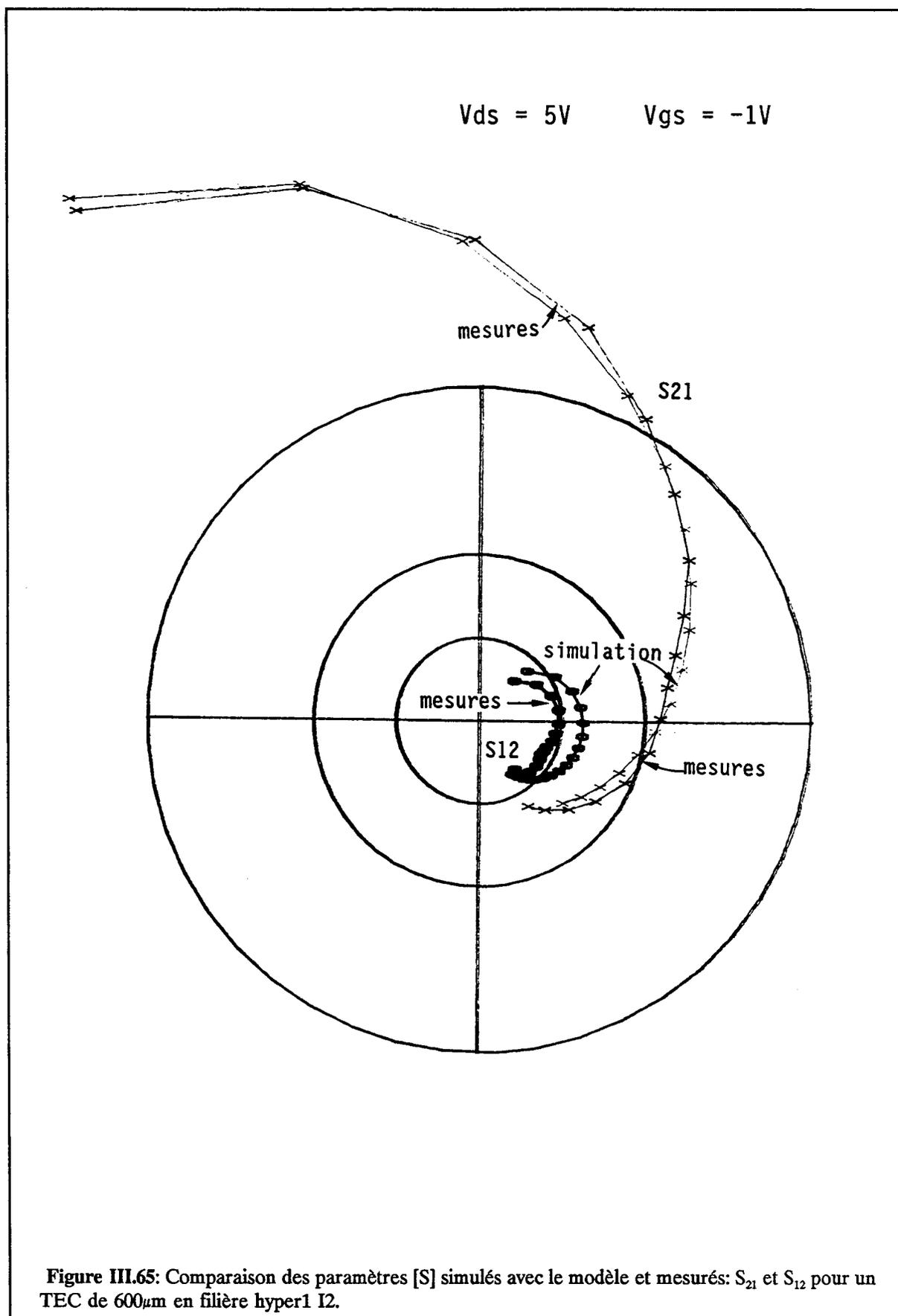
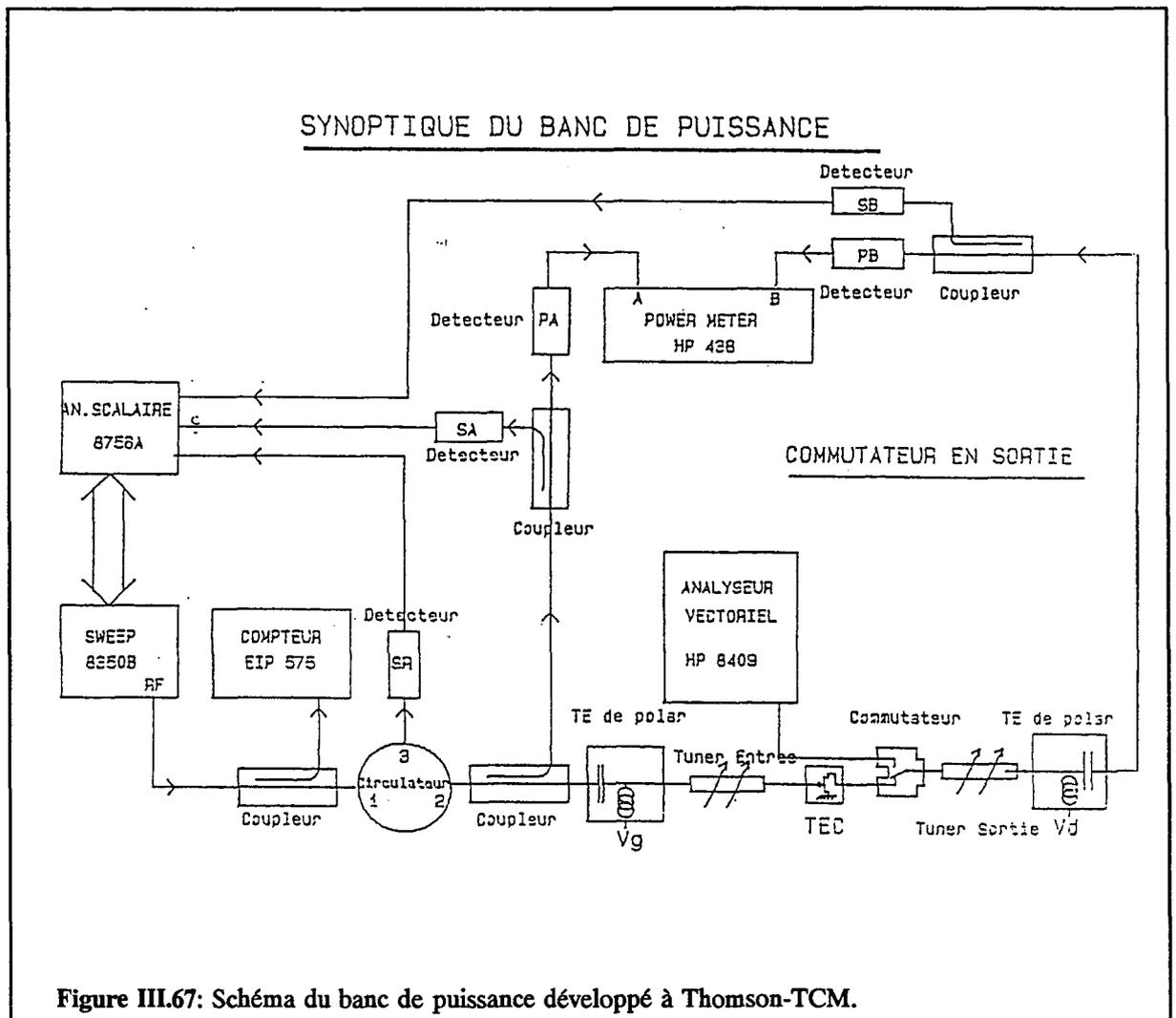


Figure III.65: Comparaison des paramètres [S] simulés avec le modèle et mesurés:  $S_{21}$  et  $S_{12}$  pour un TEC de  $600\mu m$  en filière hyper1 I2.

TEC de  $600\mu\text{m}$ , filière hyper1 I2,  $V_{ds}=6V$   $V_{gs}=-1V$

Eléments	$C_{gs}$ (fF)	$R_i$ ( $\Omega$ )	$C_{gd}$ (fF)	$G_m$ (mS)	$\tau$ (ps)	$C_{ds}$ (fF)	$R_{ds}$ ( $\Omega$ )
Mesures	730.0	3.0	104.0	62.10	7.48	169.0	190.0
Simulation	747.7	3.08	119.75	63.61	5.92	131.51	219.7

Table III.66: Comparaison des valeurs des éléments des schémas équivalents extraits des mesures de paramètres [S] et des simulations avec le modèle non linéaire.



### III.4.3 Validation du modèle en régime grand signal

Le modèle non linéaire défini plus spécifiquement pour un fonctionnement en amplification de puissance, est validé en grand signal en comparant les résultats de simulations à ceux obtenus en caractérisation de puissance du transistor. Le banc utilisé lors de cette caractérisation en puissance, et donc pour la validation du modèle grand signal va être décrit. D'autres méthodes de caractérisation grand signal existent et seront décrites dans le prochain chapitre.

#### III.4.3.1 Banc de puissance et de "load-pull"

Le banc de puissance utilisé (voir schéma figure III.67) permet d'effectuer la mesure de la courbe de compression d'un transistor après l'avoir adapté pour obtenir la puissance maximale, à l'aide d'adaptateurs passifs démontables à double transformation d'impédance (ou à "slugs"). Ce banc est couplé par l'intermédiaire d'un commutateur à un analyseur de réseaux vectoriels, ce qui permet la détermination de l'impédance présentée au drain du TEC pour la puissance maximale. Un montage du type bloc à colonnes est utilisé de préférence dans ce banc, afin d'obtenir la mesure de l'impédance de charge avec plus de précision: un grand nombre de transistors montés sur alumines peuvent être mesurés dans ces conditions, et ce montage permet de remonter de façon précise à l'impédance vue par la puce. Cependant, avec ce montage le développement de grille des transistors mesurés est limité par la dissipation thermique des alumines (<2W). On se limitera donc à des développements compris entre 500 $\mu$ m et 1200 $\mu$ m environ.

Les adaptateurs manuels ont été par la suite remplacés par des adaptateurs automatiques ("tuners") en bande étroite qui, une fois modélisés permettent:

- de rechercher l'impédance optimale à présenter au composant pour obtenir la puissance ajoutée maximale avec relevé de la courbe de compression correspondante, tout en tenant compte des pertes introduites par les tuners,

- de tracer dans le plan de charge sortie les contours d'impédances à gain constant (à 1 dB de compression) et puissance (à 1 dB de compression) constante de manière automatique (figure III.68). Dans ce dernier cas, les mesures de compression sont enregistrées pour différentes impédances complexes de charges de sortie, avec une adaptation fixe à l'entrée qui correspond à l'adaptation d'entrée pour l'optimum de gain en puissance petit signal. Cette mesure de contours était fastidieuse avec des adaptateurs manuels et moins précise (figure III.69). Le logiciel de gestion du banc de mesure permet d'acquérir toutes les données utiles: puissance d'entrée, de sortie, tensions et courants continus de grille et drain. On peut déduire de ces données d'autres données telles que: le gain, le rendement en puissance ajoutée.

#### III.4.3.2 Simulation en régime grand signal

Ces simulations ont été effectuées dans un premier temps sur le simulateur temporel CIRCEC, avec le régime de calcul TRANsitoire. Les sources de tensions ont la valeur déclarée en régime transitoire superposée à la valeur déclarée en régime continu.

Il s'agit de reproduire par un schéma électrique le banc de puissance décrit dans le paragraphe précédent. Le schéma le plus proche de la réalité utilise des selfs de choc et des capacités de découplage pour présenter les Tés de polarisations (figure III.70). Cependant, la simulation temporelle d'un tel schéma présente un temps d'établissement du régime permanent relativement long ( $\approx 20$  à  $30$  périodes) dû aux fortes valeurs des selfs de choc. C'est pourquoi, nous lui avons préféré un schéma plus simple (figure III.71): nous avons pour cela supposé que les Tés de polarisation du banc de puissance étaient parfaits, c'est à dire que la valeur de l'impédance de charge en sortie des TECs est indépendante des Tés employés. L'impédance de charge optimale en puissance mesurée à une fréquence est représentée par une résistance et une inductance parallèle. La tension continue de polarisation de drain est appliquée au transistor sans chute de tension à travers cette inductance de charge. Une inductance et une résistance série permettent la simulation de l'adaptation petit signal en entrée.

IMPACT G0702/R66-7 TA1469

FREQUENCE : 6 GHZ

COMPRESSION : 1 dB

VDS : 7.112 V  
VGS : -1.20009 V

Decalages:

Entree : -140 mic  
Sortie : -140 mic

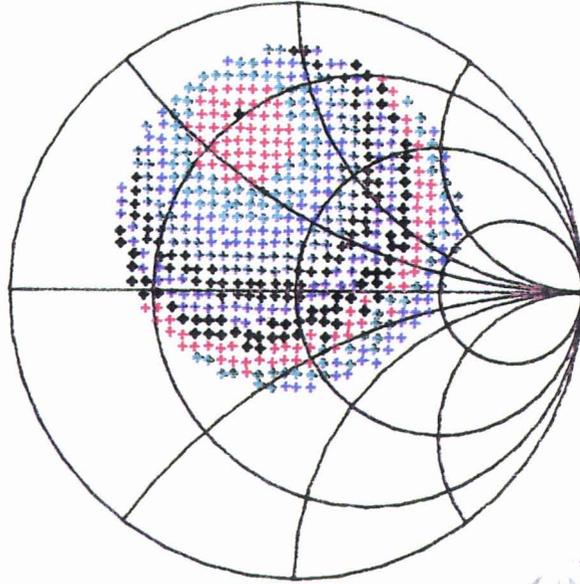
Impedance d'entree:

Ro : .747 (ln)  
Phi : 148.5 (deg)

CONTOURS DE GAIN (dB)

9.86 < Gain < 10.36  
9.36 < Gain < 9.86  
8.86 < Gain < 9.36  
8.36 < Gain < 8.86  
7.86 < Gain < 8.36  
7.36 < Gain < 7.86  
6.86 < Gain < 7.36  
6.36 < Gain < 6.86  
5.86 < Gain < 6.36  
5.36 < Gain < 5.86  
4.86 < Gain < 5.36  
4.36 < Gain < 4.86

Gmax : 10.36 dB  
Ro : .642 (ln)  
Phi : 108.32 (deg)  
Ide : 114.057 mA  
IGe : -1.66 mA



CONTOURS DE POUT (dBm)

25.44 < Pout < 25.94  
24.94 < Pout < 25.44  
24.44 < Pout < 24.94  
23.94 < Pout < 24.44  
23.44 < Pout < 23.94  
22.94 < Pout < 23.44  
22.44 < Pout < 22.94  
21.94 < Pout < 22.44  
21.44 < Pout < 21.94  
20.94 < Pout < 21.44  
20.44 < Pout < 20.94  
19.94 < Pout < 20.44  
19.44 < Pout < 19.94  
18.94 < Pout < 19.44

Pmax : 25.94 dBm  
Ro : .293 (ln)  
Phi : 136.45 (deg)  
Ide : 134.699 mA  
IGe : -.467 mA

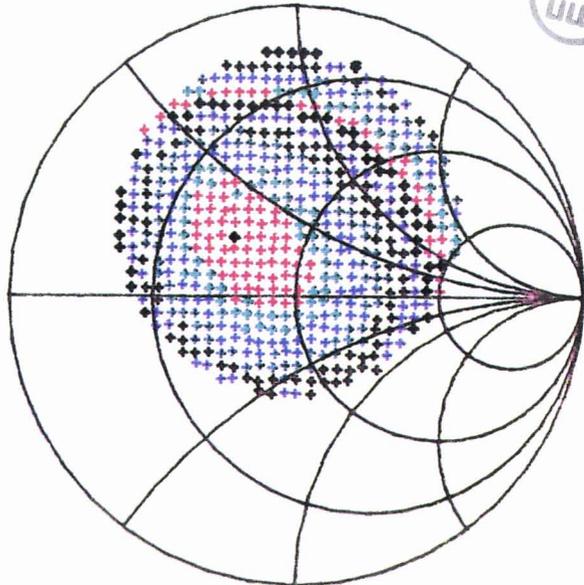
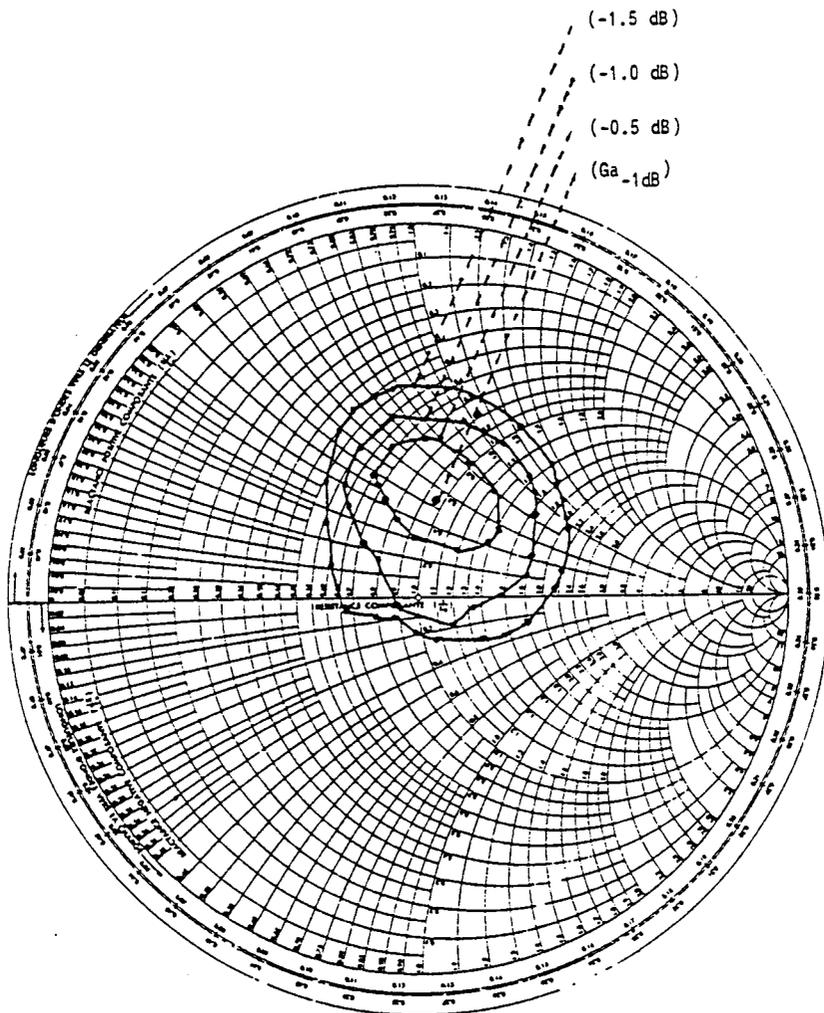


Figure III.68: Contours d'impédances dans le plan de la charge de sortie à gain et puissance au dB de compression constant, pour un TEC de 900 $\mu$ m (6x150 $\mu$ m) filière hyper1 I2 (TA1469 IMPACT G0702 R66-7). Mesures en automatique.



Courbes iso-gain ("Load pull")  
 TEC : 4 x 150 $\mu$ m Fréquence : 6GHz  
 $P_{in} = P_{S_{-1dB}} / G_{a_{-1dB}}$

Figure III.69: Contours d'impédances iso-gains pour un TEC de 600 $\mu$ m, filière hyper1 I2, mesurés avec des *slugs* manuels. Référence du transistor: TRA1 AMPLEN H4204 R15.

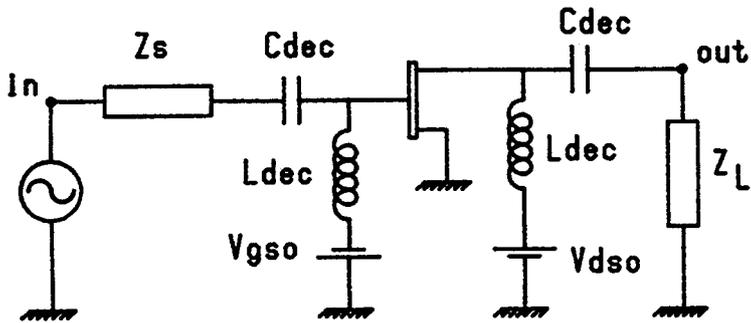


Figure III.70: Schéma électrique pour la simulation de la mesure en puissance d'un transistor.

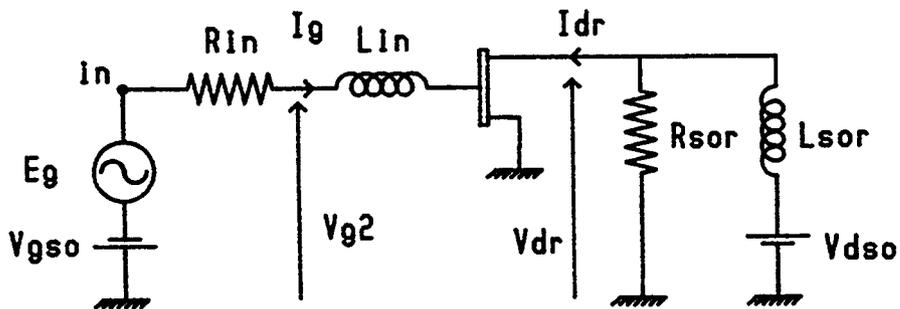


Figure III.71: Schéma électrique utilisé dans nos simulations grand signal.

Avec un tel schéma, quelques périodes suffisent pour l'établissement du régime permanent. La qualité des résultats en simulation dépend ensuite des pas de calcul choisis: le pas de calcul maximum HMAX sera fixé à la moitié de la plus petite constante de temps du circuit, et le pas de sortie HS des résultats qui est le pas d'échantillonnage de la transformée de Fourier sera tel que le nombre d'échantillons pendant la durée d'analyse (1 ou 2 périodes) soit de l'ordre de 512 points ( $2^9$  ou plus). Nous avons en effet effectué des tests de cette transformée de Fourier et avons trouvé que le nombre d'échantillons à considérer dans CIRCEC pour obtenir des résultats précis devait être supérieur à  $2^9$ . L'analyse des transformées de Fourier des tensions complexes  $V_{g_2}$  et  $V_{dr}$ , ainsi que celles des courant complexes  $I_g$  et  $I_d$  permet le calcul de:

- la puissance maximale disponible du générateur:

$$P_{IN} = \frac{\|V_{g_2}\|^2}{8 R_{in}} \quad \text{avec } R_{in} \neq 50 \Omega \quad (\text{III.14})$$

- la puissance délivrée à la charge:

$$P_{OUT} = \frac{\|V_{dr}\|^2}{2 R_{SOR}} \quad (\text{III.15})$$

- le gain transducique:

$$G_T = P_{OUT} / P_{IN} \quad (\text{III.16})$$

Pour simuler des contours d'impédance, il suffit de simuler la courbe de compression en puissance pour différentes impédances de charge de sortie qui sont transcrites par un programme en réseau parallèle résistance-self. Nous avons écrit une procédure pour lancer successivement les calculs pour différentes impédances de chacun des points des courbes de compression. Un résultat de ces simulations est présenté en figure III.72. Un programme permet le traitement de ces données et calcule les puissances d'entrée et de sortie en régime permanent, ainsi que le gain en puissance, en appliquant les formules suivantes, qui s'affranchissent des valeurs de  $R_{in}$  et  $R_{sor}$ :

$$P_{IN}(\omega_i) = \text{Re}\{V_{g_2}(\omega_i) I_g^*(\omega_i)\} / 2 \quad (\text{III.17})$$

$$P_{OUT}(\omega_i) = \text{Re}\{V_{dr}(\omega_i) I_{dr}^*(\omega_i)\} / 2 \quad (\text{III.18})$$

où  $\text{Re}$  symbolise la partie réelle d'un nombre complexe, et  $\omega_i$  la pulsation fréquentielle de l'harmonique  $i$ . Remarquons que ces formulations restent valables dans le cas de l'utilisation d'un simulateur de type "harmonic balance".

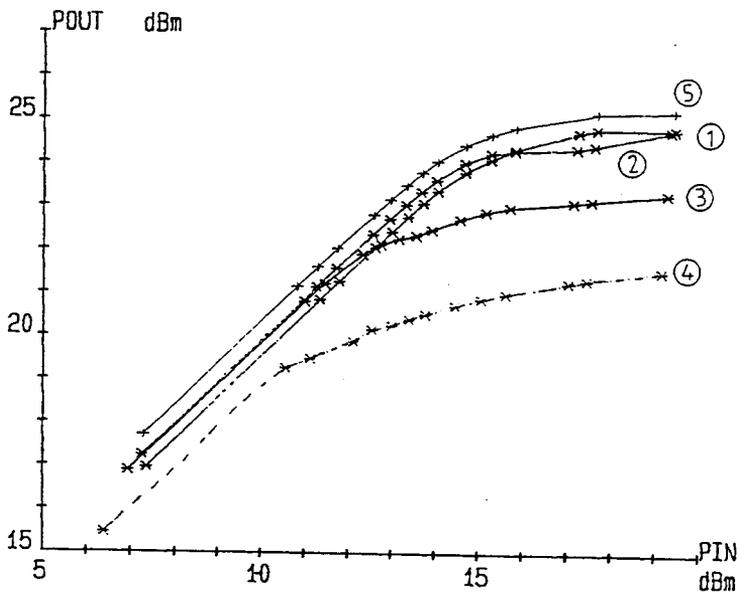
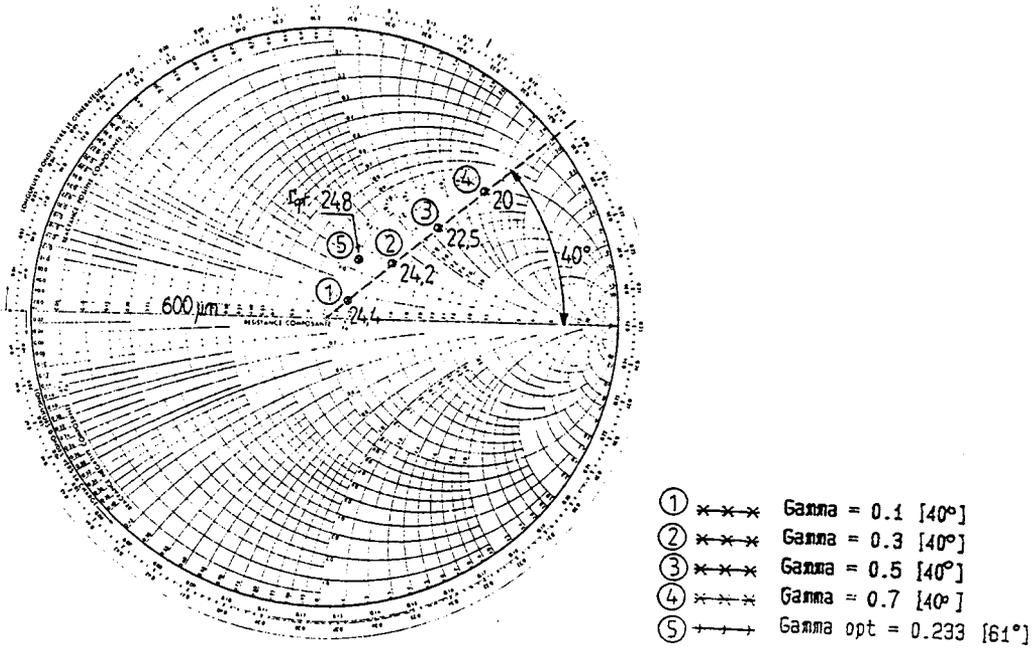


Figure III.72: Simulations de courbes de compression pour différentes impédances de charge à 6GHz (modèle d'un TEC de 600 $\mu$ m filière hyper1 I2 utilisé).

### \* résultats de simulations:

Les formules (III.17) et (III.18) permettent d'évaluer l'évolution des puissances de sorties et de gain en puissance aux différentes harmoniques. La figure III.73 présente les résultats simulés avec les schémas III.71. Les courbes obtenues aux harmoniques 2 et 3 sont similaires à celles obtenues par des mesures et des simulations [26].

Les simulateurs temporels (et "harmonic balance") permettent l'édition des formes d'ondes des tensions et courants de grille et de drain. La figure III.74 montre les formes d'ondes des tensions et courants de grille et de drain pour la simulation à 6 GHz du schéma III.71 et une puissance d'entrée de 16,8 dBm. Ces formes d'ondes ressemblent à celles obtenues par mesures par Sechi [25].

### \* Comparaison de deux simulateurs

La validité des simulations peut être confirmée en comparant les résultats de simulation d'un même schéma (figure III.71) avec un même modèle sur deux simulateurs de type différent: CIRCEC et LISA programme fondé sur la méthode "harmonic balance" et développé par l'IRCOM de Limoges. Le modèle utilisé pour cette comparaison ne comprend que trois non linéarités:  $I_{gs}$ ,  $I_{gd}$ ,  $I_{ds}$ , car la description de la capacité non linéaire  $C_{gs}$  à 2 variables pose un problème dans les simulateurs du type "harmonic balance". La capacité  $C_{gs}$  a donc été fixée à sa valeur petit signal (0,85 fF) et le retard  $\tau$  mis à zéro. Le tableau III.75 résume les résultats de ces simulations pour différentes amplitudes du générateur hyperfréquence. L'amplitude  $V_{g_2}$  de ce générateur égale à 1,8 correspond à une compression du gain en puissance d'environ 2,7 dB. Les résultats de simulations avec ce modèle dans LISA et CIRCEC sont presque identiques, les temps de calcul aussi quand le TEC est fortement saturé en puissance. Notons que le modèle est programmé en fortran dans LISA (expressions principales et leurs dérivées) alors qu'il est écrit en langage externe dans CIRCEC et donc interprété.

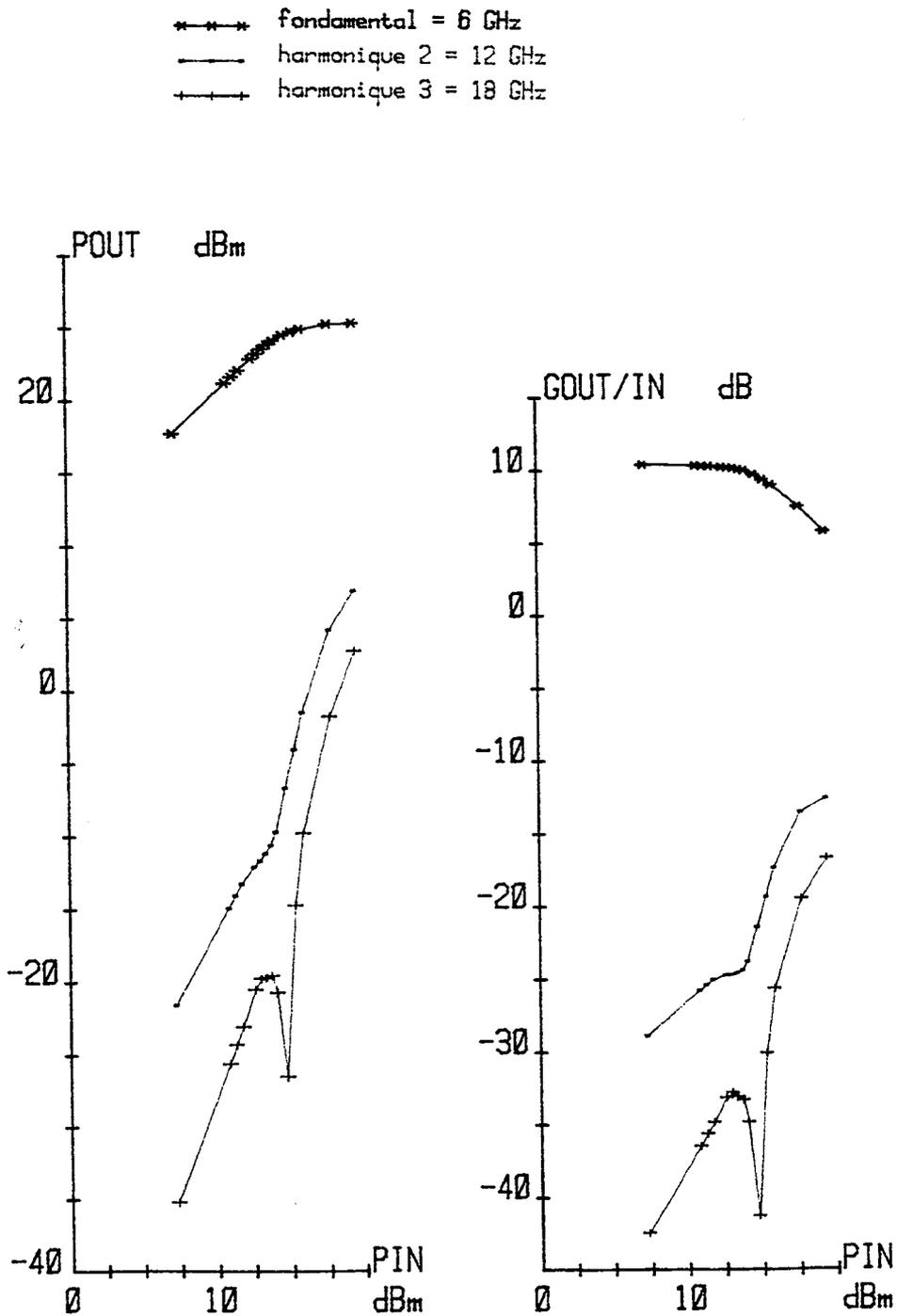
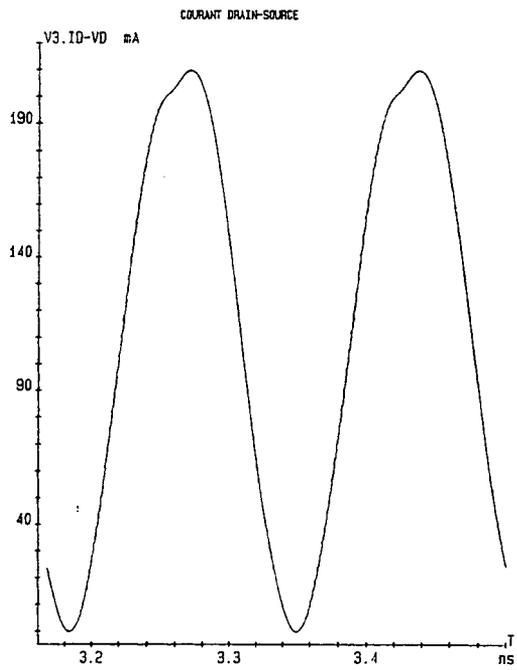


Figure III.73: Simulations au trois premiers harmoniques obtenues avec le schéma III.71.



Courant sur la grille et courant drain-source du tec modelise simule avec son entree adaptee et sa charge optimale en puissance a 6 GHz ( R et L en // ). Gamma charge = 0.233 [B1]  
 FREQUENCE = 6 GHz  
 P entree = 16.8 dBm ( 47.8 mW ) . P sortie = 25 dBm ( 322 mW )

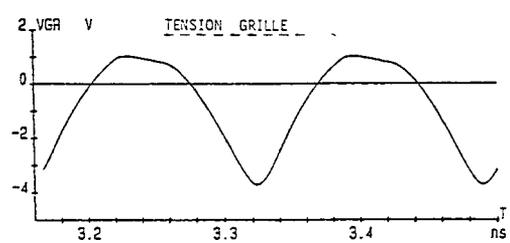
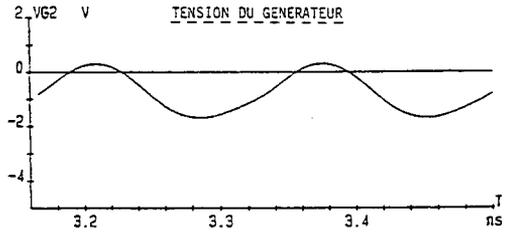
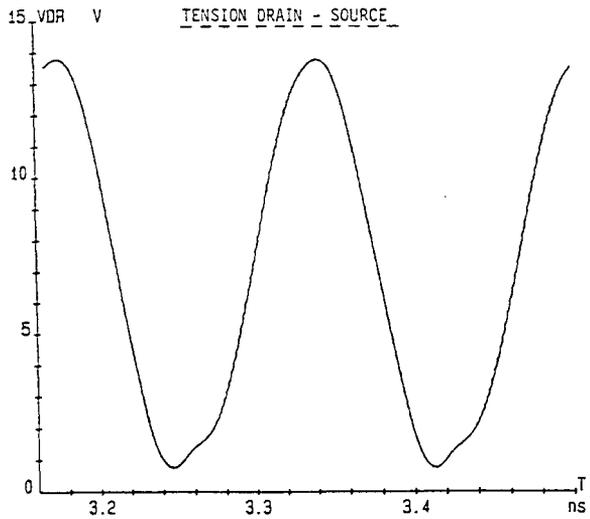
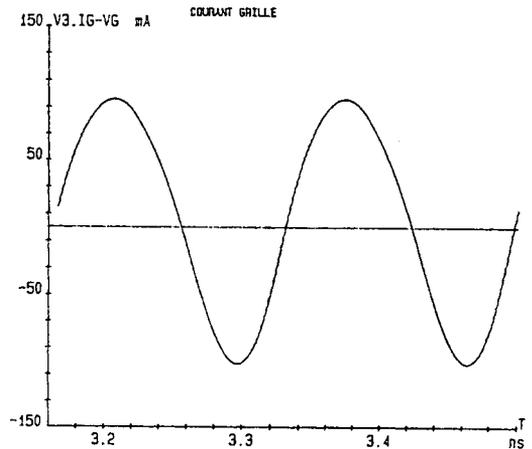


Figure III.74: Formes d'ondes des tensions et des courants grille et drain obtenues par simulation du schéma III.71, pour une puissance d'entrée de 16,8dBm, à 6GHz.

AMPLITUDE DU GENERATEUR H.F	P <sub>IN</sub> EN MW		P <sub>OUT(1)</sub> EN MW		P <sub>OUT(2)</sub> EN MW		P <sub>OUT(3)</sub> EN MW	
	CIRCEC	LISA	CIRCEC	LISA	CIRCEC	LISA	CIRCEC	LISA
0.5	3.58	3.58	43.15	43.2	0.030	0.030	0.00	0.
1.8	46.44	46.41	303.9	304.	0.772	0.781	1.089	1.10

$$\frac{\Delta P}{P_{\text{MOY}}} < 0.7\%$$

$$\frac{\Delta P}{P_{\text{MOY}}} < 0.1\%$$

$$\frac{\Delta P}{P_{\text{MOY}}} < 1.2\%$$

$$\frac{\Delta P}{P} < 1\%$$

Table III.75: Comparaison de simulations CIRCEC - LISA du schéma III.71 .

### III.4.3.3 Comparaison simulations-mesures de puissance

Les procédures de simulations non linéaires et les mesures de puissance ont été décrites précédemment. Les figures III.76 et III.77 montrent la comparaison de ces simulations avec les mesures de plusieurs TECs issus de deux plaques de deux lots différents, dans les mêmes conditions de polarisations et de charges à 6 GHz. Une différence de l'ordre de 1 dB entre la puissance de sortie au dB de compression simulée et mesurée est constatée, alors que le gain en puissance simulée est en bon accord avec le gain mesuré (0,2 à 0,3 dB d'écart).

La figure III.78 montre la comparaison des courbes de compression mesurées et simulées dans MNS (Hewlett Packard) avec l'expression en courant Ids de TAJIMA et la notre sur un TEC hyper P0 (8x75µm). Les deux modèles utilisés comprennent les non linéarités d'avalanche et de courant diode Schottky en direct. La capacité Cgs et le retard  $\tau$  sont fixés à leur valeur petit signal. L'accord en régime linéaire entre les simulations et les mesures est bon, cependant en début du régime non linéaire, on peut observer un écart de 0,5 dB.

COMPARAISON DES MESURES DE COMPRESSION DU GAIN EN PUISSANCE  
A 1 dB ET DE LA SIMULATION PAR CIRCEC DU MODELE A 6 GHz :

MESURES :

AMPLEN H4204 R15(Ø) TRA1 ( 600  $\mu\text{m}$  / 1  $\mu\text{m}$  / 250 KeV )

$V_{ds} = 6.95 \text{ V}$  /  $V_{gs} = -0.65 \text{ V}$  /  $I_{ds} = 89.8 \text{ mA}$  /  $\Gamma_L = 0.233 \angle 61^\circ$

SIMULATION :

$V_{ds} = 7 \text{ V}$  /  $V_{gs} = -0.7 \text{ V}$  /  $I_{ds} = 95 \text{ mA}$

Entree adaptee /  $\Gamma_{charge} = 0.233 \angle 61^\circ$

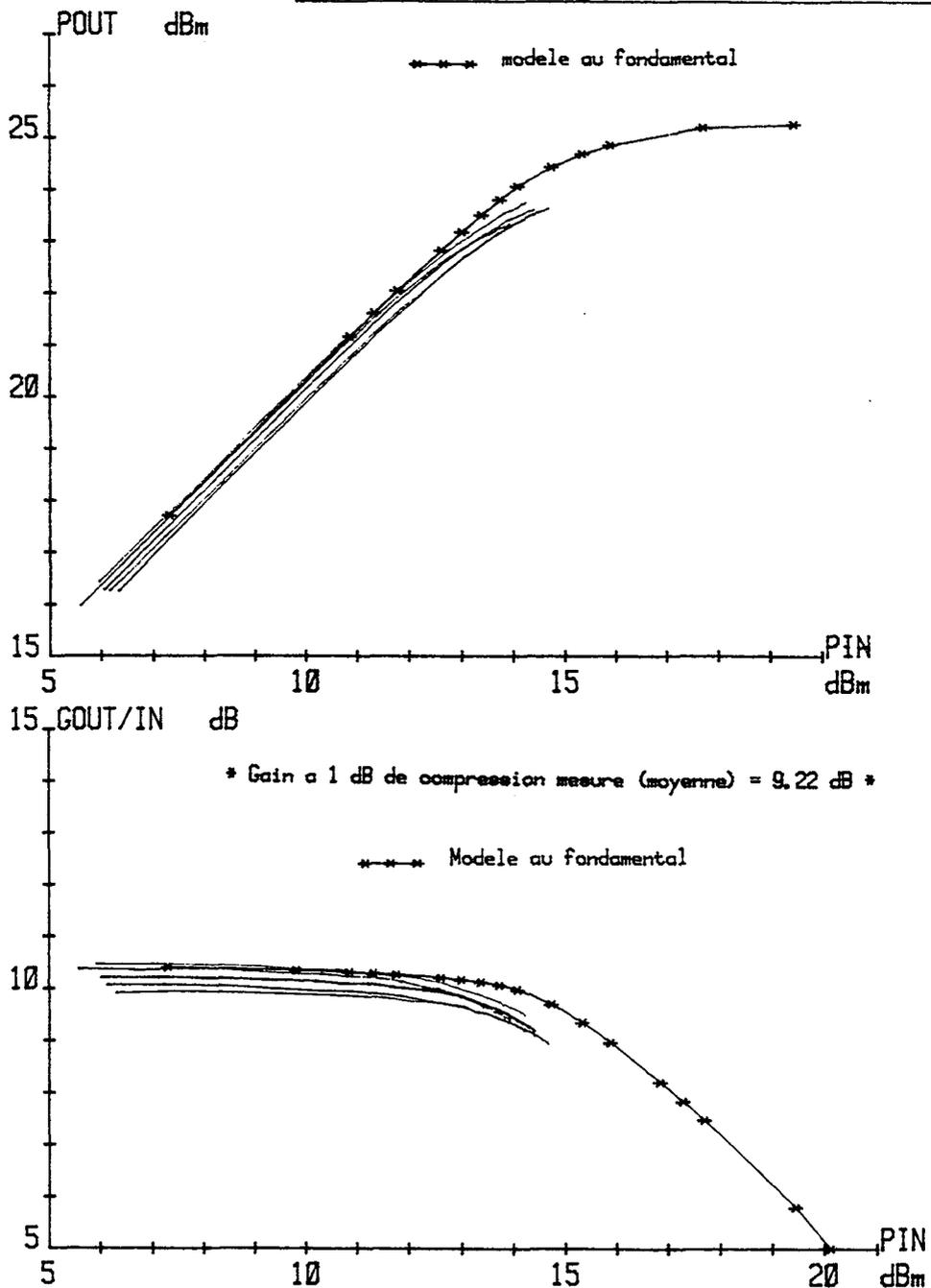


Figure III.76: Comparaison simulation avec les mesures de cinq transistors en puissance (AMPLEN H4204 R15, TRA1, TEC de 600 $\mu\text{m}$  en filière hyper1 I2).

COMPARAISON DES MESURES DE SATURATION EN PUISSANCE A 1 DB  
ET DE LA SIMULATION PAR CIRCEC DU MODELE A 6 GHz.

MESURES :

AMPLEC H3312 R14(Ø) AC43 ( 600 µm / 1 µm / 250 KeV )

SITES 2\*1 / 4\*1 / 3\*2 / 4\*2 / 3\*3

VDS = 7.0V / VGS = -0.81V / ID = 107.2 mA /  $\rho = 0.266$  [73.3]

SIMULATION :

VDS = 7V / VGS = -0.7V / ID = 105 mA / ENTREE ADAPTEE

charge = 0.233 [ 61 ]

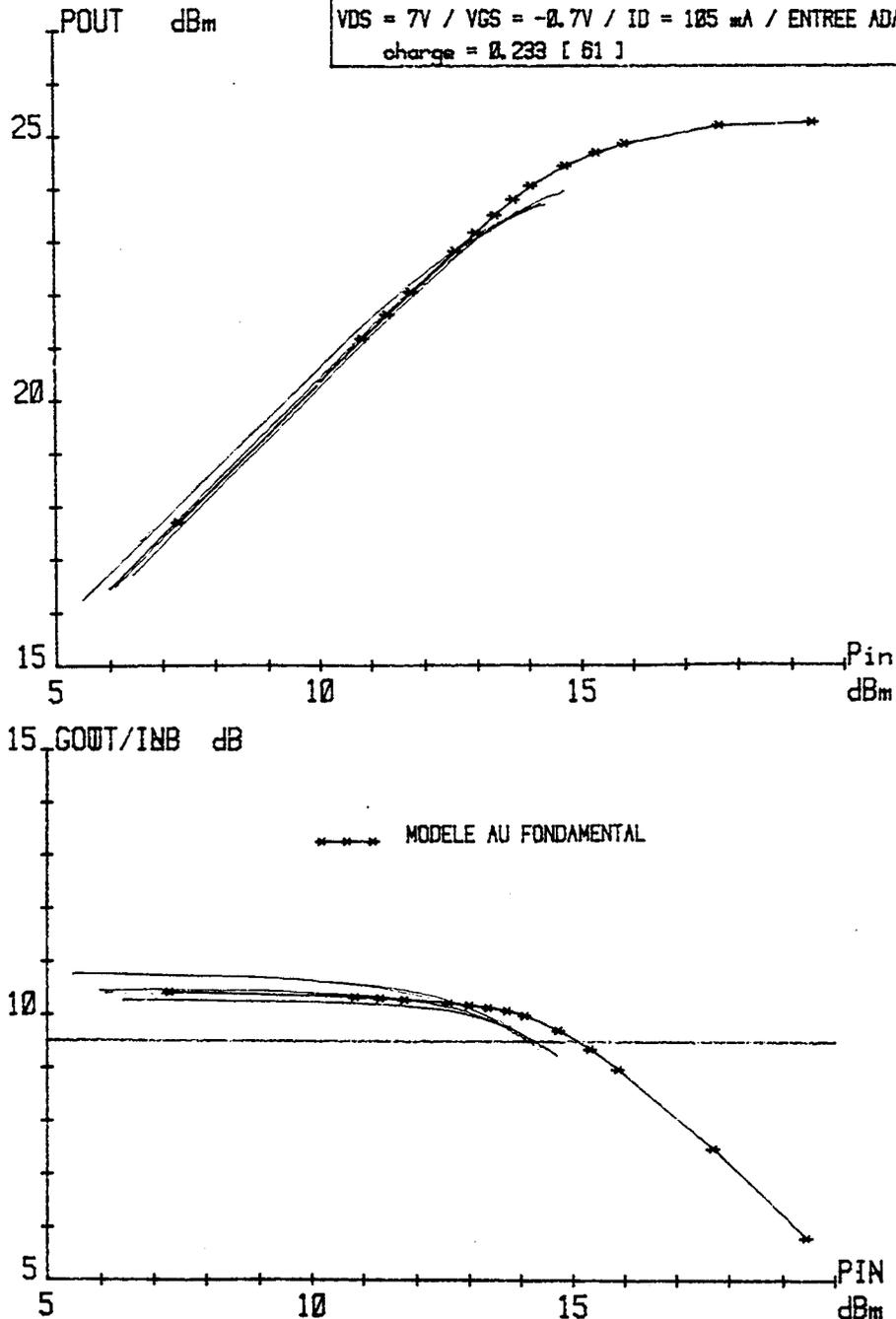


Figure III.77: Comparaison simulation et mesures de puissance de transistors de 600µm, filière hyper1 I2, sur un lot différent de celui utilisé pour la détermination des éléments du modèle non linéaire.

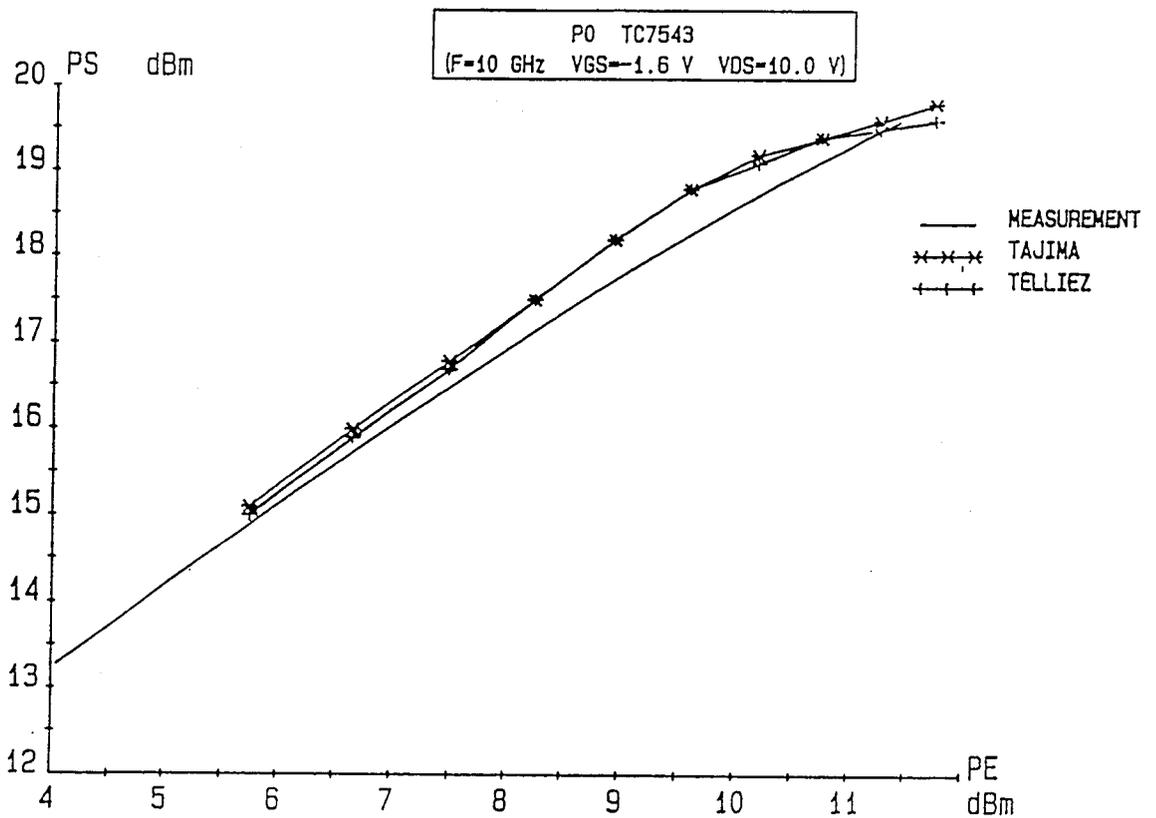


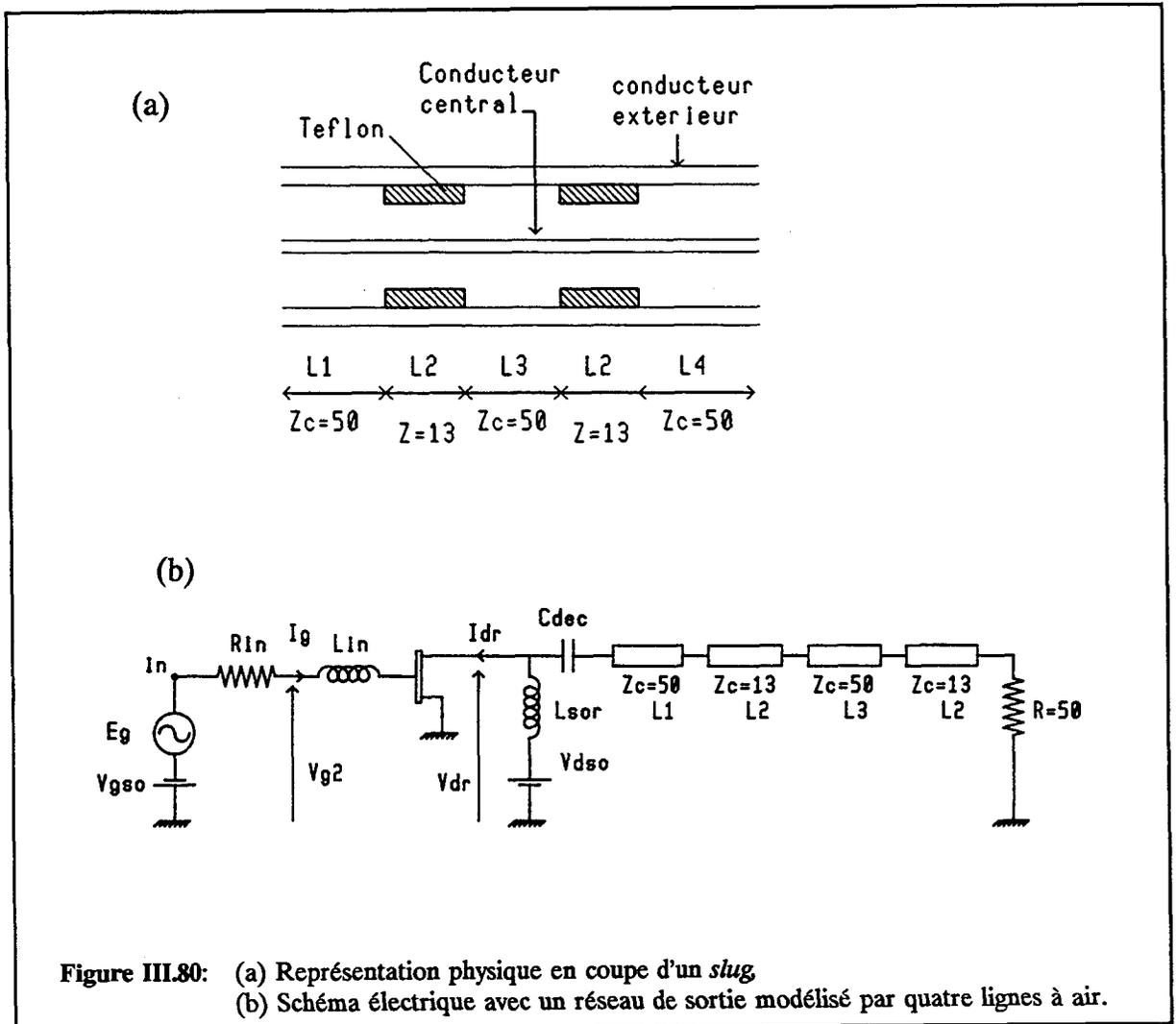
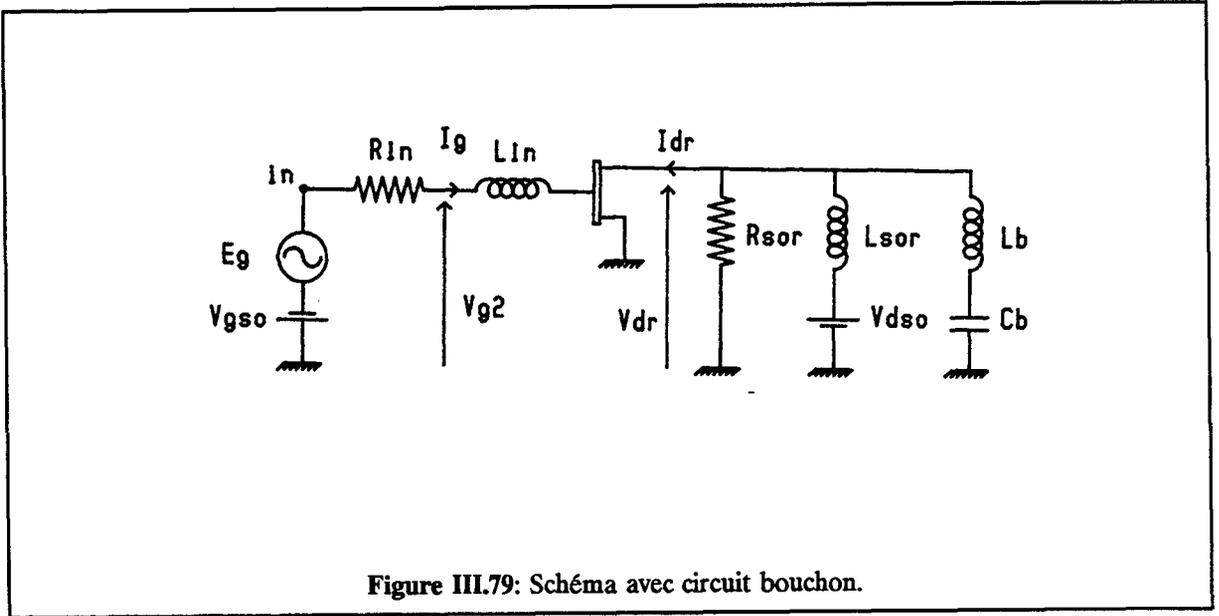
Figure III.78: Comparaison mesures de puissance - simulations (avec MNS) d'un transistor de 8 doigts de  $75\mu\text{m}$ , filière hyper P0.

### III.4.3.4 Discussion de la méthode de validation grand signal

La méthode choisie de validation de notre modèle correspond à son utilisation dans la simulation d'un amplificateur de classe A. Pour des simulations d'autres fonctions non linéaires telles que les mélangeurs, ou les commutateurs de puissance, le modèle considéré subirait des modifications, et des validations complémentaires seraient dans tous les cas à envisager.

En ce qui concerne la validation de modèles non linéaire pour amplification de puissance, de nombreuses publications font état de comparaison entre simulations grand signal et caractérisation en puissance: *load-pull*, [S] grand signal,... (voir chapitre 2). HWANG & al [18] ont réalisé des cellules de TECs préadaptés en technologie monolithique à 11 GHz. Leur réseau contenait, outre les TECs préadaptés, les réseaux de sortie, et d'entrée seuls, ainsi qu'un transistor de test. De cette façon, ils ont pu simuler et rétro-simuler leurs cellules de TECs préadaptés de façon précise en grand signal: les impédances présentées au TEC sont bien déterminées par la mesure des paramètres [S] sous pointes de ces différents motifs de test. Dans nos simulations grand signal visant à représenter la caractérisation en puissance du transistor, la charge présentée au drain du transistor est identique à tous les harmoniques du signal, soit encore égale à la charge complexe de sortie mesurée au fondamental. L'impédance présentée par les adaptateurs manuels à slugs aux harmoniques n'est pas mesurée; elle n'est pas nécessairement a fortiori, la charge optimale à présenter aux harmoniques supérieurs ( $\omega_i$ ,  $i > 1$ ). C'est pourquoi, nous avons simulé deux autres schémas pour évaluer la sensibilité des résultats des mesures de puissance avec les impédances présentées aux harmoniques supérieurs:

- Le schéma de notre validation (figure III.71) dans lequel un circuit résonnant parallèle (L-C série) a été ajouté en sortie (figure III.79). Ce circuit bouchon court-circuite l'harmonique du second rang, et présente un circuit ouvert au fondamental et aux autres harmoniques ( $\omega_i$ ,  $i \neq 2$ ).



- Dans le deuxième schéma, l'impédance de sortie synthétisée lors des mesures à l'aide des adaptateurs à double "slug" est modélisée par quatre lignes à air en série chargés par une charge de  $50 \Omega$  (figure III.80). En effet, l'adaptateur manuel est constitué d'un câble coaxial en laiton doré d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  dans lequel deux bagues coulissantes (ou *slug*) sont insérées. Ces *slugs* permettent ainsi de faire varier le diamètre extérieur du coaxial localement (figure III.80.a). La transformation d'impédance complexe est réalisée en bougeant simultanément et séparément les deux *slugs*, donc en faisant varier les longueurs des tronçons de coaxial  $50 \Omega$ . Les *slugs* utilisés présentent une impédance caractéristique de  $13 \Omega$  et une longueur égale au quart de la longueur d'onde à  $6,8\text{GHz}$  (soit  $L = 11,029\text{mm}$ ). Une capacité de découplage de  $20 \text{pF}$  et une self de choc de  $20 \text{nH}$  permettent de polariser le TEC et complètent le réseau des 4 lignes à air en série. Les valeurs de ces éléments de découplage ont été choisies en tenant compte de leur constante de temps. Les longueurs des lignes d'impédance caractéristique  $50\Omega$  ont été déterminées par optimisation linéaire dans ESOPE: le réseau de sortie y compris les éléments de découplages présente l'impédance optimale en puissance à  $6 \text{GHz}$  ( $\Gamma_{\text{opt}} : \text{module} = 0,233$ ;  $\text{phase} = 61^\circ$ ).

La figure III.81 présente l'évolution des impédances présentées au drain du TEC par ces trois réseaux en fréquence de  $2 \text{GHz}$  à  $18 \text{GHz}$  (figure III.71, III.79 et III.80b). Notons que l'adaptateur à *slug* ne présente ni un court-circuit, ni un circuit ouvert, mais une impédance quelconque à  $12 \text{GHz}$ . Les résultats de simulations non linéaires de ces trois réseaux ne présentent pas de différences (figure III.82 à 84) et valident ainsi une modélisation initiale de la caractérisation en puissance du TEC modélisé.

**Remarque:** La simulation en régime transitoire dans CIRCEC des lignes à air ne s'est pas révélée aisée: des problèmes de convergence apparaissent pour certains niveaux d'entrée avec un pas de calcul donné. Le temps d'établissement du régime permanent dû aux quatre lignes a été évalué à  $2,5 \text{ns}$ :

$$\begin{aligned} \tau_r &= 2 \times 10 \times 4 \times 33 \text{ ps} && \text{(III.21) [19]} \\ &\downarrow \downarrow \downarrow 14 \text{ lignes} \approx \text{d'environ } 1 \text{ cm.} \\ &\downarrow \downarrow \\ &\downarrow \text{ réflexions} \\ &\downarrow \\ &\text{aller et retour} \end{aligned}$$

Comparaison de simulations CIRCEC de la charge optimale en puissance mesurée sur le banc de puissance : lieux des coefficients de réflexion présentés par la charge simulée en fonction de la fréquence.

$\Gamma_{\text{opt}} = 0.2334 \angle 61^\circ$  à 6 GHz

fréquences : 2 GHz à 18 GHz  
par pas de 0.5 GHz

DIFFÉRENTES FAÇONS DE SIMULER  
LA CHARGE PRÉSENTÉE AU TEC :

a/ Résistance et self en //  
R charge = 67.73 ohms  
L charge = 4.161 nH

b/ Résistance et self en //  
à la masse avec LC série  
résonant à 12 GHz en // :  
R // = 67.73 ohms  
L // = 3.594 nH  
L sh2 = 8.8 nH  
C sh2 = 0.02 pF

c/ 4 lignes à air séries et  
une capacité de découplage  
et une self de choc (pour la  
polarisation du drain) :

L1 = 14.55 mm Z = 50 ohms  
L2 = 11.029 mm Z = 13 ohms  
L3 = 0.9706 mm Z = 50 ohms  
L4 = 11.029 mm Z = 13 ohms  
Cdec = 20 pF  
Lchoc = 20 nH

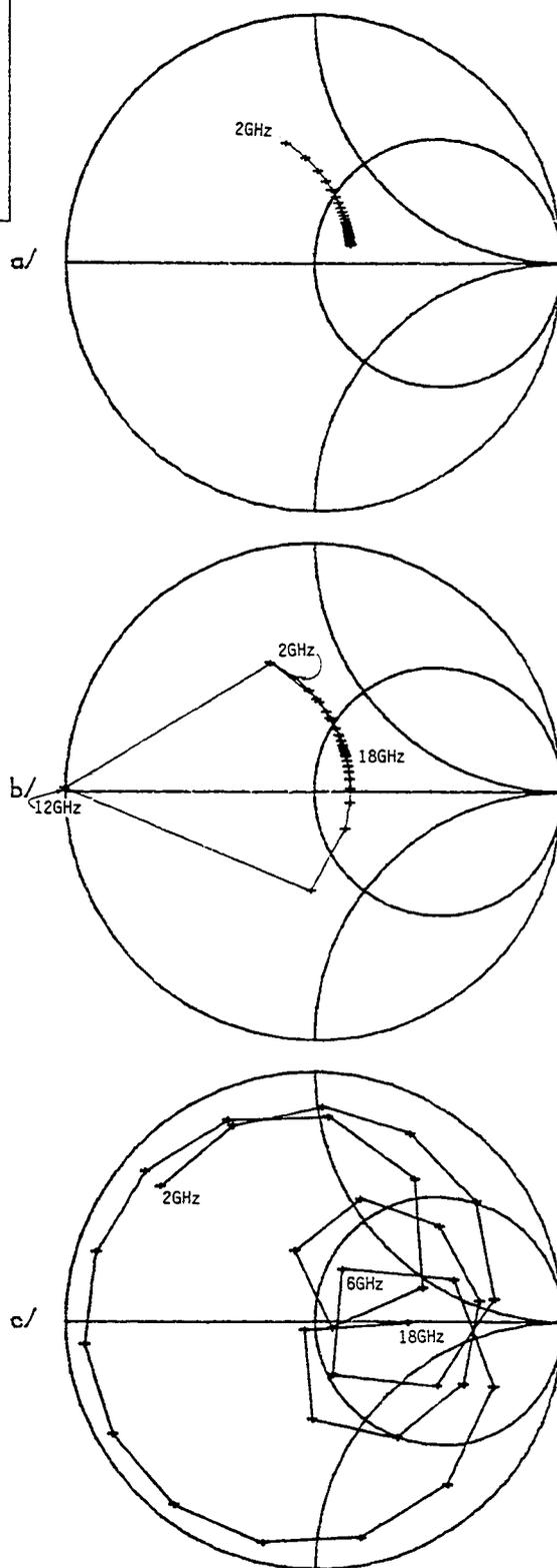


Figure III.81: Comparaison des évolutions en fréquence des 3 réseaux simulés.

COMPARAISONS DE SIMULATIONS CIRCEC DE LA CHARGE OPTIMALE  
 EN PUISSANCE MESUREE SUR LE BANC DE PUISSANCE AVEC UN SLUG :  
 - adaptation d'entree + TEC modelisee + charge  
 -  $Y_{charge} = (14.77 - j 6.37) \cdot 10^{-3}$   
 FREQUENCE DU FONDAMENTAL = 6 GHz

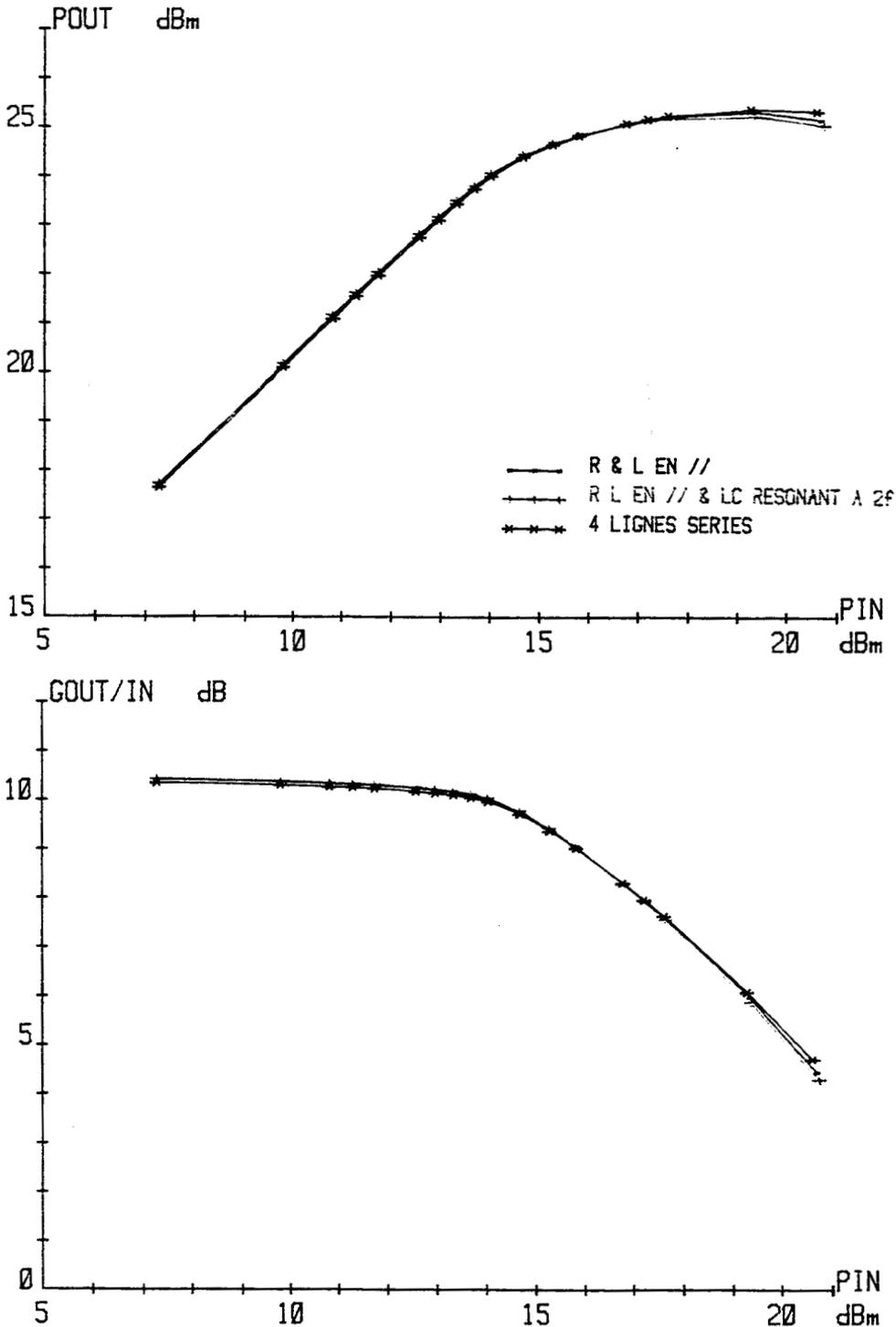


Figure III.82: Simulations non linéaires des trois schémas à 6GHz - Courbes de compression de la puissance et du gain (sommées des 10 premiers harmoniques).

COMPARAISONS DE SIMULATIONS CIRCEC DE LA CHARGE OPTIMALE  
 EN PUISSANCE MESUREE SUR LE BANC DE PUISSANCE AVEC UN SLUG :  
 adaptation d'entree + tec modelisee + charge  
 $Y_{charge} = (14.77 - j 6.37) \cdot 10^{-03}$   
 FREQUENCE = 6 GHz

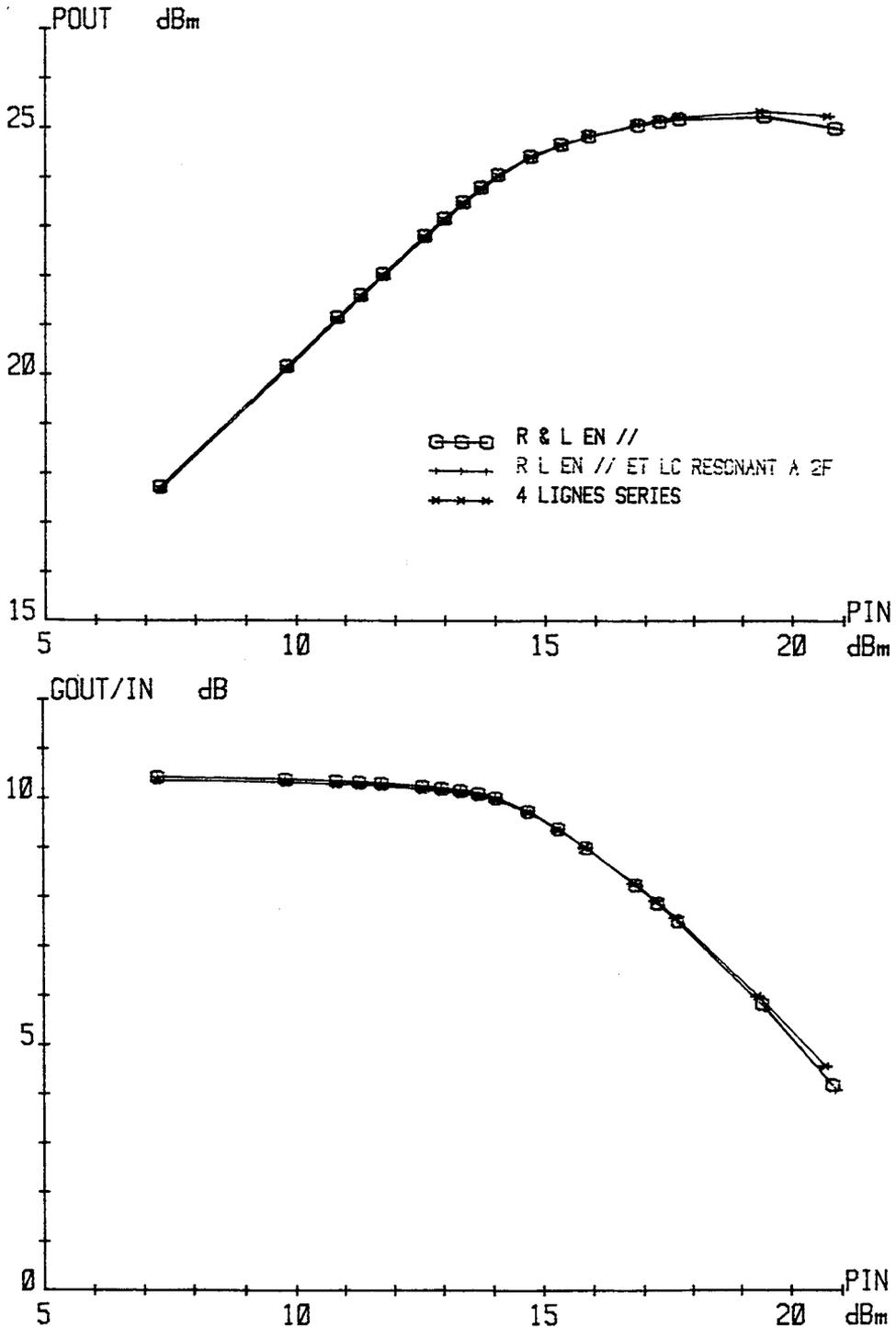
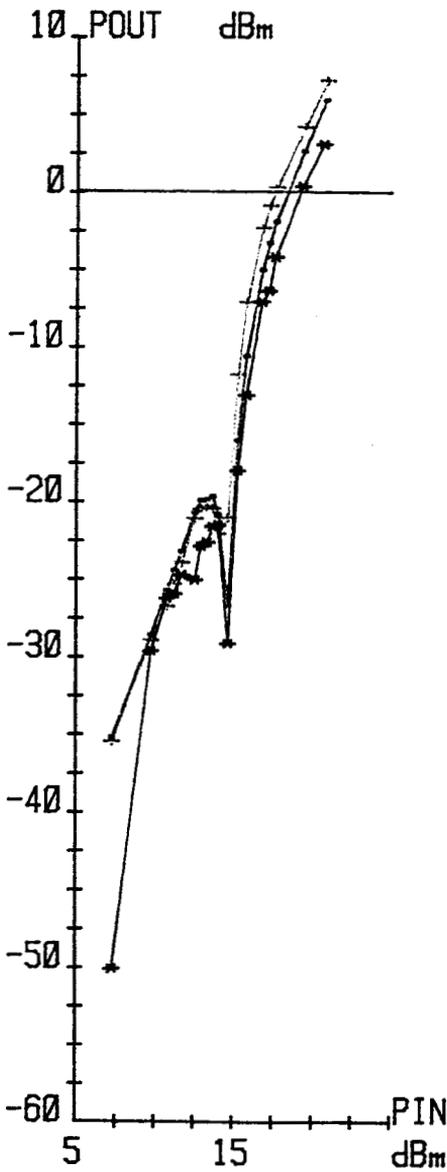


Figure III.83: Simulation non linéaire des trois schémas électriques: évolution du gain et de la puissance au fondamental en fonction de la puissance d'entrée.

COMPARAISONS DE SIMULATIONS CIRCEC DE LA CHARGE OPTIMALE  
 EN PUISSANCE MESUREE SUR LE BANC DE PUISSANCE AVEC UN SLUG :  
 adaptation d'entree + tec modelise + charge  
 $Y_{charge} = (14.77 - j 6.37) \cdot 10^{-3}$   
 FREQUENCE = 6 GHz

COURBES DE SATURATION EN PUISSANCE AUX HARMONIQUES 2 ET 3

\* HARMONIQUE 3 \*



— R & L EN //  
 - - - R L EN // ET LC resonant a 2f  
 \* \* \* 4 LIGNES SERIES

\* HARMONIQUE 2 \*

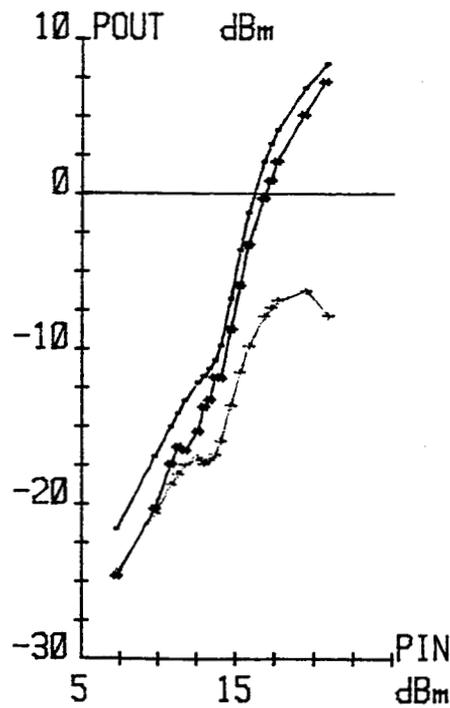


Figure III.84: Simulation non linéaire des trois schémas électriques. Evolution des puissances de sortie aux harmoniques 2 et 3 en fonction de la puissance d'entrée.

## III.5 Limitations et domaine de validité du modèle

Les principales limitations du modèle grand signal défini proviennent des moyens de caractérisation des non linéarités choisies, des expressions empiriques choisies pour approximer les mesures et des simplifications du schéma pour une utilisation spécifique.

### III.5.1 Limitations dues au choix du schéma équivalent

#### III.5.1.1 Limitations en fréquences

Le schéma électrique utilisé est un schéma équivalent à éléments localisés bien adapté à des utilisations du TEC dans la gamme des fréquences 0,1 GHz - 18 GHz. La limitation basse fréquence est introduite par les constantes de temps thermiques, et des états de surface. La limitation haute fréquence est donnée par le domaine de validité du schéma petit signal (mesure des  $S_{ij}$  jusque 20 GHz).

#### III.5.1.2 Limitation de configuration du TEC

Le schéma électrique utilisé dérive d'un schéma équivalent petit signal dont les valeurs des éléments localisés sont extraites par approximations numériques des mesures de paramètres [S] d'un TEC en montage source commune. Le modèle défini précédemment est dans une simulation d'amplificateur utilisé en montage source commune. Cependant, pour des simulations d'autres fonctions avec ce modèle (bigrille représenté par un montage cascode, par exemple), la validité de ce modèle se pose.

Des plaques comportant trois transistors de 4 doigts de  $150 \mu\text{m}$  ( $600 \mu\text{m}$ , en filière hyper1 I2) en grille commune, source commune et drain commun ont été fabriquées (figure III.85), afin de comparer les schémas équivalents petit signal de ces trois configurations. Dans ces trois configurations, une des électrodes du TEC est mise à la masse (face arrière) par un trou.

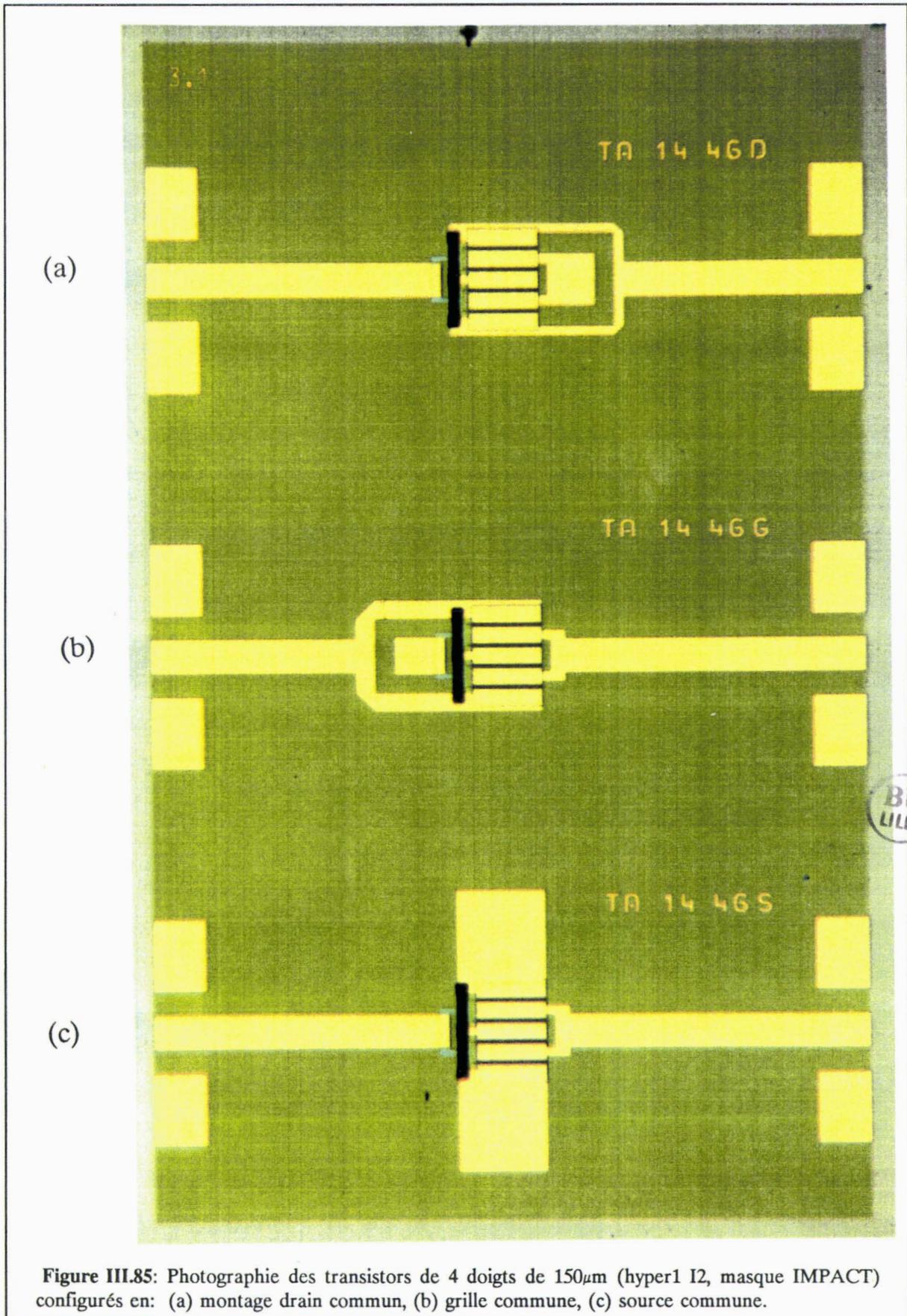


Figure III.85: Photographie des transistors de 4 doigts de  $150\mu\text{m}$  (hyper1 I2, masque IMPACT) configurés en: (a) montage drain commun, (b) grille commune, (c) source commune.

D'après les dessins de ces TECs, on peut noter des différences pour les éléments parasites, tels que les selfs d'accès: la self de source sera plus importante dans le montage drain commun (TA1446D) et le montage grille commune (TA1446G); la self de grille du montage drain commun et source commune (TA1446S) devrait être identique; les selfs de drain des motifs TA1446G et TA1446S doivent être égales.

Les trois motifs ont été mesurés en paramètres [S] à des polarisations de grille, drain et source correspondant à celle d'un TEC en source commune à ( $V_{ds} = 3V$  et  $7V$ , et  $I_{dss}$ ,  $I_{dss}/2$ ,  $I_{dss}/5$ ) afin de permettre la comparaison. La comparaison des paramètres mesurés et simulés dans ESOPE avec le schéma équivalent (SE) extrait de ces mesures, pour un montage en source commune TA1446S (à  $V_{ds} = 3V$ ,  $I_{dss}$ ) est présentée en figure III.86. Les valeurs des éléments de ce schéma obtenues avec le logiciel habituel EXTRACT2 sont rassemblées dans le tableau III.87. Puis, ce schéma a été utilisé dans la simulation des configurations drain commun et grille commune. Ces simulations de paramètres [S] comparées aux mesures de ces configurations sont données en figures III.88 et III.89: le comportement du TEC en drain commun est bien représenté, par contre pour le montage en grille commune, le paramètre  $S_{12}$  simulé est surestimé.

Une optimisation dans ESOPE (voir fichiers, en annexe 2) du schéma montage en drain commun permet de mieux simuler les mesures (figure III.90) et les valeurs des éléments du schéma en drain commun sont données dans le tableau III.91: la self de source augmente car la source n'est plus mise à la masse, (la self  $L_s$  en configuration source commune représente l'inductance due aux trous et aux ponts reliant les plots de source) la valeur de la capacité  $C_{ds}$  augmente ( $\approx +25\%$ ), tandis que les autres éléments sont presque identiques à ceux du schéma en source commune (simple ajustage des valeurs).

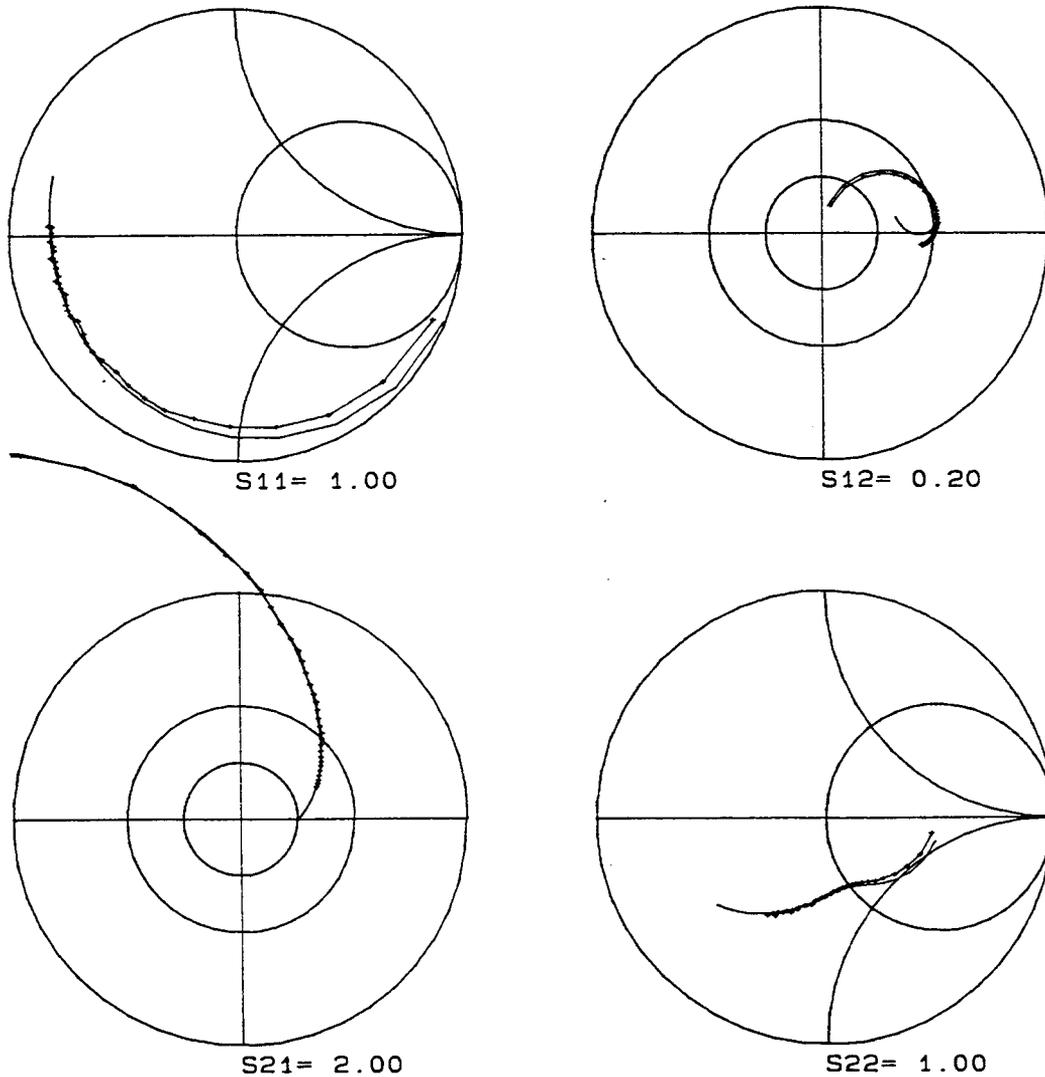
Pour le montage en grille commune, une simple optimisation ne permet pas de mieux simuler le paramètre  $S_{12}$ . Il faut modifier le schéma utilisé (figure III.92): deux capacités  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  en parallèle à l'entrée et à la sortie sont ajoutées.

TEC TA1446S EN SOURCE COMMUNE: COMPARAISON MESURES [S] ET  
SIMULATION DU S.E. DANS ESOPE, VDS=3V IDSS

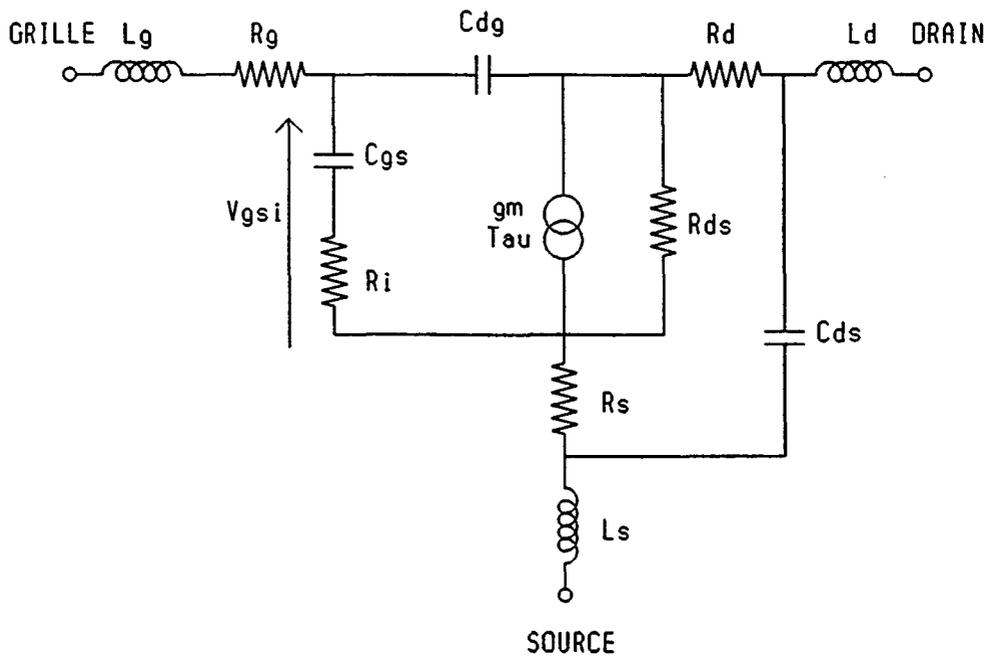
IMPACT LOT G0702 R58-3 FICHER: G0702823S.SM2

MESURES SOUS POINTES, FREQUENCES: 0.5 A 25.5GHz, PAS=0.5GHz

—— MESURES DE TA1446S VDS=3V VGS=0V IDS=150.8mA  
—— SE DE TA1446S SIMULE DANS ESOPE



**Figure III.86:** Comparaison mesures et simulation avec le schéma équivalent petit signal des paramètres [S] du transistor en source commune TA1446S (  $V_{ds}=3V$ ,  $I_{dss}$ , paramètres [S] mesurés moyennés).



(a)

VDS (V)	VGS (V)	IDS (mA)	LG (pH)	RG (ohm)	CCS (fF)	RI (ohm)	CGD (fF)	RS=RD (ohm)	LS (pH)	GM (mS)	TAU (ps)	CDS (fF)	Rds (ohm)	LD (pH)
3,00	0,00	150,80	72,11	1,00	926,4	1,92	104,27	0,75	18,30	79,70	5,46	118,31	141,10	54,90
7,00	0,00	137,50	72,46	1,00	1006,8	2,51	102,30	0,75	18,70	68,36	7,88	112,58	247,40	53,18
3,00	-1,15	76,70	70,37	1,00	646,1	2,52	115,62	0,75	20,60	58,77	5,10	112,56	144,40	56,97
7,00	-1,33	68,70	70,82	1,00	656,2	2,94	109,42	0,75	24,22	51,88	6,80	106,78	233,00	55,13
3,00	-2,01	30,50	69,31	1,00	502,5	2,75	125,55	0,75	23,83	44,92	5,09	105,68	167,90	56,96
7,00	-2,23	27,90	70,83	1,00	515,1	3,35	116,09	0,75	26,97	40,69	6,63	103,29	233,30	51,74

(b)

Figure III.87: Transistor TA1446S en source commune

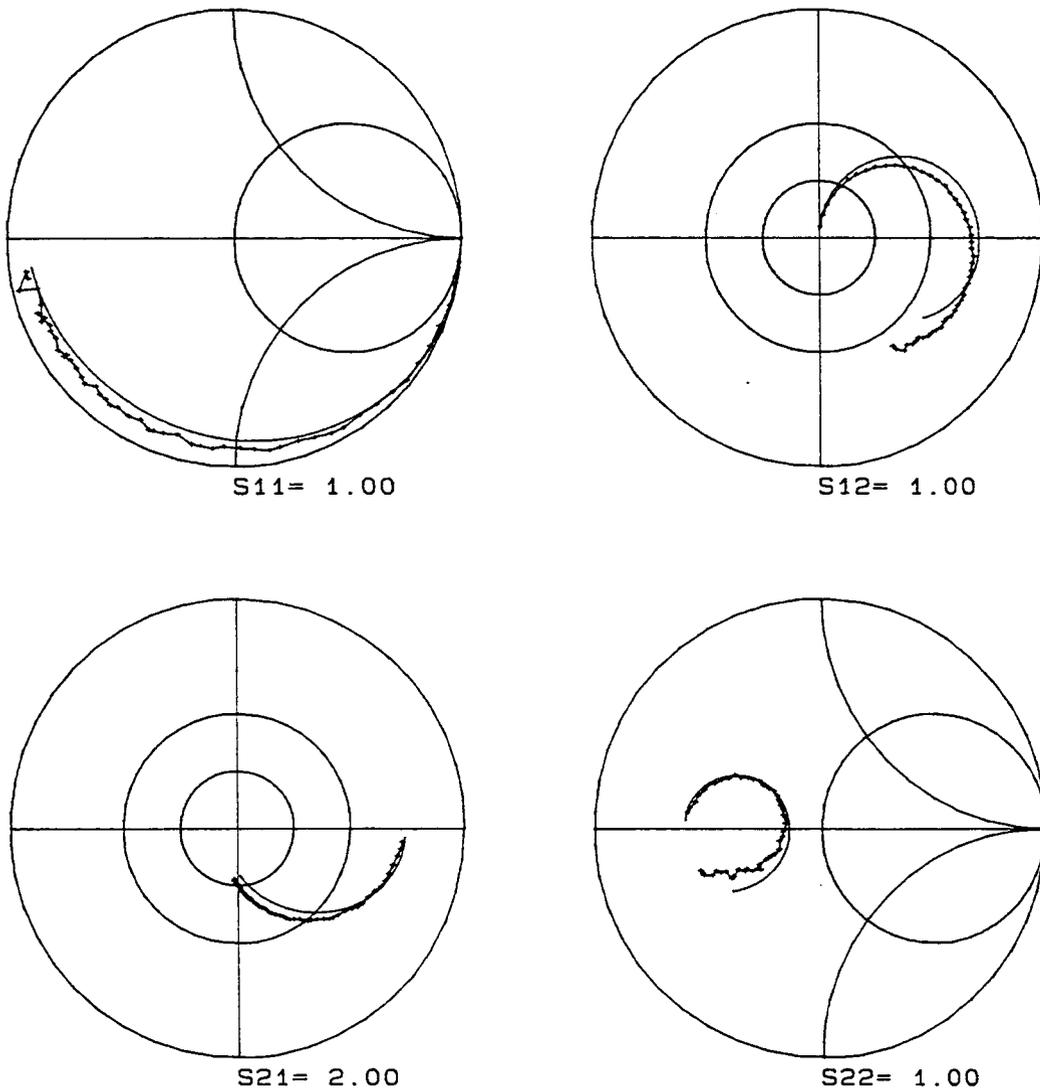
(a) schéma équivalent utilisé,

(b) valeurs des éléments (IMPACT lot G0702 R58-3).

TEC TA1446D EN DRAIN COMMUN: COMPARAISON MESURES [S] SOUS  
POINTES ET SIMULATION AVEC LE S.E. DE TA1446S A DES  
POLARISATIONS EQUIVALENTES (VDS=3V VGS=0V)

IMPACT LOT G0702 R58-3 FICHER: G0702383D.SM4  
FREQUENCES: DE 0.5 A 25.5GHz par pas de 0.5GHz

—— MESURES DE TA1446D ID=128.6mA VG=-3V VS=-3V  
—— SIMULATION AVEC SE DE TA1446S A VDS=3V ET VGS=0V



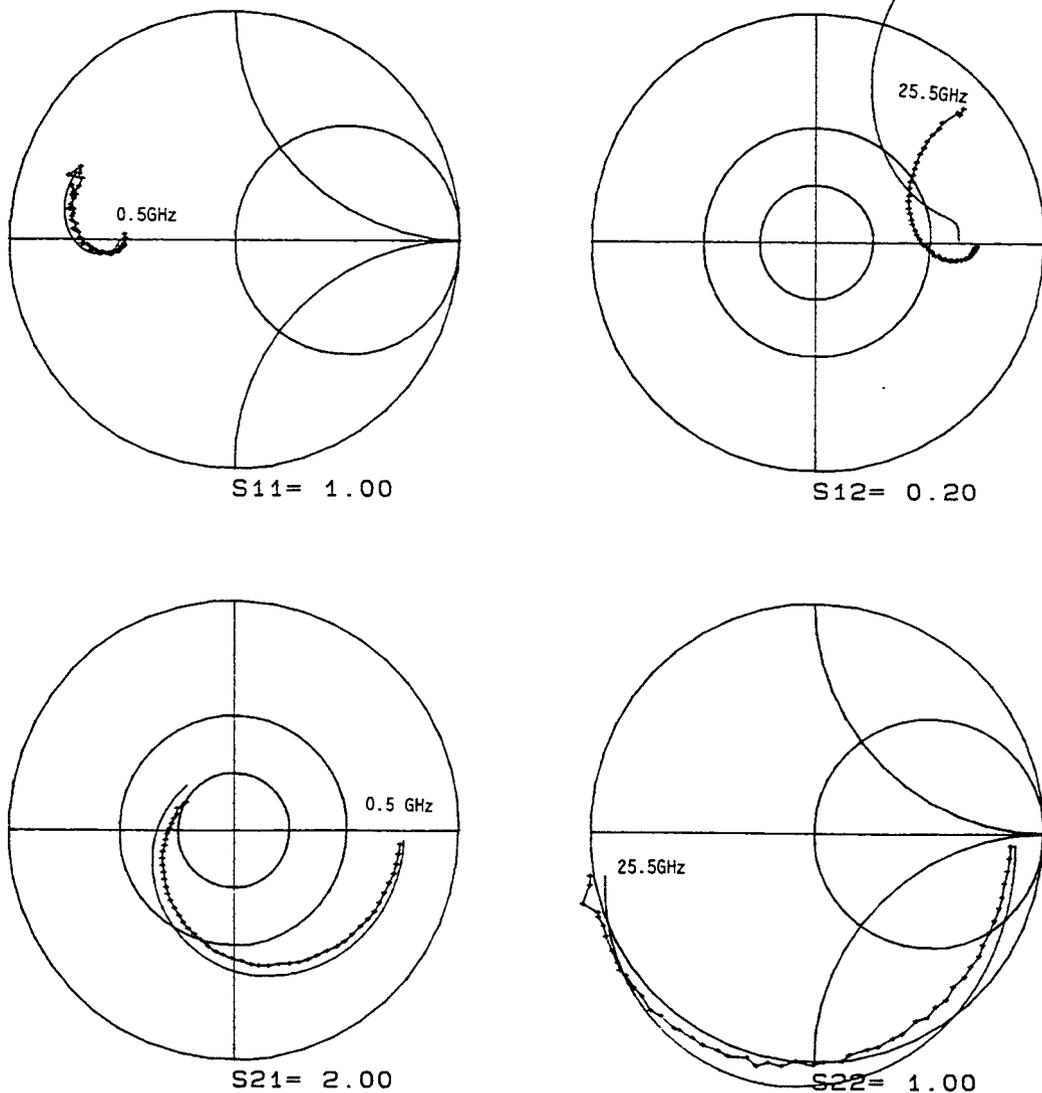
**Figure III.88:** Comparaison mesures et simulation avec le schéma équivalent "source commune" des paramètres [S] de transistors en drain commun TA1446D polarisés à  $V_{ds}=3V$ ,  $I_{dss}$  ( paramètres [S] mesurés moyennés).

TEC EN GRILLE COMMUNE TA1446G: COMPARAISON MESURES [S] ET  
SIMULATION AVEC S.E. EN SOURCE COMMUNE A VDS=3V IDSS

IMPACT LOT G0702 R58-3 FICHER: G0702383G.SM2

MESURES SOUS POINTES, FREQUENCES: 0.5 A 25.5GHZ, PAS=0.5GHZ

— MESURES DE TA1446G VD=3V VG=0V ID=123.8mA  
— SIMULATION AVEC SE DU TA1446S A VDS=3V IDSS



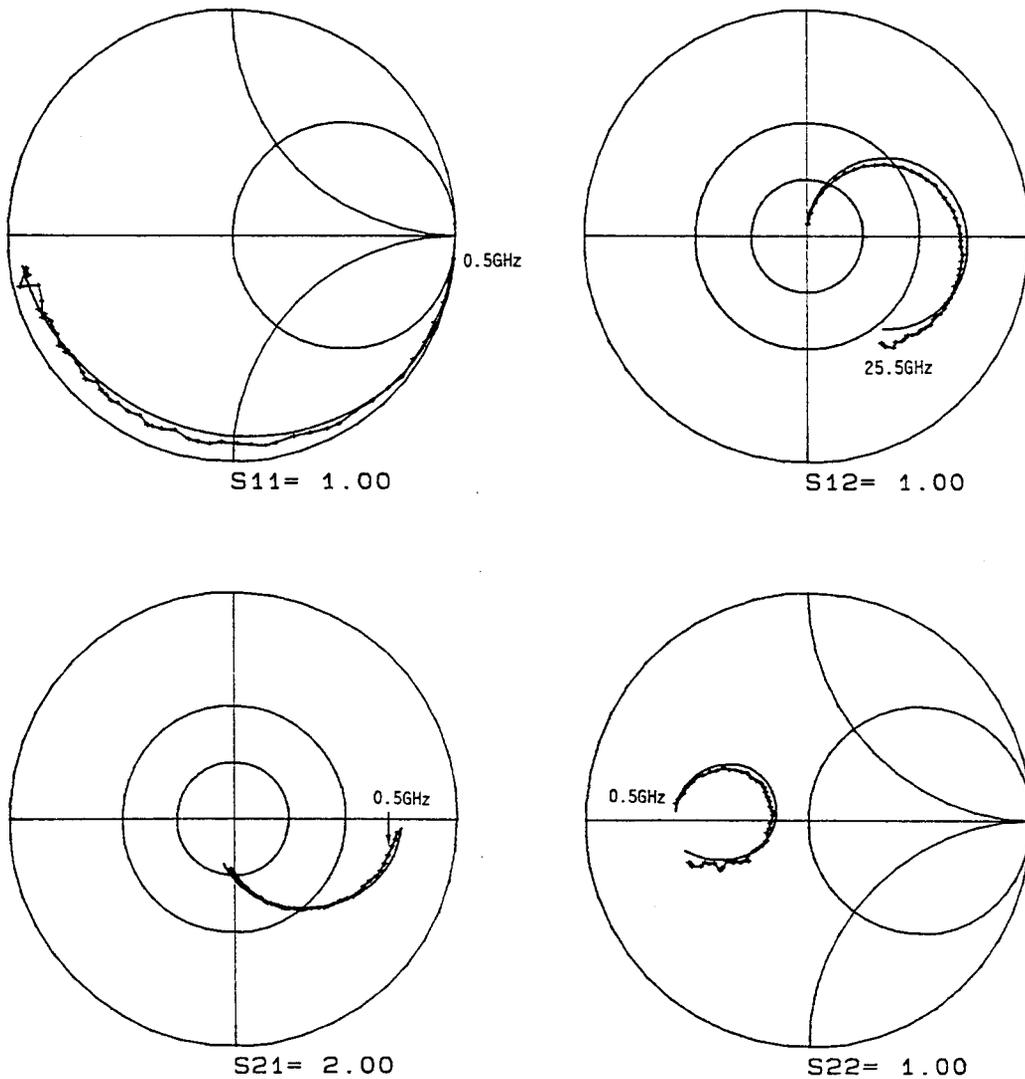
**Figure III.89:** Comparaison mesures et simulation avec le schéma équivalent "source commune" des paramètres [S] de transistors en grille commune TA1446G polarisés à  $V_{ds}=3V$ ,  $I_{dss}$  (paramètres [S] mesurés moyennés).

TEC TA1446D EN DRAIN COMMUN: COMPARAISON MESURES [S]  
 SOUS POINTES ET SIMULATION AVEC SE REOPTIMISE DANS  
 ESOPE POUR COMPARAISON AVEC TA1446S (VDS=3V IDSS)

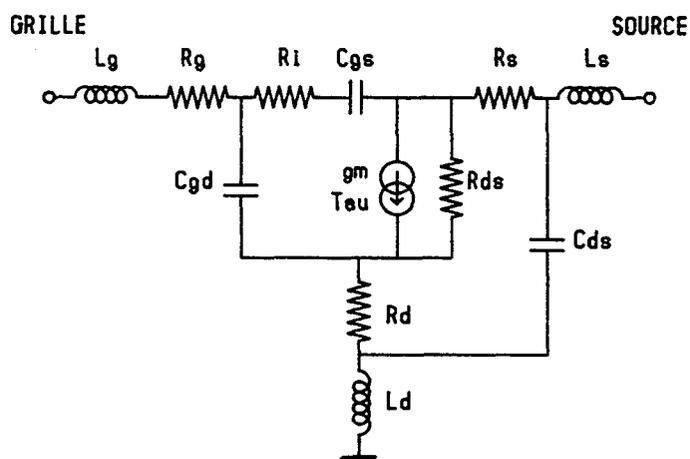
IMPACT LOT G0702 R58-3 FICHER: G0702383D.SM4

FREQUENCES: 0.5 A 25.5GHz, par pas de 0.5GHz

—— MESURES DE TA1446D (ID=128.6mA), POLAR. EQ. A SC A VDS=3V VGS=0V  
 —— SIMULATION AVEC SE REOPTIMISE DANS ESOPE



**Figure III.90:** Comparaison mesures et simulation avec schéma équivalent "source commune" réajusté de transistors en drain commun TA1446D polarisés à  $V_{ds}=3V$ ,  $I_{dss}$  (les mesures sont moyennées).



(a)

ELEMENTS	VALEURS de l'ét ds le SE en DRAIN COMMUN (polaris.=3v Idss SC)	S E en S C	$ \delta $
Lg (pH)	70,20	72,10	1,90
Rg ( $\Omega$ )	1,00	1,00	-
Cgs (fF)	934,10	926,40	7,70
Ri ( $\Omega$ )	2,13	1,92	0,21
Cgd (fF)	103,80	104,27	0,50
Rs ( $\Omega$ )	0,75	0,75	-
Ls (pH)	64,90	18,30	46,60
gm (mS)	77,97	79,70	1,73
$\tau$ (ps)	5,23	5,46	0,23
Cds (fF)	150,00	118,30	31,70
Rds ( $\Omega$ )	169,20	141,10	28,10
Rd ( $\Omega$ )	0,75	0,75	-
Ld (pH)	54,10	54,90	0,80

(b)

Figure III.91: Schéma équivalent du drain commun TA1446D

(a) schéma électrique

(b) valeurs des éléments obtenues après optimisation (IMPACT lot G0702 R58-3).

Ces deux capacités  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  représentent les capacités parasites de plots par rapport à la masse, respectivement de source et drain. Ces capacités étaient prises en compte dans le montage source commune par les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{ds}$ . La formule suivante permet de calculer la valeur de la capacité de plot par rapport à la masse, où les effets de bords sont primordiaux par rapport à l'effet de capacité plan:

$$C_p \text{ (fF)} = 1,1 \cdot 10^{-3} \cdot S \text{ (\mu m}^2\text{)} + 50 \cdot 10^{-3} \cdot P \text{ (\mu m)} + 1 \quad \text{(III.22)}$$

où  $S$  est la surface du plot,  
 $P$  le périmètre du plot.

L'application de cette formule à un plot de drain ou de source de  $30\mu\text{m} \times 150\mu\text{m}$  produit une capacité parasite de 24 fF. Comme le transistor comporte trois plots de source et deux plots de drain, cela explique les valeurs de  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  (77,5pF et 47,8fF) trouvées par optimisation de ce schéma dans ESOPE par rapport aux mesures (tableau III.93). On vérifie que:  $C_{gs_{sc}} \# C_{gs_{GC}} + C_{p1}$ . En toute rigueur,  $C_{gd}$  devrait garder la même valeur et  $C_{ds_{sc}} \# C_{ds_{GC}} + C_{p2}$ , cependant pendant l'optimisation, le logiciel n'a pas cette logique: il tend à égaliser  $C_{gd_{GC}}$  et  $C_{p2}$  d'où  $C_{gd_{GC}} + C_{p2} \# C_{gd_{sc}} + 48$  fF.

La figure III.94 montre le bon accord entre les mesures de paramètres  $[S]$  du TA1446G et les simulations avec ce nouveau schéma.

Cette remarque sur les capacités plots par rapport à la masse permet aussi d'expliquer l'augmentation de la capacité  $C_{ds}$  sur le motif TA1446D (drain commun). En effet, par rapport au motif source commune qui présente deux plots de drain, le montage drain commun produit une capacité parasite correspondant aux trois plots de source:  $C_{ds_{DC}} \# C_{ds_{sc}} (118,3) + 24$ .

Ces considérations permettent d'envisager une simulation précise de montage cascade. En conclusion, les limitations dues au schéma électrique utilisé sont une limitation en fréquence et une modification de certains éléments parasites ( $L_s$ ,  $L_d$ ,  $L_g$ ,  $C_{ds}$ ,  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$ ) et n'affecte pas la précision des simulations pour des applications en dessous de 18 GHz.

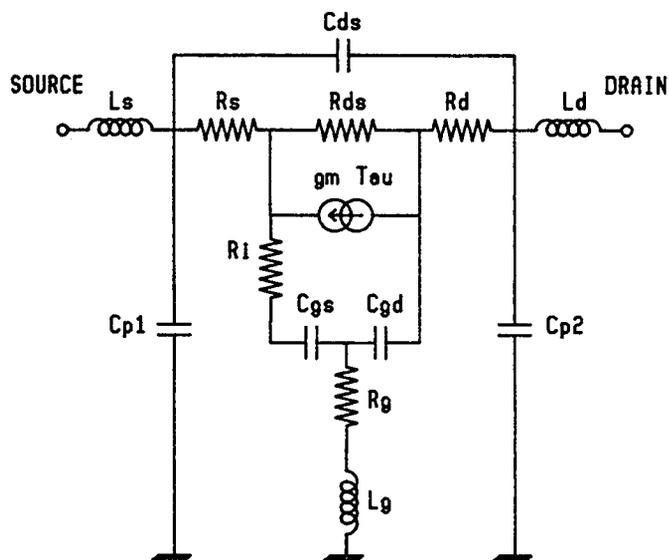


Figure III.92: Nouveau schéma équivalent pour le transistor en grille commune.

ELEMENTS	VALEURS dans le SE du TA1446 G	Valeurs des élts du SE du TA1446S	$ \delta $
Lg (pH)	49,25	72,11	22,90
Rg ( $\Omega$ )	1,00	1,00	-
Cgs (fF)	841,70	926,40	84,70
Ri ( $\Omega$ )	2,96	1,92	1,04
Cgd (fF)	86,95	104,27	17,35
Rs ( $\Omega$ )	0,75	0,75	-
Ls (pH)	58,25	18,30	39,95
gm (mS)	79,70	79,70	-
$\tau$ (ps)	5,99	5,46	0,53
Cds (fF)	105,60	118,31	12,70
Rds ( $\Omega$ )	123,90	141,10	17,20
Rd ( $\Omega$ )	0,75	0,75	-
Ld (pH)	63,80	54,90	8,90
Cp1 (fF)	75,46	0,00	75,50
Cp2 (fF)	47,77	0,00	47,80

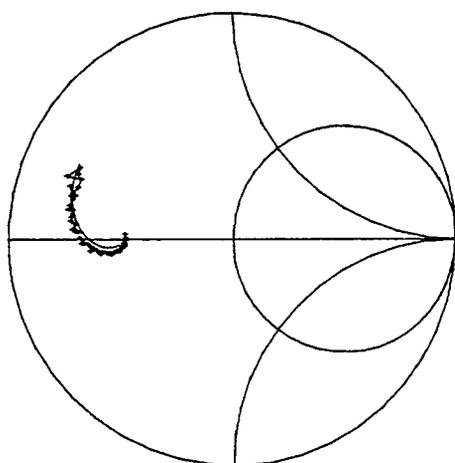
Table III.93: Valeurs des éléments obtenues après optimisation du schéma électrique ci-dessus, pour un transistor en grille commune TA1446G (IMPACT lot G0702 R58-3).

TEC EN GRILLE COMMUNE: COMPARAISON MESURES [S] ET  
SIMULATION AVEC S.E. COMPORTANT CP1 ET CP2

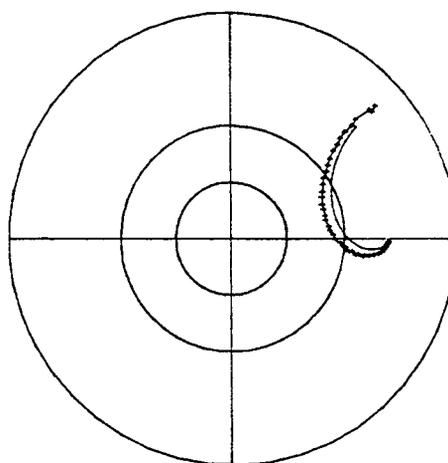
IMPACT LOT G0702 R58/3 FICHER: G07023836.SM2

MESURES SOUS POINTES, FREQUENCES DE 0.5 A 25.5GHz, PAS=0.5GHz

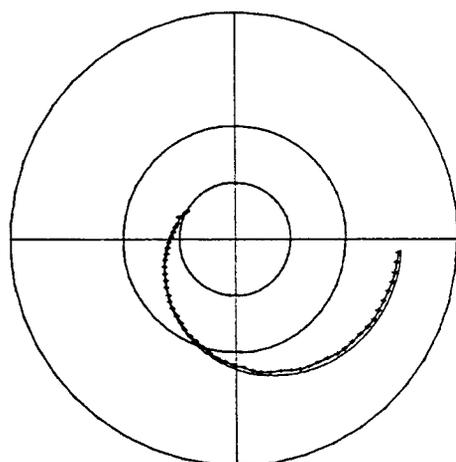
—— MESURES DE TA1446G VD=3V VG=0V ID=123.5mA  
—— SIMULATION DE TA1446G AVEC CP1, CP2



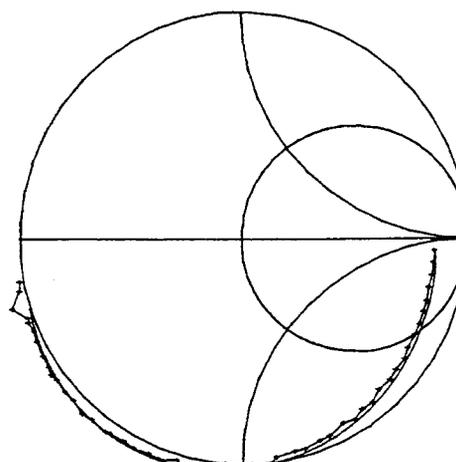
S11= 1.00



S12= 0.20



S21= 2.00



S22= 1.00

Figure III.94: Comparaison mesures et simulation avec schéma équivalent "grille commune" de transistors en grille commune TA1446G polarisés à  $V_{ds}=3V$ ,  $I_{dss}$  ( les mesures sont moyennées).

### III.5.2 Limitations dues aux méthodes de caractérisation

Les limitations sont essentiellement produites par la façon de caractériser la principale non linéarité de courant  $I_{ds}$ .

#### III.5.2.1 Limitations liées aux mesures de $I_{ds}$ en impulsions

Le modèle n'est utilisable que pour le point de repos pour lequel est réalisé la mesure de courant  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) en impulsions. La caractéristique statique (pour des impulsions très longues, rappelons que la constante thermique pour un TEC sur un substrat GaAs de  $100 \mu\text{m}$  d'épaisseur est de l'ordre de  $170 \mu\text{s}$  [24]) est différente de la caractéristique instantanée (dynamique) (voir figure III.55) pour deux raisons:

- la température de jonction dépend de la polarisation
- à température de jonction constante (soit encore les points de l'hyperbole  $P = V_{ds_0} I_{ds_0} = \text{Cste}$ ), les caractéristiques instantanées peuvent ne pas coïncider du fait de la présence de pièges (états de surface).

D'autre part, le transistor n'est pas dans le même état thermique pendant la caractérisation  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  en impulsions et pendant les mesures de puissance. En effet, la puissance dissipée par effet Joule pendant les mesures en impulsion du courant  $I_{ds}$  vaut  $P_{DC} = V_{ds_0} \cdot I_{ds_0}$ , tandis que pendant les mesures de puissance, la puissance dissipée par effet Joule est égale à :  $P_{DC} - (P_{OUT} - P_{IN})$  soit encore  $P_{DC} (1 - \eta_A)$  où  $\eta_A$  est le rendement en puissance ajoutée. Cette dernière valeur est obtenue en effectuant le bilan thermodynamique d'un TEC en amplification: la somme des puissances continues et du signal RF d'entrée est égale à la somme des puissances de sortie.

$$P_{IN} + P_{DC} = P_{OUT} + P_{DJ} \quad (\text{III.23})$$

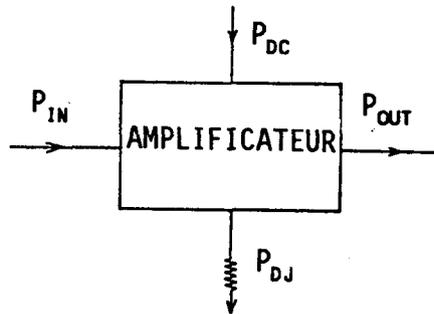


figure III.95: représentation thermodynamique d'un amplificateur.

avec,  $P_{IN}$  la puissance RF appliquée,

$P_{OUT}$  la puissance RF en sortie,

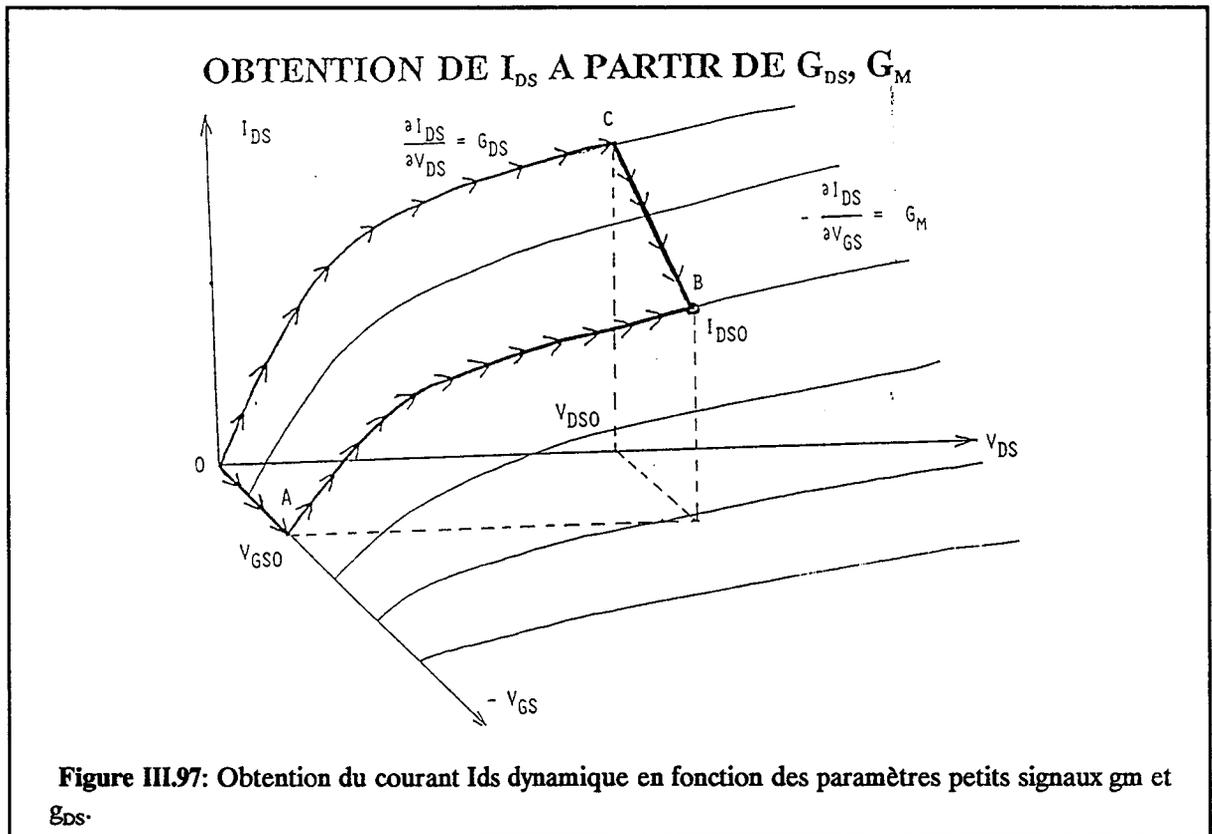
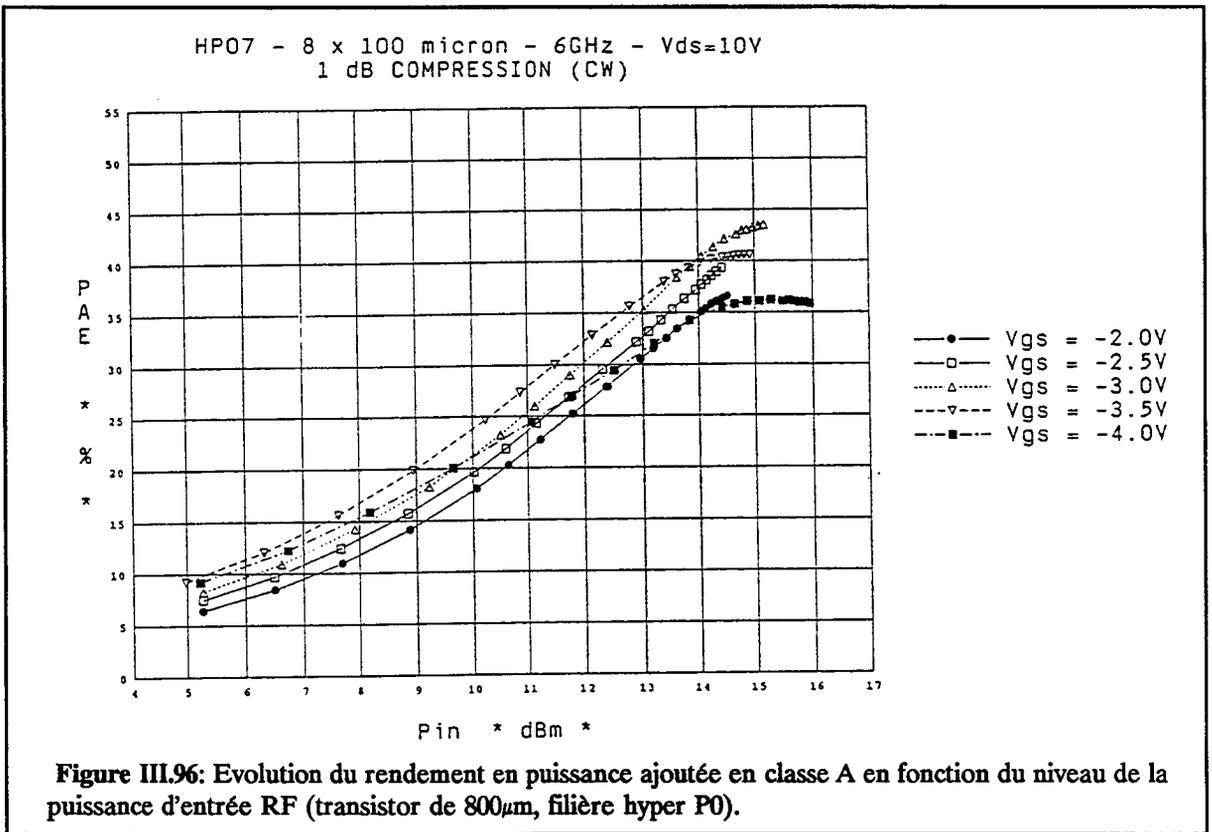
$P_{DC}$  la puissance fournie par les polarisations continues au transistor,

$P_{DJ}$  la puissance dissipée par effet Joule.

Il résulte de l'équation III.23 que le rendement en puissance ajoutée, pour les mêmes conditions de polarisations sera nettement plus important à forte puissance qu'à faible signal (figure III.96). De même la puissance dissipée sera plus faible à forte puissance de sortie.

Cette différence thermique peut expliquer en partie la différence de comportement observée sur les courbes de compression simulées et mesurées (voir figures III.77 et III.78). Une amélioration du modèle serait de prendre en compte la température de jonction  $T_j$ , en introduisant des facteurs de proportionnalité en fonction de la température de jonction sur le courant  $I_{ds}$  (en  $1/T_j$ ), et le paramètre  $\tau$  (en  $aT_j$ ) (voir évolutions des éléments du schéma équivalent petit signal en fonction de la température de boîtier III.34 à III.41), sachant que la résistance thermique en fonction de la largeur unitaire d'un doigt de grille et de la température de boîtier est connue [20].

Les mesures des caractéristiques  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  en impulsions ne sont pas toujours aisées et sont effectuées sur un faible nombre d'échantillons, nous avons alors considéré une autre façon d'obtenir les caractéristiques  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ .



### III.5.2.2 Extraction du courant $I_{ds}$ à partir des mesures de paramètres [S]

Une autre voie consiste à exploiter l'information provenant des mesures effectuées en régime linéaire (mesures de paramètres [S]) sur des transistors de différents développements de grille, de plaques issues de différents lots. Cette méthode consiste à intégrer le courant  $I_{ds}$  à partir des paramètres petits signaux tels que la transconductance  $g_m$  et la conductance  $g_{ds}$  extraits des mesures de paramètres [S] (figure III.97) en supposant que le courant  $I_{ds}$  est défini par l'expression (III.14). Cette méthode présente l'avantage de fournir un TEC représentatif de toute une plaque et de la filière (environ 20 échantillons par plaque), de donner des dispersions, et de permettre éventuellement un paramétrage du schéma petit et grand signal en fonction de la largeur unitaire de doigt, du nombre de doigts de grille et de la polarisation continue.

Rappelons que  $g_{ds}$  est le gradient de  $I_{ds}$  avec  $V_{ds}$  comme variable et  $g_m$  est le gradient de  $I_{ds}$  avec  $V_{gs}$  comme variable. La figure III.97 montre qu'il est possible d'obtenir la valeur de  $I_{ds_0}$  (point B) en intégrant le gradient de  $I_{ds}$  le long d'un trajet quelconque entre O et B:

$$I_{ds_0} = \int_{O}^{V_{gs_0}, V_{ds_0}} \text{grad } I_{ds} dV_{ds} dV_{gs} \quad (\text{III.24})$$

Deux trajets sont particulièrement intéressants (OAB) et (OCB):

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{O}^{V_{ds_0}} g_{ds}(0, V_{ds}) dV_{ds} + \int_{O}^{V_{gs_0}} g_m(V_{gs}, V_{ds_0}) dV_{gs} \quad (\text{OCB}) \quad (\text{III.25})$$

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{O}^{V_{gs_0}} g_m(V_{gs}, 0) dV_{gs} + \int_{O}^{V_{ds_0}} g_{ds}(V_{gs_0}, V_{ds}) dV_{ds} \quad (\text{trajet OAB}) \quad (\text{III.26})$$

Remarquons que dans la seconde formule (III.26), la première partie de l'intégration (trajet OA, figure III.97) s'effectue pour une valeur nulle de  $g_m$ . Il ne reste donc plus qu'à intégrer  $g_{ds}$  pour une valeur particulière de  $V_{gs}$ . Les points de la figure III.98 représentent  $g_{ds}$  en fonction de  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  pour un transistor hyper2 I2 ( $L_g=0,5\mu\text{m}$ , 250KeV).

En dérivant l'expression (III.14) du courant  $I_{ds}$  par rapport à  $V_{ds}$ , l'expression de  $g_{ds}$  est obtenue:

$$g_{ds} = \partial I_{ds} / \partial V_{ds} \\ = A_6 + A_7 V_{gs} + [(A_1 + A_2 V_{gs} + A_3 V_{gs}^2)(A_4 + A_5 V_{gs})] / \cosh^2[(A_4 + A_5 V_{gs})V_{ds}] \quad (III.27)$$

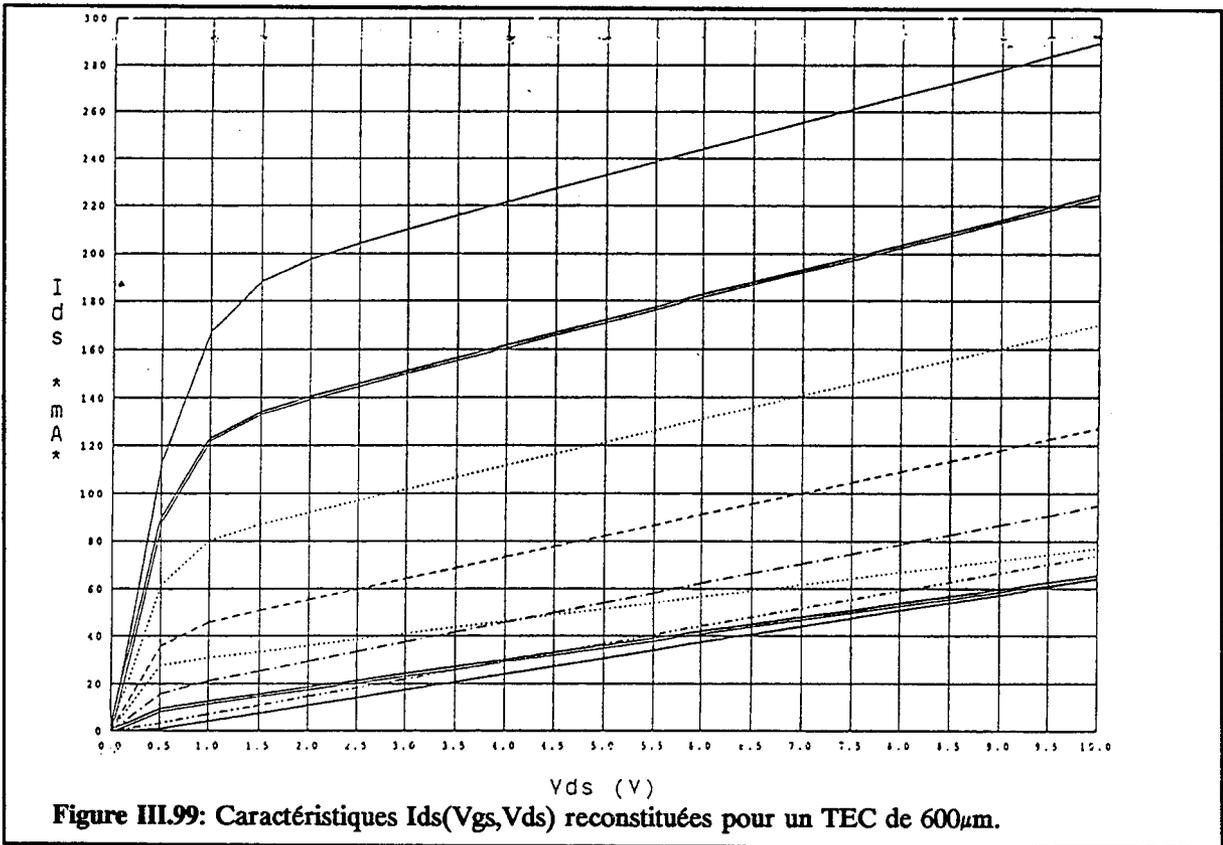
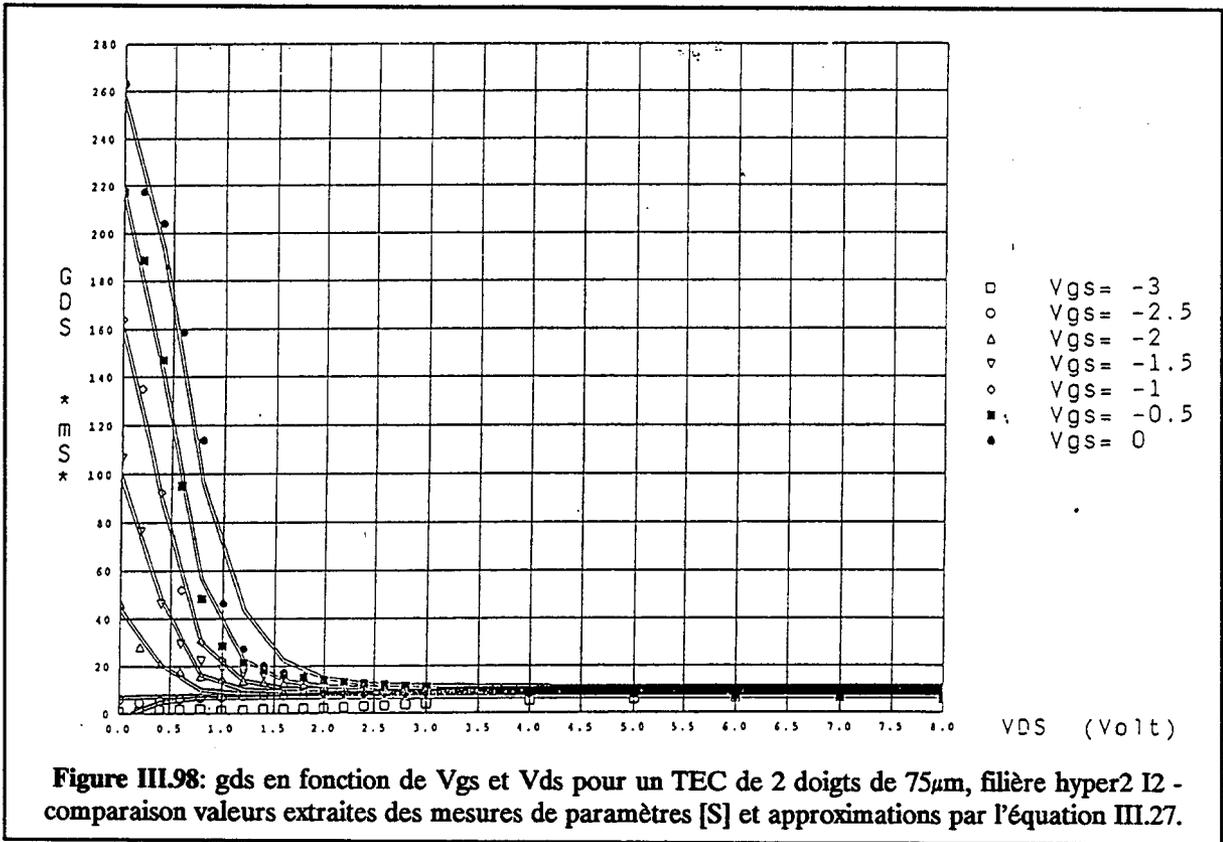
Les valeurs de  $g_{ds}$  extraites des paramètres [S] représentées en figure III.98 peuvent alors être approximées par l'expression (III.27). Les valeurs des coefficients  $A_i$  obtenues par optimisation peuvent être introduites directement dans la relation (III.14) donnant  $I_{ds}$ . Un premier résultat de cette méthode obtenu pour un TEC de  $600 \mu\text{m}$  est donné en figure III.99. La région proche du pincement est moins bien déterminée qu'avec une approximation des caractérisations en impulsions (figure III.100, mesures en impulsion pour un TEC de  $2 \times 75 \mu\text{m}$  et approximation de  $I_{ds}$ ). Cette approche attrayante par sa facilité d'emploi ne semble pas donner de résultats probants pour le moment à cause des variations importantes de  $g_{ds}$  avec la polarisation continue du transistor (variations de la température de jonction). Cette méthode sera beaucoup plus efficace en partant des paramètres [S] mesurés en impulsions [28].

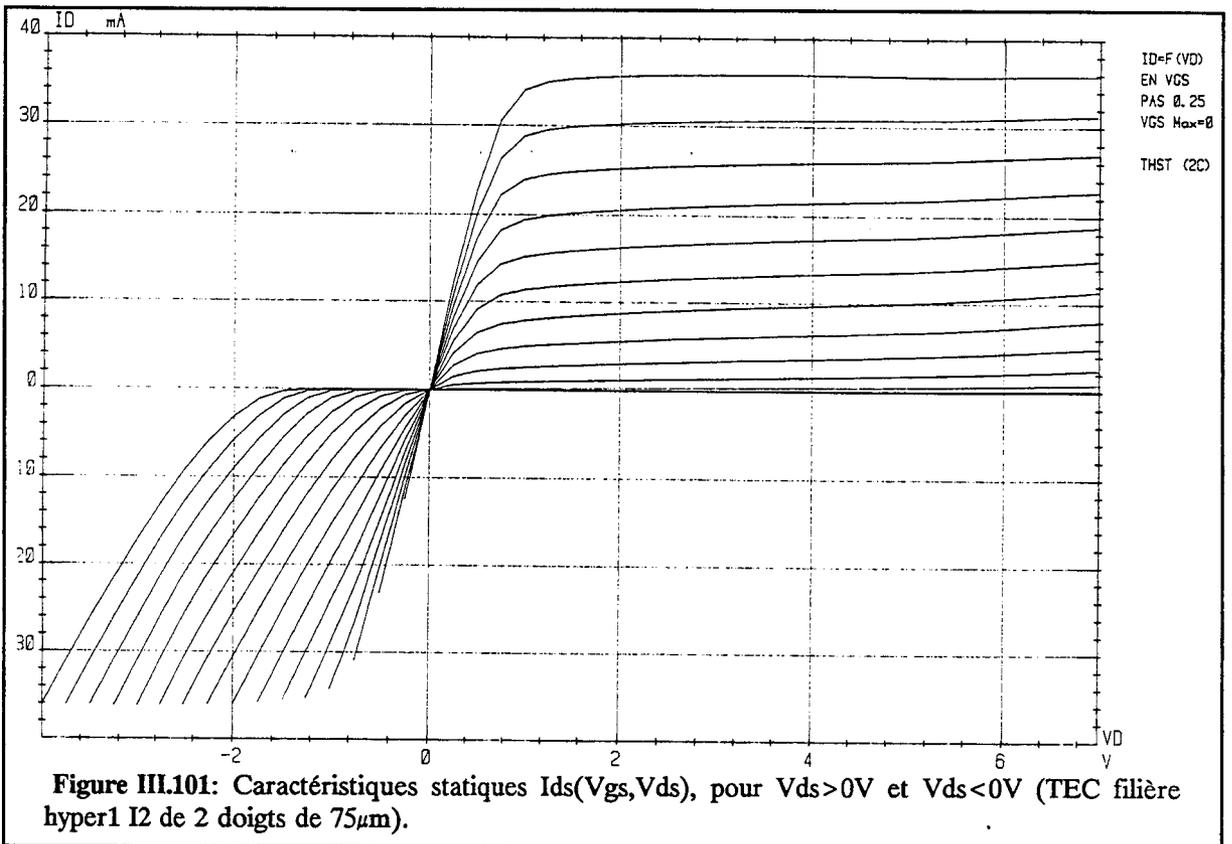
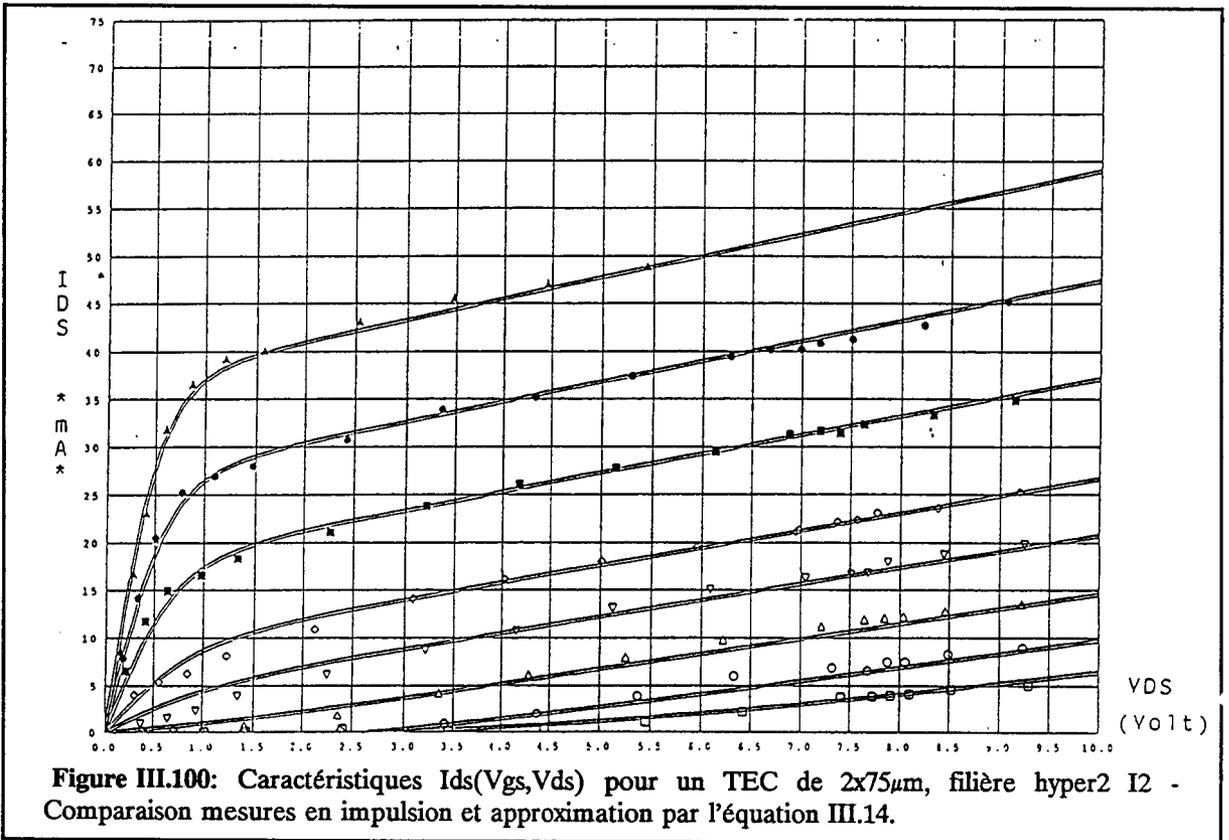
Malgré les limitations thermiques de la caractérisation en régime impulsionnel du courant  $I_{ds}$ , c'est la méthode qui représente le mieux le comportement du TEC en hyperfréquence, jusqu'à présent.

### III.5.3 Limitations dues à la modélisation des non-linéarités

La modélisation non-linéaire est le résultat d'un compromis entre la simplicité relative des expressions analytiques utilisées pour un calcul rapide et la précision de la représentation des phénomènes physiques afin de fournir des simulations exploitables. Ce compromis conduit inévitablement à des approximations:

- une approximation au niveau du choix des non-linéarités,
- une approximation au niveau des expressions analytiques utilisées pour caractériser les non-linéarités.

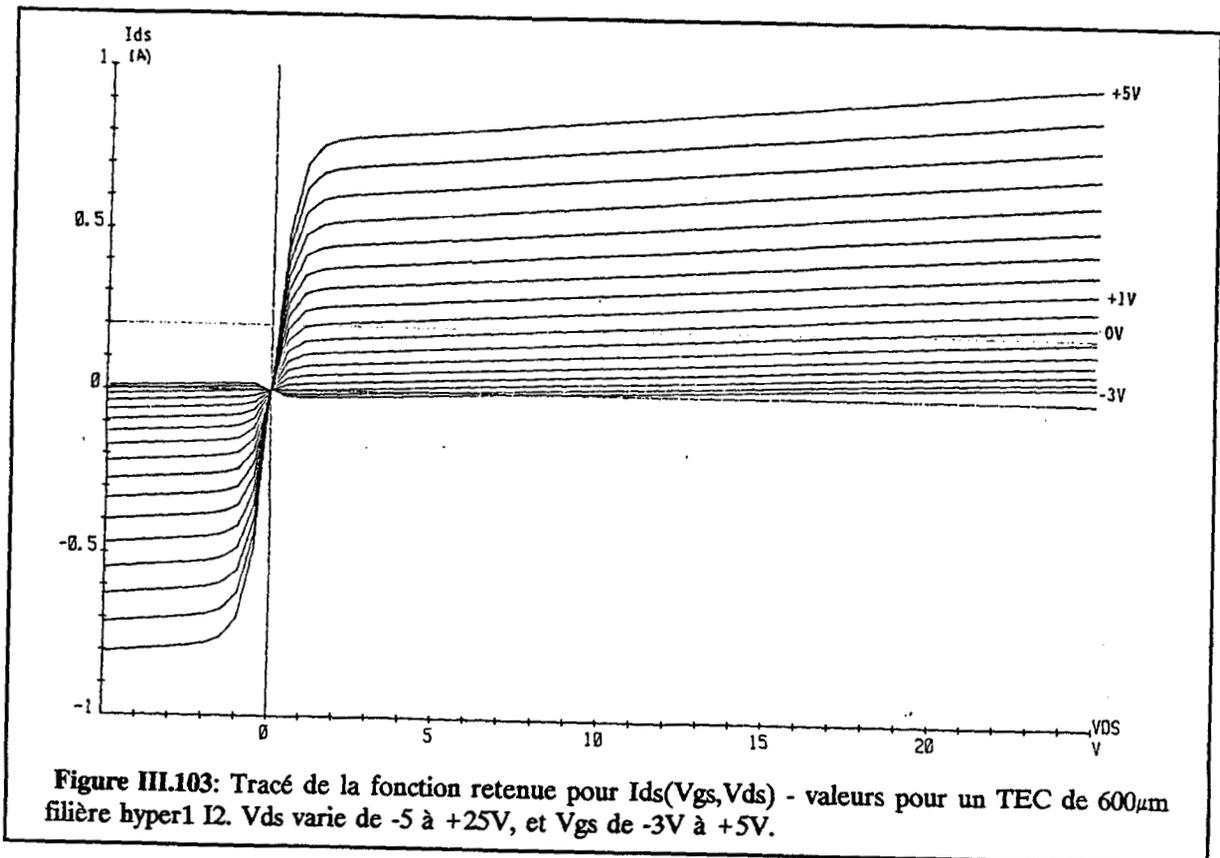
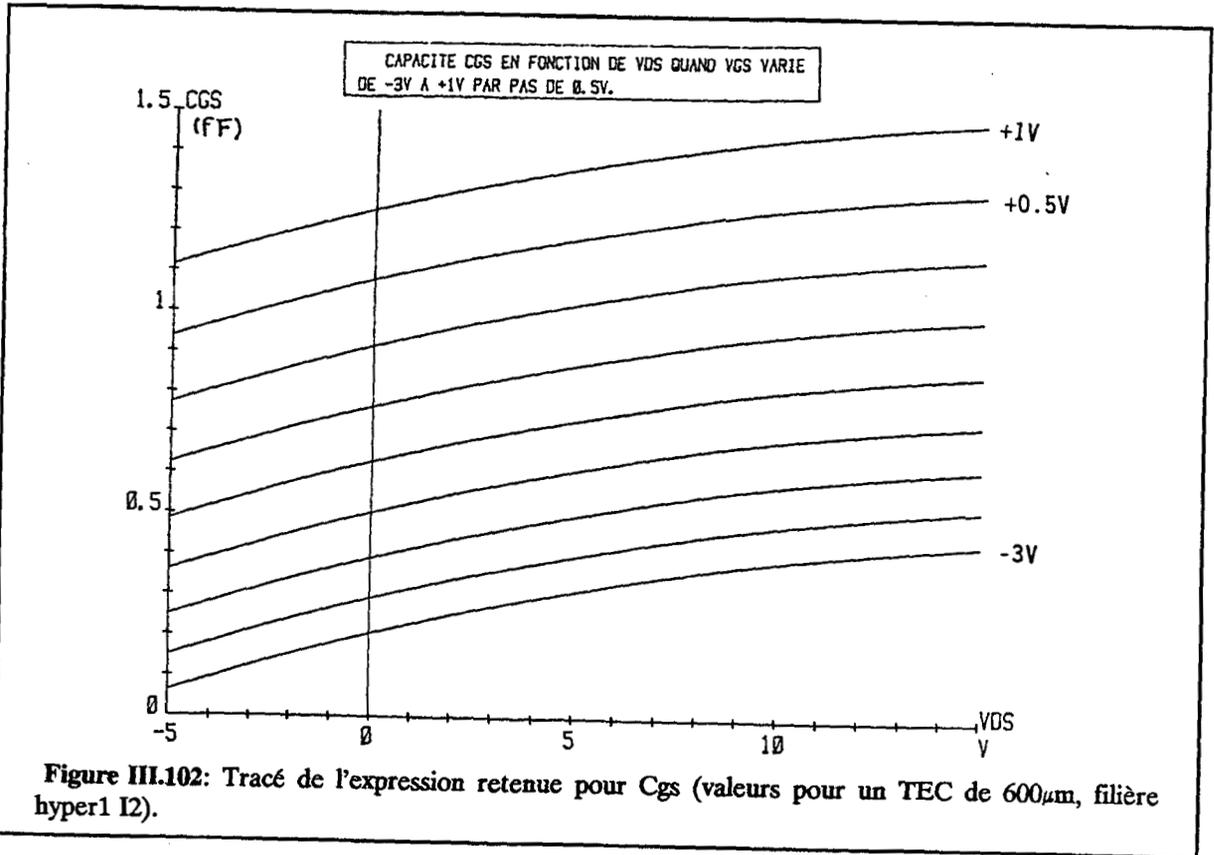




### III.5.3.1 Limitations dues au choix des non-linéarités

Les non-linéarités retenues sont la capacité  $C_{gs}$ , le courant  $I_{ds}$ , le courant de claquage grille-drain  $I_{dg}$ , le courant grille  $I_{gs}$  lorsque la diode Schottky est polarisée en direct. Ces non-linéarités ont été choisies pour un fonctionnement en zone saturée du transistor et ne rendent donc pas compte d'un fonctionnement en zone ohmique: par exemple pour des transistors polarisés à  $V_{ds} = 0V$  (commutateur, mélangeur à TEC froid..). Dans ce cas, il faudrait ajouter un courant de claquage grille source  $I_{sg}$  et un courant grille  $I_{gd}$  lorsque la diode Schottky est polarisée en direct. De plus, la caractérisation  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  doit alors s'effectuer pour des tensions  $V_{ds}$  négatives et donc dans plusieurs quadrants (figure III.101).

D'autre part la modélisation retenue pour représenter la variation de charge d'espace sous la grille n'est plus adéquate: la non linéarité de la capacité  $C_{gd}$  doit être prise en compte. En effet, la grille forme avec la zone active du canal une capacité de type Schottky. Cette capacité existe pour les mêmes raisons que dans une diode Schottky et a le même type de dépendance avec les tensions. A  $V_{ds} \neq 0V$ , la capacité grille-canal est distribuée le long du canal, mais peut être modulée approximativement par deux capacités, une entre la grille et la source  $C_{gs}$ , et l'autre entre la grille et le drain  $C_{gd}$ . Ces capacités rendent compte des changements de la charge de déplétion sous la grille dus aux variations des tensions grille source  $V_{gs}$  et grille-drain  $V_{gd}$ . Quand  $V_{ds}$  augmente, le TEC entre en zone saturée, les variations de tensions drain sont alors masquées par la couche dipôle de la région déplétion sous la grille. Des variations supplémentaires de la tension  $V_{ds}$  n'augmentent plus la charge dans la zone de déplétion, c'est pourquoi la capacité  $C_{gd}$  chute jusqu'à atteindre la valeur d'une capacité parasite (capacité parasite entre métallisations) (figure III.27). En régime saturé, la capacité grille-source représente la capacité de toute la zone de déplétion sous la grille, la capacité  $C_{gs}$  augmente alors pour atteindre jusqu'à environ deux fois sa valeur en régime linéaire (figure III.26). Lorsque les rôles du drain et de la source sont inversés (par exemple à  $V_{ds} < 0V$ ), les rôles de  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  s'inversent. De plus à  $V_{ds} \neq 0V$ , la modélisation de ces capacités doit vérifier  $C_{gd} = C_{gs}$ .



Des auteurs TAKADA & al [21], STATZ & al [22]) ont proposé des expressions non linéaires des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  pour représenter leur comportement dans les différentes zones de fonctionnement du TEC (voir II.4.2.).

En amplification classe A c'est le fonctionnement en zone saturée du TEC qui est utilisé. Dans ce cas, notre approximation est justifiée et n'induit pas d'erreurs importantes.

### III.5.3.2 Limitations liées au choix des expressions analytiques

#### III.5.3.2.a étude des expressions

Rappelons que les expressions non linéaires employées doivent être continues deux fois pour la convergence de certains simulateurs. (voir chapitre I).

##### \* capacité $C_{gs}$ :

La figure III.102 présente le tracé de la fonction décrivant  $C_{gs}$  (expression III.13) avec les valeurs obtenues pour un TEC de  $600 \mu\text{m}$  en filière hyper I2, pour des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  en dehors du domaine d'utilisation du modèle. L'expression utilisée ne rend pas compte du comportement du TEC en zone ohmique comme nous l'avons déjà souligné dans la paragraphe précédent. Il faudrait prendre une expression contenant une tangente hyperbolique.

##### \* courant $I_{ds}$ :

Les figures III.103 et III.104 montrent les variations de la fonction utilisée pour décrire  $I_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  (avec les coefficients obtenus pour un TEC de  $4 \times 150 \mu\text{m}$  en hyper1 I2). Cette expression présente le même défaut que celle de CURTICE, remarquée par différents utilisateurs [15],[16]: pour des tensions  $V_{ds}$  faibles et des tensions  $V_{gs}$  élevées (proche du pincement), le courant  $I_{ds}$  peut prendre des valeurs négatives. Il faut tenir compte de ce défaut dans l'implantation du modèle dans un simulateur en introduisant des conditions sur les tensions, et éventuellement un opérateur logique.

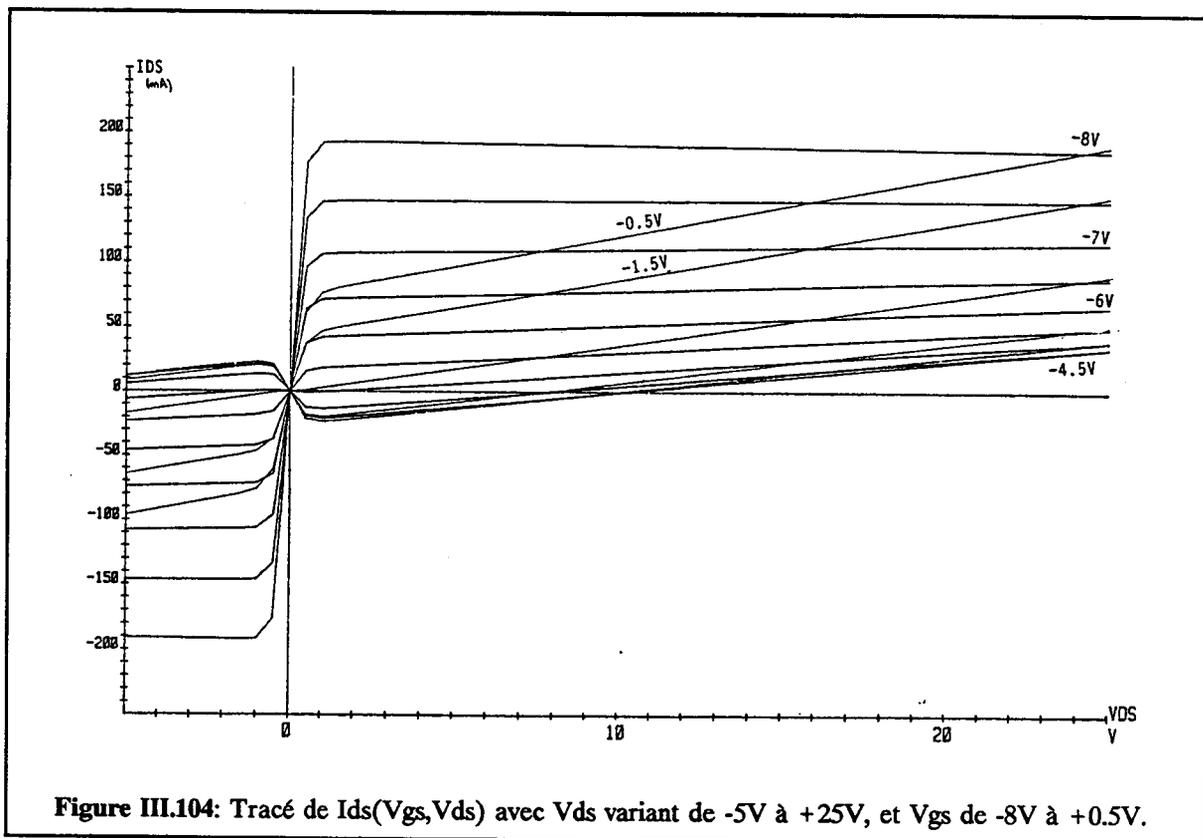


Figure III.104: Tracé de  $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$  avec  $V_{DS}$  variant de -5V à +25V, et  $V_{GS}$  de -8V à +0.5V.

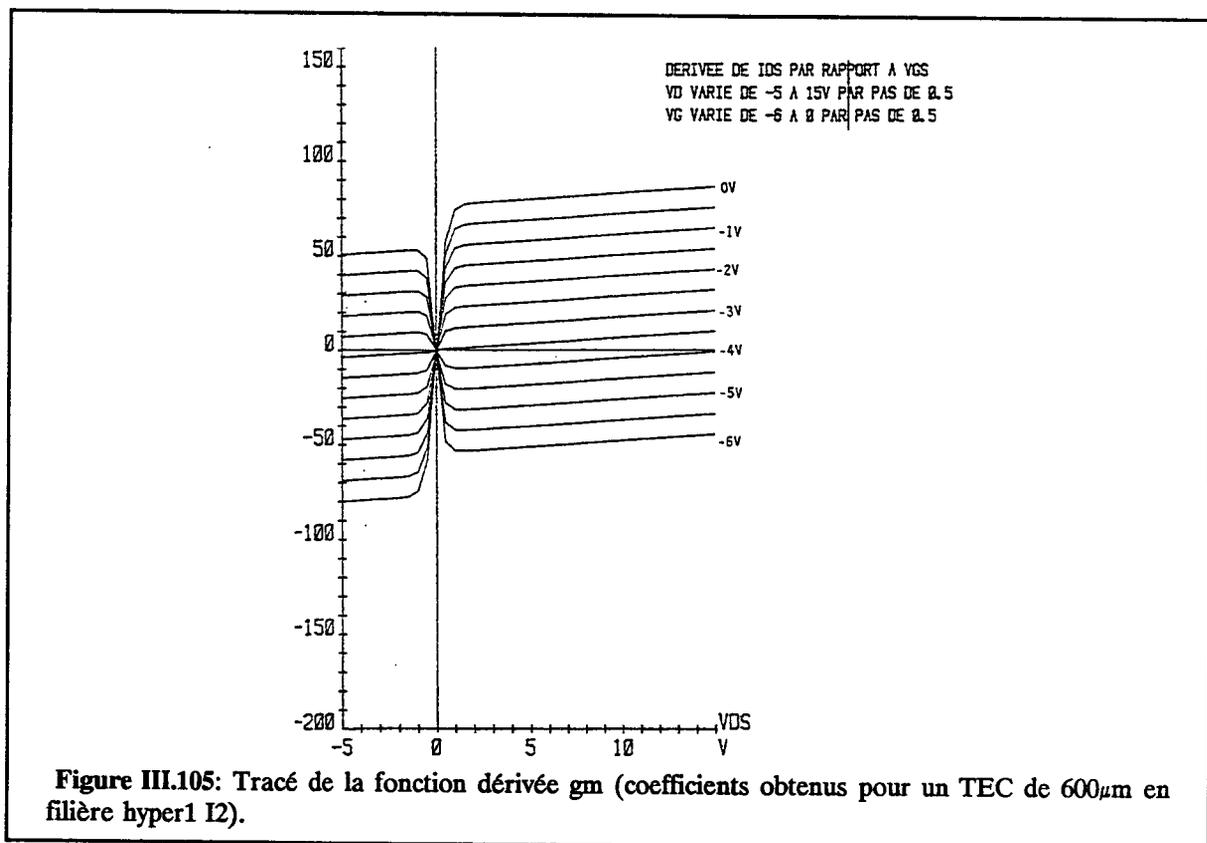


Figure III.105: Tracé de la fonction dérivée  $g_m$  (coefficients obtenus pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  en filière hyper1 I2).

Ce comportement peut être aussi repoussé pour des tensions  $V_{gs}$  beaucoup plus élevées, en introduisant des lignes de courant nul pour une tension  $V_{gs}$  élevée dans le fichier des mesures de  $I_{ds}$  en impulsions à partir duquel les coefficients  $A_i$  sont déterminés. Les figures III.105 et III.106 présentent les variations des dérivées du courant par rapport à  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , c'est à dire de la transconductance  $g_m$  et de la conductance  $g_{ds}$  respectivement. Les remarques sont les mêmes que pour le courant  $I_{ds}$ .

**\* tracé du courant d'avalanche  $I_{gd}$ :**

Le tracé de la fonction du courant d'avalanche  $I_{gd}$  est donné en figure III.107. La fonction ne présente pas de singularités. Cette fonction est dérivable, et les variations des dérivées peuvent être tracées: malgré la complexité de ces expressions, leur tracé ne pose pas de problème.

L'étude des fonctions décrivant les éléments non linéaires aboutit à deux conclusions:

- le modèle n'est pas valable en dehors de la zone saturée du TEC.
- la fonction  $I_{ds}$  doit être implantée dans les simulateurs avec certaines conditions limitant l'excursion de la tension  $V_{gs}$ .

**III.5.3.2.b Influence des éléments non linéaires sur les caractéristiques non linéaires**

Si la non-linéarité de la capacité  $C_{gs}$  est enlevée (la capacité  $C_{gs}$  est alors fixée à sa valeur au point de repos), la courbe de compression n'est pas très différente d'une courbe obtenue avec les quatre non-linéarités. Le gain petit signal est un peu plus optimiste et la saturation débute à une puissance d'entrée un peu plus faible (figure III.108). Cette constatation confirme les résultats obtenus par CURTICE [23] en classe A: l'effet de la capacité  $C_{gs}$  est du second ordre.

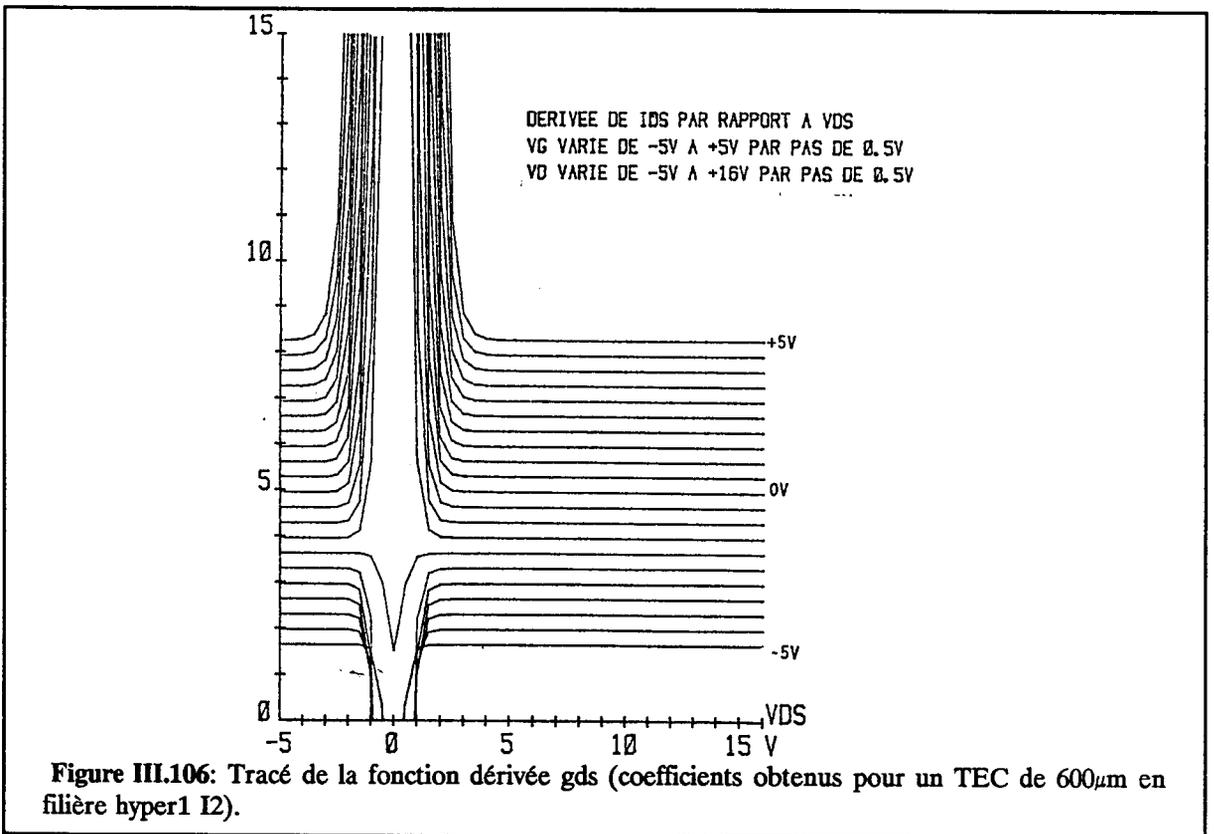


Figure III.106: Tracé de la fonction dérivée  $g_{ds}$  (coefficients obtenus pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  en filière hyper1 I2).

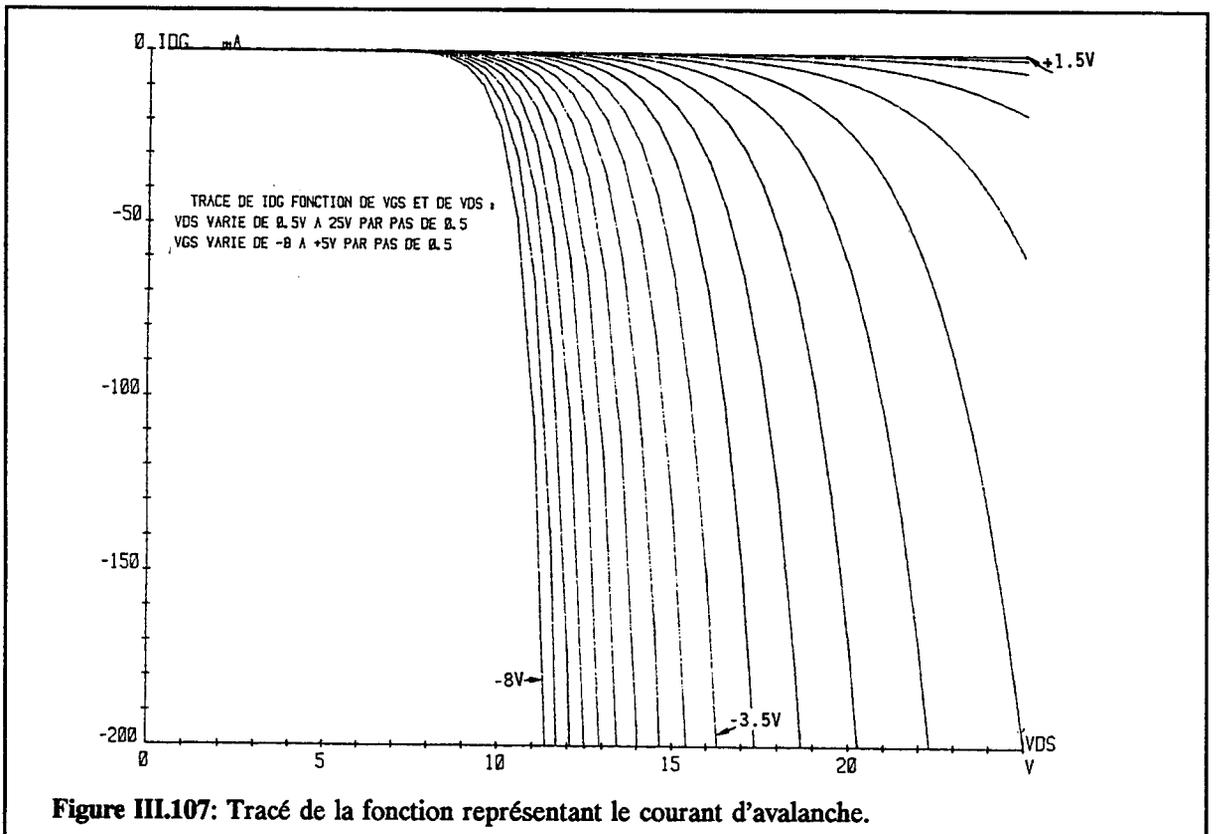


Figure III.107: Tracé de la fonction représentant le courant d'avalanche.

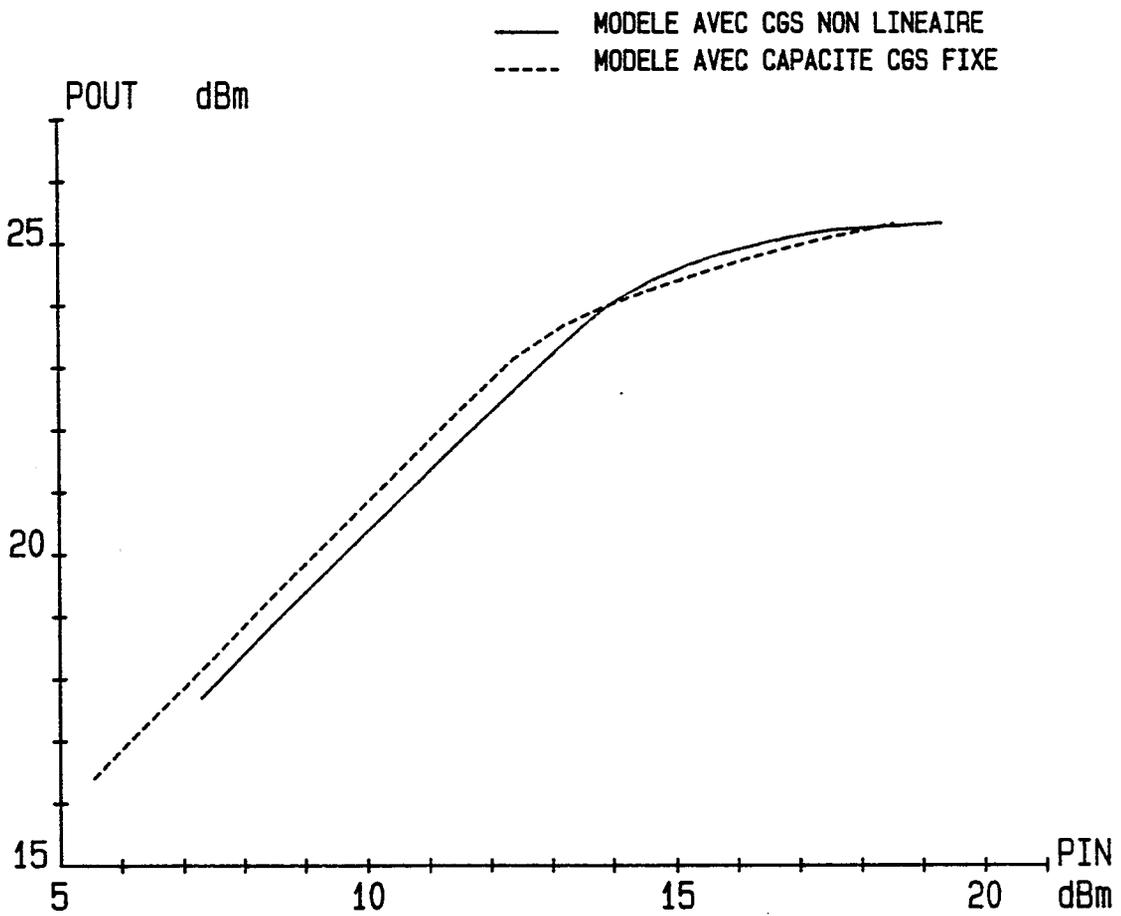


Figure III.108: Courbes de compression simulées avec le modèle non linéaire à capacité  $C_{gs}$  non linéaire et celui où la capacité  $C_{gs}$  est fixe ( simulations du schéma III.71, modèle d'un  $600\mu\text{m}$  filière hyper1 I2).

## III.6 Conclusion

Un modèle basé sur une description analytique du comportement électrique, à partir d'un schéma électrique a été développé. Ce type de modèle moins rigoureux qu'un modèle physique présente l'avantage d'être facilement intégrable dans des simulateurs non linéaires. Les paramètres du modèle sont déterminés à partir de mesures de paramètres [S] pour différents points de polarisation, de mesures statiques du courant grille à tensions  $V_{gs}$  positives, et de mesures en impulsions spécifiques pour le courant drain  $I_{ds}$  et le courant d'avalanche.

Le modèle a été implanté dans différents simulateurs:

- CIRCEC simulateur temporel
- LISA logiciel du type "harmonic balance" développé par l'IRCOM de Limoges,
- MNS et LIBRA simulateurs de type "harmonic balance" (où la capacité  $C_{gs}$  est constante, pour des problèmes d'intégration et de conservation des charges).

Ce modèle a été validé à différentes fréquences, pour des transistors issus de filières différentes en comparant les caractérisations en puissance mesurées et simulées. L'accord entre ces simulations et ces mesures montrent que les mécanismes de limitations de puissance de sortie du transistor ont été bien représentés.

Ce modèle non-linéaire implanté sur des simulateurs et des caractérisations en puissance de transistors constituent les outils indispensables à la conception d'un amplificateur de puissance, et plus particulièrement de son réseau de sortie.

## Références bibliographiques du chapitre III :

- [ 1 ] MMIC Design Manual  
Thomson Composants Microondes, september 1990
  
- [ 2 ] Description de la filière hyper I  
Manuel du Concepteur  
Thomson Composants Microondes, mai 1987.
  
- [ 3 ] MMIC Foundry design manual - Additional information note n°1 - HP07 process  
February 1991.
  
- [ 4 ] P. BAUDET  
Le transistor à effet de champ de puissance en Arséniure de Gallium: conception et technologie  
Acta Electronica, 23, 2, 1980, pp. 119-125.
  
- [ 5 ] R. SOARES, J. GRAFFEUIL, J. OBREGON  
Applications des transistors à effet de champ en Arséniure de Gallium  
Collection technique et scientifique des télécommunications, Eyrolles, 1984.
  
- [ 6 ] P. L. HOWER, N. G. BECHTEL  
Current saturation and small-signal characteristics of GaAs Field-Effect Transistors  
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-20, n°3, march 1973, pp. 213-220
  
- [ 7 ] G. MONTORIOL  
Contribution à la caractérisation et modélisation de transistors à effet de champ pour la conception  
des circuits intégrés monolithiques microondes.  
Thèse de Doctorat, Limoges, 1988, n° 40-88.
  
- [ 8 ] G. APERCE  
Modélisation numérique bidimensionnelle en éléments finis des transistors à barrière de Schottky  
sur Arséniure de Gallium en hyperfréquence.  
Thèse de 3ème cycle, Orsay, juin 1983.

- [ 9 ] G. MONTORIOL, M. LE BRUN, M. PARISOT, D. PAVLIDIS, C. RUMELHARD, C. SENTUBERY  
Toleranced equivalent circuit elements as a function of gate and drain voltages for MMIC GaAs FETs and TEGFETs  
15th European Microwave Conference proceedings, Paris 1985, pp. 1025-1030.
- [ 10 ] F. DIAMAND, M. LAVIRON  
Measurement of the extrinsic elements of a microwave MESFET under zero current conditions  
12th European Microwave Conference, Helsinki, 1982.
- [ 11 ] J.P.R. DAVID, J.E. SITCH, M.S. STERN  
Gate-drain avalanche breakdown in GaAs power MESFET's  
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-29, n°10, october 1982, pp. 1548-1552
- [ 12 ] F. DUPIS  
Analyse temporelle et conception d'oscillateurs microondes à faible bruit de phase  
Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1986, n° 1-86.
- [ 13 ] S.M. SZE  
Physics of semiconductor devices,  
2nd Edition, John Wiley & sons, 1981, ISBN0-471-09837-X.
- [ 14 ] F. VIDALOU, F. GROSSIER, M. CAMIADE, J. OBREGON  
On-wafer large-signal pulsed measurements  
IEEE MTT-Symposium digest, june 1989, pp. 831-834.
- [ 15 ] Z. R. HU, J. J. McKEOWN, J. A. C. STEWART  
Comparisons of GaAs MESFET DC models  
1990 IEEE MTT-S Digest, pp. 311-313
- [ 16 ] M. MILLER, M. GOLIO, B. BECKWITH, E. ARNOLD, D. HALCHIN, S. AGENO, S. DORN  
Choosing an optimum large signal model for GaAs MESFETs and HEMTs  
1990 IEEE MTT-S Digest, pp. 1279-1282
- [ 17 ] K. KUROKAWA  
Power waves and the Scattering matrix  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-13, March 1965, pp. 194-202.

- [ 18 ] Y.D. HWANG, Y-C SHIH, H. MINH LE, T. ITOH  
 Non linear modeling and verification of MMIC amplifiers using the waveform balance method  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, n° 12, december 1989,  
 pp. 2125-2133.
- [ 19 ] R. BADOUAL  
 Les micro-ondes,  
 Tome 1, p. 30, éditeur MASSON.
- [ 20 ] H. FUKUI  
 Thermal resistance of GaAs Field-Effect Transistors  
 IEDM, pp. 118, 1980.
- [ 21 ] T. TAKADA, K. YOKOYAMA, M. IDA, T. SUDO  
 A MESFET variable capacitance model for integrated circuit simulation  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 30, n° 5, may 1982, pp. 719-724.
- [ 22 ] H. STATZ, P. NEWMAN, I.W. SMITH, R.A. PUCCEL, H.A. HAUS  
 GaAs FET device and circuit simulation in SPICE  
 IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-34, n°2, february 1987, pp. 160-169.
- [ 23 ] W. R. CURTICE  
 GaAs MESFET modeling and nonlinear CAD  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°2, february 1988, pp. 220-230
- [ 24 ] J. V. DILORENZO, D. D. KHANDELWAL  
 GaAs FET principles and technology  
 Artech House, Dedham, Mass., 1982, ISBN 0-89006-118-11.
- [ 25 ] M. BINET, P. BAUDET  
 Caractérisation hyperfréquence des transistors à effet de champ: mesures du facteur de bruit, du gain, et de la puissance sur banc hyperfréquence  
 Acta Electronica, vol. 23, n°2, 1980, pp. 127-136.
- [ 26 ] M. SANGO, O. PITZALIS, L. LERNER, C. McGUIRE, P. WANG, W. CHILDS  
 A GaAs MESFET large-signal circuit model for nonlinear analysis  
 1988 IEEE MTT-S digest, pp. 1053-1056.

- [ 27 ] F. SECHI, H. HUANG, B. PERLMAN  
Waveforms and saturation in GaAs power MESFETs  
8th European Microwave Conference proceedings, 1978, pp. 473-477.
  
- [ 28 ] J.F. VIDALLOU, F. GROSSIER, P. CHAUMAS, M. CAMIADE, P. ROUX, J. OBREGON  
Accurate nonlinear transistor modeling using pulsed S parameter measurements under pulsed bias conditions  
1991 IEEE MTT-S digest, pp. 95-98.

## **Chapitre IV: Conception d'un amplificateur monolithique de puissance 1 W en bande C**

### **IV.1 Introduction**

Les chapitres précédents ont présenté les outils de simulation non linéaire ainsi que la mise au point d'un modèle non linéaire permettant la simulation d'amplificateurs de puissance en grand signal.

D'autres étapes préliminaires nécessaires pour la conception d'un amplificateur de puissance sont décrites dans ce chapitre:

- point de fonctionnement optimal, et droite de charge,
- charge optimale,
- caractérisations grand signal du composant.

Une fois ces données acquises, une méthodologie de conception d'amplificateur de puissance est présentée et appliquée à la conception d'un amplificateur de puissance, afin de valider les concepts. Les spécifications de l'amplificateur monolithique sont:

- bande de fréquence: 5,9 GHz - 6,4 GHz,
- gain linéaire  $\geq 23$  dB,
- puissance de sortie à 1 dB de compression  $\geq 30$  dBm,
- adaptation en entrée.

Enfin, les mesures de cet amplificateur sont commentées et comparées aux simulations en régime petit et grand signal.

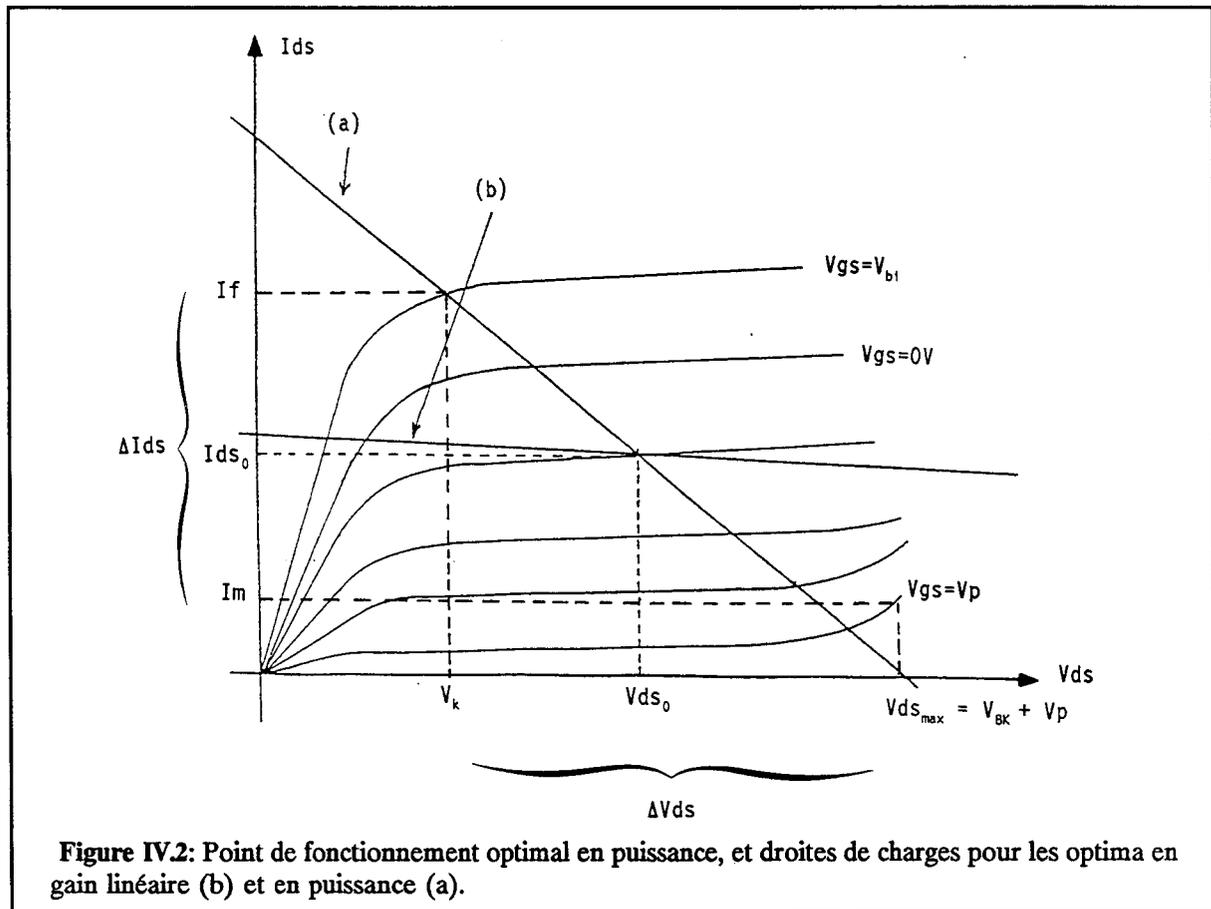
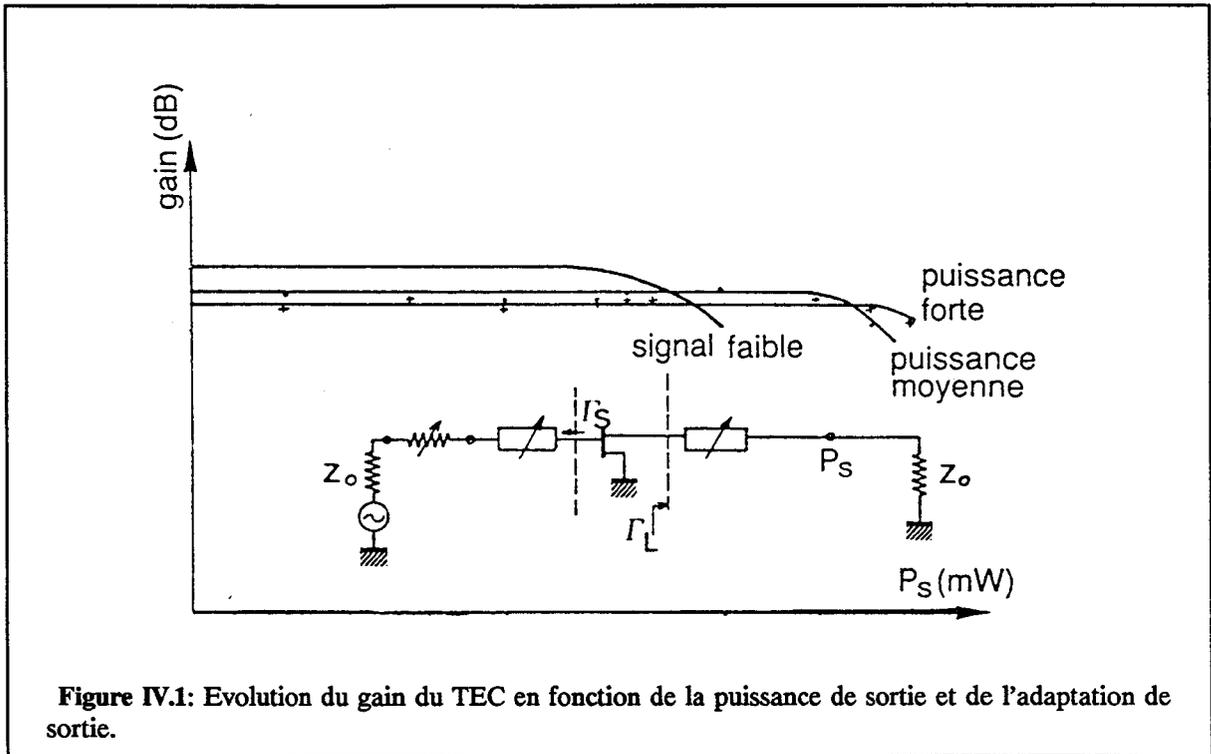
## IV.2 Préliminaires à la conception d'un amplificateur de puissance

### IV.2.1 Point de fonctionnement optimum, impédance de charge optimale théorique

De façon expérimentale, on constate que la performance d'un TEC en puissance dépend surtout de la charge de sortie. La figure IV.1 montre qu'une adaptation faible niveau produit un gain élevé mais aussi une saturation du signal de sortie très rapide. Par contre, l'adaptation à forte puissance donne un gain plus faible mais la saturation du signal de sortie n'apparaît que pour une puissance d'entrée plus élevée.

Ceci s'explique de manière simple en considérant la caractéristique  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  d'un TEC (figure IV.2). Lorsque le transistor est adapté à faible niveau en un point de polarisation donné  $(I_{ds_0}, V_{ds_0})$ , la droite de charge associée (b) présente une pente égale à l'opposé de la pente  $I_{ds}(V_{ds})$  au point de polarisation  $(I_{ds_0}, V_{ds_0})$ . Pour l'adaptation en puissance de classe A, la droite de charge retenue (a) permet une excursion du signal hyperfréquence la plus grande possible. Si le point de fonctionnement est bien choisi, elle permet en effet des excursions maximales en courant  $I_{ds}$  et tension  $V_{ds}$ , et présente donc la charge optimale pour une puissance maximale en sortie (figure IV.3). Dans le cas de l'adaptation petit signal, une variation relativement faible du courant  $I_{ds}$  suffit à produire une excursion maximale de la tension  $V_{ds}$ . La figure IV.2 montre que la pente de la droite de charge associée au maximum de puissance (a) est plus grande que celle liée au maximum de gain transductique linéaire (b). La conductance liée au maximum de gain linéaire est donc plus petite que celle associée au maximum de puissance:

$$G_{opt\ Glin} < G_{opt\ P} \quad (IV.1)$$



**\* impédance de charge optimale théorique:**

L'excursion maximale de la tension  $V_{ds}$  est délimitée par une tension maximale, la tension de coude  $V_k$  et une tension maximale  $V_{ds_{max}}$  définie par la tension de claquage grille drain pour une grille polarisée au pincement:

$$V_{ds_{max}} = V_{BK} + V_P \quad (IV.2)$$

Au delà de cette tension limite, un excès de courant apparaît dans le circuit drain, qui n'est pas modulé par le signal RF et qui ne contribue pas à la puissance de sortie à la fréquence fondamentale.

L'excursion maximale du courant  $I_{ds}$  est définie par  $(I_f - I_m)$ , où  $I_f$  est le courant maximal pour une tension  $V_{gs}$  positive correspondant à la tension de barrière  $V_{bi}$  ( $\sim +0,5V$ ) de la diode Schottky du TEC, et  $I_m$  le courant minimal correspondant à une tension grille égale au pincement et une tension drain source égale de  $V_{ds_{max}}$ .

La puissance maximale en sortie au fondamental du TEC est alors donnée par la relation suivante:

$$P_{S_{MAX}} = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} (I_f - I_m) \times \frac{1}{2} (V_{BK} + V_P - V_k) \quad (IV.3)$$

soit encore, pour  $I_m/I_f \ll 1$ :

$$P_{S_{MAX}} = I_f ((V_{BK} + V_P) - V_k) / 8 \quad (IV.4)$$

La polarisation optimale du composant en classe A est donc obtenue pour:

$$V_{ds_{opt}} = V_k + [(V_{BK} + V_P - V_k)/2] \text{ et } I_{ds_{opt}} \# I_f/2 \quad (IV.5)$$

La résistance de charge optimale est déduite de la droite de charge (a) de la figure (IV.2) [1]:

$$(R_L)_{opt} = \left( \frac{V_{BK} + V_P - V_k}{I_f - I_m} \right) \quad (IV.6)$$

avec en pratique,  $I_f = 1,2 I_{dss}$ , et  $I_m$  peut être considérée comme négligeable par rapport à  $I_f$ . L'équation (IV.6) peut encore s'écrire, si  $V_{ds_0} \leq V_{ds_{opt}}$ :

$$(R_L)_{opt} = 2 \left( \frac{V_{ds_0} - V_k}{1,2 I_{dss}} \right) \quad (IV.7)$$

Ne perdons pas de vue toutefois, que cette impédance optimale de charge est une impédance complexe. L'équation (IV.6) permet de calculer la partie réelle de cette charge, il nous reste à déterminer sa partie imaginaire. A cet effet, nous allons considérer non plus l'impédance de charge  $Z_{L_{opt}}$  optimale mais l'admittance de charge optimale  $Y_{L_{opt}}$ , car le réseau de sortie du TEC est un réseau parallèle.  $Y_{L_{opt}}$  est définie par:

$$Y_{L_{opt}} = G_{LO} + j B_{LO} \quad (IV.8)$$

$$\text{avec } G_{LO} = 1/R_{LO} \quad (IV.9)$$

Le gain transducique  $G_T$  peut se formuler de la façon suivante (figure IV.4) en paramètres (Y) [2]:

$$G_T = \frac{4 G_S G_L |y_{21}|^2}{|Y_L + y_{22}|^2 + |Y_{in} + Y_S|^2} \quad (IV.10)$$

On peut démontrer que cette fonction est maximale quelle que soit la valeur de  $Y_L$ , pour  $Y_S = Y_{in}^*$  (admittance d'entrée du TEC conjuguée). On peut alors démontrer que la valeur de la partie imaginaire  $B_L$  de l'admittance de charge est indépendante de la valeur de la partie réelle de l'admittance de charge  $G_L$  ( $Y_L = G_L + jB_L$ ). C'est en particulier, la même partie imaginaire que celle donnant le gain disponible maximum MAG [2]. La partie imaginaire  $B_{LO}$  de l'admittance de charge peut donc être décrite de façon assez précise par [2],[3]:

$$\begin{aligned} B_{LO} &= -C_{LO} \omega \\ \text{avec } C_{LO} &= C_{gd} + C_{ds} \end{aligned} \quad (IV.11)$$

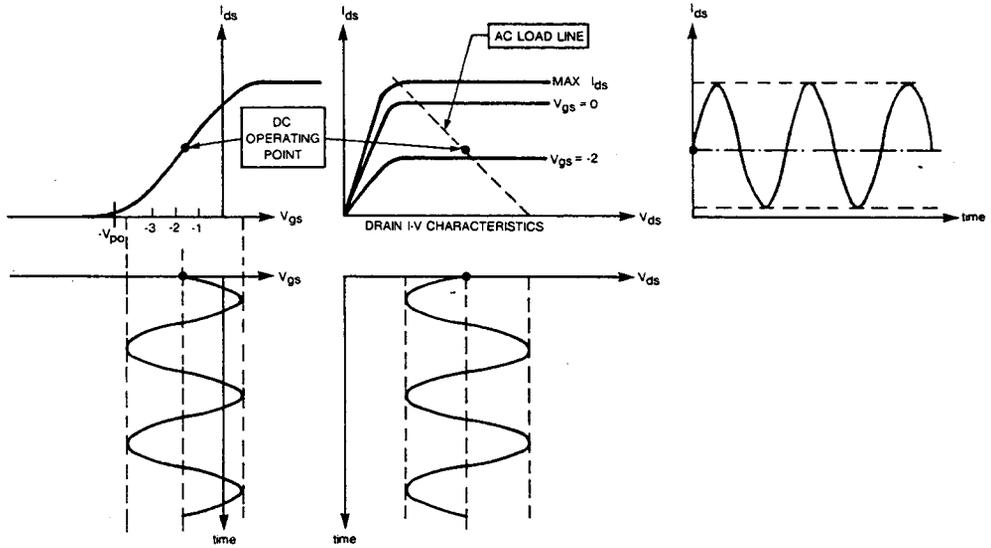


Figure IV.3: Excursions du signal hyperfréquence en courant et tension.

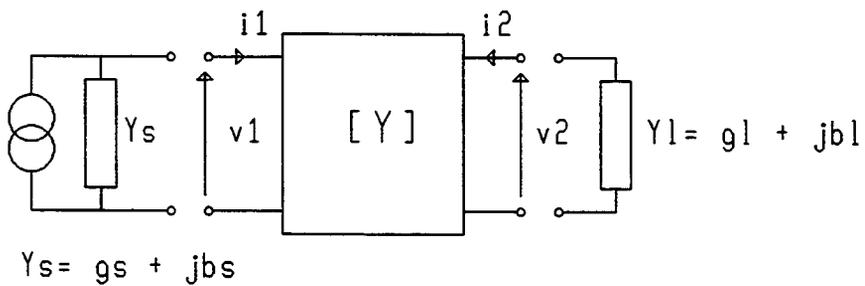


Figure IV.4: Schéma adopté pour le calcul du gain transducique, le TEC étant défini par les paramètres  $[Y_{ij}]$ .

Cette formulation est satisfaisante jusqu'à 8GHz au moins. Au delà, l'effet des inductances de drain  $L_d$  et de source  $L_s$  devient significatif quand la fréquence augmente, ce qui produit une augmentation de la partie réelle et une diminution de la partie imaginaire de l'admittance de charge optimale  $Y_{L_{opt}}$ . Cet effet peut être pris en compte en introduisant des termes correctifs:

$$Den = (1 - 2L_{LO}C_{LO}\omega^2 + G_{LO}^2 L_{LO}^2\omega^2) \text{ avec } L_{LO} = L_d + L_s \quad (IV.12)$$

$$R_L = R_{LO} * Den$$

$$\text{et } C_L = C_{LO} (1 - C_{LO}L_{LO}\omega^2 - L_{LO}/R_{LO}^2 C_{LO})/Den \quad (IV.13)$$

L'admittance de charge optimale pour la puissance en classe A devient alors:

$$\begin{aligned} B_{opt} &\# - C_L \omega \\ G_{opt} &\# 1/R_L \end{aligned} \quad (IV.14)$$

**\* Application numérique pour un TEC en filière hyper1 I2, à 6 GHz:**

données:  $V_{BK} \geq 14 \text{ V}$ ;  $V_P \leq -2,5\text{V}$ ;  $V_K \# 1,0\text{V}$ ;  $I_{dss} \# 230 \text{ mA/mm}$   
(voir caractéristiques statiques d'un TEC  $600 \mu\text{m}$ , figure IV.5)

(IV.5) donne :  $V_{ds_{opt}} \geq 6,25\text{V}$ ;  $I_{ds_{opt}} \# 138 \text{ mA/mm}$

(IV.46):  $P_{s_{MAX}}$  théorique  $\geq 362 \text{ mW/mm}$ , soit pour 1 mm de grille 25,6 dBm

(IV.6) en négligeant  $I_m$  et  $L_d$ ,  $L_s$ :  $R_{L_{opt}} = 38 \Omega$  ( pour  $W_g = 1 \text{ mm}$  de grille)

*pour un TEC de  $600 \mu\text{m}$  ( $4 \times 150 \mu\text{m}$ ) on obtient donc:*

.  $I_{ds_{opt}} = \underline{82,8 \text{ mA}}$

.  $R_{LO} = 63,33 \Omega$  soit  $G_{LO} = \underline{15,8 \text{ mS}}$

. d'autre part à 6 GHz, sachant que:

$C_{gd} = 93,8 \text{ fF}$

et  $C_{ds} = 116 \text{ fF}$

} moyenne sur plusieurs lots

$$C_{LO} = 209,8 \text{ fF}$$

$$\text{donc } B_{\text{opt}} = -7,92 \text{ mS} \Rightarrow Y_L = 15,8 - j 7,92 \text{ mS} \Rightarrow \Gamma_{L \text{ opt}} = 0,245(74,4^\circ)$$

. en tenant compte de  $L_d$ , et  $L_s$  :  $L_d = 48 \text{ pH}$ ,  $L_s = 25 \text{ pH}$

$$L_{LO} = 73 \text{ pH}, \quad R_{LO} = 63,3 \Omega$$

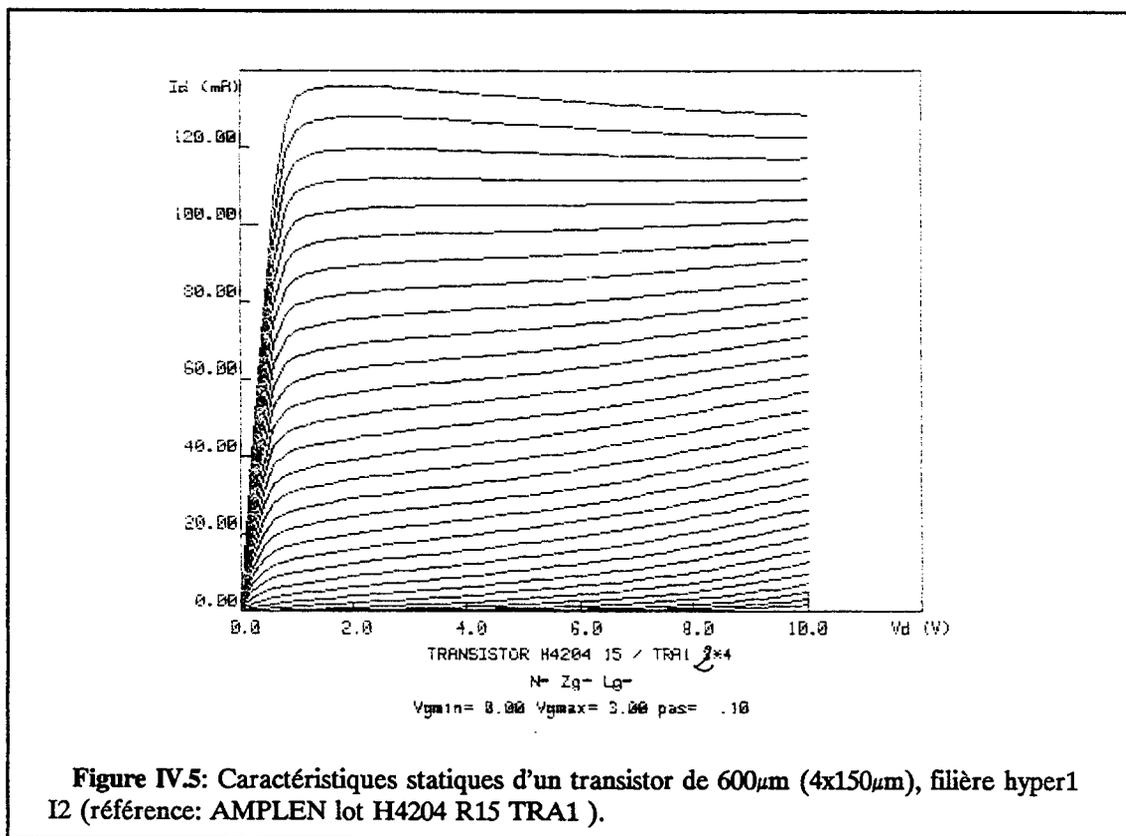
$$R_L = 68,25 \Omega, \text{ d'où } G_{L \text{ opt}} = 14,65 \text{ mS}$$

$$B_{L \text{ opt}} = -C_L \omega = -6,65 \text{ mS à } 6 \text{ GHz}$$

$$\text{à } 6 \text{ GHz } Y_{L \text{ opt}} = 14,65 - j 6,56 \text{ (mS)}$$

en impédance on obtient  $Z_{L \text{ opt}} = 56,9 + j 25,5$

ce qui correspond à un coefficient de réflexion:  $\Gamma_{L \text{ opt}} = 0,24 (61,5^\circ)$



Des auteurs [4],[5] ont proposé par ailleurs des méthodes empiriques pour prédire les contours d'impédances de charge à puissance constante. Il existe aussi des méthodes expérimentales permettant de déterminer l'impédance complexe optimale que doit voir le TEC à une puissance donnée.

## IV.2.2 Caractérisation grand signal des TECs

Différentes techniques de mesures grand signal ont été développées pour déterminer les conditions d'obtention de la performance optimale gain - puissance de sortie. Deux types de caractérisations peuvent être distingués:

- \* la mesure du quadripole TEC en régime grand signal,
- \* la mesure des impédances de charge (et éventuellement de source) pour une certaine performance en gain et puissance de sortie, à une fréquence donnée.

### IV.2.2.1 Mesures de paramètres grand signal du TEC

#### IV.2.2.1.a Paramètres [S] grand signal

Bien que les paramètres [S] soient un concept purement linéaire, il peut être pratique en hyperfréquence, d'étendre ce type de représentation aux circuits non linéaires, en particulier pour les quadripoles. Les mesures de paramètres [S] grand signal sont donc une extension des mesures de paramètres [S] en régime linéaire: elles sont effectuées avec des impédances terminales de source et de charge  $50 \Omega$ , en présence d'un signal de forte puissance appliqué à l'entrée [6]. Cette caractérisation ne représente pas les conditions réelles de fonctionnement du TEC dans un amplificateur (charges  $\neq 50 \Omega$ ). Tucker [7] a présenté une méthode simple de détermination de l'admittance optimale de charge à partir de ces mesures de paramètres [S] grand signal. Il en déduit aussi un calcul de la compression du gain sur une charge quelconque à partir de  $S_{21}$  et  $S_{22}$  grand signal.

#### IV.2.2.1.b Méthode "2 signals"

La mesure de paramètres [S] suppose pour la détermination de  $S_{21}$  et  $S_{22}$  que le générateur de source délivre une tension nulle. L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'en l'absence du signal d'entrée, le dispositif actif non réciproque fonctionne dans un régime électrique différent de son mode de fonctionnement. Pour éviter cet inconvénient, la méthode proposée par Mazumder et Van Der Puije [8] consiste à exciter

simultanément le composant à mesurer avec un signal d'entrée et de sortie à la même fréquence. Ce composant est mesuré avec des charges de  $50 \Omega$  pour plusieurs valeurs de différences de phase entre les deux signaux, à amplitude constante, et les rapports complexes entre les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies donnent approximativement quatre cercles sur un abaque de Smith, dont les centres sont les paramètres [S] grand signal.

Aucune des deux méthodes n'est entièrement satisfaisante, car les paramètres grand signal ne dépendent pas uniquement du niveau d'attaque mais aussi des impédances de charges présentées aux accès du TEC. De plus, le fonctionnement réel en amplification de puissance TEC n'est pas caractérisé.

#### **IV.2.2.2 Mesures de "load-pull"**

##### **IV.2.2.2.a "Load-pull" classique**

La technique dite du "load-pull" consiste à adapter le composant avec des adaptateurs passifs pour obtenir la puissance de sortie et le gain désirés à une puissance d'entrée et une fréquence données, en un point de fonctionnement fixé. L'impédance complexe vue par le drain du TEC et synthétisée par les adaptateurs peut alors être mesurée. Les résultats sont généralement présentés sur un abaque de SMITH sous forme de contours correspondant aux lieux d'impédances à puissance de sortie ou gain constant, mais pour des taux de compression variables. La présentation des résultats sous forme de contours d'impédance de charge à puissance de sortie au dB de compression (utilisée sur notre banc) permet au concepteur de vérifier la saturation des étages d'entrée. Pour une description plus détaillée du banc utilisé le lecteur se reportera au chapitre III, paragraphe III.4.3.1.

##### **IV.2.2.2.b Méthode de la charge active**

Dans le cas des adaptateurs passifs, les pertes dans les adaptateurs et les lignes de transmission entre le composant et l'adaptateur empêchent d'obtenir des ROS élevés

au niveau de la puce. Ce problème peut être contourné en adoptant une technique plus sophistiquée: la méthode d'adaptation par charge active [9]. Elle consiste à utiliser une source cohérente pour la génération de l'onde réfléchie sur la sortie du composant. Une partie du signal d'entrée, après variation du module et de la phase à l'aide d'un atténuateur et d'un déphaseur est réinjectée en sortie du composant. Une charge fictive est ainsi présentée au TEC, dont le module peut être égal à 1 (et même supérieur). L'abaque de Smith peut être couvert par différents réglages de l'atténuateur et du déphaseur. Cette méthode, ainsi que le "load-pull" classique peuvent être étendues aux fréquences harmoniques [10],[11].

Un banc automatique mettant en oeuvre la méthode de la charge active a aussi été développé à TCM. Le synoptique de ce banc est présenté en figure IV.6. Les transistors sont montés dans un "jig" de test pour ces mesures.

#### IV.2.2.2.c Résultats des caractérisations des TECs en puissance

##### **\* limitations**

Les mesures réalisées sur le banc de "load-pull" utilisant la méthode de la charge active, montrent que le développement de grille optimal pour obtenir des mesures correctes se situe autour de 1200  $\mu\text{m}$  (pour un TEC hyper 1 I2). En effet, l'impédance optimale pour un TEC de 600  $\mu\text{m}$  se trouve près du centre de l'abaque de Smith ( $\#50 \Omega$ ), la puissance réfléchie est donc faible, et l'incertitude de mesure devient alors très grande. Pour des transistors de 2400  $\mu\text{m}$  de développement de grille, l'impédance optimale de charge se trouve près du bord de l'abaque de Smith, et là aussi la précision de mesure diminue. Les transistors mesurés sur ce banc ont donc un développement de grille de 1200  $\mu\text{m}$ .

En ce qui concerne les mesures effectuées sur le banc de "load-pull" classique, un montage du type bloc à colonnes a été utilisé. Le développement de grille des transistors mesurés est dans ce cas limité par la dissipation thermique des alumines: le développement choisi est de 600  $\mu\text{m}$ .



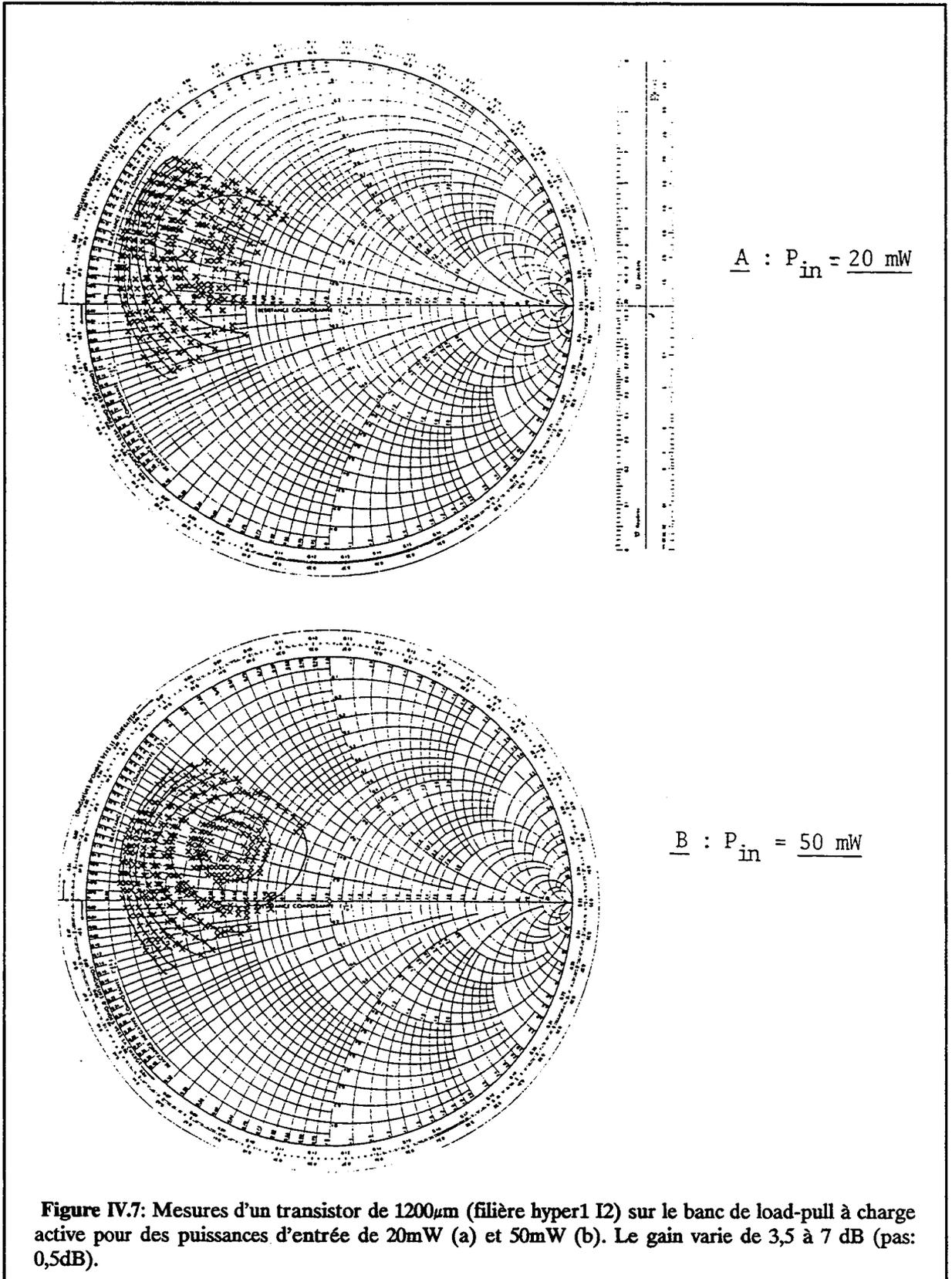
Les figures IV.7 et IV.8 présentent les résultats de mesures effectuées à 6GHz avec le banc de "load-pull" à charge active sur un TEC de largeur totale de grille de  $1200 \mu\text{m}$  ( $8 \times 150 \mu\text{m}$ ) pour des puissances d'entrée de 20 mW, 50 mW, 100 mW. Pour lire correctement les courbes de lieux d'impédances à gain constant, il faut déplacer les points de  $15^\circ$  vers le générateur, pour les ramener dans le plan du drain du transistor. L'impédance optimale de drain obtenue est environ:  $(25 + j15) \Omega$ .

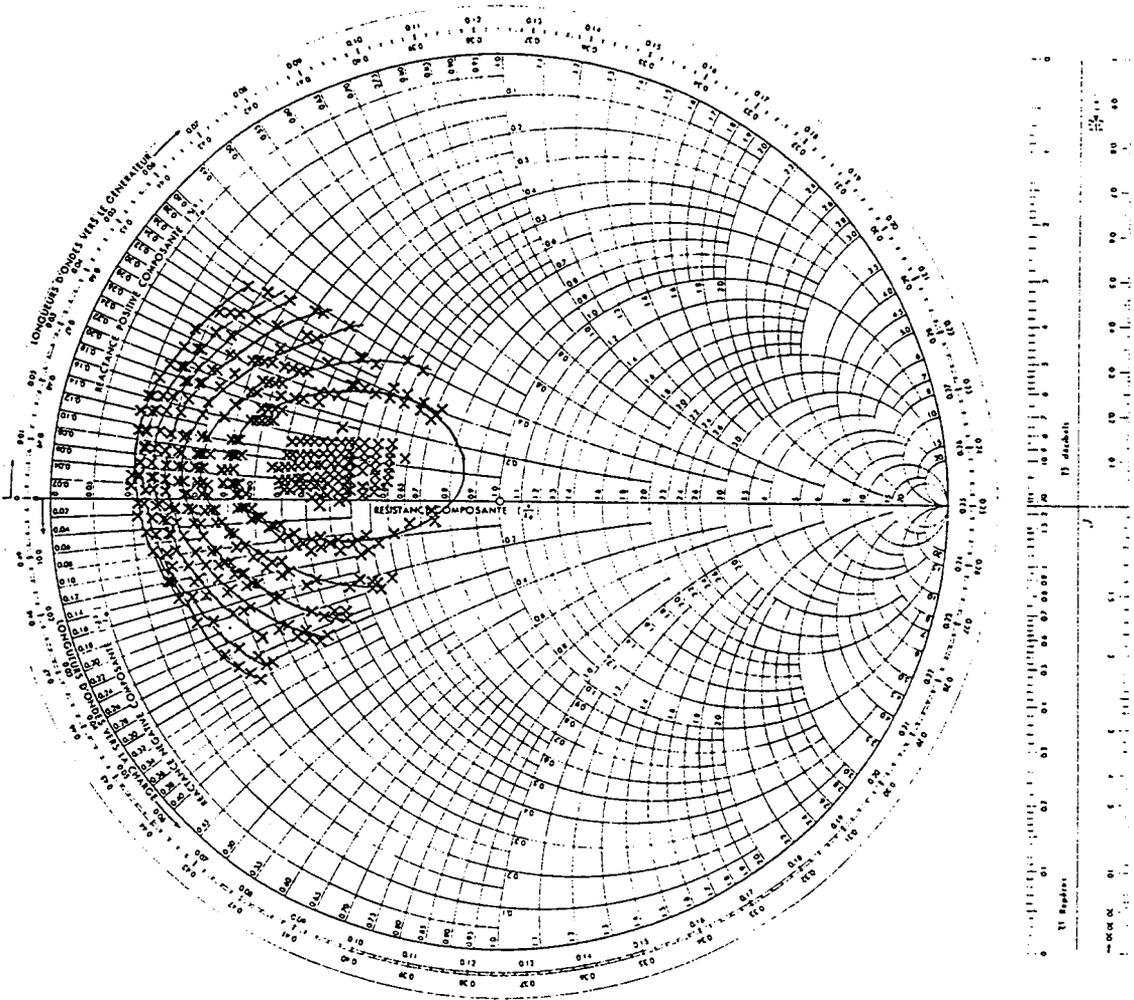
D'autre part, des caractérisations en puissance ont été effectuées avec le banc de "load-pull" classique, sur des transistors ( $W_g = 600 \mu\text{m}$  en 4 doigts,  $L_g = 1 \mu\text{m}$ , implantation I2), provenant de 4 lots différents, soit un total d'environ 40 transistors. Les mesures de paramètres [S] sur ces transistors présentent une bonne homogénéité dans leurs caractéristiques petit signal (voir moyenne des éléments du schéma équivalent petit signal, tableau IV.9).

	Lg (pH)	Rg $\Omega$	Cgs (fF)	Ri ( $\Omega$ )	Cgd (fF)	Rs,Rd ( $\Omega$ )	Ls (pH)	Gm (mS)	$\tau$ (ps)	Cds (fF)	Rds ( $\Omega$ )	Ld (pH)
VALEURS	63,0	1,1	616,0	4,4	93,8	0,9	25,0	54,1	7,2	116,0	201,0	48,0

**Table IV.9**

Les caractérisations en puissance à 6GHz sur ces lots (impédance optimale de charge, gain et puissance de saturation à 1 dB de compression) sont résumées dans le tableau IV.10. Le module du coefficient de réflexion optimum varie entre 0,2 et 0,36, ce qui peut apparaître comme une dispersion élevée. Toutefois, il faut noter que les mesures des contours de "load-pull" faites sur le banc à charge active (figures IV.7 et IV.8) ainsi que sur l'autre banc (figure IV.11) montrent que la puissance de sortie ne varie pas beaucoup pour ces variations d'impédance optimale. Le gain déduit d'après les paramètres [S] pour l'adaptation en puissance (figure IV.12) coïncide (à 0,3 dB près) avec le gain mesuré effectivement sur ce banc, ce qui valide la mesure du gain en puissance. Enfin, les mesures d'impédance de charge optimale obtenues sur les 2 bancs de "load-pull" sont très cohérentes entre elles.





$$C : P_{in} = 100 \text{ mW}$$

$$G = 0,3 \text{ à } 6,5 \text{ dB par pas de } 0,5 \text{ dB}$$

Figure IV.8: Caractérisation du TEC de la figure IV.7 sur le banc de load-pull à 6GHz pour une puissance d'entrée de 100mW. Le gain varie de 0,3 à 6,5dB (pas: 0,5dB).

TEC (lot, masque, sites..)	Vd Volt	Vg Volt	Id mA	Ps moy. dBm	Gass moy. dB	$\Gamma$ L
AMPLEN H4008 R77(5) TRA1 5 sites	7,03	-1,03	61,00	8,40 pas de stabilité	8,38	0,367/78°
AMPLEC H3312 R26(1) AC43 5 sites	6,97	-0,77	109,40	23,90	9,62	0,367/74°
AMPLEC H3312 R40(0) AC43 5 sites	7,04	-0,81	107,20		9,50	0,266/73,3°
AMPLEN H4204 R35(2) TRA1 5 sites	7,25	-0,63	82,19	23,50	9,11	0,246/56,8°
AMPLEN H4204 R15(0) TRA1 5 sites	6,82	-0,72	86,60	23,58	9,27	0,206/60,9°
MOYENNE	6,94	-0,63	89,82	23,56	9,22	0,233/61°

Table IV.10: Résultats de mesures de puissance à 6GHz sur différents transistors de 600 $\mu$ m (filère hyper1 I2) issus de plusieurs lots (banc de "load-pull" classique).

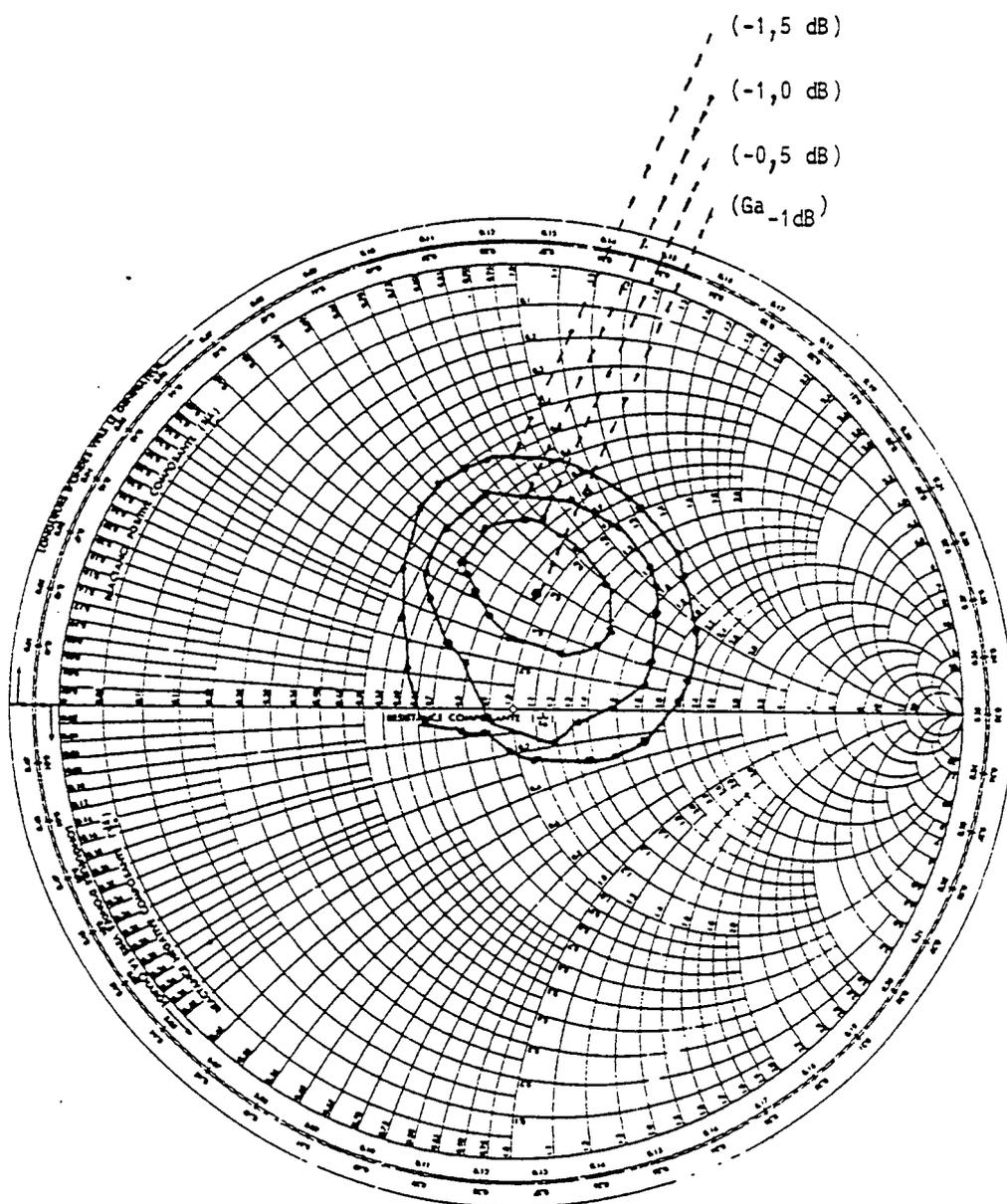
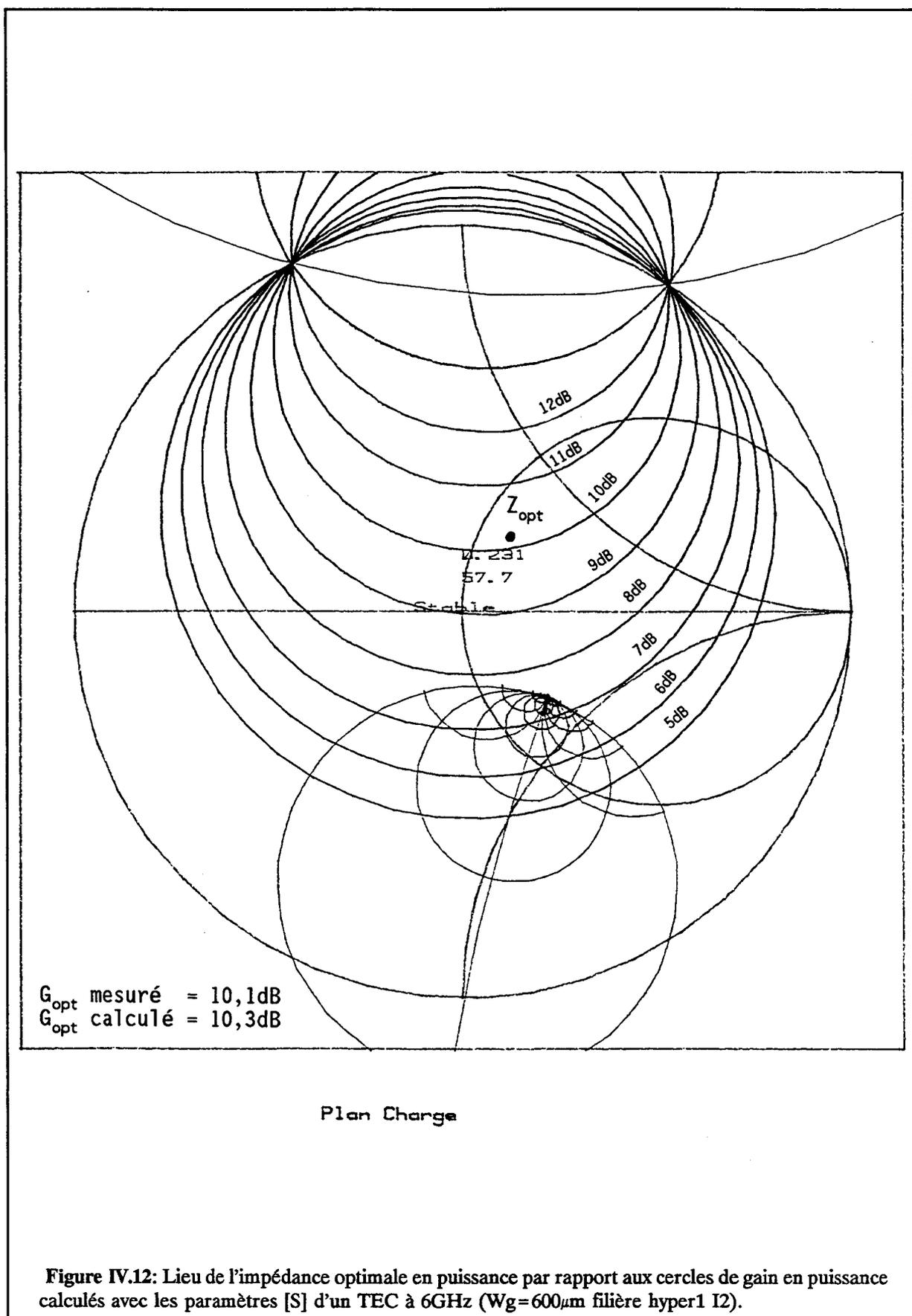


Figure IV.11: Courbes iso-gain obtenues avec le banc de "load-pull" classique à 6GHz pour un TEC de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) filière hyper1 I2. Le TEC est mesuré au dB de compression en chacun des points.



**\* Comparaison mesures-théorie ( à 6GHz ):**

Les résultats moyens obtenus sur un TEC de 600  $\mu\text{m}$  (hyper 1 I2) issus du tableau IV.10 sont en bon accord avec les résultats théoriques du paragraphe IV.2.1 (voir comparaison tableau IV.13). Remarquons que le courant optimal de polarisation mesuré (et simulé) se situe à environ 0,6  $I_{\text{dss}}$  et donc à  $I_{\text{f}}/2$ .

paramètres	mesures (table IV.10)	Théorie (§ IV.2.1)
$V_{\text{ds}_0}$ (V)	6,94	6,25
$I_{\text{ds}_0}$ (V)	89,8	82,8
$P_{\text{s}}$ (dBm)	23,56	23,37
$\Gamma_{\text{L}}$	0,233 / 61°	0,24 / 61,5°
$Z_{\text{L}}$ ( $\Omega$ )	57 + j 24,6	56,86 + j 25,5
$\eta_{\text{aj}}$ (%)	32%	-
$P_{\text{s}}$ (mW/mm)	378,3	362

Table IV.13: comparaison mesures-théorie pour un TEC de 600 $\mu\text{m}$  filière hyper1 I2 à 6GHz.

Ces caractérisations de puissance, et des simulations à l'aide du modèle grand signal établi au chapitre précédent permettent maintenant d'aborder la conception de l'amplificateur.

### IV.3 Conception "quasi-linéaire" de l'amplificateur de puissance 1 W

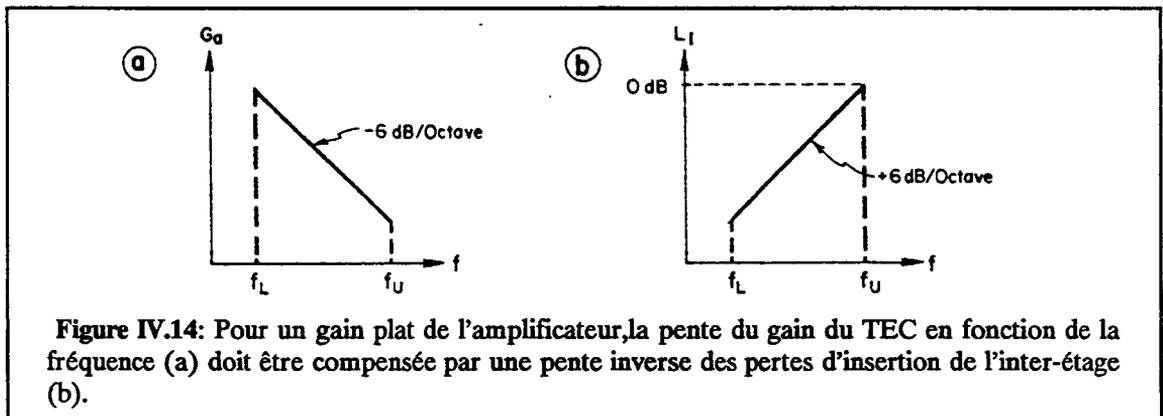
Pour la conception de l'amplificateur monolithique de puissance, une méthodologie de conception [12] a été suivie. Cette méthodologie a produit des conceptions réussies d'amplificateurs de puissance classe A, en bande C et X, sur différentes filières [13],[14].

### IV.3.1 Méthodologie

#### IV.3.1.1 Principe

Cette procédure permet de calculer le développement de grille de chaque étage d'un amplificateur de puissance pour une puissance de sortie au dB de compression et un gain associé donnés dans une bande de fréquence.

Partant de la puissance de sortie spécifiée pour l'amplificateur, et d'une estimation des pertes du circuit de sortie, on peut en déduire le développement de grille du dernier étage en connaissant la puissance minimale par unité de largeur totale du transistor de la filière choisie. Le réseau d'adaptation de sortie doit présenter au TEC l'impédance optimale en puissance avec le minimum de pertes d'insertion et d'encombrement. Pour optimiser le rendement électrique de l'amplificateur global, le développement de grille des étages d'entrée doit être minimum. A cet effet, il faut présenter à la sortie des premiers étages une impédance optimale en puissance à la fréquence maximum de fonctionnement.



D'autre part, pour obtenir un gain plat dans la bande de fréquences de fonctionnement, les pertes d'insertion des réseaux d'adaptation inter-étages en fonction de la fréquence doivent compenser la pente du gain des transistors en fonction de la fréquence (-6 dB/octave) [15]. Un gain plat s'obtient donc en introduisant une désadaptation de la charge des transistors des premiers étages croissante quand la fréquence diminue (figure IV.14).

Cependant, il faut s'assurer que cette désadaptation des transistors des premiers étages par rapport à leur impédance optimale en puissance n'entraîne pas une saturation des étages d'entrée avant celle de l'étage de sortie. L'obtention de ce compromis est vérifiée itérativement durant la conception au moyen des diagrammes de puissance au dB de compression en fonction de la charge simulés ou mesurés (figures III.72 et IV.11). Ce calcul met en évidence que pour maximiser le rendement d'un amplificateur multi-étage, le gain associé du transistor est aussi essentiel que sa puissance maximum.

#### IV.3.1.2 Application de cette méthode à un amplificateur monolithique 1W, bande C

L'amplificateur à concevoir en filière hyper1 I2 doit délivrer une puissance de sortie 1 W (soit 30 dBm) dans la bande (5,9 - 6,4 GHz). En filière hyper1 I2, rappelons que les performances typiques d'un TEC de 600  $\mu\text{m}$  (4 x 150  $\mu\text{m}$ ) en puissance sont à 6 GHz:

$$P_{-1\text{dB}} = 228 \text{ mW, soit } 0,38 \text{ W/mm de grille}$$

$$G_{-1\text{dB}} = 8 - 9 \text{ dB}$$

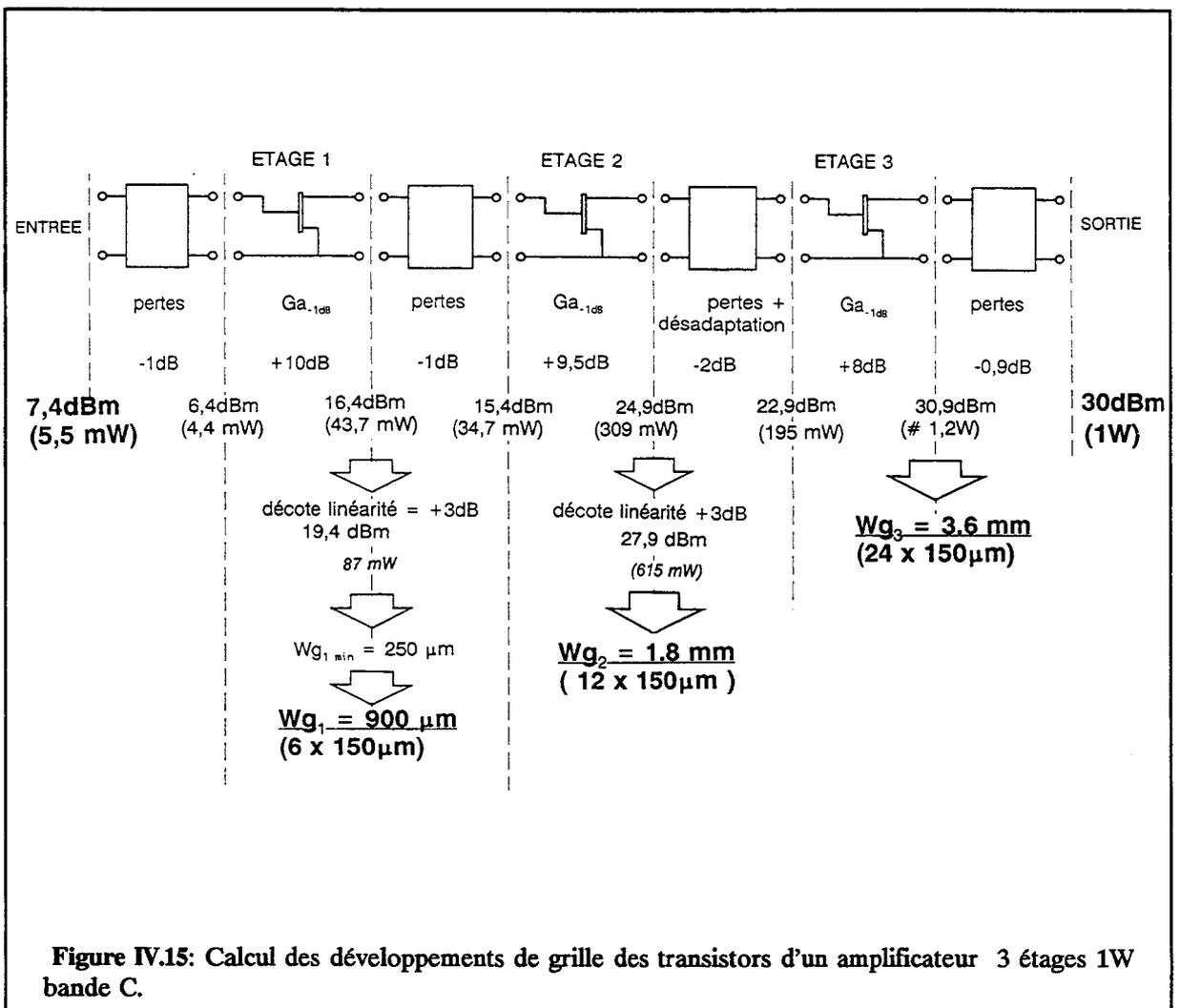
$$Z_{\text{opt}} \# (60 + j 25) \Omega$$

$$I_{\text{ds}} \# 85 \text{ mA, soit } 140 \text{ mA/mm}$$

$$V_{\text{ds}} = 7\text{V}$$

Les pertes du réseau d'adaptation de sortie sont estimées à 0,9 dB. La puissance de sortie au dB de compression doit donc être au niveau des drains des transistors de l'étage de sortie de 30,9 dBm soit environ 1,2W (figure IV.15). En supposant que les transistors délivrent au dB de compression une puissance minimale de 0,35 W/mm, le développement total de l'étage de sortie doit être de 3,52 mm. Cependant, la caractérisation des transistors en puissance s'est effectuée sur des transistors de largeur unitaire de 150 $\mu\text{m}$ , le parti pris de garder cette largeur unitaire de doigt conduit à un développement de l'étage de sortie de 3,6 mm (24 x 150 $\mu\text{m}$ ). Le gain de ce dernier étage à 1 dB de compression est supérieur à 8 dB. Pour connaître la puissance de sortie à 1 dB de compression des transistors de l'avant-dernier étage, il faut ajouter successivement à la puissance d'entrée de l'étage de sortie: 1 dB de pertes dans le circuit d'adaptation d'entrée du dernier étage, 1 dB de désadaptation de l'avant dernier étage (compromis

platitude de gain - puissance), et 3 dB pour assurer un fonctionnement en régime linéaire du deuxième étage. La puissance de sortie (à 1 dB de compression) des transistors de l'avant-dernier étage est donc :  $30,9 \text{ dBm} - 8 \text{ dB} + 5 \text{ dB} = 27,9 \text{ dBm}$ , ce qui conduit à une largeur minimale de 1,76 mm. Si on s'impose une largeur unitaire de  $150 \mu\text{m}$  pour les doigts de grille des transistors, le développement de grille du deuxième étage est de 1,8 mm ( $12 \times 150 \mu\text{m}$ ). En appliquant ce raisonnement au premier étage, on trouve que le gain total de l'amplificateur à 1 dB de compression est de 22,6 dB et que la taille minimale du premier étage est de  $250 \mu\text{m}$ . Nous avons pris une marge de sécurité importante par rapport à cette valeur ( $900 \mu\text{m} = 6 \times 150 \mu\text{m}$ ), car le premier étage n'est pas adapté à l'optimum de puissance, mais plutôt à l'optimum pour le gain linéaire. Ce développement de grille est aussi induit par le choix de la topologie de l'amplificateur.



## IV.3.2 Choix d'une topologie

### IV.3.2.1 Avantages et inconvénients d'une structure arborescente

Le raisonnement effectué au paragraphe précédent a été mené comme si les trois étages étaient constitués d'un seul transistor. En technologie monolithique, pour obtenir des adaptations réalisables, il est préférable d'utiliser une structure arborescente [16],[17],[13]. Un avantage majeur de cette configuration est de faciliter l'adaptation des circuits inter-étages à cause des impédances plus élevées présentées par les transistors de plus petit développement. De plus, si des transistors élémentaires de largeurs plus petites (typiquement de l'ordre de 1 mm) sont utilisés, le gain maximum est plus élevé, une meilleure dissipation thermique de l'amplificateur et un plus faible déphasage entre les voies sont réalisés. Cependant le choix de cette topologie implique des réseaux d'adaptation plus complexes [17], et de plus grands risques d'oscillations sur des modes impairs [18], à plus basse fréquence (figure IV.16). Cette existence d'oscillations en mode impair dans les structures combinant des transistors, et leurs origines ont été étudiées par Kassakian et Lau [19].

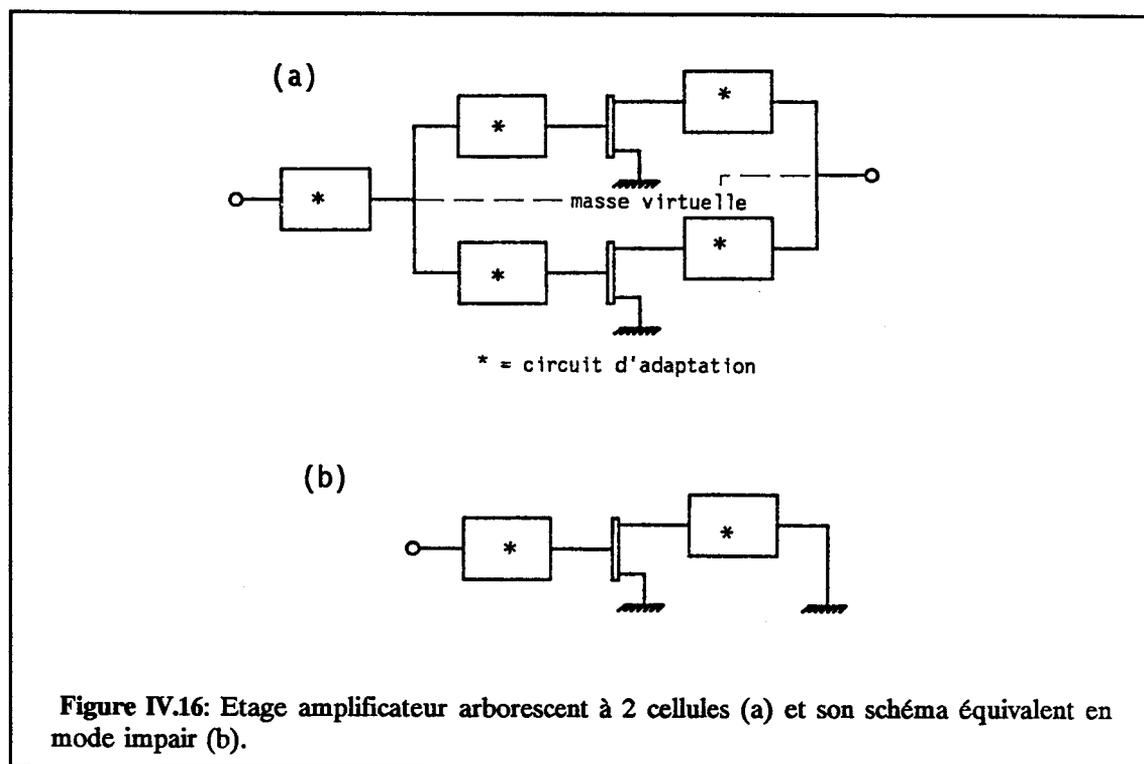
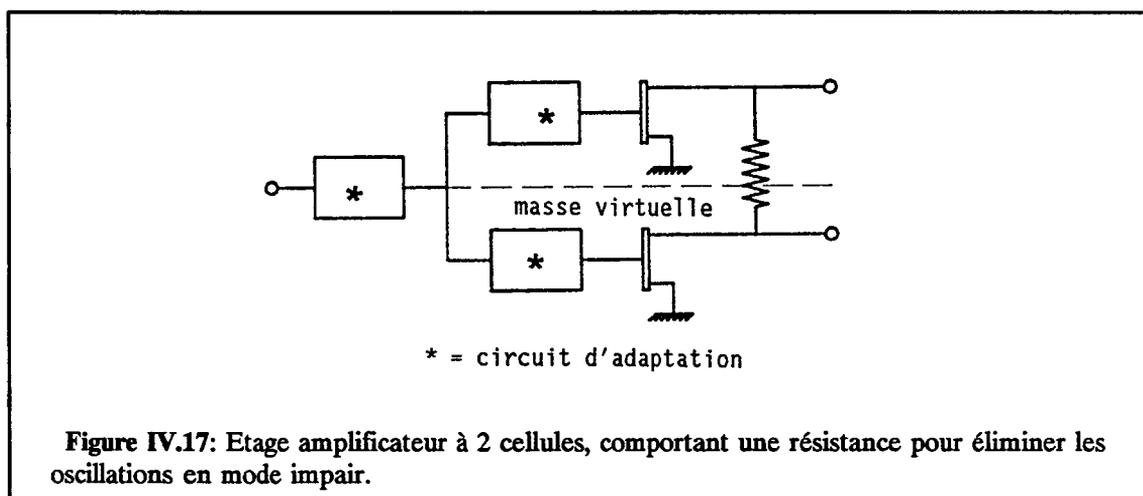


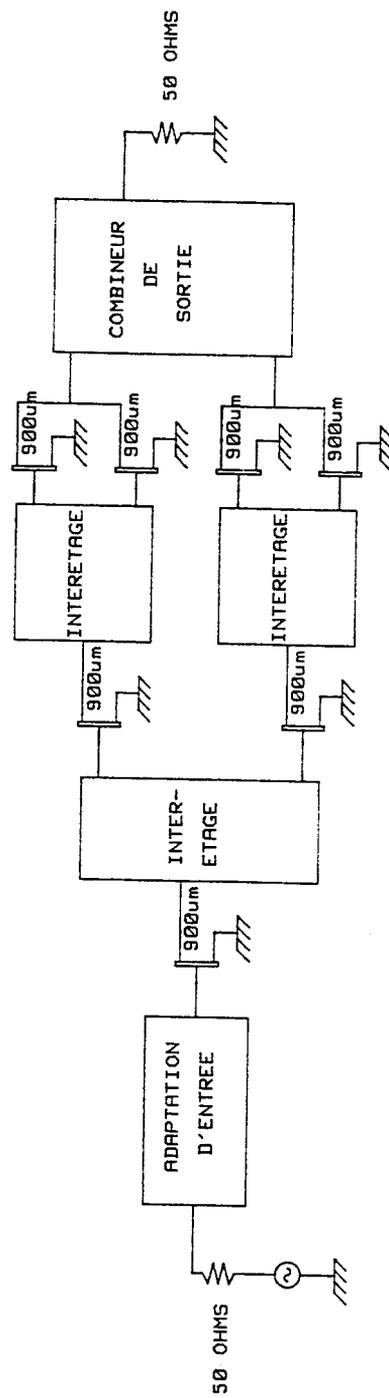
Figure IV.16: Etage amplificateur arborescent à 2 cellules (a) et son schéma équivalent en mode impair (b).

Il s'agit donc de résoudre les problèmes d'instabilité sans toutefois trop diminuer le gain. Une contre-réaction sur l'étage de sortie est exclue car le comportement en puissance est alors difficile à maîtriser: l'impédance de charge du transistor dépend alors du circuit d'entrée. De plus, la puissance circule dans la résistance de cette contre-réaction. La solution que nous avons adoptée est d'inclure une contre-réaction sur le deuxième étage. Cette résistance est ajustée de façon à minimiser le ROS de sortie sans trop diminuer le gain. Une autre solution est de placer des résistances entre les drains des TECs [18] (figure IV.17). Comme une masse virtuelle se crée au milieu de la résistance en mode impair, le circuit équivalent en mode impair de l'étage oscillant comprend une résistance moitié à la masse. Un choix judicieux de cette résistance permet alors d'éliminer cette oscillation. Notons que le fonctionnement normal de l'amplificateur n'est pas affecté, car des tensions égales sur les drains produisent un courant nul dans les résistances. Dans notre circuit, le deuxième étage possède une contre-réaction, et des résistances sur la puce peuvent être connectées entre les drains des TECs du deuxième étage.



### IV.3.2.2 Réalisation

L'amplificateur de type arborescent (figure IV.18) est constitué de cellules élémentaires de largeur de grille  $900 \mu\text{m}$ , en 6 doigts de  $150 \mu\text{m}$ . Le développement total de grille de l'amplificateur est donc de 6,3 mm.



IMPACT

Figure IV.18: Topologie de l'amplificateur 3 étages 1W bande C.

La synthèse du combineur de sortie, qui doit présenter l'impédance optimale de charge en puissance avec le minimum de pertes, est un élément critique pour les performances en puissance de l'amplificateur. Les éléments passifs tels que les lignes, les inductances et les capacités doivent être modélisés de façon précise [20]. Les valeurs de ces éléments passifs sont déterminés par optimisation sur un logiciel d'analyse linéaire (ESOPE), en définissant l'impédance de référence d'un *port* comme l'impédance complexe optimale en puissance et en fixant comme objectif d'optimisation la minimisation du coefficient de réflexion en ce *port*. Cette optimisation tient compte des éléments parasites des éléments passifs considérés.

Le combineur de sortie de l'amplificateur AS du masque IMPACT a été réalisé avec des selfs spirales dont la largeur de métallisation vaut  $20\ \mu\text{m}$  et l'espace inter spires  $5\ \mu\text{m}$ .

La topologie des circuits d'adaptation inter-étage est celle d'un filtre passe-bande à deux cellules avec un transformateur d'impédance. Ce type de circuit convient pour la bande demandée, comporte un nombre minimum d'éléments passifs et permet la polarisation des transistors. Le schéma électrique de cet amplificateur est présenté en figure IV.19.

L'utilisation d'une structure arborescente à 4 cellules en sortie permet d'avoir une adaptation facile à l'aide de selfs spirales et de capacités *overlay*. Par contre, elle multiplie le nombre d'accès de polarisation. Au niveau du dessin, il est quasiment impossible de relier entre eux tous ces accès de polarisation, tout en conservant une structure symétrique qui évite au maximum l'apparition de modes impairs (déphasage entre les différentes voies).

La puce réalisée sur le masque IMPACT a pour dimensions:  $3,5 \times 2,5\ \text{mm}^2$  (figure IV.20).



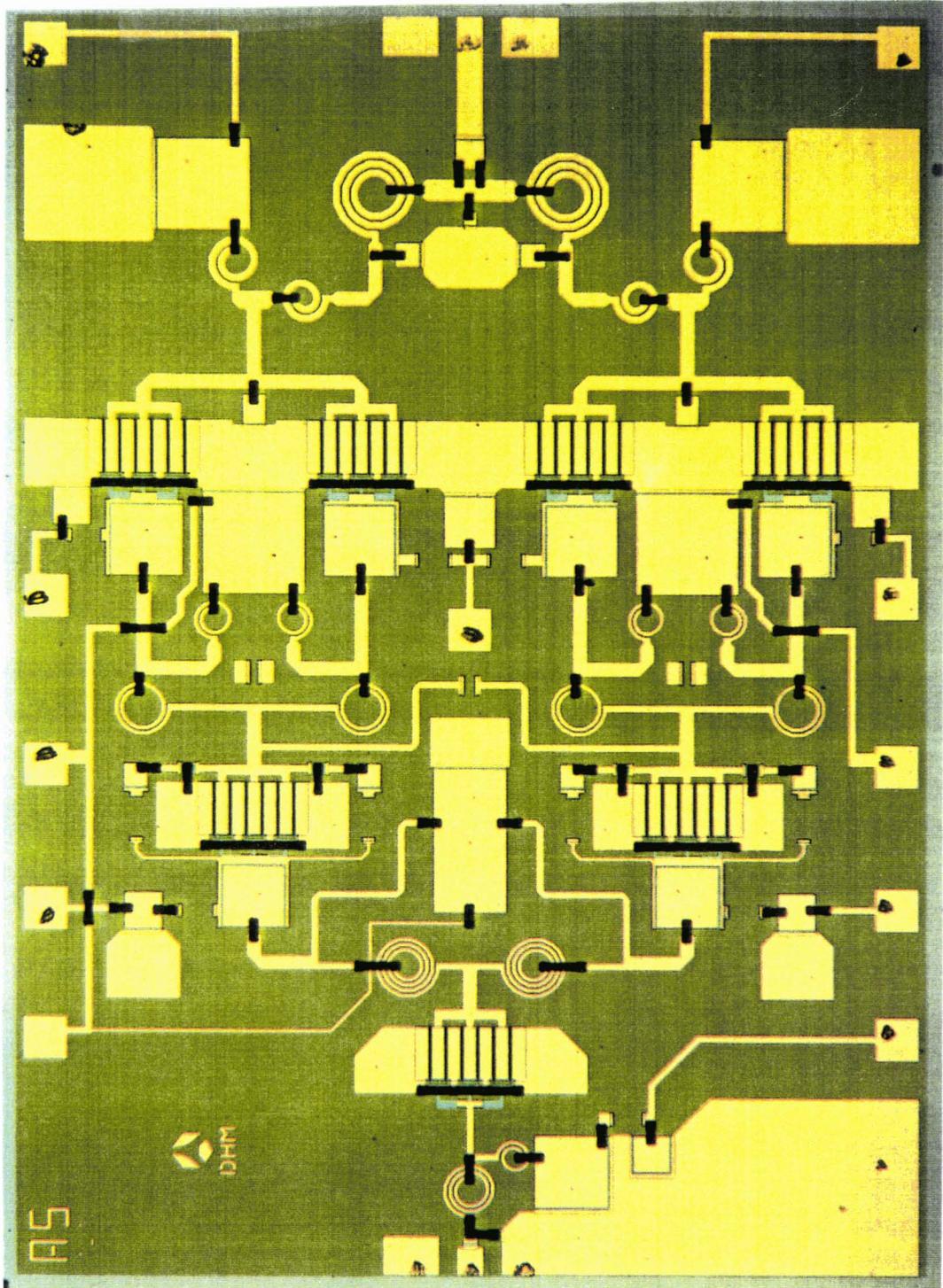


Figure IV.20: Photographie de la puce réalisée.

### IV.3.3 Résultats de simulation

#### IV.3.3.1 Simulations en régime linéaire

L'optimisation de l'amplificateur a été effectuée à l'aide du logiciel ESOPE dans la bande 5,6 GHz - 6,8 GHz. Le point de fonctionnement choisi est:  $V_{ds} = 7V$ ,  $V_{gs} = -1,3 V$ , pour un courant  $I_{ds}$  de l'ordre de 0,85 A.

Les performances en régime linéaire obtenues en simulation (figure IV.21) dans la bande 5,9 GHz - 6,4 GHz sont:

- gain > 23,5 dB
- TOS1 < 2, TOS2 < 3
- platitude de gain = 1 dB.

La stabilité de l'amplificateur a été vérifiée, y compris en dehors de la bande. Les spécifications restent atteintes lorsqu'une variation de  $\pm 10\%$  est appliquée sur les capacités et les selfs (figure IV.22). Cette variation tient compte des dispersions technologiques (densité de capacité variable, épaisseur de métallisations...) et des imprécisions dues aux modèles.

#### IV.3.3.2 Saturation des étages

Il s'agit de vérifier les hypothèses du paragraphe IV.3.1.2. Pour un bon fonctionnement de l'amplificateur, il faut vérifier que dans les conditions de fonctionnement imposées, les deux premiers étages ne sont pas en saturation avant le dernier étage et pour un rendement optimum que l'impédance présentée au deuxième étage reste proche de l'optimum pour la puissance. Il faut aussi vérifier que le niveau de sortie du premier étage est suffisant pour amener le deuxième étage à la saturation. Pour cela, il faut comparer la puissance fournie par le deuxième étage avec la puissance de saturation d'un transistor de 1,8mm de large, et la puissance fournie par le premier étage avec la puissance de saturation d'un TEC de 0,9mm. Ces puissances dépendent de l'impédance de charge présentée au drain du transistor (cf figures IV.23 et IV.11).

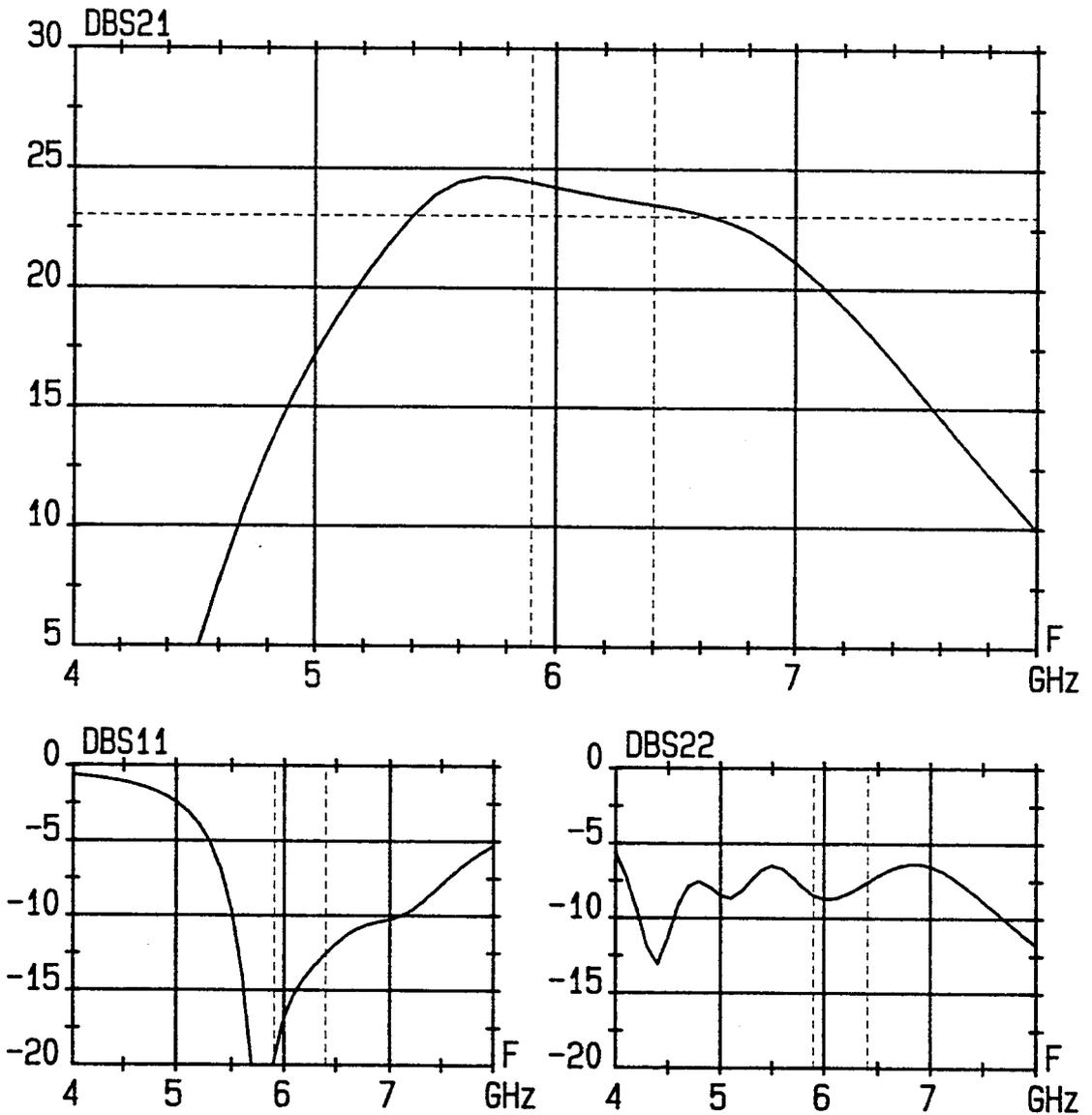


Figure IV.21: Simulation nominale petit signal avant lancement en fabrication de l'amplificateur IMPACT version AS.

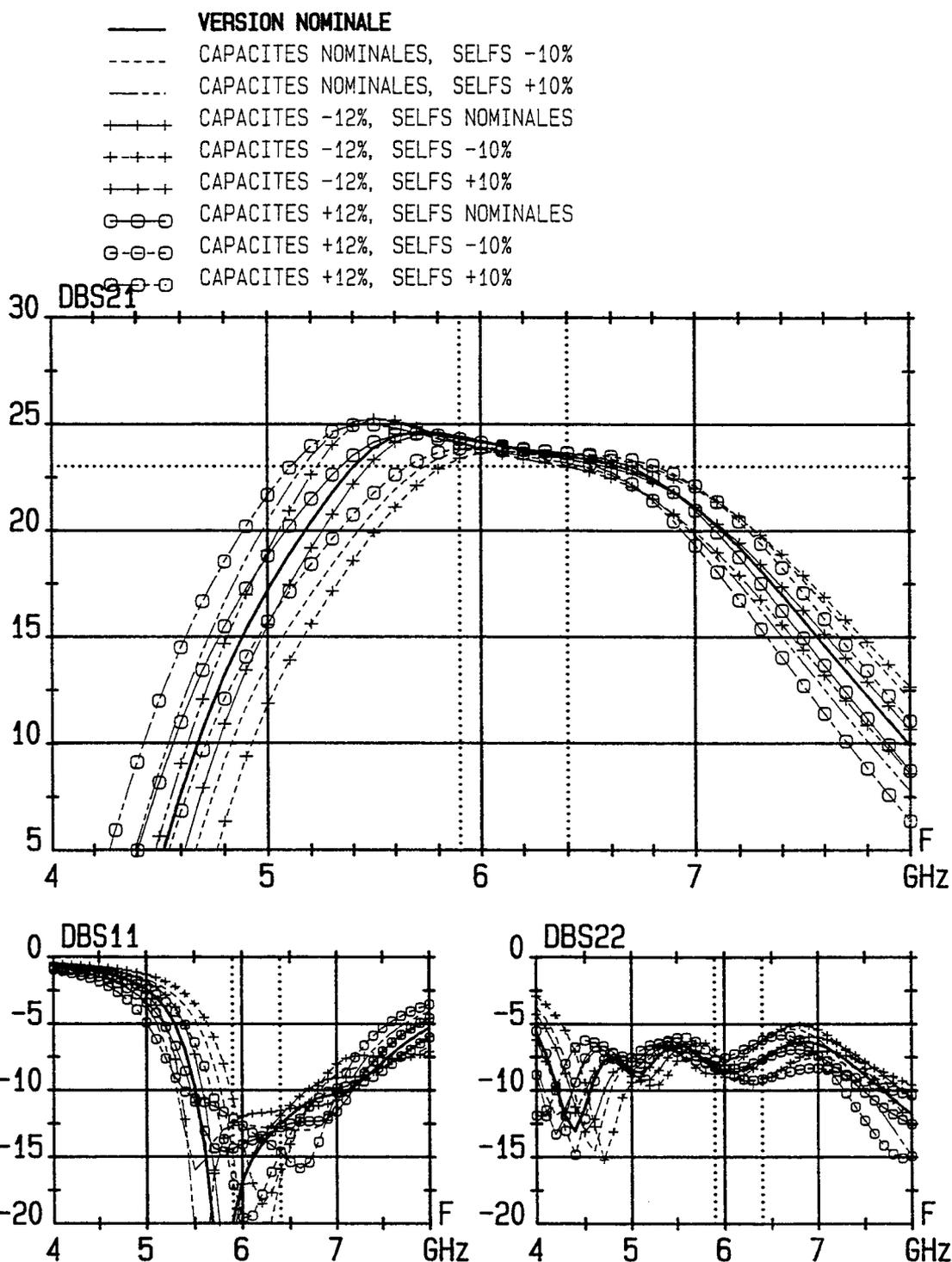


Figure IV.22: Sensibilité des réponses petit signal aux variations des éléments passifs de l'amplificateur IMPACT - AS.

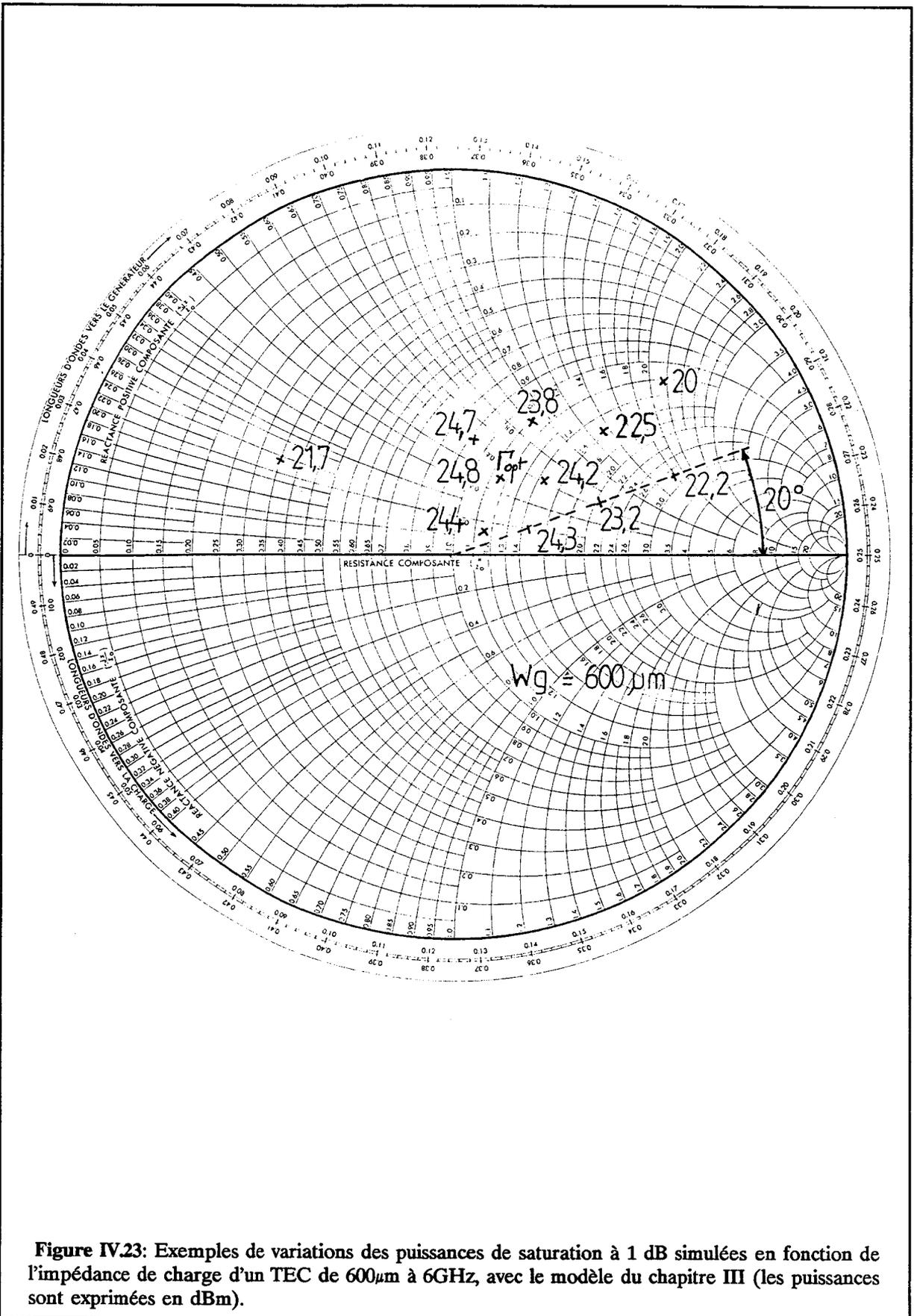


Figure IV.23: Exemples de variations des puissances de saturation à 1 dB simulées en fonction de l'impédance de charge d'un TEC de  $600 \mu m$  à 6GHz, avec le modèle du chapitre III (les puissances sont exprimées en dBm).

Pour ces puissances de saturation, on dispose de mesures et simulations en grand signal, en fonction de l'impédance de charge  $Z_L$  (figure IV.11, figure IV.23). Ces simulations grand signal ont été effectuées pour des transistors de largeur de grille  $600 \mu\text{m}$ , afin de les valider avec des mesures de transistors existants (cf chapitre III). Les valeurs des transistors de  $900 \mu\text{m}$  de large sont obtenues à partir de celles des  $600 \mu\text{m}$  par une simple règle de trois. Cette puissance de saturation calculée sera notée par la suite:  $P_{\text{sat}}(Z_L)$ . La puissance fournie par le second étage  $P_2$  est déterminée de la manière suivante (figure IV.24):

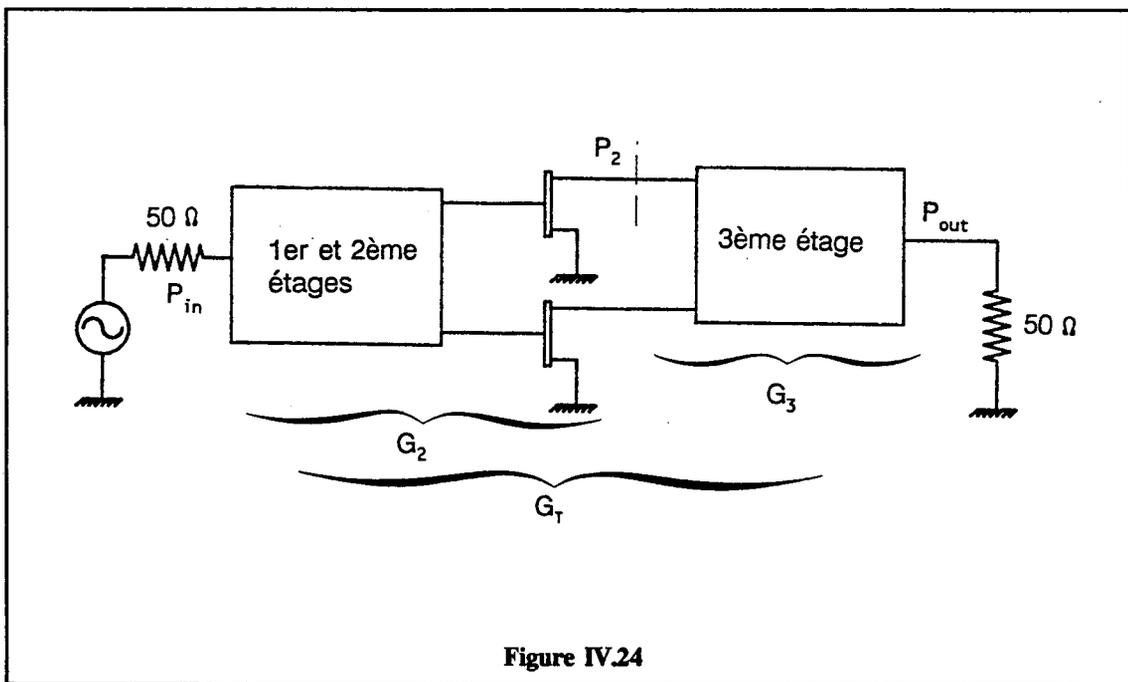


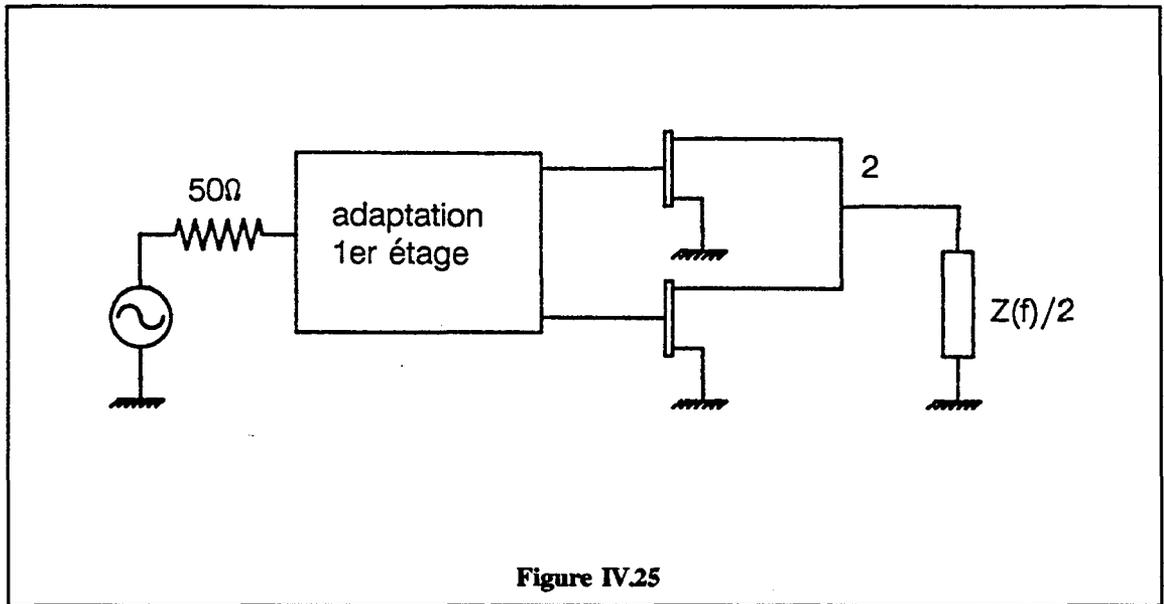
Figure IV.24

Soient  $P_{\text{in}}$ ,  $P_{\text{out}}$  respectivement les puissances d'entrée et de sortie et  $G_2$ ,  $G_3$ ,  $G_T$ , les gains des deux premiers étages, du troisième et total (c'est à dire  $G_T = P_{\text{out}} - P_{\text{in}}$  en dBm).

$$\text{On a donc : } P_2 \text{ (dBm)} = P_{\text{out}} - G_3$$

$$\text{soit encore } P_2 \text{ (dBm)} = P_{\text{out}} - (G_T - G_2)$$

Pour déterminer le gain  $G_2$ , il s'agit de simuler le circuit suivant (figure IV.25) avec le simulateur linéaire ESOPE, (le gain  $G_T$  étant connu par la simulation petit signal de l'amplificateur):



où  $G_2 = |S_{21}|^2$ , l'impédance  $Z(f)/2$  est déterminée par des analyses dans CIRCEC (voir annexe 3).

Le gain  $G_3 = (G_T - G_2)$  (en dB) ainsi obtenu, on en déduit la valeur de  $P_2$ . Il ne reste plus alors qu'à comparer  $P_2$  avec la puissance de saturation d'un TEC de  $1800 \mu\text{m}$  pour la charge présentée au drain soit:  $P_{\text{sat}}(Z_L) + 3 \text{ dB}$  (rappel:  $P_{\text{sat}}(Z_L)$  représente la puissance à 1 dB de compression d'un transistor élémentaire de  $900 \mu\text{m}$ ).

Si la condition  $P_2 \leq P_{\text{sat}}(Z_L) + 3 \text{ dB}$  est vérifiée, le fonctionnement linéaire du second étage est assuré, sinon il faut recommencer la simulation de l'amplificateur. On procède de la même manière avec le premier étage.

Le tableau IV.26 résume pour quelques fréquences de la bande visée, les résultats simulés selon la méthode énoncée ci-dessus, pour le deuxième étage.

Fréquence (GHz)	5,80	6,00	6,20	6,40	6,60
$G_T$ (dB)	24,51	24,16	23,80	23,60	23,25
$G_3$ (dB)	7,80	7,68	7,54	7,36	7,08
$P_{sat_2}$ (dBm)	23,20	23,30	23,50	23,60	23,90

Table IV.26

où  $P_{2sat}$  représente la puissance du deuxième étage quand la puissance de saturation (-1dB) en sortie vaut 30dBm.  $P_{2sat}$  est à comparer avec :  $P_{sat}(Z_L) + 3 \text{ dB} = 24,98 + 3 \neq 28 \text{ dBm}$ .

Le tableau IV.27 montre les résultats obtenus avec cette méthode de vérification pour le premier étage.

Fréquence (GHz)	5,80	6,00	6,20	6,40	6,60
$G_T$ (dB)	24,51	24,16	23,80	23,60	23,25
$G_1$ (dB)	10,62	10,38	10,14	10,00	9,89
$P_{sat_1}$ (dBm)	17,11	17,22	17,34	17,40	17,64

Table IV.27

Où  $G_1$  est le gain du premier étage composé du premier réseau d'adaptation et du TEC (pas de circuit sur le drain) et  $P_{1sat}$  représente la puissance du premier étage quand la puissance de saturation (à -1dB) en sortie vaut 30 dBm.  $P_{1sat} = 30 \text{ dBm} - (G_T - G_1) + 1 \text{ dB}$  à comparer avec  $P_{sat}(Z_L) \neq 25 \text{ dBm}$ .

Cette vérification peut s'effectuer de façon graphique en traçant les impédances présentées au drain des transistors de chaque étage normalisées à un développement de  $600 \mu\text{m}$  sur un abaque de Smith (figure IV.28: tracés des lieux d'impédances de 5,4GHz à 7GHz par pas de 0,2GHz). Ces tracés montrent que l'impédance optimale en puissance est bien synthétisée par le combineur sur toute la bande de fréquence, par contre le deuxième étage est plus désadapté par rapport à cet optimum pour les fréquences supérieures de la bande. La comparaison des figures IV.28 et IV.12 permet de vérifier que le transistor du premier étage est adapté à l'optimum de gain petit signal. Par comparaison, avec les figures IV.23 et IV.11, on peut en déduire la puissance de saturation de chaque étage pour l'impédance présentée par chacun des drains. Cette puissance de saturation "réelle" de l'étage est alors à comparer avec la puissance de saturation correspondant au développement de grille de l'étage concerné, comme nous venons de le faire par des simulations.

Ces deux méthodes permettent de vérifier que les hypothèses de départ sont respectées. Cette vérification est opérée de façon régulière pendant la conception de l'amplificateur et peut amener à recalculer la chaîne si les gains des transistors ou les pertes des réseaux d'adaptation sont mal évalués.

## **IV.4 Exploitation des résultats de mesures de circuits**

### **IV.4.1 Mesures sous pointes des plaques**

#### **IV.4.1.1 Mesures statiques**

Plusieurs lots du masque IMPACT ont été fabriqués en filière hyper1 I2: lot G0702 (7 plaques), lot H0906 (4 plaques) en 1988. Le tableau IV.29 rassemble les principaux résultats des mesures statiques effectuées sur le motif de contrôle de procédés CP4 des plaques du lot G0702 (32 sites/plaques).

- ×××× CHARGE OPTIMALE D'UN 600um VISEE
- ..... IMPEDANCE PRESENTEE AU DRAIN 1er ETAGE / 600um
- IMPEDANCE PRESENTEE AU DRAIN 2eme ETAGE / 600um
- IMPEDANCE PRESENTEE AU 3eme ETAGE / 600um

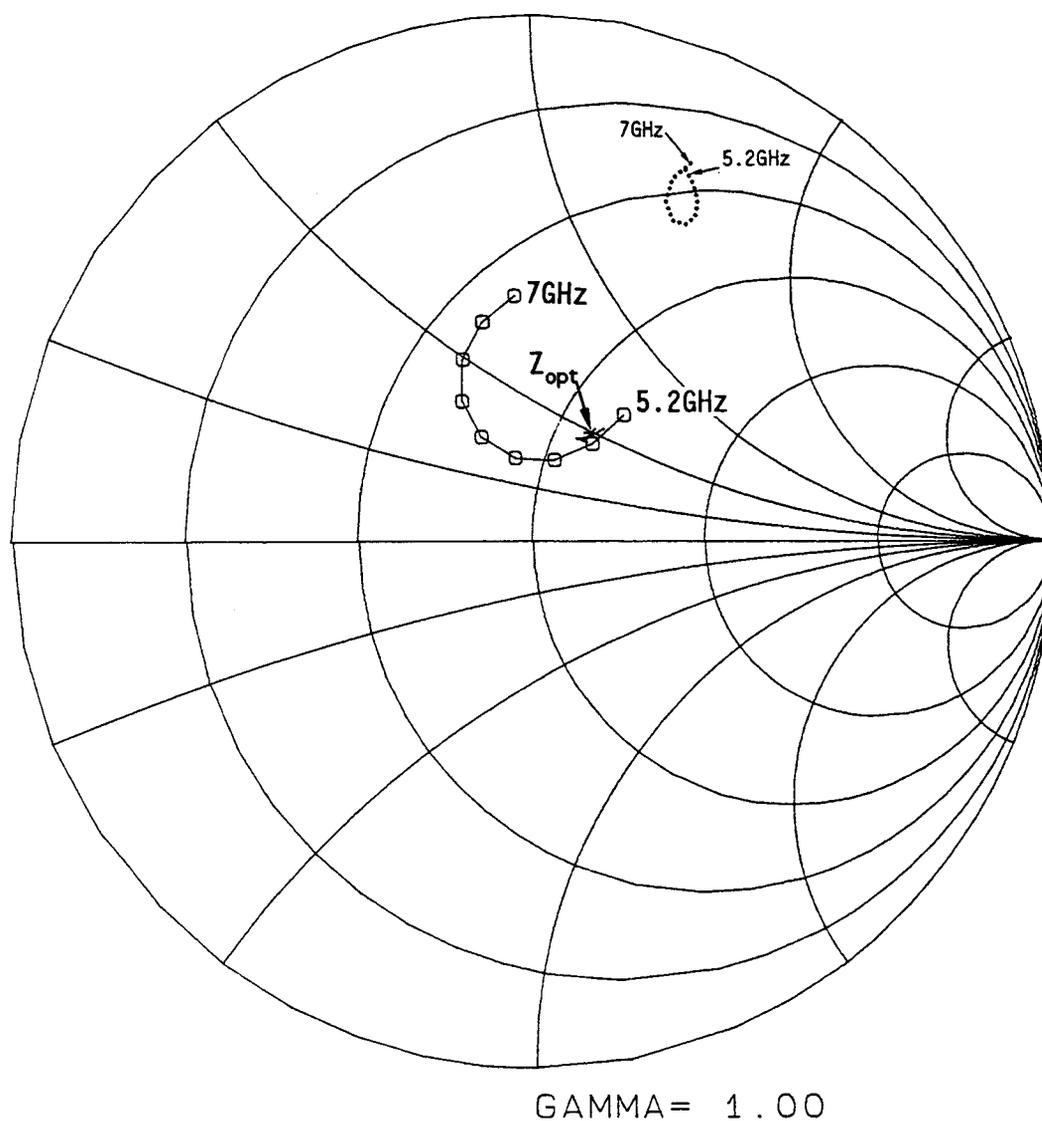


Figure IV.28: Impédances présentées au drain des transistors de chaque étage de l'amplificateur normalisées pour un développement de grille de 600 $\mu$ m.

Les tensions de pincement et les courants  $I_{dss}$  sont plus élevés que dans nos hypothèses de conception ( $V_p = -2,5V$ ;  $I_{dss} = 230 \text{ mA} / \text{mm}$ ): les transistors devraient délivrer plus de puissance par unité de largeur de grille que dans nos hypothèses.

#### IV.4.1.2 Mesures en paramètres [S] sous pointes

Les transistors de  $900 \mu\text{m}$  ( $6 \times 150 \mu\text{m}$ ) ont été mesurés en paramètres [S] sous pointes avant la découpe, sur les plaques du lot G0702 (32 sites par plaquette). Le tableau IV.30 présente les valeurs des éléments des schémas équivalents des transistors  $900 \mu\text{m}$ , extraits de ces mesures, et celles utilisées lors de la conception. L'injection de ces schémas équivalents dans la simulation initiale a permis de comparer ces nouvelles simulations à celles de la conception et, ainsi de valider les schémas équivalents intrinsèques obtenus par la règle de trois, qui permet de passer du transistor de base de  $600 \mu\text{m}$  au transistor de  $900 \mu\text{m}$  utilisé dans le circuit (figure IV.31). On constate que le TOS1 remonte plus vite pour les fréquences supérieures de la bande. Cette remontée est principalement due à l'augmentation de la valeur de la capacité  $C_{gs}$  de + 20% par rapport à la valeur simulée (tableau IV.30) comme le montre la figure IV.32.

#### IV.4.1.3 Mesures sous pointes en paramètres [S] des amplificateurs

Les amplificateurs des différentes plaques ont été testés en paramètres [S] sous pointes avant la découpe des plaques, afin de trier les puces. Cependant, en raison des limitations en courants continus et en dissipation thermique, les circuits ne sont pas polarisés dans les conditions normales de fonctionnement ( $V_{ds} = 7V$ ,  $I_{ds} = I_{dss} / 2$ ) (figure IV.33).

Deux séries de mesures ont été effectuées sur chaque circuit:

- $V_{ds} = 4V$   $V_g = -2,5V$  paramètres [S] de 4 à 8GHz
- $V_{ds} = 2V$   $V_g = -4V$  test statique (gabarit sur le courant  $I_{ds}$ ).

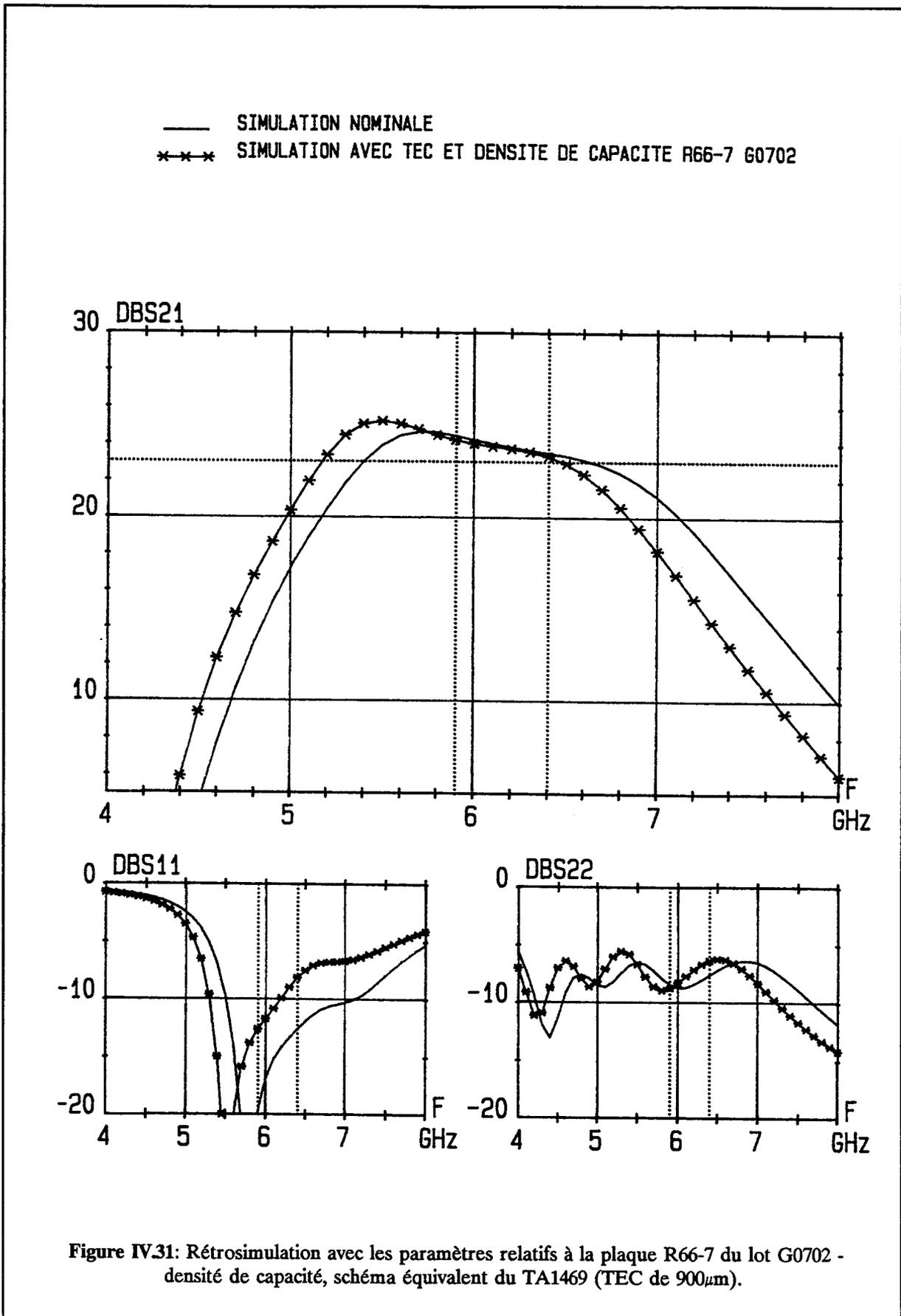
Le deuxième test a été ajouté afin d'éliminer les circuits où l'un des transistors ne pince pas (grille coupée).

plaque	Rep $10^{-2}$ ( $\Omega$ )	Rg ( $100\mu\text{m}$ ) ( $\Omega/\text{mm}$ )	Rza ( $\Omega/\blacksquare$ )	Rco ( $100\mu\text{m}$ ) ( $\Omega$ )	Rds ( $\Omega*\text{mm}$ )	Gmo (mS/mm)	Idss (mA/mm)	Vgs <sub>100</sub> (V)	V <sub>TS</sub> (V)	V <sub>BDS</sub> (V)	DC (pF/mm <sup>2</sup> )
R54-1	1,73	81,6	178	2,58	0,929	140	247	-2,71	-2,41	-7,47	267
R58-3	1,74	82,5	176	2,53	0,903	143	262	-2,83	-2,52	-7,18	257
R59-4	1,76	82,5	179	2,54	0,907	144	274	-2,96	-2,65	-7,13	271
R63-5	1,78	82,4	175	2,47	0,875	145	283	-3,07	-2,74	-7,03	266
R64-6	1,77	81,2	178	2,53	0,870	140	276	-3,02	-2,70	-7,31	265
R66-7	1,76	81,2	179	2,68	0,924	144	276	-3,02	-2,70	-7,19	265
R84-8	1,79	80,0	179	2,54	0,864	138	266	-2,91	-2,60	-7,23	268

Table IV.29: Principaux résultats des mesures des contrôles de procédés sur les plaques du lot G0702.

Référence	Ids (mA)	Vds (V)	Vgs (V)	Lg (pH)	Rg ( $\Omega$ )	Cgs (fF)	Ri ( $\Omega$ )	Cgd (fF)	Rs =Rd ( $\Omega$ )	Ls (pH)	Gm (mS)	$\tau$ (ps)	Cds (fF)	Rds ( $\Omega$ )	Ld (pH)
Conception		7		42,0	0,73	924,0	2,93	140,7	0,6	25	81,2	7,2	174,0	134,0	32,0
G0702 54-1	105,6	7	-1,2	38,8	0,7	1089,6	3,31	150,4	0,5	10	78,9	8,7	171,9	147,0	31,4
G0702 58-3	112,1	7	-1,2	59,4	0,7	1095,2	3,45	153,5	0,5	10	79,9	8,6	168,7	142,0	46,4
G0702 59-4	101,7	7	-1,34	53,2	0,7	995,6	1,21	165,4	0,5	25,5	73,7	6,7	158,5	171,1	28,47
G0702 66-7	104,5	7	-1,29	47,4	0,7	1034,1	3,22	152,2	0,5	10	78,7	8,0	165,7	150,9	36,3
G0702 66-7	41,70	7	-2,22	47,6	0,7	802,8	3,71	163,2	0,5	10	62,0	7,7	156,9	158,5	37,5
G0702 64-6	106,0	7	-1,33	46,0	0,7	1015,1	1,6	163,7	0,5	23,4	75,9	7,0	161,1	166,4	27,8
G0702 63-5	108,7	7	-1,36	61,3	0,7	993,0	1,69	167,0	0,5	29,0	77,0	6,7	158,9	156,7	57,4
G0702 84-8	104,8	7	-1,31	46,6	0,7	1025,5	1,64	161,7	0,5	21,5	77,6	7,0	164,9	161,3	30,4

Table IV.30: Schémas équivalents des transistors de  $900\mu\text{m}$  des plaques du lot G0702 pour  $V_{ds}=7\text{V}$  et  $I_{dss}/2$  pour la plupart,  $I_{dss}/5$  en plus pour R66-7.



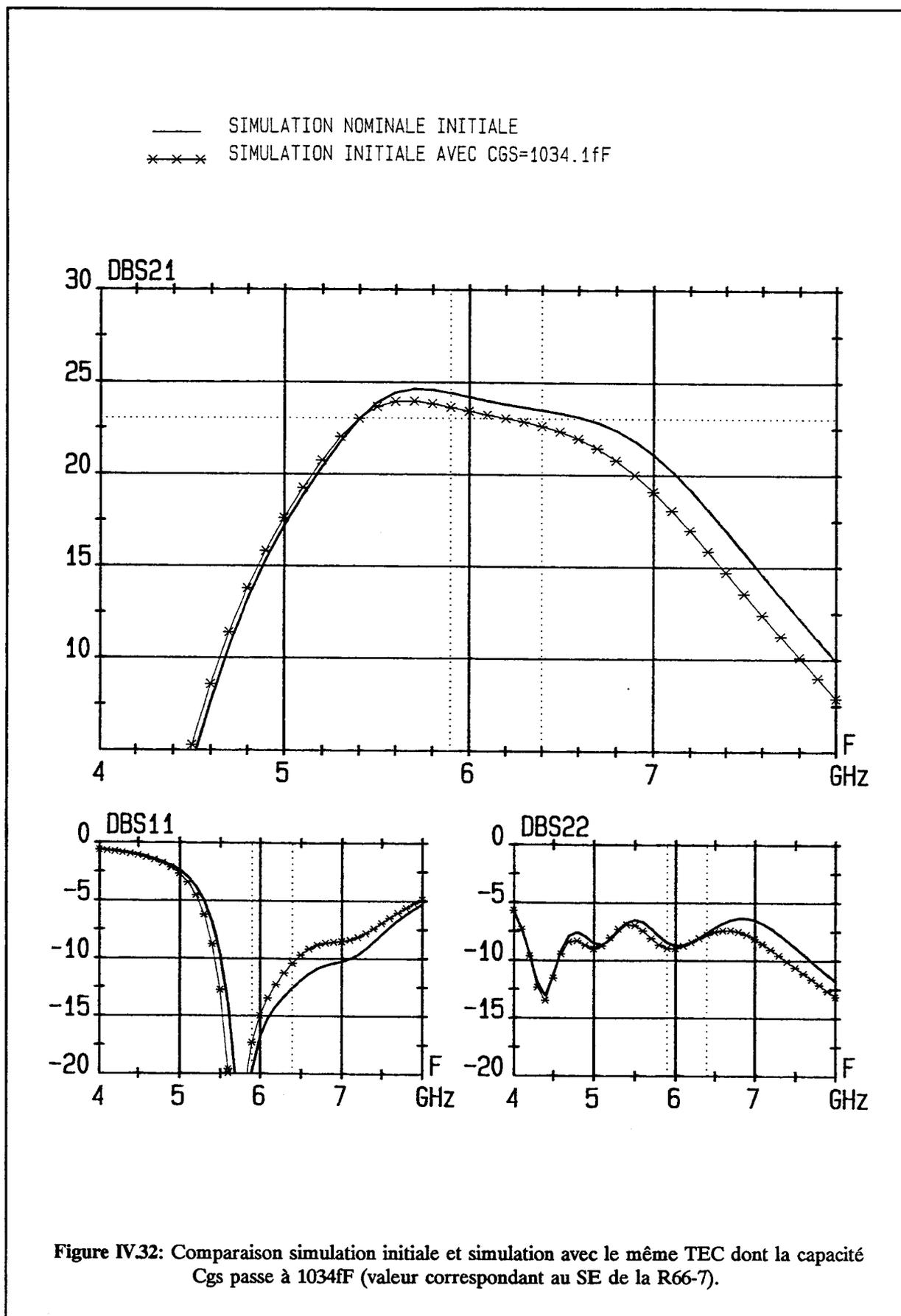


Figure IV.32: Comparaison simulation initiale et simulation avec le même TEC dont la capacité Cgs passe à 1034fF (valeur correspondant au SE de la R66-7).

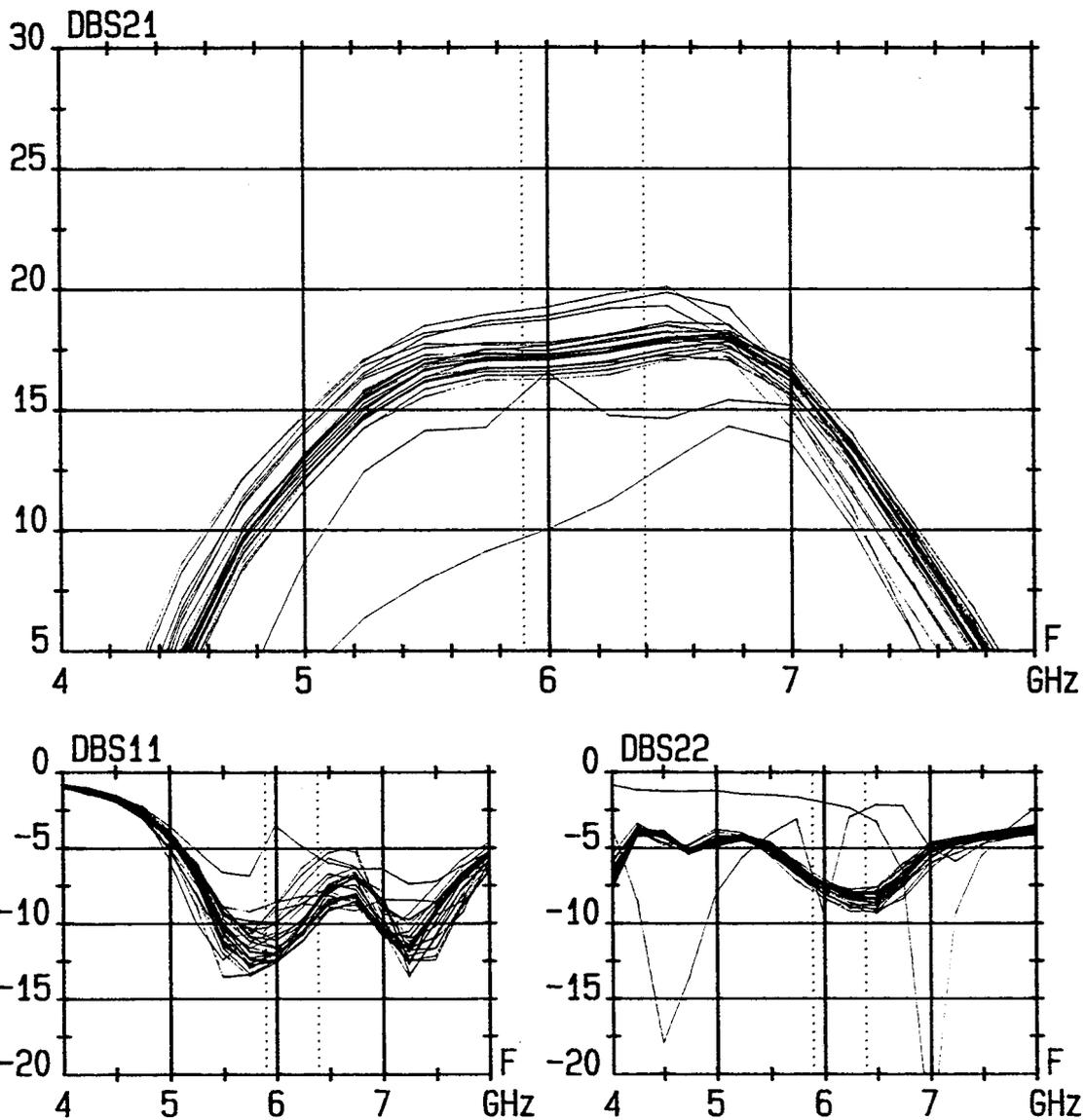


Figure IV.33: Mesures sous pointes en paramètres [S] des amplificateurs de la plaque R66-7, à  $V_{ds}=4V$ ,  $V_{gs}=-2.5V$ . 29 sites bons en statique ont été ainsi testés en hyperfréquences.

## CARTOGRAPHIE GO/NOGO STATIQUES + HYPER

IMPACT G0702 R66-7 AS

G07028711.S03

BLOC NO : 1/ 1

2XG	3XG	4XG	5XG		
2XF	3XF	4XF	\\\\\\	\\\\\\	
1XE	2XE	3XE	4XE	5XE	\\\\\\
	2XD	\\\\\\	4XD	5XD	
1XC	2XC	3XC	4XC	5XC	6XC
	2XB	3XB	4XB	5XB	
	2XA	3XA	4XA	****	****

\\\\\\ = sites éliminés en statique  
 \*\*\* = sites éliminés après test hyperfréquence

RENDEMENT HYPER : 28 SITES SUR 29 → 96.55 %  
 RENDEMENT GLOBAL : 28 SITES SUR 32 → 87.50 %

Figure IV.34: Cartographie obtenue pour l'amplificateur AS, lot G0702 plaque R66-7, après application d'un gabarit hyperfréquence sur les mesures tracées en figure IV.33.

A partir de ces mesures (voir exemple en figure IV.33), un gabarit de tri est choisi, et une cartographie des sites testés bons est extraite (figure IV.34). Une fois la plaque découpée, un tri visuel est effectué, et des puces bonnes après tris électriques et visuels peuvent alors être assemblées dans des boîtiers (type BIC, par exemple) ou des alumines (voir chapitre 3).

## **IV.4.2 Mesures en boîtiers et alumines**

### **IV.4.2.1 Mesures en puissance des transistors**

Un petit nombre de transistors de  $900\ \mu\text{m}$  issus de chaque plaquette est monté sur des alumines et mesuré en puissance à 6 GHz. Les résultats de ces mesures sont résumés dans le tableau IV.35, ainsi que les valeurs moyennes utilisées lors de la conception. Comme attendu, les puissances de sortie des transistors sont plus élevées que celle retenue en conception. Les impédances présentées aux transistors en mesure sont en bon accord avec l'impédance de charge simulée.

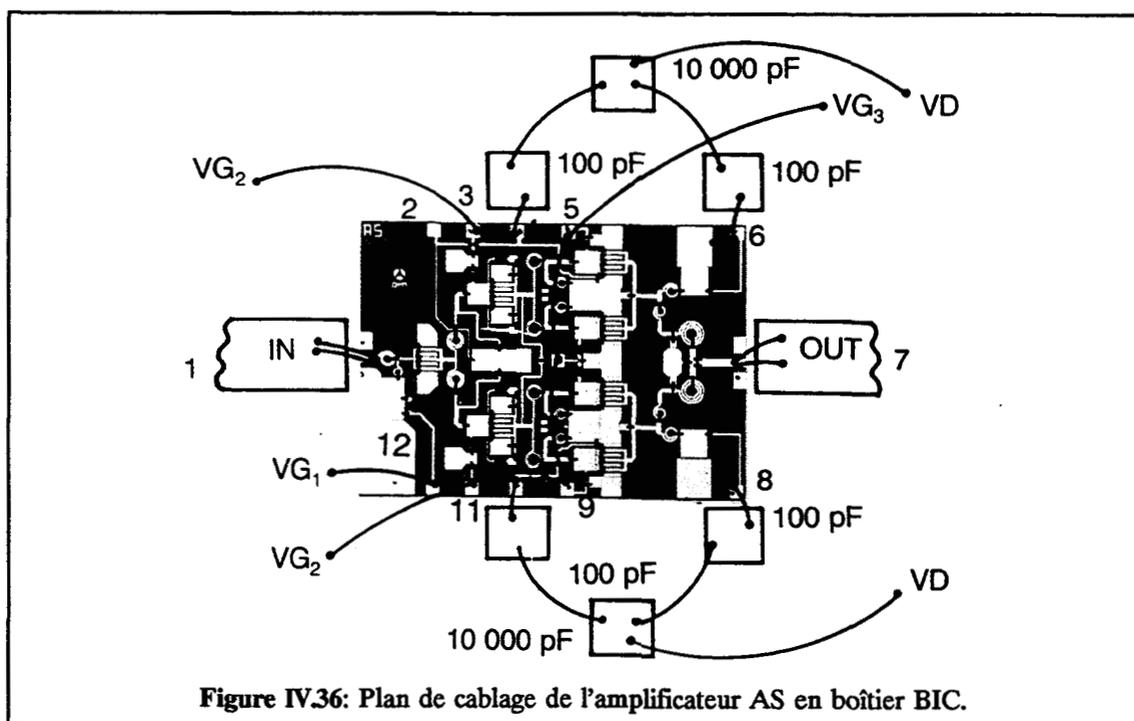
### **IV.4.2.2 Mesures en puissance des amplificateurs**

Les puces AS ont été montées en boîtier BIC suivant le plan de câblage indiqué en figure IV.36. Le tableau IV.37 montre des résultats typiques des performances en puissance en fonction de la fréquence pour un amplificateur de la plaque R66-7 du lot G0702. D'autres résultats obtenus sur des plaques des deux lots sont rassemblés dans l'annexe 4. La figure IV.38 montre l'évolution en fréquence de la puissance de sortie de l'amplificateur à 1 dB de compression en fonction de la fréquence pour une puce de la plaque R66/7, lot G0702. Une courbe de compression typique de cet amplificateur pour différentes fréquences est présentée en figure IV.39.

L'amplificateur AS donne des performances satisfaisantes en puissance ( $> 1\text{W}$ ) dans la bande de fréquence spécifiée avec le gain linéaire visé (23 dB) et un rendement électrique en puissance ajoutée de 15 à 18%.

Plaquette	$P_{s,1dB}$ (dBm)	Gass. <sub>1dB</sub> (dB)	Module de $\Gamma$ (lin.)	phase de $\Gamma$ (°)	Vds (V)	Vgs (V)	Ids (mA)	$P_{s,1dB}$ (dBm/mm)	Rend. aj. (%)
R54-1 5 TEC collés 3xC 4xC 4xE 5xE 5xG	25.11	7.51	0.215	123.8	6.42	-0.82	137.5	25.6	31.09
R54-1 TEC soudés 6xE 3xF 4xD 2xE 4xF	25.39	7.84	0.256	115.9	6.47	-0.78	135.6	25.8	33.02
R58-3 TEC collés 2xE 3xC 5xC 5xF 1xC	25.44	7.62	0.231	116.0	6.47	-0.74	145.3	25.9	30.76
R58-3 TEC soudés 2xB 3xF 4xD 3xA	25.52	7.63	0.188	108.8	6.45	-0.79	142.9	26.0	32.06
R66-7 2xA 2xB 4xB 1xC 2xC	25.51	7.86	0.258	124.4	6.62	-0.81	139.5	26.0	32.4
R84-8 4xB 3xE 4xE 2xC 2xA	25.39	7.55	0.201	121.4	6.29	-0.78	143.7	25.8	31.6
moyenne des mesures	25.39	7.67	0.225	118.4	6.45	-0.79	140.8	25.9	31.8
conception	24.98	8-9	0.212	110.5	7		126	25.44	

**Table IV.35:** Caractérisation en puissance à 6GHz des transistors de 900 $\mu$ m de large (TA1469, 6x150 $\mu$ m) des plaques du lot G0702 ( compression à 1 dB).



**Figure IV.36:** Plan de câblage de l'amplificateur AS en boîtier BIC.

IMPACT G0702/R58-3 AMPLI AS VG=VG1=VG2 VG3=-1.2V  
 Compression : 1.0 dB  
 Largeur du tec : 3.600 mm

Enr	Freq Ghz	Site	Ps dBm	Gass dB	Vd V	Vg <sup>-</sup> V	Id mA	Rend %	Rend Ajou %
1	5.90	4XE	30.48	23.13	7.22	-1.60	961.50	16.09	16.01
2	6.00	4XE	30.59	23.14	7.22	-1.60	961.80	16.50	16.42
3	6.10	4XE	30.58	23.10	7.22	-1.60	962.70	16.44	16.36
4	6.20	4XE	30.60	23.08	7.22	-1.60	964.20	16.49	16.41
5	6.30	4XE	30.58	22.94	7.21	-1.60	965.30	16.42	16.34
6	6.40	4XE	30.44	22.61	7.21	-1.60	967.30	15.87	15.78
Moy			30.55	23.00	7.22	-1.60	963.80	16.30	16.22
SIG%			0.2	0.9	0.1	0.0	0.2	1.6	1.6

Table IV.37: Résultats de mesures en puissance de l'amplificateur AS, site 4XE R58-3 lot G0702.

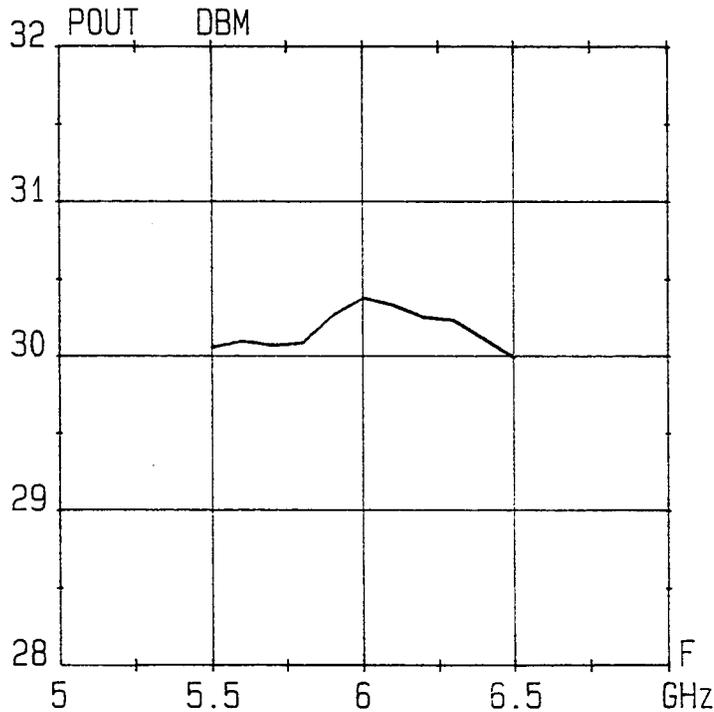


Figure IV.38: Puissance de saturation à 1 dB de compression en fonction de la fréquence, de l'amplificateur AS site 1xC, R66-7, lot G0702.

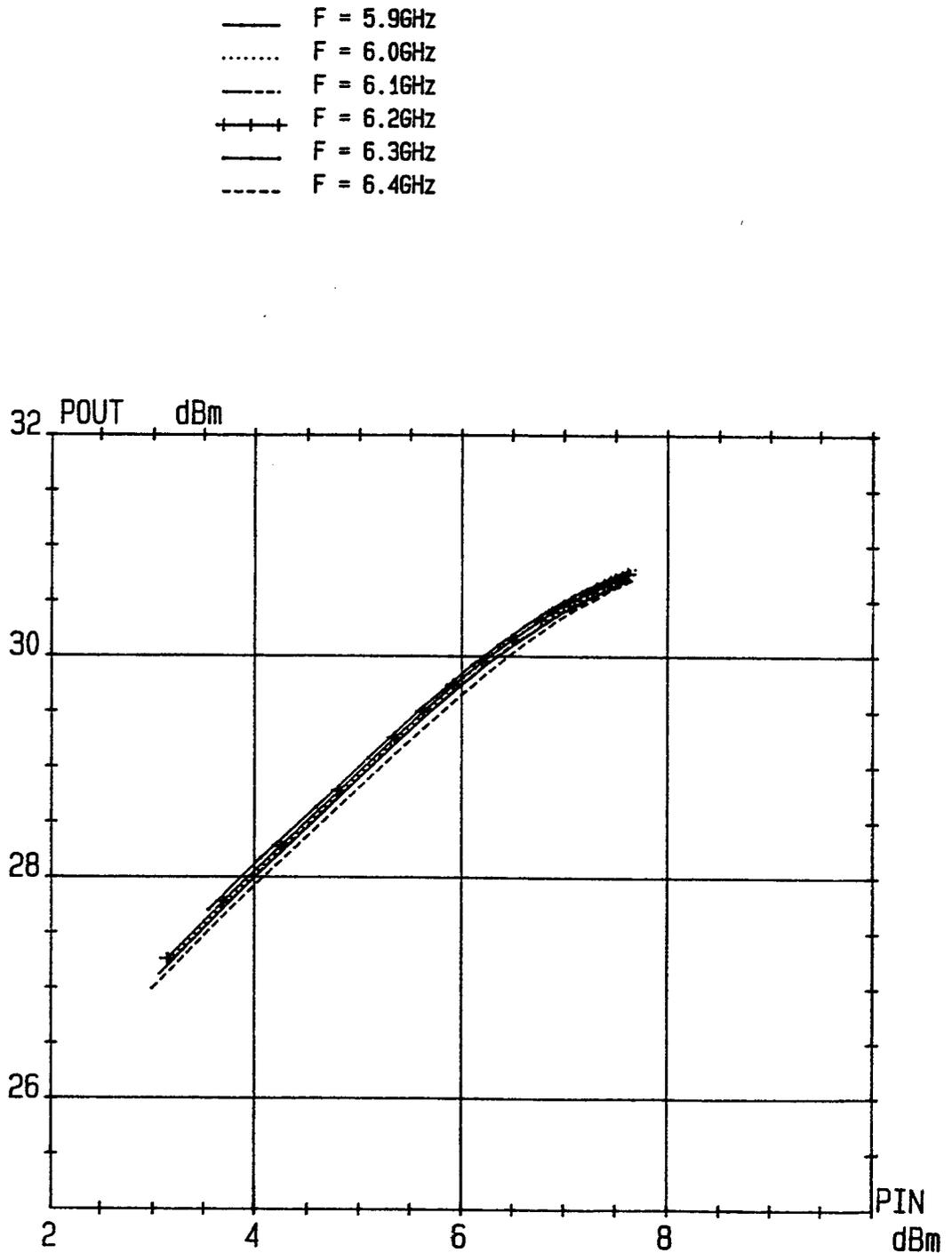


Figure IV.39: Courbes de compression à 1 dB, de l'amplificateur AS, pour différentes fréquences. Site 5xD plaque R58-3, lot G0702,  $V_d = 7,55V$ ,  $V_{g_1} = V_{g_2} = -1,5V$ ,  $V_{g_3} = -1,2V$ ,  $I_d = 860mA$ .

#### IV.4.2.3 Mesures de paramètres [S] petit signal des circuits

Les circuits ont été mesurés en paramètres [S] dans les mêmes conditions de polarisation que celles des mesures de puissance. La figure IV.40 montre le résultat de mesures de plusieurs sites d'une même plaquette. Ce résultat varie peu d'une plaquette à l'autre (voir annexe 4).

La comparaison entre les résultats de mesures et la simulation avec le fichier de simulation initial, dans lequel les valeurs des éléments du schéma équivalent du transistor de la plaque mesurée et la densité de capacité mesurée sur le CP4 de cette plaque sont injectés, montre des différences pour le gain (pente, largeur de bande) et les TOS (surtout celui de sortie) (figure IV.41).

Cette différence provient du modèle de capacité MIM utilisé, et de l'absence de modélisation des ponts à air. Les capacités sont représentées dans la simulation de départ par un schéma équivalent (figure IV.42) où C est la capacité principale ou capacité plan de diélectrique, Rp est une résistance parasite qui permet de prendre en compte des courants de fuite, et Cp la capacité parasite par rapport au plan de masse en face arrière.

$$C(\text{pF}) = DC * S_{EP} (\mu\text{m}^2)$$

avec  $DC = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ pF} / \mu\text{m}^2$  (IV.15)

$S_{EP}$  = surface de l'électrode supérieure.

Ce modèle COV de capacité ne tient pas compte de l'effet de propagation dans l'armature inférieure de la capacité. Or, notre amplificateur comporte de nombreuses capacités (de découplage en particulier) assez étendues pour que cet effet de ligne intervienne, surtout pour les capacités dessinées avec une entrée sur l'armature inférieure et une sortie sur l'armature supérieure à deux extrémités opposées. Un modèle récent NCAPA de capacités MIM décrit cet effet de ligne dans l'armature inférieure par l'adjonction d'une cellule L-C (schéma approximant une ligne) (figure IV.43). Ce schéma équivalent prend en compte aussi la modélisation du pont par une self, une résistance série, et une capacité parasitée par rapport à la masse.

MESURES DE PARAMETRES [S] DE L'AMPLIFICATEUR 1W 3 ETAGES  
IMPACT VERSION AS: 4 PUCES DE LA PLAQUE 607028 R58-3

- - - - SITE 3D: VD= 7.4V VG1=VG2= -1.52V VG3= -1.2V ID= 875mA  
 ——— SITE 5D: VD= 7.6V VG1=VG2= -1.50V VG3= -1.2V ID= 850mA  
 - · - · SITE 4E: VD= 7.2V VG1=VG2= -1.60V VG3= -1.2V ID= 820mA  
 + + + + SITE 6E: VD= 7.3V VG1=VG2= -1.45V VG3= -1.2V ID= 865mA

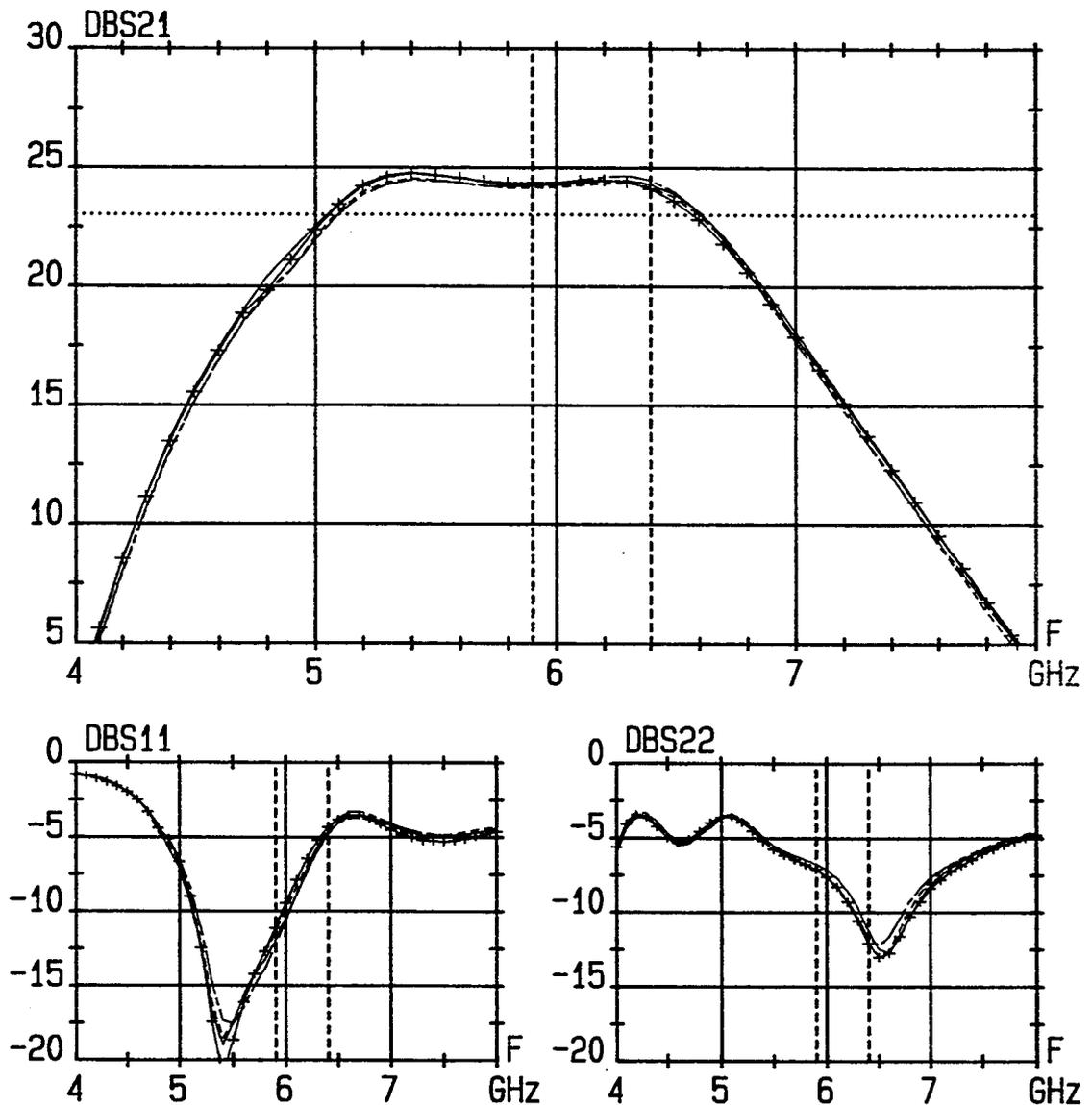


Figure IV.40: Mesures de paramètres [S] de l'amplificateur 3 étages 1W AS pour 4 puces de la plaque R58-3 lot G0702.

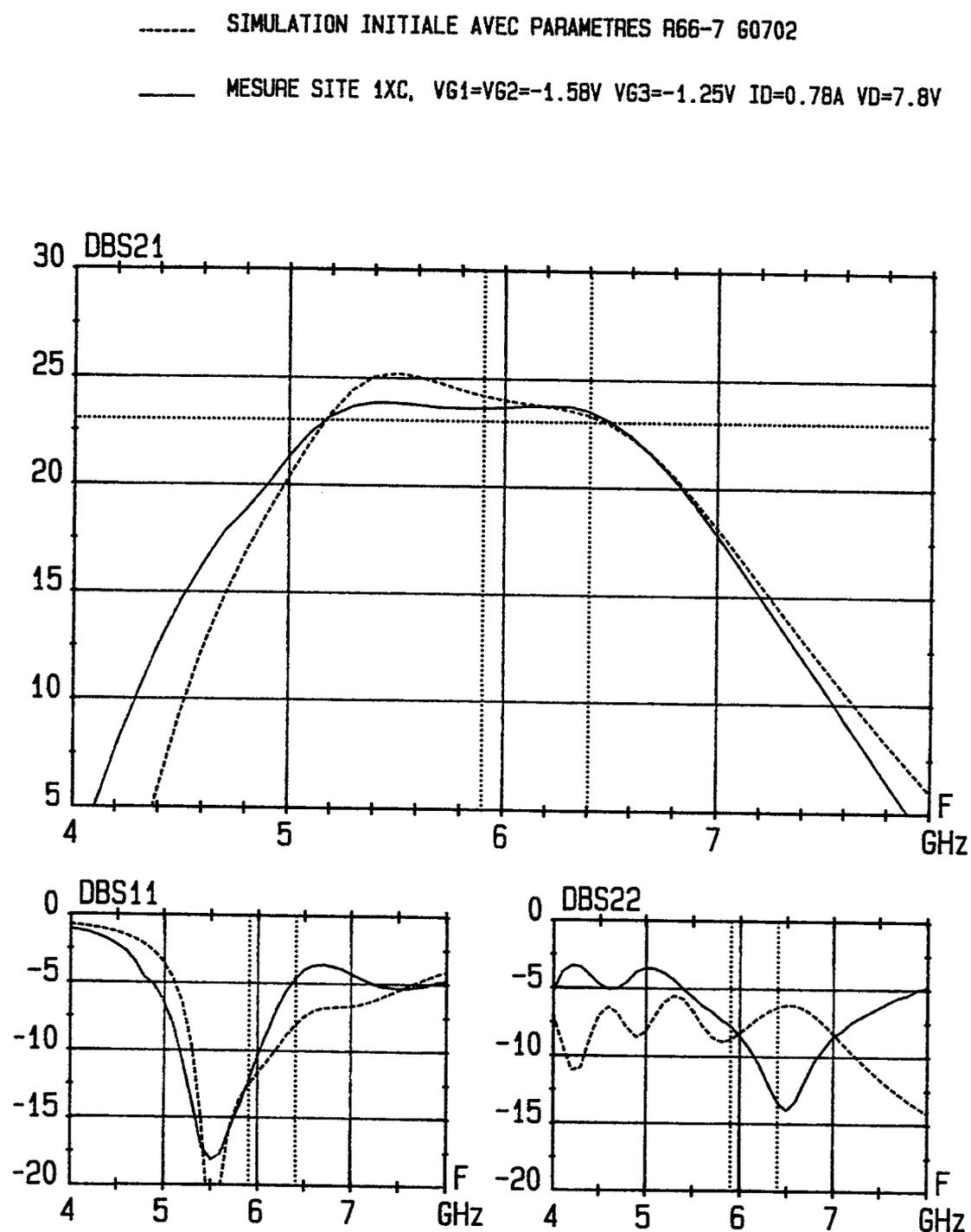
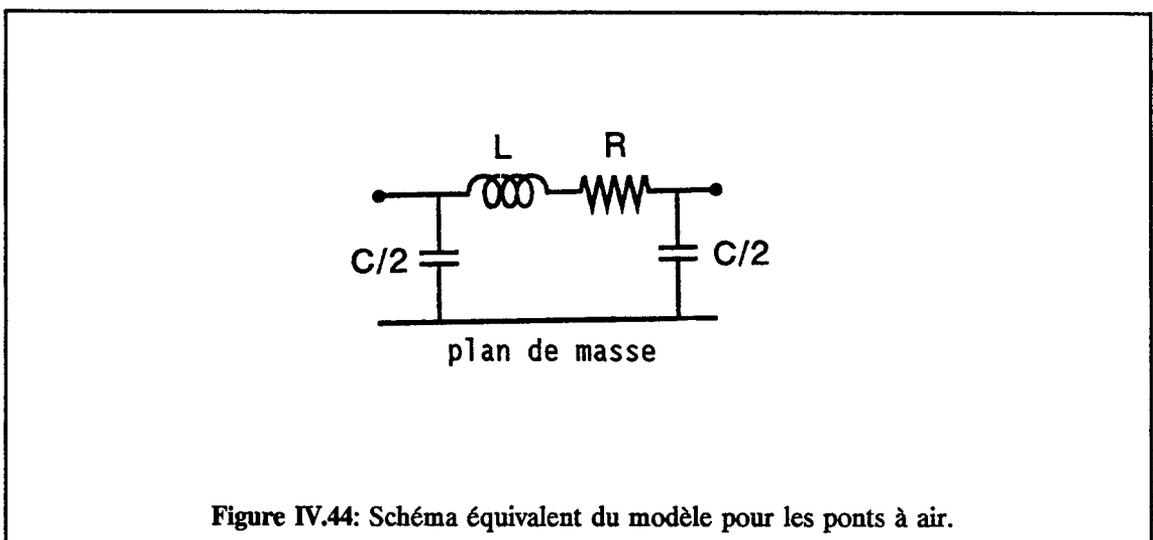
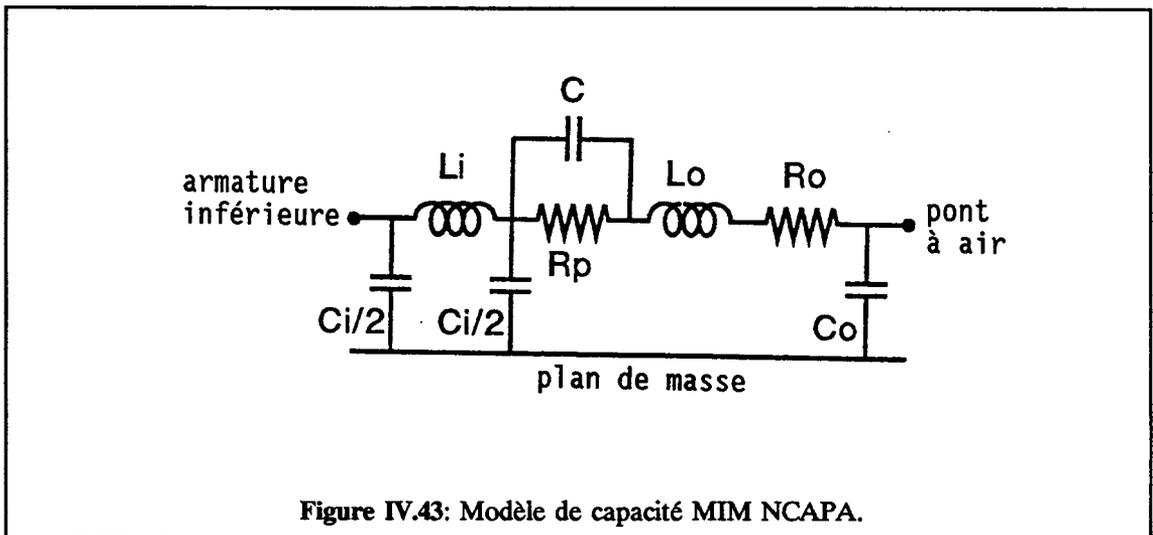
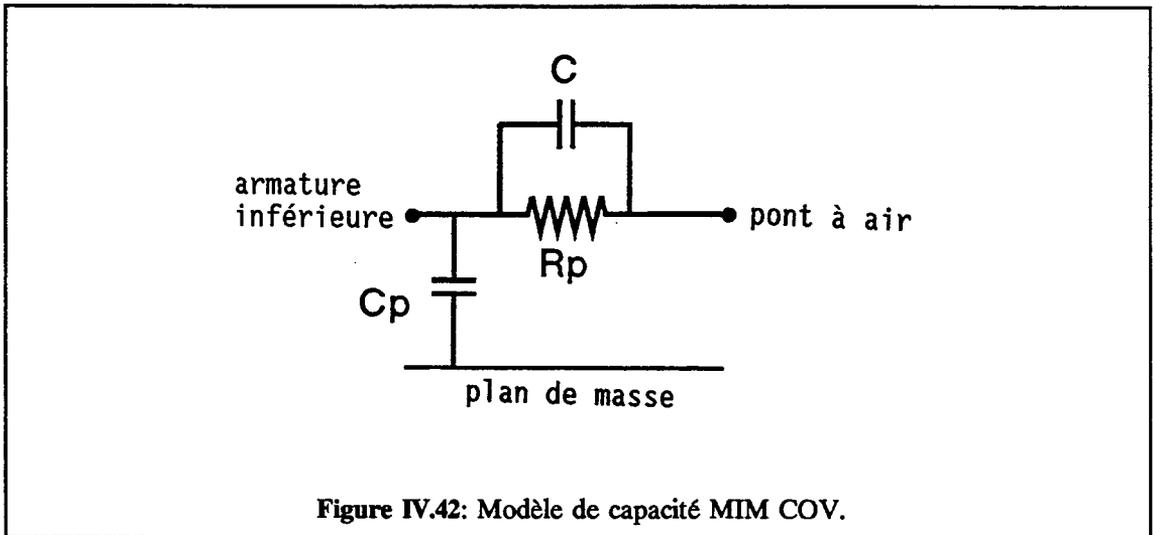


Figure IV.41: Comparaison mesures de paramètres [S] et rétro-simulation avec le fichier de départ dans lequel les paramètres de la plaque R66-7 (densité de capacité, SE du TEC à  $I_{dss}/2$ ) sont injectés.



Le schéma équivalent des ponts à air (figure IV.44) est déduit de mesures de paramètres [S] entre 2 et 18 GHz. Notons que la valeur de l'inductance du pont est conforme avec la valeur de l'inductance équivalente d'une ligne *microstrip* de 14  $\mu\text{m}$  de large.

La comparaison des mesures de l'amplificateur en boîtier et de la simulation des paramètres [S] avec ces nouveaux modèles (figure IV.45) montrent un bien meilleur accord que précédemment en ce qui concerne les adaptations d'entrée et sortie, et la pente du gain (figure IV.41). Dans cette simulation, toutes les capacités n'ont pu être modélisées avec le modèle NCAPA, à cause de leur dessin: ce modèle impose des accès à deux extrémités opposées. La simulation présente un peu plus de 1dB de différence avec le gain mesuré. Remarquons à ce sujet que les deux premiers étages de l'amplificateur sont polarisés en mesure à des tensions plus faibles qu'en simulation où tous les transistors ont été polarisés à  $I_{dss}/2$  ( $V_{gs} \approx -1,29\text{V}$ ). La figure IV.45 présente la simulation avec les transistors des deux premiers étages polarisés à  $I_{dss}/5$  ( $V_{gs} \approx -2,22\text{V}$ ) : cette simulation montre une chute de gain.

La figure IV.46 compare les mesures en paramètres [S] avec la simulation de l'amplificateur au moyen de ces nouveaux modèles de capacités et de ponts, mais avec le schéma équivalent initial du transistor (avant fabrication): l'augmentation du  $C_{gs}$  dégrade le paramètre  $dBS_{11}$ .

Nous avons vu l'importance d'une bonne modélisation des éléments passifs sur les paramètres [S] petit signal de l'amplificateur. Cependant, cette précision est essentielle pour la conception du combineur de sortie (synthèse de l'impédance de charge optimale), et des circuits inter-étage surtout dans le cas des amplificateurs de puissance à plusieurs étages. En effet, les derniers circuits inter-étage doivent transformer la faible impédance d'entrée d'un transistor en une impédance optimale en grand signal pour le transistor précédent. Des petites erreurs dans la conception de ces réseaux dues à une imprécision dans la modélisation des éléments passifs utilisés peuvent causer des pertes significatives de la puissance de sortie et du rendement électrique, et conduire ainsi à une compression prématurée du gain.

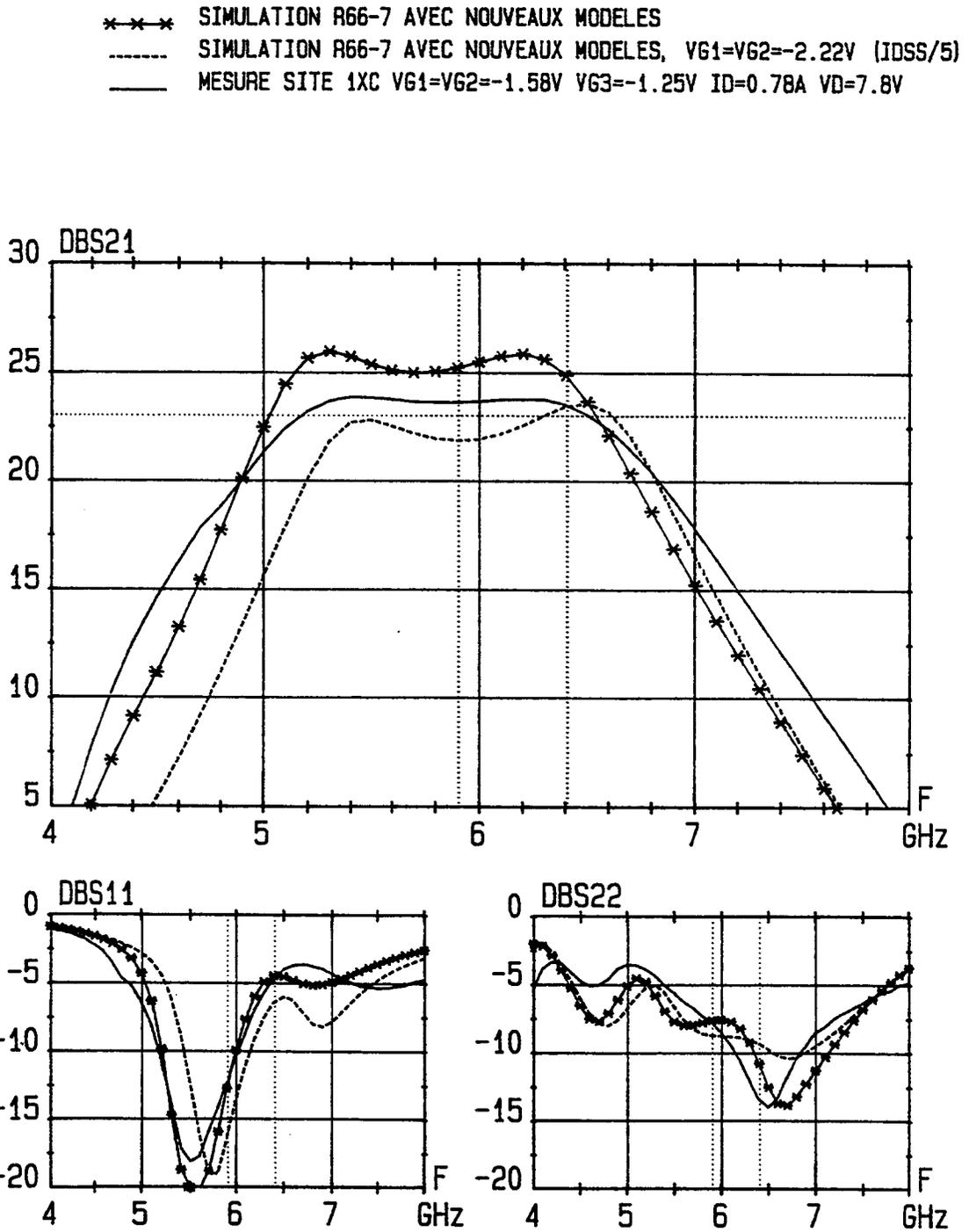


Figure IV.45: Comparaison mesures de  $[S]$  en boîtier et rétro-simulation avec les modèles NCAPA et PONT pour la plaque R66-7, lot G0702. (Sauf indication, SE de TEC à  $V_D=7V, I_{DSS}/2$ ).

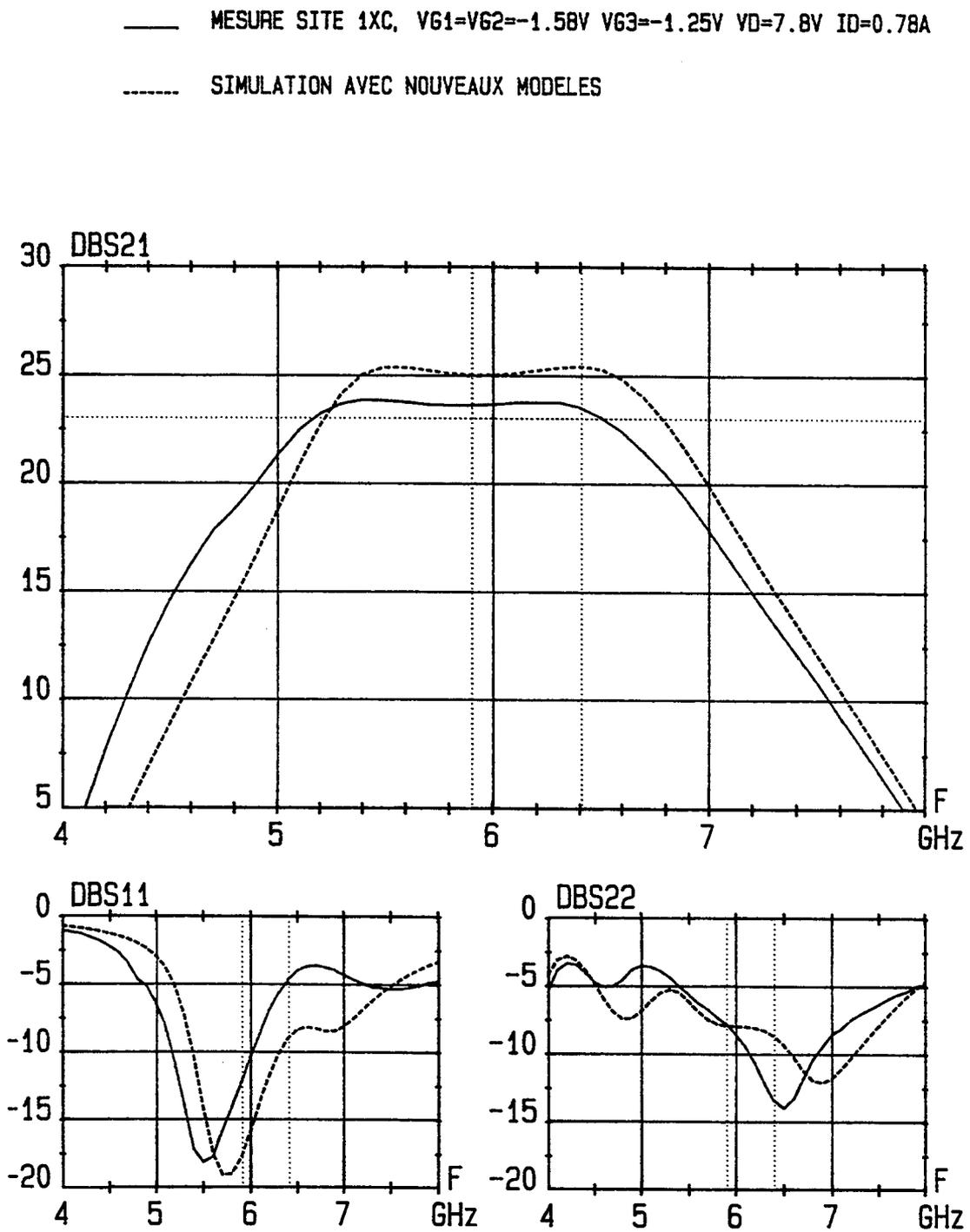


Figure IV.46: Comparaison mesures et simulation avec nouveaux modèles NCAPA et PONT et le SE du TEC avant fabrication.

La figure IV.47 montre les lieux des impédances de charges des transistors de 900  $\mu\text{m}$  de chaque étage de l'amplificateur simulé avec les nouveaux modèles. Ces impédances simulées ont été normalisées par rapport à un transistor de 900  $\mu\text{m}$  de large et peuvent donc être comparées aux courbes de *load-pull* obtenues par la mesure d'un transistor de 900  $\mu\text{m}$  issu de la plaque R66/7, lot G0702 (figures IV.48 et IV.49). La comparaison de ces abaques montre que:

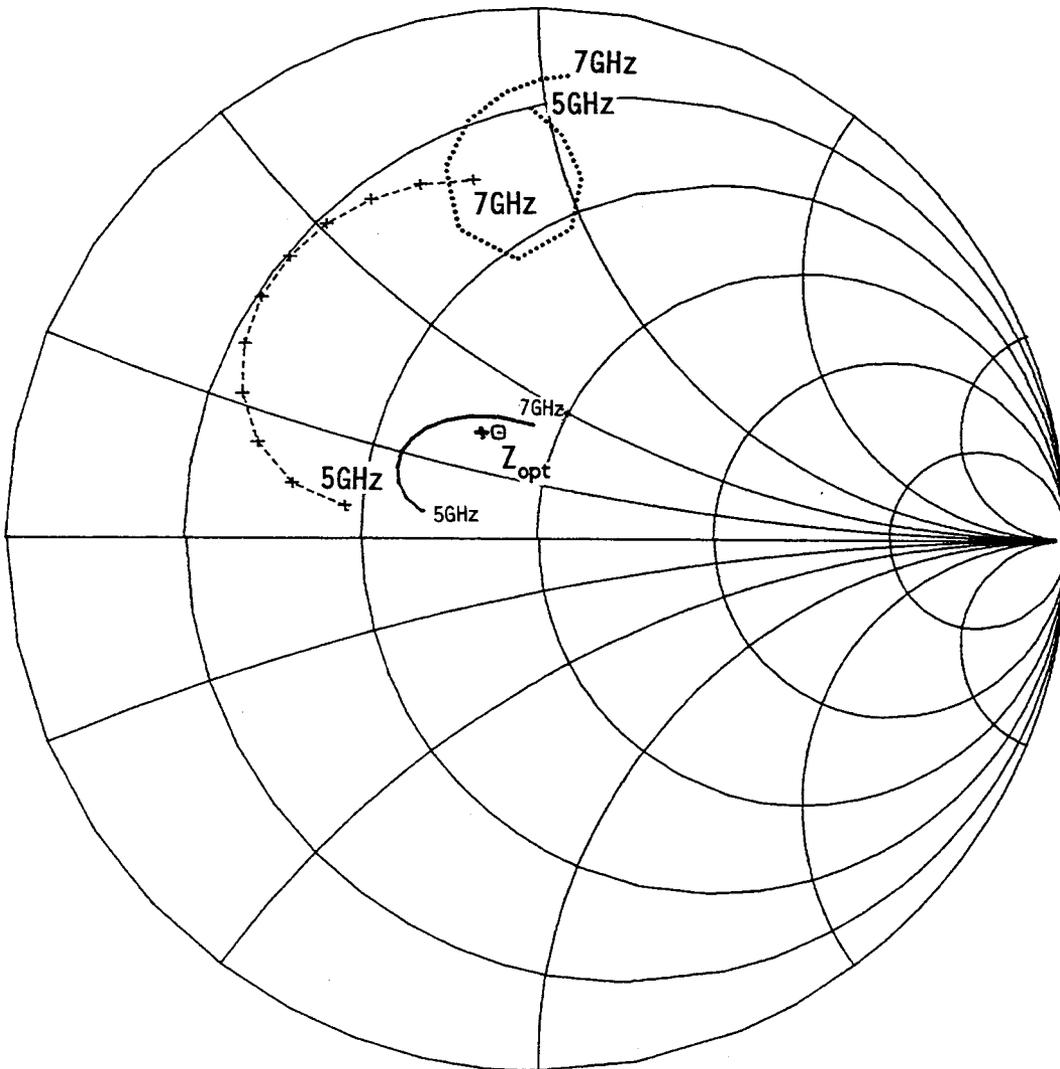
- le transistor du premier étage est adapté pour l'optimum de gain,
- les impédances présentées aux transistors du second étage sont proches de l'optimum en puissance pour les fréquences inférieures de la bande de fréquences considérée (5GHz à 7GHz) et se rapprochent de l'adaptation optimale en gain pour les fréquences supérieures de cette bande,
- les transistors du troisième étage sont moins bien adaptés par rapport à l'impédance optimale en puissance qu'en simulation initiale, mais reste dans la plage de valeurs d'impédances où la puissance de saturation est maximale.

Ces observations restent cohérentes avec les hypothèses de conception du paragraphe IV.3.1, malgré les variations technologiques (dispersions des transistors...) et de modélisations des éléments passifs.

#### **IV.4.3 Comparaison mesures - simulations non linéaires de l'amplificateur de puissance**

Un TEC de 900  $\mu\text{m}$  (TA1469) de la plaque R66/7 lot G0702 a été caractérisé en mesures  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) en impulsions, et en paramètres [S] petit signal. Le modèle non linéaire de ce transistor décrit au chapitre III en a été extrait et validé en suivant la démarche décrite au chapitre précédent. Les paramètres du modèle non linéaire de ce transistor sont rassemblés dans le tableau IV.50 (la capacité  $C_{gs}$  est considérée comme un élément linéaire dans les simulations, car l'implantation d'une capacité non linéaire à 2 variables n'est pas aisée sur un simulateur du type "harmonic balance").

- ..... IMPEDANCE PRESENTEE AU DRAIN 1er ETAGE / 900um
- +--+ IMPEDANCE PRESENTEE AU DRAIN 2eme ETAGE / 900um
- IMPEDANCE PRESENTEE AU DRAIN 3eme ETAGE / 900um
- +--+ IMPEDANCE OPTIMALE MESUREE POUR UN 900um, MOYENNE LOT 60702
- o-o-o IMPEDANCE OPTIMALE VISEE EN CONCEPTION

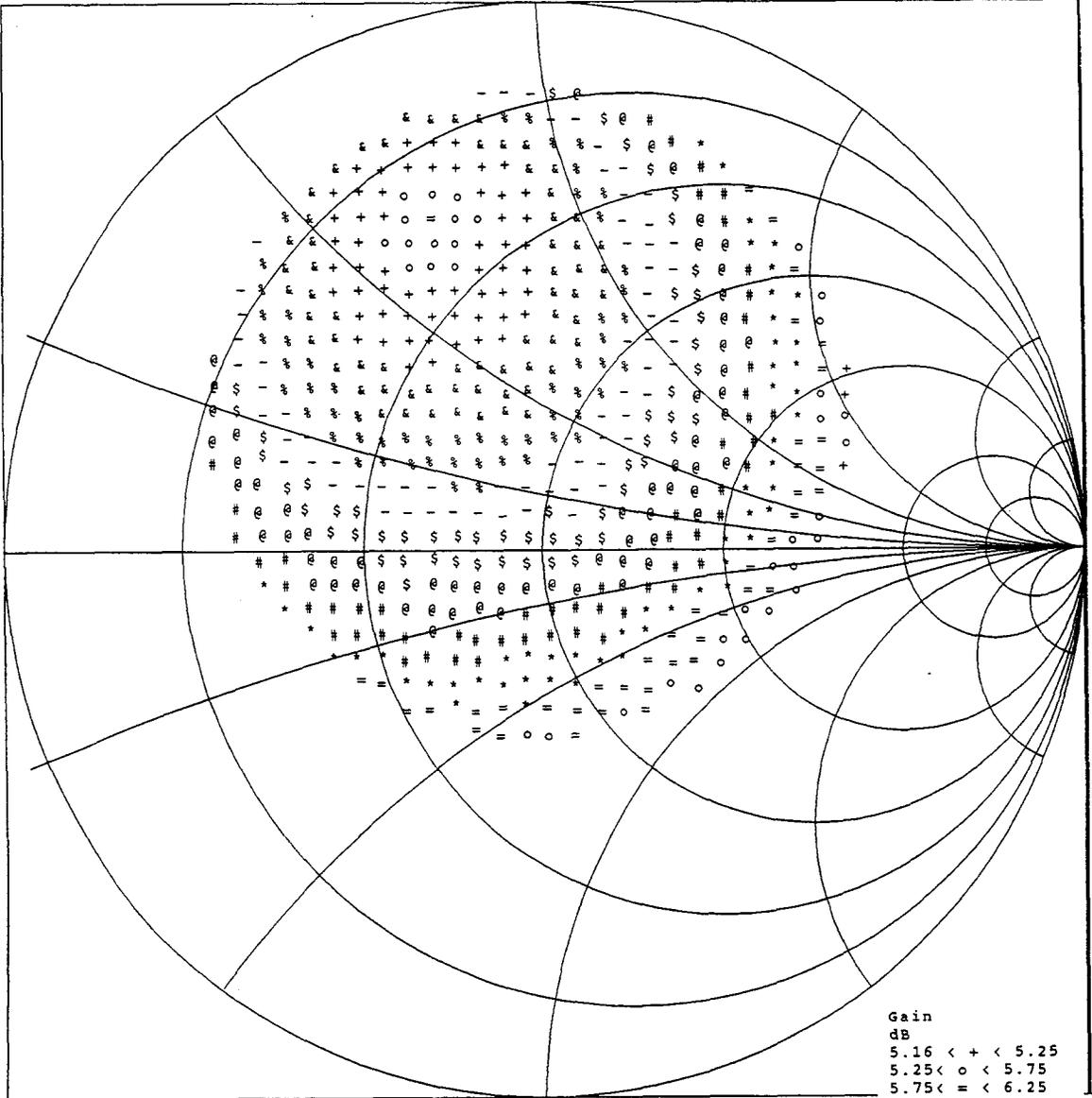


GAMMA = 1.00

Figure IV.47: Simulation avec le modèle NCAPA et les paramètres de la plaque R66-7 des impédances présentées aux drains des TEC des trois étages de l'amplificateur (fréquences: 5GHz - 7GHz, par pas de 0,2GHz).

G070269.LP1\_A  
 IMPACT G0702/R66-7 TA1469 site 2xB

Iso-gains a 6GHz  
 Vds= 7.11V Vgs= -1.21V  
 impedance d'entree: Ro\_in= 0.748  
 Phi\_in= 148.5 deg.

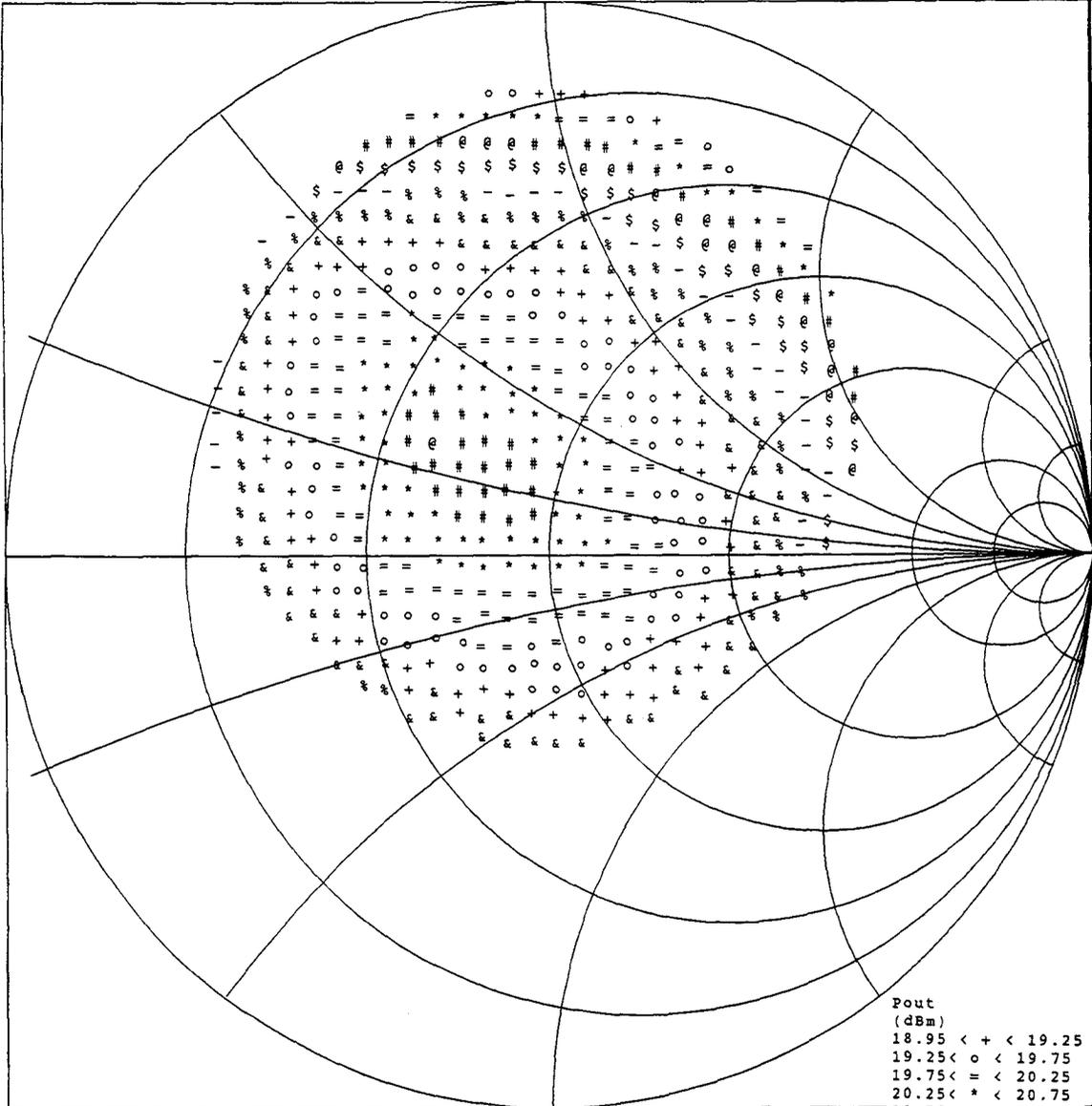


Gain  
 dB  
 5.16 < + < 5.25  
 5.25 < o < 5.75  
 5.75 < = < 6.25  
 6.25 < \* < 6.75  
 6.75 < # < 7.25  
 7.25 < @ < 7.75  
 7.75 < \$ < 8.25  
 8.25 < - < 8.75  
 8.75 < % < 9.25  
 9.25 < & < 9.75  
 9.75 < + < 10.25  
 10.25 < o < 10.37  
 = = 10.37

Figure IV.48: Courbes iso-gain à 6GHz pour un TEC TA1469 ( $W_g = 900\mu\text{m}$ ,  $L_g = 1\mu\text{m}$ ) de la plaque R66-7 lot G0702 ( gains à 1 dB de compression).

fichier: G070269.LP1 A  
 IMPACT G0702/R66-7 TA1469 site 2xB  
 Vds= 7.11V Vgs= -1.21V

Iso - puissance ? 6GHz  
 impedance entree: Roin=0.747  
 Phi\_in= 148.5 deg.



Pout  
 (dBm)  
 18.95 < + < 19.25  
 19.25 < o < 19.75  
 19.75 < = < 20.25  
 20.25 < \* < 20.75  
 20.75 < # < 21.25  
 21.25 < @ < 21.75  
 21.75 < \$ < 22.25  
 22.25 < - < 22.75  
 22.75 < % < 23.25  
 23.25 < & < 23.75  
 23.75 < + < 24.25  
 24.25 < o < 24.75  
 24.75 < = < 25.25  
 25.25 < \* < 25.75  
 25.75 < # < 25.94  
 e = 25.94

Figure IV.49: Courbes iso-puissance de saturation au dB de compression à 6GHz pour un TEC TA1469 de la plaque R66-7, lot G0702.

non linéarité	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	Vp
Ids (mA) fit interne	176.86	111.34	13.65	1.71	0.531	0.75	1.62	3
Idg (mA) *	1.18E-15	-2.63	2.02	-	-	-	-	-
Igs (mA)	3.61E-12	31.7	-	-	-	-	-	-
Cgs (fF)	8.86	-4.5	450.0	79.4	1620.0	-	-	-

note \* : expression utilisée pour Idg est:  

$$Idg(Vgs, Vds) = P1 \exp( P2 Vgs + P3 Vds)$$

Table IV.50: Valeurs des paramètres du modèle non linéaire pour un TA1469 (900 $\mu$ m) de la plaque R66-7, lot G0702 (Vd= 7V, Vg= -1,2V).

Paramètres	mesure AS site 2xB R66-7 lot G0702	mesure AS site 1xC R66-7 lot G0702	simulation avec MNS
Gain linéaire	23,73	23,39	24,996
Ids (mA)	882,3	787,8	
Ps <sub>-1dB</sub> (dBm)	30,21	30,38	30,04
Ps <sub>-2dB</sub> (dBm)	30,65	30,68	30,15

Table IV.51: Comparaison résultats de simulation non linéaire et mesures de puissance de l'amplificateur AS, plaque R66-7 lot G0702.

L'amplificateur AS a été simulé ensuite sur plusieurs simulateurs à l'aide de ce modèle. Les performances en puissance de l'amplificateur obtenues par simulation avec le logiciel MNS (Hewlett-Packard) sont présentées en figure IV.52. La comparaison entre les courbes de compression mesurées et simulées avec MNS à 6 GHz (figures IV.52 et table IV.51) montre que:

- le gain linéaire simulé est supérieur à la mesure d'environ 1 à 1,5 dB,
- que la puissance au dB de compression simulée est légèrement inférieure à la puissance mesurée sur deux sites (#0,2 à 0,4 dB),
- la puissance de saturation est atteinte plus rapidement en simulation (pratiquement à 1 dB de compression) alors qu'en mesure on observe une augmentation de la puissance de sortie après le dB de compression d'environ 0,5 dB.

La différence de réponse linéaire (1,5dB) entre les simulations non linéaires et les mesures de puissance est cohérente avec les simulations effectuées sur le logiciel d'analyse linéaire ESOPE, et ces simulations ont été commentées dans le paragraphe précédent. En régime non linéaire, les différences entre simulation et mesures en puissance de l'amplificateur peuvent s'expliquer par les différences entre les courbes de compression mesurées et simulées du transistor (voir simulations du chapitre III). Cependant, compte-tenu que l'amplificateur comporte 3 étages, cette différence reste relativement satisfaisante, car elle est du même ordre de grandeur que les variations du gain total de l'amplificateur, et les désadaptations dues aux dispersions technologiques (éléments actifs et passifs). D'autre part, le modèle non linéaire est extrait à partir des mesures des non linéarités effectuées sur un TEC ( ce n'est pas forcément le TEC le plus proche du point de vue des caractéristiques électriques de celui de l'amplificateur mesuré).

Par conséquent, les simulations non linéaires de l'amplificateur AS donnent une bonne prédiction du comportement en puissance de l'amplificateur 3 étages, 1W en bande C. Notons que la simulation de l'amplificateur revient à simuler un circuit arborescent à 21 non linéarités (7 x 3). Ces simulations démontrent également la maturité des logiciels du type "harmonic balance", et l'efficacité numérique des logiciels utilisés.



\*-\*-\* MESURES SITE 1XC R66-7,  $V_{G1}=V_{G2}=-1.58V$   $V_{G3}=-1.25V$   $V_D=7.8V$   $I_D=788mA$   
 ----- SIMULATION NON LINEAIRE AVEC MNS (HP)

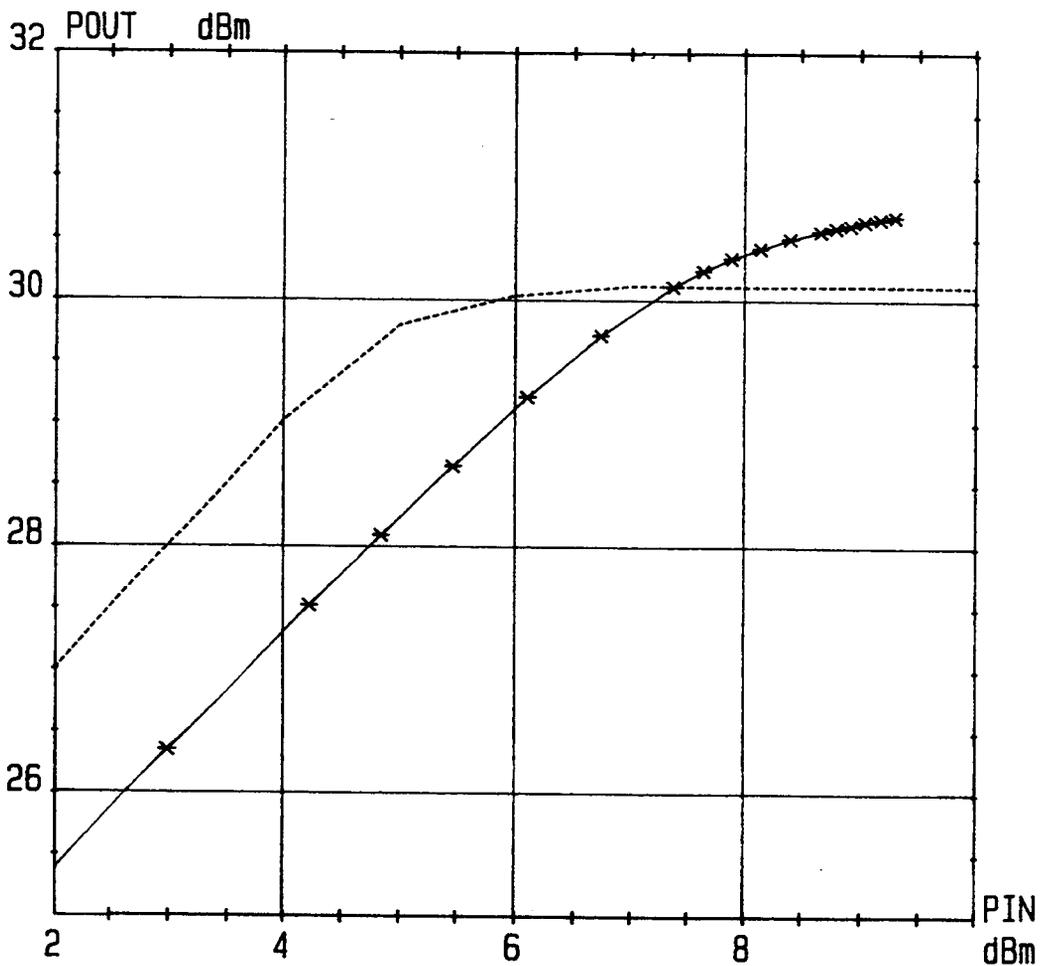


Figure IV.52: Comparaison des courbes de compression mesurées et simulées avec MNS de l'amplificateur AS, plaque R66/7, lot G0702.

## **IV.5 Conclusion**

L'acquisition de données complémentaires pour la conception d'un amplificateur hyperfréquence de puissance a été décrite. Une méthodologie de conception a permis la réalisation d'un amplificateur monolithique de puissance 1W en bande C.

La comparaison entre les mesures et les simulations a montré l'importance de la précision des modèles utilisés pour les composants actifs mais également pour les éléments passifs.

Enfin la bonne concordance entre les courbes de compression simulées et mesurées permet d'envisager des conceptions avec les simulateurs non linéaires.



## Références bibliographiques du chapitre IV:

- [ 1 ] R. FOUST  
Using GaAs FET small signal models and DC load line characteristics to predict optimum power match in GaAs FETs  
Microwave journal, september 1986, pp. 151-156.
- [ 2 ] B. CARNEZ  
document interne - communication privée.
- [ 3 ] MMIC foundry design manual - additional information note n°1 - HP07 process  
February 1991.
- [ 4 ] S.C. CRIPPS  
A theory for the prediction of GaAs FET load-pull power contours  
1983 IEEE MTT-S digest, Boston, Mass., pp. 221-223.
- [ 5 ] H. KONDOH  
FET power performance prediction using a linearized device model  
1989 IEEE MTT-S digest, pp. 569-572.
- [ 6 ] R.J. CHAFFIN, W.H. LEIGHTON  
Large-signal S-parameter characterization of UHF transistors  
1973 IEEE MTT-S Digest, pp. 155-157.
- [ 7 ] R. S. TUCKER  
RF characterization of microwave power FET's  
1981 IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-29, n°8, august 198,  
pp. 776-781.
- [ 8 ] S.R. MAZUMDER, P.D. van der PUIJE  
"Two-signal" method of measuring the large-signal S-parameters of transistors  
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-26, n°6, june 1976, pp. 417-420.

- [ 9 ] Y. TAKAYAMA  
A new load-pull characterization method for microwave power transistors  
1976 IEEE MTT-S digest, pp. 218-220.
- [ 10 ] R. STANCLIFF, D. POULIN  
Harmonic load-pull  
1979 IEEE MTT-S digest, pp. 185-187.
- [ 11 ] R. LAROSE, F. M. GHANNOUCHI, R. G. BOSISIO  
A new multi-harmonic load-pull method for non linear device characterization and modeling  
1990 IEEE MTT-S digest, pp. 443-446.
- [ 12 ] I. TELLIEZ, G. MONTORIOL, A. PEDEN, C. RUMELHARD  
Etude et réalisation d'un amplificateur de puissance intégré 1W en bande C  
Rapport final n°2684, marché DAI n° 83.35.238, décembre 1987.
- [ 13 ] G. MONTORIOL, I. TELLIEZ, C. RUMELHARD  
Optimum design and realization of MMIC power amplifiers  
19th European Microwave Conference proceedings, London, 1989, pp. 451-455.
- [ 14 ] C. RUMELHARD, G. MONTORIOL  
Optimum design of power MMIC amplifiers  
19th European Microwave Conference workshop proceedings, London, 1989, pp. 124-129.
- [ 15 ] C. A. LIECHTI  
Microwave Field-Effect transistors - 1976  
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-24, n°6, june 1976.
- [ 16 ] D. PAVLIDIS, Y. ARCHAMBAULT, M. EFTHIMEROU, D. KAMINSKY, A. BERT,  
J. MAGARSHACK  
A new, specifically monolithic approach to microwave power amplifiers  
1983 IEEE Microwave and millimeter wave monolithic circuit symposium, pp. 54-58.
- [ 17 ] R. G. FREITAG, J.E. DEGENFORD, D.C. BOIRE, M.C. DRIVER, R.A. WICKSTROM,  
C.D. CHANG  
Wideband 3W amplifier employing cluster matching  
1983 IEEE MTT-S digest, pp. 62-66.

- [ 18 ] R.G. FREITAG, S.H. LEE, D.M. KRAFCSIK, D.E. DAWSON, J.E. DEGENFORD  
Stability and improved circuit modeling considerations for high power MMIC amplifiers  
IEEE 1988 Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits symposium digest, pp. 125-128.
- [ 19 ] J.G. KASSAKIAN, D. LAU  
An analysis and experimental verification of parasitic oscillations in paralleled power MOSFET's  
IEEE transactions on electron devices, vol. ED-31, n°7, july 1984.
- [ 20 ] M. PARISOT, Y. ARCHAMBAULT, D. PAVLIDIS, J. MAGARSHACK  
Highly accurate design of spiral inductors for MMIC's with small size and high cut-off frequency characteristics  
1984 IEEE MTT-S digest, pp. 91-95.

## Conclusion

L'objectif fixé au début de cette étude était d'élaborer un modèle de TEC non linéaire pouvant être implanté dans un programme d'analyse non linéaire, afin de concevoir des amplificateurs hyperfréquences monolithiques de puissance en classe A.

Les principales méthodes d'analyse non linéaire ont été décrites: avantages, limitations, dernières évolutions.... Après examen des modèles linéaires existants, nous avons établi un modèle basé sur une description analytique du comportement électrique. Ce modèle a été implanté sur plusieurs logiciels. Les différentes caractérisations nécessaires à la mise au point de ce modèle sont relativement simples à mettre en oeuvre. Les limitations du modèle ont été exposées. Après validation, ce modèle a constitué un outil indispensable pour la conception d'un amplificateur monolithique de puissance, 1W en bande C. Une méthode générale de conception d'amplificateurs de puissance a été décrite qui a conduit à une réalisation intéressante.

La bonne concordance entre les résultats obtenus et les simulations non linéaires de l'amplificateur, montrent que la modélisation non linéaire des transistors est un excellent outil d'aide à la conception et à l'analyse d'amplificateurs de puissance. Cependant, le modèle décrit est susceptible d'être amélioré pour la simulation d'autres fonctions non linéaires telles que des amplificateurs de puissance de classe B. D'autre part, compte tenu des évolutions techniques des moyens de simulations et de mesures hyperfréquences, le concepteur de circuits intégrés monolithiques peut espérer utiliser dans un futur proche un modèle non linéaire moyen d'application plus générale, paramétré en fonction du nombre de doigts, du développement de grille total, de la température et des tensions de polarisation. Avec de tels modèles non linéaires, le concepteur peut mieux appréhender l'analyse non linéaire du comportement d'un amplificateur et en optimiser le rendement électrique.

## **Annexes**

## Annexe 1:

Schémas équivalents de transistors de  $600\mu\text{m}$  ( $4 \times 150\mu\text{m}$ ) extraits à partir de mesures de [S]. Référence: AMPLEN lot H4204 R15, TRA1 (filière hyper1 I2).

moY sur les mesures no: 1 a 96 pas 1

Element	Unite	Moyenne	Sigma(%)
LG	pH	417.399	0.97
RG	Ohm	1.300	0.11
CPE	fF	0.001	0.00
CGS	fF	661.304	30.21
RI2	Ohm	3.086	6.21
CGD	fF	122.498	31.54
RF	Ohm	0.010	0.06
RS	Ohm	1.050	0.11
LS	pH	36.493	9.60
GM	mS	53.728	43.54
TAU	ps	7.063	14.31
CDS	fF	162.448	9.71
RO	Ohm	203.162	62.37
RD	Ohm	1.050	0.11
LD	pH	379.427	2.98
FC	GHz	12.333	26.62
FMAX	GHz	24.298	23.34

	LG (pH)	RG (Ohm)	CPE (FF)	CGS (FF)	RI2 (Ohm)	CGD (FF)	RF (Ohm)	RS (Ohm)	LS (pH)	GM (mS)	TAU (ps)	CDS (FF)	RO (Ohm)	RD (Ohm)	LD (pH)
1	412.00	1.30	0.00	766.0	3.43	336.00	0.01	1.05	56.60	40.00	3.04	133.00	6.4	1.05	448.00
2	422.00	1.30	0.00	839.0	2.93	181.00	0.01	1.05	34.80	89.40	8.80	107.00	32.3	1.05	374.00
3	420.00	1.30	0.00	911.0	2.90	114.00	0.01	1.05	36.90	93.00	7.11	164.00	90.7	1.05	374.00
4	420.00	1.30	0.00	935.0	3.04	103.41	0.01	1.05	35.80	92.00	7.11	166.66	117.0	1.05	374.00
5	419.00	1.30	0.00	947.0	3.10	99.09	0.01	1.05	35.60	90.60	7.36	169.00	134.0	1.05	375.00
6	421.00	1.30	0.00	954.0	2.99	95.80	0.01	1.05	36.40	89.10	7.29	169.00	144.6	1.05	374.00
7	420.00	1.30	0.00	969.0	3.14	94.80	0.01	1.05	35.40	88.10	7.59	170.00	158.0	1.05	375.00
8	421.00	1.30	0.00	978.0	2.95	93.10	0.01	1.05	36.10	87.00	7.62	172.00	166.0	1.05	374.00
9	421.00	1.30	0.00	982.0	2.89	92.90	0.01	1.05	35.80	85.30	7.68	172.00	177.0	1.05	375.00
10	420.00	1.30	0.00	997.0	3.04	93.10	0.01	1.05	36.20	84.74	7.95	172.00	188.0	1.05	375.00
11	424.00	1.30	0.00	1000.0	2.83	92.77	0.01	1.05	37.00	83.40	8.00	174.00	192.8	1.05	373.00
12	420.00	1.30	0.00	1020.0	3.25	93.70	0.01	1.05	34.70	82.80	8.44	173.00	206.0	1.05	376.00
13	421.00	1.30	0.00	1030.0	3.06	94.58	0.01	1.05	35.40	81.50	8.42	173.00	213.0	1.05	375.00
14	421.00	1.30	0.00	1050.0	3.53	94.30	0.01	1.05	33.20	81.20	8.98	174.70	222.0	1.05	375.00
15	422.00	1.30	0.00	1050.0	3.23	95.10	0.01	1.05	35.10	79.50	8.93	174.00	229.0	1.05	376.00
16	423.00	1.30	0.00	1060.0	3.05	95.20	0.01	1.05	35.70	78.61	8.95	175.00	233.9	1.05	375.00
17	414.00	1.30	0.00	625.0	3.99	295.18	0.01	1.05	54.00	39.90	2.98	112.00	9.4	1.05	440.00
18	421.00	1.30	0.00	726.0	2.92	150.00	0.01	1.05	35.30	77.30	7.01	148.00	53.4	1.05	374.00
19	420.00	1.30	0.00	766.0	2.98	113.00	0.01	1.05	35.50	78.30	6.64	164.00	101.0	1.05	377.00
20	422.00	1.30	0.00	780.0	2.95	106.00	0.01	1.05	36.10	77.80	6.71	166.00	121.0	1.05	377.00
21	421.00	1.30	0.00	791.0	3.07	104.00	0.01	1.05	35.80	76.90	6.91	167.00	134.5	1.05	376.00
22	421.00	1.30	0.00	801.0	3.14	102.00	0.01	1.05	34.90	75.90	6.94	166.00	145.0	1.05	376.00
23	420.68	1.30	0.00	812.0	3.00	100.00	0.01	1.05	35.60	75.30	7.10	168.00	154.0	1.05	377.00
24	421.00	1.30	0.00	819.0	2.97	99.80	0.01	1.05	36.50	74.50	7.23	169.00	165.0	1.05	376.00
25	420.00	1.30	0.00	827.3	3.11	98.40	0.01	1.05	35.40	73.40	7.46	170.00	171.7	1.05	377.00
26	421.00	1.30	0.00	833.0	2.99	98.70	0.01	1.05	36.30	72.90	7.54	171.00	179.0	1.05	375.00
27	421.00	1.30	0.00	841.0	2.99	98.70	0.01	1.05	35.30	71.90	7.63	171.00	187.0	1.05	376.00
28	422.00	1.30	0.00	845.0	3.00	99.40	0.01	1.05	36.50	70.90	7.74	170.00	196.8	1.05	377.00
29	420.00	1.30	0.00	859.0	3.04	99.60	0.01	1.05	35.70	70.60	7.94	171.00	205.0	1.05	377.00
30	421.00	1.30	0.00	867.0	3.22	99.20	0.01	1.05	35.00	69.70	8.20	171.00	211.8	1.05	378.00
31	418.00	1.30	0.00	880.0	3.33	100.00	0.01	1.05	34.60	69.10	8.39	171.00	220.0	1.05	377.00
32	421.00	1.30	0.00	881.0	3.28	99.00	0.01	1.05	34.60	68.00	8.45	172.00	222.0	1.05	376.00
33	413.65	1.30	0.00	537.0	3.71	261.00	0.01	1.05	45.70	42.20	3.62	83.20	16.3	1.05	432.00
34	419.00	1.30	0.00	623.0	2.79	138.00	0.01	1.05	35.40	65.50	6.35	155.00	75.4	1.05	377.00
35	419.00	1.30	0.00	653.0	2.98	118.00	0.01	1.05	35.20	66.36	6.34	160.64	109.0	1.05	378.00
36	418.00	1.30	0.00	666.0	3.00	113.00	0.01	1.05	35.30	66.00	6.45	163.00	124.0	1.05	377.00
37	418.00	1.30	0.00	680.0	2.99	110.00	0.01	1.05	34.80	65.60	6.49	163.00	135.5	1.05	378.00
38	418.00	1.30	0.00	686.0	2.95	108.08	0.01	1.05	36.20	65.10	6.61	164.00	145.0	1.05	377.00
39	419.00	1.30	0.00	697.0	3.09	106.00	0.01	1.05	34.30	64.50	6.82	165.00	153.0	1.05	378.00
40	418.00	1.30	0.00	703.0	3.01	105.00	0.01	1.05	35.90	64.00	6.93	166.00	162.0	1.05	378.00
41	420.00	1.30	0.00	705.0	2.90	105.00	0.01	1.05	38.10	63.40	7.05	167.00	169.0	1.05	374.00
42	418.00	1.30	0.00	718.0	3.07	104.42	0.01	1.05	36.50	63.10	7.17	166.66	177.0	1.05	377.00
43	421.00	1.30	0.00	721.0	3.13	104.00	0.01	1.05	36.10	62.60	7.44	169.00	184.0	1.05	377.00
44	420.00	1.30	0.00	730.0	3.00	104.00	0.01	1.05	37.30	62.10	7.48	169.00	190.0	1.05	376.00
45	420.00	1.30	0.00	737.9	3.06	104.42	0.01	1.05	36.80	61.60	7.53	168.00	197.0	1.05	376.00
46	420.00	1.30	0.00	744.0	3.14	104.00	0.01	1.05	36.60	61.00	7.75	169.00	204.0	1.05	377.00
47	420.00	1.30	0.00	749.0	3.13	104.42	0.01	1.05	37.10	60.40	7.79	168.00	212.0	1.05	376.00
48	420.00	1.30	0.00	757.0	3.14	104.00	0.01	1.05	37.30	60.00	7.98	169.00	217.0	1.05	376.00
49	420.00	1.30	0.00	480.9	3.32	221.00	0.01	1.05	25.30	43.50	6.48	77.80	34.4	1.05	388.00
50	419.00	1.30	0.00	534.0	3.03	139.00	0.01	1.05	33.30	53.00	5.99	154.00	97.7	1.05	379.00
51	418.00	1.30	0.00	557.0	3.11	126.00	0.01	1.05	34.90	53.70	6.13	158.00	120.0	1.05	379.00
52	417.00	1.30	0.00	573.3	2.96	121.00	0.01	1.05	34.70	54.10	6.21	160.00	132.0	1.05	378.00
53	417.00	1.30	0.00	582.0	3.11	118.47	0.01	1.05	35.70	53.80	6.36	160.00	142.0	1.05	377.00
54	420.00	1.30	0.00	591.0	2.99	114.00	0.01	1.05	36.50	53.90	6.55	163.00	149.0	1.05	378.00
55	420.00	1.30	0.00	600.0	3.08	112.00	0.01	1.05	38.00	53.80	6.89	164.00	156.6	1.05	378.00
56	419.00	1.30	0.00	608.0	3.12	111.00	0.01	1.05	37.20	53.50	6.85	164.00	164.0	1.05	377.00
57	419.00	1.30	0.00	614.0	2.85	110.00	0.01	1.05	37.90	53.40	6.88	165.00	170.0	1.05	376.00
58	419.00	1.30	0.00	619.0	2.94	110.00	0.01	1.05	37.60	53.00	6.98	165.00	177.0	1.05	376.00
59	420.00	1.30	0.00	627.0	3.21	110.00	0.01	1.05	36.70	53.00	7.20	165.00	182.7	1.05	376.00
60	420.00	1.30	0.00	635.0	2.96	108.43	0.01	1.05	36.10	53.00	7.22	167.00	187.0	1.05	376.00
61	419.00	1.30	0.00	638.0	3.06	108.43	0.01	1.05	37.10	52.50	7.39	167.00	193.8	1.05	376.00
62	419.00	1.30	0.00	647.0	3.11	108.00	0.01	1.05	36.90	52.20	7.55	167.00	200.0	1.05	378.00
63	418.00	1.30	0.00	651.0	3.27	108.00	0.01	1.05	37.10	51.80	7.68	167.00	206.0	1.05	376.00
64	417.00	1.30	0.00	662.0	3.23	108.00	0.01	1.05	36.90	51.81	7.76	167.00	210.8	1.05	376.00
65	411.00	1.30	0.00	411.0	3.15	186.00	0.01	1.05	34.00	29.30	5.23	151.00	103.0	1.05	389.00
66	414.00	1.30	0.00	443.0	2.89	146.00	0.01	1.05	34.40	33.80	5.71	159.00	145.0	1.05	383.00
67	410.00	1.30	0.00	460.0	3.16	139.00	0.01	1.05	35.80	35.40	5.88	157.00	159.0	1.05	381.00
68	412.00	1.30	0.00	473.0	3.08	132.53	0.01	1.05	35.90	36.50	6.03	158.00	167.0	1.05	381.52
69	413.00	1.30	0.00	483.0	3.05	128.00	0.01	1.05	37.00	37.20	6.34	160.00	172.7	1.05	380.00
70	413.00	1.30	0.00	493.0	2.96	125.00	0.01	1.05	37.50	37.80	6.37	160.00	178.0	1.05	379.51
71	413.00	1.30	0.00	501.0	3.03	123.00	0.01	1.05	36.90	38.30	6.56	159.64	183.0	1.05	379.00
72	416.00	1.30	0.00	505.0	3.08	120.48	0.01	1.05	37.20	38.60	6.74	161.00	187.0	1.05	378.00
73	416.00	1.30	0.00	517.0	2.99	118.47	0.01	1.05	36.50	39.10	6.86	162.00	189.0	1.05	378.00
74	417.00	1.30	0.00	521.0	2.99	117.00	0.01	1.05	37.70	39.40	7.03	164.00	192.0	1.05	378.00
75	417.00	1.30	0.00	529.0	3.01	116.00	0.01	1.05	37.20	39.70	7.10	163.00	197.0	1.05	378.00
76	417.00	1.30	0.00	540.0	3.02	115.00	0.01	1.05	36.10	40.10	7.23	164.00	199.8	1.05	378.00
77	418.00	1.30	0.00	543.0	3.26										

--- GMAX et PMAX sont calculés avec LS = 0 ---

Ip	VDS (V)	VGS (V)	IDS (mA)	K	Gmax (4GHz)	Umax	K	Gmax (10GHz)	Umax	K	Gmax (14GHz)	Umax	K	Gmax (18GHz)	Umax	Fc (GHz)	Fmax (GHz)
1	0.50	0.00	91.00	2.45	-1.63	-1.74	4.61	-7.31	-9.62	5.23	-8.48	-12.46	5.52	-9.04	-14.54	8.31	4.22
2	1.00	0.00	132.00	0.65	11.95	13.08	1.47	4.26	5.25	1.86	1.79	2.47	2.15	0.32	0.47	16.96	17.80
3	1.50	0.00	135.00	0.47	14.35	17.19	1.11	8.54	9.34	1.46	5.23	6.55	1.73	3.34	4.54	16.25	26.22
4	2.00	0.00	135.00	0.46	14.78	17.83	1.07	9.27	9.99	1.41	5.79	7.21	1.69	3.87	5.21	15.66	27.66
5	2.50	0.00	135.00	0.45	14.93	18.10	1.07	9.48	10.28	1.40	5.99	7.51	1.67	4.07	5.52	15.23	28.24
6	3.00	0.00	134.00	0.45	15.02	18.29	1.06	9.74	10.46	1.39	6.14	7.68	1.65	4.20	5.69	14.86	28.79
7	3.50	0.00	134.00	0.45	15.04	18.31	1.07	9.61	10.49	1.40	6.12	7.73	1.66	4.21	5.76	14.47	28.59
8	4.00	0.00	133.00	0.45	15.07	18.45	1.06	9.77	10.63	1.39	6.21	7.86	1.64	4.29	5.88	14.16	29.08
9	4.50	0.00	133.00	0.45	15.02	18.52	1.05	9.85	10.69	1.37	6.22	7.93	1.63	4.30	5.95	13.82	29.21
10	5.00	0.00	132.00	0.45	15.00	18.46	1.06	9.63	10.65	1.39	6.14	7.90	1.63	4.26	5.94	13.53	28.80
11	5.50	0.00	131.00	0.45	14.95	18.53	1.05	9.70	10.72	1.38	6.16	7.96	1.62	4.27	5.99	13.27	29.12
12	6.00	0.00	131.00	0.47	14.90	18.29	1.09	9.22	10.50	1.41	5.94	7.78	1.65	4.12	5.86	12.92	27.94
13	6.50	0.00	131.00	0.47	14.80	18.29	1.08	9.23	10.50	1.40	5.90	7.77	1.64	4.09	5.83	12.59	28.01
14	7.00	0.00	130.00	0.49	14.80	18.01	1.14	8.76	10.26	1.46	5.69	7.57	1.69	3.95	5.70	12.31	26.81
15	7.50	0.00	129.00	0.48	14.69	18.10	1.11	8.84	10.33	1.43	5.69	7.63	1.66	3.94	5.73	12.05	27.17
16	8.00	0.00	129.00	0.48	14.65	18.12	1.11	8.83	10.34	1.43	5.67	7.63	1.65	3.92	5.72	11.80	27.29
17	0.50	-0.50	69.00	1.60	1.55	1.56	3.23	-5.00	-6.33	3.80	-6.51	-9.18	4.11	-7.28	-11.28	10.16	5.88
18	1.00	-0.50	93.00	0.49	12.39	15.08	1.15	6.35	7.21	1.49	3.33	4.38	1.75	1.61	2.33	16.95	21.79
19	1.50	-0.50	95.00	0.42	13.78	17.42	0.99	9.98	9.55	1.31	5.36	6.73	1.56	3.39	4.68	16.27	26.95
20	2.00	-0.50	96.00	0.41	14.06	17.97	0.97	10.25	10.10	1.27	5.81	7.28	1.52	3.79	5.24	15.87	28.29
21	2.50	-0.50	97.00	0.41	14.12	18.09	0.97	10.30	10.23	1.27	5.87	7.42	1.51	3.87	5.39	15.47	28.38
22	3.00	-0.50	97.00	0.41	14.16	18.13	0.97	10.35	10.27	1.27	5.91	7.47	1.51	3.90	5.45	15.08	28.36
23	3.50	-0.50	98.00	0.41	14.23	18.29	0.97	10.41	10.43	1.27	5.99	7.63	1.51	3.99	5.61	14.76	28.81
24	4.00	-0.50	98.00	0.41	14.20	18.38	0.96	10.39	10.54	1.26	6.03	7.74	1.49	4.04	5.72	14.48	29.00
25	4.50	-0.50	98.00	0.42	14.21	18.28	0.98	10.40	10.44	1.28	5.91	7.65	1.52	3.96	5.65	14.12	28.51
26	5.00	-0.50	98.00	0.42	14.18	18.37	0.97	10.37	10.53	1.27	5.95	7.75	1.50	4.00	5.74	13.93	28.79
27	5.50	-0.50	98.00	0.42	14.13	18.34	0.98	10.33	10.50	1.27	5.89	7.72	1.50	3.95	5.72	13.61	28.60
28	6.00	-0.50	98.00	0.42	14.06	18.34	0.98	10.26	10.51	1.27	5.85	7.72	1.49	3.93	5.73	13.35	28.49
29	6.50	-0.50	99.00	0.42	14.04	18.30	0.99	10.24	10.47	1.28	5.78	7.70	1.50	3.88	5.71	13.08	28.23
30	7.00	-0.50	99.00	0.44	14.01	18.15	1.01	9.61	10.34	1.31	5.63	7.58	1.53	3.78	5.61	12.79	27.60
31	7.50	-0.50	99.00	0.44	13.94	18.02	1.02	9.20	10.22	1.32	5.50	7.47	1.54	3.69	5.52	12.50	27.08
32	8.00	-0.50	99.00	0.45	13.92	17.97	1.03	9.07	10.17	1.33	5.45	7.42	1.54	3.65	5.47	12.28	26.97
33	0.50	-1.00	47.00	0.90	7.30	6.01	1.92	-1.55	-1.91	2.35	-3.42	-4.80	2.62	-4.45	-6.93	12.51	9.34
34	1.00	-1.00	59.00	0.41	12.22	16.26	0.96	8.49	8.37	1.25	4.25	5.53	1.48	2.35	3.44	16.73	24.68
35	1.50	-1.00	61.00	0.39	13.00	17.44	0.91	9.22	9.55	1.19	5.31	6.72	1.42	3.25	4.64	16.17	27.16
36	2.00	-1.00	63.00	0.38	13.18	17.75	0.90	9.40	9.87	1.18	5.55	7.03	1.40	3.47	4.97	15.77	27.81
37	2.50	-1.00	64.00	0.38	13.28	17.89	0.90	9.49	10.02	1.18	5.68	7.18	1.40	3.58	5.12	15.35	28.10
38	3.00	-1.00	64.00	0.38	13.34	18.05	0.89	9.55	10.17	1.17	5.78	7.35	1.39	3.68	5.29	15.10	28.46
39	3.50	-1.00	65.00	0.39	13.39	18.00	0.91	9.60	10.13	1.19	5.69	7.31	1.41	3.64	5.27	14.73	28.11
40	4.00	-1.00	66.00	0.39	13.41	18.13	0.91	9.62	10.26	1.18	5.76	7.44	1.40	3.70	5.40	14.49	28.43
41	4.50	-1.00	66.00	0.39	13.38	18.23	0.90	9.60	10.37	1.18	5.80	7.55	1.39	3.75	5.51	14.31	28.74
42	5.00	-1.00	67.00	0.39	13.38	18.13	0.92	9.61	10.27	1.19	5.69	7.46	1.41	3.68	5.43	13.99	28.21
43	5.50	-1.00	68.00	0.40	13.38	18.14	0.93	9.61	10.29	1.20	5.63	7.49	1.41	3.66	5.48	13.82	28.11
44	6.00	-1.00	69.00	0.40	13.35	18.17	0.92	9.58	10.32	1.20	5.63	7.52	1.41	3.66	5.44	13.29	27.89
45	6.50	-1.00	69.00	0.40	13.31	18.10	0.93	9.54	10.25	1.22	5.56	7.46	1.41	3.60	5.42	13.05	27.60
46	7.00	-1.00	70.00	0.41	13.29	18.05	0.94	9.53	10.21	1.22	5.46	7.42	1.42	3.55	5.41	12.83	27.51
47	7.50	-1.00	71.00	0.41	13.24	18.04	0.94	9.48	10.20	1.23	5.44	7.41	1.42	3.53	5.41	12.61	27.32
48	8.00	-1.00	72.00	0.41	13.23	18.00	0.95	9.48	10.16	1.23	5.36	7.38	1.43	3.49	5.39	12.83	27.51
49	0.50	-1.50	25.00	0.58	8.51	10.68	1.25	2.15	2.77	1.53	-0.06	-0.09	1.71	-1.24	-2.20	14.40	14.86
50	1.00	-1.50	31.00	0.38	11.43	16.36	0.88	7.73	8.46	1.14	4.30	5.60	1.39	2.30	3.50	15.80	24.83
51	1.50	-1.50	33.00	0.37	11.92	17.00	0.86	8.19	9.11	1.12	4.87	6.26	1.32	2.78	4.17	15.34	26.07
52	2.00	-1.50	34.00	0.37	12.13	17.33	0.85	8.39	9.44	1.11	5.16	6.59	1.31	3.02	4.51	15.02	26.89
53	2.50	-1.50	35.00	0.37	12.21	17.39	0.86	8.47	9.50	1.12	5.16	6.66	1.32	3.05	4.58	14.71	26.77
54	3.00	-1.50	36.00	0.37	12.38	17.60	0.86	8.64	9.72	1.12	5.29	6.88	1.32	3.19	4.81	14.52	27.36
55	3.50	-1.50	37.00	0.37	12.44	17.62	0.87	8.70	9.74	1.13	5.27	6.90	1.33	3.19	4.84	14.22	27.23
56	4.00	-1.50	38.00	0.38	12.47	17.64	0.88	8.74	9.77	1.14	5.24	6.94	1.34	3.20	4.89	14.00	27.17
57	4.50	-1.50	39.00	0.38	12.51	17.78	0.87	8.77	9.91	1.13	5.35	7.08	1.33	3.29	5.03	13.84	27.62
58	5.00	-1.50	40.00	0.38	12.48	17.80	0.87	8.75	9.93	1.13	5.33	7.11	1.33	3.28	5.06	13.63	27.60
59	5.50	-1.50	41.00	0.39	12.49	17.67	0.89	8.76	9.81	1.15	5.17	6.99	1.35	3.19	4.95	13.45	26.94
60	6.00	-1.50	42.00	0.38	12.55	17.82	0.89	8.82	9.96	1.15	5.28	7.14	1.34	3.28	5.10	13.28	27.50
61	6.50	-1.50	43.00	0.39	12.52	17.78	0.89	8.79	9.92	1.15	5.20	7.11	1.35	3.23	5.08	13.10	27.22
62	7.00	-1.50	44.00	0.39	12.51	17.72	0.91	8.79	9.87	1.17	5.11	7.06	1.36	3.18	5.04	12.84	26.95
63	7.50	-1.50	45.00	0.40	12.49	17.63	0.92	8.77	9.78	1.18	5.01	6.98	1.37	3.12	4.97	12.66	26.51
64	8.00	-1.50	47.00	0.40	12.49	17.61	0.92	8.77	9.76	1.18	4.97	6.97	1.37	3.10	4.95	12.46	26.42
65	0.50	-2.00	6.80	0.44	7.86	12.90	0.94	4.55	4.96	1.15	1.34	2.06	1.28	-0.05	-0.10	11.35	18.07
66	1.00	-2.00	9.90	0.38	9.47	15.34	0.85	5.95	7.43	1.07	3.32	4.55	1.22	1.41	2.43	12.14	22.54
67	1.50	-2.00	11.00	0.38	9.87	15.73	0.85	6.31	7.82	1.07	3.64	4.95	1.23	1.67	2.83	12.25	22.97
68	2.00	-2.00	12.00	0.37	10.20	16.09	0.84	6.61	8.18	1.07	3.94	5.32	1.23	1.92	3.21	12.28	23.73
69	2.50	-2.00	13.00	0.38	10.43	16.31	0.85	6.83	8.41	1.08	4.04	5.56	1.24	2.06	3.46	12.26	24.17
70	3.00	-2.00	14.00	0.37	10.59	16.49	0.84	6.98	8.59	1.07	4.20	5.74	1.24	2.19	3.65	12.20	24.60
71	3.50	-2.00	14.00	0.38	10.72	16.58	0.85	7.10	8.68	1.08	4.22	5.84	1.25	2.24	3.76		

Schémas équivalents de transistors de  $600\mu\text{m}$  de large extraits de simulation avec le modèle non linéaire:

moy sur les mesures no: 1 a 6 pas 1

Element	Unite	Moyenne	Sigma(%)
LG	pH	421.388	0.18
RG	Ohm	1.300	0.04
CPE	fF	0.001	0.00
CGS	fF	744.254	28.65
RI2	Ohm	3.130	1.85
CGD	fF	119.196	0.41
RF	Ohm	0.010	0.03
RS	Ohm	1.050	0.05
LS	pH	34.672	1.99
GM	mS	64.324	37.00
TAU	ps	6.065	4.01
CDS	fF	132.047	5.79
RO	Ohm	223.709	17.03
RD	Ohm	1.050	0.05
LD	pH	361.051	1.05
FC	GHz	13.462	9.83
FMAX	GHz	27.648	3.99

Ip	LG (pH)	RG (Ohm)	CPE (fF)	CGS (fF)	RI2 (Ohm)	CGD (fF)	RF (Ohm)	RS (Ohm)	LS (pH)	GM (mS)	TAU (ps)	CDS (fF)	RO (Ohm)	RD (Ohm)	LD (pH)
1	420.50	1.30	0.00	499.0	3.10	119.07	0.01	1.05	33.37	37.85	6.37	140.91	268.0	1.05	366.14
2	422.28	1.30	0.00	710.2	3.18	119.52	0.01	1.05	35.00	62.07	6.13	132.53	219.8	1.05	360.32
3	420.52	1.30	0.00	972.2	3.06	119.24	0.01	1.05	34.78	92.66	5.84	122.92	184.0	1.05	357.62
4	421.89	1.30	0.00	530.6	3.20	119.27	0.01	1.05	35.32	39.16	6.32	140.25	268.3	1.05	365.05
5	421.82	1.30	0.00	747.7	3.08	119.75	0.01	1.05	35.03	63.61	5.92	131.51	219.7	1.05	360.19
6	421.32	1.30	0.00	1005.9	3.16	118.32	0.01	1.05	34.53	90.59	5.81	124.15	182.5	1.05	356.98

---- GMAX et FMAX sont calculés avec LS = 0 ----

Ip	VDS (V)	VGS (V)	IDS (mA)	K	Gmax (4GHz)	Umax	K	Gmax (10GHz)	Umax	K	Gmax (14GHz)	Umax	K	Gmax (18GHz)	Umax	Fc (GHz)	Fmax (GHz)	Ferr
1	4.00	-2.00	0.00	0.35	10.84	17.59	0.79	7.21	9.70	1.01	5.58	6.85	1.17	2.87	4.77	12.07	26.77	0.0009
2	4.00	-1.00	0.00	0.35	12.79	18.28	0.82	9.01	10.39	1.07	6.12	7.55	1.27	3.76	5.48	13.91	28.20	0.0015
3	4.00	0.00	0.00	0.37	14.32	18.62	0.88	10.47	10.76	1.17	6.65	7.95	1.40	4.42	5.91	15.17	29.19	0.0020
4	6.00	-2.00	0.00	0.35	10.97	17.41	0.80	7.32	9.51	1.03	5.20	6.66	1.19	2.78	4.57	11.75	26.05	0.0011
5	6.00	-1.00	0.00	0.35	12.87	18.16	0.82	9.08	10.26	1.08	6.07	7.42	1.29	3.73	5.34	13.54	27.88	0.0015
6	6.00	0.00	0.00	0.39	14.26	18.17	0.92	10.40	10.32	1.22	6.25	7.52	1.46	4.12	5.49	14.33	27.80	0.0021

## Annexe 2:

Fichier ESOPE pour le fit des schémas équivalents des transistors en grille commune et en drain commun:

```

type
hexalien (M3S) 1 50 ;
      0      0. 0.      0. 0.      1. 0. ;
      0. 0.      0. 0.      1. 0. ;
      1. 0.      1. 180.      0. 0.

MODELE
STEC (GR SR DR) LG RG CGS RI CGD RS LS GM TAU CDS RDS LD CP1 CP2
SRLG GR 2 RG LG
SRC1 2 3 RI CGS
R1 3 5 RS
L1 5 SR LS
C2 2 4 CGD
JL1 4 3 2 3 GM TAU
R2 4 3 RDS
R3 4 6 RS
L2 6 DR LD
C3 6 5 CDS
C4 5 1 CP1
C5 6 1 CP2

! GRILLE SOURCE COMMUN
!TA1446S A IDSS VD=3V
!T31 (TEC) ;
!LG RG CGS RI CGD RS LS GM TAU CDS RDS LD
!72.1P 1. 926.4F 1.92 104.3F 0.75 18.3P 79.7ML 5.46P 118.3F 141.1 54.9P
PARA
LG = 72.1P
RG = 1
CGS = 854F
RI = 1.92
CGD = 104F
RS = 0.75
LS = 60P
GM = 80ML
TAU = 5.5P
CDS = 70F
RDS = 141
LD = 54.9P
CP1 = 72F
CP2 = 48F

TYPE
! IMPACT G0702R58-3 TEC GC G0702383G.S02
! FICHER G0702383G.SM2 ENR NO 1/ 6
! ( 0X 0) 31 R58-3 TA1446G VD= 3.0V VG= 0.00V ID= 123.5 70. -129.
S2 QS 51 0.5G 0.483 177.5 0.140 -1.1 1.473 -4.8 0.855 -3.7;
1.0G 0.478 179.4 0.139 -1.3 1.465 -8.1 0.853 -7.3;
1.5G 0.483 -179.4 0.140 -1.5 1.462 -11.7 0.855 -11.0;
2.0G 0.483 -177.8 0.138 -1.9 1.458 -15.1 0.852 -14.8;
2.5G 0.485 -176.6 0.139 -2.3 1.445 -18.5 0.860 -18.8;
3.0G 0.486 -176.1 0.137 -2.4 1.435 -22.3 0.864 -22.1;
3.5G 0.495 -176.0 0.137 -3.3 1.428 -26.2 0.867 -26.0;
4.0G 0.504 -174.8 0.136 -3.1 1.427 -29.7 0.870 -29.4;
4.5G 0.509 -174.1 0.136 -4.1 1.413 -33.1 0.875 -33.7;
5.0G 0.511 -173.8 0.135 -3.9 1.393 -36.8 0.890 -36.8;
5.5G 0.524 -174.2 0.134 -5.2 1.380 -40.9 0.889 -40.7;
6.0G 0.536 -173.4 0.133 -5.0 1.373 -44.6 0.900 -44.0;
6.5G 0.546 -173.2 0.131 -6.0 1.358 -48.0 0.896 -48.2;
7.0G 0.549 -172.8 0.130 -5.9 1.332 -51.9 0.920 -51.9;
7.5G 0.558 -173.4 0.126 -6.7 1.311 -56.0 0.919 -55.4;
8.0G 0.571 -173.7 0.126 -6.7 1.300 -59.7 0.939 -58.7;

```

8.5G	0.585	-174.5	0.122	-7.1	1.285	-63.4	0.927	-61.8;
9.0G	0.595	-173.4	0.122	-7.6	1.258	-67.0	0.952	-66.7;
9.5G	0.596	-174.0	0.118	-7.2	1.229	-71.1	0.955	-69.4;
10.0G	0.612	-175.2	0.117	-7.9	1.215	-75.4	0.970	-73.7;
10.5G	0.625	-176.0	0.113	-7.1	1.196	-79.3	0.970	-76.4;
11.0G	0.639	-175.2	0.110	-7.5	1.171	-82.7	0.979	-81.3;
11.5G	0.635	-176.8	0.107	-6.0	1.135	-86.4	1.002	-83.0;
12.0G	0.650	-178.0	0.104	-6.5	1.110	-91.1	0.998	-87.6;
12.5G	0.665	-178.2	0.101	-4.5	1.085	-95.2	1.013	-90.4;
13.0G	0.675	-178.1	0.097	-3.7	1.062	-98.9	0.997	-94.8;
13.5G	0.672	-179.7	0.095	-2.2	1.032	-103.0	1.026	-98.3;
14.0G	0.683	179.7	0.091	-0.5	0.995	-107.4	1.020	-101.8;
14.5G	0.690	177.7	0.090	2.0	0.968	-111.5	1.049	-104.4;
15.0G	0.702	177.1	0.087	4.6	0.947	-115.6	1.024	-107.2;
15.5G	0.710	176.6	0.086	7.0	0.919	-119.5	1.046	-111.7;
16.0G	0.715	176.7	0.084	10.9	0.886	-123.3	1.041	-114.4;
16.5G	0.702	174.8	0.085	13.5	0.858	-128.1	1.050	-118.4;
17.0G	0.725	173.8	0.085	17.4	0.831	-132.8	1.045	-121.2;
17.5G	0.725	172.4	0.085	20.5	0.806	-136.8	1.049	-125.0;
18.0G	0.722	171.4	0.088	24.6	0.778	-140.6	1.057	-126.3;
18.5G	0.727	170.0	0.090	27.1	0.751	-145.3	1.050	-130.6;
19.0G	0.744	170.0	0.094	30.7	0.722	-149.5	1.063	-133.3;
19.5G	0.723	169.8	0.097	33.3	0.702	-154.1	1.046	-137.0;
20.0G	0.741	168.4	0.103	35.1	0.681	-158.9	1.049	-140.0;
20.5G	0.732	166.3	0.107	37.2	0.655	-163.5	1.044	-143.4;
21.0G	0.737	165.4	0.112	38.9	0.627	-167.7	1.053	-145.3;
21.5G	0.725	164.7	0.119	40.7	0.610	-172.1	1.043	-147.2;
22.0G	0.760	162.1	0.125	41.5	0.593	-176.9	1.037	-150.1;
22.5G	0.738	164.2	0.131	42.6	0.572	178.8	1.033	-154.0;
23.0G	0.743	165.1	0.138	43.1	0.556	174.2	1.024	-156.5;
23.5G	0.723	161.7	0.146	43.1	0.542	169.3	1.031	-159.1;
24.0G	0.721	158.6	0.152	43.8	0.525	165.0	1.026	-160.0;
24.5G	0.787	159.3	0.167	42.9	0.538	159.4	1.081	-163.3;
25.0G	0.747	155.0	0.167	41.8	0.504	153.3	1.028	-166.9;
25.5G	0.742	157.6	0.173	42.5	0.490	150.1	1.019	-169.2

## CIRC

PORT1 (1,E) 1 0 50 0

PORT2 (1,S) 1 0 50 0

M3S1 (1,2,4,E) HEXALIEN

QS1 (2,1,3) S2

STEC1 (1,4,5) LG RG CGS RI CGD RS LS GM TAU CDS RDS LD CP1 CP2

M3S2 (1,3,5,S) HEXALIEN

## FREQ

S 0.5G 20G 0.5G

## GAB

G11 \* (0,0)

G12 \* (0,0)

G21 \* (0,0)

G22 \* (0,0)

## POND

P11 \* 10

P12 \* 10

P21 \* 10

P22 \* 10

## OBJ

MS11 (1,E,1,E) G11 P11

MS12 (1,E,1,S) G12 P12

MS21 (1,S,1,E) G21 P11  
 MS22 (1,S,1,S) G22 P11

PARS  
 MCAR CGS(800F,2P) CGD(5F,200F) CDS(50F,1P) ;  
 GM(65ML,85ML) TAU(1P,20P) RI(0.5,3.5) ;  
 RDS(50,1500) LS(10P,100P) ;  
 LD(30P,100P) LG(10P,200P) ;  
 CP1(1F,250F) CP2(1F,150F)

exec  
 anal

edit  
 ms11/ms12/ms21/ms22

EXEC  
 MCAR MS11 MS12 MS21 MS22

EDIT  
 MS11/MS12/MS21/MS22

fin  
 CIRC  
 -M3S1  
 -QS1  
 -STEC1  
 -M3S2  
 STEC2 (1,E,S) LG RG CGS RI CGD RS LS GM TAU CDS RDS LD CP1 CP2

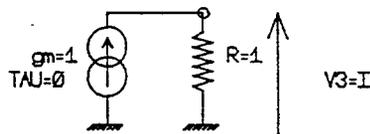
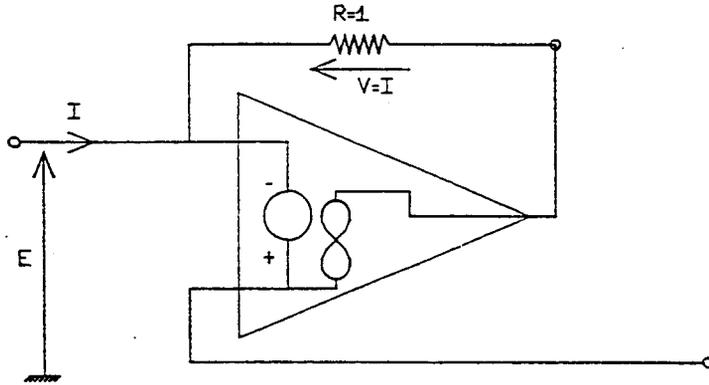
EXEC  
 ANAL

EDIT  
 S  
 .OPTI  
 FICH

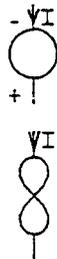
FIN

Annexe 3:

Modèle utilisé dans CIRCEC pour extraire l'impédance:

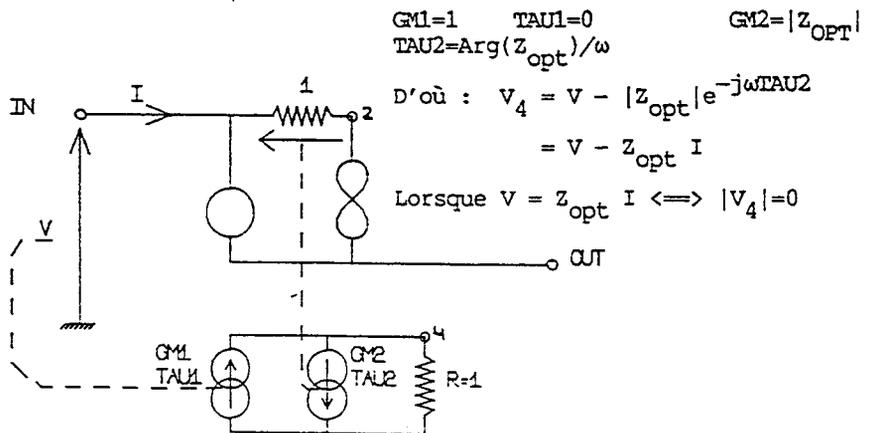


Montage permettant d'obtenir le courant dans une branche sous la forme d'une tension qui peut être fixée comme objectif d'une optimisation. Il utilise un amplificateur opérationnel idéal composé de deux dipôles dits pathologiques, appelés nullateur et norateur.



Nullateur :  $V = 0$  et  $I = 0$  quel que soit le circuit extérieur

Norateur :  $V$  et  $I$  sont fixés par le circuit extérieur



Circuit permettant d'optimiser sur une impédance interne au réseau.

```

!!!!!!!
! ATTENTION : LES FONCTION MG ET PG SONT DEFINIES POUR RAMENER LES IMPED
! CALCULEES DE 900 MU A 600 MU ( *1.5 )
FONC
! CALCUL POUR LES MODULE ET PHASE
DM(X,Y)=M(X)/M(Y)           $!Division des Modules
SP(X,Y)=P(X)-P(Y)          $!Soustraction des Phases
PE(X,Y)=M(X)*M(Y)*COS( (P(X)-P(Y))*DR ) $!Puiss entrant dans la branche
RZ(X,Y)= M(X)/M(Y)*COS( (P(X)-P(Y))*DR )   $!Re(Z)
IZ(X,Y)= M(X)/M(Y)*SIN( (P(X)-P(Y))*DR )   $!Im(Z)
RZ96(X,Y)= 1.5 * M(X)/M(Y)*COS( (P(X)-P(Y))*DR )
IZ96(X,Y)= 1.5 * M(X)/M(Y)*SIN( (P(X)-P(Y))*DR )
! Module et phase du coef de reflexion dans une branche
MG(X,Y)=SQRT( ( (RZ(X,Y)-RNOR)**2 + (IZ(X,Y)-XNOR)**2 ) / ;
          ( (RZ(X,Y)+RNOR)**2 + (IZ(X,Y)+XNOR)**2 ) )
PG(X,Y)=( ATAN2(IZ(X,Y)-XNOR,RZ(X,Y)-RNOR) - ;
          ATAN2(IZ(X,Y)+XNOR,RZ(X,Y)+RNOR) )/DR
MG96(X,Y)=SQRT( ( (RZ96(X,Y)-RNOR)**2 + (IZ96(X,Y)-XNOR)**2 ) / ;
          ( (RZ96(X,Y)+RNOR)**2 + (IZ96(X,Y)+XNOR)**2 ) )
PG96(X,Y)=( ATAN2(IZ96(X,Y)-XNOR,RZ96(X,Y)-RNOR) - ;
          ATAN2(IZ96(X,Y)+XNOR,RZ96(X,Y)+RNOR) )/DR
TOS(X,Y)= (1+MG(X,Y)) / (1-MG(X,Y))   $!TOS
DB2(X,Y)= 20*ALOG10(M(X)/M(Y))         $!RAPPORT EN DB
DB1(X,Y)= 10*ALOG10(M(X)/M(Y))        $!RAPPORT EN DB ( PUISSANCES )
DBM(X)= 10*ALOG10(X/1.E-3)            $!dbm

MODELE
ZP (IN, OUT) MODU PHI
U1 (OUT, IN, 2)
R2 (IN, 2) R=1
JL1(1,3,IN,2) G=1 TAU=0 $! V3 = COURANT PASSANT DE IN VERS OUT
R3 (3,1) R=1
JL5(1,5,IN,2) G=1 TAU=0 $! V5 = COURANT PASSANT DE OUT VERS IN
R5 (5,1) R=1
DPI:= 6.283185307
DR:= 0.01745329
.F      $FPO(X)= -PHI*DR/DPI/X
JL2 (4,1,IN,1) G=1 TAU=0
JL3 (1,4,3,1) G=MODU TAU=FPO(F)
R4 (1,4) R=1   $! V4 = - ( VIN - MODU*exp(jPHI) * I )

```

## Annexe 4:

## Mesures des amplificateurs IMPACT version AS en puissance issus de plusieurs lots

IMPACT G0906/R114-2 AMPLI AS VGS3=-1.0V  
Compression : 2.0 dB

Enr	Site	Freq GHz	Ps -2dB dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
1	1XE	5.5	30.08	23.10	7.52	-1.25	877.30	15.44	15.36	29.72	14.22	14.17
2	1XE	5.6	30.18	23.04	7.52	-1.25	877.90	15.79	15.71	29.82	14.53	14.47
3	1XE	5.7	30.20	22.76	7.52	-1.25	878.00	15.86	15.78	29.82	14.52	14.46
4	1XE	5.8	30.21	22.69	7.52	-1.25	877.60	15.90	15.82	29.84	14.59	14.53
5	1XE	5.9	30.45	22.79	7.52	-1.25	881.50	16.73	16.64	30.07	15.33	15.26
6	1XE	6.0	30.61	22.80	7.52	-1.25	877.50	17.44	17.35	30.23	15.97	15.91
7	1XE	6.1	30.57	22.77	7.52	-1.25	878.80	17.25	17.16	30.17	15.72	15.66
8	1XE	6.2	30.58	22.84	7.52	-1.25	880.80	17.25	17.16	30.19	15.76	15.69
9	1XE	6.3	30.46	22.85	7.52	-1.25	879.20	16.81	16.73	30.04	15.27	15.21
10	1XE	6.4	30.34	22.66	7.52	-1.25	878.60	16.37	16.28	29.89	14.75	14.69
11	1XE	6.5	30.22	22.26	7.52	-1.25	879.80	15.90	15.81	29.73	14.19	14.13
Moy			30.35	22.78	7.52	-1.25	878.82	16.43	16.35	29.95	14.99	14.92
SIG%			0.6	1.0	0.0	0.0	0.2	4.3	4.3	0.6	4.3	4.3

IMPACT G0702/R84-8 AMPLI AS VG:VG1=VG2 VG3=-1.17V  
Compression : 3.0 dB

Enr	Site	Freq GHz	Ps -3dB dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
1	3XC	5.5	30.17	19.71	7.59	-1.16	917.10	14.94	14.78	29.88	13.96	13.87
2	3XC	5.6	30.24	19.90	7.60	-1.16	915.60	15.19	15.03	29.94	14.18	14.09
3	3XC	5.7	30.18	19.92	7.59	-1.16	916.10	14.99	14.84	29.90	14.06	13.97
4	3XC	5.8	30.20	20.08	7.59	-1.16	916.00	15.06	14.91	29.95	14.22	14.13
5	3XC	5.9	30.46	20.40	7.60	-1.16	915.40	15.98	15.83	30.19	15.02	14.94
6	3XC	6.0	30.57	20.67	7.60	-1.16	914.30	16.41	16.27	30.25	15.25	15.17
7	3XC	6.1	30.59	20.90	7.60	-1.16	914.50	16.48	16.35	30.26	15.26	15.19
8	3XC	6.2	30.56	20.83	7.60	-1.16	915.40	16.35	16.22	30.15	14.87	14.80
9	3XC	6.3	30.52	20.36	7.60	-1.16	914.10	16.23	16.08	30.03	14.49	14.40
10	3XC	6.4	30.51	19.24	7.60	-1.16	913.50	16.20	16.01	29.72	13.52	13.42
11	3XC	6.5	30.43	18.42	7.60	-1.16	913.00	15.91	15.68	29.44	12.67	12.55
Moy			30.40	20.04	7.60	-1.16	915.00	15.79	15.64	29.97	14.32	14.23
SIG%			0.6	3.7	0.1	0.0	0.1	3.9	4.0	0.8	5.5	5.6

IMPACT G0702/R84-8 AMPLI AS VG:VG1=VG2 VG3=-1.0V  
Compression : 3.0 dB

Enr	Site	Freq GHz	Ps -3dB dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
12	2XC	5.5	30.34	21.80	7.04	-1.01	971.70	15.81	15.70	29.95	14.47	14.41
13	2XC	5.6	30.43	21.69	7.05	-1.01	970.30	16.14	16.03	30.04	14.74	14.68
14	2XC	5.7	30.39	21.38	7.05	-1.01	971.10	15.98	15.86	29.96	14.47	14.40
15	2XC	5.8	30.40	21.31	7.05	-1.01	971.30	16.01	15.89	30.01	14.63	14.56
16	2XC	5.9	30.61	21.38	7.05	-1.01	969.60	16.84	16.71	30.22	15.41	15.34
17	2XC	6.0	30.68	21.40	7.05	-1.01	969.00	17.12	17.00	30.30	15.69	15.62
18	2XC	6.1	30.74	21.50	7.05	-1.01	968.00	17.38	17.25	30.32	15.79	15.72
19	2XC	6.2	30.66	21.26	7.05	-1.01	968.10	17.06	16.93	30.20	15.32	15.25
20	2XC	6.3	30.57	20.44	7.05	-1.01	967.10	16.72	16.57	30.09	14.97	14.89
21	2XC	6.4	30.33	19.48	7.05	-1.01	966.40	15.84	15.66	29.91	14.37	14.27
22	2XC	6.5	30.13	18.99	7.05	-1.01	965.80	15.13	14.94	29.87	14.25	14.14
Moy			30.48	20.97	7.05	-1.01	968.95	16.37	16.23	30.08	14.92	14.84
SIG%			0.6	4.4	0.0	0.0	0.2	4.3	4.4	0.5	3.7	3.7

IMPACT G0702/R58-3 AMPLI AS VG=VG1=VG2 VG3=-1.2V  
Compression : 1.0 dB

Enr	Freq Ghz	Site	Ps dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend %	Rend Ajou %
1	5.90	4XE	30.48	23.13	7.22	-1.60	961.50	16.09	16.01
2	6.00	4XE	30.59	23.14	7.22	-1.60	961.80	16.50	16.42
3	6.10	4XE	30.58	23.10	7.22	-1.60	962.70	16.44	16.36
4	6.20	4XE	30.60	23.08	7.22	-1.60	964.20	16.49	16.41
5	6.30	4XE	30.58	22.94	7.21	-1.60	965.30	16.42	16.34
6	6.40	4XE	30.44	22.61	7.21	-1.60	967.30	15.87	15.78
Moy			30.55	23.00	7.22	-1.60	963.80	16.30	16.22
SIG%			0.2	0.9	0.1	0.0	0.2	1.6	1.6

IMPACT G0702/R58-3 AMPLI AS VG=VG1=VG2 VG3=-1.2V  
Compression : 1.0 dB  
Largueur du tec : 3.600 mm

Enr	Freq Ghz	Site	Ps dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %
13	5.90	5XD	30.69	23.05	7.55	-1.50	859.50	18.06	17.97
14	6.00	5XD	30.80	23.08	7.55	-1.50	858.90	18.54	18.45
15	6.10	5XD	30.70	23.06	7.55	-1.50	859.00	18.12	18.03
16	6.20	5XD	30.75	23.13	7.55	-1.50	859.00	18.33	18.24
17	6.30	5XD	30.78	23.15	7.55	-1.50	860.40	18.42	18.33
18	6.40	5XD	30.70	23.01	7.56	-1.50	857.80	18.12	18.03
Moy			30.74	23.08	7.55	-1.50	859.10	18.26	18.17
SIG%			0.2	0.2	0.1	0.0	0.1	1.1	1.1

IMPACT G0702/R58-3 AMPLI AS VGS3=-1.20V  
Compression : 2.0 dB

Enr	Site	Freq GHZ	Ps -2dB dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
31	2XB	5.5	30.53	22.04	7.16	-1.59	858.60	18.38	18.26	30.13	16.77	16.68
32	2XB	5.6	30.59	22.05	7.17	-1.59	857.10	18.64	18.52	30.19	17.01	16.92
33	2XB	5.7	30.56	21.88	7.17	-1.59	857.80	18.50	18.38	30.17	16.90	16.81
34	2XB	5.8	30.55	21.88	7.16	-1.59	858.20	18.47	18.35	30.17	16.92	16.83
35	2XB	5.9	30.71	21.95	7.17	-1.59	857.00	19.16	19.04	30.37	17.72	17.63
36	2XB	6.0	30.80	22.01	7.17	-1.59	856.30	19.58	19.46	30.48	18.17	18.08
37	2XB	6.1	30.80	22.17	7.17	-1.59	856.00	19.59	19.47	30.47	18.14	18.05
38	2XB	6.2	30.69	22.25	7.17	-1.59	856.50	19.09	18.97	30.39	17.83	17.75
39	2XB	6.3	30.52	21.91	7.17	-1.59	855.90	18.37	18.25	30.26	17.30	17.22
40	2XB	6.4	30.22	20.96	7.17	-1.59	855.00	17.16	17.02	30.02	16.38	16.27
41	2XB	6.5	29.96	20.27	7.17	-1.59	854.40	16.17	16.02	29.93	16.08	15.96
Moy			30.54	21.76	7.17	-1.59	856.62	18.46	18.34	30.23	17.20	17.11
SIG%			0.8	2.7	0.1	0.0	0.2	0.5	5.6	0.6	4.0	4.1

IMPACT G0702/R58-3 AMPLI AS VG=VG1=VG2 VG3=-1.2V

Compression : 2.0 dB

Enr	Freq Ghz	Site	Ps -2dB dBm	Gass -2dB dB	Vd V	Vg V	Id mA	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
25	5.90	6XE	30.66	22.08	7.33	-1.45	861.50	30.36	17.20	17.12
26	6.00	6XE	30.75	22.12	7.33	-1.45	860.70	30.45	17.59	17.50
27	6.10	6XE	30.66	22.08	7.33	-1.45	860.70	30.36	17.23	17.14
28	6.20	6XE	30.64	22.12	7.33	-1.45	860.50	30.31	17.01	16.93
29	6.30	6XE	30.48	22.07	7.33	-1.45	860.80	30.14	16.38	16.30
30	6.40	6XE	30.29	21.87	7.33	-1.45	859.30	29.92	15.59	15.51
Moy			30.58	22.06	7.33	-1.45	860.58	30.26	16.83	16.75
SIG%			0.5	0.4	0.0	0.0	0.1	0.6	4.3	4.3

IMPACT G0702/R66-7 AMPLI AS VG3=-1.2V

Compression : 2.0 dB

Enr	Site	Freq GHz	Ps -2dB dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
1	2XB	5.5	30.27	21.99	7.30	-1.50	894.10	16.30	16.20	29.83	14.73	14.66
2	2XB	5.6	30.33	21.93	7.31	-1.50	885.60	16.67	16.56	29.88	15.01	14.93
3	2XB	5.7	30.29	21.71	7.31	-1.50	892.10	16.39	16.28	29.84	14.77	14.69
4	2XB	5.8	30.30	21.68	7.31	-1.50	884.70	16.57	16.46	29.86	14.97	14.89
5	2XB	5.9	30.54	21.67	7.32	-1.50	881.50	17.55	17.43	30.09	15.83	15.74
6	2XB	6.0	30.65	21.73	7.31	-1.50	882.30	18.01	17.89	30.21	16.26	16.17
7	2XB	6.1	30.64	21.91	7.32	-1.50	880.10	17.99	17.87	30.15	16.07	15.99
8	2XB	6.2	30.62	22.04	7.32	-1.50	878.90	17.93	17.82	30.13	16.00	15.92
9	2XB	6.3	30.56	21.63	7.32	-1.50	878.10	17.70	17.58	30.02	15.64	15.56
10	2XB	6.4	30.06	20.75	7.32	-1.50	877.10	15.79	15.66	29.76	14.74	14.64
11	2XB	6.5	29.62	20.20	7.32	-1.50	877.80	14.26	14.12	29.67	14.42	14.31
Moy			30.35	21.57	7.31	-1.50	882.94	16.83	16.71	29.95	15.31	15.23
SIG%			1.0	2.6	0.1	0.0	0.7	6.9	7.0	0.6	4.3	4.3

IMPACT G0702/R66-7 AMPLI AS VG3=-1.25V

Compression : 2.0 dB

Enr	Site	Freq GHz	Ps -2dB dBm	Gass -2dB dB	Vd V	Vg V	Id mA	Rend Drain %	Rend Ajou %	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
12	1XC	5.5	30.37	21.65	7.84	-1.58	789.20	17.60	17.48	30.06	16.39	16.30
13	1XC	5.6	30.43	21.59	7.84	-1.58	788.80	17.85	17.73	30.10	16.56	16.47
14	1XC	5.7	30.40	21.34	7.84	-1.58	788.90	17.73	17.60	30.07	16.42	16.33
15	1XC	5.8	30.39	21.29	7.84	-1.58	788.60	17.69	17.56	30.09	16.53	16.43
16	1XC	5.9	30.59	21.35	7.84	-1.58	790.20	18.49	18.35	30.27	17.19	17.09
17	1XC	6.0	30.68	21.39	7.84	-1.58	787.80	18.94	18.80	30.38	17.65	17.55
18	1XC	6.1	30.65	21.56	7.84	-1.58	788.60	18.79	18.65	30.33	17.43	17.33
19	1XC	6.2	30.59	21.69	7.84	-1.58	790.00	18.50	18.37	30.25	17.10	17.00
20	1XC	6.3	30.60	21.38	7.84	-1.58	789.20	18.56	18.42	30.23	17.04	16.95
21	1XC	6.4	30.48	20.60	7.84	-1.58	787.60	18.09	17.93	30.11	16.60	16.48
22	1XC	6.5	30.48	20.09	7.84	-1.58	788.00	18.08	17.90	29.99	16.14	16.02
Moy			30.51	21.27	7.84	-1.58	788.81	18.21	18.07	30.17	16.82	16.72
SIG%			0.4	2.3	0.0	0.0	0.1	2.6	2.6	0.4	2.9	2.9

IMPACT G0702/R58-3 AMPLI AS VG=VG1=VG2 VG3=-1.2V  
 Compression : 2.0 dB

Enr	Freq Ghz	Site	Ps -2dB dBm	Gass -2dB dB	Vd V	Vg V	Id mA	Ps-1 dBm	Rend-1 Drain %	Rend-1 Ajoute %
7	5.90	3XD	30.73	22.01	7.40	-1.52	884.80	30.47	17.02	16.94
8	6.00	3XD	30.78	22.03	7.40	-1.52	883.70	30.51	17.19	17.10
9	6.10	3XD	30.63	22.00	7.40	-1.51	883.50	30.38	16.68	16.59
10	6.20	3XD	30.56	22.06	7.40	-1.52	883.20	30.28	16.32	16.24
11	6.30	3XD	30.30	22.05	7.40	-1.51	884.40	30.04	15.43	15.35
12	6.40	3XD	30.04	21.87	7.40	-1.51	881.20	29.75	14.48	14.40
Moy			30.51	22.00	7.40	-1.51	883.47	30.24	16.19	16.10
SIG%			0.9	0.3	0.0	0.4	0.1	1.0	6.5	6.5

IMPACT H0906/R117-5 AMPLI AS VG=VG1=VG2 VG3=-1.3V  
 Compression : 2.0 dB

Enr	Site	Freq GHz	Ps dBm	Gass dB	Vd V	Vg V	Ps-1 dBm
1	3XE	5.50	29.94	23.42	7.02	-0.77	29.45
2	3XE	5.60	30.00	23.29	7.02	-0.77	29.53
3	3XE	5.70	29.92	22.95	7.02	-0.77	29.44
4	3XE	5.80	30.00	22.81	7.02	-0.77	29.54
5	3XE	5.90	30.29	22.75	7.02	-0.77	29.98
6	3XE	6.00	30.35	22.82	7.02	-0.77	30.02
7	3XE	6.10	30.39	22.84	7.02	-0.77	30.07
8	3XE	6.20	30.42	22.84	7.02	-0.77	30.16
9	3XE	6.30	30.50	22.60	7.02	-0.77	30.23
10	3XE	6.40	30.50	22.10	7.02	-0.77	30.20
11	3XE	6.50	30.49	21.86	7.02	-0.77	30.17
Moy			30.25	22.75	7.02	-0.77	29.89
SIG%			0.8	2.0	0.0	0.0	1.1

## Publication aux Journées Nationales Microondes 1987

MODELISATION GRAND SIGNAL DE TEC POUR LA SIMULATION DE CIRCUITS INTEGRES  
MONOLITHIQUES HYPERFREQUENCES EN GaAs

I. TELLIEZ, B. CARNEZ, M. GAYRAL\*, C. RUMELHARD

THOMSON-SEMICONDUCTEURS - D.H.M./D.A.G. - BP 48 - 91401 ORSAY (France)  
\*U.E.R. Sciences, IRCOM, 123, Rue A. Thomas - 87060 LIMOGES (France)

L'expression de  $C_{gs}$  est la suivante :

$$C_{gs}(f) = C_1 V_{gs}^2 + C_2 V_{ds}^2 + C_3 V_{gs} + C_4 V_{ds} + C_5 \quad (4)$$

### RESUME

Un modèle grand signal de TEC hyperfréquence a été développé sur le simulateur temporel CIRCEC. Cette modélisation a été validée par la comparaison entre les courbes de saturation en puissance mesurées et simulées.

D'autre part, une comparaison de 2 méthodes de simulation non-linéaire, temporelle et "harmonic balance", a été effectuée sur un même ordinateur (VAX - 11/780).

Le choix de cette expression a été fait après avoir vérifié que  $C_{gs}$  ne varie pas lorsque la température moyenne du transistor change, ce qui est le cas pour la mesure en petit signal pour différentes polarisations.

Cette modélisation a été appliquée à un transistor de moyenne puissance (longueur de grille = 1  $\mu$ m, largeur de grille = 600  $\mu$ m, tension de pincement = -2,5 V). Les paramètres utilisés dans les équations (1), (2), (3) et (4), ainsi que les valeurs des éléments fixes sont contenus dans le tableau I.

La figure 2 montre les caractéristiques statiques I-V obtenues par simulation sur CIRCEC ainsi que les mesures statiques en impulsion.

### INTRODUCTION

La conception de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences non linéaires tels que les amplificateurs de puissance, les mélangeurs, nécessite l'utilisation d'une description grand signal. Dans ce but, nous avons développé un modèle général de TEC assez simple pour être implanté sur les simulateurs existants et assez souple pour être facilement adapté en fonction de la technologie.

### COMPARAISON MESURES-SIMULATION

A l'aide de ce modèle, la réponse permanente à une excitation de grande amplitude a été simulée (fig. 3). L'impédance de charge optimale en puissance mesurée à 6 GHz est simulée par une résistance et une inductance parallèle :  $Y_L$  (mS) = 14.7 - j 6.37. Une inductance et une résistance série permettent la simulation de l'adaptation petit signal en entrée.

La figure 4 montre la courbe de saturation en puissance pour la charge optimale à 6 GHz, obtenue à l'aide du simulateur CIRCEC. Les courbes en traits pleins résultent des mesures de cinq transistors différents dans les mêmes conditions de polarisations et de charge à 6 GHz.

### DESCRIPTION DU MODELE

Le schéma retenu (fig. 1) comporte quatre éléments non linéaires :  $I_{ds}$ ,  $I_{gs}$ ,  $I_{gd}$  et  $C_{gs}$ . Les sources de courants  $I_{ds}$ ,  $I_{gs}$ ,  $I_{gd}$  sont décrites par des fonctions analytiques dérivées des caractéristiques statiques mesurées en impulsions pour éliminer l'influence des effets thermiques :

$$I_{ds} = (a_1 + a_2 V_{gs} + a_3 V_{gs}^2) \text{th} [(a_4 + a_5 V_{gs}) V_{ds}] + (a_6 + a_7 V_{gs}) V_{ds} \quad (1)$$

$$I_{gs} = I_{gs0} (\exp(a V_{gs}) - 1) \quad (2)$$

$$I_{gd} = b_1 (1 + b_2 V_{ds}) \frac{b_3 (b_4 - b_5 V_{gs})}{(3) [1]}$$

Les valeurs des sept éléments fixes et l'expression de  $C_{gs}$  ( $V_{gs}$ ,  $V_{ds}$ ) ont été obtenues à partir de mesures de paramètres S petit signal pour différentes polarisations de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ , dont on a extrait le schéma équivalent.

### COMPARAISON "HARMONIC BALANCE" - CIRCEC

CIRCEC [2] est un progiciel, commercialisé par Thom'6, qui permet la simulation de circuits électriques linéaires ou non-linéaires dans les 3 régimes de calcul : statique, petits signaux sinusoïdaux, temporel.

Le programme LISA (Limoges Spectral Analysis) développé à l'IRCOM de Limoges est fondé sur la méthode "Harmonic Balance" [3], [4].

-Une première comparaison de ces simulateurs sur un même ordinateur a été effectuée en utilisant le circuit présenté en figure 3, dans lequel la capacité  $C_{gs}$  du modèle a été fixée à 0,85 fF et le retard  $\tau$  mis à zéro.

Le tableau II résume les résultats de ces simulations pour différentes amplitudes du générateur hyperfréquence. L'amplitude 1.8 de ce générateur correspond à une compression du gain en puissance d'environ 2.7 dB.

Cette approche confirme la concordance des résultats obtenus par les deux types de méthodes d'analyse (cf [5]).

L'établissement du régime permanent, principal inconvénient des méthodes temporelles, est obtenu dans CIRCEC en moins de 12 périodes : ce temps a été fixé pour les différentes amplitudes du générateur, ce qui donne un temps total CPU d'environ 190 s. D'autre part, les temps de calcul de LISA pourraient être abaissés en diminuant la précision de l'erreur et le nombre d'échantillons ( $N = 256$ ). La méthode d'équilibrage harmonique semble plus adaptée à la simulation de courbes de puissance. Quand la saturation de la puissance de sortie du TEC augmente, les temps de calcul des deux simulateurs sont du même ordre de grandeur.

CONCLUSION

Le modèle grand signal proposé permet une bonne précision des puissances dans les circuits. Les résultats des simulations avec ce modèle dans LISA et CIRCEC sont presque identiques, les temps de calcul aussi quand le TEC est fortement saturé en puissance. L'étude comparative (convergence, temps de calcul, ...) se poursuit.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] M. Corea de Albuquerque, J. Obregon  
"A New Approach to Fundamental Frequency Analysis and Optimization of non-linear Microwave Circuits"  
Proceedings 15th European Microwave Conférence, Paris 1986

[2] "Circec : A Time Domain Program Analysis for Non-Linear Circuits"  
THOMSON-Informatique Services

[3] F. Filicori  
"Non-Linear Microwave Circuit Analysis Using Harmonic Balance Techniques"  
Proceedings 15th European Microwave Conference, Sept. 1985, p 1104-1109

[4] M.S. Nakhla, J. Vlach  
"A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of Periodic Response of Non-Linear Systems"  
IEEE Transactions on Circuit and Systems, Vol. CAS-23 n°2, Feb. 1976

[5] T. Brazil, S. El. Rabaie, E. Choo, V. Fusco, C. Stewart  
"Large-Signal FET Simulation Using Time Domain and Harmonic Balance Methods"  
IEEE Proceedings vol. 133, Pt. H. n° 5 Oct. 1986, p 363-367

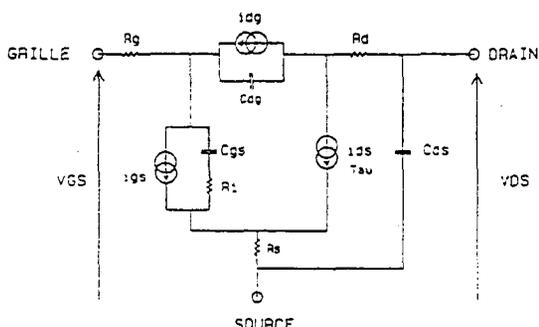


Figure 1 : SCHEMA DU MODELE

<u>ELEMENTS FIXES</u> : $R_g = 1.3 \Omega$ ; $R_D = R_S = 1.05 \Omega$ ; $R_L = 3.08 \Omega$	
$C_{DG} = 122.5 \text{ fF}$ ; $C_{DS} = 153 \text{ fF}$ ; $\tau = 7.05 \text{ ps}$	
<u>PARAMETRES DE FIT</u> :	
$A_1 = 108.9$ ; $A_2 = 75.7$ ; $A_3 = 10.9$ ; $A_4 = 2.12$ ; $A_5 = -0.125$ ; $A_6 = 4.95$ ; $A_7 = 0.66$	
$I_{GSD} = 3.54 \cdot 10^{-12}$ ; $\alpha = 31.74$	
$B_1 = 1.75 \cdot 10^{-3}$ ; $B_2 = 0.0038$ ; $B_3 = 2.64$ ; $B_4 = 3.09$ ; $B_5 = 0.82$	
(LES COURANTS SONT EXPRIMES EN mA)	
$C_1 = 25.7$ ; $C_2 = -0.644$ ; $C_3 = 314$ ; $C_4 = 24.3$ ; $C_5 = 314.3$	

TABLEAU I

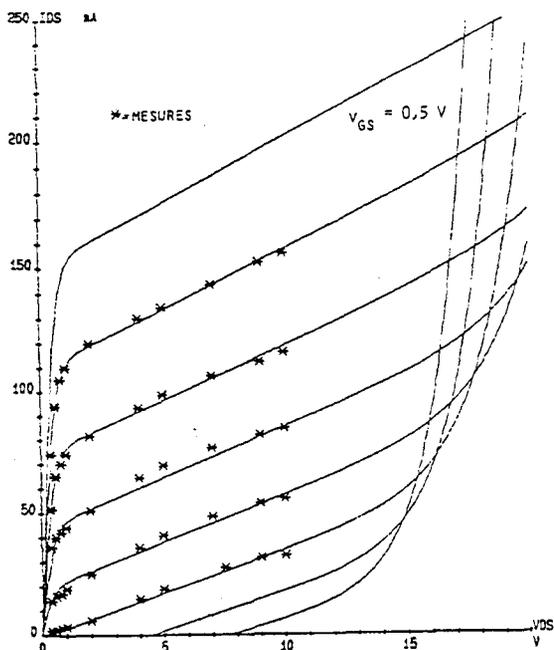


Fig 2 : CARACTERISTIQUES I-V -  $V_{gs}$  VARIE DE -3V à 0.5V par pas de 0.5V

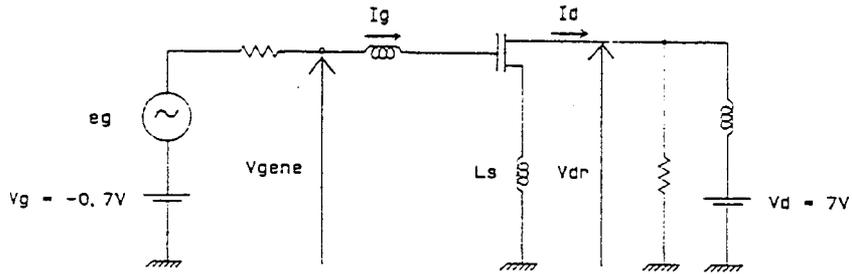


Figure 3

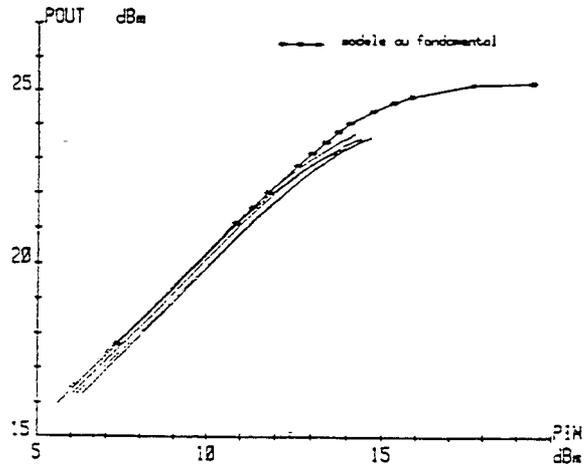


Figure 4 : COURSE DE SATURATION EN PUISSANCE  
COMPARAISON - SIMULATION CIRCEC et MESURES

AMPLITUDE DU GENERATEUR H.F.	PIN EN MW			POUT (F <sub>0</sub> ) EN MW			POUT (2 F <sub>0</sub> ) EN MW		TEMPS CPU LISA EN S
	LISA	CIRCEC	ΔP/P %	LISA	CIRCEC	ΔP/P %	LISA	CIRCEC	
0.5	3.58	3.59	0.14	43.2	43.71	1.17	0.030	0.028	30
1.0	14.35	14.38	0.1	170	172.3	1.35	0.491	0.472	50
1.2	20.83	20.88	0.24	230	231.5	0.67	0.827	0.798	70
1.3	24.58	24.64	0.23	248	249.3	0.53	0.823	0.805	100
1.5	32.77	32.83	0.17	274	275.2	0.79	0.768	0.767	200
1.8	46.41	46.49	0.18	304	305.2	0.4	0.782	0.841	280

TABLEAU II

Publication présentée à European Microwave Conference 1989

## OPTIMUM DESIGN AND REALIZATION OF MMIC POWER AMPLIFIERS

G. MONTORIOL, I. TELLIEZ, C. RUMELHARD

### ABSTRACT :

This paper describes a methodology to design MMIC multistage amplifiers with the aims of maximum output power and minimum DC consumption. This method is illustrated with the example of an X Band amplifier. This circuit, with a size of  $2.8 \times 4 \text{ mm}_2$ , exhibits an output power greater than 1.5 W, from 7 to 10.5 GHz with a power added efficiency of 20%.

### INTRODUCTION :

Power amplifier design has to take into account a consumption constraints, that are sometimes as much important as the output power, especially for airborne phased array antennas applications. From appropriate power measurements, a method has been defined to design multistage amplifiers with an optimization of their gate width, for a given power objective. This method was checked out with large signal simulations, that can give the compression level and the FET matching for each stage of a three stage X band amplifier. Four of these amplifiers were assembled in parallel using two Wilkinson couplers.

### CIRCUIT DESIGN

Knowing the power per gate width unity, the last stage gate width can be inferred from the wanted amplifier output power and the estimated losses of the output network. To optimize the amplifier efficiency, the gate width of the previous stages must be minimized. With this end in view, the optimal power load at the upper operating frequency must be presented at the output of the first two stages. The gain can be flattened by gradually introducing a mismatch while decreasing the frequency.

This last condition leads to know perfectly the diagram of the 1 dB power compression as a function of the load, which is different from the usual load pull contours, that shows constant output levels, but for different compression ratios.

If the goal is that the amplifier does not compress more than 1 dB, the driver stages must operate linearly, but also provide enough power.

This method has been tested on a X Band 3 stage amplifier. For an amplifier output power of 1.4 W (that is to say 31.5 dBm), since the output network has a loss of 0.8 dB, the power at the drain terminals of the last stage has to reach 32.3 dBm. Assuming these transistors provide a 25.5 dBm/mm power, this implies a total gate width of 4800  $\mu\text{m}$ , which can be divided in 4 FET's of 16 X 75  $\mu\text{m}$ .

Such transistors have a linear gain of 7 dB. To know the 1 dB compression power of the previous stage, 5 dB must be added to the 25.3 dBm :

- 1 dB from gain compression of the last stage
- 1 dB loss in the input matching network of the 3 rd stage
- 1 dB mismatch loss of the 2nd stage
- 2 dB to operate in linear conditions.

The output power (at 1 dB compression point) of the 2nd stage transistors is then equal to 32.3 dBm - 2 dBm = 30.3 dBm, which corresponds to a total gate width of 2880  $\mu\text{m}$  (that can be realized with 2 FETs of 16 X 90  $\mu\text{m}$ ). These transistors have wider gate fingers, so their linear gain is only equal to 6 dB. With similar argument the first stage has a total gate width of 1440  $\mu\text{m}$ .

In this discussion, it was supposed that the stages were made with only one FET. In fact, to get optimum matching, MMIC should be designed with a tree shaped configuration [1], [2].

If elementary FETs of smaller width are selected, a greater maximum gain and a better thermal dissipation will be achieved, but this implies a more complex implementation of the circuit [3], [4], and also much more possible oscillations on odd modes [5].

To maximize the efficiency of a multistage amplifier, this calculation shows that the associated gain of the FET is more important than its maximum power.

## PROCESS

The MMIC were fabricated at DAG using a standard MMIC process. Selective N and N<sup>+</sup> ion implantation is employed to form the MESFET structure. After formation of ohmic contacts, the Schottky barrier gates is formed using electron beam lithography (gate length = 0.7  $\mu\text{m}$ ). A first level metal interconnect is deposited for interconnection and capacitor bottom plates. Silicon nitride dielectric used for the MIM capacitors is then deposited followed by the second level to form the capacitor top plates and for realizing components such as spiral inductors as well as for transmission lines. The next step is a level of plated metal that forms air bridge interconnects. The substrate is thinned, via holes etched, the back side metallized and the wafer separated into individual MMIC's.

## RF PERFORMANCES

Once realized, the amplifiers are RF tested automatically, at a lower drain voltage so that the thermal dissipation is induced on the chuck. The chips were sorted out with lower biasing voltages than normal, and this test gives a yield around 40%. The chips are very easy to use, as the external bonding circuit has no influence on the operating performances.

The figure 1 shows the small signal gain evolution and the return losses for three amplifiers from the same wafer. A gain of 18 dB can be obtained over the 7 to 10.5 GHz range. The figure 2 shows that the 1 dB compression power is greater than 1.5 W from 7 to 10.5 GHz. The consumption of 800 mA gives a power added efficiency of 20%.

## CONCLUSION

A method to design MMIC multistage amplifiers, that can optimize the output power and the consumption, was presented. A 1.5 W X Band amplifier was fabricated, and its successful performances have established confidence in the design method. Large signal simulations also allow design validation.

## BIBLIOGRAPHY

- 1 D. PAVLIDIS, et al  
A New, Specifically Monolithic Approach to Microwave Power amplifiers,  
IEEE MTT Symposium, 1983
- 2 C. RUMELHARD, et al  
A Comparison Between Different Configurations of Monolithic Amplifiers On GaAs,  
S.B.M.O. 1987, Rio Janeiro
- 3 R.B. CULBERTSON, D.C. ZIMMERMAN  
A 3 W Band Monolithic Variable Gain Amplifier  
IEEE MTT Symposium, 1983
- 4 R.G. FREITAG, et al  
Wideband 3 W Amplifier Employing Cluster Matching  
IEEE MTT Symposium, 1988
- 5 R.G. FREITAG, et al  
Stability and Improved Circuit Modelling Considerations for High Power MMIC  
Amplifier  
IEEE, MTT Symposium, 1988

## ACKNOWLEDGEMENT

This work was supported by the Direction des Recherches Etudes et Techniques under contract N° 87.34.497.

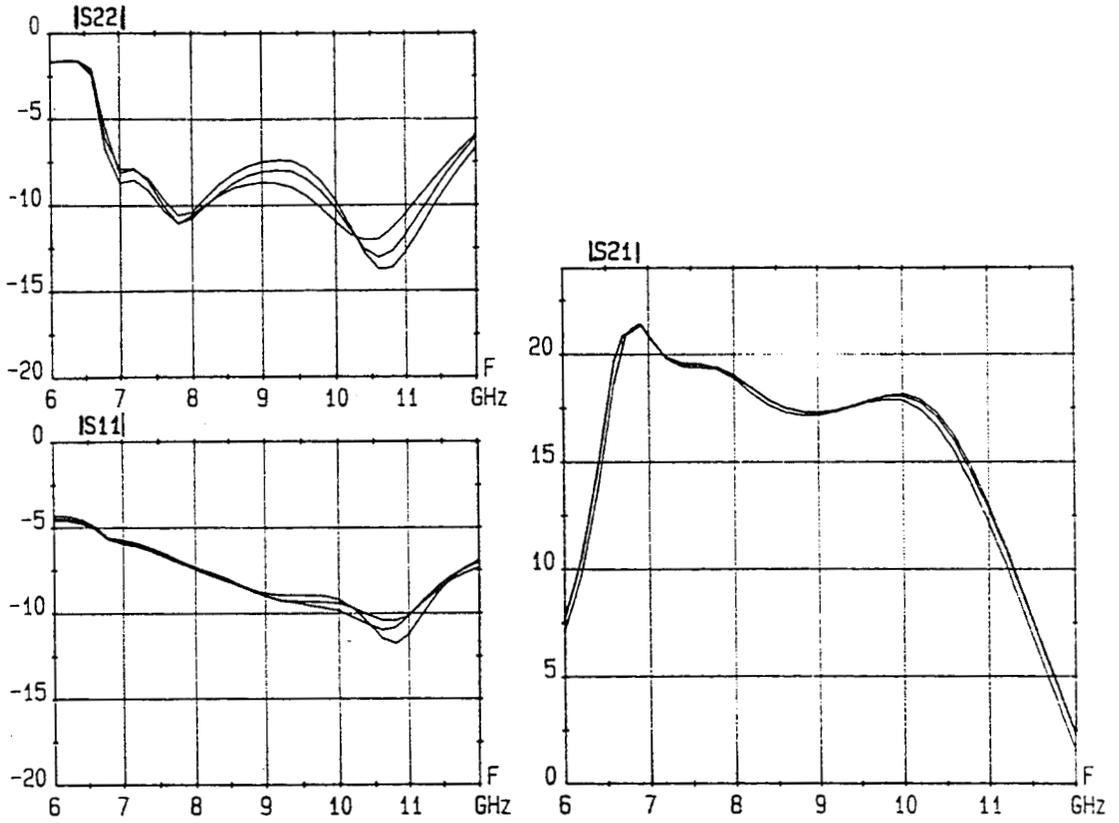


Figure 1 : S Parameters of three amplifiers

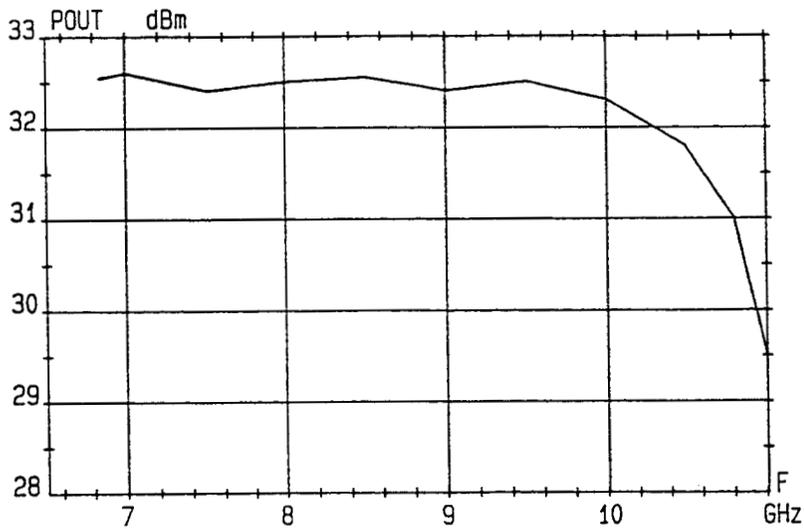


Figure 2 : One dB compression power versus frequency

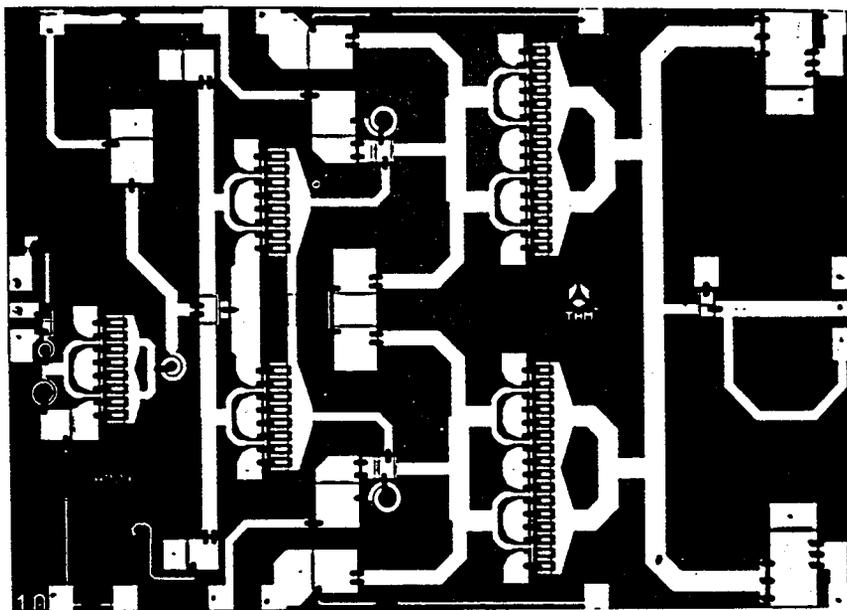


Figure 3 : Photograph of the chip

## Publication dans les annales des télécommunications

434

pp. 434-442

# Conception assistée par ordinateur des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences

Christian RUMELHARD \*

Yves ARCHAMBAULT \*

Isabelle TELLIEZ \*

### Résumé

*La conception assistée par ordinateur des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences sur GaAs doit associer deux domaines différents : d'une part, la simulation de circuits hyperfréquences, prenant en compte les phénomènes non linéaires avec le développement de nouveaux modèles et d'algorithmes de simulation temporels ou à équilibrage harmonique ; d'autre part, les algorithmes de dessin de circuits intégrés qui ont été développés pour les circuits logiques (sur silicium ou GaAs). L'association de ces deux types d'algorithmes permet de réaliser un poste de travail de CAO pour circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. Deux exemples de réalisation de circuits intégrés monolithiques conçus avec ces outils sont présentés.*

Mots clés : Conception assistée, Circuit intégré monolithique, Circuit hyperfréquence, Arséniure gallium, Simulation numérique, Modèle non linéaire, Disposition éléments.

---

### COMPUTER AIDED DESIGN OF MICROWAVE MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

---

### Abstract

*Computer aided design of microwave monolithic integrated circuits must combine two different fields. The first domain is the simulation of microwave circuits taking into account non linear aspects development of time domain and harmonic balance simulation algorithms specialized for microwave circuits. In the second place are found, the layout algorithms which were developed for logic circuits (on Si or GaAs). The association of these two types of algorithms leads to the constitution of a CAD workstation for microwave monolithic integrated circuits. Two examples of design and realization of integrated circuits with these tools are presented.*

Key words : Computer aided design, Monolithic integrated circuit, Microwave circuit, Gallium arsenide, Numerical simulation, Non linear model, Layout.

### Sommaire

- I. Introduction.
  - II. Simulation électrique.
  - III. Schéma et dessin des circuits.
  - IV. Quelques comparaisons conception-mesures.
  - V. Conclusions et perspectives.
- Bibliographie (11 réf.).

### I. INTRODUCTION

#### I.1. La CAO des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences.

Depuis l'apparition du premier circuit intégré monolithique hyperfréquence sur GaAs [Pengelly, 1975], cette activité s'est beaucoup étendue. Actuellement, une cinquantaine de laboratoires universitaires ou d'entreprises privées travaillent sur ce type de circuits dans le monde et une quinzaine de fonderies proposent leurs services à des concepteurs extérieurs. Le développement de ce domaine s'appuie sur la mise au point de plusieurs outils différents.

En premier lieu, la technologie : en ce qui concerne les circuits monolithiques, elle n'est pas totalement stabilisée. Sauf pour les circuits destinés aux plus basses fréquences, certaines étapes de la fabrication sont encore en évolution (dépôt de grilles inférieures à 0,5  $\mu\text{m}$ , utilisation de couches actives épitaxiées ou d'hétérojonctions, passivation des transistors).

En ce qui concerne les tests, la mise en œuvre de mesures sous pointes en hyperfréquences se généralise. Cette technique permet de mettre en place des tests hyperfréquences de tous les circuits d'une plaquette (tests à 100 %) et son excellente précision autorise des caractérisations très fines de composants passifs ou actifs pour en extraire des modèles très détaillés.

Une autre activité importante est la conception des circuits qui est, elle aussi, très évolutive puisque la plupart des solutions convenant aux circuits hybrides doivent être adaptées, ou même réinventées,

\* Thomson hybride et microondes/DAG, BP 48, F 91401 Orsay, France.

lors du passage en monolithique. Ceci est dû au fait que certains composants utilisés en hybride n'existent pas (diodes gunn) ou sont très différents dans leurs caractéristiques lorsqu'ils sont réalisés en monolithique (diodes varactor, diode PIN, ...). Des exemples d'une telle évolution sont donnés par l'apparition des amplificateurs distribués [Ayasli, 1982], les topologies arborescentes pour les amplificateurs de puissance [Pavlidis, 1983], les déphaseurs vectoriels [Versnaeyen, 1987] ou les mélangeurs à éléments localisés [Putnam, 1987]. Tous ces circuits ont été développés pour satisfaire aux contraintes particulières des circuits monolithiques.

L'avantage essentiel des circuits monolithiques est leur faible coût, obtenu grâce aux techniques de réalisation collective et leur miniaturisation qui conduit à consommer peu de surface de GaAs. La conséquence est l'impossibilité d'ajustage final, contrairement à ce qui se passe pour les circuits hybrides. Cet aspect implique d'avoir accès à des moyens de conception assistée (simulation et dessin) très puissants, associés à des bibliothèques de modèles très complètes. Le fait de pouvoir augmenter la maîtrise de la conception assistée a pour résultat immédiat de diminuer le nombre, la durée et donc le coût, des cycles conception-réalisation des circuits.

Il est donc de première importance de développer des outils de CAO adaptés au monolithique. Mais, ces outils doivent évidemment prendre en compte les évolutions récentes dans la simulation des circuits hyperfréquences, telles que l'apparition des modèles et des algorithmes de simulation non linéaire [Obregon, 1987]. Pour les circuits intégrés logiques, il existe depuis quelques temps déjà, le concept de poste de travail intégré de CAO qui associe la simulation, le dessin et le contrôle des règles technologiques et électriques pour la conception des circuits. Dans ce cadre, la constitution d'un ensemble d'outils de conception aboutit à la définition d'un poste de travail de CAO, spécifique aux circuits monolithiques hyperfréquences.

De tels systèmes sont apparus récemment dans des formes plus ou moins élaborées [Abronson, 1987] ou sont en cours d'étude [Hoffman, 1987]. Une fois développés, ils ne seront pas réservés aux circuits monolithiques et ils pourront être utilisés ou s'adapter à la conception des circuits hybrides dont l'évolution actuelle fait appel à des réalisations collectives qui tendent à diminuer les réglages pour diminuer les coûts. Il s'agit, par exemple des MHC (miniaturized hybrid microwave integrated circuits).

## 1.2. Description d'un poste de travail.

La figure 1 décrit les parties essentielles d'un poste de travail de CAO pour circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. Certains des blocs correspondent à des bibliothèques de modèles (schémas, modèles

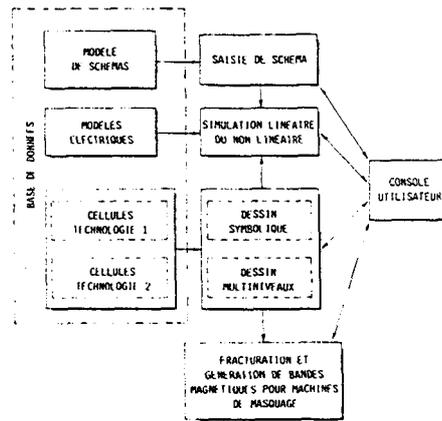


FIG. 1. — Schéma d'un poste de travail pour CAO de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences.

CAD workstation for MMICs.

électriques, cellules prédessinées fixes ou paramétrées) contenues dans une base de données et alimentant des algorithmes de saisie de schéma, de simulation, d'aide au dessin ou de traduction de dessin en commandes pour les machines de masquage électronique ou optique.

Les flèches indiquent les couplages qui peuvent exister entre les différents algorithmes ou entre modèles et algorithmes. Ce poste de travail peut être situé sur un seul microordinateur ou sur plusieurs ordinateurs de tailles différentes associés en réseau ou en grappes (ou cluster). Dans ce dernier cas, le poste de travail est réparti : le dessin peut être exécuté localement, tandis que les exécutions lourdes (simulations non linéaires, fracturation, ...) sont exécutées sur de plus gros ordinateurs ou sur d'autres microordinateurs en fonction de leur disponibilité.

Les exemples qui seront donnés ci-dessous ont été exécutés sur un réseau constitué de deux VAX 780 et de plusieurs MICROVAX. Les logiciels qui ont été utilisés sont, d'une part un poste de travail Silvar Lisco pour le dessin (logiciel Princess), la saisie de schémas (logiciel SDS) et la base de données et d'autre part les logiciels Esope et Circec de Thom'6 et Lisa de l'Université de Limoges pour les simulations linéaires ou non linéaires. La constitution d'un poste de travail spécialisé pour les circuits intégrés monolithiques hyperfréquences a consisté à assembler ces différentes briques de base par des interfaces appropriées, développées pour la circonstance. Ces travaux ont été effectués en symbiose avec le développement d'une bibliothèque de modèles pour une fonderie de circuits monolithiques sur GaAs.

À part la saisie de schéma qui ne présente pas de difficulté particulière, chacun des rectangles de la figure 1 comporte des développements spécifiques aux circuits hyperfréquences. Ce sont ces spécificités qui seront examinées dans les paragraphes suivants.

II. SIMULATION ÉLECTRIQUE

II.1. Bibliothèque de modèles linéaires.

La plupart des éléments passifs des circuits monolithiques fonctionnent en linéaire quelle que soit l'amplitude du signal et les éléments actifs (transistors ou diodes) sont souvent utilisés en petit signal. Il est donc utile, pour ces composants, d'avoir des modèles linéaires utilisables par des programmes de simulation. A titre d'exemple, il sera décrit un modèle d'inductance spirale et un schéma équivalent linéaire de transistor à effet de champ.

II.1.1. Inductance spirale.

Le dessin d'une inductance spirale est donné sur la figure 2a et son schéma équivalent sur la figure 2b. Les valeurs de l'inductance, de la résistance et des capacités parasites, sont fournies par des modèles électromagnétiques [Parisot, 1984] qui sont contrôlés par des mesures systématiques de paramètres de répartition ou paramètres *S* d'inductances sous pointes.

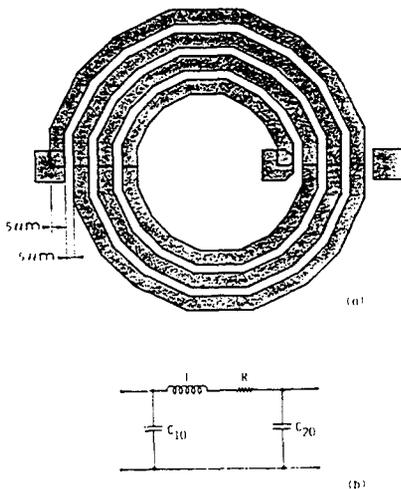


FIG. 2. — Dessin d'une inductance spirale (a) et de son schéma équivalent (b).

Layout of a spiral inductor (a) and its equivalent circuit (b).

La figure 3 représente un ensemble de motifs d'inductances et le tableau I montre les valeurs des éléments du schéma équivalent après extraction à partir de mesures effectuées sur 30 motifs identiques.

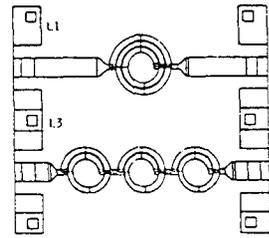


FIG. 3. — Exemple de motifs pour tester les valeurs des inductances spirales.

Example of patterns pour les inductances de la figure 3.

TABLEAU I. — Mesures et valeurs théoriques pour les inductances de la Figure 3.

Type d'inductance	L nH	R Ω	C <sub>10</sub> fF	C <sub>20</sub> fF	C <sub>12</sub> fF	
L <sub>1</sub> Moyenne	1,51	1,83	45,2	34,7	1,7	
	écart-type %	0,3	4,6	1,6	2,2	8,8
	théorique	1,49	1,67	57,9	46,2	—
L <sub>3</sub> Moyenne	0,54	0,79	28,9	23,1	— 4,8	
	écart-type %	0,3	2,1	0,7	1,6	6,4
	théorique	0,53	0,81	34,3	30,8	—

Dans cet exemple, le schéma équivalent comporte aussi une capacité entre les deux extrémités. Les valeurs d'inductance calculées à partir d'un modèle théorique sont en bon accord avec les valeurs du schéma extrait de la mesure.

II.1.2. Transistor simple et double grille en petit signal.

Le schéma équivalent d'un transistor à effet de champ (TEC) en petit signal est donné sur la figure 4.

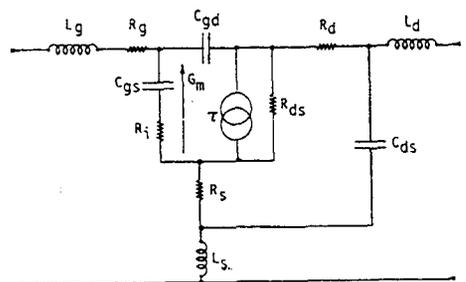


FIG. 4. — Schéma équivalent d'un TEC monogrille.

Equivalent circuit of a single gate FET.

TABLEAU II. — Valeurs des éléments du schéma équivalent d'un TEC simple grille ayant deux doigts de  $75 \mu\text{m} \times 0,5 \mu\text{m}$ .

$V_{ds} = 3 \text{ V}$	$C_{gs}$ fF	$C_{gd}$ fF	$C_{ds}$ fF	$G_m$ mS	$\tau$ pS	$R_{ds}$ $\Omega$	$R_i$ $\Omega$	$R_g$ $\Omega$	$R_s$ $\Omega$	$L_g$ pH	$L_d$ pH	$F_c$ GHz	$F_{max}$ GHz	Fréquence = 10 GHz			
														$G_{max}$ dB	MUG dB	$K$	
$I_{ds} = I_{dss}$																	
Moyenne	127	22,7	32	23,3	2,3	392	6,4	2,1	2,7	58	91	29,8	61,4	11,7	16,9	0,37	
Ecart-type (%)	8	6,7	8	9,0	16,5	15	15,8	6,3	24,8	21	16	15,6	7,0	2,5	2,9	10,22	
$I_{ds} = I_{dss/2}$																	
Moyenne	101	24,4	31	16,5	2,5	434	7,0	2,1	2,7	58	91	26,2	55,7	10,1	15,9	0,38	
Ecart-type (%)	6	5,4	8	9,5	13,9	14	17,8	6,3	24,8	21	16	10,2	6,2	3,0	2,6	7,12	
$I_{ds} = I_{dss/5}$																	
Moyenne	82	26,0	30	10,9	2,9	536	7,3	2,1	2,7	58	91	21,0	48,3	8,1	14,5	0,44	
Ecart-type (%)	6	4,7	8	13,8	13,2	16	19,7	6,3	24,8	21	16	10,3	6,7	5,7	3,5	6,89	

$G_m$  : transconductance.  
 $\tau$  : temps de parcours.  
 $R_i$  : résistance du canal.  
 $F_c$  : fréquence de coupure.  
 $F_{max}$  : fréquence maximale d'oscillation.  
MUG : gain maximal unilatéralisé de Mason.  
 $K$  : facteur de stabilité.

Le tableau II indique les valeurs des éléments du schéma équivalent pour un transistor constitué de deux doigts de  $75 \mu\text{m} \times 0,5 \mu\text{m}$ . Les mesures sont moyennées sur un grand nombre de transistors, ce qui permet aussi de donner des écarts-types. Une autre possibilité consiste à tracer les éléments du schéma équivalent en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  [Castagne, 1988].

La figure 5 donne le schéma équivalent petit signal pour un TEC bigrille. Ce schéma représente deux TEC en montage cascade, il décrit le comportement du bigrille dans un amplificateur à commande de gain. La figure 6 précise la corrélation entre les paramètres  $S$  calculés avec ce type de schéma équivalent et les paramètres  $S$  mesurés sur des transistors.

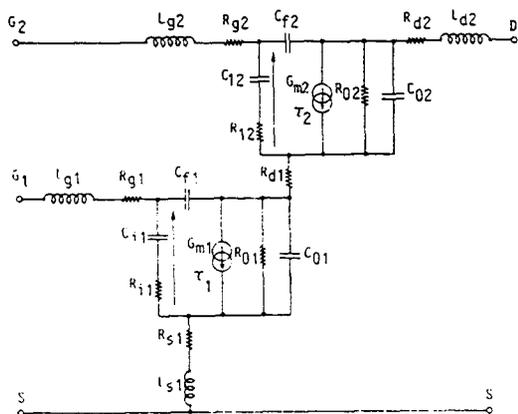


FIG. 5. — Schéma équivalent d'un transistor bigrille.

Equivalent circuit of a dual gate FET

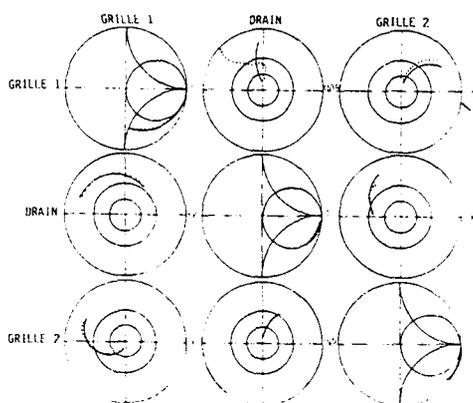


FIG. 6. — Paramètres de répartition mesurés (points) et calculés (lignes) pour un bigrille de 2 largeurs de  $150 \times 0,5 \mu\text{m}$  pour  $V_{ds} = 4 \text{ V}$ ;  $V_{g1s} = 0 \text{ V}$ ; et  $V_{g2s} = +0,5 \text{ V}$ ; fréquences : 2 à 18 GHz.

Measured (dots) and calculated (lines)  $S$  parameters for a dual gate FET having two gates of  $150 \times 0,5 \mu\text{m}$  for  $V_{ds} = 4 \text{ V}$ ;  $V_{g1s} = 0 \text{ V}$ ;  $V_{g2s} = +0,5 \text{ V}$  (2-18 GHz).

### II.2. Simulation linéaire.

Les programmes de simulation linéaires, comme Esope, Tec-line, Touchstone ou Supercompact, permettent de simuler des circuits dans lesquels sont utilisés les modèles décrits ci-dessus. Du fait de leur fonctionnement en linéaire, il est aussi possible d'effectuer des optimisations en fonction d'un ou plusieurs objectifs, tels qu'un gain ou un facteur de réflexion. Ceci conduit à des valeurs d'éléments à réaliser. Mais, comme il a été vu plus haut, chaque

élément comporte une tolérance qui décrit, d'une part la différence entre le modèle et la réalité et, d'autre part les dispersions de fabrication. La prise en compte des tolérances peut conduire à un autre type d'optimisation qui consiste, non pas à rechercher un optimum nominal, mais à optimiser les rendements de fabrication. Pour cela, il faut plutôt faire une optimisation sur les pires cas. Un exemple un peu simpliste consiste à adapter une résistance  $R$  à un générateur de résistance  $R_0$ , à travers deux tronçons de lignes quart d'onde dans la bande 5 à 15 GHz. Cette adaptation doit être faite en tenant compte du fait que certains paramètres comportent des tolérances. Dans cet exemple, le paramètre variable est l'impédance caractéristique des deux tronçons quart d'onde qui sont susceptibles de varier de  $\pm 20\%$ . Sur la figure 7 (courbes en pointillé), une optimisation nominale a été effectuée à l'aide d'un algorithme d'optimisation du type min-max (courbe a) qui donne pour optimum :  $Z_1 = 80 \Omega$ ,  $Z_2 = 125 \Omega$ . Un calcul de pire cas prenant en compte la tolérance sur les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$ , donne les courbes b et c qui amènent un facteur de réflexion maximal de 0,6. Les courbes en trait plein représentent le résultat d'une optimisation effectuée en utilisant l'algorithme d'optimisation à tolérances fixes du simulateur Esope. Cette fois, c'est l'enveloppe des pires cas qui a été optimisée à ondulation minimale (courbe e) et le pire cas des facteurs de réflexion dans la bande est 0,48. Ce nouveau résultat a pour effet d'augmenter le rendement de fabrication d'un tel circuit.

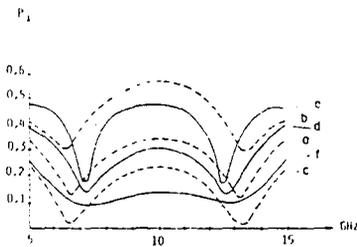


FIG. 7. — Adaptation par quarts d'onde ayant des impédances caractéristiques variant de  $\pm 20\%$  entre une charge de  $200 \Omega$  et une source de  $50 \Omega$ .

(---) Optimisation de type min max :  $Z_1 = 80 \Omega$ ,  $Z_2 = 125 \Omega$ .  
 a : optimisation nominale ; b, c : pire cas.  
 (—) Optimisation à tolérances fixes :  $Z_1 = 89 \Omega$ ,  $Z_2 = 154,5 \Omega$ . d : courbe nominale ; e, f : pire cas.

*Matching by quarter wavelength lines having characteristic impedances varying of  $\pm 20\%$  between a load of  $200 \Omega$  and a source of  $50 \Omega$ .*

(---) Min max optimization :  $Z_1 = 80 \Omega$  ;  $Z_2 = 125 \Omega$ .  
 a : nominal optimization ; b, c : worst case.  
 (—) Fixed tolerance optimization :  $Z_1 = 89 \Omega$  ;  $Z_2 = 154,5 \Omega$ .  
 d : nominal response ; e, f : worst case.

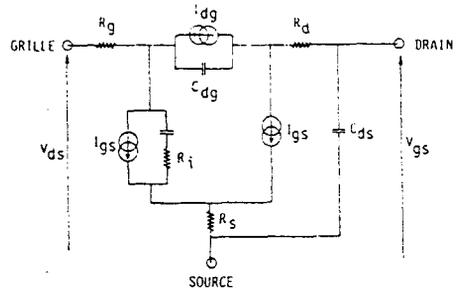


FIG. 8. — Schéma du modèle non linéaire de TEC.  
 FET non linear equivalent circuit.

II.3. Modèles non linéaires.

La plupart des circuits comportant des éléments actifs en hyperfréquence utilisent ces éléments dans des domaines non linéaires (amplificateurs de puissance, oscillateurs, mélangeurs, etc.). Il est donc nécessaire de posséder des modèles non linéaires pour la simulation de ces circuits. La figure 8 représente un schéma équivalent de transistor où les non-linéarités sont contenues dans les sources de courants  $I_{gs}$ ,  $I_{dg}$  et  $I_{ds}$  et la capacité  $C_{gs}$  [Telliez, 1987]. Les expressions de ces courants, données ci-dessous, sont obtenues par approximation des caractéristiques tracées en impulsions pour s'affranchir des phénomènes thermiques dans les transistors.

Les expressions données ci-dessous de ces courants sont obtenues par approximation des caractéristiques statiques mesurées en impulsions pour s'affranchir des phénomènes thermiques dans les transistors :

$$I_{ds} = (A_1 + A_2 V_{gs} + A_3 V_{gs}^2) \tan[(A_4 + A_5 V_{gs}) V_{ds}] + (A_6 + A_7 V_{gs}) V_{ds}$$

$$I_{gs} = I_{gs0} [\exp(k V_{gs}) - 1]$$

$$I_{dg} = B_1 (1 + B_2 V_{ds} B_3) (B_4 - B_5 V_{gs})$$

L'expression de  $C_{gs}$  est la suivante :

$$C_{gs}(f) = C_1 V_{gs}^2 + C_2 V_{ds}^2 + C_3 V_{gs} + C_4 V_{ds} + C_5$$

Le choix de cette expression a été fait après avoir vérifié que  $C_{gs}$  ne varie pas lorsque la température moyenne du transistor change.

Le tableau III donne les valeurs des coefficients ci-dessus pour un transistor constitué de 4 grilles en parallèle de  $150 \mu\text{m} \times 1 \mu\text{m}$ .

II.4. Simulation non linéaire.

De tels modèles peuvent être utilisés pour effectuer des simulations non linéaires à l'aide de programmes temporels, tels que Circec ou Lisa (Université de Limoges).

TABLEAU III. — Coefficients pour schéma équivalent non linéaire d'un transistor de  $600 \mu\text{m} \times 1 \mu\text{m}$ .

Elément non linéaire	Coefficients
$I_{KS}$ en mA	$I_{ES0} = 3,6 \cdot 10^{-9}$ $k = 31,7$
$I_{GD}$ en mA	$B_1 = 1,75 \cdot 10^{-3}$ $B_2 = 4 \cdot 10^{-3}$ $B_3 = 2,6$ $B_4 = 3$ $B_5 = 0,8$
$I_{DS}$ en mA	$A_1 = 110$ $A_2 = 77$ $A_3 = 11$ $A_4 = 2,1$ $A_5 = 0,125$ $A_6 = 5$ $A_7 = 0,7$
$C_{GS}$ en fF	$C_1 = 26$ $C_2 = -0,6$ $C_3 = 314$ $C_4 = 25$ $C_5 = 915$

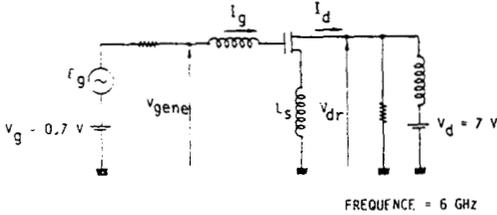


FIG. 9. — Schéma du circuit simulé.  
Diagram of the simulated circuit.

La figure 9 représente un exemple de circuit et les courbes de la figure 10, les résultats de simulation comparés à des mesures sur le même type de tran-

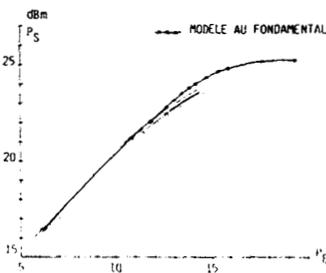


FIG. 10. — Comparaison des mesures de puissance et de la simulation par CIRCEC du modèle fondamental.

Comparison between power measurement and simulation with CIRCEC on the fundamental mode for the circuit of figure 9.

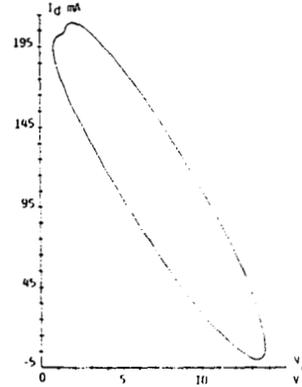


FIG. 11. — Courant et tension sur le drain du transistor correspondant au schéma de la figure 9.

Current and voltage on the drain of the FET of the diagram of Figure 9.

sistor. La figure 11 montre comment se fait l'exploration de la caractéristique  $I_D = f(V_D)$  du transistor. Ce type de calcul peut aussi donner les excursions en tension ou en courant à l'entrée du transistor.

Ces simulations ont conduit à des résultats identiques avec un programme temporel (Circec) et un programme du type équilibrage harmonique.

La simulation non linéaire de ce type de circuit est encore en pleine évolution et devrait être bientôt appliquée à d'autres types de circuits non linéaires, tels que les mélangeurs.

### III. SCHÉMA ET DESSIN DES CIRCUITS

#### III.1. Schémas des circuits.

Contrairement à ce qui se passe pour les circuits logiques, la faible complexité des circuits monolithiques hyperfréquences a pour conséquence que le schéma équivalent des circuits n'est que peu utilisé dans le cycle de conception. Il sert surtout après coup pour éditer sous forme présentable un schéma qui est utilisé dans les descriptions et les explications du dossier de fabrication ou lors de la rédaction de notices ou de rapports. Il doit donc pouvoir être extrait de la dernière simulation du circuit. Dans le poste de travail qui est décrit ici, un programme permet de réaliser ce schéma équivalent.

Une fois la première simulation terminée, le petit nombre de composants d'un circuit hyperfréquence permet d'effectuer directement le dessin. Mais pour cela, il est préférable de disposer en bibliothèque de cellules graphiques qui vont faciliter la réalisation du dessin.

### III.2. Bibliothèque de cellules élémentaires et dessin des circuits.

La figure 2 a illustré ce que peut être un dessin d'inductance spirale. En réalité, un algorithme interne au programme de dessin doit permettre d'effectuer cette représentation en entrant simplement le nombre de tours et le diamètre extérieur ou bien, mieux encore, le nombre de tours et la valeur de l'inductance à représenter. Il s'agit d'une cellule paramétrée.

Le même principe peut être adapté pour les résistances, les capacités, les trous métallisés, les diodes ou les transistors : un certain nombre de cellules prédessinées ou paramétrées sont à la disposition du concepteur (voir [Thomson hybrides et microondes, 1987]) qui n'a plus qu'à les appeler, les placer et les relier par des connexions qui sont elles-mêmes des composants puisqu'en hyperfréquences il s'agit de tronçons de lignes ayant une impédance caractéristique et un exposant linéique de propagation complexe. Chacune des cellules ainsi introduite en bibliothèque a le gros avantage de respecter les contraintes technologiques, ce qui conduit à un dessin de circuit plus rapide et plus sûr. Un ensemble de cellules de base peuvent être associées pour constituer une macro-cellule qui peut être utilisée plusieurs fois dans un même circuit.

### III.3. Couplage dessin-simulation et vérification des circuits.

Le dessin d'un circuit monolithique hyperfréquence est une tâche complexe : il faut, en effet concilier la recherche d'une compacité maximale (pour réduire le coût du circuit) et le respect des règles de conception, en tenant compte des longueurs des connexions et des couplages. Il n'est pas actuellement envisagé de recourir à des procédures de dessin automatique. En effet, les algorithmes de placement-routage automatique, utilisés dans la conception de circuits intégrés au silicium ne tiennent pas compte de l'impédance des lignes de connexion, essentielle en hyperfréquences. Par ailleurs, les procédures qui peuvent être pratiquées pour le dessin de circuits hyperfréquences hybrides conduisent à des dessins trop peu compacts.

Donc, le dessin de MMIC est actuellement réalisé « manuellement » au moyen d'un éditeur graphique à partir de composants disponibles dans des bibliothèques graphiques propres à chaque filière technologique. Cette étape nécessite plusieurs itérations dessin-simulation.

Une interface de l'éditeur graphique Princess vers le simulateur hyperfréquence Esope a été développée. Ce travail avait pour but d'accélérer le processus itératif dessin-simulation, et surtout de permettre la vérification de la conformité du dessin aux intentions du concepteur. Il peut arriver que diverses erreurs commises à l'étape dessin (composants manquants ou incorrectement connectés, courts-circuits ou cir-

cuits ouverts sur les connexions) ne soient détectées qu'après réalisation du circuit, ce qui entraîne des retards et des surcoûts.

Pour utiliser cette interface, le dessin doit être constitué de composants fixes disponibles dans une bibliothèque graphique ou paramétrés (générés par des macroprocédures graphiques) et de connexions entre ces composants. A chaque composant est ajouté, en bibliothèque graphique, un « attribut ». Il s'agit d'un champ alphanumérique où sont inscrites toutes les informations (nature du composant, paramètres géométriques ou électriques) nécessaires au simulateur. L'interface reconnaît les intersections entre plots d'accès des composants et connexions, établit une liste de nœuds à partir de ces intersections, puis génère la description du circuit dans le langage d'entrée du simulateur. Ainsi, on peut afficher très rapidement (quelques secondes), la réponse électrique d'un circuit en cours de dessin.

Actuellement, cette interface dessin-simulation ne permet que la simulation petit signal sans pouvoir tenir compte des conditions de polarisation des circuits mais la disponibilité imminente de simulateurs incluant l'analyse non linéaire fréquentielle et l'analyse continue permettra très rapidement de déterminer les polarisations et leur incidence sur le comportement en haute fréquence d'un circuit en cours de dessin.

Un exemple de la mise en œuvre d'une telle interface est représenté sur la figure 12. Sur cette figure, est dessiné un amplificateur large bande distribué destiné à fonctionner dans la gamme 2 à 18 GHz. Une première simulation effectuée à partir de ce dessin donne

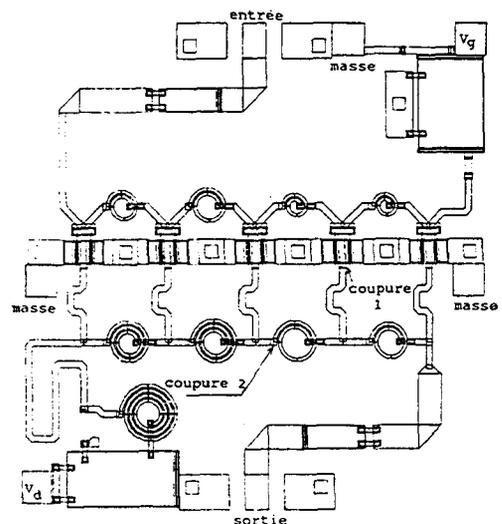


Fig. 12. — Dessin d'un amplificateur à large bande avec introduction de deux erreurs dans les connexions.

*Layout of broadband amplifier with two errors.*

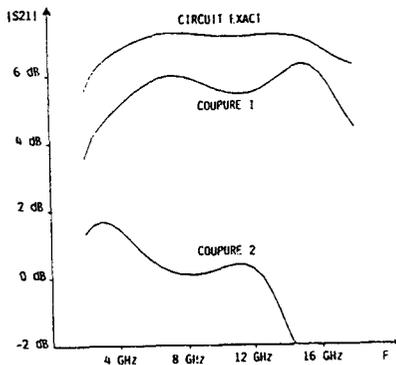


FIG. 13. — Simulations extraites du dessin de la figure 12 d'abord sans erreur, puis successivement avec chacune des deux erreurs dans les connexions.

*Simulations extracted from the layout of Figure 12 without error then with each of the two errors.*

la courbe (circuit exact) de la figure 13. L'introduction d'une coupure dans le dessin à la sortie de l'un des transistors (coupure 1) ou dans la ligne de drain (coupure 2) donne les courbes (coupure 1) et (coupure 2) de la figure 13. Cet exemple montre de quelle manière une erreur de dessin peut être détectée en comparant la simulation initiale du circuit à la simulation « extraite » du dessin du circuit. Cette procédure pourra être systématisée et simplifiée lorsqu'il sera possible d'utiliser d'autres algorithmes de simulation tels que la simulation en continu. C'est à ce stade qu'il sera aussi possible d'introduire des couplages parasites entre composants.

#### IV. QUELQUES COMPARAISONS CONCEPTION - MESURES

##### IV.1. Amplificateur à large bande distribué.

La figure 14 représente un amplificateur distribué devant fonctionner dans la bande 2 à 18 GHz. Il est constitué de 5 transistors comportant chacun

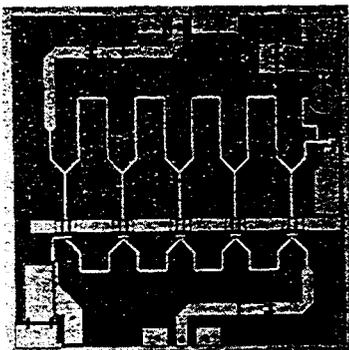


FIG. 14. — Amplificateur de 2 à 18 GHz.  
2-18 GHz amplifier.

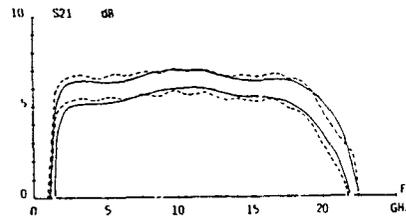


FIG. 15. — Comparaison entre l'enveloppe des simulations (pointillés) et l'enveloppe des mesures sur 50 circuits (traits pleins) pour l'amplificateur de 2 à 18 GHz.

*Comparison between the envelopes of simulations (dotted lines) and measurements envelopes of 50 circuits (full line) for the 2-18 GHz amplifier.*

deux grilles de  $75 \times 0,75 \mu\text{m}$ . La polarisation est appliquée à travers une inductance spirale de 2,1 nH. Sur la figure 15, les courbes en pointillés représentent l'enveloppe des simulations effectuées en faisant varier les éléments du schéma équivalent du transistor dans les limites de variations de la bibliothèque ( $\pm \sigma$ ). Les courbes en trait plein représentent l'enveloppe des mesures effectuées sur 50 circuits répartis sur trois plaquettes différentes. Ces circuits représentent environ 30 % des circuits de ce type disponibles sur la plaquette.

Ces courbes montrent le bon accord entre simulation et mesures. Mais une analyse plus fine pourrait encore être faite pour essayer de prévoir le rendement de fabrication des circuits. La difficulté à surmonter est d'introduire les corrélations entre éléments du schéma équivalent du transistor sous forme de modèles physiques plus complets faisant intervenir la longueur de grille, le dopage, etc.

##### IV.2. Amplificateur de puissance en bande de 5-6 GHz.

La figure 16 représente la photo d'un amplificateur monolithique à structure arborescente, fonctionnant

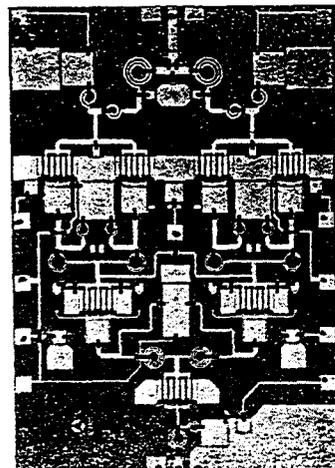


FIG. 16. — Amplificateur à gain variable en bande de 5-6 GHz.

*Photography of a 1-W-amplifier in C band.*

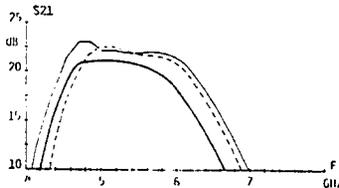


FIG. 17. — Gain en petit signal de l'amplificateur 1 W en bande C de la figure 16.

*Small signal gain of the 1-W amplifier in C band of figure 16.*

en bande de 5-6 GHz. Il comporte 9 transistors de 900  $\mu\text{m}$  de large (les doigts de 150  $\mu\text{m}$   $\times$  1  $\mu\text{m}$ ). La figure 17 représente le gain en petit signal simulé et mesuré (enveloppe des mesures de 10 circuits).

Pour ce circuit qui fournit 1W à 1 dB de compression dans la bande 5 à 6 GHz, la simulation non linéaire a été utilisée mais seulement pour l'étage de sortie. Dans une deuxième version et dans le but d'optimiser le rendement électrique, c'est tout le circuit qui devra être simulé à l'aide d'un programme de simulation non linéaire.

Le dernier étage de cet amplificateur a été conçu grâce à la simulation non linéaire présentée au paragraphe II.4. La puissance à 1 dB de compression de cet amplificateur est de 1 W.

## V. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Le poste de travail de CAO pour circuits intégrés monolithiques permet de faire de l'analyse linéaire

ou non linéaire de circuits monolithiques hyperfréquences (programmes Esope et Circec).

Pour les circuits linéaires, il peut faire une optimisation nominale pour optimiser les performances ou une optimisation à tolérances fixes pour optimiser les rendements de fabrication. Le dessin utilise des cellules de composants prédessinées et respectant les règles technologiques. Ce dessin peut aussi appeler la simulation pour aider à sa vérification.

Un certain nombre d'évolutions de ce poste sont à prévoir : les cellules prédessinées seront de plus en plus complexes et comporteront, peu à peu, des fonctions complètes (amplificateurs large bande, commutateurs, etc.).

Ce poste de travail devra s'adapter aussi à l'apparition de nouveaux circuits, tels que ceux associant circuits hyperfréquences et circuits logiques sur une seule puce.

Des algorithmes de simulation permettant l'optimisation de la fiabilité, la prise en compte des phénomènes thermiques ou les perturbations apportées par un boîtier, pourront aussi être ajoutés.

Il faudra enfin, définir des normes permettant d'échanger des informations avec d'autres postes de travail en simulation ou en dessin.

*Manuscrit reçu le 29 janvier 1988,*

*accepté le 7 avril 1988.*

## REMERCIEMENTS.

*Les auteurs tiennent à remercier G. Bert, B. Carnez, T. Girma, M. Le Brun, G. Montoriol, P. Quentin et P. Zanini pour leurs nombreuses contributions.*

## BIBLIOGRAPHIE

- ABRONSON (C. J.), CHILDS (W. H.). Workstation : provide an end to end solution for microwave engineer. *Microwave Systems News* (aug. 1987), p. 8.
- AYASLI (Y.), REYNOLDS (L. D.), VORHAUS (J. L.), HANES (L.). Monolithic 2-20 GHz GaAs travelling wave amplifier. *Electronic Letters* (8th July 1982), 18, n° 14, pp. 596-598.
- CASTAGNE (R.), DUCHEMIN (J. P.), GLOANEC (M.), RUMELHARD (C.). Physique, technologie et règles de conception des circuits intégrés GaAs. *CTST*, Masson (1988).
- HOFFMAN (G.). Computer aided design of microwave circuits. The work station concept. *International Microwave Symposium Proceedings SBMO*, Rio de Janeiro (1987), pp. 831-839.
- OBREGON (J.). Design tools for non linear microwave FET circuits. *International Microwave Symposium Proceedings SBMO*, Rio de Janeiro (1987), pp. 1155-1159.
- PARISOT (M.), ARCHAMBAULT (Y.), PAVLIDIS (D.), MAGARSHACK (J.). Highly accurate design of spiral inductors for MMICs with small size and high cut-off frequency characteristics. *Monolithic Circuits Symposium*, San Francisco, California (1984), pp. 91-95.
- PAVLIDIS (D.), ARCHAMBAULT (Y.), EFTHIMEROU (M.), KAMINSKY (D.), BERT (A.), MAGARSHACK (J.). A new, specifically monolithic approach to microwave power amplifiers. *Microwave and Millimeter wave Monolithic Circuits Symposium*, Boston, Massachusetts (1983), pp. 54-58.
- PENGELLY (R. S.), TURNER (J. A.). Monolithic broadband GaAs FET amplifiers. *Electronics Letters* (1976), 12, n° 10, pp. 251-252.

- PUTNAM (J.), PUENTE (R.). A monolithic image-rejection mixer on GaAs using lumped elements. *Microwave Journal* (nov. 1987), pp. 107-116.
- \*\*\* Guide du concepteur de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences. *Thomson hybrides et microondes* (1987).
- RUMELHARD (C.), CAMIADE (M.), CHAPLART (J.), LE BRUN (M.), PAVLIDIS (D.), PARISOT (M.). Quelques amplificateurs monolithiques microondes sur GaAs. *Revue Technique Thomson-CSF* (déc. 1986), 18, n° 4, p. 723-739.

## BIOGRAPHIE

- Christian RUMELHARD, né le 2 juillet 1939. Ingénieur CNAM, Docteur Ingénieur. Actuellement, chef du service circuits intégrés monolithiques hyperfréquences au Département arsénium de gallium, Thomson hybrides et microondes.
- Yves ARCHAMBAULT, né le 26 décembre 1935. Ancien élève de l'Ecole normale supérieure (1956). Agrégé des Sciences physiques (1960). Responsable CAO circuits monolithiques hyperfréquences au Département arsénium de gallium de Thomson hybrides et microondes.
- Isabelle TELLIEZ, née le 28 janvier 1962. Ingénieur Ecole centrale de Lyon. Actuellement, concepteur de circuits intégrés monolithiques hyperfréquences au Département arsénium de gallium de Thomson hybrides et microondes.