

50376
1994
371

20 152926
50376
1994
371

THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

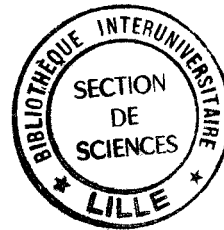
Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité: ELECTRONIQUE

Par

wagbe GNOFAM



**Contribution à l'intégration monolithique des fonctions
non linéaires nécessaires à la réalisation de systèmes à grande
diffusion au voisinage de 60 ghz**

Soutenue le 5 Mai 1994 devant la commission d'examen

Membres du jury: Mr E.CONSTANT
Mr J. OBREGON
Mr C. BRUNEEL
Mr P.A. ROLLAND
Mr A. CAPPY
Mr L. RACZY

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS-IEMN) Université des Sciences et Technologies de Lille dirigé par Monsieur G. Salmer, Professeur.

Monsieur E. Constant, Professeur, me fait l'honneur de présider la commission Je le remercie pour son sens de responsabilité et ses qualités humaines.

Je remercie vivement Monsieur J. OBREGON, Professeur à la Faculté des Sciences de Limoges et Monsieur C. BRUNEEL, Professeur à L'université de Valenciennes, qui me font l'honneur de juger ce travail et d'en être rapporteurs.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur L. RACZY, Professeur, pour sa contribution, son sens de responsabilité et ses qualités humaines

Je remercie Monsieur P.A. ROLLAND, Professeur, pour sa collaboration.

Je remercie de tout coeur Monsieur Alain CAPPY, Professeur, qui me fait l'honneur de participer à la commission d'examen de ce travail, de plus ,pour son sens de responsabilité, ses qualités humaines et pour toute son aide.

Je remercie Patrice GAMAND du laboratoire d'électronique de PHILIPS (PML) pour les différentes réalisations.

Enfin mes remerciements à Monsieur J.P. DEHORTER qui a toujours été à ma disposition et a assuré la reproduction de ce manuscrit.

Table des matières.

Introduction générale

Chapitre 1 Modélisation.

1 Modèles.

1.1 Transistor utilisé.

1.2 Différents modèles d'études des transistors à effet de champ.

1.2.1 Modèles physiques.

1.2.2 Modèles électriques.

1.3 Modèles utilisés.

1.3.1 Modèles électriques.

1.3.1.1 Modèle linéaire.

1.3.1.2 Modèles électriques non linéaires.

A) Principales non linéarité dans la structure.

B) Modèles non linéaires utilisés.

C) Modèle retenu.

1.3.2 Etude du bruit par utilisation du modèle quasi 2 D HELENA.

1.3.3 Implantation du modèle non linéaire sur un logiciel de CAO MDS(HP).

1.4 Conclusion.

Bibliographie du premier chapitre.

Chapitre 2 Oscillateur HEMT 60 GHz.

Introduction.

2.1 Rappels généraux sur les oscillateurs.

2.1.1 Etude de l'oscillateur par la méthode de "Van der Pol".

2.1.2 Etude simplifiée des oscillateurs à quadripôle par le formalisme des paramètres S.

2.1.3 Stabilité de l'oscillateur autour de son point de fonctionnement.

2.1.4 Facteur de "pulling" ou facteur d'entraînement de la fréquence d'un oscillateur.	2-9
2.2 Méthodologie de la conception de l'oscillateur local en régime linéaire.	2-10
2.2.1 Choix du point de polarisation optimal.	2-11
2.2.2 Choix de la configuration du quadripôle.	2-13
2.2.3 Conception du circuit de l'oscillateur.	2-13
2.3 Etude non linéaire de l'oscillateur.	2-17
2.4 Réalisation de l'oscillateur et résultats expérimentaux.	2-17
2.5 Essai d'explication.	2-18
2.5.1 Problème d'oscillation harmonique.	2-18
2.5.2 Influence potentielle des trous métallisés.	2-19
2.6 Conclusion.	2-22

Bibliographie du deuxième chapitre

Chapitre 3 Amplificateur

Introduction	3-1
3.1 Généralités sur le facteur de bruit et les phénomènes d'intermodulation dans les amplificateurs.	3-1
3.1.1 Bruit d'un amplificateur.	3-1
3.1.2 Les non linéarités dans les amplificateurs à transistor.	3-3
3.2 Gain potentiel d'un ampli stable adapté sur 50Ω - régime petit signal.	3-7
3.3 Etude de l'amplificateur faible bruit.	3-9
3.4 Ampli tampon sur 50Ω .	3-10
3.5 Validation par simulation ampli PML.	3-11
3.6 Conclusion.	3-12

Bibliographie du troisième chapitre

Chapitre 4 Le mélange

Introduction.	4-1
4.1 Principes de base du fonctionnement d'un mélangeur.	4-1
4.2 Grandeurs caractéristiques.	4-2
4.3 Conception du mélangeur.	4-3
4.3.1 Choix du type de mélangeur.	4-3
4.3.2 Choix du point de polarisation.	4-3
4.3.3 Présentation du schéma électrique.	4-4
4.3.4 Simulations linéaire et non linéaire du mélangeur.	4-4
4.4 Conclusion.	4-5
Bibliographie du quatrième chapitre.	
Conclusion générale.	

Introduction générale

L'intégration monolithique des circuits microondes sur arséniure de gallium (MMIC GaAs) est une technologie récente qui va jouer un rôle important pour l'amélioration de la fiabilité et la diffusion à grande échelle des systèmes microondes tant civils que militaires. En effet les dispositifs actuels sont encore, pour nombre d'entre eux, conçus à partir de la technologie du type hybride (MIC) qui souffre du coût élevé en grande série à cause des différentes étapes de montage et les nombreuses interventions humaines. Supprimant ces contraintes, la technologie monolithique (MMIC) présente plusieurs avantages :

- Intégration de plusieurs fonctions sur une même puce (à cause des faibles dimensions).
L'absence de fils d'interconnexions et du report du composant sur une même puce améliorent la fiabilité des systèmes.
- Possibilité de production de masse, ce qui réduit le coût unitaire si le rendement de fabrication est satisfaisant.

Cependant en microélectronique hybride, il est possible de fabriquer un circuit en se basant sur une simulation et une optimisation à partir de logiciel de CAO, puis d'ajuster certains éléments une fois le circuit terminé.

Ainsi l'intégration de simples ou multiples fonctions monolithiques nécessite de mieux maîtriser la conception des circuits, donc de développer des outils de CAO performants tant en régime linéaire que non linéaire. Les composants de base de ces circuits intégrés monolithiques sont les composants de type transistor à effet de champ et c'est naturellement autour de ces composants que sont conçus les dispositifs microondes actifs grâce au récent développement des modèles électriques non linéaires disponibles dans des logiciels de conception assistée par ordinateur (CAO).

Pour les applications millimétriques, les transistors TEGFET et TEGFET pseudomorphiques se sont imposés tant pour leur performance de bruit que pour leur potentiel pour les applications de puissance [1,2,3,4,5,6,7,8,9].

La conception des circuits fonctionnant en régime grand signal demande de plus une bonne description du comportement non linéaire des composants pour effectuer la simulation réaliste de circuits complexes comme les mélangeurs, les oscillateurs et les amplificateurs de puissance.

L'objectif de notre travail dans ce mémoire est l'évaluation de la filière HEMT pseudomorphique de longueur de grille $0.25 \mu\text{m}$, sur la base des composants développés par PML-LEP pour les applications millimétriques au voisinage de 60 GHz.

Nous nous attacherons plus particulièrement à la conception d'une tête d'émission réception pour les applications de type communication courte distance avec les mobiles au voisinage de 60 GHz conformément aux recommandations de la CEPT (European Conference of Postal and Telecommunication Administration).

Ce travail se décompose en quatre parties principales :

- La première partie concerne l'élaboration des modèles électriques linéaire et non linéaire des transistors à effet de champ et plus précisément de transistors du type HEMT GaInAs (ou HEMT pseudomorphique).
- La seconde partie est dédiée à l'étude d'un oscillateur local à 60 GHz.
- Dans une troisième partie, nous présentons une conception linéaire et non linéaire d'amplificateur à 60 GHz.
- Enfin la quatrième partie est consacrée à l'étude d'un mélangeur avec un signal pompe à 60 GHz et un signal RF de 58 GHz.

Chapitre 1 Modélisation

1 Modèles

1.1 Transistor utilisé

Le transistor utilisé est un transistor HEMT pseudomorphique GaInAs de longueur de grille $L_g = 0.25 \mu\text{m}$ de la fonderie PML (Philips Microwave Limeil).

La structure des différentes épitaxies et la topologie de ce transistor sont représentées figures 1.1, 1.2, et 1.3.

Nous avons utilisé deux types de transistors de développement de grille $4 \times 15 \mu\text{m}$ et $6 \times 15 \mu\text{m}$ à 4 et 6 doigts de la grille.

Actuellement PML développe une filière de transistors de $0.2 \mu\text{m}$ de longueur de grille mais il existe des filières $0.25 \mu\text{m}$ chez d'autres fondeurs.

Nous avons développé notre travail sur cette base tout en sachant que les rapides progrès technologiques conduiront dans un proche avenir à des composants plus performants.

En effet la figure 1.4 représente les fréquences de coupures extrinsèques expérimentales en fonction de la longueur de grille des transistors pour différentes technologies [10]. Par exemple, pour un HEMT pseudomorphique de $0.25 \mu\text{m}$ de longueur de grille, on peut atteindre une fréquence de coupure de l'ordre de 70 GHz. Il s'agit là de transistors discrets. Pour des réalisations monolithiques en fonderie, il y a une légère dégradation de cette fréquence de coupure f_t à cause des différents procédés de réalisations notamment des trous métallisés et traitement de la face arrière du circuit. En fonderie nous avons $f_t = 53 \text{ GHz}$ pour le même transistor de longueur de grille $0.25 \mu\text{m}$.

1.2 Différents modèles d'étude des transistors à effet de champ.

1.2.1 Modèles physiques

Un modèle physique de composant est en général défini par les données suivantes :

- une équation de transport électronique;
- l'équation de Poisson liée à la structure;
- la structure des couches ainsi que les conditions aux limites du composant.

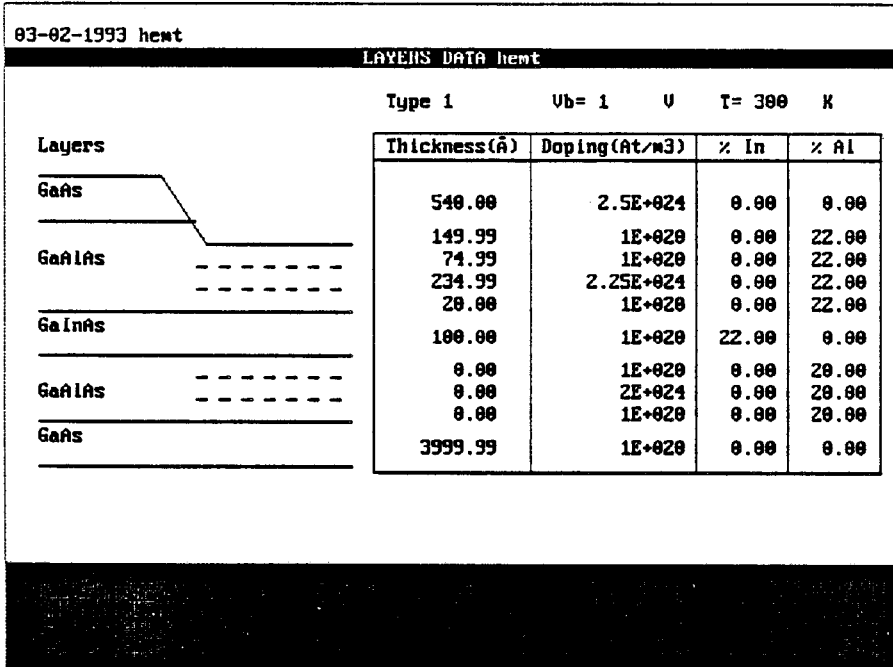


Figure 1.1

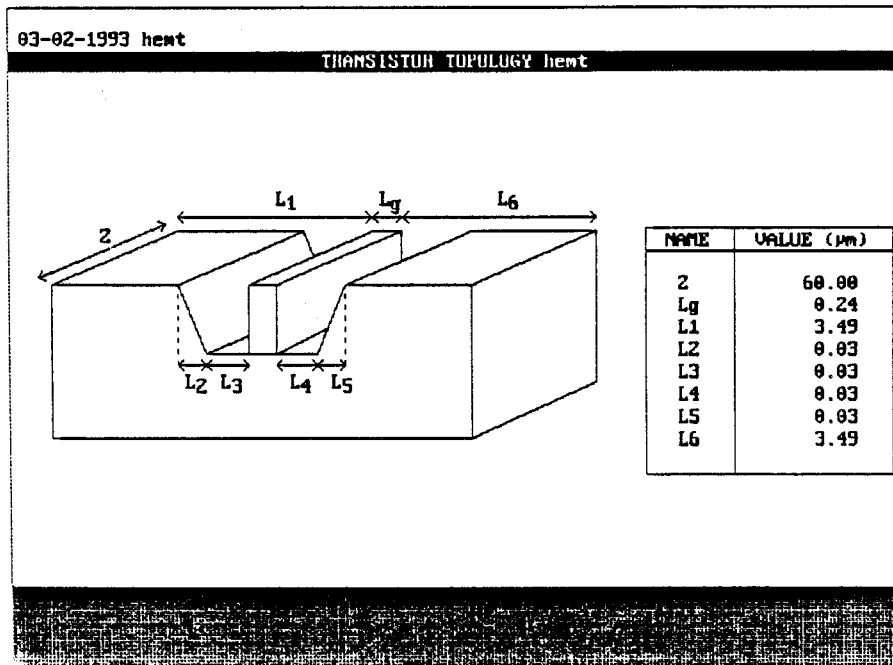


Figure 1.2

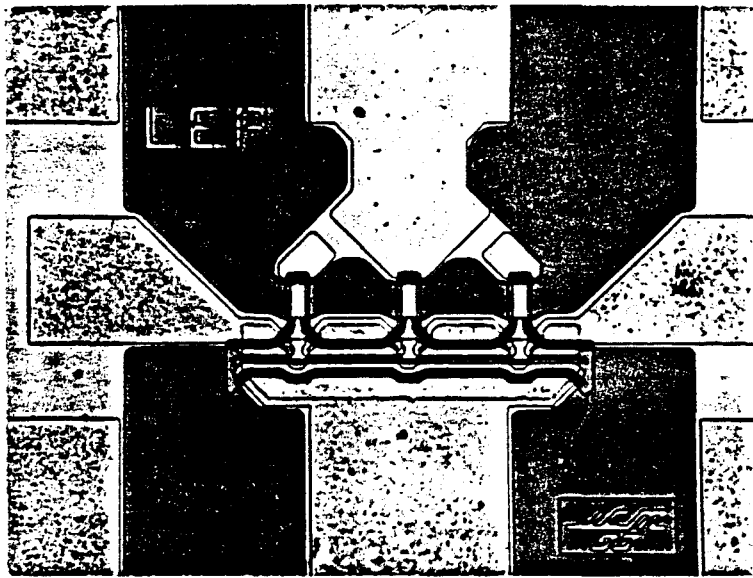


Figure 1.3: photo du transistor

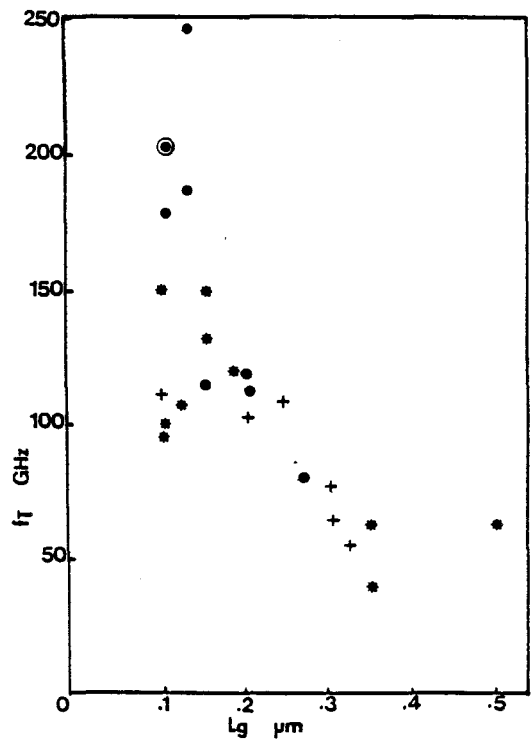
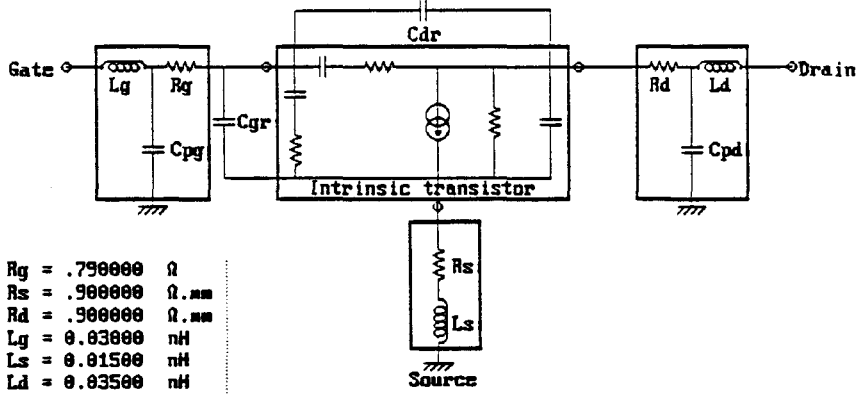


Figure 1.4: courbes experimentales des frequences de coupure= $f(L_g)$

93-02-1993 hewt

EXTRINSIC ELEMENTS hewt



$R_g = .790000 \ \Omega$
 $R_s = .900000 \ \Omega$
 $R_d = .900000 \ \Omega$
 $L_g = 0.83000 \ \text{nH}$
 $L_s = 0.81500 \ \text{nH}$
 $L_d = 0.83500 \ \text{nH}$
 $C_{pg} = 6.80000 \ \text{fF}$
 $C_{pd} = 6.80000 \ \text{fF}$
 $C_{gr} = 1.00000 \ \text{fF}$
 $C_{dr} = 1.00000 \ \text{fF}$

Figure 1.5

La détermination des caractéristiques électriques du composant passe par la résolution de ces équations couplées avec prise en compte des phénomènes de relaxation des porteurs de charges si nécessaire.

De nombreuses méthodes existent pour traiter les structures de type MESFET. Elles peuvent se regrouper en trois catégories [11] :

- Des modèles analytiques simplifiés : W.Chockley [12]; Grebene et S.K Ghamdi [13], R.A. Pucel [14].
- Des modèles particuliers (Monte Carlo) 1 ou 2 D. W.Fawcet, A.Kaszynski, J.Zimmermann, J.L. Thobel [15,16,17,18].
- Des modèles hydrodynamiques 1 ou 2 D : [19, 20, 21, 22, 23, 24, 25, 26].

Nous avons plus particulièrement utilisé le modèle hydrodynamique quasi 2D développé au laboratoire par A .Cappy. Ce modèle baptisé HELENA (HEMT Electrical properties and Noise Analysis) permet dans son développement actuel l'extraction du schéma électrique linéaire ainsi que la détermination des paramètres fondamentaux de bruit correspondant à la structure semiconductrice du transistor utilisé. Ce modèle HELENA est très intéressant car il permet la description de la dynamique des porteurs, l'extraction des paramètres fondamentaux de bruit et du schéma équivalent .Cependant il est à ce jour limité au régime statique et ne traite que le transistor intrinsèque. Il convient donc d'y ajouter les éléments extrinsèques du schéma électrique comme illustré figure 1.5.

1.2.2 Modèles électriques

La plupart des modèles électriques sont extraits des mesures fréquentielles de paramètres S pour différents points de polarisation. L'intérêt d'une double approche expérimentale et théorique permet cependant la détermination plus fine de certains éléments du schéma équivalent, notamment les résistances extrinsèques d'accès qui sont particulièrement importantes pour les performances de bruit. En effet plusieurs valeurs d'éléments du schéma équivalent peuvent conduire à un bon accord entre les paramètres S_{ij} mesurés et calculés à partir du seul modèle électrique. Pour un schéma équivalent donné, il est possible d'utiliser le transistor dans une configuration différente de celle utilisée pour le caractériser.

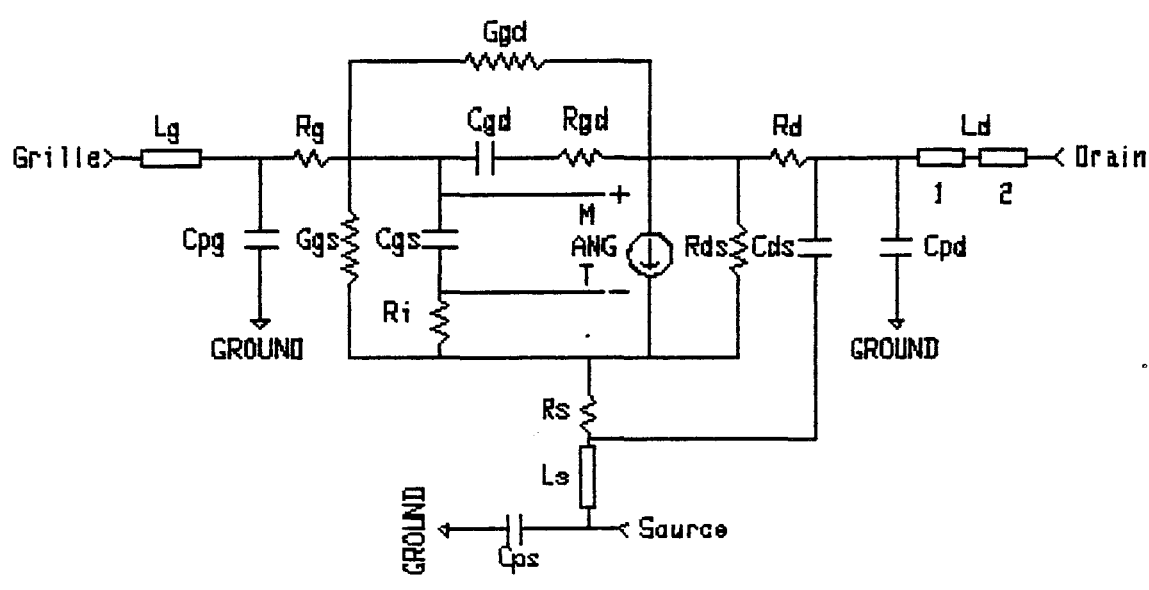


Figure 1.6: modele petit signal HEMT

1.3 Modèles utilisés

1.3.1 Modèles électriques

Les modèles électriques sont déduits de mesures sous pointes des paramètres S_{ij} sur analyseur de réseau vectoriel sur une large bande de fréquence (typiquement 1-40 GHz) extrapolés ensuite pour différents points de polarisation V_{ds} et V_{gs} . Nous utiliserons par la suite le transistor en zone saturée tant en régime d'amplification que d'oscillation ou de mélange et donc nous nous limiterons au schéma électrique linéaire ou non linéaire du transistor dans cette zone.

1.3.1.1. Modèle linéaire

Le schéma équivalent normalisé du transistor avec les éléments d'accès utilisé dans ce projet est représenté figure 1.6.

$$\begin{aligned}
 R_g(W, Nbd) &= 210 \cdot W / Nbd^2 \Omega \\
 R_s(W) &= 0.3 / W \Omega; W = \text{largeur de la grille en mm.} \\
 R_d(W) &= 3.0 / W \Omega, Nbd = \text{nombre de doigts de grille.} \\
 R_{gs}(W) &= 0.01 / W \Omega. \\
 R_{gd}(W) &= 0.9 / W \Omega. \\
 G_{gs}(W) &= 5000 / W \Omega. \\
 C_{gse}(W) &= 4 \cdot Nbd \text{ FF.} \\
 C_{gde}(Nbd) &= 1.5 \cdot Nbd \text{ FF.} \\
 C_{dse}(Nbd) &= 1.5 \cdot Nbd \text{ FF.} \\
 C_{gs} &= C_{gsi} \cdot W + C_{gse} \cdot Nbd. \\
 C_{gd} &= C_{gdi} \cdot W + C_{gde} \cdot Nbd. \\
 C_{ds} &= C_{dsi} \cdot W + C_{dse} \cdot Nbd. \\
 I_{ds} &= I_{ds} \cdot W \text{ mA.} \\
 G_m &= G_m \cdot W \text{ ms.} \\
 R_{ds} &= R_{ds} / W \Omega. \\
 C_{gd} &= C_{gd} / W \Omega.
 \end{aligned}$$

Tableaux 1 : Mesures effectuées à PML sur PHEMT 0.25 μm pour $V_{ds} = 3$ et 0v.

Tableau 1a : $V_{ds} = 3V$

$V_{gs}(V)$	I_{ds}/W	G_m/W	$\tau_d(PS)$	C_{gsi}/W	C_{gdi}/W	C_{dsi}/W	R_{ds}/W	G_{dg}/W
0.2	344	366.4	1.33	1015	147	145	48.1	8360
0	273	383.8	1.38	930	151	164	49.3	6600
-0.2	205	385.6	1.03	900	158	146	50	6500
-0.4	139	352.8	0.87	866	168	138	52.5	6350
-0.6	81.1	299	0.90	811	176	126	59.7	6170
-0.8	36	194	1.23	656	185	135	85	5351
-0.9	19.5	140	1.45	579	191	155	106	4980
-1	8.5	75.3	1.88	534	198	124	265	4085
-1.1	3.9	37.3	3.10	525	206	182	459	3774
-1.2	1.1	9.3	2.71	529	220	131	770	3565

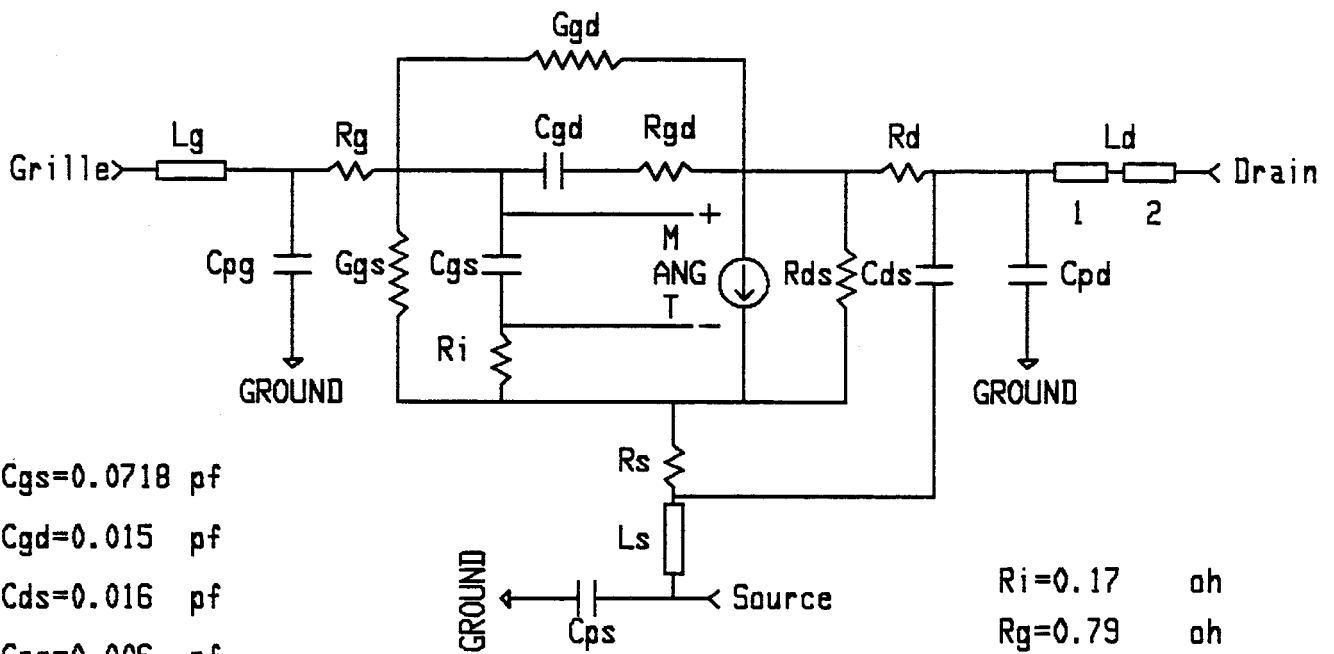
Tableau 1b: $V_{ds} = 0V$

$V_{gs}(V)$	I_{ds}/W	G_m/W	$\tau_d(PS)$	C_{gsi}/W	C_{gdi}/W	C_{dsi}/W	R_{ds}/W	G_{dg}/W
0	0	0	0	937.8	781	480	1.54	1483
-0.2	0	0	0	932	753	476	1.77	3125
-0.4	0	0	0	871	707	350	2.22	1687
-0.6	0	0	0	725	568	212	3.65	3879
-0.8	0	0	0	501	452	147	12.9	4664
-1	0	0	0	500	362	101	149	2419
-1.2	0	0	0	500	328	109	150	6693

La signification physique des différents éléments est la suivante :

* Eléments intrinsèques

C_{gs} représente la capacité électrodynamique traduisant les variations de la zone de charge d'espace sous le contact de grille sous l'effet de la tension grille source en tenant compte des capacités parasites de couplage entre plots de grille et de source (capacités "air" des métallisations).



$C_{gs}=0.0718$ pf

$C_{gd}=0.015$ pf

$C_{ds}=0.016$ pf

$C_{pg}=0.006$ pf

$C_{pd}=0.006$ pf

$C_{ps}=0.012$ pf

$L_g:w=5$ $l=30$ um

$L_s:w=10$ $l=50$ um

$L_{d1}:w=5$ $l=30$ um

$L_{d2}:w=50$ $l=20$ um

$M=0.023028$ sie

$ANG=0$

$T=1.38$ ps

Substrat=AsGa

ER=12.80

COND=28.7e6siem/m

TAND=0.008

H=100 um substrat

D=1 um metallis.

$R_i=0.17$ oh

$R_g=0.79$ oh

$R_s=5$ oh

$R_d=5$ oh

$R_{gd}=15$ oh

$R_{ds}=822$ oh

$G_{gd}=110000$ oh

$G_{gs}=83333$ oh

Figure 1.7: modele petit signal HEMT largeur grille $z=60$ um; $v_{ds}=3v$ $v_{gs}=0v$

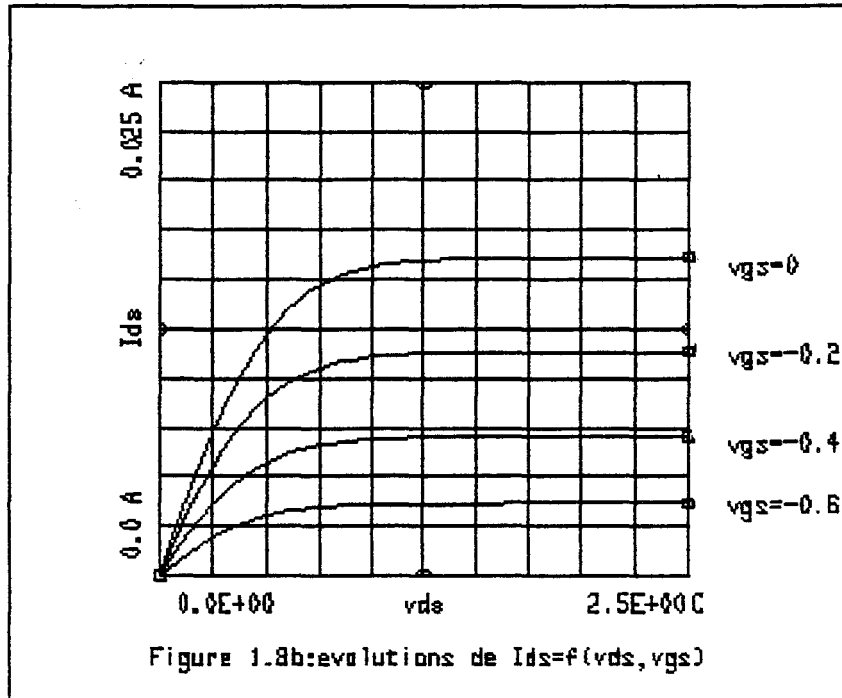
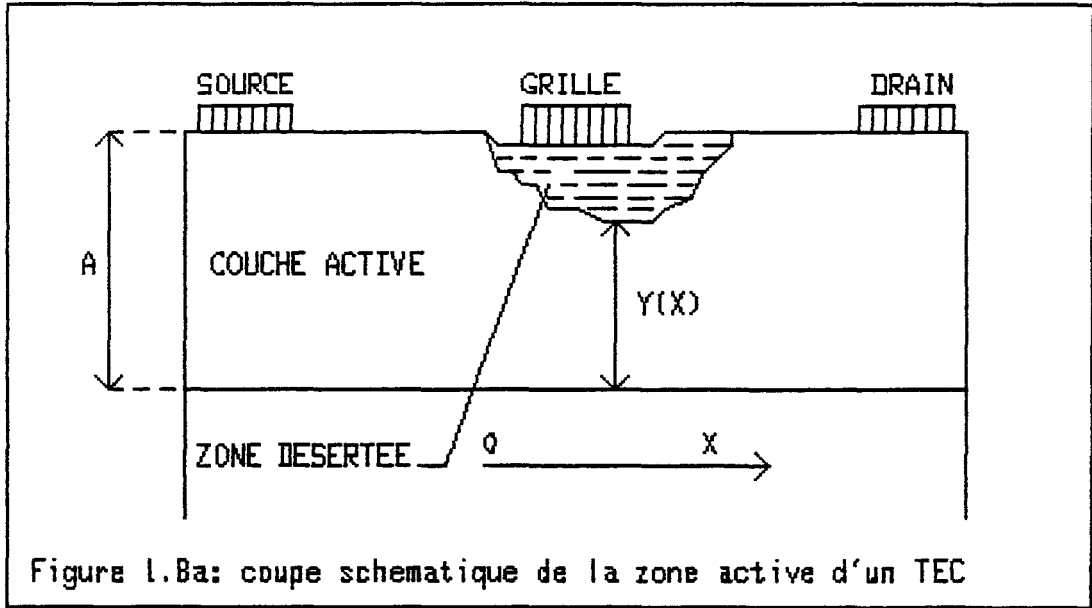
C_{gd} représente la capacité électrodynamique de la zone de charge d'espace évoluant avec la tension grille-drain et les capacités parasites de couplage entre plots de grille et de drain (capacités "air" des métallisations).

G_m Transconductance assurant la modélisation de la variation du courant de drain avec la tension de grille.

$G_d = \frac{1}{R_{ds}}$ modélise la variation de la conductance de sortie du canal avec la tension V_{ds} .

R_i est la résistance d'entrée du transistor.

τ représente le temps de transit des porteurs dans le canal.



* Éléments extrinsèques (éléments parasites)

C_{ds} est ici extrinsèque; c'est la capacité de couplage entre le drain et la source.

R_g représente la résistance de métallisation de la grille.

Les résistances R_s et R_d sont constituées chacune de la somme de deux résistances : résistance entre plot et canal et la résistance de métallisation.

Les inductances L_g , L_d , et L_s traduisent les accès physiques aux différentes électrodes et sont représentées par des lignes conformément à la topologie du transistor (confère photo).

C_{pg} , C_{pd} et C_{ps} sont les capacités de plots au niveau des électrodes.

Ces éléments parasites, en particulier les résistances d'accès de grille et de source ainsi que les inductances, influent beaucoup sur le comportement électrique du transistor notamment le bruit, leur influence est d'autant plus importante que la fréquence augmente.

A titre indicatif la figure 1.7 représente ce schéma équivalent pour un HEMT $4 \times 15 \mu\text{m}$ ($N_{bd} = 4$) de largeur de grille pour $V_{ds} = 3\text{V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$.

1.3.1.2 Modèles électriques non linéaires

A) Principales non linéarités dans la structure étudiée

* Courant de drain

Une coupe schématique de la zone active d'un TEC est représentée figure 1.8a. Lorsqu'une tension positive V_{ds} est appliquée entre les deux contacts ohmiques, des électrons circulent du contact de source jusqu'au contact de drain.

Si de plus une tension V_{gs} négative est appliquée entre les deux électrodes de grille et de source la jonction métal semiconducteur se trouve polarisée en inverse. Une zone déserte est donc

formée à proximité du contact métal semiconducteur et la section du canal conducteur se trouve réduite.

Comme l'extension de la charge d'espace peut être contrôlée par la tension grille-source V_{gs} , le courant de drain sera modulé par la tension de grille comme illustré figure 1.8b.

Lorsque nous considérons la caractéristique courant-tension d'un transistor à effet de champ pour une tension de grille donnée, $I_{ds} = f(V_{ds})$ à V_{gs} fixée, nous distinguons deux parties caractéristiques :

- Pour les faibles valeurs de la tension V_{ds} la zone désertée n'est pas influencée par la tension de drain. La caractéristique est une droite passant par l'origine. Le transistor se comporte comme une résistance qui augmente lorsque V_{gs} devient de plus en plus négatif.

- Pour les tensions de polarisation de drain plus importantes la caractéristique est pratiquement horizontale. Le courant I_{ds} est quasi constant c'est le régime de saturation. Le courant de drain est d'autant plus faible que V_{gs} est négatif.

* Capacités

La charge totale accumulée dans la zone de charge d'espace s'écrit :

$$Q = -qN_d \cdot Z \int_0^{L_g} W(x) dx \quad \text{et} \quad W(x) = A - y(x) \quad (1.1)$$

$$W(x) = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_d} (V_{bi} - V_{gs})} = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_d} (V_{bi} + V(x) - V_{gs})} \quad (1.2)$$

Approximation : on suppose V_{ds} faible dans ce cas.

$$Q = Q_0 \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_d A^2} (V_{bi} - V_{gs})} \right) \quad (1.3)$$

avec $Q_0 = qN_d Z A L_g$

Q_0 représente la charge électrodynamique totale dans la couche en l'absence de grille, pour une surface $Z \cdot L_g$.

Les capacités dans les transistors à effet de champ s'écrivent alors :

$$C_{gs} = \frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \quad \text{et} \quad C_{gd} = \frac{\partial Q}{\partial V_{gd}} \quad (1.4)$$

On déduit les capacités :

$$C_{gs} = \frac{Z \cdot L_g}{2} \sqrt{\frac{2 \epsilon q N_d}{V_{bi}}} \times \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} \quad (1.5)$$

$$\text{Pour } C_{g0} = \frac{Z \cdot L_g}{2} \sqrt{\frac{2 \epsilon q N_d}{V_{bi}}} \quad (1.6)$$

$$C_{gs} = \frac{C_{g0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} \quad (1.7)$$

$$C_{gd} = \frac{C_{g0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gd}}{V_{bi}}}} \quad (1.8)$$

Ces capacités doivent être prises en compte en modélisation non linéaire car elles limitent les performances des transistors à effet de champ dans le domaine microonde. Pour notre application C_{gs} varie avec la tension V_{gs} en zone saturée; par contre C_{gd} varie très peu, on peut dans ce cas l'approximer par sa valeur moyenne.

* Résistance d'entrée R_i et conductance de sortie G_d

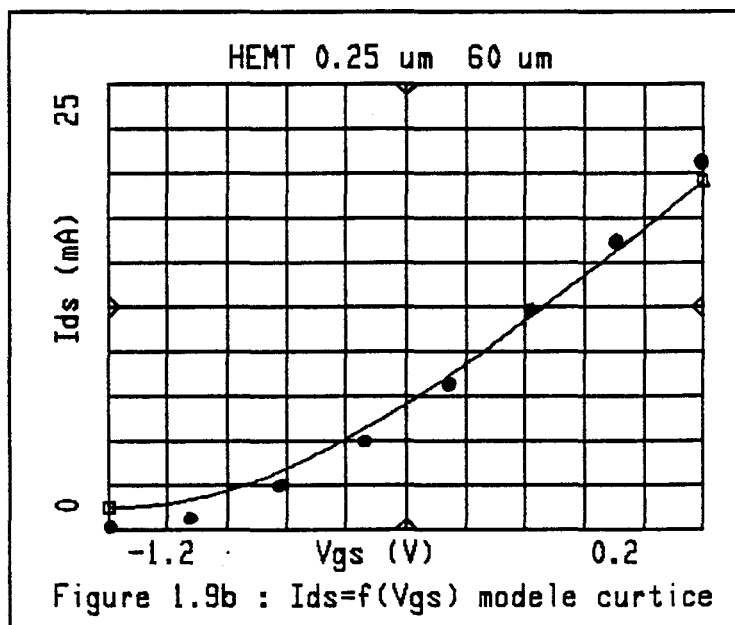
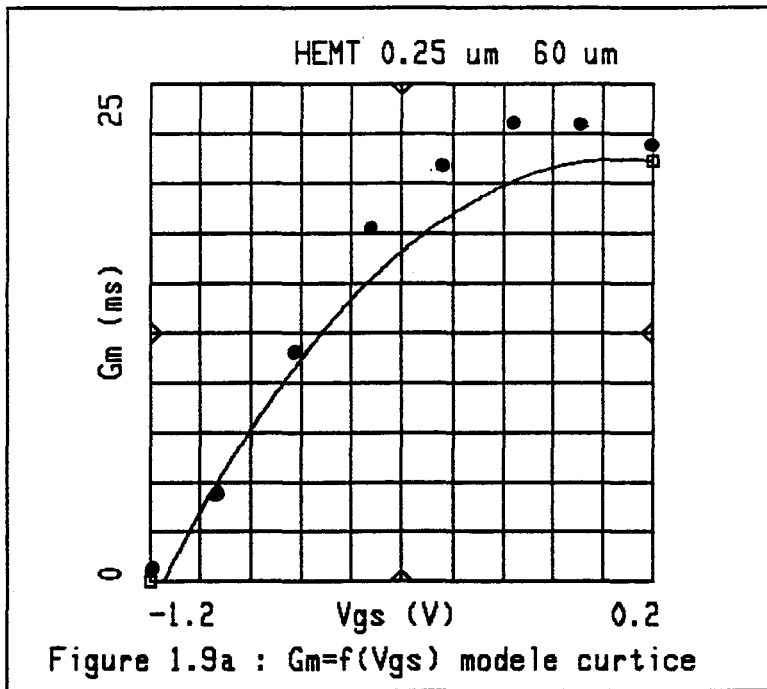
Cappy a montré [21] que la résistance d'entrée R_i varie peu en fonction de la tension grille-source V_{gs} sauf au voisinage du pincement où elle peut prendre des valeurs plus importantes (facteur 3 environ dans le cas par exemple du NEC 673).

La conductance de sortie G_d varie très peu loin du pincement mais, lorsqu'on se rapproche de cette zone, cette conductance varie considérablement (tableau 1 mesures PML). Nous montrerons par la suite que G_d étant faible, elle pourra être négligée pour des résistances de charge R_L de l'ordre de 50Ω .

Toutes ces approximations ont été justifiées par les nombreuses mesures et réalisations effectuées à PML.

B) Modèles non linéaires utilisés

Il existe différents modèles non linéaires tels que : modèles Materka et Kacparcsak [27], W.Curtice [28], [29], [30], [31].



La plupart de ces modèles ne sont qu'approximatifs. Nous consacrerons dans ce chapitre une première partie à la présentation du modèle de Curtice [28] qui est le plus connu, ensuite la seconde partie au développement du modèle utilisé pour la conception des circuits du projet.

* Simulation de la caractéristique I_{ds} (V_{gs}) à partir du modèle CURTICE

Dans le modèle CURTICE, le courant de drain est représenté par les expression ci-dessous :

$$I_{ds} = (a_0 + a_1V_1 + a_2V_1^2 + a_3V_1^3) \tanh(\gamma \cdot V_{ds}) \quad (1.9)$$

$$\text{avec } V_1 = V_{gs} [1 + \beta(V_{ds0} - V_{ds})] \quad (1.10)$$

$a_0, a_1, a_2, a_3, \gamma, \beta, V_{ds0}$ sont des paramètres du modèle.

$$\text{D'où l'on peut tirer } G_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}$$

$$G_m = (a_1 + 2a_2V_1 + 3a_3V_1^2) \tanh(\gamma V_{ds}) \quad (1.11)$$

La transconductance présente une dépendance quadratique vis-à-vis de la tension V_{gs} .

Les figures 1.9a et b montrent les évolutions comparées de la transconductance et du courant obtenus par ce modèle électrique et les mesures, pour un transistor HEMT de largeur de grille $Z = 60 \mu\text{m}$. Les paramètres ou coefficients du modèle sont obtenus par optimisation numérique :

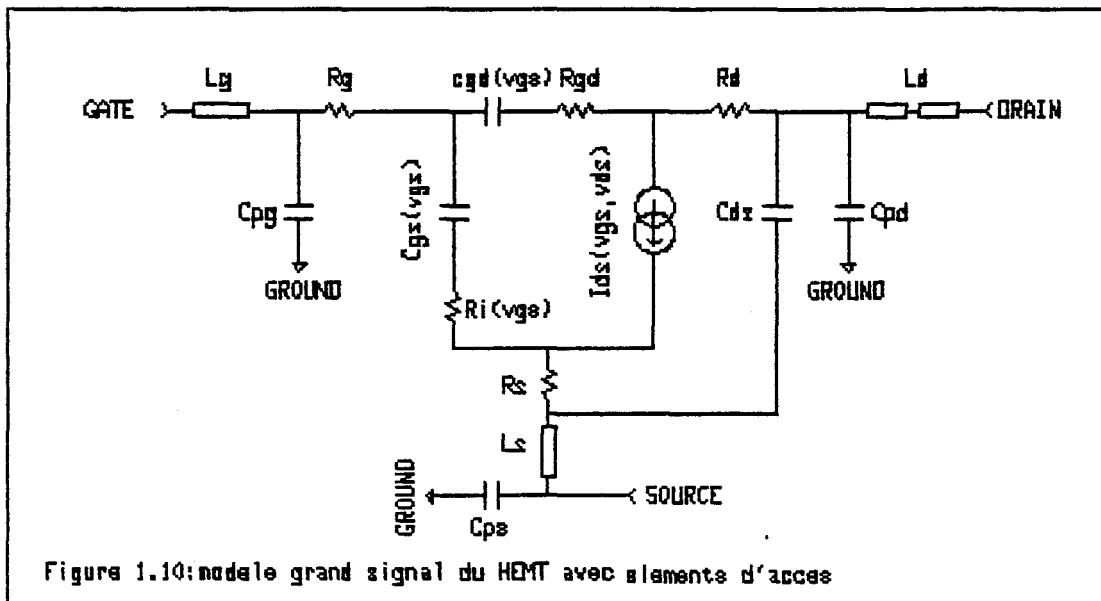
$V_{ds} = 3 \text{ V}$	$\gamma = 2.5$
$a_0 = 0.014$	$a_2 = 0.0003$
$a_1 = 0.0212$	$a_3 = -0.0050$

On peut observer que la forme exacte de la non linéarité de la transconductance n'est pas respectée.

Pour le courant ($I_{ds} = f(V_{gs})$) l'écart entre modèle et mesures devient plus important lorsqu'on s'éloigne du pincement. Le modèle Curtice très simplifié, ne tient pas compte d'une non linéarité importante : la capacité C_{gs} .

C) Modèle retenu

La figure 1.10 suivante présente le schéma équivalent non linéaire simplifié du HEMT retenu avec ses éléments d'accès.



*** Paramètres linéaires**

- R_g , R_s et R_d sont des résistances d'accès.
- $R_i(R_{gs})$ représente la résistance d'entrée dans les TEC. Pour les HEMT cette résistance varie peu et sera supposée constante et égale à sa valeur moyenne en analyse grand signal.
- C_{ds} Capacité entre drain et source, pratiquement constante en zone de saturation, sa variation devient importante au voisinage de $V_{ds} = 0$ (TEC froid).

*** Paramètres non linéaires****• Courant I_{ds}**

Ce courant est contrôlé par les tensions drain-source V_{ds} et grille-source V_{gs} par l'intermédiaire de la modulation de la zone désertée donc du canal conducteur; il représente la fonction fondamentale dans le comportement des transistors à effet de champ.

$$I_{ds} = f(G_m, V_{ds}, C_{gs})$$

• Capacité C_{gs}

Cette capacité C_{gs} entre grille et source est une fonction des tensions grille-source V_{gs} et drain-source V_{ds} . Son évolution traduit la déformation de la zone désertée en fonction de V_{gs} et de V_{ds} .

• C_{gd} Capacité entre drain et grille.

Capacité entre grille et drain est une fonction des tensions grille-drain V_{gd} et drain-source V_{ds} . Cette capacité de faible valeur lorsque $V_{ds} \gg 0$, devient plus élevée au voisinage de $V_{ds} = 0$.

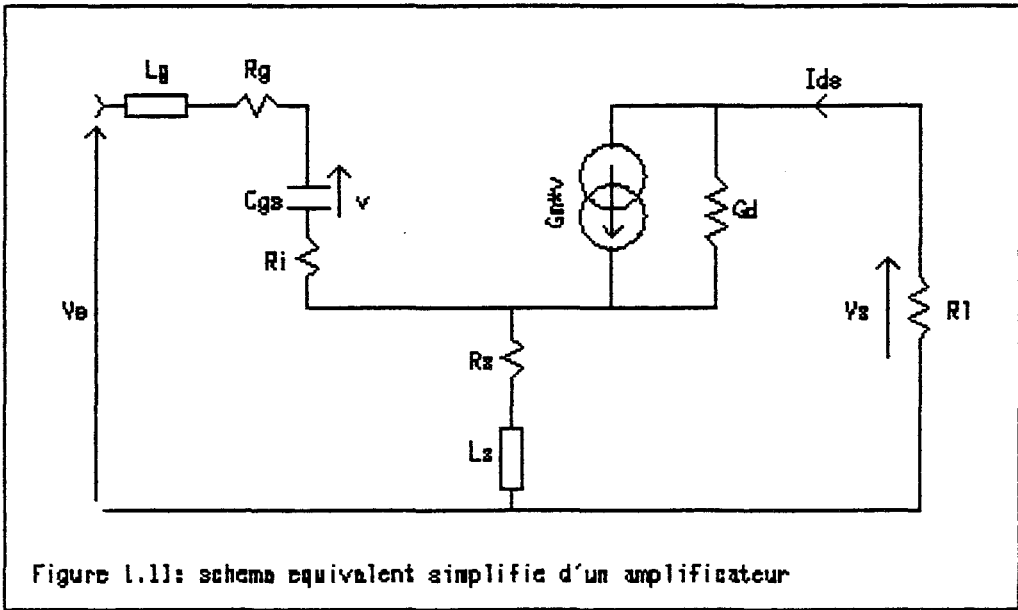


Figure 1.11: schéma équivalent simplifié d'un amplificateur

* Expression analytique du courant de drain

Lorsque nous considérons le schéma équivalent simplifié d'un amplificateur figure 1.11, nous remarquons que le courant de drain peut s'exprimer sous forme de la somme de deux courants :

$$I_{ds} = g_m(v_{gs0}, v_{ds0}) + g_d \cdot v_{ds0}$$

La conductance g_d traduit simplement la pente de la tangente à la caractéristique $I_{ds}(V_{ds})$ pour le point de polarisation choisi. En zone saturée g_d est faible et très souvent on la néglige en modèle grand signal. Pour illustrer la faible contribution de la non linéarité de g_d , prenons un exemple d'amplificateur en zone saturée. Le schéma équivalent très simplifié de cet amplificateur est représenté figure 1.11

Expression du courant de drain

$$I_d = g_m V + g_d V_{ds} \quad \text{et} \quad V_{ds} = -R_L I_d = V_s \quad (1.12)$$

$$I_d = \frac{g_m \cdot V}{1 + g_d \cdot R_L} \quad (1.13)$$

Si l'on néglige la chute de tension aux bornes des éléments extrinsèques de source.

$$\text{en posant : } L_g \omega + R_g + R_i = a \quad \text{et} \quad R_s + L_s \omega = b \quad (1.14)$$

nous obtenons

$$V_e = V \left(1 + jC_{gs} \omega \cdot a + b \left(jC_{gs} \omega + \frac{g_m}{1 + g_d \cdot R_L} \right) \right) \quad (1.15)$$

alors il vient :

$$\frac{V_s}{V_e} \# - \frac{g_m}{\left(\frac{1}{R_L} + g_d \right) \left[1 + jC_{gs} \omega (a + b) \right]} \quad (1.16)$$

$$\frac{V_s}{V_e} \# - \frac{g_m}{\left(\frac{1}{R_L} + g_d \right) \left[1 + jC_{gs} \omega \left((L_g + L_s) \omega + R_g + R_i + R_s \right) \right]} \quad (1.17)$$

Pour une charge R_L de 50 Ω

$$\frac{1}{R_L} + g_d = \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{ds}} \# \frac{1}{R_L}$$

d'où une faible contribution de la non linéarité de la conductance g_d .

- Recherche de la fonction $I_{ds} = f(V_e)$

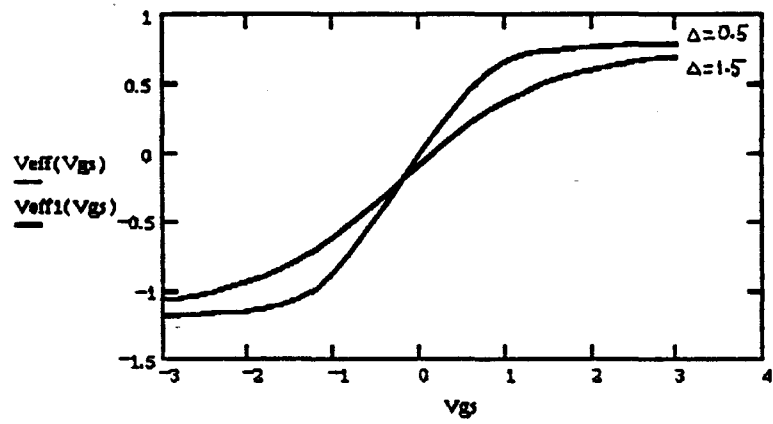


Figure 1.12: evolution de $v_{eff}(v_{gs})$

Il est possible de modéliser simplement le courant (donc la transconductance) en fonction de la tension V_{gs} en choisissant une expression de type :

$$I_{ds}(a_0 + a_1V_{gs} + a_2V_{gs}^2 + a_3V_{gs}^3 + a_4V_{gs}^4 \dots)$$

Une telle formulation analytique est justifiée en zone saturée loin du pincement et permet d'obtenir une bonne précision dans cette zone. Mais l'inconvénient majeure d'une telle formulation est le contrôle des valeurs obtenues en dehors de l'intervalle de calcul. Ceci peut être partiellement résolu en introduisant une variable effective V_{eff} , bornée, continue et dérivable permettant de substituer à l'intervalle $[-\infty, +\infty]$ l'intervalle borné $[V_t, V_{bi}]$

La variable effective s'écrit alors [30], [33] :

$$V_{eff} = \frac{1}{2} \left[\sqrt{(V_{gs} - V_t)^2 + \Delta^2} - \sqrt{(V_{gs} - V_{bi})^2 + \Delta^2} \right] + \frac{V_{bi} + V_t}{2} \quad (1.18)$$

V_{bi} = tension de barrière

V_t = tension de pincement ($V_t = -V_p$)

Δ est un facteur de forme qui a pour dimension le volt

$V_{eff} = V_{eff1} + V_{eff2}$

$$V_{eff1} = \frac{1}{2} [V_t + V_{gs} + \sqrt{(V_{gs} - V_t)^2 + \Delta^2}] \quad [30]$$

$$V_{eff2} = \frac{1}{2} [V_{bi} - V_{gs} - \sqrt{(V_{gs} - V_{bi})^2 + \Delta^2}] \quad [30]$$

La figure 1.12 nous montre l'évolution de la variable effective en fonction de la tension grille source V_{gs} .

Le courant de drain I_{ds} est représenté par la formulation suivante :

$$I_{ds}[V_{gs}, V_{ds}] = \sum_{n=1}^{2,3,4} (k_n V_e^n) \cdot f(V_e) \cdot \tanh(k \cdot V_{ds}) \quad (1.19)$$

Le second terme fonction de la tension V_{ds} ($\tanh(k \cdot V_{ds})$) est utilisé dans le modèle de CURTICE [28] ainsi que le développement polynomial.

Le premier terme $\sum_{n=1}^{2,3,4,\dots} (k_n \cdot V_e^n) \cdot f(V_e)$ est fonction de la tension $V_e(V_{eff})$ avec $f(V_e) = [1 + \tanh(k_0 \cdot V_e)]$ qui est une nouvelle fonction proposée. (1.20)

$$I_{ds}[V_{gs}, V_{ds}] = \sum_{n=1}^{2,3,4,\dots} (k_n V_e^n) \cdot [1 + \tanh(k_0 V_e)] \cdot \tanh(k \cdot V_{ds}) \quad (1.21)$$

* Capacités C_{gd} et C_{gs} .

Pour modéliser ces capacités, diverses fonctions représentant leurs dépendances vis-à-vis des tensions drain-source V_{ds} et grille-source V_{gs} ont été choisies.

• C_{gd}

$$Q_{gd} = C_{gd0} \cdot \left[V_{gs} \cdot \frac{1}{C_1} \ln(\cosh(C_1 \cdot V_{gs})) \right] \cdot [1 - \tanh(C_2 \cdot V_{ds})] + C_3 \cdot V_{ds} \cdot [1 + \tanh(C_4 \cdot V_{gs})] \quad (1.22)$$

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gs}}$$

$$C_{gd} = C_{gd0} [1 - \tanh(C_1 \cdot V_{gs})] \cdot [1 - \tanh(C_2 \cdot V_{ds})] + C_3 \cdot C_4 \frac{1}{\cosh^2(C_4 \cdot V_{gs})} \cdot V_{ds} \quad (1.23)$$

$$\frac{\partial C_{gd}}{\partial V_{gs}} = -C_{gd0} \cdot \frac{C_1}{\cosh(C_1 \cdot V_{gs})} [1 - \tanh(C_2 \cdot V_{ds})] - 2C_3 \cdot C_4^2 \cdot V_{ds} \frac{\sinh(C_4 \cdot V_{gs})}{\cosh^3(C_4 \cdot V_{gs})} \quad (1.24)$$

C_{gd0} est la valeur de C_{gd} à $V_{ds} = V_{gs} = 0$.

C_{gd} est continue et dérivable.

• C_{gs}

$$Q_{gs} = \sum_{n=0}^{1,2,3,4,\dots} a_n \cdot \frac{V_{gs}^{n+1}}{n+1} \cdot [1 + \tanh(b_0 \cdot V_{ds})] + b_1 \cdot V_{gs} [1 - \tanh(b_2 \cdot V_{ds})] \cdot [1 - \tanh(b_3 \cdot V_{gs})]$$

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} &= \sum_{n=0}^{1,2,3,4,\dots} a_n V_{gs}^n \cdot [1 + \tanh(b_0 \cdot V_{ds})] + b_1 [1 - \tanh(b_2 \cdot V_{ds})] \cdot [1 - \tanh(b_3 \cdot V_{gs})] \\ &- b_1 \cdot b_3 \cdot V_{gs} \cdot \frac{1}{\cosh^2(b_3 \cdot V_{gs})} \cdot [1 - \tanh(b_2 \cdot V_{ds})] \end{aligned} \quad (1.26)$$

Les coefficients a_n sont calculés dans les conditions normales d'utilisation.

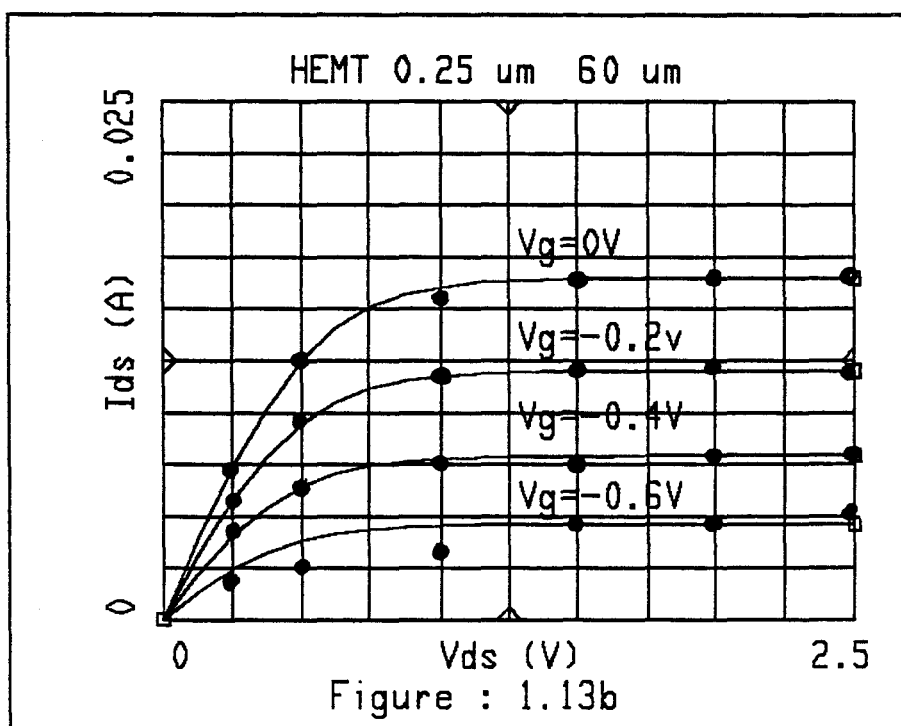
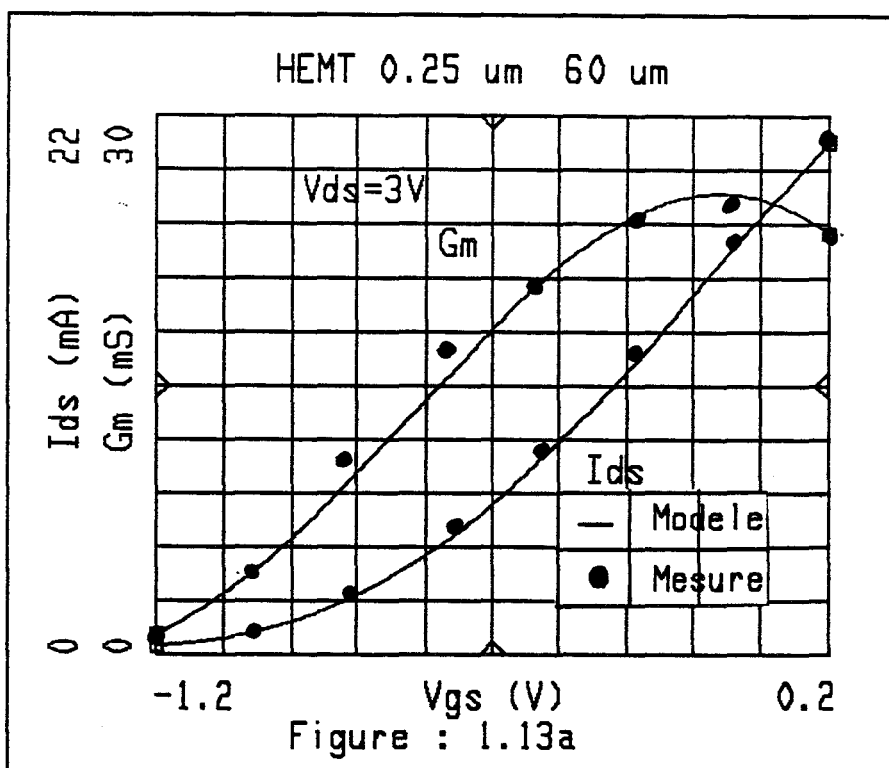
* Comparaison modèles et mesures

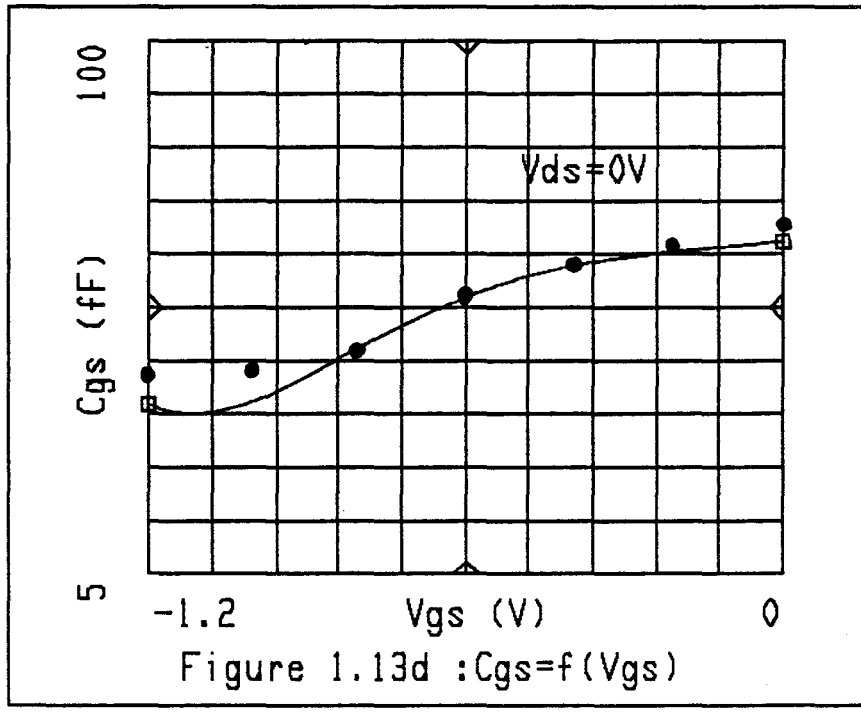
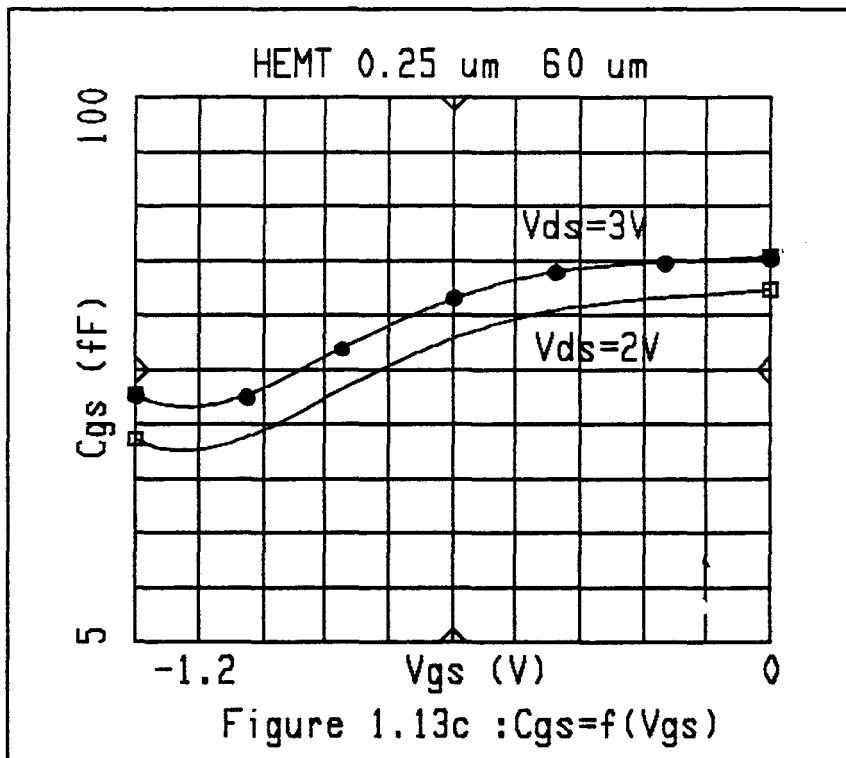
Ce travail nécessite le choix de deux transistors de largeurs de grille différentes dont les coefficients d'optimisation sont représentés ci-dessous :

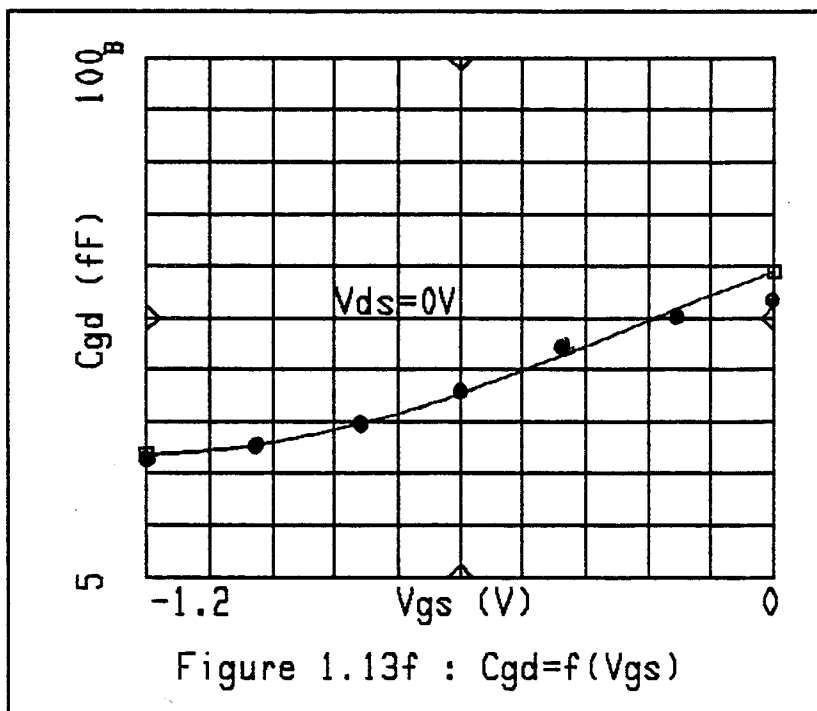
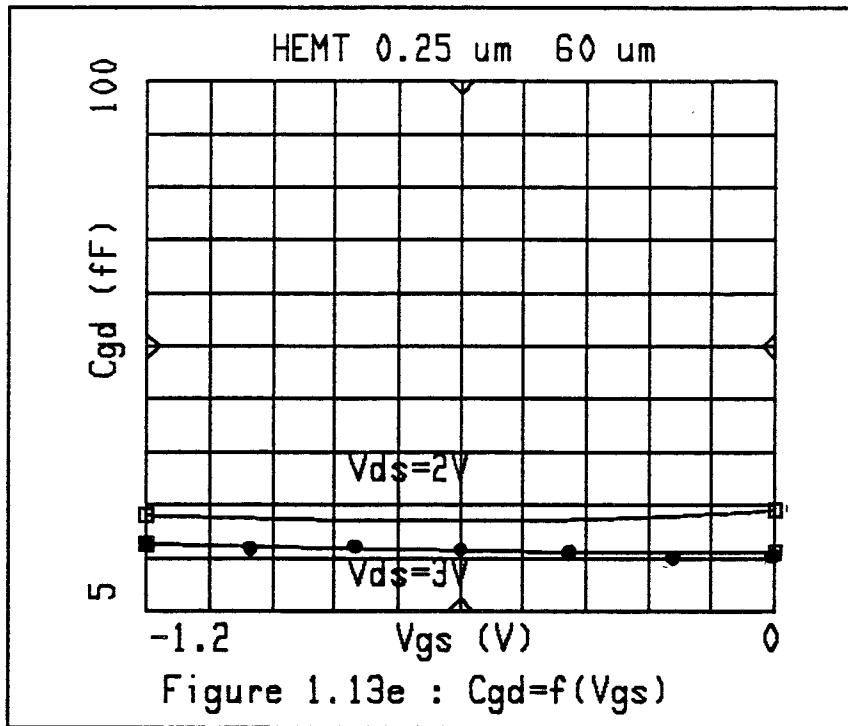
Coefficients d'optimisation

• HEMT 0.25 μm $Z = 4 \times 15 \mu\text{m}$

K	= 2.5	α_0	= 7.18e-14	b0	= -0.03	cgdo	= 53 FF
K0	= -0.02	α_1	= 1.49e-14	b1	= 50e-15	c1	= -0.5
K1	= 0.024	α_2	= 4.301e-14	b2	= -0.7	c2	= -0.1







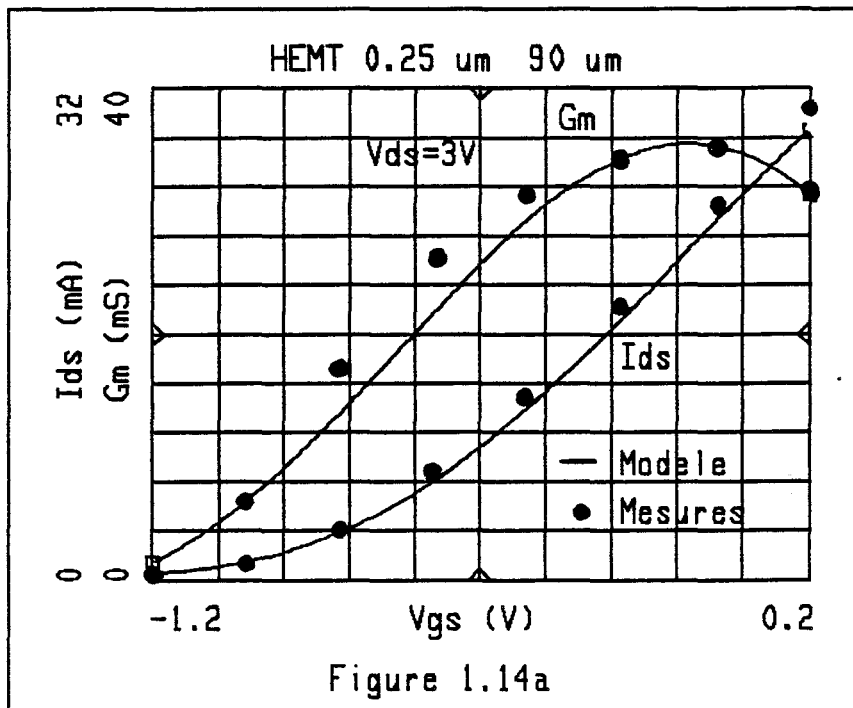


Figure 1.14a

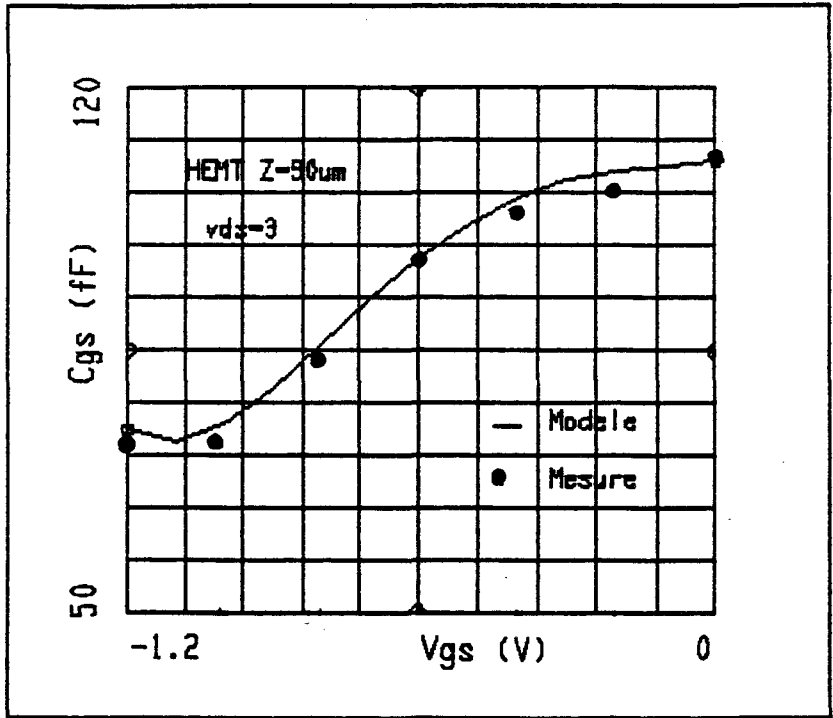


Figure 114b

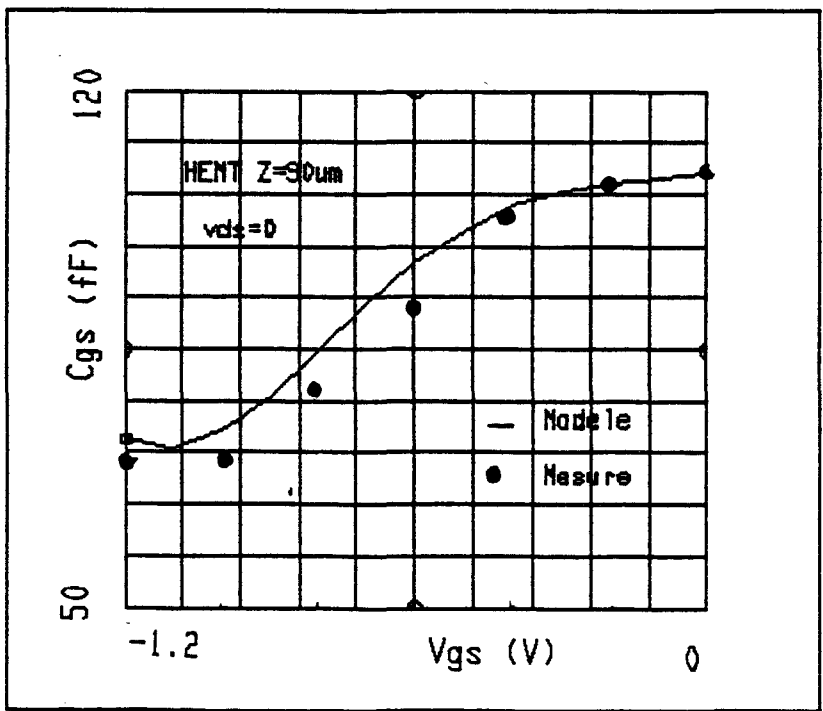


Figure 114c

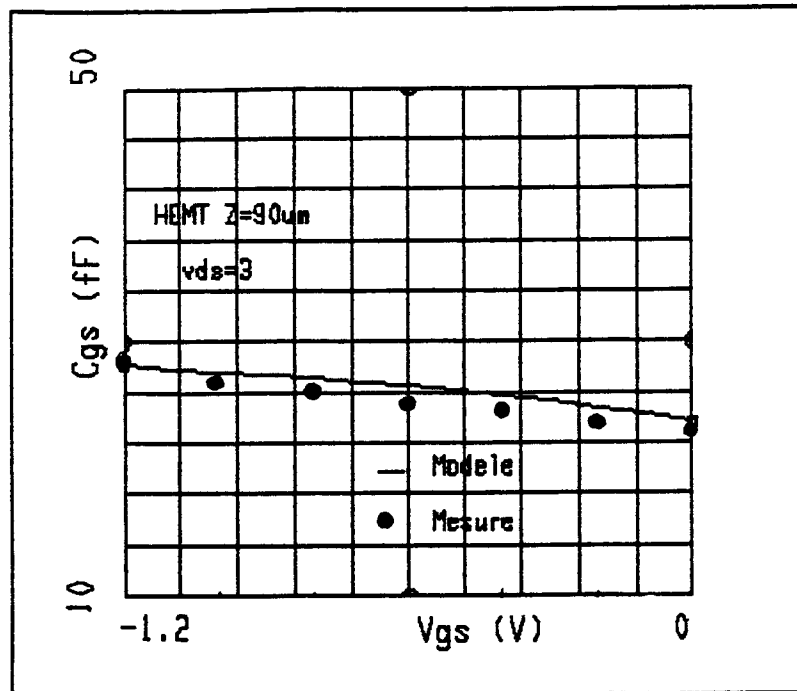


Figure 1.14d

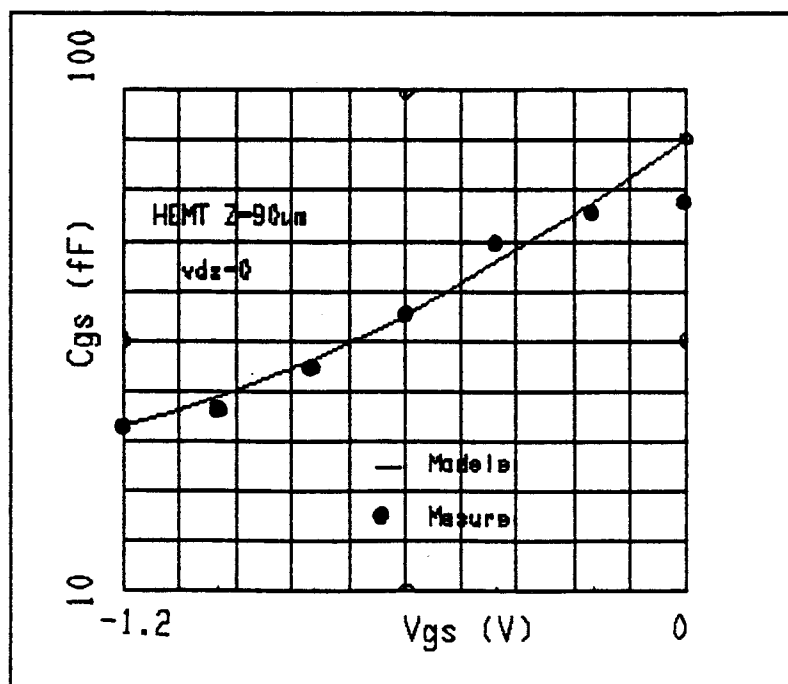


Figure 1.14e

K ₂	= -0.1122	a ₃	= 6.14e-14	b ₃	= 0.5	c ₃	= 8e-15
K ₃	= 0.1601	a ₄	= -3.621e-14			c ₄	= -0.5
K ₄	= -0.0592	a ₅	= -4.543e-14				

• HEMT 0.25 μm $Z = 6 \times 15 \mu\text{m}$

K	= 2.5	a ₀	= 1.08e-13	b ₀	= -0.01	c _{gd0}	= 79 FF
K ₀	= -0.015	a ₁	= 1.613e-14	b ₁	= 1e-15	c ₁	= -0.5
K ₁	= 0.036	a ₂	= 7.0064e-14	b ₂	= -0.7	c ₂	= -0.8
K ₂	= -0.168	a ₃	= 1.95e-13	b ₃	= 0.5	c ₃	= 12e-15
K ₃	= 0.2402	a ₄	= 1.055e-13			c ₄	= -0.5
K ₄	= -0.089						

La comparaison des résultats de la modélisation (modèle électrique) avec ceux issus des mesures pour différents points de polarisation sont représentés pour les deux transistors $z = 60 \mu\text{m}$ et $Z = 90 \mu\text{m}$ respectivement figures 1.13 et 1.14.

Les évolutions du courant $I_{ds} = f(V_{gs})$ à V_{ds} fixée et de $I_{ds} = f(V_{ds})$ à V_{gs} fixée sont en bon accord avec les mesures. La forme de la non linéarité de la transconductance est bien respectée dans les deux cas. Pour les capacités C_{gs} et C_{gd} la comparaison mesures et modèles est satisfaisante ; on peut remarquer qu'au voisinage du pincement et pour $V_{ds} = 0$ C_{gs} est pratiquement constant donc difficile à modéliser.

1.3.2 Étude du bruit par utilisation du modèle quasi 2 D HELENA

* Bruit dans les composants à effet de champ [21]

Pour caractériser entièrement les propriétés d'un transistor, outre le schéma équivalent petit signal, il est nécessaire de mener une étude de bruit généré ou converti dans la bande des fréquences de travail en déterminant les quatre paramètres de bruit (F_{min} , R_n , Γ_{opt} , G_{ass}). Ces paramètres fondamentaux pourront ensuite être introduits dans un logiciel de CAO pour la conception et la réalisation d'amplificateurs faible bruit

Le logiciel HELENA utilise le formalisme des sources de corrélation concernant le bruit des quadripôles et consiste en deux étapes :

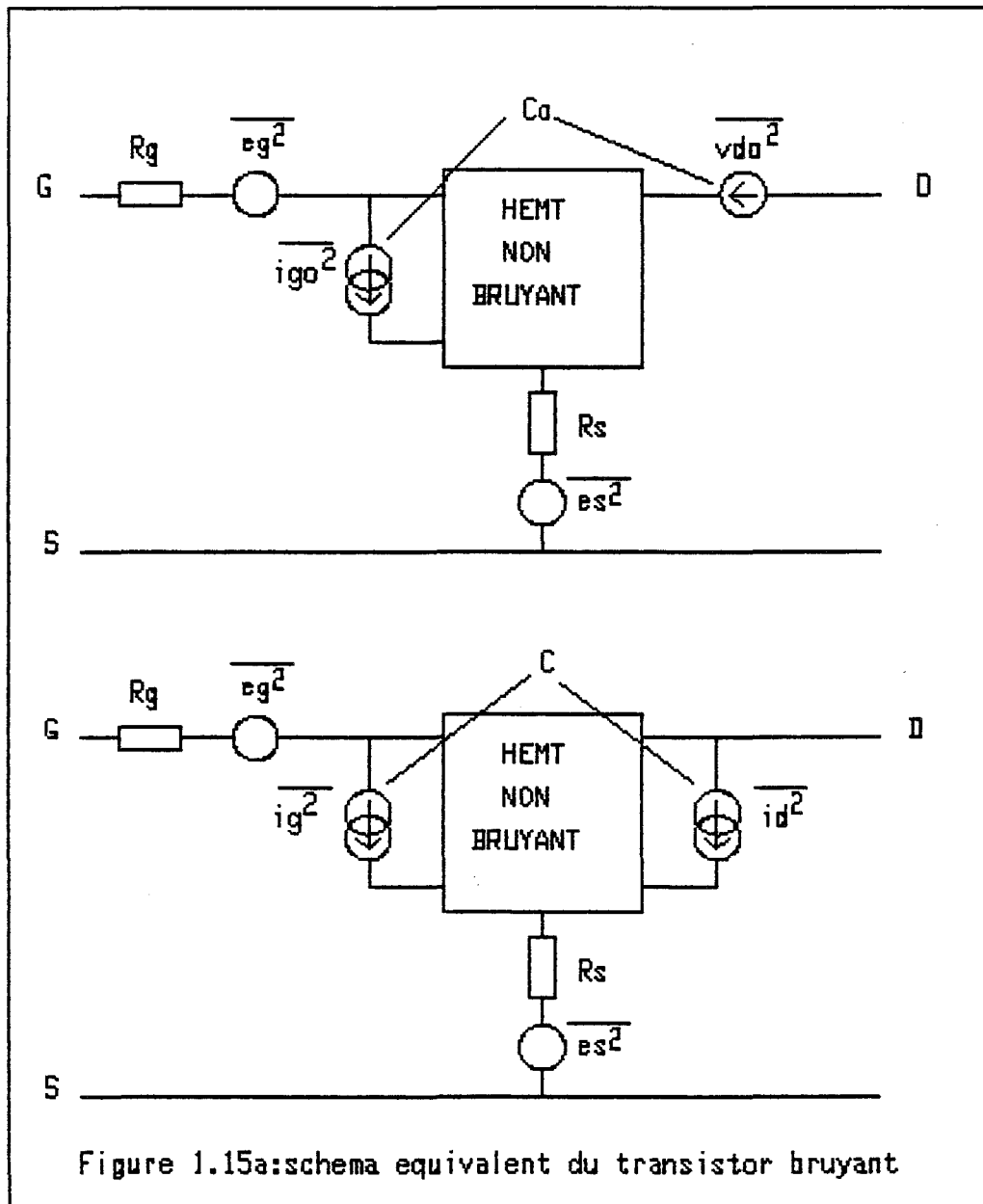
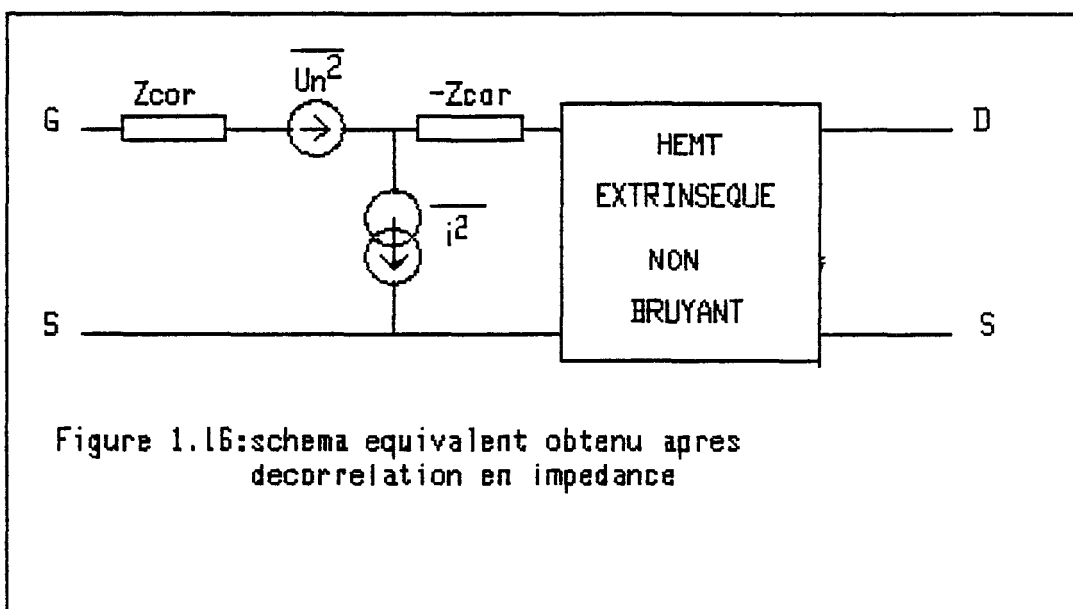
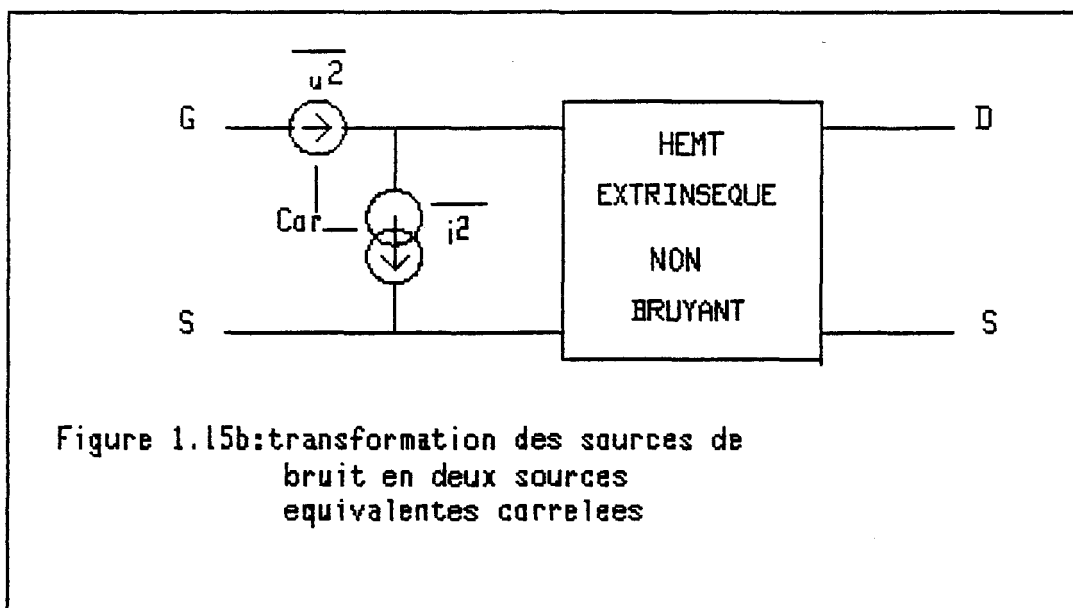


Figure 1.15a: schema equivalent du transistor bruyant



- Toutes les sources de bruit du circuit sont ramenées à l'entrée sous forme de deux sources de bruit de tension et courant corrélées.
- Ces deux sources de bruit sont ensuite décorrélées par l'introduction d'une impédance ou d'une admittance de corrélation, ce qui permet une expression simple du facteur de bruit (figure 1.15b).

La première étape consiste à transformer la source de tension $\overline{V_{do}^2}$ en une source de courant. Cette transformation introduit une modification de la source de bruit de grille et du coefficient de corrélation. A ce stade (figure 1.15a), les différents éléments du circuit étant en série, l'introduction des paramètres de la matrice impédance s'impose pour le transistor intrinsèque. Nous pouvons alors ramener toutes les sources à l'entrée du quadripôle extrinsèque devenu non bruyant (figure 1.15b).

Les sources sont ensuite décorrélées par introduction d'impédance ou d'admittance de corrélation (figure 1.16).

Le facteur de bruit est ainsi défini par la relation suivante :

$$F_{\min} = 1 + 2G_n(R_{cor} + R_{opt}) \quad (1.27)$$

avec

$$Z_{cor} = R_{cor} + jX_{cor} \quad (1.28)$$

$$G_n = \frac{\bar{i}^2}{4kT\Delta f} \quad (1.29)$$

De même, l'impédance optimale Z_{opt} à ramener pour que le quadripôle présente le facteur de bruit minimal $F = F_{\min}$ est obtenu simplement par :

$$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt} = \sqrt{R_{cor}^2 + \frac{R_n}{g_n}} - jX_{cor} \quad (1.30)$$

Lors de la conception des amplificateurs hyperfréquences, on utilise de préférence le formalisme de la matrice de répartition. L'effet de désadaptation à l'entrée de l'amplificateur prend alors la forme suivante :

$$F = F_{\min} + \frac{g_n}{R_0} \cdot |Z_0 - Z_{opt}|^2 \quad (1.31)$$

Z_0 représente l'impédance présentée par la source.

La caractérisation du transistor a été effectuée pour une tension $V_{ds} = 3$ V pour différentes valeurs de la tension grille-source V_{gs} . Le transistor utilisé est le HEMT 4×15 μm dont les

couches de dopage, la topologie et le schéma équivalent ont été représentés précédemment figures 1.1, 1.2, et 1.5.

Le transistor utilisé n'étant pas un transistor discret mais un transistor de fonderie.

Pour un transistor fonderie un certain nombre d'éléments notamment les résistances d'accès sont assez différentes des valeurs mesurées sur les transistors discrets de plus se pose le problème de contraintes sur les couches itératives pour obtenir un bon accord théorie expérience itérative basée sur deux caractéristiques $I_{ds}(V_{ds})$ et $G_m(V_{gs})$.

1) Ajustage de G_m

Dans un premier temps nous ajustons légèrement (<10%) l'épaisseur de la couche active en gardant le dopage théorique donné par le constructeur. Puis nous modifions légèrement le dopage pour parvenir à un meilleur accord théorie-expérience de la transconductance G_m . L'épaisseur et le dopage de la couche active déterminent la tension de pincement du transistor.

2) Ajustage de I_{ds}

Un troisième paramètre à prendre en compte est le choix optimal de la loi de vitesse des porteurs dans le logiciel parmi les nombreuses options disponibles. A cause de la dégradation de certains paramètres électriques lors des différentes opérations technologiques, notamment le traitement de la face arrière du circuit nous avons été amenés à modifier les épaisseurs du substrat afin de corriger la valeur de la résistance en zone ohmique correspondant à des valeurs de V_{ds} inférieure à la tension de déchet qui est notablement plus importante que celle déduite des prévisions théoriques correspondant au transistor intrinsèque décrit figure 1.7.

Les courbes représentatives de la transconductance G_m et du courant I_{ds} sont données figure 1.17 a et b. Nous constatons un bon accord entre théorie et expérience.

Le facteur de bruit minimum F_{min} est représenté d'une part en fonction de la fréquence bande V 50-75 GHz pour trois valeurs du courant et d'autre part en fonction du courant à fréquence fixe figures 1.18 a et b. Dans les deux cas F_{min} croît avec la fréquence. La résistance équivalente de bruit R_n figures 1.19 a et b décroît avec la fréquence et croît avec le courant. Le coefficient de réflexion optimal Γ_{opt} est représenté figures 1.20 a et b à $I_{ds} = \text{constante}$ (12 et 7 mA). Le gain associé G_{ass} est représenté figures 1.21 a et b. A fréquence fixe (55, 60 et 65 GHz), le maximum du gain se situe entre 11 et 14 mA. Cependant il y a un compromis à faire entre le facteur de bruit minimum F_{min} et le gain associé G_{ass} .

• mesures — Theorie

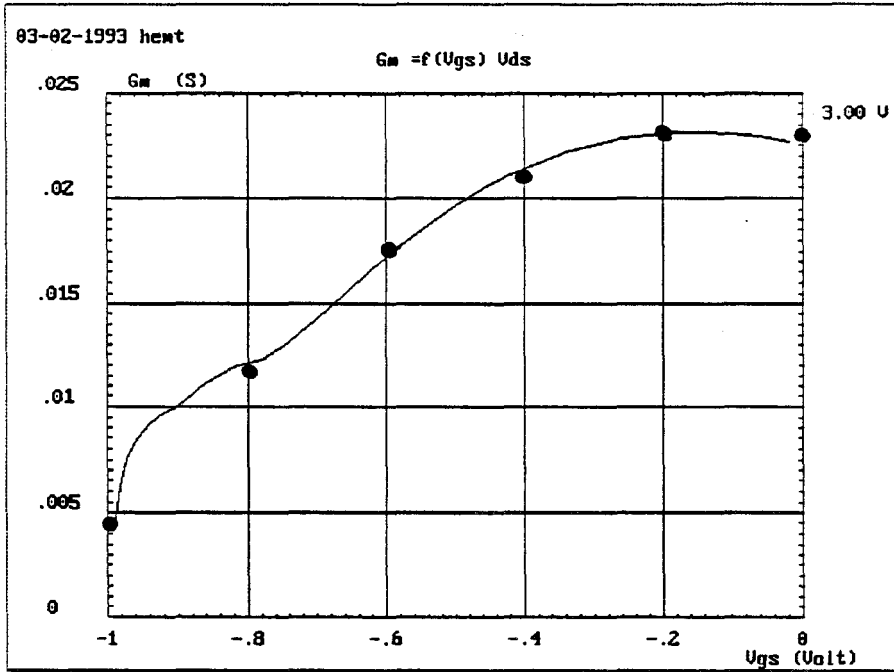


Figure 1.17a

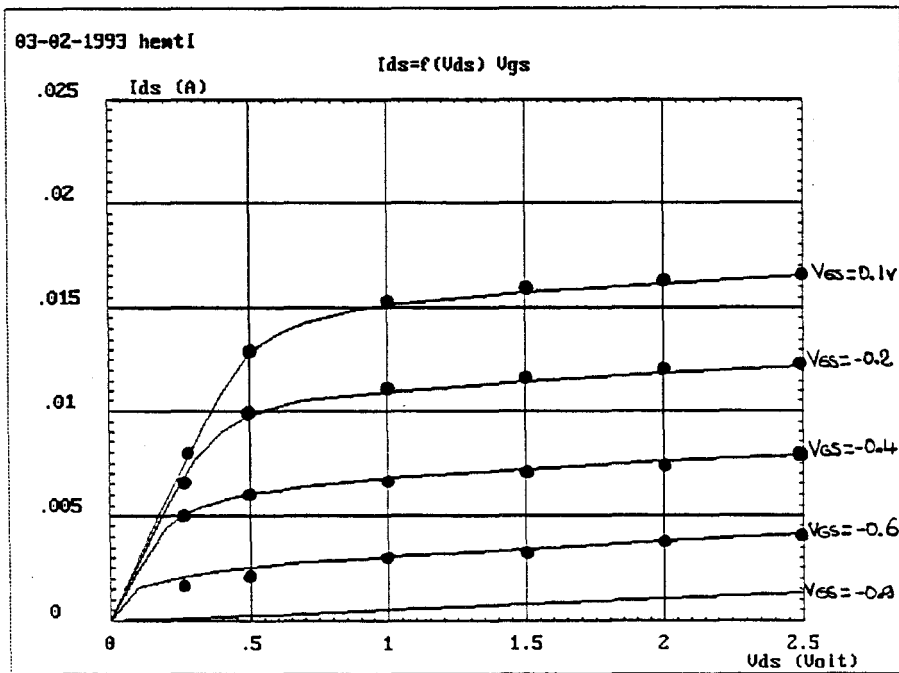


Figure 1.17b

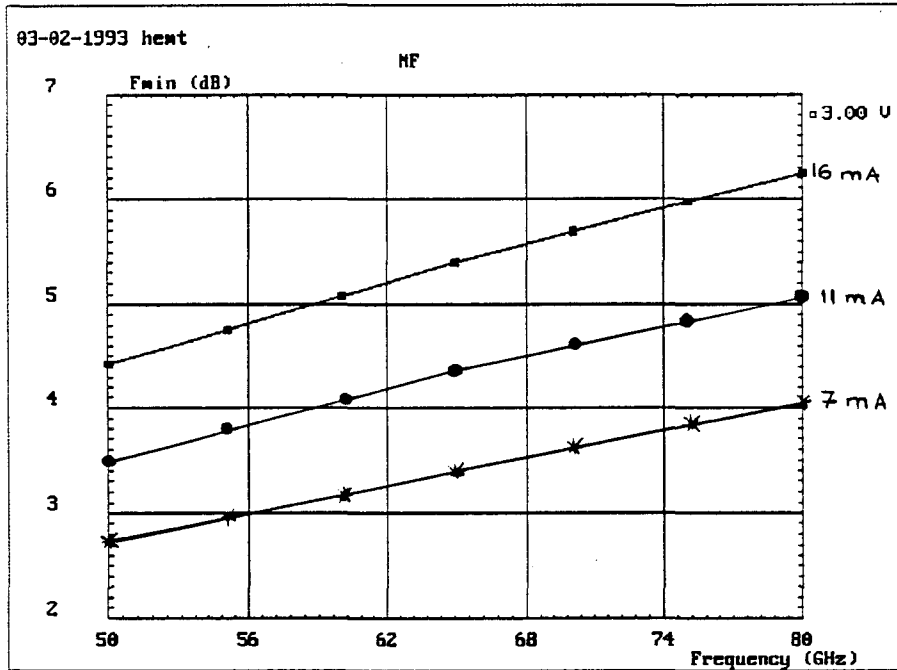


Figure 1.18a

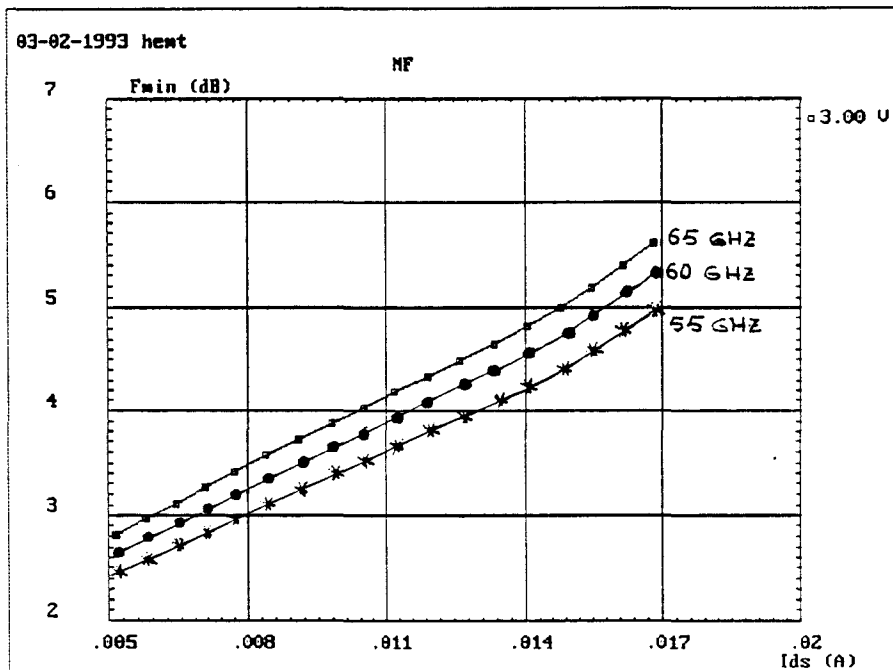


Figure 1.18b

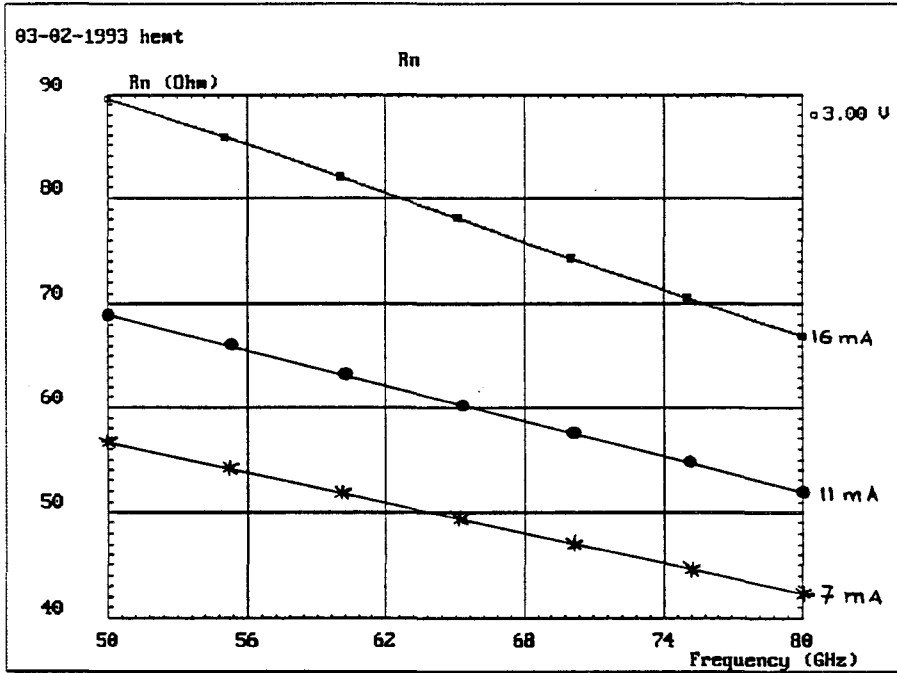


Figure 1.19a

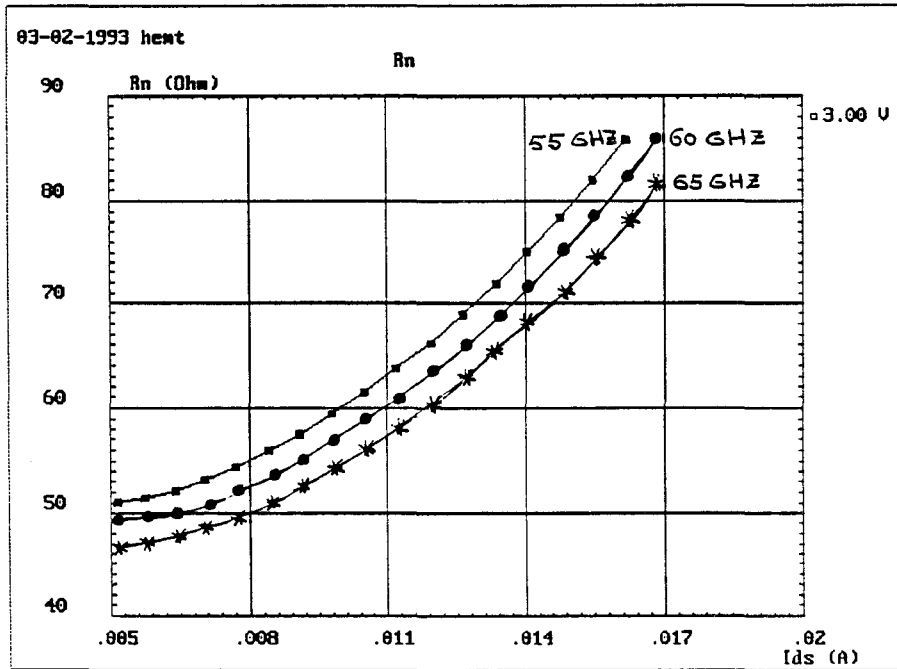


Figure 1.19b

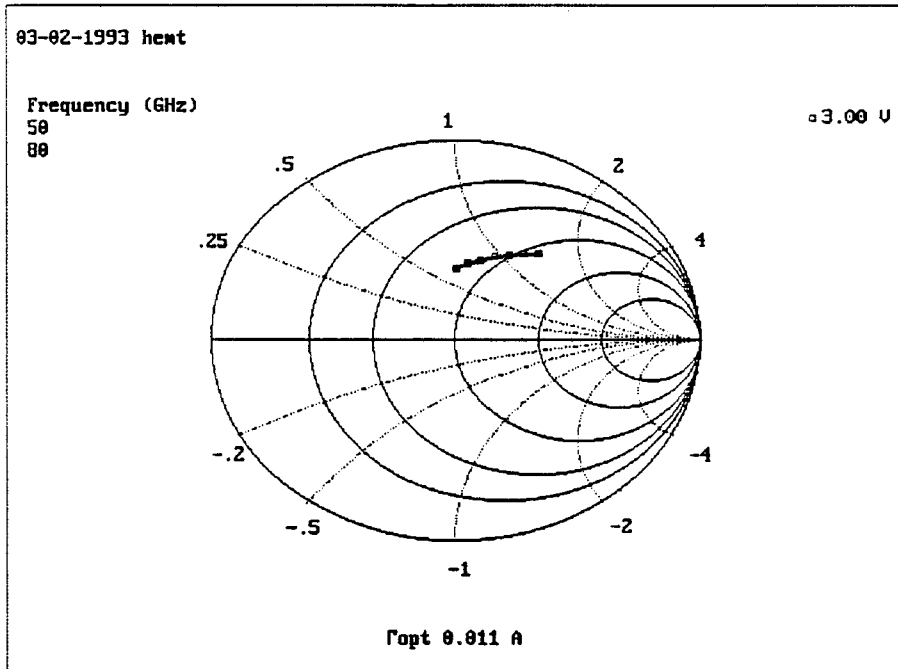


Figure 1.20 a

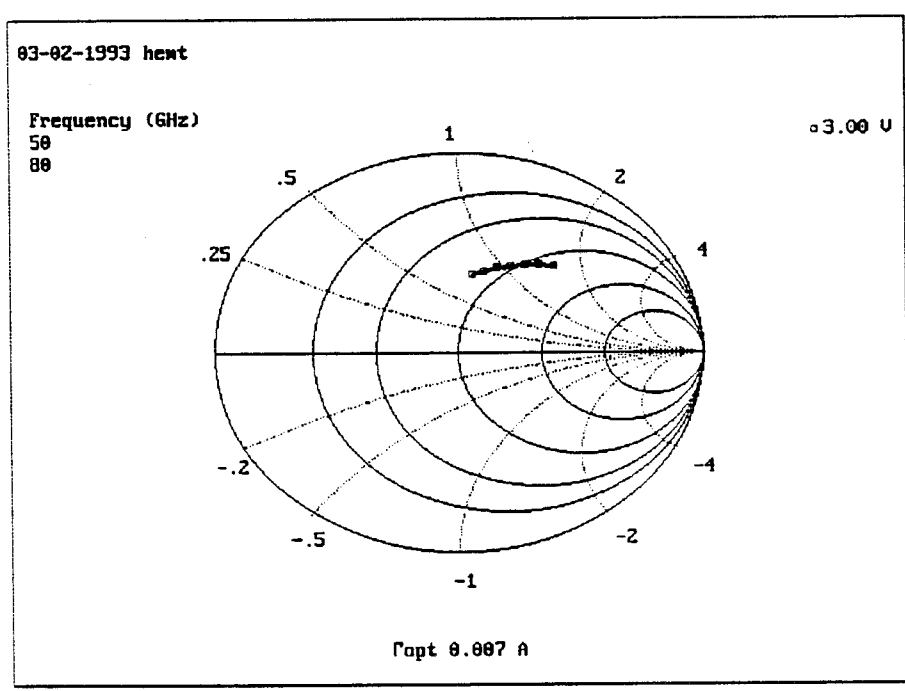


Figure 1.20 b

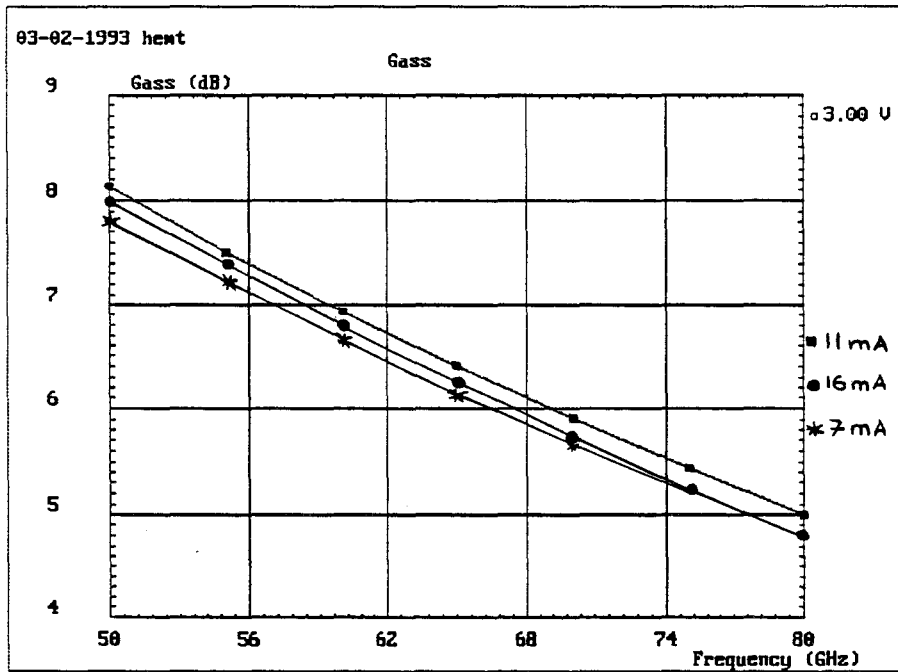


Figure 1.21a

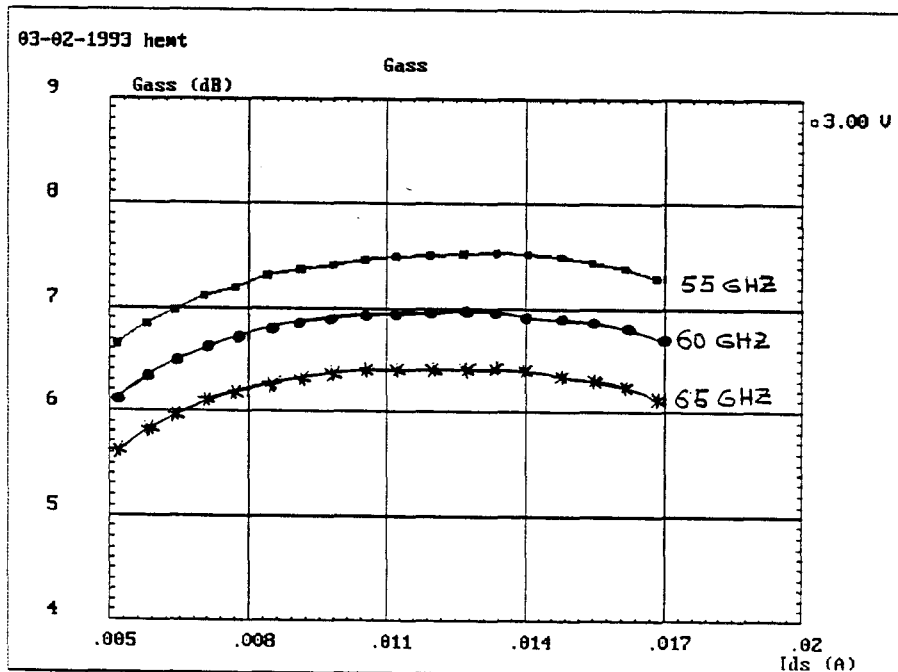


Figure 1.21b

Figure 1.22a

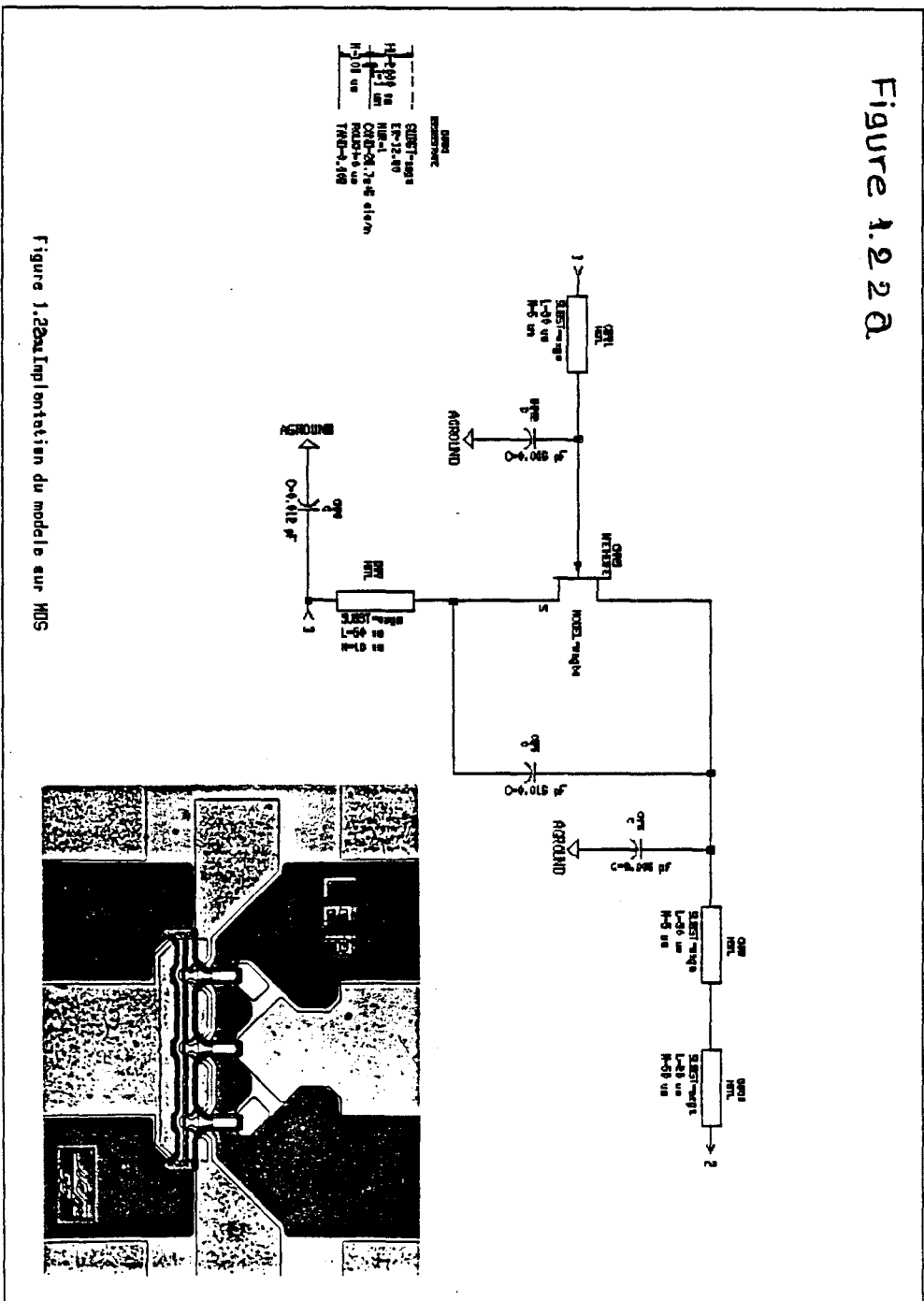


Figure 1.22a: Implementation du modèle sur HDS


```

* MESFET MODEL (all parameters) *
MODEL=wagbe

IDS model      Gate model      Parasitics      Breakdown
NFET=yes      RIN=0.11        RG=0.525        G5FNO=
PFET=         RGS=            RD=3.34         GSREV=
IOSNOD=6      RGD=10         RS=3.34         GDFNO=
VTO=         RF=            LG=0            GOREV=
BETA=         VGR=           LO=0            RI=
LAMBDA=       FC=            LS=0            R2=
ALPHA=        DELTA=         COS=0           VBI=
GANMA2=       GSCAP=1        CRF=            VBR=
A0=           CGS=0.108 pf  RC=            VJR=
A1=           GDCAP=1        IS=
A2=           CGD=0.0252 pf IR=
A3=           BGF=          INAX=
BETA2=        XTI=
RDS0=547.8    EG=
VDS0=3        N=
VDSOC=
B=
VDSB=
IOSS=
TA=
TB=
TH=
TAU=1.00 ps
A5=
VCF=
TNOM=
IOSTC=
  
```

Symbolic equations

$$IDS = (k1 * vb + k2 * vb^2 + k3 * vb^3 + k4 * vb^4) * (1 + \tanh(k0 * vb)) * \tanh(k * vl)$$

$$CGS = (a0 * vl + (a1 * vl^2) / 2 + (a2 * vl^3) / 3 + (a3 * vl^4) / 4 + (a4 * vl^5) / 5) * (1 + \tanh(b0 * v2)) + b1 * vl * (1 - \tanh(b2 * v2)) * (1 - \tanh(b3 * vl))$$

$$CGD = 79.377 * ((vl - v2) - (1/|e|) * (\ln(\cosh(c1 * (vl - v2)))) * (1 - \tanh(c2 * vl)) + c3 * vl * (1 + \tanh(c4 * (vl - v2))))$$

$$EQUATION v_{eff} = 0.5 * (\sqrt{((v_2 - v_p)^2 + v_a^2)} - \sqrt{v_a^2})$$

$$EQUATION v_e = v_{eff} - v_p$$

$$EQUATION v_a = 1.5v$$

$$EQUATION v_p = -1.2v$$

$$EQUATION v_{bi} = 0.8v$$

$$EQUATION c1 = -0.5$$

$$EQUATION c2 = -0.8$$

$$EQUATION b0 = -0.01$$

$$EQUATION b1 = 1e-15$$

$$EQUATION b2 = -0.7$$

$$EQUATION b3 = 0.5$$

$$EQUATION c3 = 12e-15$$

$$EQUATION c4 = -0.5$$

Figure 1.22b

$$\text{EQUATION } v_{\text{eff}} = 0.5 * (\text{sqrt}(((v^2 - v_p)^2) + v_a^2) - \text{sqrt}(((v^2 - v_{bi})^2) + v_a^2)) + (v_p + v_{bi}) / 2$$

$$\text{EQUATION } v_e = v_{\text{eff}} - v_p$$

$$\text{EQUATION } b_0 = -0.01$$

$$\text{EQUATION } k = 2.5 \quad \text{EQUATION } a_0 = 1.080e-13$$

$$\text{EQUATION } v_a = 1.5v$$

$$\text{EQUATION } b_1 = 1e-15$$

$$\text{EQUATION } k_0 = -0.015 \quad \text{EQUATION } a_1 = 1.613e-14$$

$$\text{EQUATION } v_p = -1.2v$$

$$\text{EQUATION } b_2 = -0.7$$

$$\text{EQUATION } k_1 = 0.036 \quad \text{EQUATION } a_2 = 7.0064e-14$$

$$\text{EQUATION } k_2 = -0.168 \quad \text{EQUATION } a_3 = 1.95e-13$$

$$\text{EQUATION } v_{bi} = 0.8v$$

$$\text{EQUATION } b_3 = 0.5$$

$$\text{EQUATION } k_3 = 0.2402 \quad \text{EQUATION } a_4 = 1.055e-13$$

$$\text{EQUATION } c_1 = -0.5$$

$$\text{EQUATION } c_3 = 12e-15$$

$$\text{EQUATION } k_4 = -0.089$$

$$\text{EQUATION } c_2 = -0.8$$

$$\text{EQUATION } c_4 = -0.5$$

Figure 1.22c

1.3.3 Implantation du modèle non linéaire sur un logiciel de CAO MDS (HP).

Le modèle ainsi développé a été implanté sur un logiciel de simulation HP-MDS conformément aux figures 1.22 sur la base du modèle MESFET existant.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé puis implanté dans le logiciel de simulation HP-MDS un nouveau modèle non linéaire de transistor HEMT 0.25 μm PML. Ce modèle s'adapte bien pour différents types de transistors notamment les MESFETs et peut être utilisé pour la simulation et la réalisation de différents circuits non linéaires à savoir : oscillateurs, mélangeurs, amplificateurs moyenne puissance et faible bruit...

Bibliographie chapitre 1

- [1] Ming-Yin Kao, Phillip M. Smith, Pin Ho, Pane-Chane Chao, K. H. G. Duh, Amani A. Jabra, and James M.B. :
Very High Power-Added Efficiency and Low-Noise 0.15 μm Gate-Length Pseudomorphic HEMT'S.
IEEE Electron Device Letters.Vol.10, NO.12, December 1989.
- [2] Dwight C. Streit, K. L. Tan, R. M. Dia, J.K. Liu, A.C Han, J. R. Valebir, Shing K. Wang, Tiren Q. Trinh, Pei-Ming D. Chow, P.H. Liu and H.C. Yen :
High-Gain W-Band Pseudomorphic InGaAs Power HEMT'S.
IEEE Electron Device Letters.Vol.12, NO.14, April 1991.
- [3] Kohki Hikosaka, S. Sasa, N. Harada, and Shigeru Kuroda:
Current-Gain Cutoff Frequency Comparaision of InGaAs HEMT'S.
IEEE Electron Device Letters.Vol.9, NO.5, May 1988
- [4] A. Fathimulla, J. Abrahams, T. Loughran and H. Hier :
High Performance InAlAs/InGaAs HEMT'S and MESFET'S.
IEEE Electron Device Letters.Vol.9, NO.7, July 1988.
- [5] K.L. Tan, R.M Dia, Dwight C.Streit, Tzuenshyan Lin, Tien Q.Trinh, A.C. Han, P.H. Liu, Pei Ming D. Chow, and H.C. Yen :
94-GHz 0.1 μm T-Gate Low-Noise Pseudomorphic InGaAs HEMT'S.
IEEE Electron Device Letters.Vol.11, NO.12, December 1990.
- [6] Umesh K.Mishra, April S.Brown, S.E. Rosenbaum, C.E. Hooper, M.W. Pierce, M.J. Delaney, S. Vaughn and K. White :
Microwave performance of AlInAs-GaInAs HEMT'S with 0.2-and 0.1 μm Gate Length.
IEEE Electron Device Letters.Vol.9, NO.12, December 1988.
- [7] H. Goronkin, and V. Nair :
Comparaision of GaAs Mesfet Noise figures.
IEEE Electron Device Letters.Vol.EDL-6, NO.1, January 1985.

- [8] K.L TAN, R.M. Dia, Dwight C.Streit, L.K. Shaw, A.C. Han, M.D. Scholley, P.H Liu, Tien Q.Trinh, Tzuenshyan Lin, and H.C. Yen :
60-GHz Pseudomorphic AlGaAs/InGaAs Low-Noise HEMT'S.
IEEE Electron Device Letters.Vol.12, NO.1, January 1991
- [9] Huei Wang, Gee Samuel Dow, Barry R. Allen, Thuy-Nhung Ton, Kin L. Tan, Kwo Wei Chang, Tzu-Hung Chen, John Berenz, T. Shyan Lin, Po-Hsin Liu, Dwight C.Streit, Stacey B. Bui, Jeffrey J. Raggio, and P. Daniel Chow :
High Performance W-Band Monolithic Pseudomorphic InGaAs HEMT'S LNA'S and Design/Analysis Methodology.
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.40.3, March 1992.
- [10] Y. Crosnier and G. Salmer :
FET Modeling and Performance.
European Materials Research Monographs, Volume 2 III-V Microelectronics.
Edited by : J.P. Nougier University of Montpellier II 1991.
- [11] Henri HAPPY :
Helena : un logiciel convivial de simulation des composants à effet de champ.
Doctorat d'Université -Lille Juin 1992.
- [12] W. Schockley :
A Unipolar "Field Effect Transistor".
Proceeding of I.R.E., 40, pp 1365, 1376-1952.
- [13] A.B. Grebene et S.K Ghandi :
General theory for pinched operation of the junction-gate FET.
Solid state Electronics, 12, pp 573-589, 1969.
- [14] R.A. Pucel, H.A. Haust, H. Statz :
Signal and Noise properties of Gallium Arsenide Microwave Field in electronics and electron physics
Vol.38pp.195-265.1974.
- [15] W. Fawcett and al.
Phys.Chem.Solids, 31, 1963-1970.

[16] A. Kaszynski :

Etude des phénomènes de transport dans les matériaux semiconducteurs par la méthode de Monte Carlo :

Application à l'ASGA de type N.

Thèse de doctorat Ingénieur-Lille 1979.

[17] J. Zimmerman :

Etude des phénomènes de transport électroniques dans le silicium de type n en régime stationnaires et non stationnaires par la méthode de Monte Carlo.

Application à la simulation des composants submicroniques.

[18] J.L. Thobel :

Simulation Monte Carlo de composants submicroniques à Effet de champ et à Hétérojonctions : Application au TEGFET et à ses structures dérivées.

Thèse de Doctorat-Liil 1988.

[19] S.El Ghazaly, G.Salmer, M. Lefebvre, M. Ibrahim and O.El-Sayed :

Two dimensionnel FET simulation In Non-Stationary Conditions.

ESSDERC, 1983 p127-129.

[20] Tarek Schawki, Georges.Salmer and Osman El-Sayed :

MODFET 2-D Hydrodynamic Energy Modeling :

Optimization of Subquarter Micron-Gate Structures.

IEEE Trans on Elect.Devices Vol 37,NO.1, January 1990.

[21] A.Cappy :

Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ : structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel.

Thèse d'Etat-Lille Décembre 1986.

[22] B. Carnez, A. Cappy, A. Kaszynski, E. Constant, G. Salmer :

Modeling of a submicrometer gate field-effect transistor including effects of non stationary electron dynamics.

Appl.Phys., Vol.51, pp.784-790, Jan.1980.

[23] A. Cappy, A. Vanoverschelde, M. Schortgen, C. Versnaeyen, G. Salmer :

- Noise modeling in Submicrometer gate two-dimensional electron-gas field-effect transistor.
IEEE Trans.on electron Dev., Vol.ED-32, NO.12, pp.2787-2796, May 1987.
- [24] P.A. Sandborn and al :
Quasi-Two-Dimensional Modeling of GaAs MESFET.
IEEE Trans.on electron Dev., Vol.ED-34, NO.5, pp.985-991, May 1987.
- [25] C.M. Snowden and al :
Quasi-Two-Dimensional MESFET Simulations for CAD.
IEEE Trans.on electron Dev., Vol.ED-36, NO.9 pp.1564-1573, September 1989.
- [26] P. Godts :
Modélisation et optimisation en vue de réalisation Technologiques de MESFET et de TEGFET
AlGaAs/GaAs.
Thèse de Doctorat-Lille 1988.
- [27] Materka and Kacparcsak :
T. Computer calculator of large signal GaAs FET amplifier Characteristics.
IEEE trans.MTT, 33(2) 129-135, 1985.
- [28] Curtice W. :
A MESFET model for use in the design GaAs integrated circuits.
IEEE trans.Mtt 28(5) 448-456, 1980.
- [29] Y. Tajima and B. Wrona :
GaAs FET Large Signal Model and Design Applications.
Technical Digest of IEDM, 1980, pp.122-125.
- [30] Hermann Statz, Paul Newman, Irl W. Smith, Robert A. Pucel and Herman A. Haus :
GaAs FET Device and circuit simulation in SPICE.
IEEE Trans-on electron Devices Vol.ED-34.NO2 Feb.1987.
- [31] Thomas J. Brazil :
An universal Large Signal equivalent circuit model for the GaAs MESFET.
21st European microwave.
Conference Proceedings Volume 2.
International Congress Centre.STUTTIGAR-Germany

9-12 September 1991.

[32] I. Angelov, H. Zirath and N. Rorsman :

A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET Devices.

IEEE Trans.on Microwave Theory and techniques, Vol.40, NO.12 December 1992.

[33] Driss ALLAOUI :

Modèle non linéaire approfondi des Transistors à effet de champ pour la CAO des circuits intégrés monolithiques microondes.

Doctorat de l'Université de LIMOGES 20 sept.1990.

[34] Milton Feng, C.L. Lau, and C.ITO :

A Technique for correction of parasitic capacitance on microwave ft.

Measurements of MESFET and HEMT Devices.

IEEE Trans.on Microwave Theory and Techniques, Vol.39, NO.11 1991.

[35] H.Rothe et W.Dahlke :

Theory of noise fourpoles

Proc. of the IRE, Vol 44, p.811-818(1956).

Chapitre 2 : Oscillateur HEMT 60 GHz

Introduction

La génération de puissance constitue l'une des fonctions de base des dispositifs électroniques et sa mise en oeuvre doit être particulièrement soignée dans le domaine microonde et plus encore dans le domaine millimétrique. Un oscillateur est en général constitué d'éléments actifs et passifs couplés, produisant un signal de sortie en l'absence d'un signal d'entrée.

Le signal généré peut être quasi-sinusoidal ou plus fortement distordu selon que l'élément actif fonctionne en régime faiblement ou fortement non linéaire. Sa conception nécessite une bonne connaissance à la fois de ses principes de base et du comportement physique de l'élément actif qui peut être décrit soit par des modèles physiques, soit par des modèles électriques.

Nous présentons dans ce chapitre notre travail en plusieurs étapes :

Après un rappel des principes de base du fonctionnement d'un oscillateur, nous présentons une conception linéaire et une analyse non linéaire d'un oscillateur local à HEMT 0.25 μm à 60 GHz en vue d'une réalisation en intégration monolithique. Enfin dans une dernière partie, nous confrontons les résultats théoriques et expérimentaux et nous essayons de proposer quelques explications quant à l'écart observé.

2.1 Rappels généraux sur les oscillateurs

2.1.1 Etude de l'oscillateur par la méthode de "Van der pol"

Pour la plupart des composants actifs (diodes Gunn, ATT, Tunnel, Transistor FET, HEMT et Bipolaire), la résistance différentielle négative suit une loi voisine de :

$$R_{NL} = -R_0 \left(1 - \frac{i^2}{i_0^2}\right) \text{ avec } R_{NL} = \frac{\partial v}{\partial i} \quad (2.1)$$

$$\text{et } v = -R_0 i + \frac{R_0 i^3}{3i_0^2} = -ai + bi^3 \quad (2.2)$$

Si le courant i est très faible, alors $v \approx -ai$

$$\frac{\partial v}{\partial i} = -a = -R_0 \text{ est la résistance différentielle négative linéaire.}$$

Un circuit simplifié de l'oscillateur est représenté figure 2.1.

L'équation différentielle régissant le comportement temporel de ce circuit s'écrit :

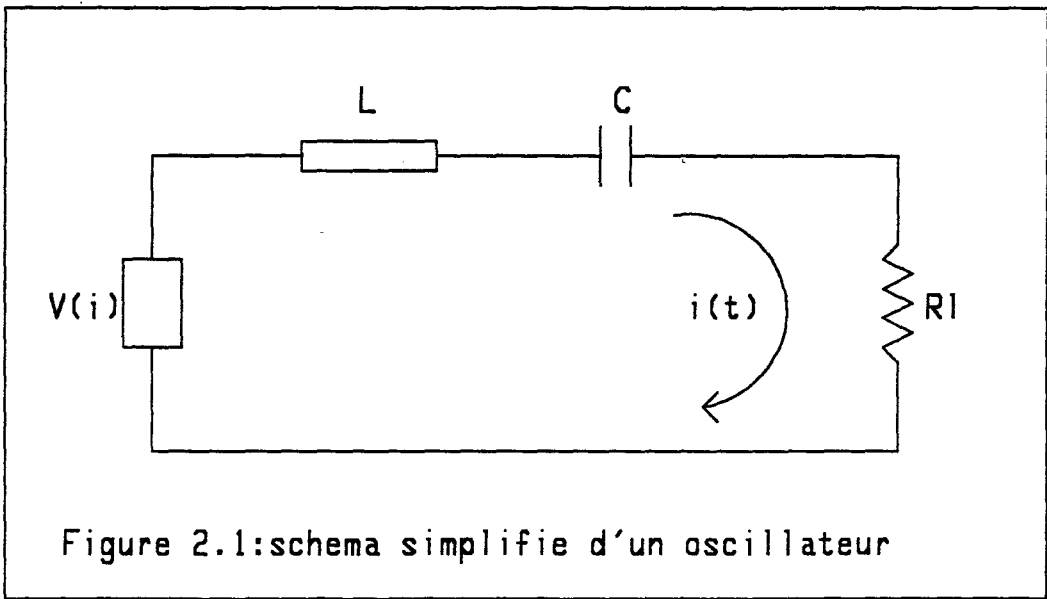


Figure 2.1: schema simplifie d'un oscillateur

$$v(i) + R_L i + \frac{1}{C} \int i dt + L \frac{di}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

En dérivant cette équation par rapport au temps et en remplaçant $V(i)$ par sa valeur, on obtient :

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + (R_L - a) \frac{di}{dt} + 3bi^2 \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0 \quad (2.4)$$

A l'accord $L_c \omega_0^2 = 1$ d'où;

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{\omega_0}{L\omega_0} \left(\frac{3bi^2(a - R_L)}{a - R_L} - (a - R_L) \right) \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \quad (2.5)$$

On pose généralement :

$$\beta = \frac{3b}{a - R_L} \text{ et } \gamma = \frac{a - R_L}{L\omega_0} \quad (2.6)$$

(γ = facteur d'amortissement)

d'où l'équation de Van der Pol :

$$\frac{d^2 i}{dt^2} - \gamma(1 - \beta i^2) \omega_0 \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \quad (2.7)$$

A ce stade, seule la résolution numérique permet d'obtenir une solution rigoureuse. On peut noter cependant que si le courant i est très faible, alors le terme βi^2 est négligeable (régime linéaire) et l'équation de Van der Pol se simplifie :

$$\frac{d^2 i}{dt^2} - \gamma \omega_0 \frac{di}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \quad (2.8)$$

- si $\gamma < 0$ alors $a < R_L$ et la solution est à amplitude décroissante. On se trouve en présence d'un régime oscillatoire amorti.
- Par contre si $\gamma > 0$ alors $a > R_L$ et la solution est dans ce cas à amplitude croissante, cas rencontré dans le démarrage d'un oscillateur par amplification de bruit de fond.

Pour qu'il y ait oscillation, il faut donc que $a > R_L$ c'est-à-dire que la résistance différentielle négative linéaire ait une valeur absolue supérieure à la résistance de la charge.

Pour rechercher la solution en régime d'oscillation stable (régime établi), on pose souvent :

figure 2.2a : $\gamma=0.1$

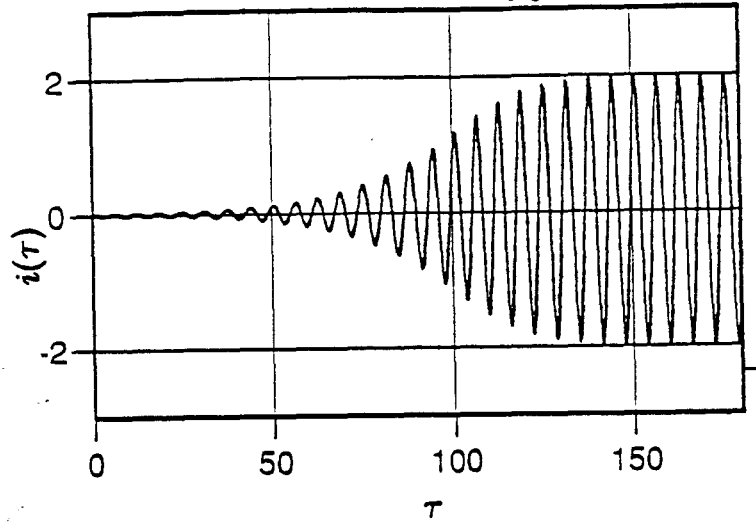


figure 2.2b : $\gamma=1$

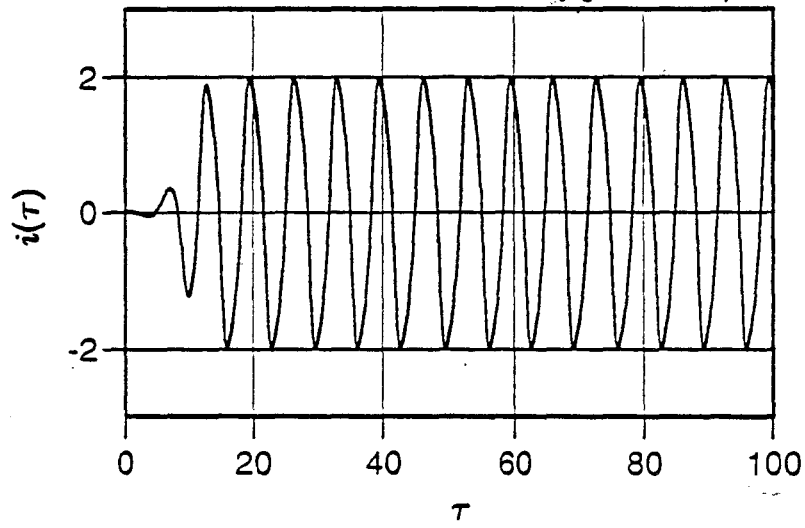
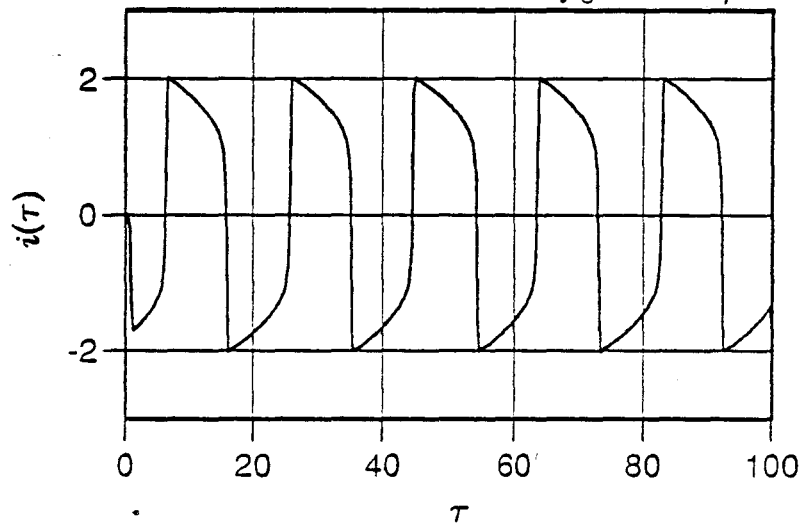


figure 2.2c : $\gamma=10$



$$\tau = \omega_0 t \quad \text{et} \quad i = \sqrt{\frac{a - R_L}{b}} \cdot u \quad (2.9)$$

L'équation de Van der Pol peut alors se mettre sous la forme :

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} - \gamma(1 - u^2) \frac{du}{d\tau} + u = 0 \quad (2.10)$$

La résolution numérique fait apparaître un caractère important du comportement d'un oscillateur illustré figure 2.2. Ces courbes montrent que, en donnant à γ des valeurs croissantes, on obtient des solutions $u = f(t)$ qui passent continûment d'un type d'oscillation quasi-sinusoidale pour de faibles valeurs de γ à un type d'oscillation par relaxation pour de fortes valeurs du facteur d'amortissement. Il faut donc éviter, si l'on veut obtenir un régime d'oscillation quasi-sinusoidale, de placer le composant actif dans des conditions où la résistance différentielle négative présente une trop forte valeur en régime linéaire par rapport à la résistance de charge. D'où la condition :

$$\gamma = \frac{a - R_L}{L\omega_0} \ll 1$$

$$a - R_L \ll L\omega_0$$

$$a \ll L\omega_0 + R_L$$

$$\frac{L\omega_0}{R_L} = Q_{ext}$$

$a \ll (Q_{ext} + 1)R_L$ Q_{ext} est le coefficient de qualité externe du circuit de charge.

De plus, pour une solution quasi-sinusoidale du type

$$u = A(\omega_0 t) \cos \omega_0 t \quad (2.11)$$

on peut admettre que $\frac{\partial A}{\partial(\omega_0 t)} \ll A$ soit

$$\frac{1}{A} \frac{dA}{dt} \ll \omega_0 \quad (2.12)$$

Dans ces conditions, la solution de l'équation de Van der Pol peut s'écrire :

$$i = \sqrt{\frac{a - R_L}{3b}} \cdot \frac{2 \cos \omega_0 t}{\sqrt{1 + \exp(-\gamma \omega_0 (t - t_0))}} \quad (2.13)$$

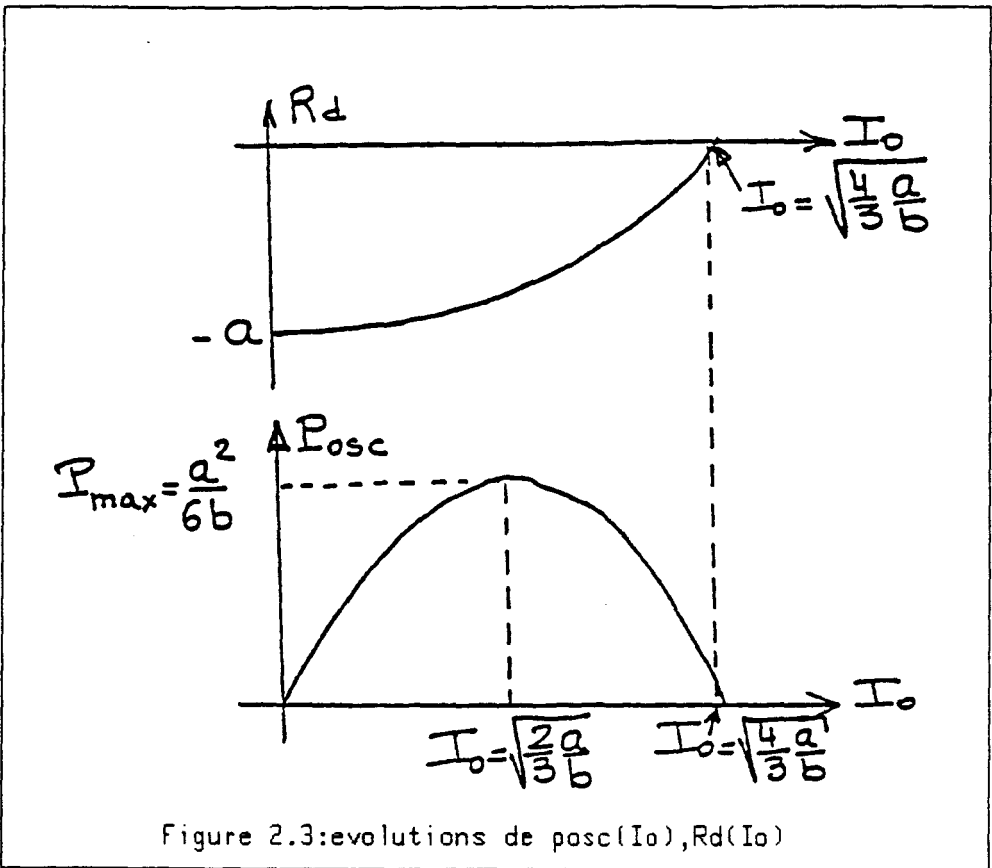


Figure 2.3: evolutions de $posc(I_0), R_d(I_0)$

où t_0 est une constante choisie pour que l'amplitude du courant soit faible à $t = 0$. Par exemple t_0 doit être de forte valeur pour que les oscillations démarrent de signaux de faible amplitude (bruit). Le régime établi est obtenu lorsque t tend vers l'infini soit :

$$i(t) = I_0 \cos \omega_0 t = \sqrt{\frac{4(a - R_L)}{3b}} \cdot \cos \omega_0 t \quad (2.14)$$

D'après la relation (2.2),

$$v(i) = -ai + bi^3 = -ai(t) + bi^3(t)$$

$$\text{donc } v(t) = -aI_0 \cos \omega_0 t + bI_0^3 \cos^3 \omega_0 t \quad (2.15)$$

$$\text{soit } v(t) = -aI_0 \cos \omega_0 t + bI_0^3 \left(\frac{3}{4} \cos \omega_0 t + \frac{1}{4} \cos 3\omega_0 t \right) \quad (2.16)$$

En négligeant les composantes harmoniques (solution quasi-sinusoidale $\gamma \ll 1$) on obtient :

$$v = I_0 \cos \omega_0 t \left(-a + \frac{3}{4} bI_0^2 \right) \quad (2.17)$$

A la pulsation ω_0 , la résistance dynamique s'écrit alors :

$$R_d(\omega_0) = \frac{v(\omega_0)}{i(\omega_0)} = \left(-a + \frac{3}{4} bI_0^2 \right) < 0 \quad (2.18)$$

Cette résistance non linéaire reste négative pour

$$I_0 < \sqrt{\frac{4a}{3b}} \quad (2.19)$$

La puissance délivrée par l'oscillateur est alors :

$$P = \frac{1}{2} R_d I_0^2 = \left(-a + \frac{3}{4} bI_0^2 \right) \frac{I_0^2}{2} \quad (2.20)$$

Elle est maximale pour $\frac{dP}{dI_0} = 0$ soit :

$$I_0 = \sqrt{\frac{2a}{3b}} \quad (2.21)$$

$$\text{et } P_{\max} = -\frac{a^2}{6b} \quad (2.22)$$

Le signe (-) signifie que le dispositif fournit de la puissance (oscillateur). ces deux résultats importants sont représentés par la figure 2.3.

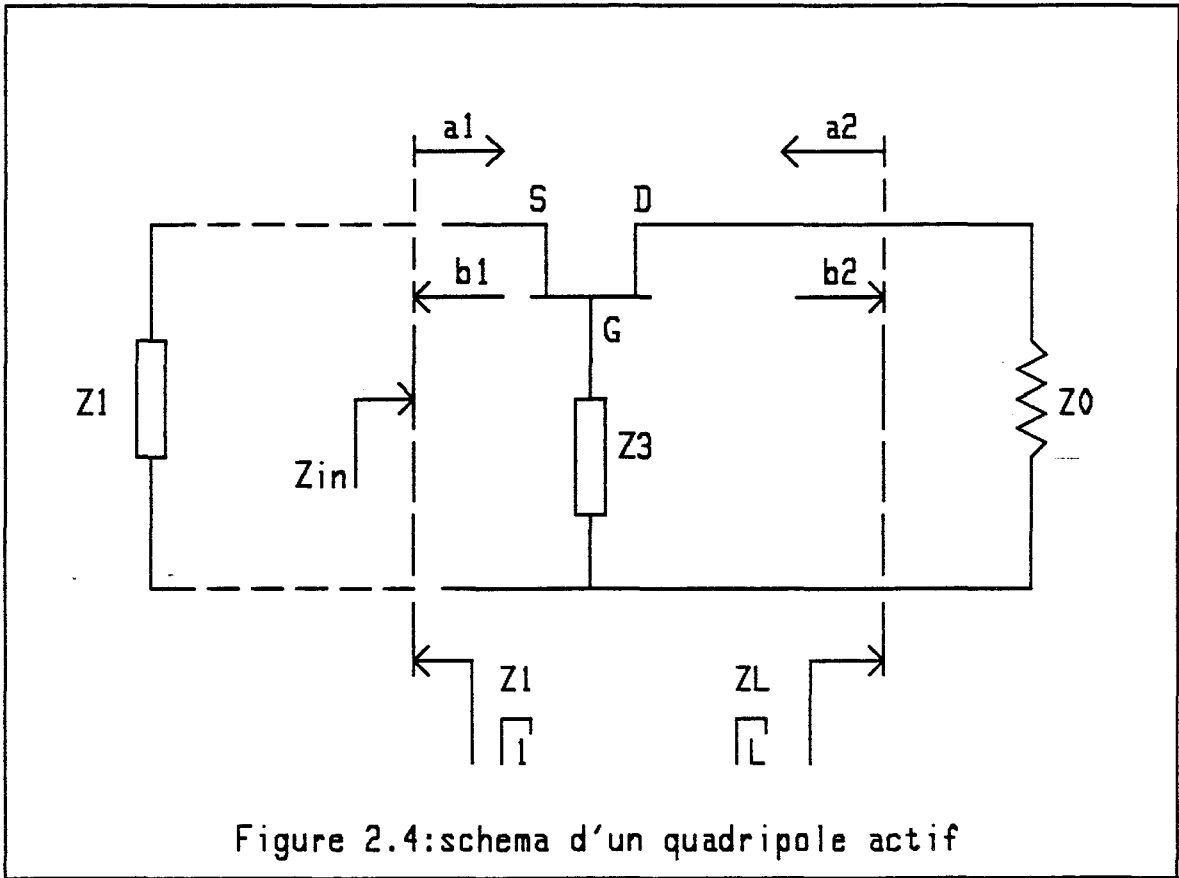


Figure 2.4:schema d'un quadripole actif

Le module de la résistance dynamique non linéaire négative diminue lorsque I_0 augmente et s'annule pour $I_0 = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{a}{b}}$. La puissance fournie par l'oscillateur croît jusqu'à $I_0 = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{a}{b}}$ puis décroît et s'annule également pour $I_0 = \sqrt{\frac{4}{3} \cdot \frac{a}{b}}$.

2.1.2 Etude simplifiée des oscillateurs à quadripôle par le formalisme des paramètres S (régime linéaire)

Considérons le schéma de la figure 2.4

Le quadripôle actif supposé linéaire peut être représenté par sa matrice de répartition correspondant au montage effectué ici par exemple en grille commune. Les coefficients de réflexion vus dans les plans d'entrée et de sortie du dispositif s'écrivent :

$$S'_{11} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2.23)$$

$$S'_{22} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \Gamma_1}{1 - S_{11} \Gamma_1} \quad (2.24)$$

Par ailleurs, le coefficient de stabilité k du quadripôle est défini par la relation suivante :

$$k = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (2.25)$$

$$\text{avec } \Delta = (S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}) \quad (2.26)$$

Si $K > 1$ $|\Delta| < 1$ alors le dispositif est inconditionnellement stable $\forall \Gamma_L$ et Γ_1 et ne peut donc osciller. Si $k < 1$ et $|S'_{11}|$ ou $|S'_{22}| > 1$, le système est dit potentiellement instable et peut donc constituer l'élément actif d'un oscillateur.

La condition $|S'_{11}| > 1$ signifie que l'impédance Z_{in} vue à l'entrée du quadripôle est à partie réelle négative. Cependant, le comportement non linéaire du transistor fait que le niveau de la résistance négative, tant à l'entrée qu'à la sortie va diminuer lorsque l'amplitude du signal

hyperfréquence va croître. Conformément à ce qui a été vu précédemment, il faut $|\operatorname{Re}(Z_{in})| > Z_1$ pour que les oscillations démarrent.

Pour assurer le démarrage des oscillations dans de bonnes conditions, il est conseillé de choisir les éléments du circuit (Z_L, Z_3) tel que $|S'_{11}| \cdot |\Gamma_1| \neq 1.2$, ce qui correspond sensiblement aux conditions $a > R_L$ et $\gamma \ll 1$ précédemment mentionnées.

La condition d'oscillation en régime établi s'écrit :

$$S'_{11}\Gamma_{11} = 1$$

ce qui est équivalent à écrire $Z_T = Z_{in} + Z_1 = 0$

$$\text{soit réel } (Z_T) = 0 \text{ et } I_m(Z_T) = 0 \quad (2.27)$$

Cette analyse linéaire permet une première approche assez grossière du circuit qui devra être complétée par une analyse non linéaire du dispositif pour le caractériser correctement au niveau de la puissance de sortie notamment.

2.1.3 Stabilité de l'oscillateur autour de son point de fonctionnement [1] [2]

Pour analyser la stabilité de l'oscillateur autour de son point de fonctionnement, on applique une petite perturbation δI_0 à l'amplitude I_0 et une légère perturbation complexe δP à la pulsation complexe P_0 . L'impédance totale $Z_T (Z_T = Z_{in} + Z_1)$ est à la fois fonction de I_0 et de la pulsation complexe P_0 et peut être développée en série de Taylor autour du point de fonctionnement $\begin{pmatrix} I_0 \\ P_0 \end{pmatrix}$.

Si l'on limite ce développement au premier ordre, il vient :

$$Z_T \begin{pmatrix} I_0 + \delta I \\ P_0 + \delta P \end{pmatrix} = Z_T \begin{pmatrix} I_0 \\ P_0 \end{pmatrix} + \left(\frac{\partial Z_T}{\partial P} \right)_{P_0} \delta P + \left(\frac{\partial Z_T}{\partial I} \right)_{I_0} \delta I = 0 \quad (2.28)$$

Comme $Z_T \begin{pmatrix} I_0 \\ P_0 \end{pmatrix} = 0$ (conditions d'oscillation en régime établi) alors :

$$\frac{\partial Z_T}{\partial P} \delta P + \left(\frac{\partial Z_T}{\partial I} \right) \delta I = 0 \quad (2.29)$$

$$\text{avec} \quad \delta P = \alpha + j\delta\omega \quad (2.30)$$

L'oscillateur sera stable si, après perturbation passagère, il revient à son point de fonctionnement, c'est à dire si

$\delta I \rightarrow 0$	quand	$t \rightarrow$	l'infini
$\delta P \rightarrow 0$	quand	$t \rightarrow$	l'infini

Par exemple, cette condition sera remplie pour $\alpha < 0$, traduisant la présence d'une perturbation d'amplitude décroissante permettant au courant de revenir à son point d'équilibre I_0 .

$$\alpha = - \frac{\frac{\partial R_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial \omega} - \frac{\partial X_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T}{\partial \omega}}{\left(\frac{\partial R_T}{\partial \omega}\right)^2 + \left(\frac{\partial X_T}{\partial \omega}\right)^2} \cdot \delta I \quad (2.31)$$

$$\text{et } \delta \omega = \frac{\frac{\partial R_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial \omega} + \frac{\partial X_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T}{\partial \omega}}{\left(\frac{\partial R_T}{\partial \omega}\right)^2 + \left(\frac{\partial X_T}{\partial \omega}\right)^2} \quad (2.32)$$

La condition $\alpha < 0$ est obtenue pour :

$$\frac{\partial R_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial \omega} - \frac{\partial X_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial R_T}{\partial \omega} > 0 \quad (2.33)$$

En principe Z_1 représente l'impédance de charge d'un circuit passif, donc $\frac{\partial Z_1}{\partial I} = 0$; de plus la relation (2.33) est constituée par une différence de deux termes.

On peut donc ramener (2.33) à :

$$\frac{\partial R_{in}}{\partial I} \cdot \left(\frac{\partial X_{in}}{\partial \omega} + \frac{\partial X_1}{\partial \omega} \right) \gg 0 \quad (2.34)$$

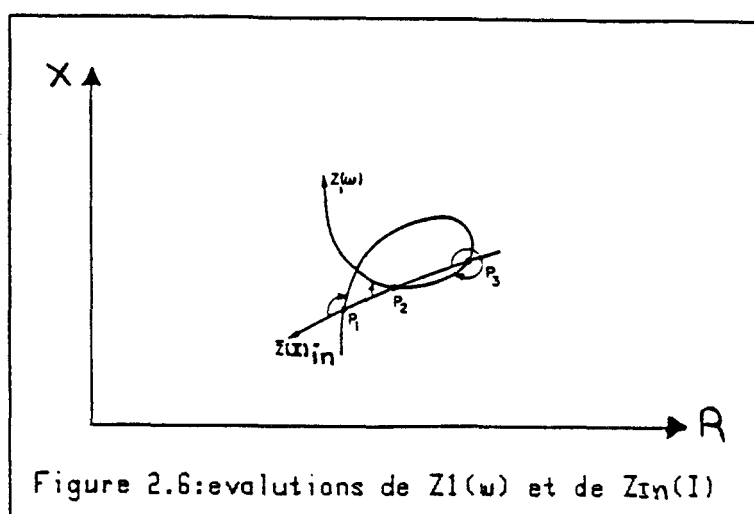
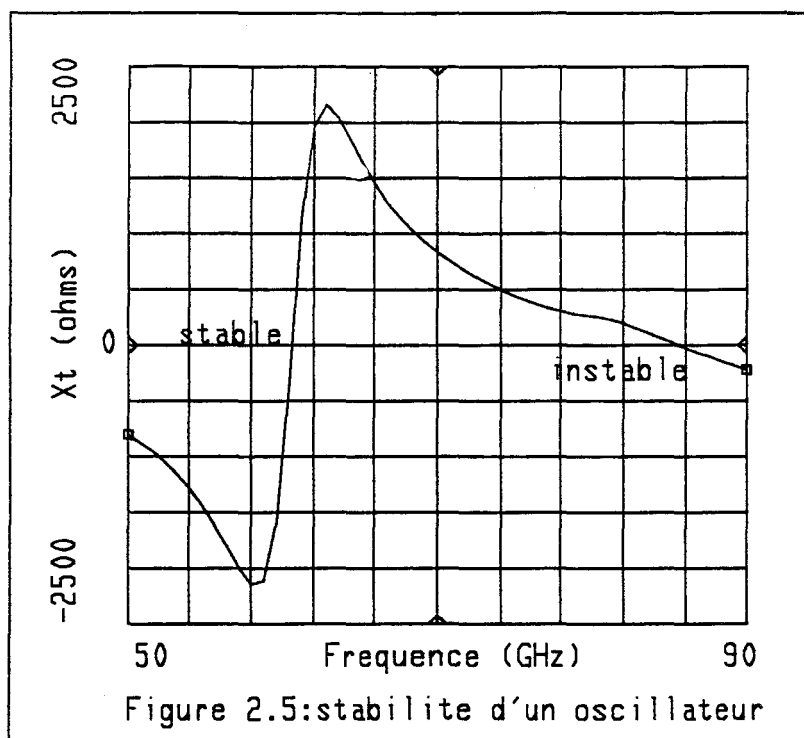
Nous savons que $R_{in} \# = R_0 \left(1 - \frac{i^2}{i_0^2} \right)$

$$\frac{\partial R_{in}}{\partial I} = 2 \cdot \frac{R_0 \cdot i}{i_0^2} > 0$$

il faut donc que

$$\left(\frac{\partial X_T}{\partial \omega} \right)_{X_T=0} > 0 \quad (2.35)$$

Ce point très important dans l'étude d'un oscillateur est illustré par la figure 2.5.



De plus, Kurokawa a montré que la stabilité optimale d'un oscillateur (condition de bruit de phase minimale) est obtenue lorsque le lieu $[Z_{in}(I_0)]_{\omega_0}$ coupe le lieu du circuit $[Z_{l(\omega)}]_{\omega_0}$ sensiblement à angle droit. Ce cas est illustré par la figure 2.6

Les intersections p_1 et p_2 par exemple représentent deux points où la stabilité est possible. Cependant, le point p_1 est préférable au point p_2 car les lieux se coupent avec un angle plus proche de 90° . Par contre, p_3 correspond à un point de fonctionnement instable car l'angle au point d'intersection entre les deux caractéristiques a une valeur supérieure à 180° (2.34) et donc $\frac{\partial X_T}{\partial \omega} < 0$. La condition d'oscillation stable doit donc également vérifier ces deux conditions pour un fonctionnement optimal de l'oscillateur.

2.1.4 Facteur de "pulling" ou facteur d'entraînement de la fréquence d'un oscillateur

On définit le facteur de "pulling" d'un oscillateur comme la dérive relative totale de la pulsation de celui-ci $(\frac{\Delta \omega_T}{\omega_0})$ lorsqu'il est perturbé par une charge présentant un taux d'onde

stationnaire donné, et dont la phase peut varier de 0 à 2π .

Si l'on perturbe l'impédance de charge d'une quantité $\Delta Z_c = \Delta R_c + j\Delta X_c$ et que l'oscillateur continue à fonctionner alors :

$$\Delta Z_c + \frac{\partial Z_T}{\partial \omega} \Delta \omega + \frac{\partial Z_T}{\partial I} \delta I = 0 \quad (2.36)$$

En séparant les parties réelle et imaginaire, on obtient :

$$\Delta R_c + \frac{\partial R_T}{\partial \omega} \Delta \omega + \frac{\partial R_T}{\partial I} \delta I = 0 \quad (2.37)$$

$$\Delta X_c + \frac{\partial X_T}{\partial \omega} \Delta \omega + \frac{\partial X_T}{\partial I} \delta I = 0 \quad (2.38)$$

De ces équations on tire :

$$\Delta \omega = \frac{-\Delta X_c \frac{\partial R_T}{\partial I} + \Delta R \frac{\partial X_T}{\partial I}}{\frac{\partial R_T}{\partial I} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial \omega} - \frac{\partial R_T}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial X_T}{\partial I}} \quad (2.39)$$

Si le coefficient de qualité externe du circuit est suffisamment élevé $Q_{ext} \gg$ et si $\frac{\partial X_{in}}{\partial \omega} \ll \frac{\partial R_{in}}{\partial \omega}$ par ailleurs, on peut admettre que $\frac{\partial R_r}{\partial \omega} \ll$. On peut donc dans ce cas montrer que :

$$\Delta F_{pulling\ totale} = \frac{F_0}{2Q_{ext}} \left(S - \frac{1}{S} \right) \quad (2.40)$$

C'est la formule de [Hobson] où S est de TOS présenté par la charge. Minimiser ΔF_r revient à concevoir un circuit de charge présentant un coefficient de surtension extérieure le plus élevé possible compte tenu du niveau de puissance désiré.

2.2 Méthodologie de la conception de l'oscillateur local en régime linéaire

Pour la conception de l'oscillateur, nous avons simulé un transistor HEMT (LEP-PML) $6 \times 15 \mu\text{m}$ avec une longueur de grille $L_g = 0.25 \mu\text{m}$ décrit au chapitre 1.

La conception linéaire a été effectuée en utilisant le modèle petit signal du HEMT présenté dans le premier chapitre.

La démarche suivie a été la suivante :

- Choix du point de polarisation optimal
- Choix de la configuration du quadripôle
- Définition du circuit de charge

2.2.1 Choix du point de polarisation optimal

La première démarche consiste à rechercher le point de polarisation statique favorisant l'instabilité et la puissance de sortie, c'est-à-dire le point où le transistor présente un gain maximale. Ceci peut s'obtenir en traçant la courbe représentative du gain maximal en régime stable (MAG) ou MSG en fonction de la tension grille-source V_{gs} pour différentes valeurs de la tension drain source V_{ds} à fréquence fixe à 60 GHz par exemple, pour une configuration source commune du transistor.

Le MAG et le MSG sont définis par les relations suivantes :

$$\text{MAG} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left| k - \sqrt{k^2 - 1} \right| \quad (2.41)$$

A la limite de la stabilité $k = 1$ on a le MSG :

$$\text{MSG} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (2.42)$$

Cependant, il est plus intéressant d'exploiter les résultats déjà donnés dans le premier chapitre sur la modélisation où nous avons tracé la caractéristique de la transconductance $G_m = f(V_{gs})$ pour une tension V_{ds} sensiblement optimale (Figures 1.13a et 1.14a) pour des transistors de largeurs de grille de 60 et 90 μm .

La valeur optimale de la transconductance se situe au voisinage $V_{gs} = 0\text{V}$ pour une tension $V_{ds} = 3\text{V}$ et c'est autour de ce point que nous allons élaborer la conception de l'oscillateur 60 GHz.

Pour augmenter le niveau de puissance en sortie, un transistor de développement de grille égal à 90 μm a été préféré à celui de développement $Z = 60\ \mu\text{m}$. De plus la fréquence de coupure intrinsèque est définie par:

$$f_c = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}} \quad (2.43)$$

L'évolution de $f_c = f(V_{gs})$ suit sensiblement celle de la transconductance G_m .

Quant à la fréquence de coupure extrinsèque f_t , elle est définie par la relation suivante :

$$f_t \approx \frac{G_m}{2\pi(C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})} \quad (2.44)$$

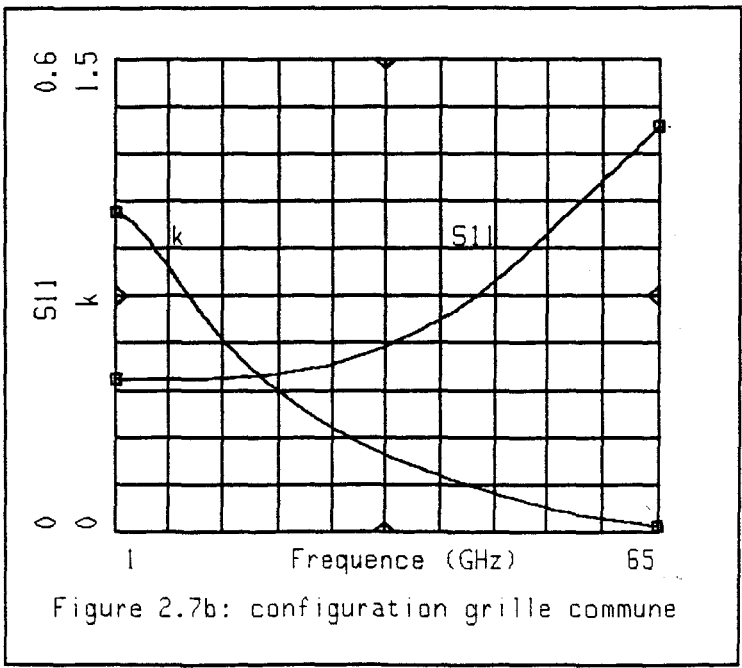
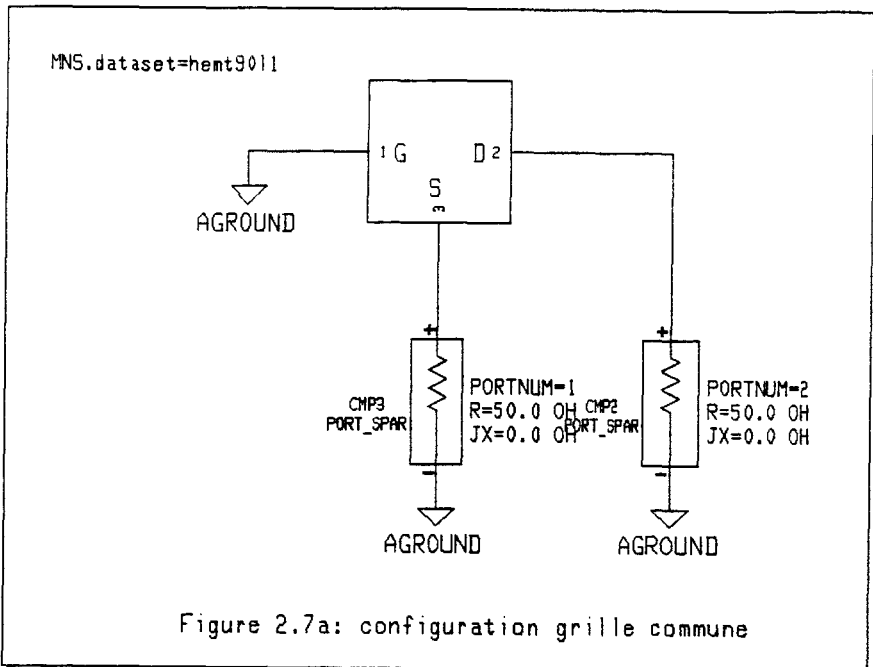
La fréquence maximale d'utilisation du transistor en oscillateur est généralement définie par :

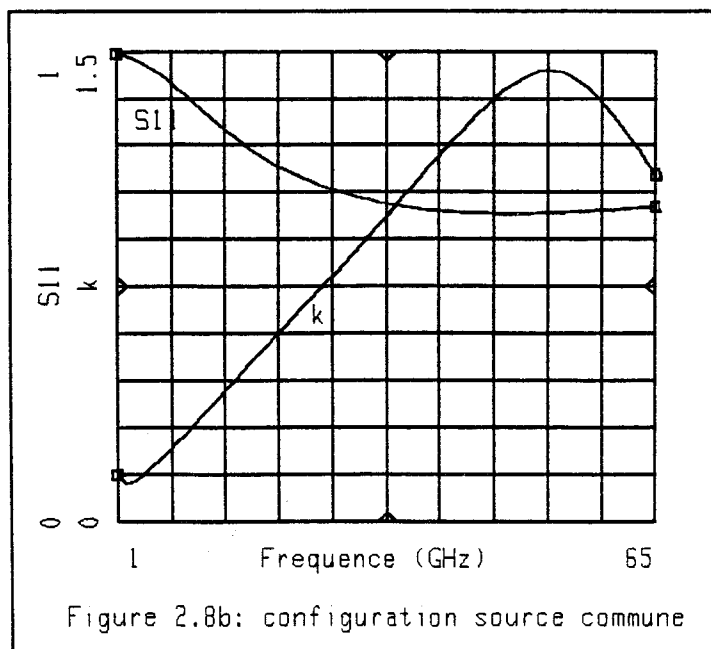
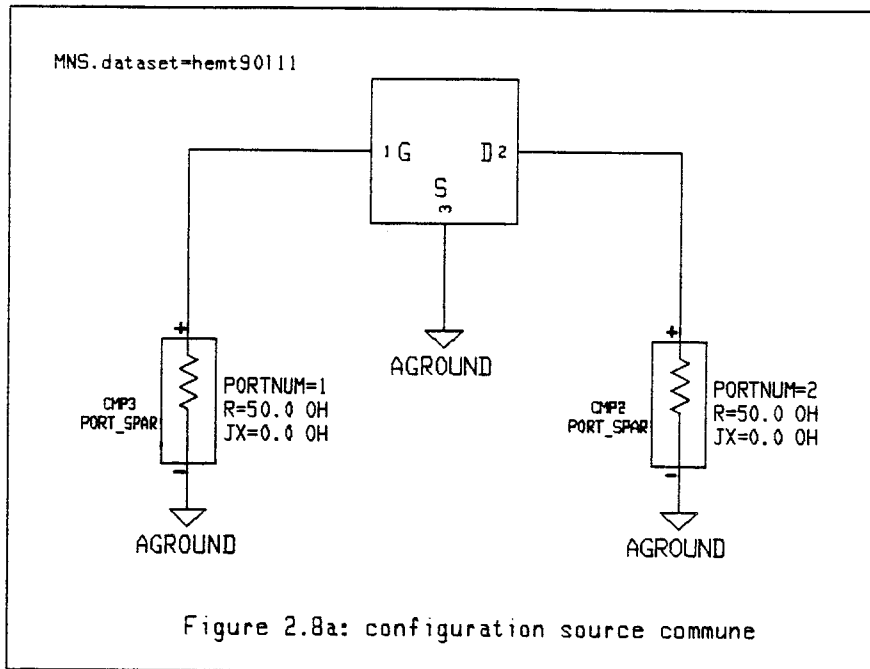
$$f_{\max} = \frac{f_c}{\left(4g_d(R_s + R_i + R_g + \frac{\omega_c L_s}{2}) + 2\omega_c C_{gd}(R_i + R_s + 2R_g + \omega_c L_s)\right)^{\frac{1}{2}}}$$

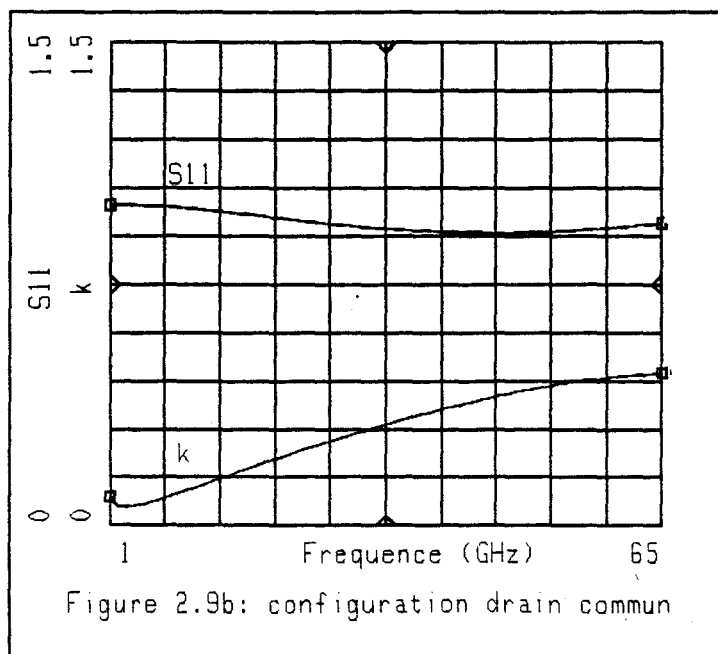
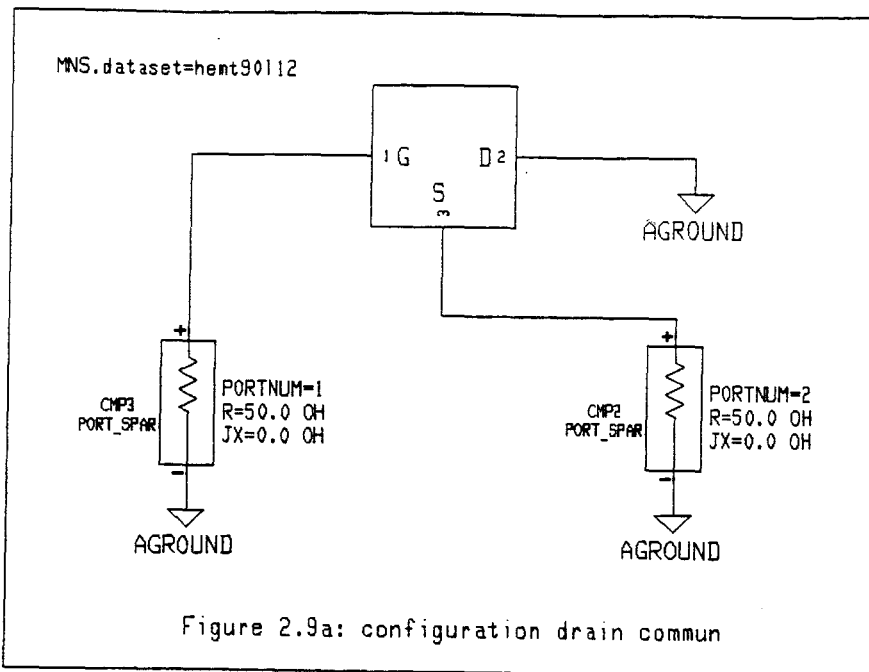
Le tableau 2 ci-dessous nous montre les valeurs de ces fréquences de coupures du transistor HEMT $0.25\ \mu\text{m} \times 15\ \mu\text{m}$ pour différents points de polarisation de la tension grille-source (V_{gs}) pour une tension V_{ds} fixée à 3 V.

Tableau 2:

V_{gs}	0.2	0	-0.2	-0.4	-0.6	-0.8	-1	-1.2
f_c (GHz)	46	51	53	50	44	34	15	2
f_t (GHz)	37	40	41	38	34	24	10	1.3
f_{\max} (GHz)	132	138	140	135	129	120	93	31







Le maximum de la fréquence de coupure se situe entre $V_{gs} = 0V$ et $-0.2 V$ avec une chute brutale au voisinage du pincement.

2.2.2 Choix de la configuration du quadripôle

Outre le choix de polarisation se pose le problème de la configuration à retenir : grille commune, source commune ou drain commun.

Selon que le transistor est monté en configuration grille commune, source commune ou drain commun, il pourra être plus ou moins stable. Pour illustrer ce problème de stabilité nous représentons l'évolution de la stabilité pour chacune des configurations.

Pour ces simulations, le transistor a été représenté par son schéma équivalent petit signal et le point de polarisation retenu est $V_{gs} = 0V$ pour $V_{ds} = 3 V$. Les résultats montrent que le transistor est plus instable en configuration grille commune avec $k(\omega) < 1$; autour de 60 GHz, on a $k(\omega) \approx 0$.

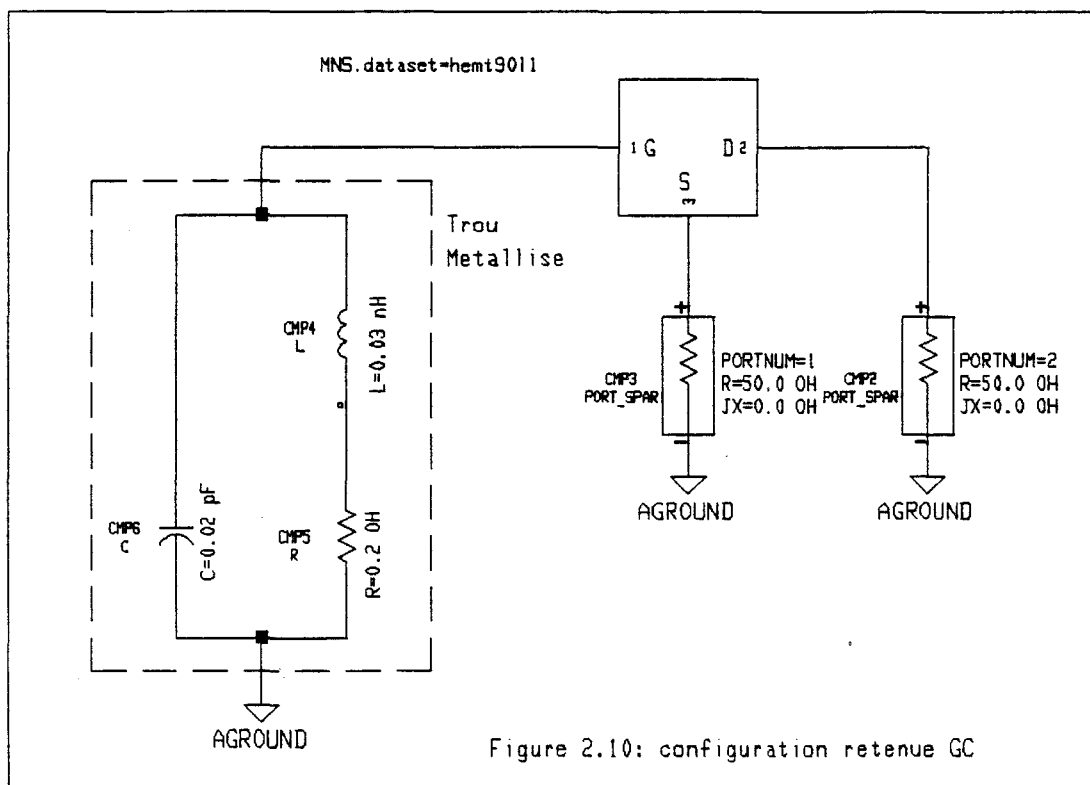
C'est cette configuration qui sera retenue pour la conception et la réalisation de l'oscillateur. De plus, elle présente l'avantage de minimiser le bruit en $1/f$ car en mettant la grille à la masse, on court-circuite partiellement le générateur de bruit équivalent [15]; et est adapté à un fonctionnement large bande (accordabilité).

Pour la configuration source commune $k(\omega)$, croît avec la fréquence et est supérieur à 1 sur une bande très large avec un maximum autour de 53 GHz. Stable, cette configuration est la mieux adaptée pour la conception de l'amplificateur.

La configuration drain commun présente un facteur de stabilité qui croît avec la fréquence mais qui reste très inférieur à 1; $k(\omega) < 0.5$ sur la bande 1-65 GHz. L'utilisation de cette configuration aux alentours de 60 GHz posera le problème du risque d'oscillation parasite notamment aux fréquences faibles.

2.2.3 Conception du circuit de l'oscillateur

Le circuit de l'oscillateur monolithique est conçu sur un substrat semi-isolant GaAs en utilisant des lignes microrubans plus faciles à mettre en oeuvre dans un premier temps que des guides coplanaires. La conception assistée par ordinateur tant linéaire que non linéaire a été basée sur l'utilisation des logiciels TOUCHSTONE (EESOF) puis MDS (HP). Conformément à l'étude précédente, nous avons choisi la configuration grille commune pour réaliser l'oscillateur 60 GHz. Ce montage illustré figure 2.10 nécessite la mise à la masse de la grille par l'intermédiaire d'un trou métallisé dont le schéma équivalent est donné sur la figure 2.10.



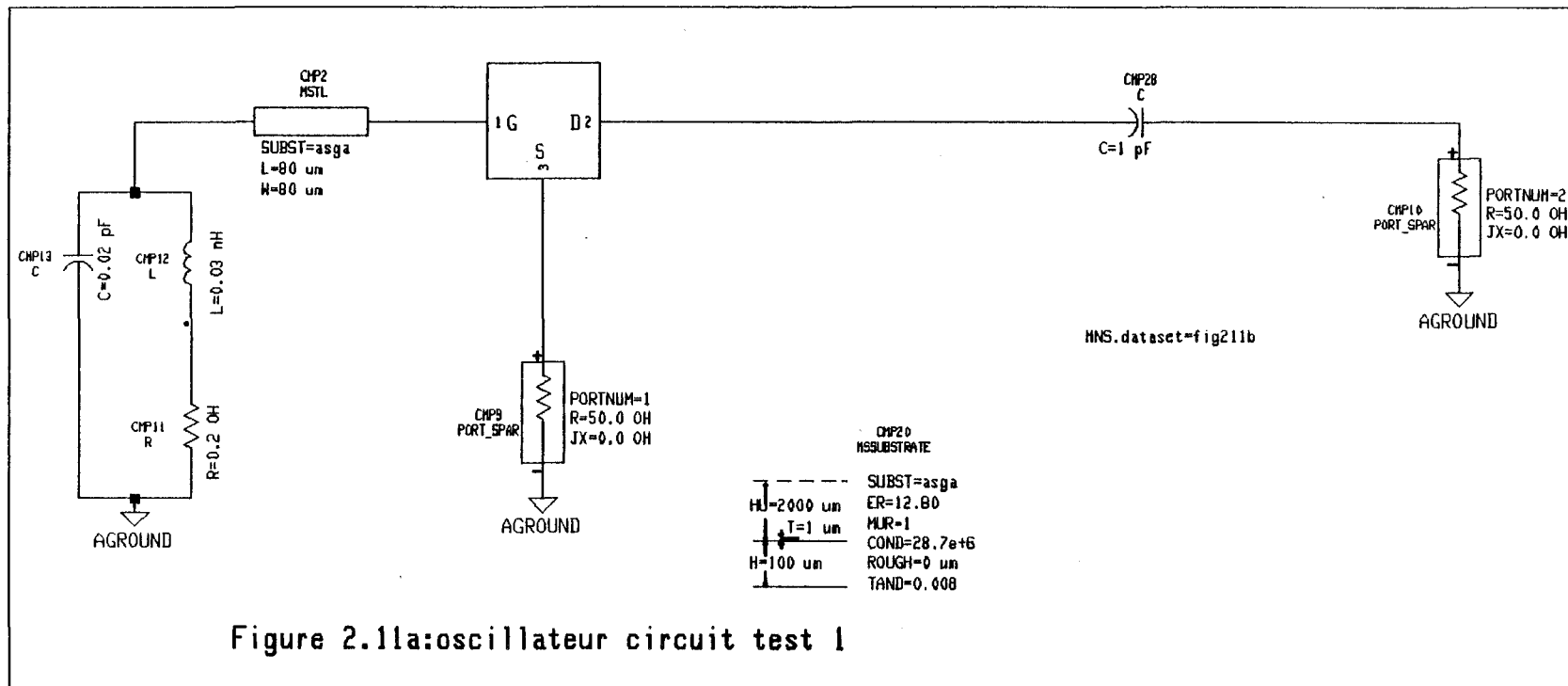
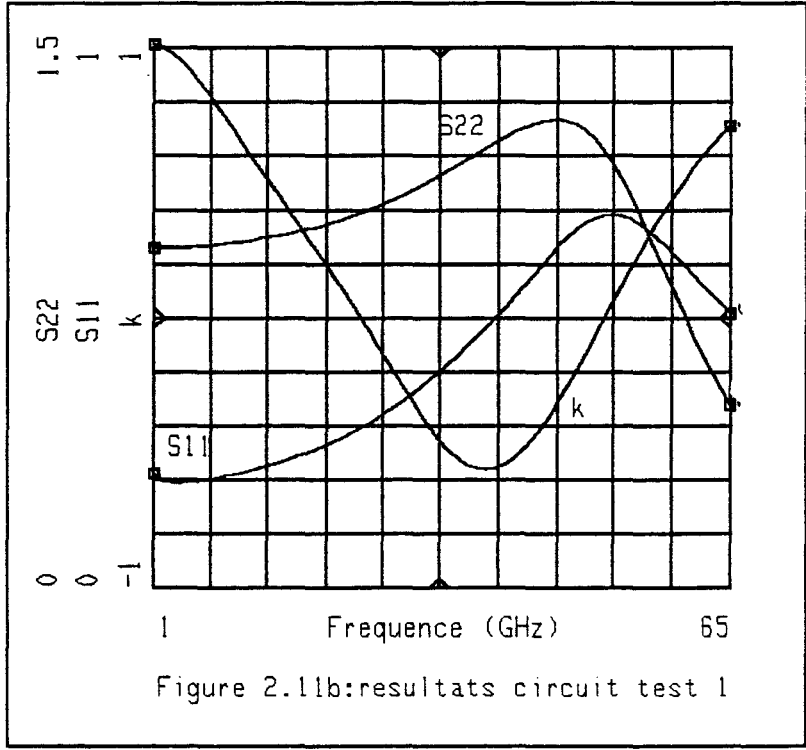


Figure 2.11a:oscillateur circuit test 1



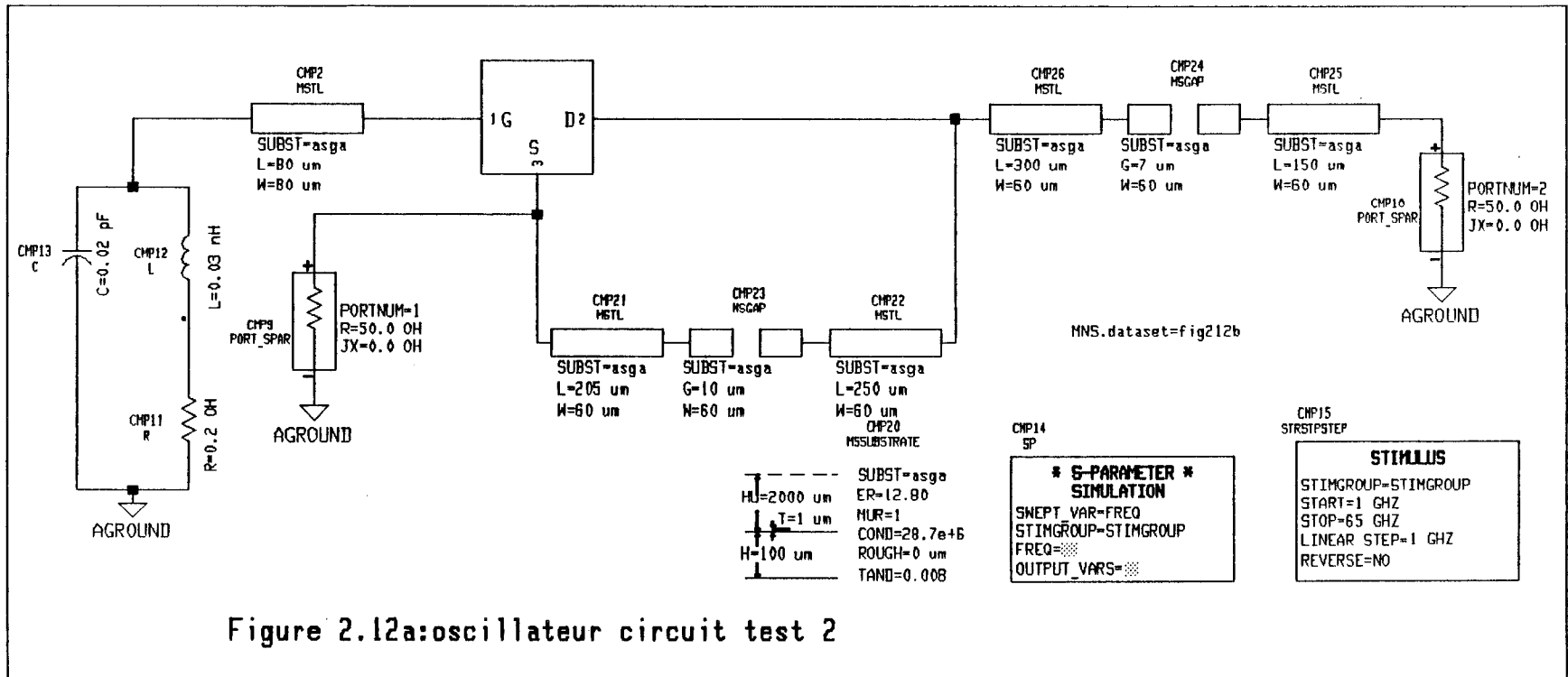
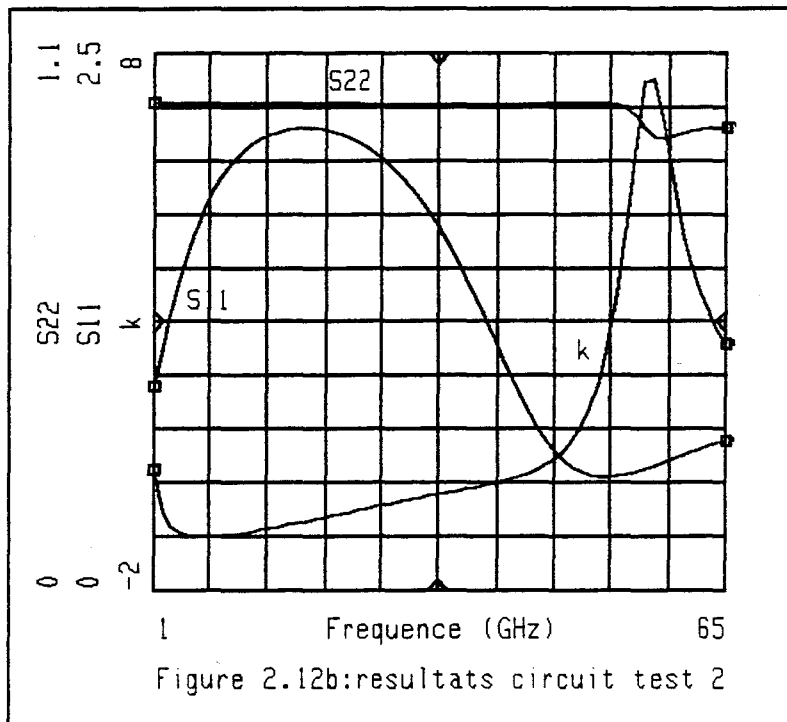


Figure 2.12a:oscillateur circuit test 2



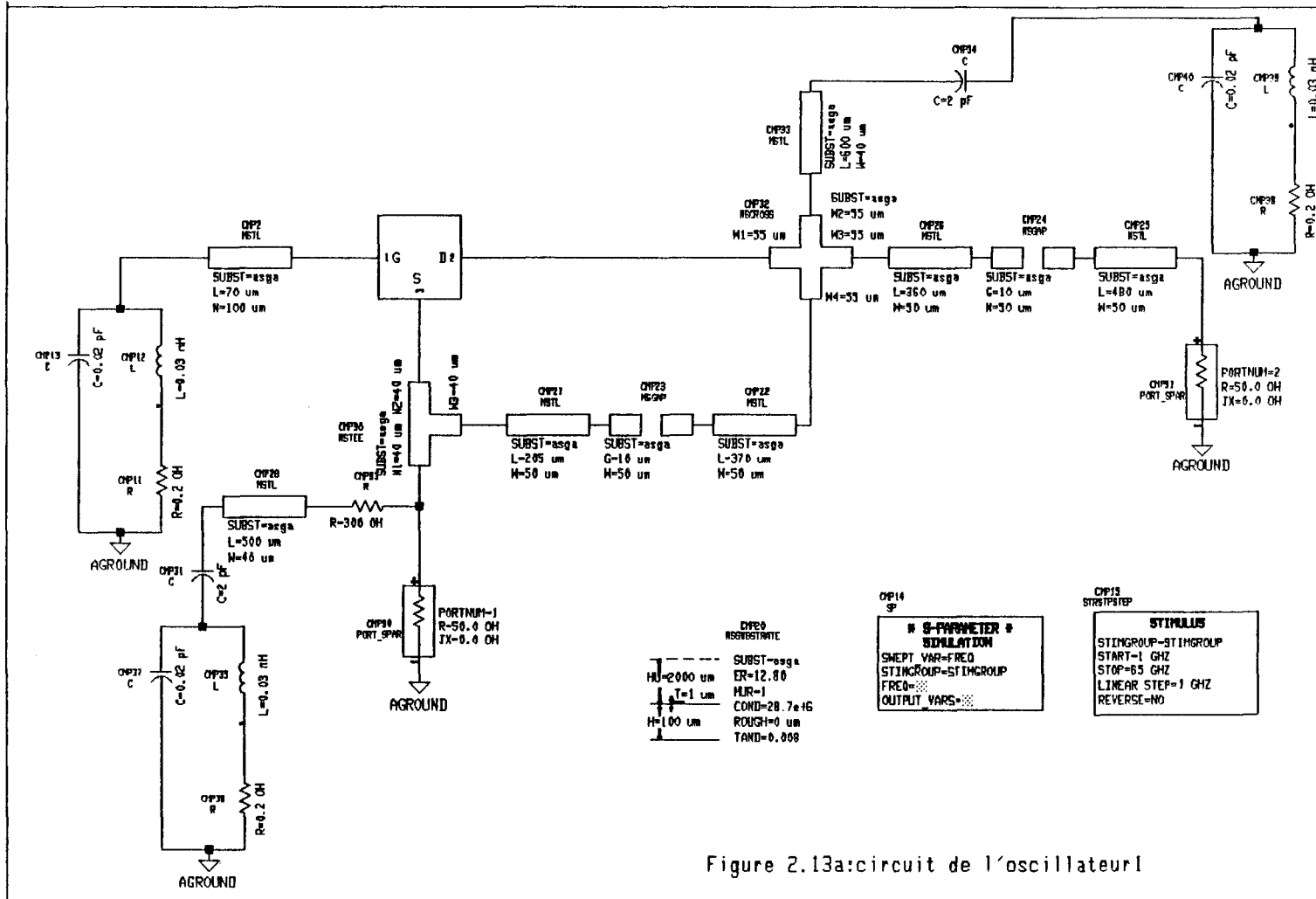


Figure 2.13a: circuit de l'oscillateur I

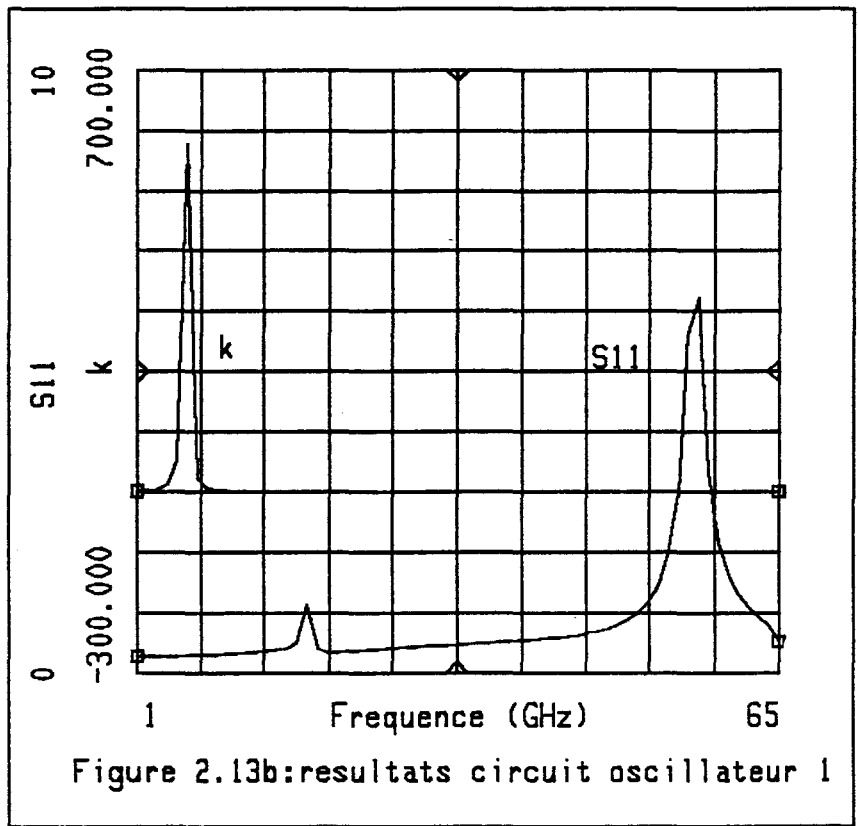


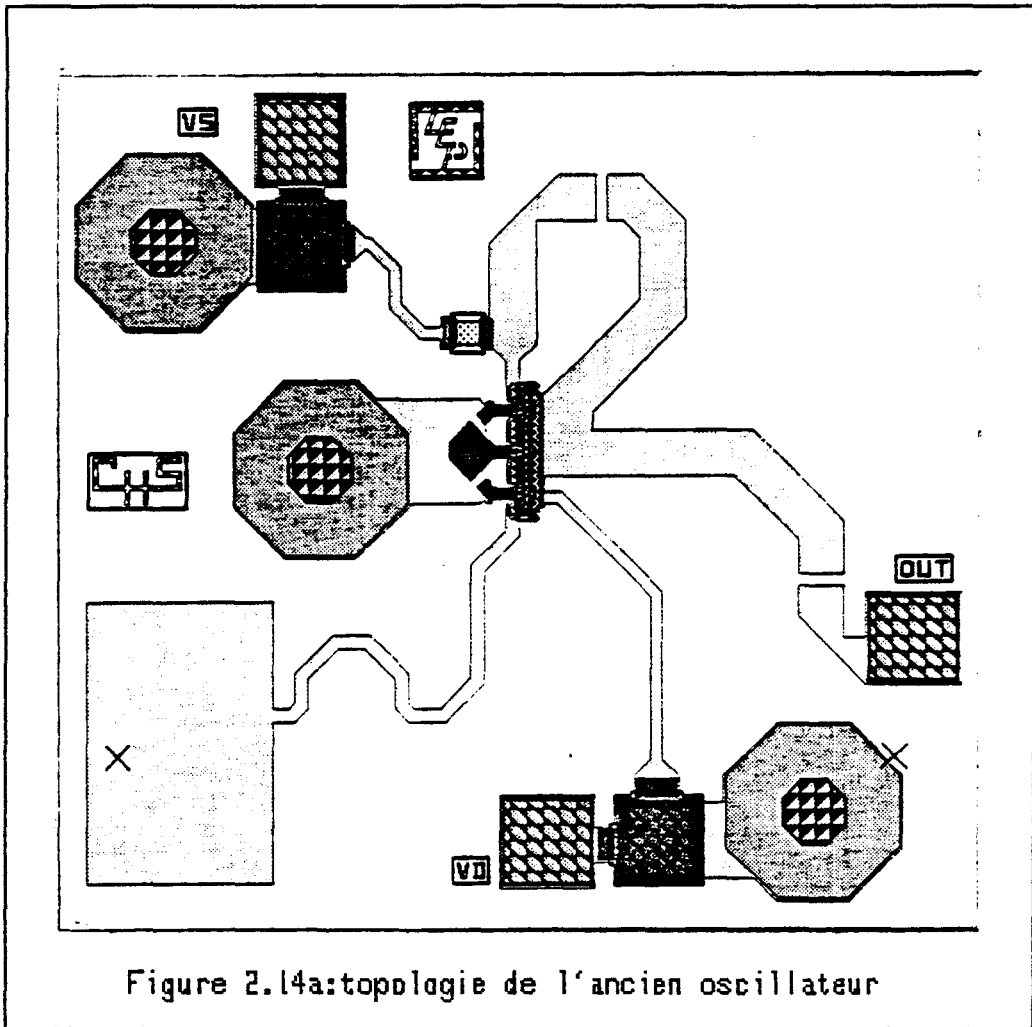
Figure 2.13b: resultats circuit oscilateur 1

Pour cette configuration simple où le transistor est fermé sur des charges non réfléchissantes sur les électrodes de drain et de source, ce dernier ne présente pas un module de coefficient de réflexion supérieur à l'unité ni à l'entrée ni à la sortie. Pour augmenter le module de ces coefficients de réflexion, nous avons classiquement introduit une légère inductance dans le circuit de grille réalisé à l'aide d'une courte portion d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 50 Ohms comme illustrée figure 2.11a. Or la figure 2.11b montre qu'il n'est pas possible avec cette seule technique de faire apparaître une résistance négative à l'entrée ou à la sortie au voisinage de 60 GHz. Dans cette configuration, le transistor ne présente qu'une faible résistance négative en sortie au voisinage de f_c (53 GHz).

Pour faire apparaître une résistance négative au niveau de l'électrode de source sur la plage fréquentielle 55-60 GHz qui nous intéresse, il convient donc de compliquer quelque peu ce circuit de base. Nous avons tout d'abord essayé d'introduire une réaction drain-source susceptible de créer une résistance négative au niveau de l'électrode de source tout en limitant le gain aux basses fréquences pour éviter des risques d'oscillations à ces fréquences. Le découplage des composantes continues entre le drain et la source est réalisé par un gap comme illustré figure 2.12a. De même la sortie est isolée de la composante continue de drain par interruption fine (gap) de la ligne de sortie. Les premières simulations linéaires ont montré que la résistance de contre réaction devrait être nulle pour obtenir une résistance négative à l'entrée du système au voisinage de 60 GHz. Ceci est essentiellement dû au fait que pour limiter l'encombrement du circuit la ligne de contre réaction drain source (donc l'inductance de contre réaction) devrait rester assez faible. En conséquence, vu la faible valeur du gain du transistor à 60 GHz, tout effet résistif introduit dans la boucle dégrade considérablement les performances de ce dernier. Le circuit hyperfréquence sensiblement optimal obtenu avec cette topologie est illustré figure 2.13a et les paramètres linéaires représentatifs sont donnés figure 2.13b.

Il apparaît bien une résistance négative au niveau de la source de 55 à 60 GHz mais on peut constater des risques d'instabilité à très basses fréquences. Le coefficient de réflexion de sortie présente une valeur sensiblement constante et proche de l'unité, ce qui peut surprendre mais qui s'explique par la faible valeur de la capacité de découplage de la ligne de drain ($\text{gap } |Z| = \frac{1}{C\omega} \gg 1$) Sur cette base, les premiers dessins du circuit complet ont été réalisés et sont présentés figure 2.14a.

La condition d'oscillation stable est obtenue par l'introduction d'une ligne de source composée d'une fraction de ligne haute impédance en circuit ouvert. Les circuits de polarisation sont réalisés conformément à la figure 2.13 et le découplage des alimentations assuré par des condensateurs de 2 pf reliés à la masse par des trous métallisés. Si les simulations linéaires laissaient prévoir des oscillations dans la bande de fréquence désirée les simulations non linéaires ont fait apparaître un



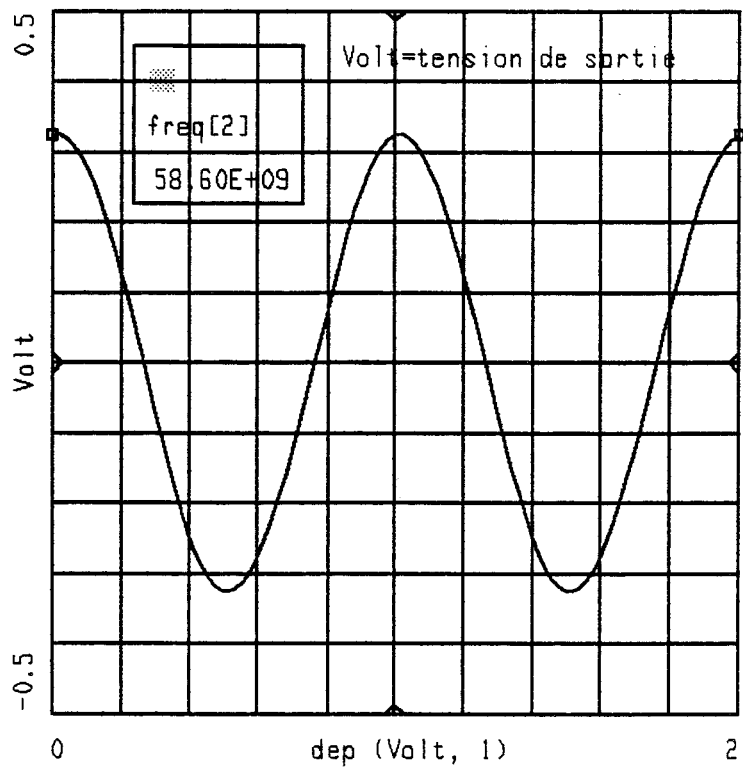


Figure 2.14 b : tension de sortie de l'oscillateur

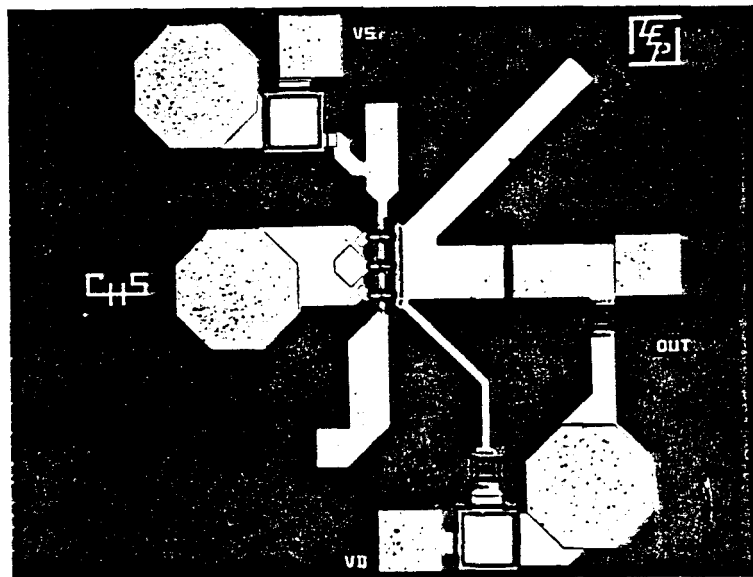


Figure 2.15: topologie du nouveau oscillateur

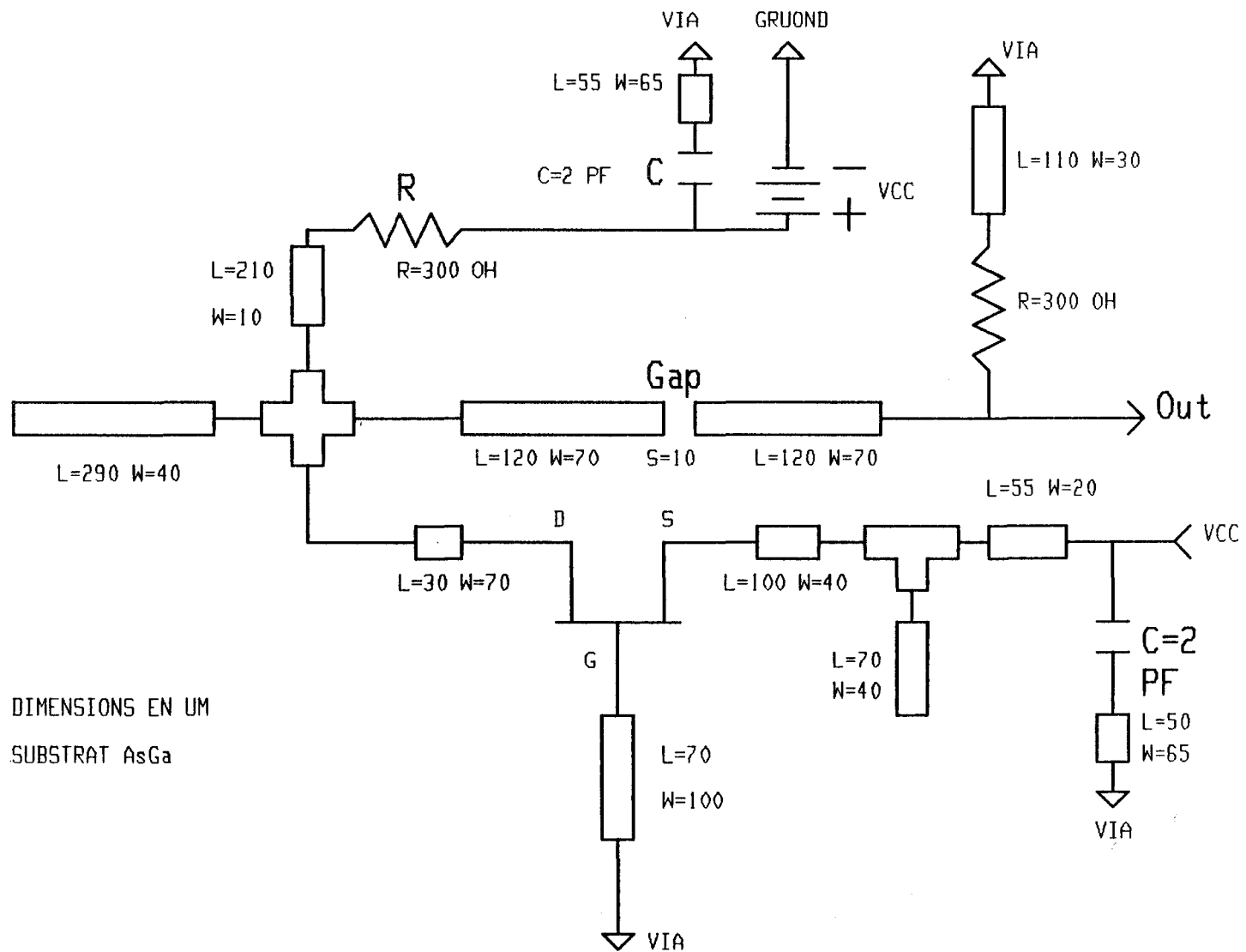


Figure 2.16a:schéma de base oscillateur2

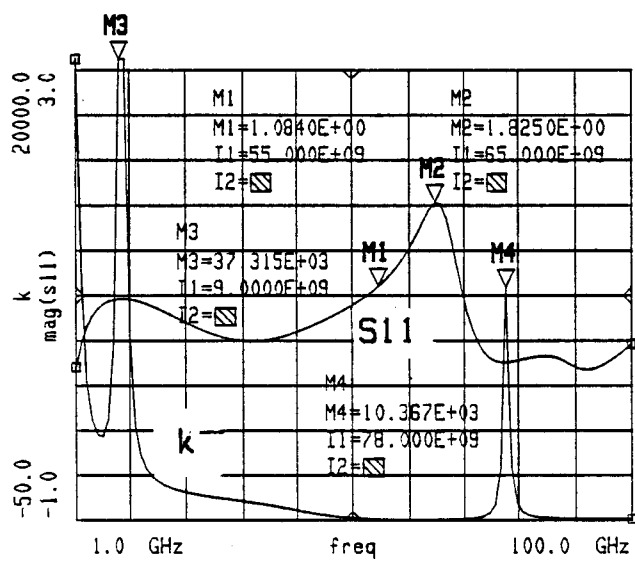


Figure 2.16b: coefficients $s_{11}(\omega)$ et $k(\omega)$

problème lié à la localisation de la résistance de polarisation de forte valeur dans la source interdisant l'obtention d'un point de fonctionnement correct.

Pour résoudre le problème nous avons donc tout simplement supprimé la résistance dans le circuit de source et nous l'avons introduit dans le circuit de drain.

En supprimant ainsi la résistance de source la simulation non linéaire donne une fréquence d'oscillation au voisinage de 60 GHz avec un niveau de puissance de l'ordre 0 dbm comme illustré figure 2.14b.

Pour limiter l'encombrement de la ligne d'accord de source nous avons ouvert la boucle de contre réaction qui se retrouve donc transformée en deux stubs l'un sur le drain l'autre sur la source comme illustré figure 2.15.

Le stub en circuit ouvert introduit ainsi dans le circuit de drain présente une longueur d'environ 300 μm correspondant sensiblement au quart de la longueur d'onde à une fréquence voisine de 80 GHz.

De plus cette nouvelle topologie faisant apparaître un risque d'instabilité en bande X au voisinage de 9 GHz Nous avons introduit une résistance supplémentaire de 300 Ω en parallèle sur la ligne de drain de façon à faire chuter le gain en dessous de 30 GHz.

Le schéma dans son ensemble a été réétudié et les éléments du circuit optimisés pour satisfaire aux conditions de fonctionnement.

Le schéma fonctionnel du montage utilisé pour la CAO est illustré figure 2.16a.

Les évolutions du facteur de stabilité k et du module de coefficient de réflexion S'_{11} sont présentés figure 2.16b.

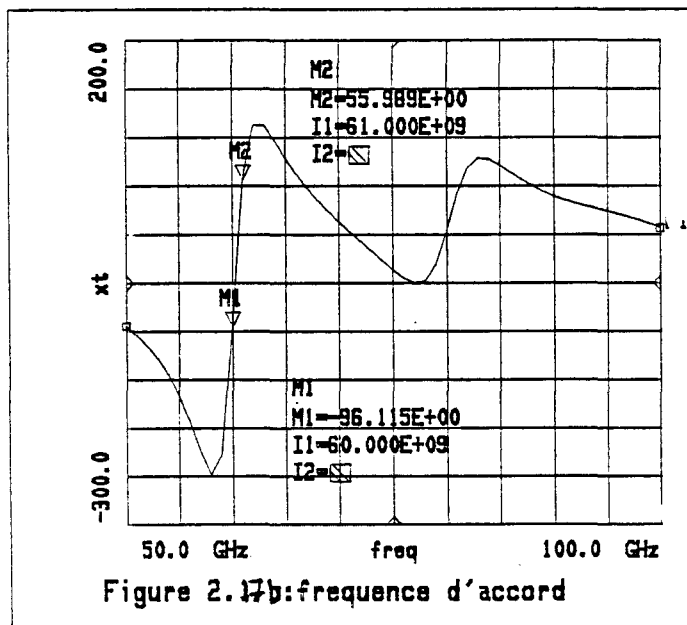
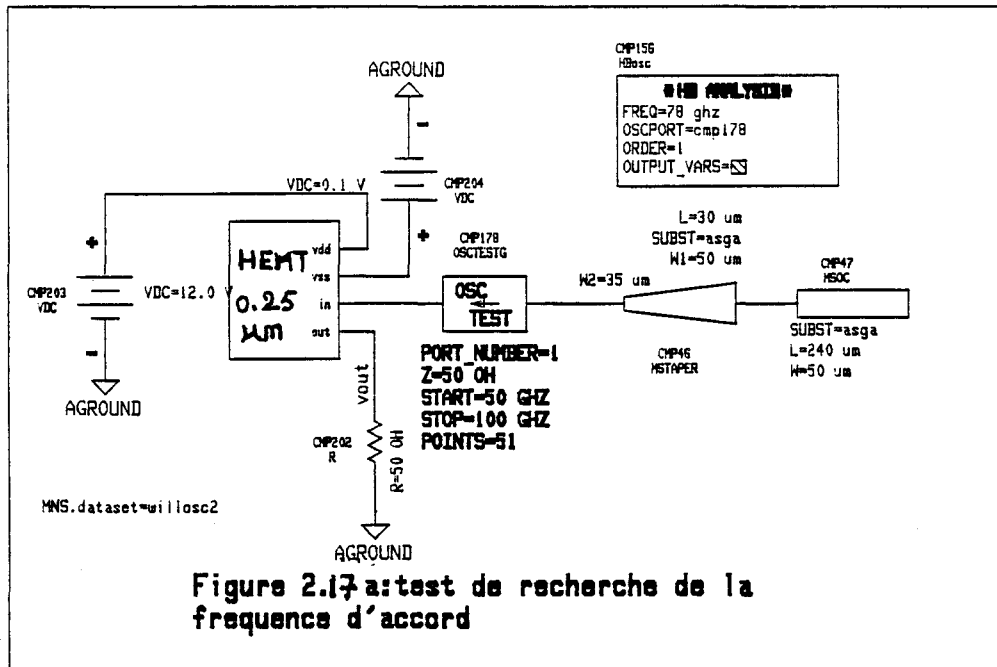
On peut constater l'existence d'une résistance négative sur la plage fréquentielle 50 à 66 GHz.

Signalons cependant le pic présenté par le facteur de stabilité k au voisinage 78 GHz, fréquence qui nous posera quelques soucis par la suite. Cependant à cette fréquence k est positif et donc à priori le dispositif est inconditionnellement stable.

2.3 Etude non linéaire de l'oscillateur

Après l'approche linéaire du circuit nous avons mené une analyse non linéaire de l'oscillateur en utilisant le modèle non linéaire du transistor présenté dans le logiciel MDS-HP

Les principaux résultats de cette analyse sont les suivants :



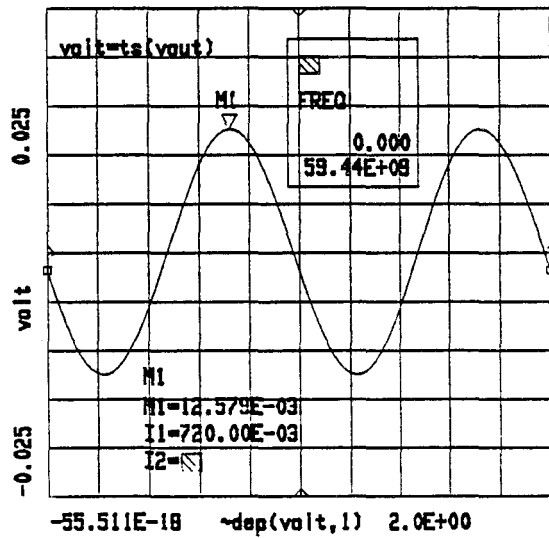


Figure 2.18: tension de sortie de l'oscillateur

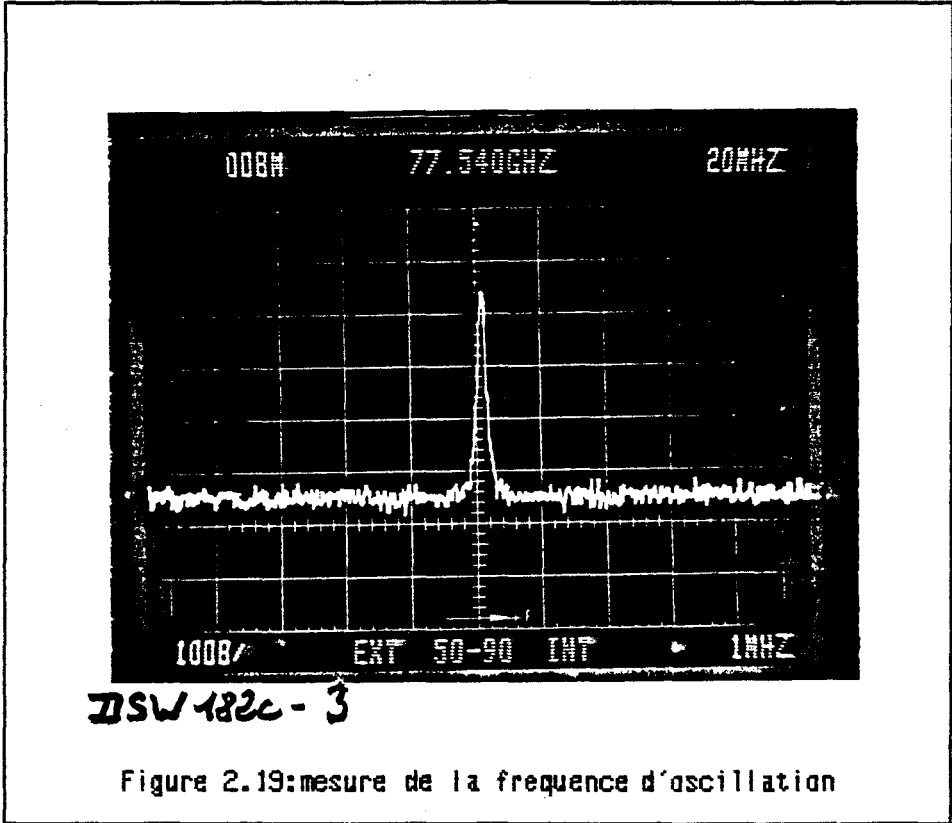
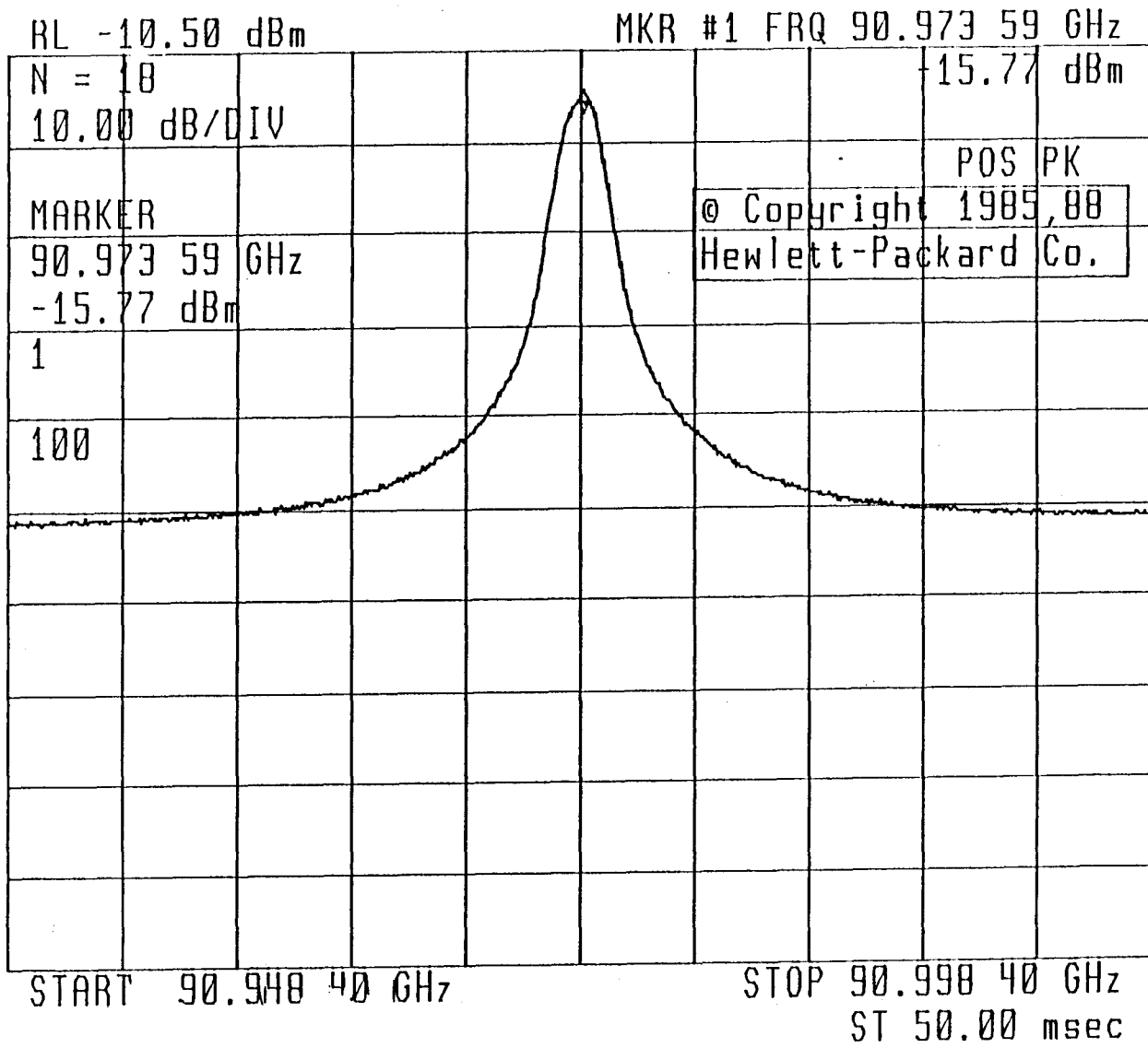


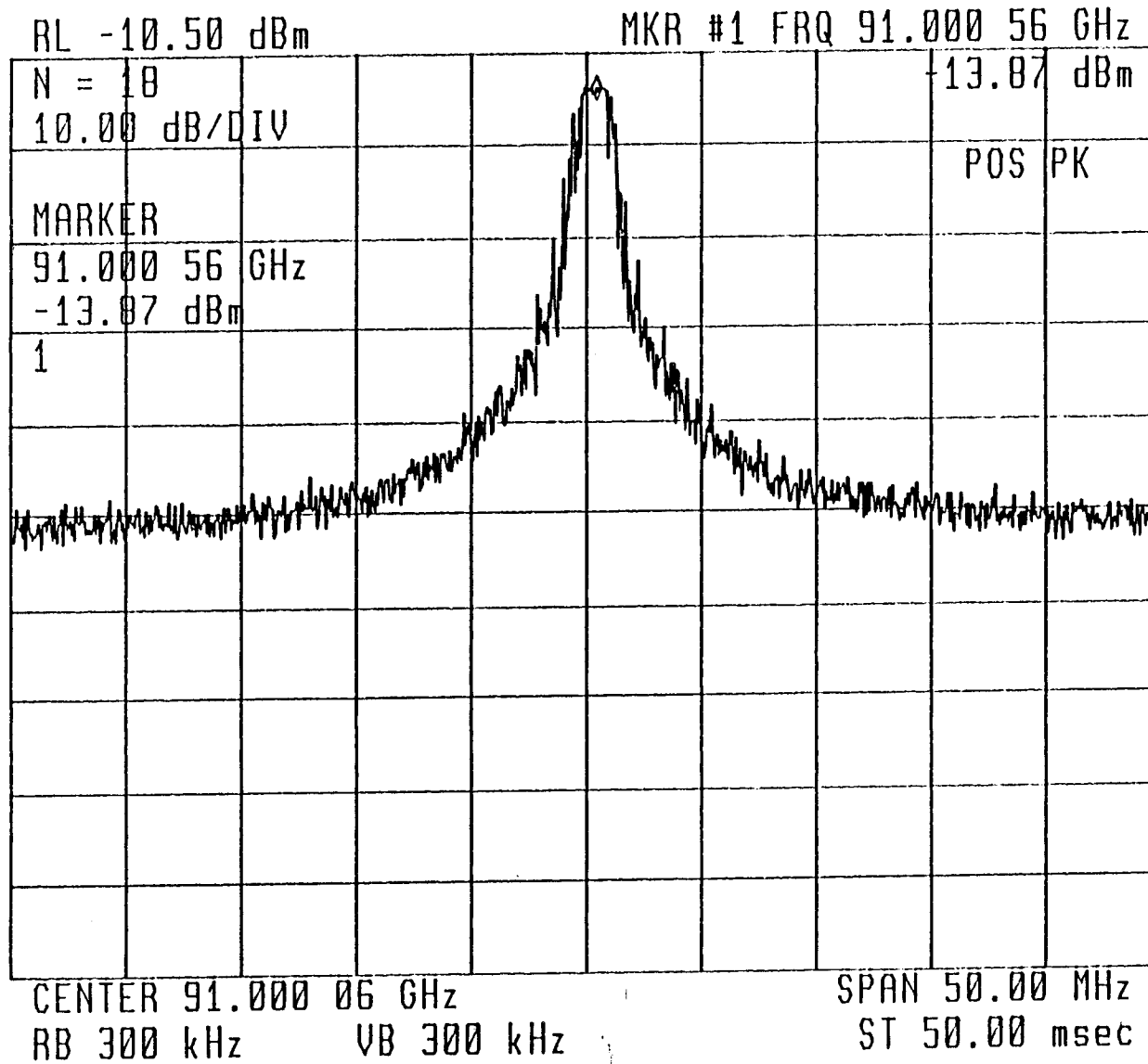
Figure 2.19: mesure de la frequence d'oscillation

Figure 2.20



$V_{GS} = 0$
 $V_{DS} = 4.4V$

Figure 2.21



$V_{GS} = 0$
 $V_{DS} = 4,8^V$

L'oscillateur accroche bien au voisinage de 60 GHz comme illustré figures 2.17 a et b.

La forme d'onde de la tension de sortie est présentée figure 2.18 pour une tension de polarisation drain-source 3 V et une tension grille source de 0 V.

Le facteur d'amortissement γ est suffisamment faible pour assurer une forme d'onde quasi-sinusoidale. Cependant le niveau de puissance est assez faible de l'ordre de -28 dbm ceci est dû principalement à une mauvaise optimisation de la ligne de drain. En effet le découplage continu de l'électrode de drain est obtenu par un "gap" de largeur 10 μm imposé par des contraintes technologiques. Or cette dimension de fente conduit à une valeur de capacité très faible à 60 GHz comme déjà mentionnée figure 2.14 ce qui augmente le coefficient de qualité externe du circuit.

2.4 Réalisation de l'oscillateur et résultats expérimentaux

L'oscillateur à HEMT 0.25 μm a été réalisé par PML conformément au masque décrit figure 2.15.

Le circuit monolithique de l'oscillateur a été ensuite reporté de façon hybride dans une cellule de test.

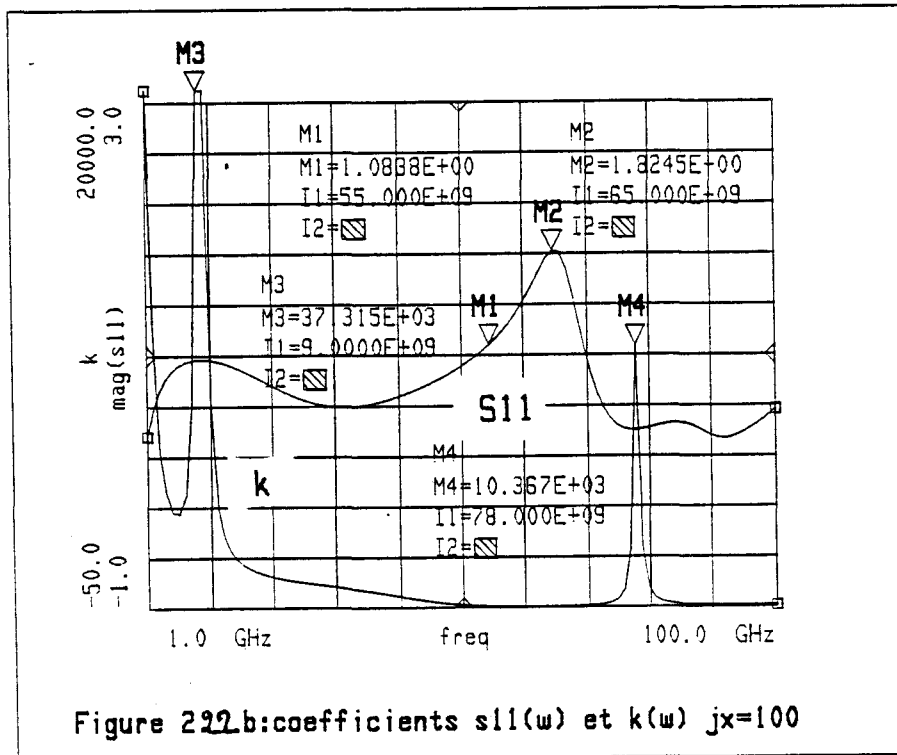
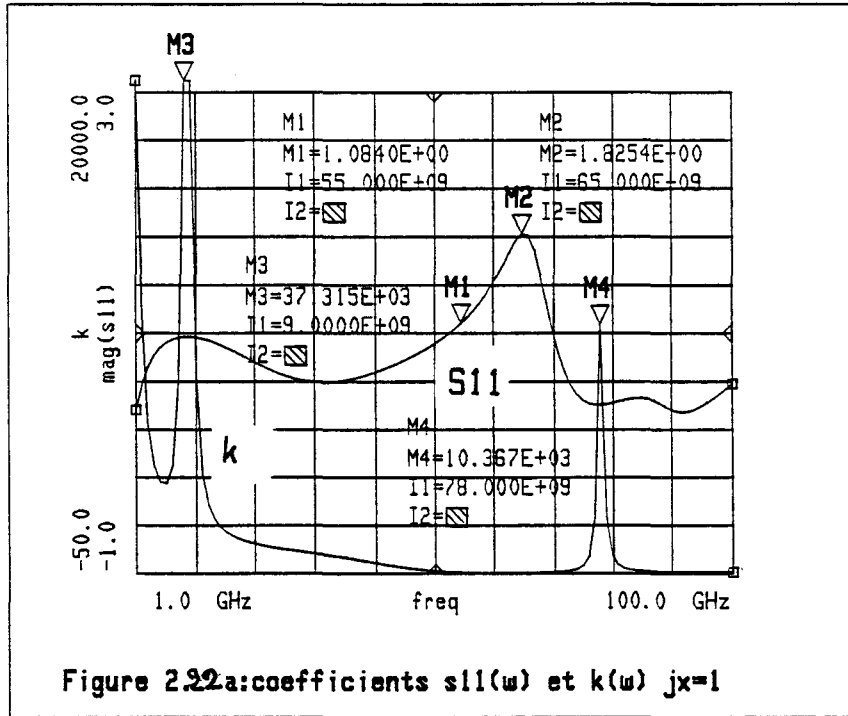
Ce support de test utilise les lignes microrubans gravées sur un substrat diélectrique de faible permittivité $\epsilon_r = 2.2$ et de hauteur égale à 127 μm . Ces lignes sont ensuite couplées à un guide d'onde rectangulaire par le biais de transition ligne microruban-guide d'onde utilisant une section de guide en U.

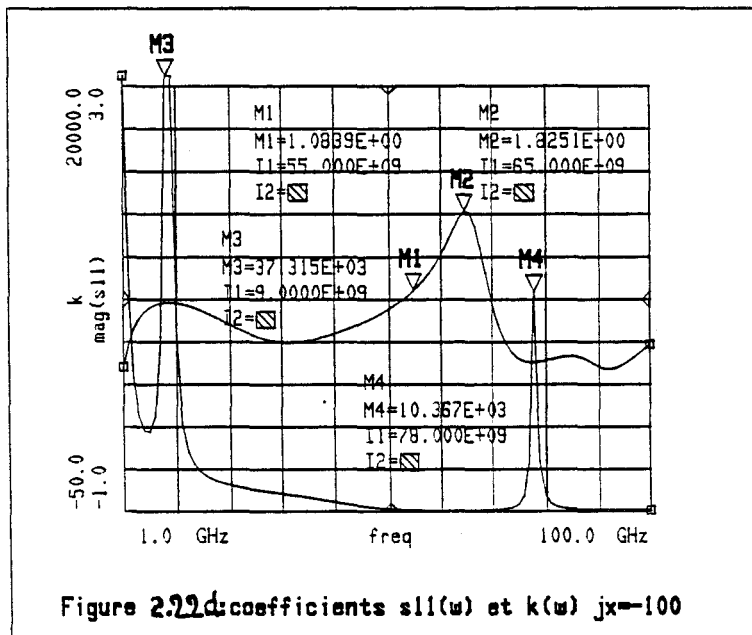
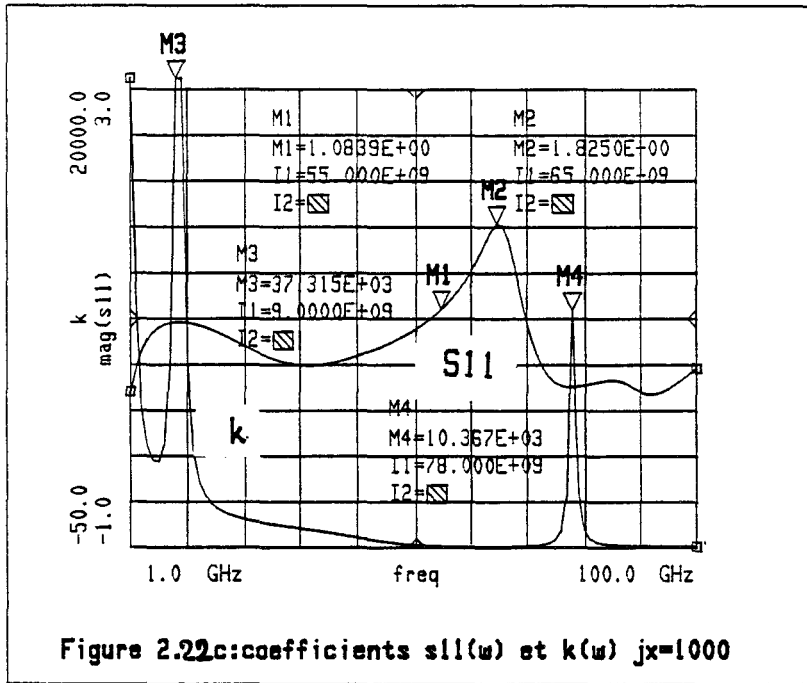
Les premiers résultats obtenus se sont avérés assez différents des prédictions théoriques. En effet l'oscillateur fonctionne au voisinage de 78 GHz avec un niveau de puissance de -15 dbm, pour le point de polarisation précédemment défini ($V_{ds} = 3\text{V}$, $V_{gs} = 0\text{V}$). Le spectre de l'oscillateur est présenté figure 2.19.

Pour mieux comprendre le fonctionnement du dispositif nous avons essayé de faire varier la fréquence d'oscillation en ajustant la longueur des stubs d'accord sur le drain et la source. Il est apparu impossible d'abaisser la fréquence d'oscillation mais par contre le dispositif présentait une bande mécanique d'accord fréquentiel très large de 77 à 92 GHz comme illustré figure 2.20.

Par ailleurs ce comportement s'est avéré identique pour les mêmes circuits utilisant soit des HEMTs conventionnels 0.25 μm soit des HEMTs pseudomorphiques 0.25 μm et 0.2 μm .

De plus le niveau de puissance de l'oscillateur augmente rapidement avec la tension V_{ds} comme illustré figure 2.21.





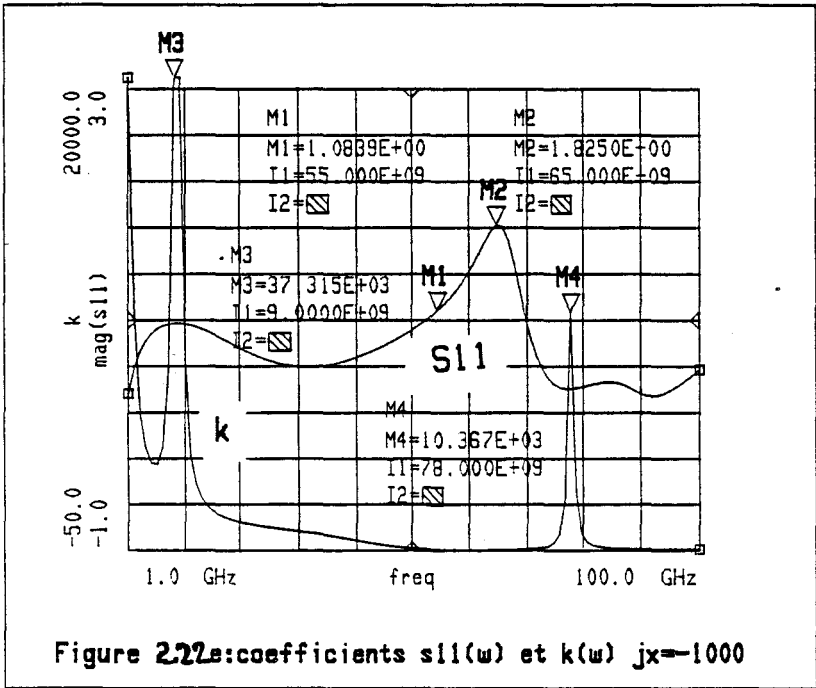


Figure 222a: coefficients s11(w) et k(w) jx=-1000

2.5 Essai d'explication

Une longue recherche a été menée pour tenter d'apporter une solution ou une explication au problème posé : décalage de la fréquence d'oscillation de 20 GHz par rapport aux prévisions théoriques.

Pour cela nous introduisons dans le logiciel de simulation MDS le circuit tel qu'il a été réalisé par le LEP en respectant les dimensions de fonderie.

2.5.1 Problème d'oscillation harmonique

Pour analyser le problème d'une possible oscillation harmonique au voisinage de 40 GHz, nous remplaçons à la sortie de l'oscillateur la charge 50Ω par une charge purement réactive (jX) et nous regardons les coefficients de stabilité $k(\omega)$ et de réflexion à l'entrée du circuit $S'_{11}(\omega)$. Ces résultats ont été représentés dans la bande 1-100 GHz comme illustrés figures 2.22. Nous constatons que $k(\omega) > 1$ pour des bandes de fréquences 1-55 GHz et au delà de 68 GHz; pas de risque d'oscillation au voisinage de 40 GHz.

2.5.2 Influence potentielle des trous métallisés.

Nous avons également procédé au test de l'influence des trous métallisés en regardant le coefficient de réflexion $S'_{11}(\omega)$ des deux entrées principales du circuit la source et la grille pour deux modèles différents de trous métallisés; le modèle LEP--PML et le modèle HP-MDS.

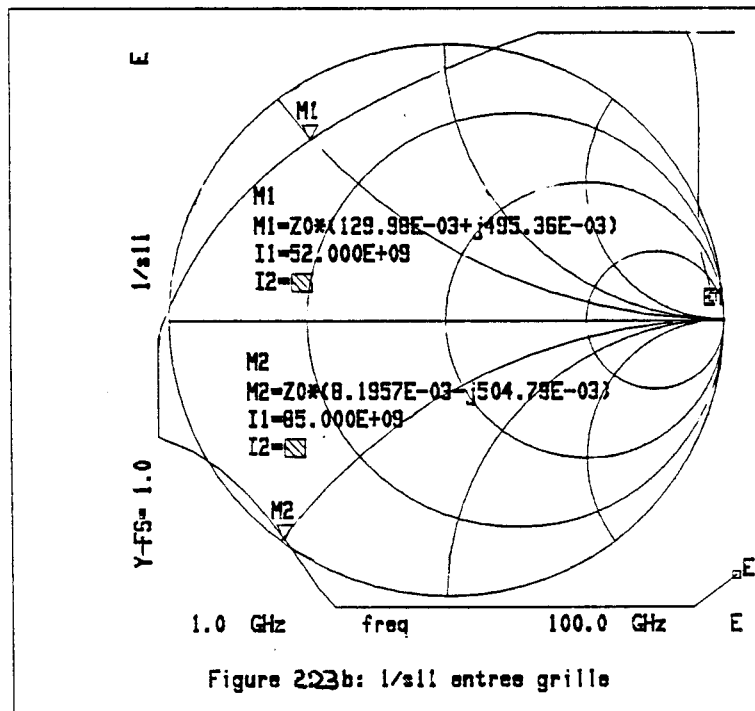
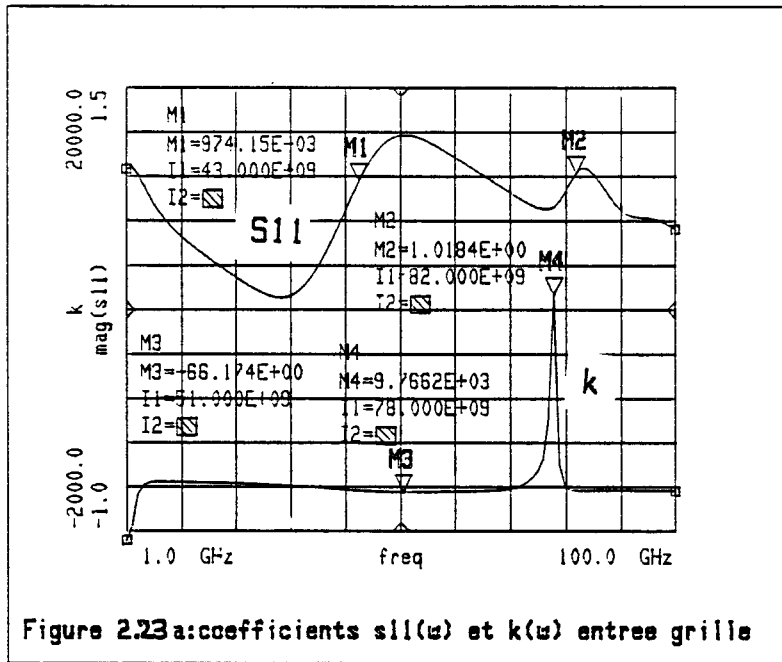
* Modèle LEP-PML.

Lorsque nous regardons du côté de l'entrée (source), le coefficient de réflexion $|S'_{11}|$ est supérieur à 1 sur la bande 53-70 GHz comme illustré sur figure 2.16b. lorsque nous considérons la grille comme entrée en enlevant le trou métallisé et en chargeant la source par le stub d'accord nous obtenons les résultats suivants : figures 2.23.

- $|S'_{11}| > 1$ sur la bande de fréquence 45-65 GHz avec un maximum de 1.2.

- $|S'_{11}| > 1$ sur la bande de fréquence 80-86 GHz avec un maximum de 1.05 à 84 GHz.

La représentation de $\frac{1}{S'_{11}}$ sur abaque de Smith est donnée par figure 2.23b; la zone à résistance négative de $|S'_{11}| > 1$ se trouve à l'intérieur de l'abaque. On peut observer que la condition de phase ($\Sigma X=0$) entre 80 et 86 GHz le trou métallisé considéré comme élément d'accord ne peut jamais être remplie donc pas de risque d'oscillation dans cette bande de fréquence.



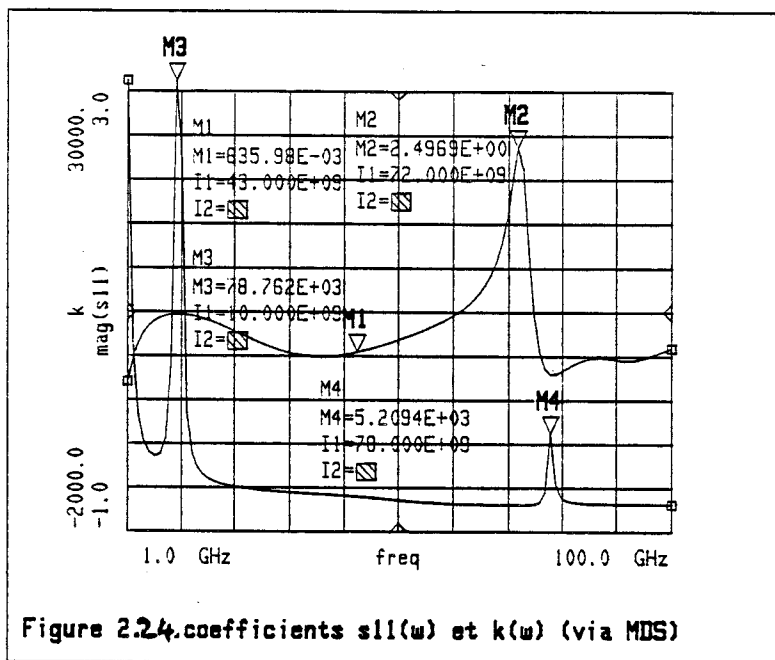


Figure 2.24. coefficients $s_{11}(\omega)$ et $k(\omega)$ (via MDS)

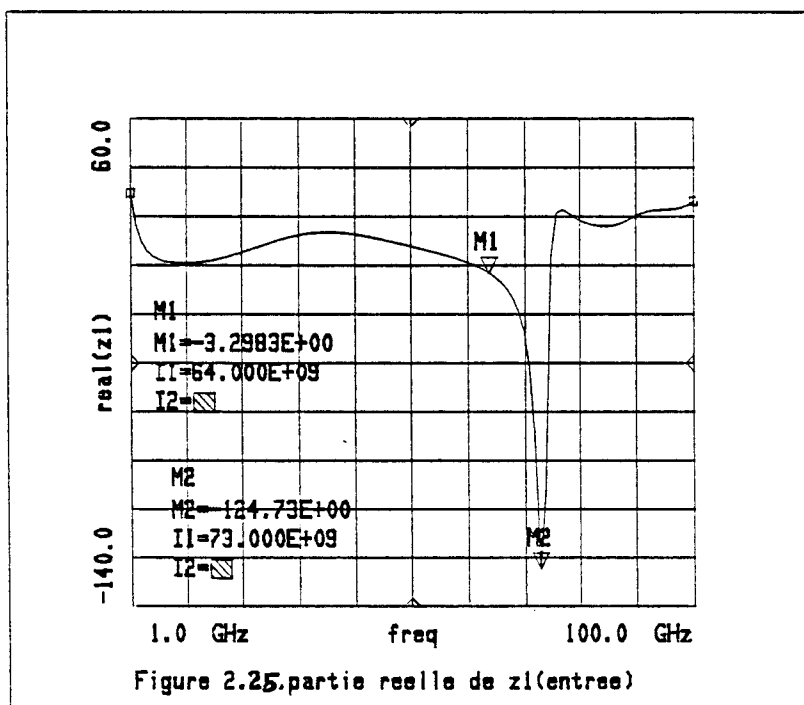


Figure 2.25. partie réelle de $z_l(\text{entree})$

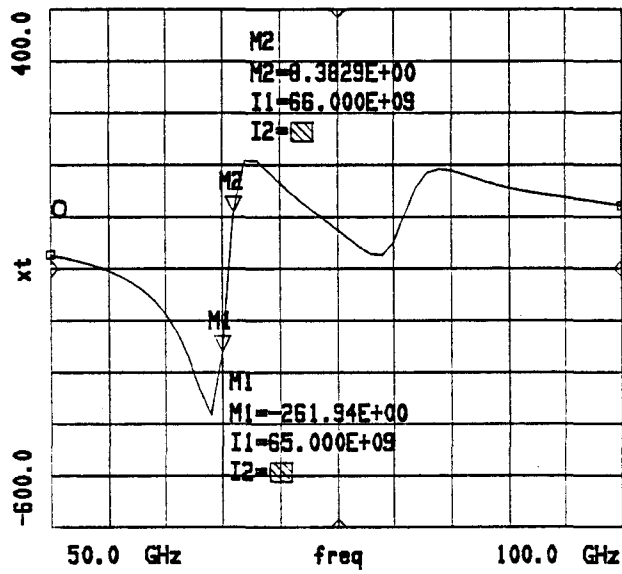
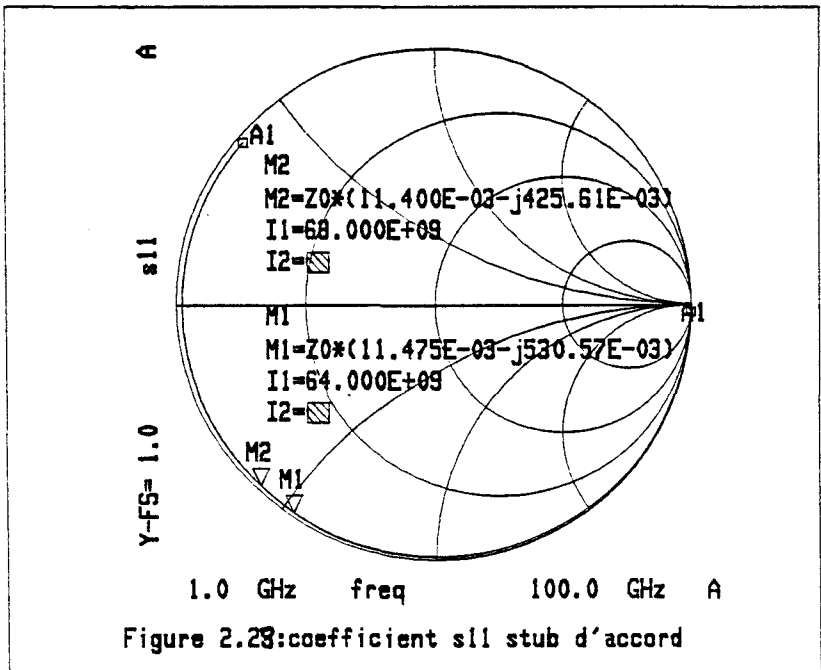
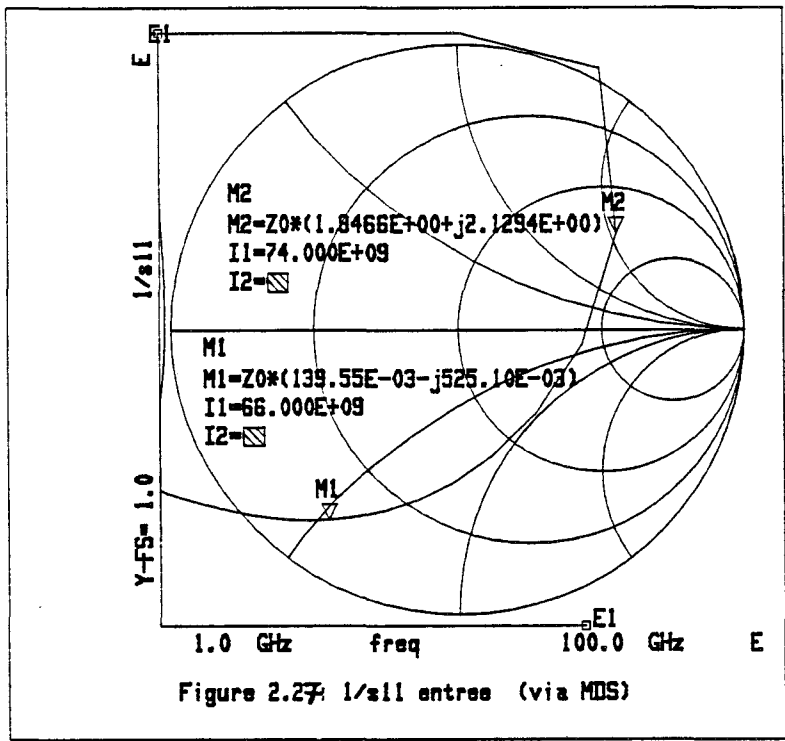


Figure 2.26:frequence d'accord



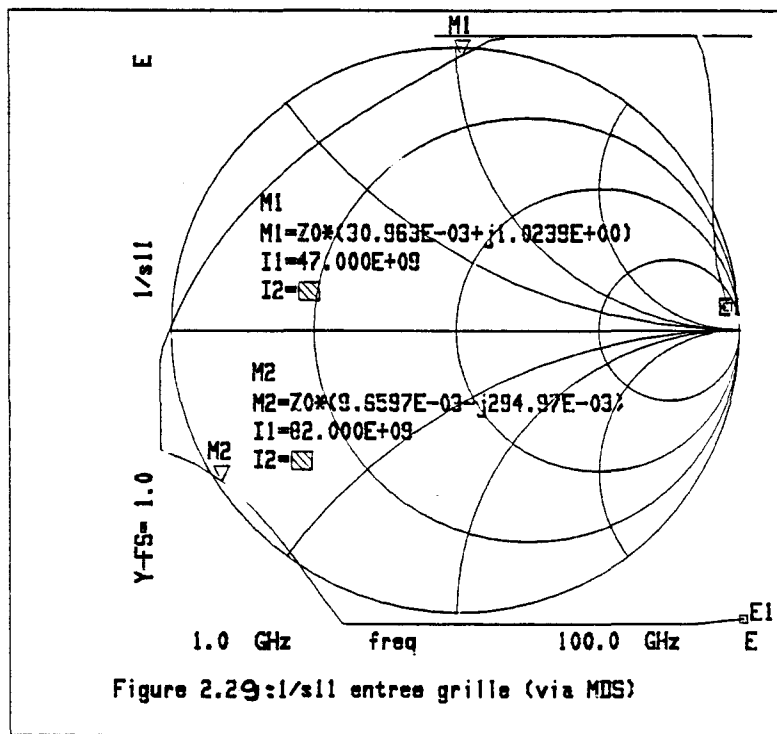


Figure 2.29: 1/s11 entree grille (via MDS)

* Modèle HP-MDS.

Nous remplaçons ensuite le modèle trou métallisé LEP-PML par le modèle HP-MDS en introduisant les dimensions de fonderie : diamètre intérieur 55 μm , diamètre extérieur 150 μm . Les figures 2.24 et 2.25 représentent respectivement les évolutions en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion $|S'_{11}|$ à l'entrée du circuit (source) et de la résistance différentielle linéaire associée. Nous avons $|S'_{11}| > 1$ entre 63 et 75 GHz; le maximum de $|S'_{11}|=2.5$ se situe à 72 GHz avec une résistance correspondante de -83 Ω . En dehors de la bande (63-75 GHz) $|S'_{11}| < 1$ pas de risque d'oscillation.

Avec le dispositif OSCTEST nous recherchons la fréquence d'accord $\Sigma X=0$ du système confère figure 2.26. Le premier point stable se situe entre 65.5 et 66 GHz et le deuxième point entre 79 et 81 GHz mais il n'y a pas de résistance négative pour ce dernier point. En procédant à la simulation non linéaire on se rend compte que l'oscillateur ne fonctionne pas (pas de convergence). Pour expliquer ce problème de non convergence du circuit, nous représentons sur abaque de Smith les évolutions en fonction de la fréquence de $\frac{1}{S'_{11}}$ et Γ_{stub} (coefficient de réflexion à l'entrée du stub d'accord). Ces courbes sont représentées respectivement par les figures 2.27 et 2.28. Une telle représentation plus pratique et commode permet de montrer la convergence d'un circuit. En régime établi, nous avons $\Gamma_{stub} = \frac{1}{S_{11}}$; le point d'intersection se situe sur le cercle représentant l'évolution de Γ_{stub} en fonction de la fréquence; ce cercle est proche de l'extérieur de l'abaque. On peut obtenir cette intersection en prolongeant sur abaque la partie imaginaire de $\frac{1}{S'_{11}}$ pour une fréquence donnée, $\frac{1}{S'_{11}(\omega)}$ tourne dans le sens trigonométrique alors que Γ_{stub} tourne dans le sens contraire au sens trigonométrique. Lorsque l'on prolonge la partie imaginaire de $\frac{1}{S'_{11}}$ au voisinage de 66 GHz, l'intersection avec Γ_{stub} se fait entre 63 et 64 GHz. au lieu de 66 GHz. Regardons maintenant du côté de la grille en enlevant le trou métallisé et en chargeant la source par son stub. La figure 2.29 nous montre l'évolution de $\frac{1}{S'_{11}}$ en fonction de la fréquence sur abaque. On peut observer deux zones à résistance négative, la première entre 46 et 66 GHz et la seconde entre 79 et 85 GHz. Sur abaque on peut voir que la condition de phase (trou métallisé considéré comme élément d'accord) ne peut être remplie au voisinage de 80 GHz par contre la seule oscillation possible se situe au voisinage de 64 GHz.

2.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude approfondie de la conception de l'oscillateur au voisinage de 60 GHz. Les résultats pratiques montrent en effet, les difficultés que l'on peut rencontrer dans la conception et la réalisation d'oscillateurs. La simulation linéaire n'est qu'une approche grossière dans la conception des oscillateurs et doit nécessairement être complétée par une simulation non linéaire ceci permet de corriger d'éventuelles erreurs et d'améliorer le niveau de puissance. Par conséquent le fait que la dernière version du circuit ne fonctionne pas lorsqu'on introduit le modèle trou métallisé HP-MDS pose réellement un problème de circuit. Il aurait été plus intéressant de conserver la première version tout en apportant quelques légères modifications comme décrit précédemment. De plus on peut supprimer le stub d'accord ce qui permet un gain de place en intégration monolithique; la fréquence d'oscillation peut dans ce cas être ajustée grâce à la ligne de contre-réaction drain-source. Un nouveau circuit a été conçu, mais le coût de l'intégration monolithique ne permet plus d'envisager une quelconque réalisation pour l'instant

Bibliographie Chapitre 2

[1] KUROKAWA K. :

Microwave Devices (Device circuit interactions).

Edited by M.J. Howes and D.V. Morgan 1979

[2] ADLER R. :

A study of locking phenomena in oscillators.

Proc.IRE,34, 351-357, 1946.

[3] R.Soares, J.Graffeuil et J. Obregon :

Application des transistors à effet de champ en Arséniure de gallium.

E. EYrolles 1984.

[4] Ch.GENTILI

Amplificateur et oscillateurs micro-ondes.

Masson 1984.

[5] Y.KWON, D.PAVLIDIS, M.TUTT,, G.I.ING, R.LAI, T.BROCK :

W-Band monolithic oscillator using InAlAs/InGaAs HEMT.

Electronics letters 30 th August 1990 Vol.26 NO.18 PP.1425-1426

[6] H.Q. TSERNG,, and B. KIM :

Q-Band GaAs MESFET oscillator with 30% efficiency.

Electronics Letters 21st January 1988 Vol.24 No.2

[7] Günter Braun, and HEINZ LINDENMEIER :

transistors oscillators with impedance Noise Matching.

IEEE Transaction on microwave Theory and Techniques, vol.39,September 1991.

[8] J.S. JOSHI, J.R. COCKRILL, and JAMES A. TURNER :

Monolithic microwave Gallium Arsenide FET Oscillators

IEEE Transactions on electron Devices, vol.ED-28, No.2,February 1981.

[9] M. Nguyen, and G. Meyer :

Start-up and frequency stability in high-frequency oscillators.

IEEE Journal of SOLID-state circuits, vol.27; No.5, May 1992

[10] Chao-Ren Chang, Michael B; Steer, Scott Martin, and Elias Reese :

Computer-Aided Analysis of Free-Running Microwave Oscillator.

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.39, NO.10, October 1991.

[11] YONGCAI HU, JUAN JESUS OBREGON, and Jean-Claude MOLLIER :

Nonlinear Analysis of Microwave FET oscillator using Volterra Series.

IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.37, NO.11, November 1989.

[12] ANTHONY M. PAVIO, and MARK A. SMITH :

A 20 40-GHz Push-Pull Dielectric Resonator Oscillator

IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.MTT-33, NO.12, December 1985

[13] Vittorio Rizzoli, Alessandro Lipparini, Alessandra Costanzo, Franco Mastri, Claudio

Cecchetti, Andrea Neri and Diego Masotti :

State-of-the-art Harmonic-Balance Simulation of Forced Nonlinear Microwave Circuits by the Piecewise Technique.

IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol.40; NO.1, January 1992.

[14] Bernd Roth; Ralf Tempel, Weike Hui and Adalbert Beyer :

A MMIC for the construction of nearly arbitrary microwave oscillators.

21st European microwave

Conference Proceeding volume 1

International congress centre.STUTT GART-Germany

9-12 September 1991.

[15] P.J. TOPHAM, A. DEARN, and G. PARKINSON :

GaAs Bipolar Broadband oscillators

21st European microwave

STUTT GART-GERMANY; 9-12 September 1991

[16] Y. KWON and DIMITRIS PAVLIDIS :

Large signal Analysis and experimentals Characteristics of monolithic InP⁻-Based W-Band HEMT Oscillators.

21st European microwave

STUTT GART-GERMANY 9-12 September 1991.

[17] P. GAMAND, B.J. MINNIS, P. SUCHET, P. FRIJLINK , A. DESWARTE, J.C.

MEUNIER, M. PERRTUS, and A. BELACHE :

Millimetre Wave monolithic HEMT oscillators fabricated with a standarr 0.5 μm Process.

21st European microwave

STUTT GART-GERMANY 9-12 September 1991.

[18] P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, et J.F. Sautereau :

Composants, Dispositifs et circuits micro-ondes.

Dunod Université, Paris 1985.

[19] Mostafa AKKAR :

Contribution à la CAO non linéaire de sources dipolaires pour la réalisation d'émetteurs en
gamme centimétrique et millimétrique.

Doctorat d'Université LILLE 1 Juin 1992.

Chapitre 3 Amplification.

Introduction.

Un amplificateur à transistor est un quadripôle à l'entrée duquel on injecte une puissance P_e afin d'extraire en sortie une puissance P_s supérieure à P_e . Ce genre de dispositif est présent dans la quasi-totalité des circuits microondes, soit dans le but d'augmenter l'amplitude d'un signal trop faible pour pouvoir en extraire une information (amplification faible bruit), soit lorsqu'on désire élever la puissance par exemple avant de le faire parvenir à une antenne (amplificateur de puissance).

Les faisceaux hertziens (Télécommunications) peuvent associer à un amplificateur de puissance à l'émission un préamplificateur de réception. Les radars améliorent leurs performances par l'amélioration du facteur de bruit de l'étage de réception. Le premier rôle du préamplificateur est d'améliorer le seuil de sensibilité global d'un système. En fonction de l'application envisagée la performance de bruit visé sera différente.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la conception spécifique d'amplificateurs au voisinage de 60 GHz.

3.1 Généralités sur le facteur de bruit et les phénomènes d'intermodulation dans les amplificateurs.

3.1.1 Bruit d'un amplificateur.

Tout amplificateur comportant un ou plusieurs composants génère, même en l'absence de signal à l'entrée, un signal en sortie appelé bruit et qui se superpose au signal utile que l'on souhaite amplifier.

Lorsque ce signal parasite est de l'ordre de grandeur ou supérieur à P_s (puissance de sortie), l'amplificateur devient difficilement utilisable.

Pour rendre compte de l'aptitude d'un amplificateur à amplifier de faibles signaux, on utilise une quantité appelée facteur de bruit.

Pour définir cette notion de facteur de bruit, considérons un étage amplificateur, et supposons d'abord que celui-ci est idéalement non bruyant et que l'amplitude E_0 du générateur est nulle. Or il n'en est rien car l'impédance Z_G du générateur délivre une certaine puissance P_{E_1} puisqu'elle est le siège de bruit thermique. Cette puissance est proportionnelle à $4kT_0R_e(Z_G)\Delta f$ où $R_e(Z_G) = R_G$ partie réelle de Z_G , k est la constante de Boltzmann ($k = 1.38 \cdot 10^{-23} J / K^\circ$),

T_0 la température à laquelle est portée Z_G (température de référence $T_0 = 290^\circ\text{K}$ et Δf la bande dans laquelle on effectue la mesure de puissance.

Cette puissance est amplifiée par l'amplificateur pour donner une puissance à la sortie $P_{S_1} = GP_{E_1}$.

En réalité l'amplificateur est lui-même bruyant et la puissance qui parvient effectivement au récepteur est P_{S_2} telle que $P_{S_2} = P_{S_1} + P_A$, avec P_A puissance de bruit générée à l'intérieur de l'amplificateur.

On définit le facteur de bruit F par :

$$F = \frac{P_{S_2}}{P_{S_1}} = \frac{P_{S_1} + P_A}{P_{S_1}} = 1 + \frac{P_A}{P_{S_1}} \quad (3.1)$$

L'amplificateur est d'autant moins bruyant que la puissance de bruit ajoutée P_A est inférieure à P_{S_1} autrement dit F est proche de 1.

Lorsque nous avons n amplificateurs en cascades, présentant des facteurs de bruit $F_1, F_2, F_3 \dots F_n$; le facteur de bruit global est donné par la relation de FRIIS :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i} \quad (3.2)$$

G_i = gain en puissance disponible correspondant à l'étage i . Cette relation indique en particulier que, dans une chaîne de réception, l'amplificateur placé en tête doit être celui qui présente le bruit le plus faible. De plus le facteur de bruit est d'autant moins influencé par les étages suivant que le premier étage présente un gain disponible élevé. Le circuit entourant le composant doit à la fois présenter des caractéristiques qui minimisent F et maximisent G_1 , gain du premier étage.

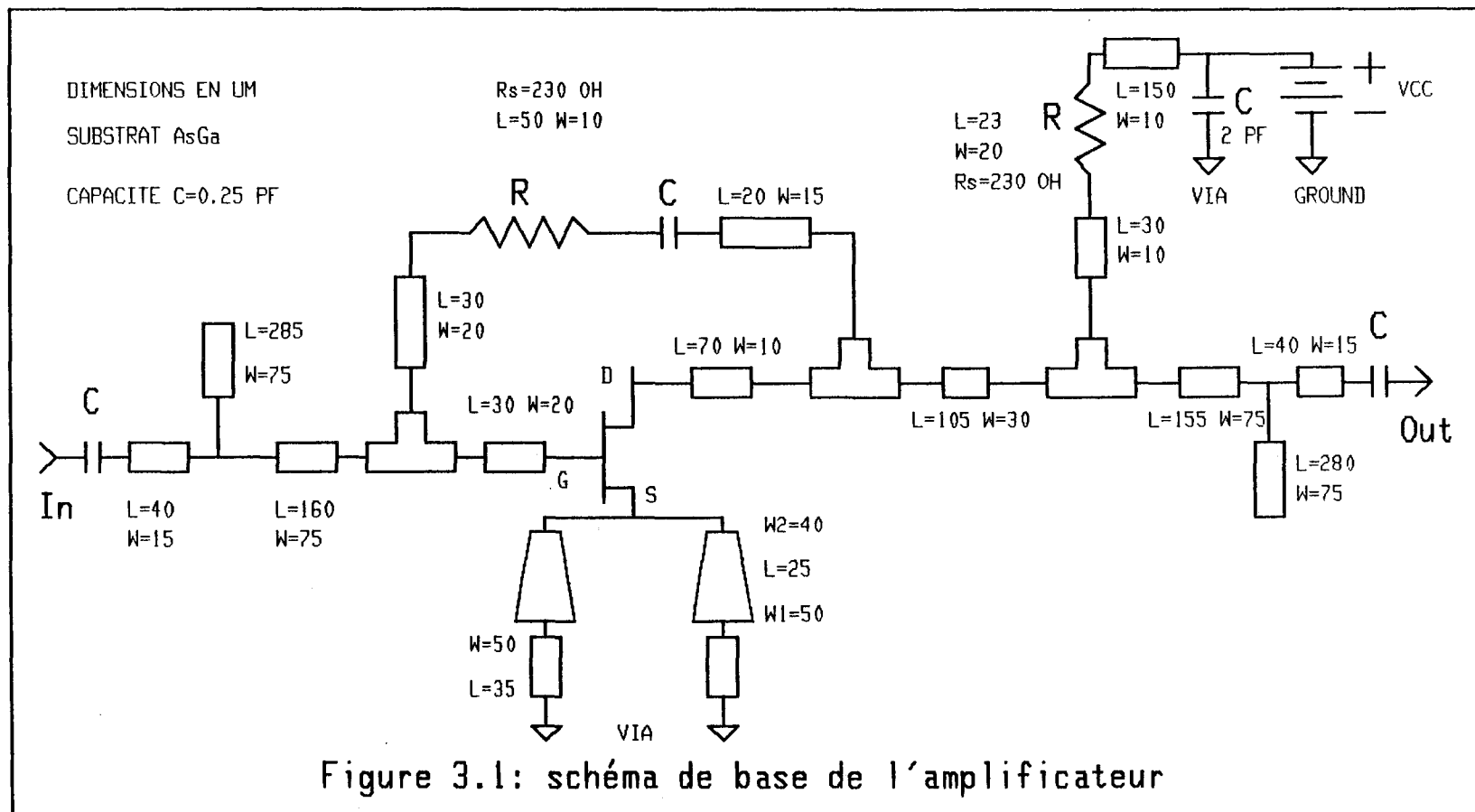
Le facteur de bruit d'un étage amplificateur est défini par :

$$F = F_{\min} + 4r_n \cdot \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3.3)$$

$$\text{avec } r_n = \frac{R_n}{R_o}$$

R_n représente la résistance équivalente de bruit.

F_{\min} : facteur de bruit minimal du transistor.



Γ_s : coefficient de réflexion présenté par la source.

Γ_{opt} : coefficient de réflexion présenté par la source pour obtenir F_{min} .

R_0 : résistance de normalisation.

3.1.2 Les non linéarités dans les amplificateurs à transistor.

La conception des amplificateurs de puissance utilisant des transistors à effet de champ GaAs MESFET ou HEMT nécessite la prise en compte des non linéarités du dispositif liées au fonctionnement fort signal. Ces non linéarités se traduisent par :

- Une saturation de la courbe de puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (compression du gain).
- Phénomène d'intermodulation lié à la présence de plusieurs signaux de fréquences proches.
- Apparition d'harmoniques (distorsion).

Ces phénomènes parasites sont d'autant plus faibles que l'amplificateur est utilisé à des puissances bien inférieures au point de compression. Mais le cahier des charges imposé sera différent suivant les domaines d'application à savoir étages d'émission pour radar ou faisceaux hertziens en télécommunications...

3.2 Gain potentiel d'un ampli stable adapté sur 50Ω - régime petit signal

La conception de l'amplificateur a été faite en utilisant le modèle petit signal du transistor et le point de polarisation retenu est : $V_{gs}=0V$ et $V_{ds}=3V$. Le transistor utilisé est un HEMT pseudomorphique $4 \times 15 \mu m$ pour $L_g = 0.25 \mu m$. La configuration choisie est la configuration source commune et le schéma de base de l'amplificateur est donné figure 3.1. Le fait d'opter pour une stabilité inconditionnelle nous conduit à introduire une contre réaction entre la grille et le drain constituée par une résistance en série avec une capacité permettant de découpler la composante continue.

Réalisation des résistances

La résistance se détermine par la relation suivante :

$$R = \frac{R \cdot L + 2R_c}{W_c - a} \# \frac{230 \cdot L}{W_c} + \frac{800}{W_c}$$

$R = 230 \Omega / (R = \text{résistance carrée})$

$$a = 1$$

W_c = largeur dessinée de la résistance

L = longueur dessinée de la résistance (distance entre les contacts ohmiques)

R_c = résistance de contact ohmique.

Pour $L = 50 \mu\text{m}$ et $W_c = 10 \mu\text{m}$; nous avons $R = 1230 \Omega$.

Au niveau des contacts ohmiques nous avons deux capacités de 10 FF.

Réalisation des condensateurs

$$C(\text{pF}) = 392 \cdot S + 0.25 P$$

S = surface en mm^2 $S = W \times L$

P = périmètre $P = 2 \cdot (W + L)$

$$C(\text{pF}) = 392 \cdot W \times L + 1/2(W + L)$$

Pour $L = 40 \mu\text{m}$ et $W = 15 \mu\text{m}$

$$C(\text{pF}) = 0.25 \text{pF}$$

Cela revient à ajouter aux extrémités de la capacité deux lignes de largeur W et de longueur $L/2$.

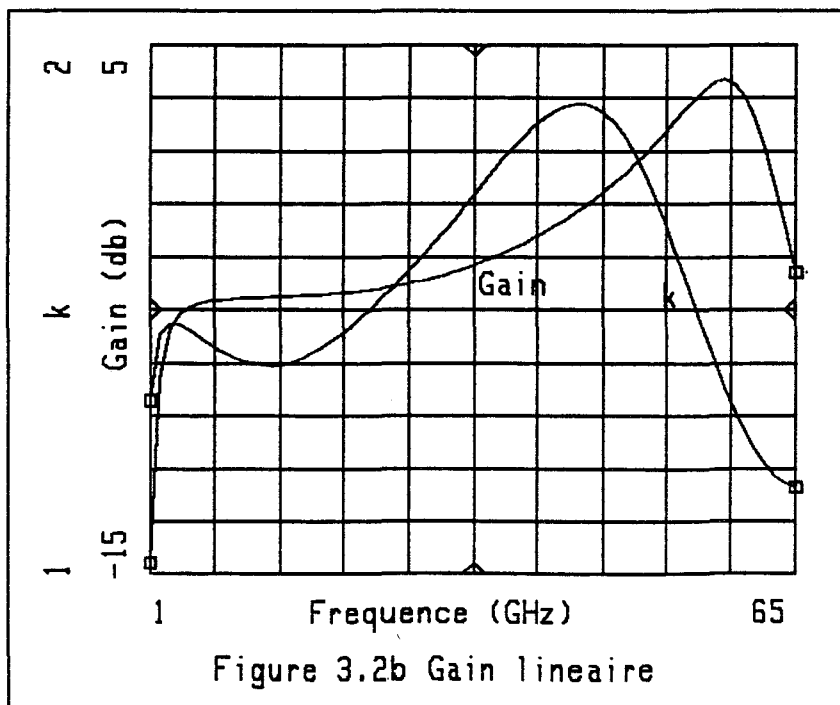
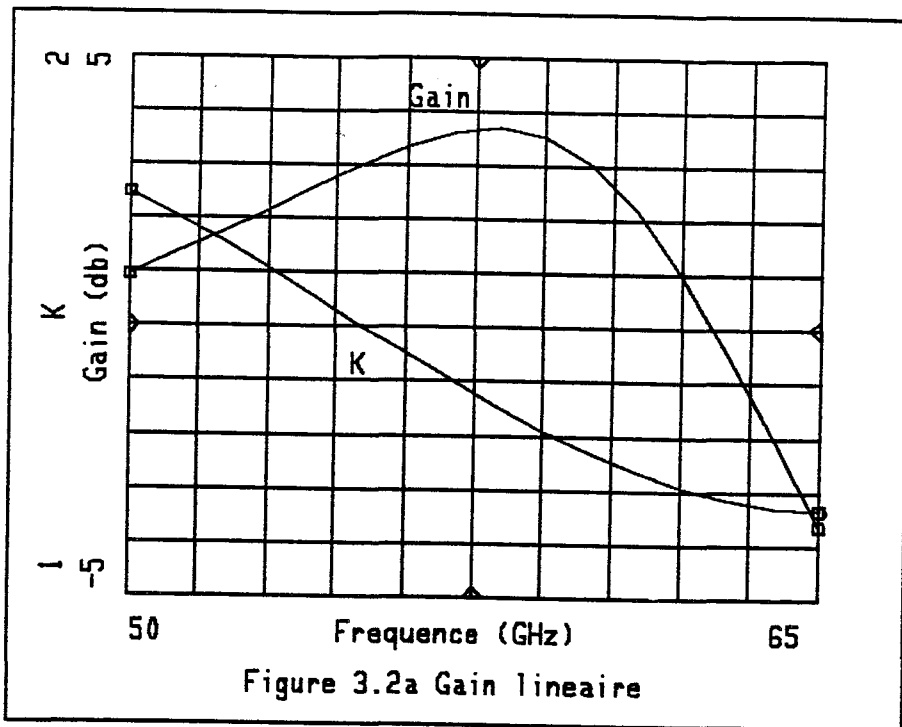
La source est reliée à la masse par l'intermédiaire de deux lignes. Une distance entre trous métallisés d'environ $250 \mu\text{m}$ doit être respectée; cela permet d'éviter les problèmes de déformation du matériau lors du perçage des trous.

L'adaptation en entrée s'effectue par une ligne 50Ω et un stub en circuit ouvert (C.O.). Nous avons ensuite une capacité de 0.25pF en entrée permettant de découpler la composante continue du signal d'entrée.

Le circuit de polarisation de drain est constitué par une ligne en série avec une résistance de 300Ω ; une capacité de 2pF permet le découplage de l'alimentation.

L'adaptation en sortie s'effectue également par une ligne 50Ω et un stub (C.O.).

La sortie s'effectue sur une résistance de charge $R_L = 50 \Omega$, une capacité de 0.25pF permet le découplage de la composante continue.



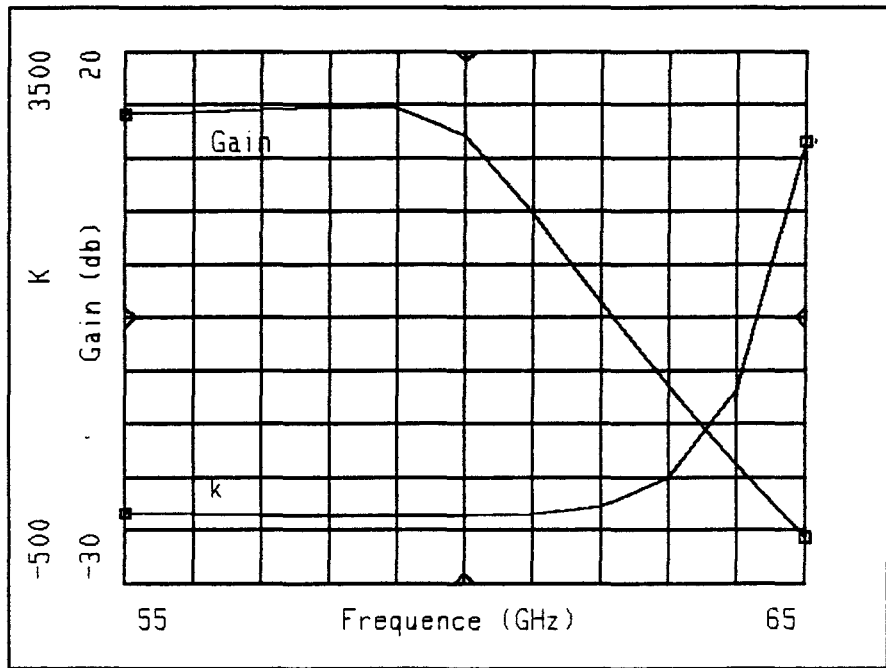


Figure 3.3: gain lineaire (cascade)

* Résultats de la simulation

Les figures 3.2 et 3.3 représentent respectivement le gain linéaire pour un étage amplificateur à $V_{gs} = 0$ V et pour une cascade de quatre étages.

A 58 GHz nous avons pour un étage figure 3.2a un gain de 3.7 dB avec un coefficient de stabilité $k = 1.34$. Au delà de 61 GHz le gain chute brutalement. Le coefficient de stabilité k décroît avec la fréquence atteint un minimum à 65 GHz ($k = 1.2$) puis recommence à croître au delà de cette fréquence. La figure 3.2b montre que l'amplificateur est inconditionnellement stable sur la bande de fréquence de 1 GHz à f_{max} .

A partir du modèle de l'amplificateur ainsi conçu, nous présentons les résultats pour une cascade de quatre étages comme illustré figure 3.3; les résultats sont présentés dans la bande 55-65 GHz. Entre 55 et 59 GHz le gain est sensiblement constant et égal à 15 dB avec un coefficient de stabilité $k = 12.5$. Chaque étage est adapté sur 50 ohms et l'ensemble cascade est inconditionnellement stable $k > 1$ de 0 à f_{max} . A 60 GHz le gain est de l'ordre de 10 dB et chute à 2 dB à 61 GHz.

3.3 Etude de l'amplificateur faible bruit.

Le plus petit signal détectable à la sortie d'un amplificateur est celui dont la puissance est au moins égale à la puissance de bruit disponible à l'entrée de l'amplificateur (bruit thermique + bruit ajouté). D'après la formule (3.3), les lieux de Γ_s donnant un facteur de bruit constant sont des cercles dans le plan d'entrée, Γ_s étant le coefficient de réflexion du générateur. Il faut donc réaliser le meilleur compromis entre stabilité gain-facteur de bruit. Minimiser le facteur de bruit se fait au détriment du gain de l'amplificateur.

L'amplificateur sera caractérisé par un couple "facteur de bruit F et gain associé". Dans notre application, la détermination du facteur de bruit se fait en utilisant les résultats du premier chapitre (F_{min} , R_n , Γ_{opt}) l'étage faible bruit étant polarisé à $V_{gs} = -0.4$ V suivi de trois étages à $V_{gs} = 0$ V. Le schéma équivalent petit signal du transistor utilisé est représenté conformément à la figure 3.4. A l'entrée de ce schéma équivalent on y ajoute une source de bruit deux ports. La porte 2 de la source de bruit point commun entre les sources de tension et de courant est reliée à l'entrée du modèle petit signal du transistor. La porte 1 est habituellement considérée comme terminaison de la source de tension. La troisième borne ou terminaison de la source de courant reliée à la masse.

La source de bruit comprend trois paramètres; le facteur de bruit minimum F_{min} , la résistance équivalente de bruit R_n et le coefficient de réflexion optimal Γ_{opt} (module et phase). Lorsque la partie 2 de la source de bruit est connectée à l'entrée d'un modèle du transistor, ce modèle sera considéré comme non bruyant.

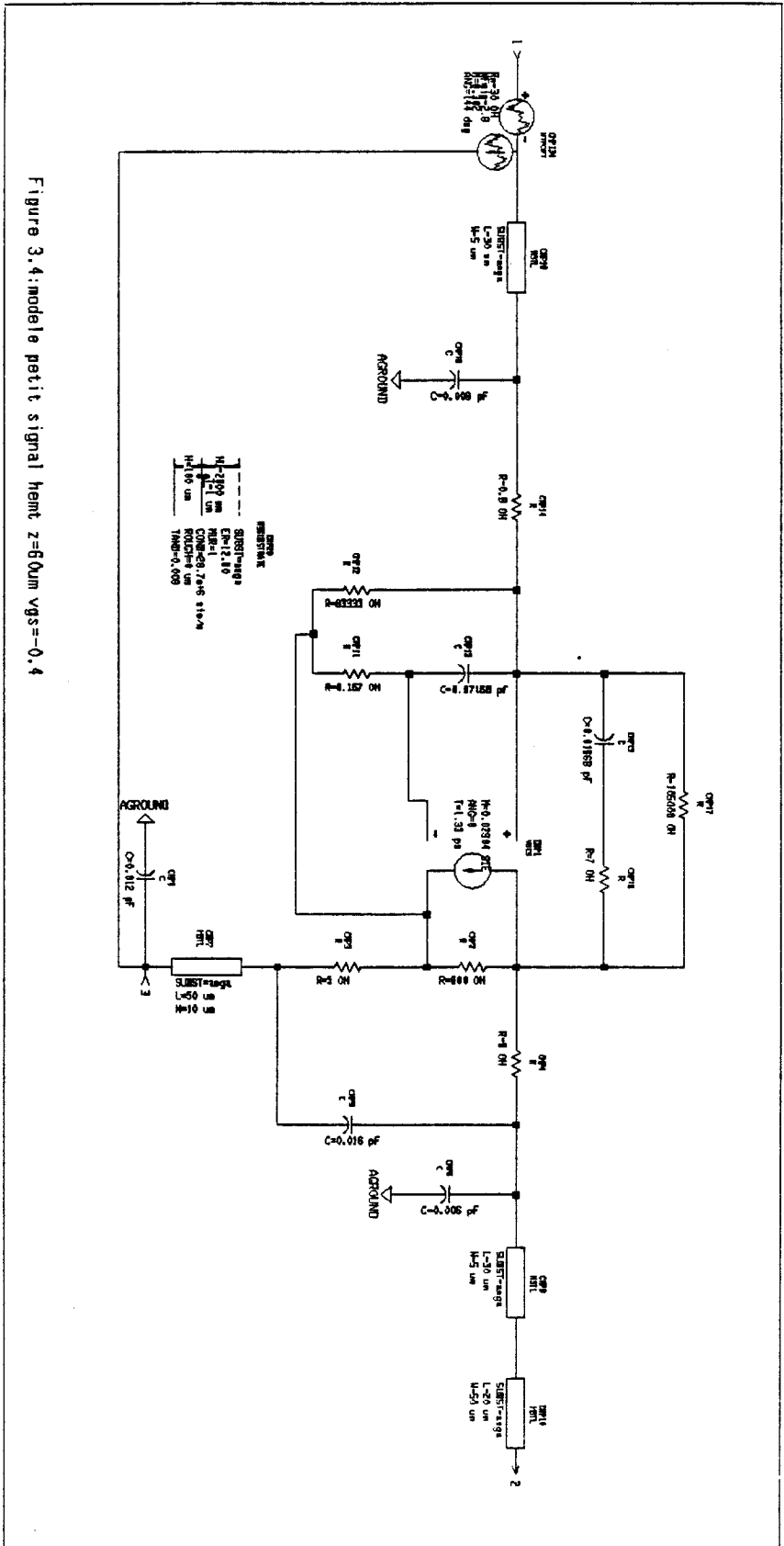


Figure 3.4: model petit signal hemt z=0.4um vgs=-0.4

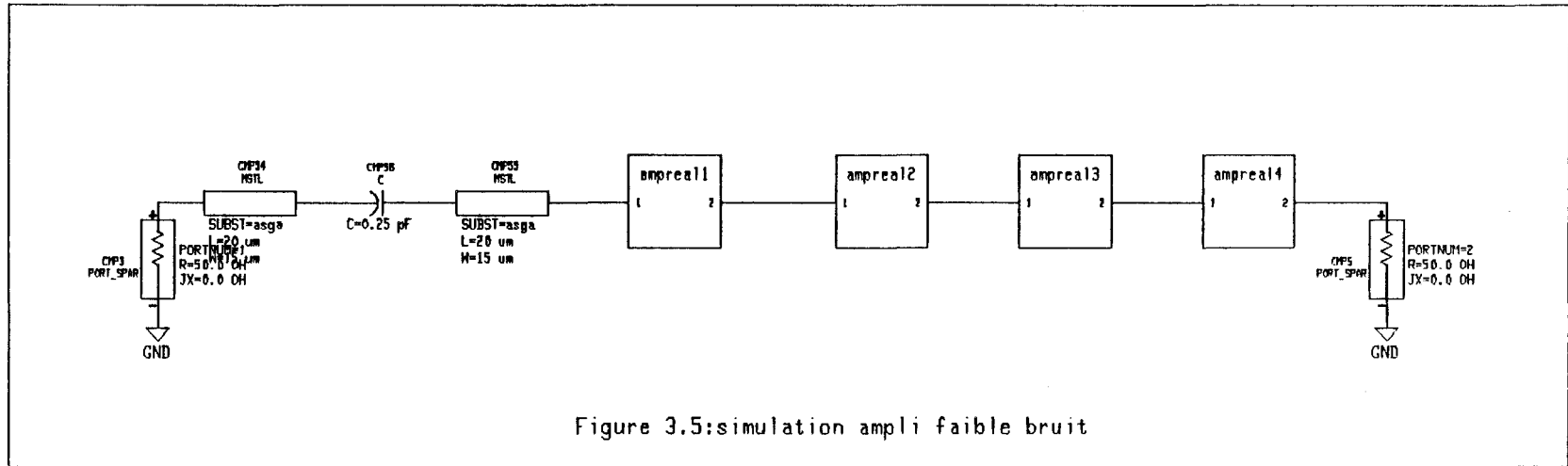
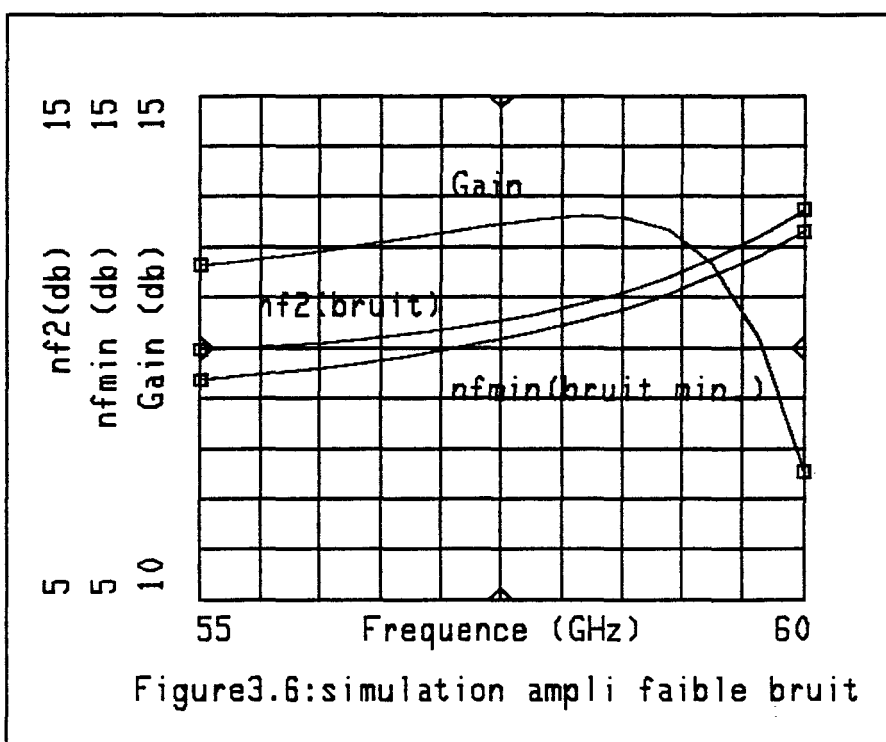
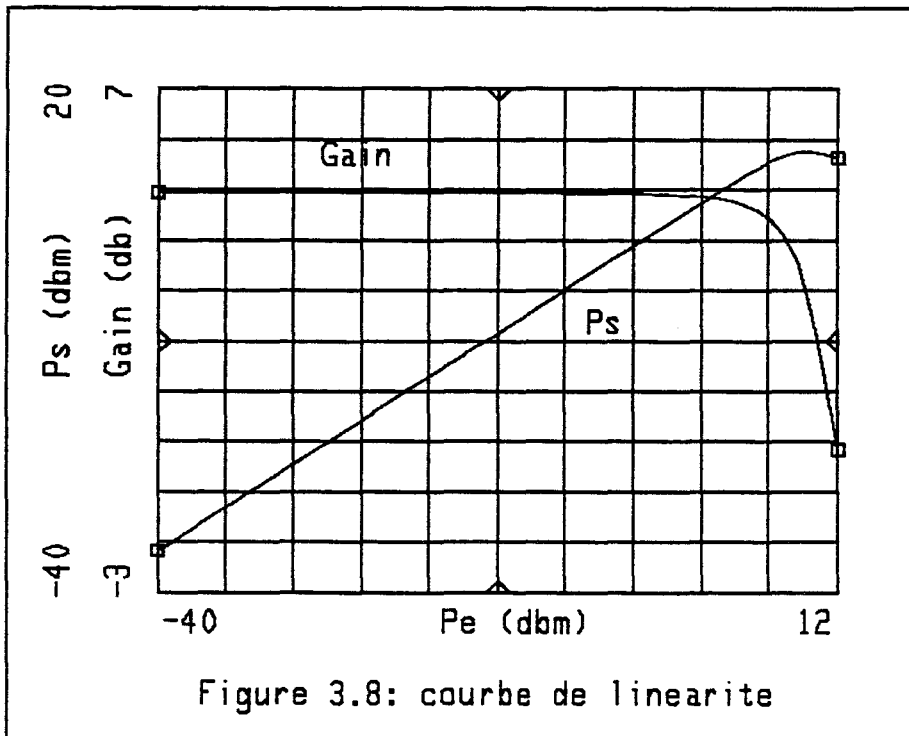
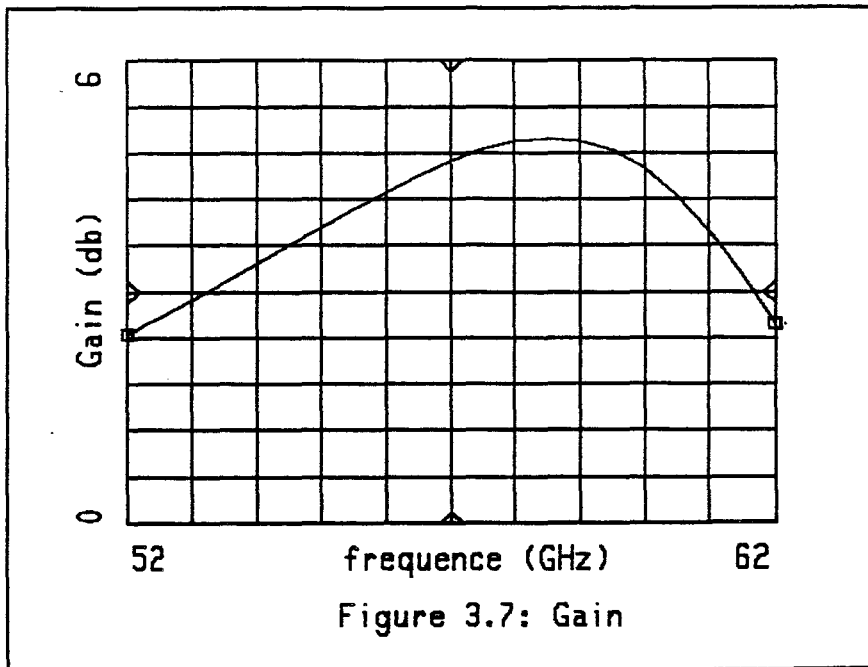


Figure 3.5:simulation ampli faible bruit





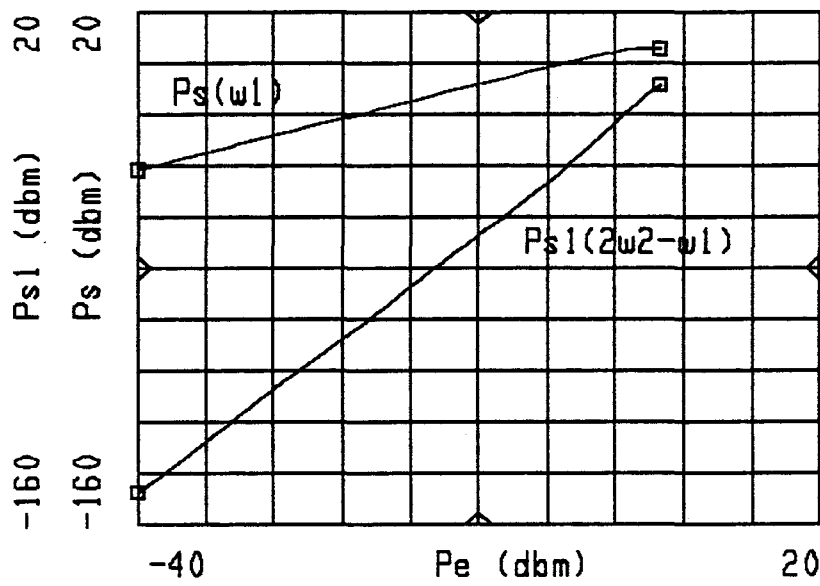


Figure 3.9: intermodulation d'ordre 3

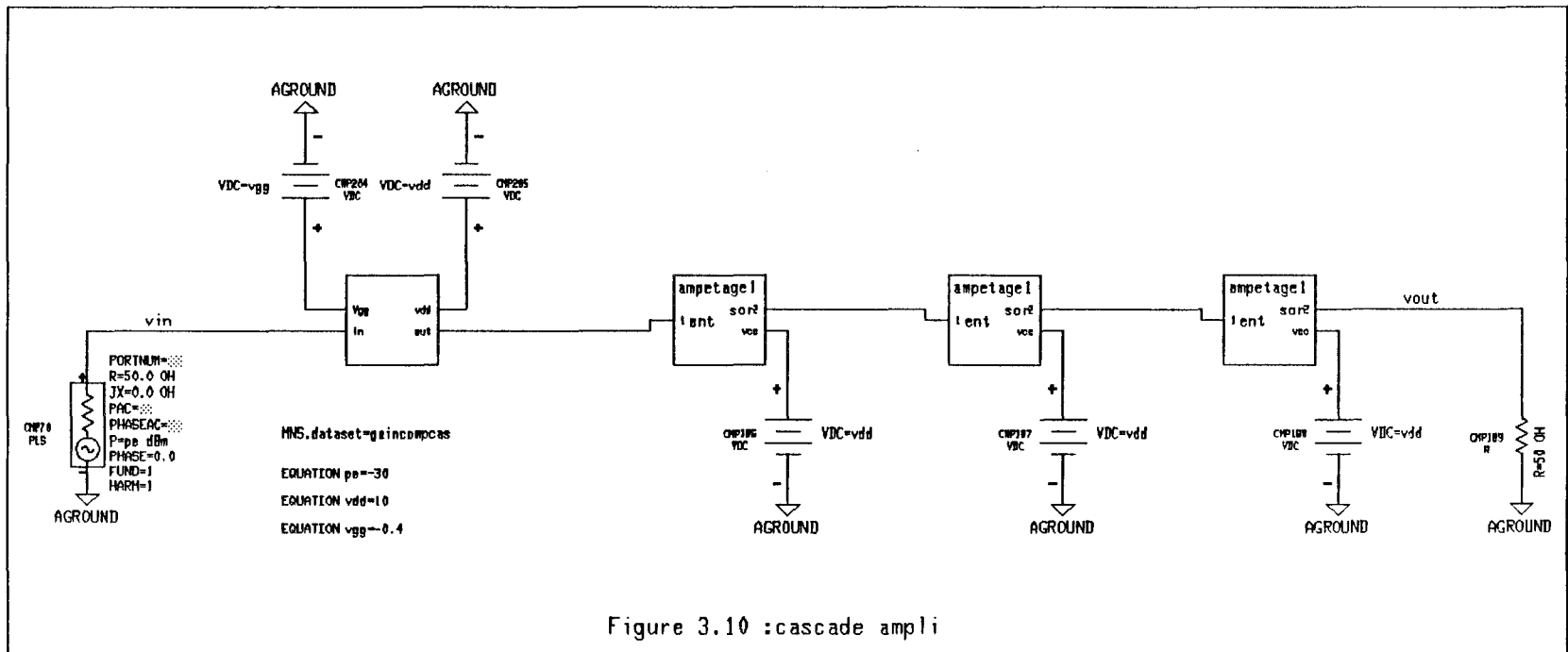


Figure 3.10 : cascade ampli

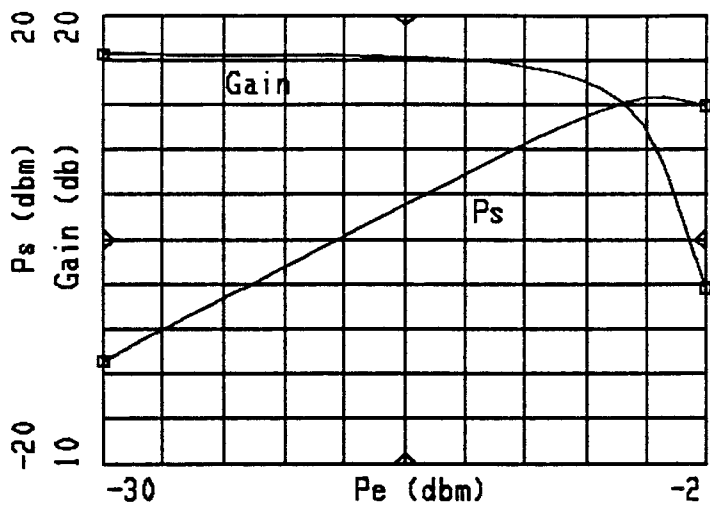


Figure 3.11a: linear cascade ampli

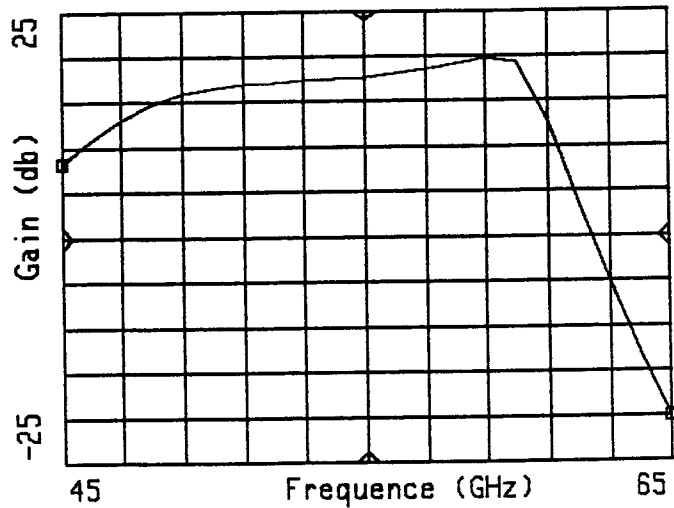


Figure 3.11b: Gain=f(frequency)

Chaque étage amplificateur se compose donc des éléments du circuit et du modèle du transistor (modèle petit signal + source de bruit deux ports). Le schéma de montage est donné figure 3.5.

Les résultats de la simulation sont donnés figure 3.6. A la fréquence 58 GHz, nous avons un facteur de bruit $F = 10.7$ dB pour un facteur de bruit minimum $F_{\min} = 10.34$ dB et un gain associé d'environ 14 dB. La contribution en bruit des trois étages suivants est de 3dB. L'effet de désadaptation à l'entrée ne donne pas un résultat intéressant on perdrait plus en gain qu'on gagnerait en bruit car pour l'étage faible bruit nous avons $S_{21} = 1.36$. Ce résultat est mauvais pour le transistor considéré de plus il faut réellement s'approcher de $\Gamma_s = \Gamma_{\text{opt}}$ pour l'étage d'entrée.

3.4 Ampli tampon sur 50 Ω

Nous avons supposé jusqu'à présent que toutes les propriétés de cet amplificateur sont indépendantes du niveau du signal d'entrée. Ceci n'est vrai que lorsque ce niveau est suffisamment faible pour que l'on puisse admettre que le point de fonctionnement des composants actifs reste constant.

Par contre lorsque le niveau du signal d'entrée devient élevé il s'avère indispensable de procéder à une analyse non linéaire de l'amplificateur et c'est l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

Cette analyse non linéaire a été effectuée en utilisant le modèle non linéaire du HEMT développé dans le premier chapitre. Le gain en fonction de la fréquence et la courbe de linéarité de la puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée sont représentés figures 3.7 et 3.8 l'amplificateur étant polarisé à $V_{gs} = 0$ V pour $V_{ds} = 3$ V.

Ce gain présente un maximum de 5 dB à 58.5 GHz puis décroît rapidement au delà de 61 GHz. A 58 GHz ce gain est ≈ 5 dB. Pour la courbe de linéarité figure 3.8, le point de compression à 1dB est obtenu pour un niveau d'entrée $P_e = 8$ dBm. Les puissances sur ω_1 ou ω_2 et de l'intermodulation d'ordre 3 ($2\omega_1 - \omega_2$) ou ($2\omega_2 - \omega_1$) sont représentés figure 3.9. La détermination graphique du point d'interception P_1 se fait par prolongement des deux courbes, $P_1 = 18$ dBm.

* Les figures 3.10 et 3.11 représentent respectivement le schéma de montage d'un ensemble de quatre amplificateurs, la courbe de linéarité correspondante et le gain en fonction de la fréquence de l'ensemble. La saturation est atteinte pour un niveau de signal d'entrée $P_e = -5$ dBm et une puissance de sortie $P_s = -12.5$ dBm. Dans la zone linéaire le gain total est de 19 dB à 58 GHz. Le point de compression à 1dB est obtenu pour un niveau d'entrée $P_e = -6$ dBm.

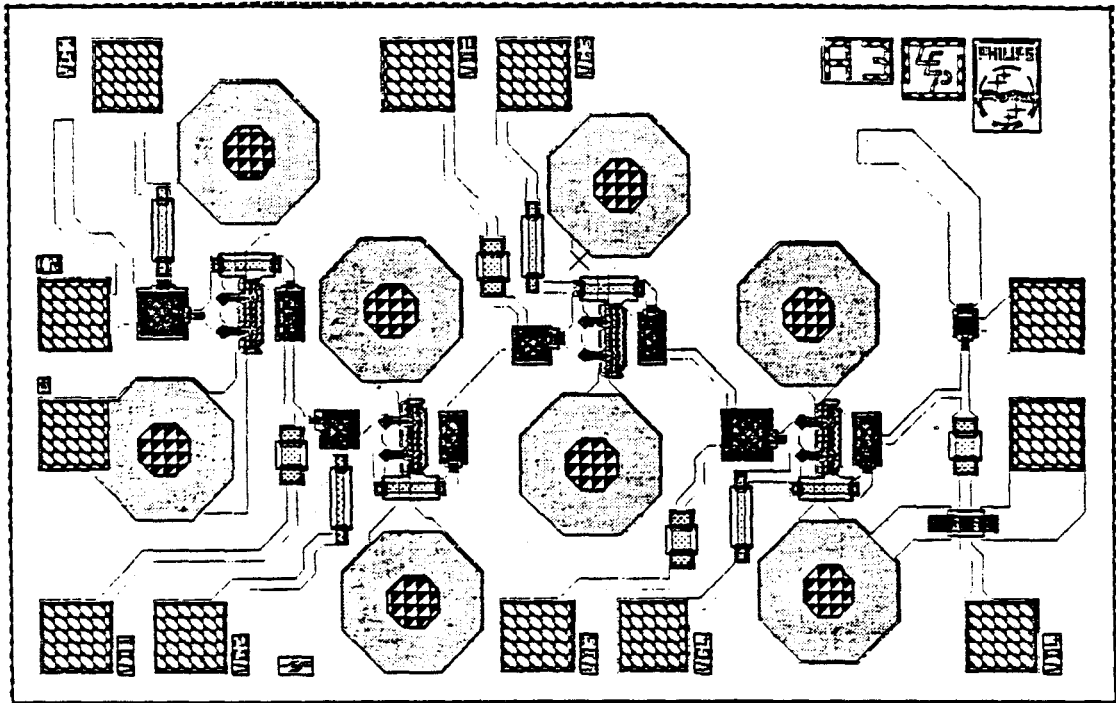
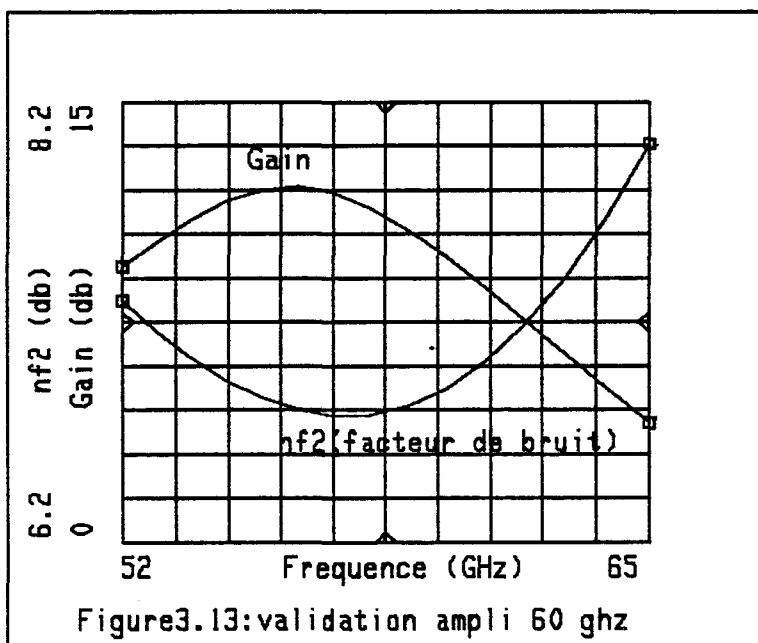
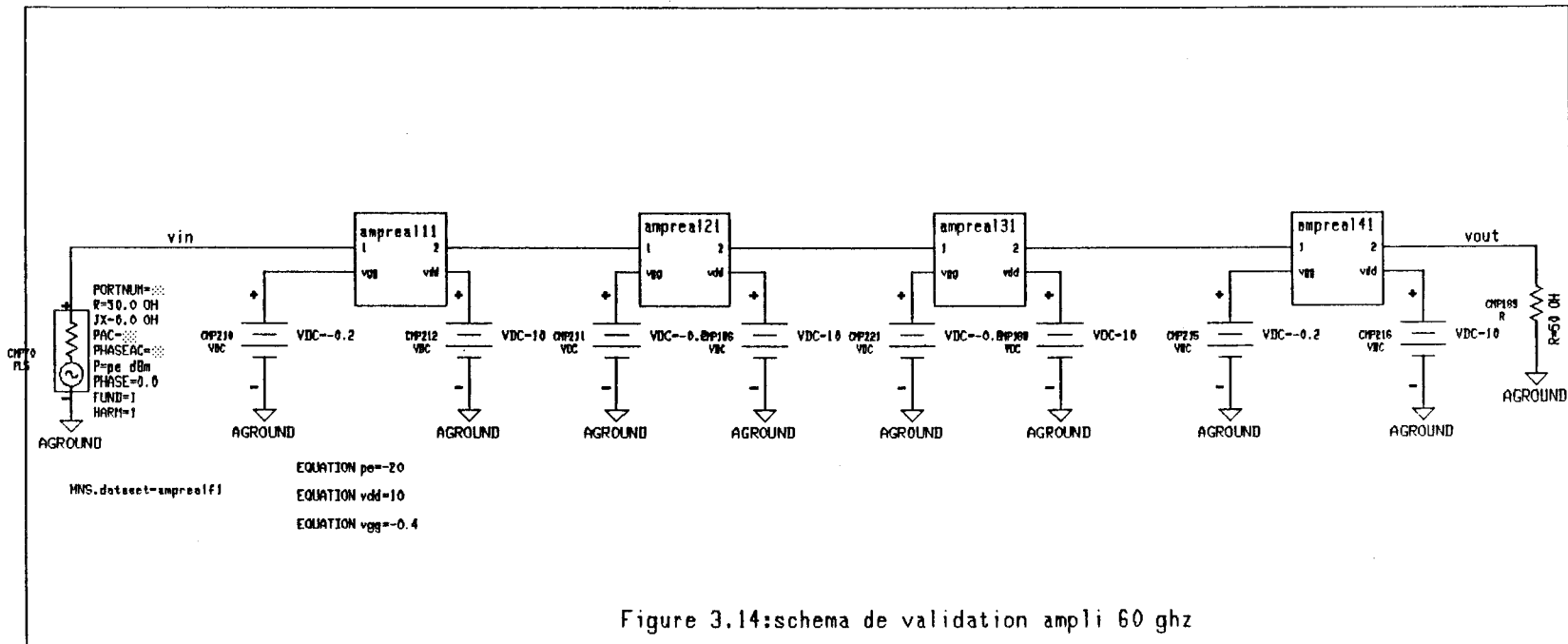
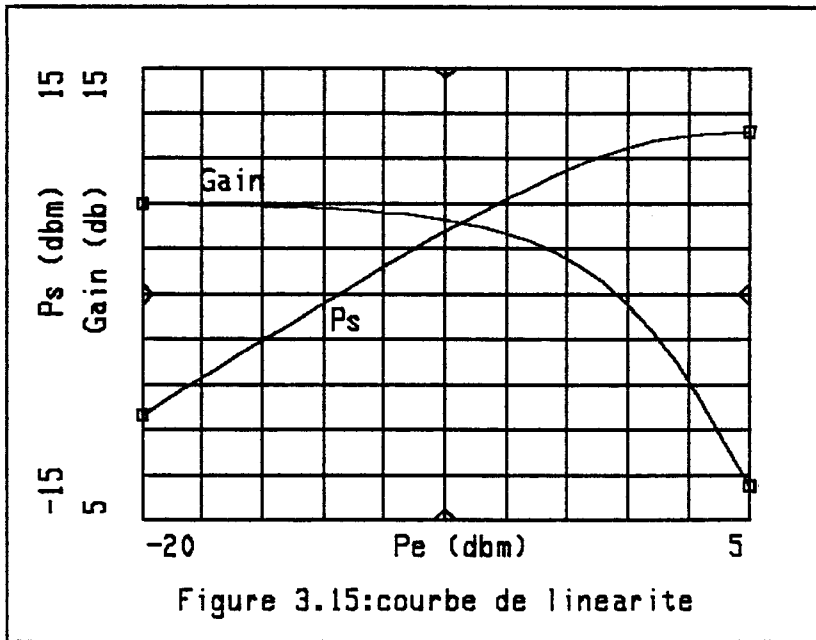


Figure342 : Topologie de l'amplificateur







3.5 Validation par simulation ampli PML.

Dans la conception et la réalisation des amplificateurs il existe deux approches possibles de réalisation des adaptations; la première étudiée précédemment consiste à adapter l'entrée et la sortie de chaque étage par contre la seconde méthode repose sur une simple adaptation entrée (dernier étage) et sortie (premier étage) d'une cascade d'amplificateurs. La réalisation de l'amplificateur 60 GHz a été faite en utilisant la dernière méthode et le schéma de masque est donné par la figure 3.12. Ceci présente un avantage de gain de place en intégration monolithique. La réalisation a été faite à l'aide d'un transistor $0.2 \mu\text{m} \times 15 \mu\text{m}$ (évolution de la filière $0.25 \mu\text{m}$). Les résultats de la simulation linéaire sont donnés figure 3.13. L'extraction des paramètres de bruit du transistor $0.2 \mu\text{m}$ a été faite dans l'équipe et nous sommes contents de faire usage des résultats. Chaque étage est polarisé à la tension $V_{gs} = -0.2 \text{ V}$. Le gain et le facteur de bruit ont été représentés dans la bande 52-65 GHz. A 60 GHz nous avons un gain linéaire de 9.7 dB et un facteur de bruit de 6.9 dB. Le minimum de facteur de bruit se situe dans la bande 55-60 GHz et le maximum du gain dans la bande 55-58 GHz.

Le schéma de montage en simulation non linéaire est illustré figure 3.14. Les courbes représentatives de la puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , du gain en fonction de P_e sont donnés par la figure 3.15. Pour une puissance $P_e \leq 10 \text{ dBm}$ nous avons un gain de 12 dB. La saturation se situe au voisinage de $P_e = 5 \text{ dBm}$ et le point de compression à 1 dB est obtenu pour une puissance d'entrée $P_e = 0 \text{ dBm}$. Cet amplificateur 60 GHz a été réalisé par PHILIPS PML avec un bon accord entre les résultats de mesures et ceux obtenus par la simulation. En comparant les courbes représentatives du facteur de bruit pour les deux approches, on peut observer que la seconde méthode permet de minimiser le facteur de bruit.

3.6 Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons effectué une étude linéaire et non linéaire d'un amplificateur au voisinage de 60 GHz à l'aide d'un transistor HEMT $0.25 \mu\text{m}$; une étude de l'amplificateur faible bruit a été menée. Une validation a été faite à l'aide d'un amplificateur réalisé par PML avec un HEMT $0.2 \mu\text{m}$ évolution de la filière $0.25 \mu\text{m}$ en intégration monolithique sur une surface $S = 1.204 \times 0.725 \text{ mm}^2$ avec quatre transistors et deux trous métallisés par étage reliant la source à la masse. La filière $0.2 \mu\text{m}$ présente un avantage aussi bien en gain et en bruit par rapport à la filière $0.25 \mu\text{m}$.

Bibliographie chapitre 3

- [1] T.HO, F. Phelles, G. Hegazi, K. Pande and H. Huang, P. Rice and P. Pages :
A monolithic mm-wave GaAs FET Power amplifier for 35 GHz seeker applications.
Microwave Journal, August 1990.
- [2] Nhat M. Nguyen and Robert G. Meyer :
A Si Bipolar monolithic Rf Bandpass Amplifier
IEEE Journal of solid-state circuits, vol.27, NO.1, January 1992.
- [3] J. Mondal, J. Geddes, D. Carlson, M.Vickberg, S. Bounnak and C. Anderson :
Ka-Band High Efficiency Power Amplifier MMIC with 0.30 μm MESFET for High Volume
Applications.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.40, NO.3, March 1992.
- [4] Stefano D'Agostino, Guglielmo D'Inzeo, and Luca Tudini :
Analytical Modeling and Design Criteria for Traveling- Wave FET Amplifiers.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.40, NO.2, February 1992.
- [5] INDER J.B., EDWARD L.G., ARTHUR E.G., CONSTANTINE A., and THOMAS F.
BRUKIEWA :
Class-B Power MMIC Amplifiers with 70 Percent Power-Added Efficiency.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol. 37, NO.9, September 1989.
- [6] Peter Gardner and Dipak K. Paul :
Aspects of the Design of Low Noise, Negative Resistance, Reflection Mode Transistor
Amplifiers.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.38, NO.8, August 1990.
- [7] Wen-LIN JUNG and JINGSHOWN Wu :
Stable Broad-Band Microwave Amplifier Design.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.38, NO.8, July 1986.
- [8] David Willems and Inder Bahl :
A Series-Biased Distributed Amplifier for High-Efficiency Applications.
Microwave and optical Technology Letters/Vol.4, NO.5, April 1991.

- [9] BUMMAN K., NATALINO C., HGUNG6DAH S.,HUA Q.T., and MARIANNE WURTELLE :
35 GHZ GaAs Power MESFET's and Monolithic Amplifiers.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.37, NO.9, September 1989.
- [10] Stephen Padin and Gerardo G. Ortiz :
1-2 GHz Balanced HEMT Amplifier.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.39, NO.7, July 1991.
- [11] WILLIAM H. LEIGHTON, ROGER J.CHAFFIN, and JOHN G.WEBB :
RF Amplifier Design with large-signal S-Parameters.
IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.MTT-21, NO.12, December 1973.
- [12] M.Gat, D.S. Day, Chang Hua, and J.R. Basset :
Operation of KU-Band Power Modules.
21st European microwave
Conference Proceedings Volume 1
InternationalCongress Centre.STUTTGART-GERMANY
9-12 September 1991.
- [13] D. Raicu, D.S. Day, and J.R. Basset :
High-Efficiency one watt MMIC Amplifier for the 6-18 GHz Band.
International Congress Centre.STUTTGART-GERMANY 9-12 September 1991.
- [14] S. Marcillaud, G. Montoniol, and P; Chaumas :
Thomson Composants Microondes, RD.128-BP.46,91401 ORSAY,France.
High Efficiency, 4Watt C Band Power Amplifier.
International Congress Centre STUTTGART-GERMANY 9-12 September 1991.
- [15] P. Gamand :
Etude et réalisation d'amplificateurs distribués micro-ondes en technologie hybride.
Analyse des mécanismes limitatifs.
Doctorat de 3ème cycle Université de LILLE 1, juillet 84.
- [16] G.Corazza and G. Healy :
Design and Development of HEMT Low NOise Amplifier in the 40-50 GHz Band.

International Congress Centre.STUTT GART-GERMANY, 9-12 September 1991.

[17] B. Adelseck, J. Schroth, J.Wenger, and P.Narozny :

Monolithic 60 GHz Amplifier using Low Noise Pseudomorphic HEMTs

International Congress Centre. STUTT GART-GERMANY, 9-12 September 1991.

[18] Paul SAUNIER and HUA QUEN TSERNG :

Al GaAs/InGaAs Heterostructures with Doped Channels for Discrete Devices and Monolithic Amplifiers.

IEEE Trans. on Electron Devices.vol.36, NO.10, October 1989.

[19] Marian W. POSPIESZALSKI :

Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and their Frequency and Temperature Dependence.

IEEE Trans.MTT.vol.37, NO.9, September 1989.

[20] MADHU S. GUPTA and PAUL T. GREILING :

Microwave Noise Characterization of GaAs MESFET's :

Determination of Extrinsic Noise Parameters.

IEEE Trans.MTT.vol.36, NO.4, April 1988.

[21] MADHU S.GUPTA, OCTA VIUS PITZALIS, JR STEVEN, E. ROSENBAUM and PAUL T. GREILING :

Microwave Noise Characterization of GaAs MESFET's : Evaluation by on-Wafer Low-Frequency Output Noise Current Measurement.

IEEE Trans.MTT.vol.MTT-35, NO.12, December 1987.

[22] Robert Plana, Laurent Escotte, Olivier Llopis, Hicham Amine, Thierry Pana, Michel Gayral, and Jacques Graffeuil :

Noise in AlGaAs/InGaAs/GaAs Pseudomorphic HEMT's from 10 Hz to 18 GHz

IEEE Trans on Electron Devices.vol.40, NO.5, May 1993.

Chapitre 4 Le mélange.

Introduction.

Lorsqu'un signal sinusoïdal attaque un circuit linéaire, le signal de sortie possède la même fréquence unique que celui présent à l'entrée; cependant, lorsque le même signal sinusoïdal est appliqué à un circuit non linéaire, nous obtenons à la sortie de celui-ci des harmoniques, on dit dans ce cas qu'on a multiplication de fréquence. Lorsque deux signaux sinusoïdaux sont appliqués à un circuit non linéaire, on obtient en sortie de ce dernier les harmoniques de ces signaux ainsi que d'autres fréquences, de valeurs différentes des fréquences harmoniques (mélange de fréquences). Les notions de mélange et de multiplication de fréquence sont obligatoirement associées aux notions de non linéarité et d'amplitude du signal appliqué.

Généralement on utilise un signal pompe (oscillateur local) de niveau suffisamment élevé.

Notre travail dans cette dernière partie du projet sera consacré à la conception d'un mélangeur au voisinage de 60 GHz à l'aide du transistor HEMT 0.25 μm et 60 μm de développement de grille présenté dans le premier chapitre. Ce mélangeur devra être le plus simplement que possible tout en assurant de bonnes performances en gain de conversion.

4.1 Principes de base du fonctionnement d'un mélangeur.

Le mélange ou le changement de fréquence est une opération non linéaire basée sur le transfert des caractéristiques d'une onde de fréquence f_A à une onde de fréquence f_B généralement plus basse.

On réalise cette opération dans le but de profiter des bonnes conditions de propagation en haute fréquence, et d'utiliser les larges possibilités de traitement de signal en basses fréquences. Ce processus est parfois utilisé pour éviter les interférences entre signaux émis et reçus.

Considérons le schéma de la figure 4.1.

Lorsque deux signaux sinusoïdaux sont appliqués à un circuit non linéaire, on obtient en sortie, toutes les fréquences harmoniques et d'intermodulation possible. Un filtre passe bande nous permet de recueillir la fréquence désirée, généralement issue d'un produit d'intermodulation et égale à la différence des deux signaux ($\omega_{OL} - \omega_{RF}$). Dans certains cas on utilise la fréquence somme ($\omega_{OL} + \omega_{RF}$) en émission.

Le signal en sortie est représenté par la formulation suivante :

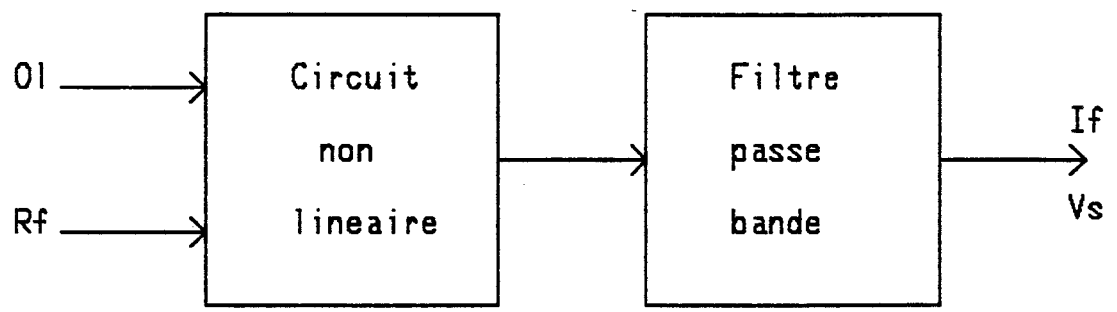


Figure 4.1

$$V_s = a_0 + a_1 V_e + a_2 V_e^2 + a_3 V_e^3 + \dots$$

$$V_s = \sum_{n=0}^{\infty} a_n V^n$$

$$\text{avec } V_e = V_{OL} + V_{RF}$$

V_{OL} signal oscillateur local d'amplitude constante.

V_{RF} signal souvent issu d'une antenne de réception et d'amplitude faible.

4.2 Grandeurs caractéristiques.

Parmi les grandeurs caractéristiques permettant de rendre compte des performances d'un dispositif de mélange de fréquences, citons celles qui sont les plus importantes :

- Le gain de conversion

Il est en général donné par la formule suivante :

$$G_c(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{Puissance IF}}{\text{Puissance RF}} \right) \quad (4.1)$$

Considérons un mélangeur à FET pour lequel les signaux sont appliqués à la grille du transistor avec une adaptation en entrée. Dans le cas du mélangeur considéré le gain de conversion G_c est donné par la formule suivante :

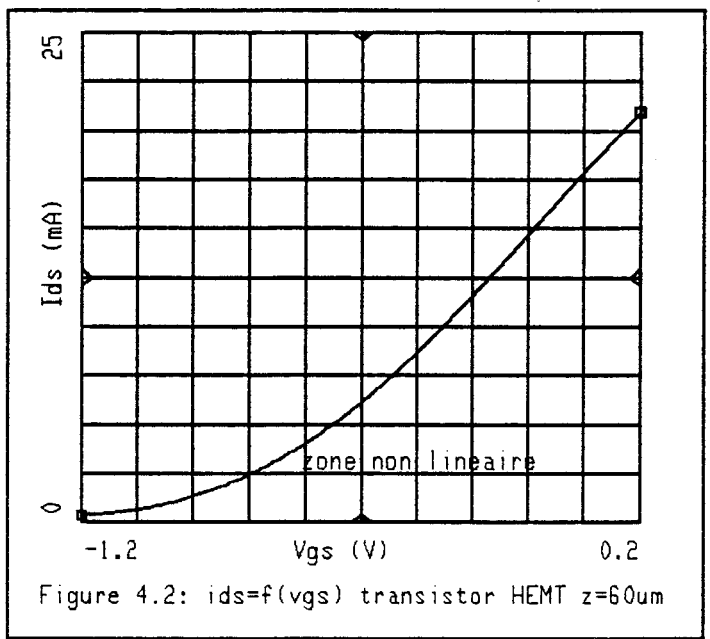
$$G_c = \frac{G_m^2 \cdot R_L}{C_{gs}^2 \omega_{RF}^2 (R_g + R_i + R_s)^2} \quad (4.2)$$

La valeur du gain de conversion est inversement proportionnelle à $(R_g + R_i + R_s)$. Ceci justifie les efforts visant à mettre au point des structures technologiques tendant à minimiser les éléments d'accès.

- Le problème d'intermodulation

L'analyse de ce phénomène dans les mélangeurs se fait en considérant trois signaux OL, RF₁ et RF₂. Si les pulsations $\omega_{OL}, \omega_{RF1}, \omega_{RF2}$ sont voisines, les termes $\pm 2\omega_{RF1} \pm \omega_{RF2}$ et $2\omega_{RF2} \pm \omega_{RF1}$ qui sont les fréquences d'intermodulations d'ordre 3.

- Il existe plusieurs autres caractéristiques des mélangeurs telles que les isolations entre les accès OL, RF et IF, le facteur de bruit et l'échelle dynamique.



334.3 Conception du mélangeur.

4.3.1 Choix du type du mélangeur.

Le choix du type du mélangeur dépend du cahier des charges souhaité. Lorsque les deux signaux OL et RF sont appliqués à la grille du transistor, il est nécessaire d'utiliser un coupleur pour réaliser la somme OL + RF. Cependant pour s'affranchir du problème de coupleur, nous avons choisi attaquer séparément les deux signaux, OL sur la grille et RF à la source.

Une autre solution aurait été retenue; celle utilisant deux transistors identiques pour en faire un transistor double grille où les signaux OL et RF sont appliqués respectivement sur les deux grilles; dans ce cas un des deux transistors fonctionnerait en mélangeur et l'autre en amplificateur. Ceci présente les avantages suivants :

- bonne isolation entre les signaux OL et RF.
- un gain de conversion plus élevé.
- Une possibilité de réaliser aisément l'adaptation séparée des voies OL et RF sans augmenter de façon excessive le facteur de bruit.

Mais le cahier des charges visant à réduire au mieux le nombre de composants actifs nous oblige à opter pour le choix d'un seul transistor.

4.3.2 Choix du point de polarisation.

La figure 4.2 nous montre la caractéristique statique du courant. Ids en fonction de la tension grille source Vgs. Cette caractéristique est très fortement non linéaire pour des tensions de Vgs proches du pincement. Pour $V_{gs} = 0.6 \text{ V}$ nous pouvons déjà obtenir le mélange mais généralement le point de fonctionnement statique est choisi proche du pincement. Néanmoins il est plus intéressant de choisir le point de fonctionnement afin d'obtenir un meilleur gain de conversion; dans notre cas le point retenu est le suivant : $V_{gs} = -0.8 \text{ V}$ pour $V_{ds} = 3\text{V}$.

4.3.3 Présentation du schéma électrique.

Le schéma de base du mélangeur est représenté figure 4.3. La tension de polarisation de drain est assurée par une ligne et une résistance de 300Ω , une capacité de 2pF découple l'alimentation. En sortie nous avons une capacité de 0.25 pF qui a pour rôle d'empêcher la composante continue d'être transmise à la charge.

Le circuit de filtrage est un élément extérieur et ne peut donc s'intégrer directement avec le mélangeur à cause de la valeur des éléments. Ce circuit est composé d'une capacité de 2 pF et

DIMENSIONS EN UM

SUBSTRAT AsGa

CAPACITE C=0.25 PF

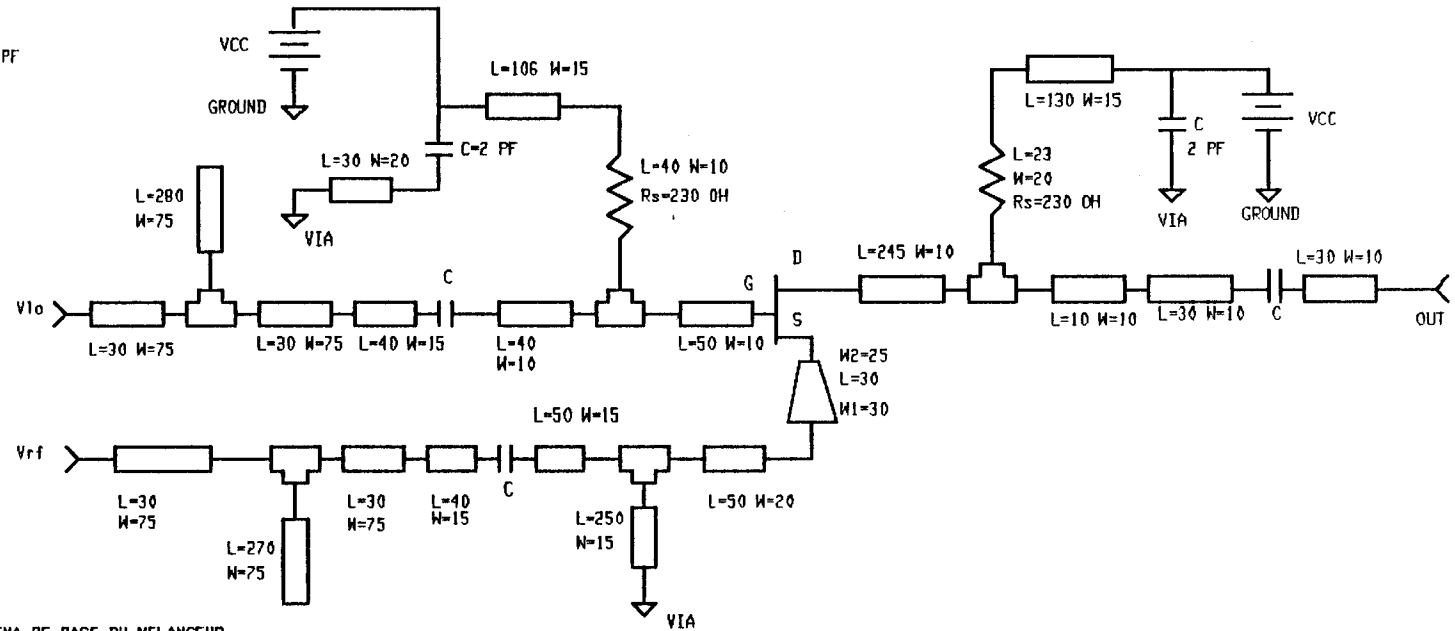
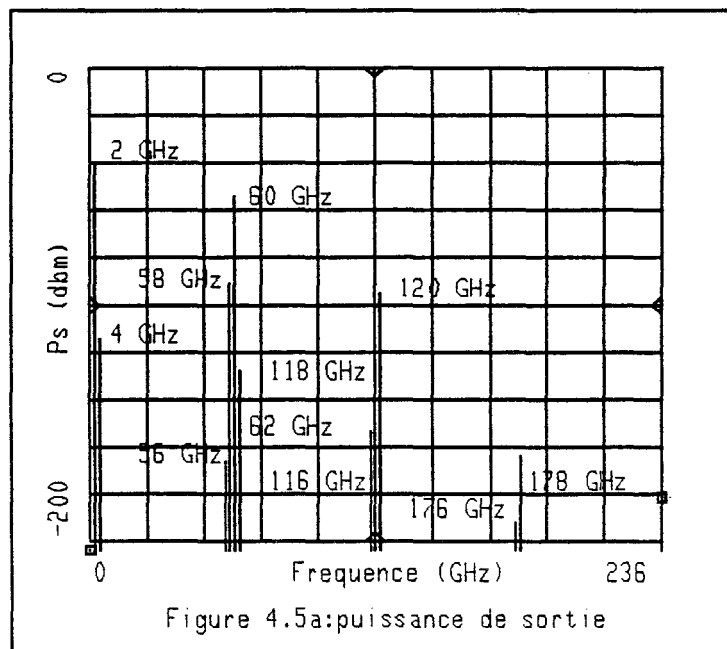
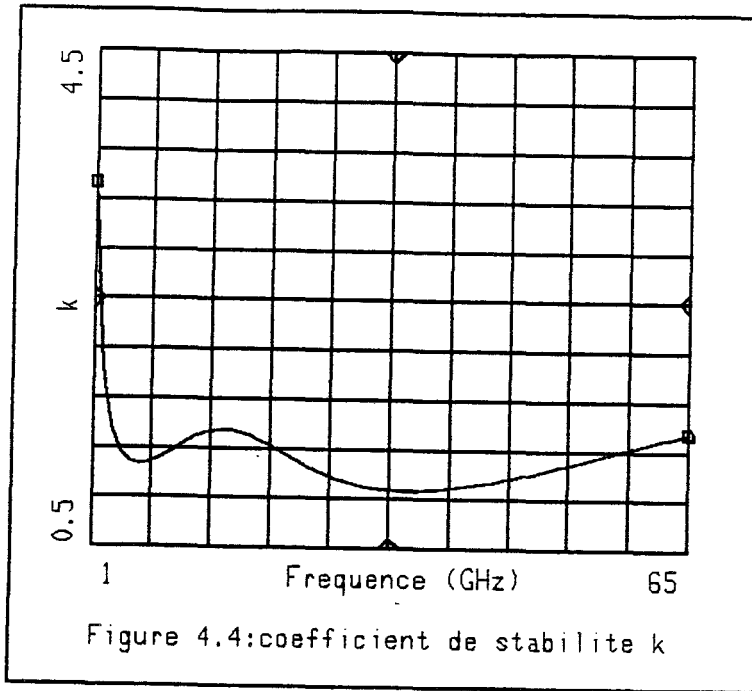
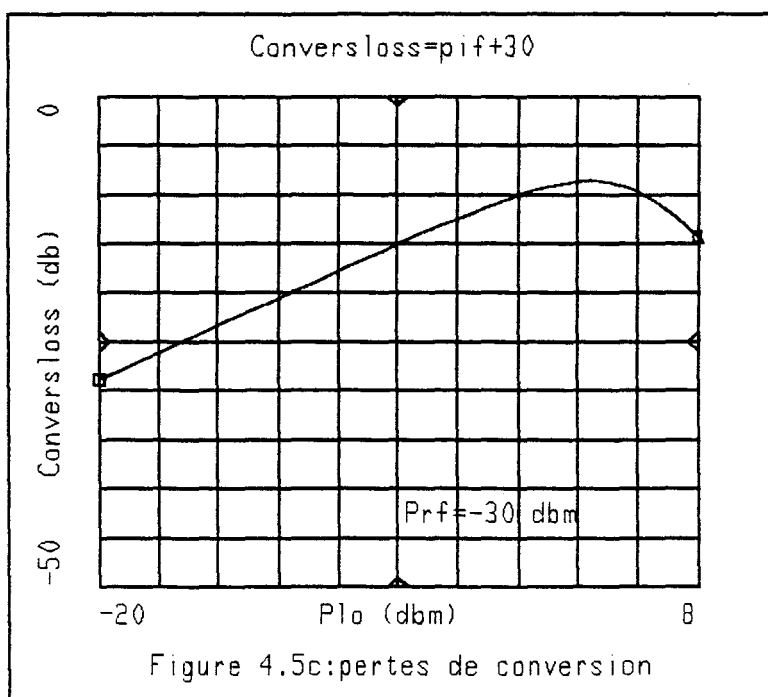
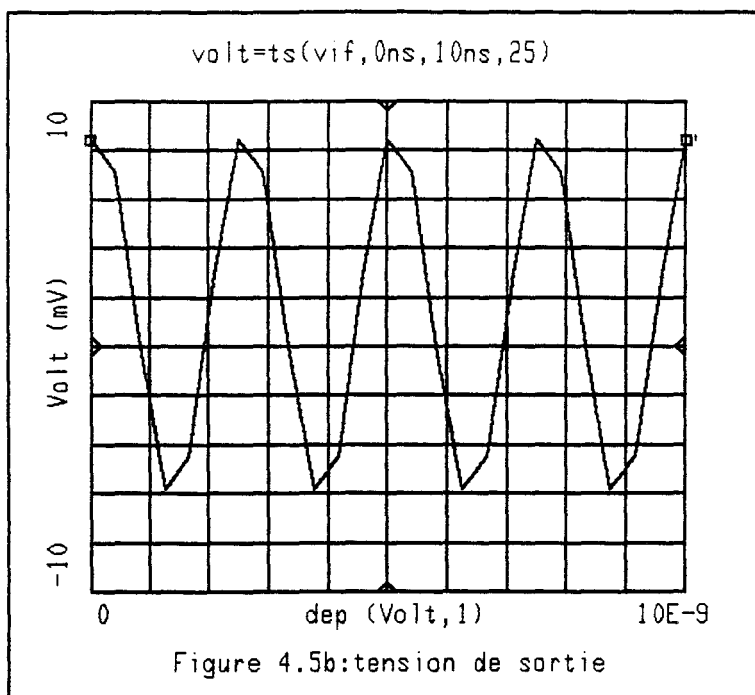


FIGURE 4.3 : SCHEMA DE BASE DU MELANGEUR





deux inductances de 3 et 5 nH. La charge du mélangeur est de 300Ω et la source du transistor est reliée à la masse par l'intermédiaire d'une ligne.

Le signal RF est appliqué à la source par l'intermédiaire d'une ligne, un stub d'adaptation et une capacité de 0.25 pF permet de découpler la composante continue. Le circuit de polarisation de grille est composé d'une ligne, une résistance de $1 \text{ k}\Omega$ et une capacité de découplage de 2pF. Le signal est appliqué à la grille par une ligne; un stub d'adaptation et une capacité de découplage de la composante continue de 0.25 pF.

4.3.4 Simulation linéaire et non linéaire du mélangeur.

* Simulation linéaire (petit signal)

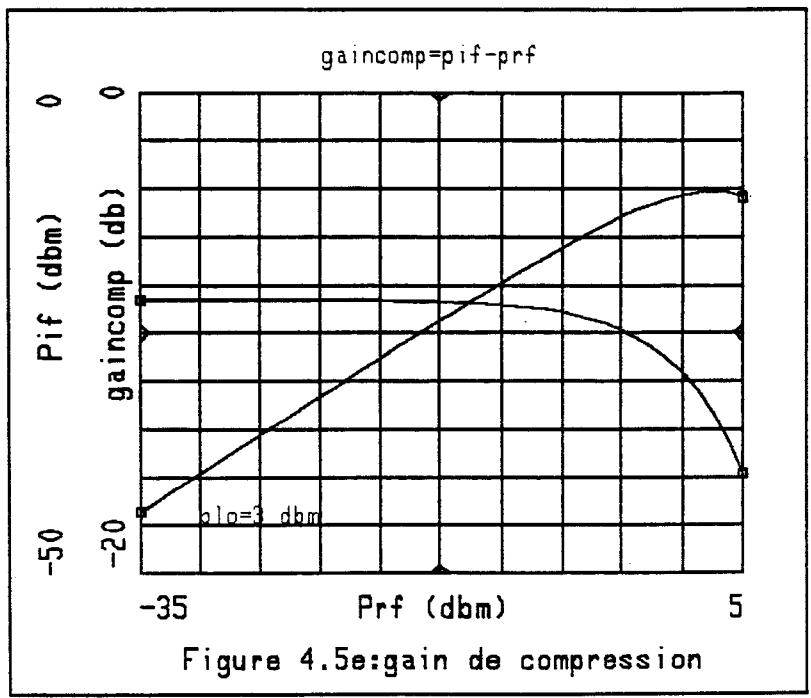
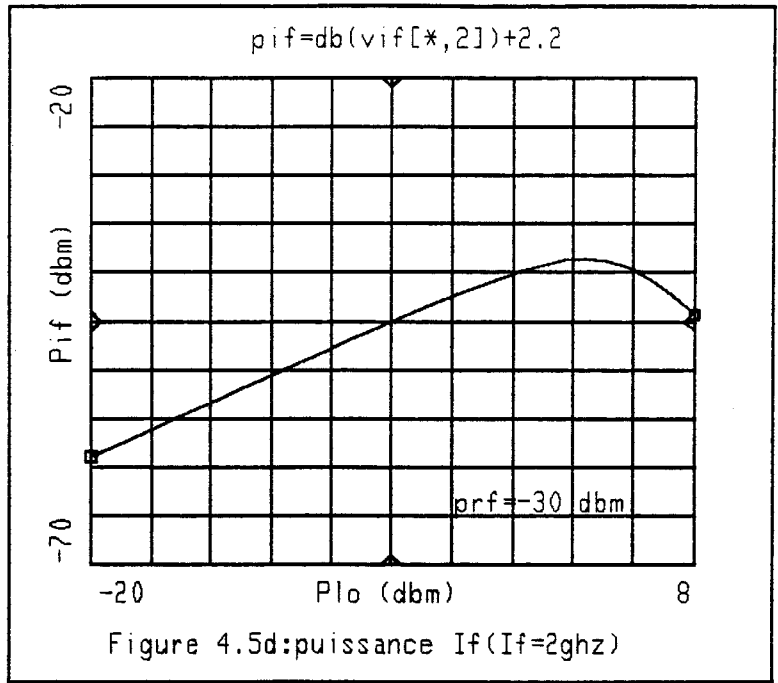
La simulation linéaire a été effectuée à l'aide du schéma équivalent petit signal du HEMT au point de polarisation choisi ($V_{gs} = -0.8\text{V}$). L'optimisation des éléments du circuit a été faite pour obtenir le coefficient de transmission (S_{21}) le plus élevé que possible de plus le système doit être inconditionnellement stable soit $k(\omega) > 1$ ($S_{11}' < 1$) de 0 à f_{max} . La figure 4.4 représente l'évolution du coefficient de stabilité k en fonction de la fréquence sur la bande 1-65 GHz. On peut remarquer $k(\omega) > 1$ sur toute la bande sauf au voisinage de 37 GHz où $k(\omega)$ est légèrement inférieur à l'unité mais à priori il n'y a aucun risque d'oscillation.

* Simulation non linéaire

La simulation non linéaire a été faite en utilisant la méthode harmonique balance sur MDS. La fréquence de l'oscillateur local OL a été fixée à 60 GHz et la fréquence du signal RF à 58 GHz. Les résultats des différentes simulations sont illustrés figure 4.5.

La représentation spectrale par transformée de fourrier (FFT) permet d'obtenir les différentes raies des fréquences OL, RF, IF, ainsi que leurs composantes harmoniques; ce cas est illustré figure 4.5a. Le niveau OL a été fixé à 0 dBm et le niveau du signal RF à -30 dBm. La fréquence intermédiaire IF est de 2 GHz avec un niveau de puissance de -40 dBm. Toutes les autres composantes sont très supérieures à la IF à l'exception d'une fréquence de 4 GHz qui est proche de la fréquence intermédiaire. Cependant l'écart entre les niveaux IF = 2 GHz et cette composante 2IF (4GHz) est de 72 dB autrement dit le niveau 2IF est de 72dB en dessous du niveau IF. La figure 4.5b représente l'évolution temporelle de la forme d'onde à la sortie du mélangeur.

Nous avons également étudié les évolutions du gain de conversion en fonction de la puissance de l'oscillateur local, de la puissance de sortie de la fréquence intermédiaire P_{IF} en fonction de P_{OL} , et de P_{RF} . Ces évolutions sont respectivement illustrées figures 4.5c, 4.5d, et 4.5e.



Le maximum du gain de conversion correspond au maximum de la courbe le niveau de P_{RF} étant fixé à -30 dBm. Ce maximum est obtenu pour $P_{OL} = 3$ dBm avec - 8.6 dB de pertes de conversion (gain de conversion). L'évolution de la puissance de sortie P_{IF} suit celle du gain de conversion. La simulation de la puissance de sortie P_{IF} en fonction de P_{RF} a été faite en fixant de niveau de l'oscillateur local P_{OL} à 3 dBm. La saturation se situe au voisinage de $P_{RF} = 3$ dBm et pour un niveau de $P_{IF} = - 10$ dBm. Dans la zone linéaire le gain de conversion est - 8.6 dB.

4.4 Conclusion.

Nous avons procédé dans ce dernier chapitre à une simple simulation d'un mélangeur au voisinage de 60 GHz. Le cahier des charges imposé au départ nous a conduit à opter pour une structure très simplifiée. Il est possible d'obtenir un meilleur gain de conversion en optant pour d'autres structures soit en appliquant les deux signaux OL et RF à la grille ou en utilisant une structure type transistor à deux grilles.

Bibliographie chapitre 4

[1] S.A. MASS :

Microwave mixers.

Artech house Microwave Library, 1986.

[2] ROBERT A. PUCEL, DANIEL MASSE and RICHARD BERA :

Performance of GaAs MESFET Mixers at X Band.

IEEE TRANS. on m. Theory and Techniques, vol.MTT-24, NO.6, June 1976.

[3] STEPHEN A. MASS :

A GaAs MESFET Mixer With Very Low Intermodulation.

IEEE Trans. on microwave Theory and Techniques, vol.MTT-35,NO.4, April 1987.

[4] STEPHEN A. MASS :

Design and Performance of a 45-GHz HEMT Mixer.

IEEE TRANS. on m. Theory and Techniques, vol.MTT-34,NO.7, July 1986.

[5] HARUHIKO KATO, T. OHIRA, F. ISHITSUKA, T. TOKUMITSU, Y. KIHATA, and

NOBUAKI IMAI :

A 30 GHz MMIC Receiver for Satellite Transponders.

IEEE TRANS. on m. Theory and Techniques, vol.38,NO.7, July 1990.

[6] LLOYD T. YUAN :

Design and Performance Analysis of an Octave Bandwidth Waveguide Mixer.

IEEE TRANS. on m. Theory and Techniques, vol.MTT-25, NO.12, December 1977.

[7] Steven LOW :

W-Band Crossbar Mixers Integrated Entirely on a Single sided substratee Yielding 15 GHz

Instantaneous Band Width.

1987 IEEE MTT-S Digest.

[8] Kazuo Imai and Hisao Nakakita :

A 22-Ghz-Band Low-Noise Down-Converter for Satellite Broadcast Receivers.

IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.39, NO.6, June 1991.

[9] R. MICHELS, P. WALLACE, R. GOYAL, N. SCHEINBERG and M.PATEL :

A High-Performance, Miniaturized X-Band Active Mixer for DBS Receiver Application

WITH ON-Chip IF Noise Filter.

IEEE TRANS. on m.Theory and Techniques, vol.38, NO.9, September 1990.

[10] R. Allam, T. Coupez, C.Kolanowski, D. Théron and Y. Crosnier :

Designing and Modeling Multi-channel HEMT Gate Mixer.

International Congress Centre. Stuttgart-Germany, 9-12 September 1991..

Conclusion générale.

L'objectif de notre travail dans ce mémoire a été la conception en vue d'une intégration en monolithique des principales fonctions électroniques, notamment des fonctions non linéaires intéressantes dans la réalisation d'un système d'émission-réception à 60 GHz. Compte tenu du domaine de fréquence, nous avons utilisé des transistors à haute mobilité électronique (HEMTs) de longueur de grille 0.25 μm .

Dans la première partie nous avons développé puis implanté dans le logiciel CAO (MDS) un nouveau modèle électrique de transistor HEMT 0.25 μm . Ensuite nous avons procédé à l'étude et à l'extraction des paramètres de bruit de ce transistor à l'aide du logiciel de simulation HELENA, ces paramètres seront par la suite utilisés à la conception de l'amplificateur faible bruit.

Au cours de la seconde partie nous avons procédé à la conception et à la réalisation d'oscillateur au voisinage de 60 GHz. Les mesures ont montré un décalage de la fréquence d'oscillation par rapport aux prévisions théoriques. Nous avons ensuite tenté d'apporter une explication au problème posé.

La troisième partie a été consacrée à la conception d'amplificateur notamment d'amplificateur faible bruit au voisinage de 60 GHz avec validation d'un amplificateur réalisé par PML à l'aide d'un HEMT 0.2 μm évolution de la filière 0.25 μm .

Dans la dernière partie nous avons procédé à une simple étude et conception d'un mélangeur au voisinage de 60 GHz.

