

Jan 2000 3398

50576
1997
73

N° d'ordre: 1955

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : **ELECTRONIQUE**

par



François KAPCHE TAGNE

**UTILISATION D'UN MODELE QUASI-BIDIMENSIONNEL POUR LA
SIMULATION D'UN TRANSISTOR à EFFET de CHAMP EN REGIME
DE FONCTIONNEMENT NON LINEAIRE**

Soutenu le 06 Février 1997 devant la commission d'examen

Membres du jury :	Mr P. A. ROLLAND	Président
	Mr A. CAPPY	Directeur de thèse
	Mr G. ALQUIE	Rapporteur
	Mr A. De LUSTRAC	Rapporteur
	Mr J. C. De JAEGER	Examineur
	Mr C. DALLE	Examineur
	Mr H. HAPPY	Examineur

Dédicaces

Ce mémoire, je le dédie :

à la mémoire de mon père TAGNE Michel, à ma mère MACHIM Colette qui n'a jamais failli à son rôle de mère, à mon grand frère Innocent KAPOKO TAGNE qui m'a toujours soutenu et encouragé, à mes petits frères et soeurs à qui je demande de mieux faire.

A ma femme Mme KAPCHE née DJUIDJE Jacky Victoire, qui malgré la distance qui nous a séparée tout au long de ce travail m'a toujours encouragée et soutenue, à mes deux filles KAPCHE MEMA Marlène Natacha et KAPCHE MAMDJO Mélissa Cynthia qui retrouveront enfin leur père. Je leur demande de mieux faire.

A toutes les familles qui me sont chères, elles sont nombreuses et je ne peux toutes les citer.

A Fah Maurice Duclair le complice de toujours, à la famille Nwatsock, à Valère Tchoumtchoua, à Bébé Toubbè, à Charles Tatkeu, à Tchana Wandji, à Francis Taka Taka, à Baleba Baleba, à Alfred Acolatsé, à Wabi Nourou et à tous ceux et toutes celles qui me sont chers.

A tous les copains et copines du Lycée Joss de Douala, à tous (toutes) les copains (copines) que j'ai connus, à tous les complices, grand frères et petits frères du petit coin.

Remerciements

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (D.H.S) de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (I.E.M.N) à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur G. Salmer.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur P. A. Rolland de l'Ecole Universitaire des Ingénieurs de Lille (E.U.D.I.L) de me faire l'honneur de présider la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur A. Cappy à qui j'exprime toute ma reconnaissance. Ses compétences scientifiques et pédagogiques, sa disponibilité, ses conseils et ses qualités humaines m'ont permis de mener à bien ce travail.

Monsieur A De Lustrac, Professeur à l'Institut d'Electronique Fondamentale de l'Université de Paris Sud, et Monsieur G. Alquié, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie, me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Je leur exprime toute ma reconnaissance.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur J. C. De Jaeger, Monsieur le Chargé de Recherches C. Dalle et Monsieur le Maître de Conférences H. Happy qui me font l'honneur de participer à la commission d'examen et de juger ce travail.

J. P. Dehorter a assuré la reproduction de ce manuscrit, je l'en remercie.

Si un travail est un plaisir, c'est grâce aussi à un esprit d'équipe, une franche camaraderie. A ce titre, je remercie de tout coeur :

tous les membres de l'équipe, anciens ou nouveaux:

P. Tadyszak, J. M Belquin, J. F. Kruck, A. Spisser, C. Hespel, S Bollaert, H. Happy, J. Alamkan, H. Fourré, S. Boret, Prince T. Agbodjan, V. Hoel, G. Dambrine, F. Danneville, P. Win, Baudouin, Dylan, Elisabeth, Jean Pierre

les compagnons du restaurant universitaire:

A. Acolatsé, Tchana Wandji, Baleba Baleba, C. Tatkeu, Boughriet Abdel, Kamal, etc.

Introduction générale.

INTRODUCTION GENERALE

1

Chapitre I

Modélisation statique, petit signal et non linéaire des Mesfet et des Hemt.

I-1 Introduction	1
I-2 Présentation des composants à modéliser	2
I-2-1 Le Transistor à Effet de Champ	2
I-2-2 Le Transistor à Effet de Champ à hétérojonction	3
I-2-2-a le HEMT conventionnel	4
I-2-2-b le HEMT pseudomorphique sur GaAs	5
I-2-2-c le HEMT adapté en maille sur InP	5
I-3 Modélisation des TEC	5
I-3-1 Modélisation physique	5
I-3-1-1 Modèles analytiques et résolutions unidimensionnelles	7
I-3-1-2 Les modèles bidimensionnels	8
I-3-1-2-1 La méthode de Monte Carlo	8
I-3-1-2-2 Le Modèle hydrodynamique	9
I-3-1-2-3 Le modèle de dérive diffusion	10
I-3-1-3 Le modèle quasi bidimensionnel	11
I-3-1-3-1 Principe	11
I-3-1-3-2 Conservation du courant	11
I-3-1-3-3 Charges injectées	12
I-3-1-3-4 Influence du potentiel de surface	14
I-3-1-3-5 Dynamique électronique	15
I-3-1-3-6 Discrétisation des équations	17
I-3-1-3-7 Modélisation des effets de bords	19
I-3-2 Modélisation électrique	19
I-3-2-1 Modélisation des caractéristiques continues	19
I-3-2-2 Modélisation petit signal	20
I-3-2-2-1 Introduction	20
I-3-2-2-2 Méthode de la ligne active	20
I-3-2-2-3 Conclusion	23
I-3-2-3 modélisation non linéaire des Mesfet et des Hemt	23
I-3-2-3-1 Introduction	23

I-3-2-3-2 Schéma équivalent non linéaire	24
I-3-2-3-2-a La diode Schottky	25
I-3-2-3-2-b Le TEC à barrière Schottky	25
I-3-2-3-3 Modélisation des éléments non linéaires	26
I-3-2-3-3-a La source de courant Ids	27
I-3-2-3-3-b Les sources de courant Idg et Igs	27
I-3-2-3-3-c Les modèles de capacités Cgs et Cgd	28
1- Modèles de capacités fonction d'une variable	29
2- Modèles de capacités fonctions de deux variables	30
I-3-2-3-3-d Conclusion	33
I-3-2-3-4 Techniques de Calculs	33
I-3-2-3-5 Simulations et résultats	34
I-3-2-3-6 Conclusion	34
I-4 CONCLUSION	34
Références Bibliographiques	36

Chapitre II

Présentation du logiciel HELENA.

II-1 Introduction	2
II-2 Organigramme	3
II-2-1 Ecran d'accueil	4
II-2-2 Description du menu "File"	5
II-3 Paramètres d'entrées	6
II-3-1 Description du menu "DATA"	6
II-3-2 Paramètres de la couche	7
II-3-3 Paramètres géométriques	8
II-3-4 Paramètres	8
II-4 Modélisation	11
II-4-1 Description du menu "Modelling"	11
II-4-2 Analyse de la couche	11
II-4-3 Modélisation DC, AC, Bruit	11
II-4-4 Modélisation non linéaire	13
II-5 Paramètres de sorties	15
II-5-1 Description du menu "Output"	15
II-5-2 Commande de charges	16

II-5-3	Caractéristiques continues	17
II-5-4	Paramètres du schéma équivalent intrinsèque	17
II-5-5	Représentation du schéma équivalent petit signal	18
II-5-6	Performances de bruit: paramètres S et Gains	18
II-5-7	Représentations des paramètres physiques dans le composant	21
II-5-8	Modèles non linéaires	21
II-6	Menu d'aide	23
II-7	Comparaison théorie expérience	24
II-8	Conclusion	24
	Références bibliographiques	26

Chapitre III

Modélisation temporelle des MESFET et des HEMT.

III-1	Introduction	2
III-2	Méthodes d'analyses des circuits	2
III-2-1	Introduction	2
III-2-2	Méthodes temporelles	2
III-2-3	Méthodes fréquentielles	4
III-2-3-1	Les séries de Volterra	4
III-2-3-2	Les fonctions de Description	6
III-2-4	Les méthodes tempo-fréquentielles	7
III-2-4-1	Principe	7
III-2-4-2	Processus	8
III-2-5	Méthode choisie	10
III-2-6	Conclusion	10
III-3	Simulations et principaux résultats	11
III-3-1	Equations	11
III-3-2	Cas du MESFET	13
III-3-2-1	Analyse statique	13
III-3-2-2	Réponse à un échelon en Vds et Vgs	14
III-3-2-3	L'analyse petit signal	15
III-3-2-4	Analyse au delà du pincement	17
III-3-2-5	Simulation d'un amplificateur de puissance	17
III-3-2-6	Simulation d'un commutateur	22
III-3-2-7	Simulation de la droite de charge	22
III-3-3	Cas du HEMT	23

II-3-3-1 Analyse statique	24
II-3-3-2 Réponse à un échelon de tension V_{ds} et V_{gs}	24
II-3-3-3 Analyse petit signal	25
II-3-3-4 Simulation d'un amplificateur de puissance	25
III-4 Conclusion	28
Références bibliographiques	29

INTRODUCTION GENERALE.

Afin de répondre aux besoins croissants en systèmes de transmission performants en terme de débit et de qualité, les systèmes civils ou militaires utilisent des dispositifs micro ondes caractérisées par des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées. Ces développements dépendent en partie de la Conception Assistée par Ordinateur (C.A.O) des circuits.

La conception des circuits MMICs nécessite la modélisation des éléments actifs et passifs. Si les propriétés des éléments passifs sont en général connues avec une bonne précision, il n'est pas de même pour les éléments actifs et plus particulièrement des transistors.

Les simulateurs utilisés pour l'étude des circuits MMICs tels que MDS, SPICE, TOUCHSTONE ne possèdent à cet effet que des modèles simples d'analyse des transistors à effet de champ de type MESFET ou HEMT. L'utilisation de ces logiciels pour l'étude des circuits en gamme millimétrique utilisant des composants de type HEMT ne donne pas des résultats satisfaisants. Ainsi, au laboratoire, il s'est avéré nécessaire de développer un modèle d'étude des transistors à effet de champ de types MESFET et HEMT qui donne un schéma équivalent électrique ainsi que les paramètres de bruits générés par ces composants dans une large gamme de fréquences. Un premier jalon a été posé au laboratoire. Le fruit de ce travail a été la conception et la réalisation par Henri Happy et Olivier Pribetich du logiciel de simulation nommé HELENA pour "Hemt ELEctrical properties and Noise Analysis".

HELENA réalisait dans sa version originale:

- l'étude des caractéristiques continues (DC)
- L'étude du schéma équivalent électrique petit signal hyperfréquence (AC).
- L'analyse des performances de bruit générés par le composant.
- La détermination des paramètres S ainsi que les différents gains du transistor ($\text{msg/mag} - |H_{21}|^2 - \text{GTU}$).

Comme on le constate, le logiciel HELENA, dans sa version originale, se limitait à l'étude du composant en régime de fonctionnement linéaire. Or les transistors travaillent également en régime de fonctionnement non linéaire. L'objectif de ce travail consiste à étudier la modélisation non linéaire des MESFET et des HEMT.

Les techniques de modélisation de composants non linéaires peuvent être divisées en deux groupes:

- les méthodes expérimentales.
- Les méthodes théoriques.

Nous avons essayé d'utiliser les deux approches. Pour atteindre notre objectif, nous avons organisé le mémoire en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation statique, petit signal et non linéaire des MESFET et HEMT. Après avoir présenté les composants à modéliser et leur principe de fonctionnement, nous avons exposé les deux grands types de modélisation: la modélisation physique d'une part et la modélisation électrique d'autre part.

Pour la modélisation physique, nous avons rappelé les méthodes de résolutions de l'équation de Poisson et l'équation de Transport de Boltzmann. Nous avons justifié la modélisation quasi bidimensionnelle utilisée dans HELENA.

La modélisation électrique nous a permis:

- de présenter la description des caractéristiques continues.
- De décrire la méthode de la ligne active utilisée pour déterminer le schéma équivalent électrique petit signal
- De réaliser une modélisation non linéaire.

Pour l'étude non linéaire, nous avons utilisé l'une des méthodes expérimentales qui consiste à modéliser les variations des éléments du schéma équivalent non linéaire en fonction des tensions v_{ds} et v_{gs} par des expressions mathématiques empiriques. Parmi les nombreuses expressions proposées par la littérature pour modéliser la principale non linéarité qui est la source de courant I_{ds} , nous avons choisi d'introduire dans le logiciel les modèles proposés par Curtice, Materka, Tajima, et Angelov. Le logiciel HELENA étant considéré comme la source des fichiers à optimiser par les différents modèles, les coefficients de ces modèles sont déterminés par la méthode des moindres carrés.

Le deuxième chapitre présente le logiciel dans sa version commercialisée par Artech House [1]. Cette version réalise:

- L'analyse des caractéristiques continues.
- L'étude du schéma équivalent électrique petit signal hyperfréquence (AC).
- L'analyse des performances de bruit généré par le composant.
- La détermination des paramètres S ainsi que les différents gains du transistor ($\text{msg/mag} - |H_{21}|^2 - \text{GTU}$).

- La sauvegarde de certains fichiers de bruit sous le format utilisable par le logiciel TOUCHTONE.

- Le calcul des paramètres physiques internes du composant suivant la direction longitudinale source drain (le champ E_x , la vitesse moyenne, l'énergie moyenne, les densités surfaciques de charges).

- La modélisation non linéaire.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation temporelle des MESFET et HEMT. Après avoir décrit les méthodes théoriques (temporelles, fréquentielles, tempo-fréquentielles) de modélisation de composants non linéaires, nous avons présenté les équations physiques qui décrivent le composant. Ces équations ont été résolues en utilisant l'approximation quasi-bidimensionnelle dont l'un des principes considère que le champ électrique longitudinal E_x est indépendant de y (oy étant la direction perpendiculaire à l'interface grille semi-conducteur). Malgré l'inconvénient principal de la modélisation temporelle qui est le temps de calcul prohibitif, nous l'avons utilisé à cause de l'intérêt que peut susciter le régime transitoire. Nous avons simulé la réponse des MESFET et HEMT soumis à des variations temporelles quelconques. Nous avons effectué une simulation en régime statique qui nous a permis de déterminer les caractéristiques continues, et une simulation en régime petits signaux qui nous a permis d'effectuer une comparaison entre la matrice $[Y]$ obtenue par la méthode de la ligne active utilisée dans HELENA et la méthode que nous avons mis en oeuvre. Pour l'analyse non linéaire, nous avons simulé un amplificateur en régime de fonctionnement classe A. Nous avons ensuite déterminé pour cet amplificateur, le point d'inter modulation d'ordre 3 (IP3) qui correspond au point fictif où le prolongement des réponses linéaires en puissance de la porteuse et de la raie d'inter modulation se rejoignent.

Nous terminerons le mémoire par la conclusion du travail effectué et ses perspectives.

[1] : HELENA: HEMT Electrical Properties and Noise Analysis. Software and User's Manual by Henri Happy and Alain Cappy. *Artech House Publishers*.

***Chapitre 1 : MODELISATION STATIQUE, PETIT SIGNAL et
NON LINEAIRE des MESFET et HEMT.***

I-1 INTRODUCTION.

Depuis 1980, date à laquelle les premiers transistors à haute mobilité électronique ont été réalisés dans les laboratoires de Fujitsu [1] et de Thomson [2], de nombreux travaux ont été entrepris afin d'étudier les mécanismes de fonctionnement de ce type de composants d'une part, d'en améliorer les performances d'autre part. Ces études ont conduit à des structures de plus en plus complexes.

Cette complexité croissante des structures réalisées nécessite une étude théorique préalable. Il est donc nécessaire de posséder un outil de modélisation permettant l'étude de ces composants.

Nous présentons donc dans ce chapitre les outils nécessaires à la modélisation des Transistors à Effet de Champ en général et des MESFET et HEMT en particulier. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons les composants à modéliser et leur principe de fonctionnement. Dans la deuxième partie, nous exposerons les deux grands types de modélisation à savoir la modélisation physique d'une part et la modélisation électrique d'autre part. Dans la modélisation physique, nous rappellerons les modèles de résolutions de l'équation de Poisson et de l'équation de transport de Boltzmann. Nous justifierons le choix de la modélisation Quasi-Bidimensionnelle utilisée dans le logiciel HELENA. La modélisation électrique nous permettra de présenter la modélisation statique qui constitue la première étape, le rappel de la méthode de la ligne active nous emmènera à la modélisation petit signal, ceci constitue la deuxième étape. La troisième étape de la modélisation électrique sera la présentation des modèles non linéaire des Transistors à Effet de Champ. La modélisation non linéaire permettra de décrire les principales non linéarités qui sont: Les courants Ids, Igs et Igd d'une part et les capacités Cgs et Cgd d'autre part. Nous présenterons en fin de chapitre les résultats des simulations effectuées.

I-2 PRESENTATION des COMPOSANTS à MODELISER.

I-2-1 Le Transistor à Effet de Champ (T.E.C).

Le principe de fonctionnement du Transistor à Effet de Champ a été décrit pour la première fois par W. Shockley en 1952 [3]. Il a proposé un nouveau type de composant dont la particularité est d'être unipolaire. Le principe du Transistor à Effet de Champ défini par Shockley est basé sur l'existence d'un canal conducteur dont la conductance peut être modulée

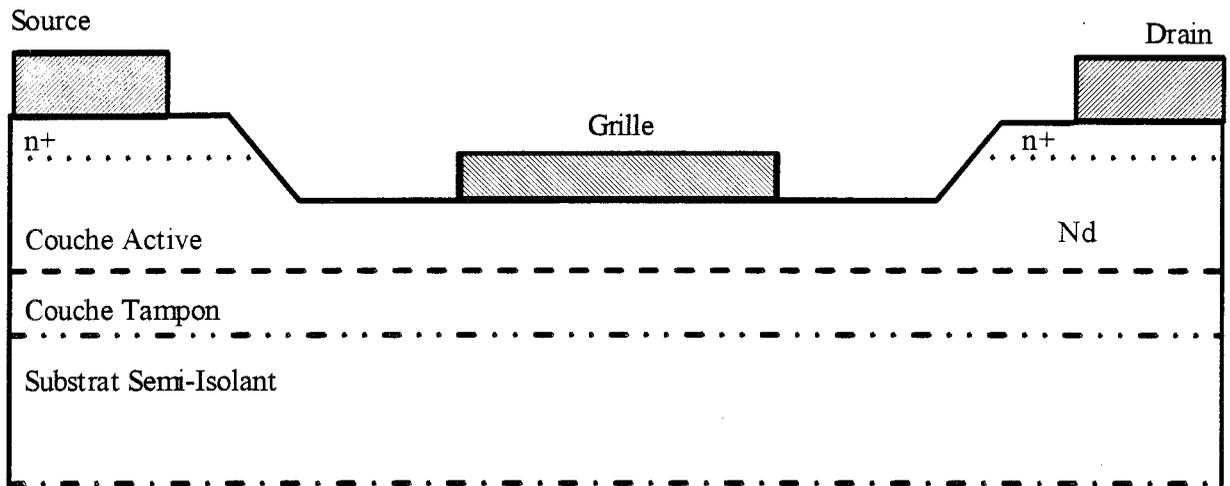


Figure I-1: *Structure d'un MESFET*

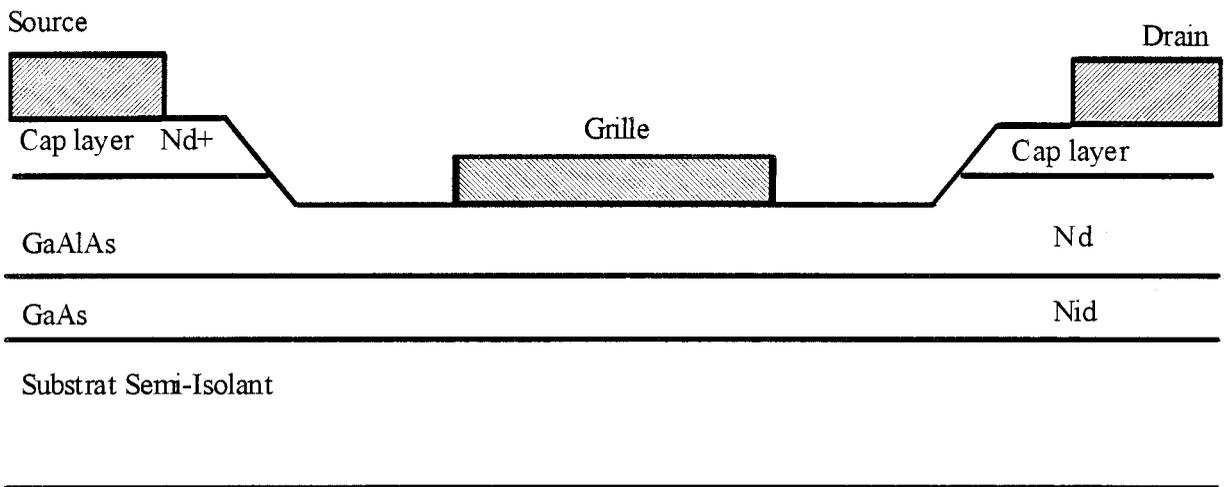


Figure I-2: *Schéma Conventiionelle d'un HEMT GaAlAs/GaAs*

par application d'un champ électrique perpendiculaire à la direction du courant. Le Transistor à Effet de Champ proposé par Shockley est constitué d'un parallélépipède de semi-conducteur de type N comportant un contact ohmique à chaque extrémité et de deux jonctions P-N sur les faces supérieures et inférieures formant les électrodes de grille.

Si le transistor proposé par Shockley comportait une jonction P-N pour électrode de grille, cette jonction a rapidement été remplacée par une barrière Schottky plus facile à réaliser. De même, le Silicium a été remplacé par l'Arséniure de Gallium (GaAs) pour les applications en hyperfréquences et en logique rapide. Trois raisons fondamentales ont guidé ce choix :

- la meilleure dynamique des électrons dans GaAs.
- La possibilité de réaliser les substrats "semi-isolants".
- La facilité de réaliser de bonnes barrières Schottky sur GaAs.

On est donc passé du JFET au MESFET dont le principe de fonctionnement est identique à celui décrit par SHOCKLEY. La **figure I.1** présente la structure conventionnelle d'un MESFET. Ceci étant, la formidable percée technologique effectuée à la fin des années 1970 dans le domaine de la croissance épitaxiale des matériaux semi-conducteurs (particulièrement les composés III-V), avec la mise au point de l'épitanie par jets moléculaires et de l'épitanie en phase vapeur aux organo-métalliques, a permis l'émergence de nouvelles recherches en électronique et l'invention de toute une série de nouveaux composants aux performances étonnantes. Parmi ces nouveaux composants, nous nous intéresserons au composant appelé selon les auteurs TEGFET (Two dimensional Electron Gas Field Effect Transistor), HEMT (High Electron Mobility Transistor), MODFET (MODulation Doped Field Effect Transistor) et leurs variantes. Dans la suite du manuscrit, nous l'appellerons HEMT ou TEGFET.

I-2-2 Le Transistor à Effet de Champ à hétérojonction.

Le principe de fonctionnement est le même que celui décrit précédemment à savoir la modulation de la conductance entre deux contacts ohmiques appelés "Source" et "Drain" par l'action d'une électrode de commande appelée "Grille". La conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le semi-conducteur et donc au courant entre la source et le drain. La structure conventionnelle de base d'un Transistor à Effet de Champ à hétérojonction est celle présentée à la **figure I-2-a**.

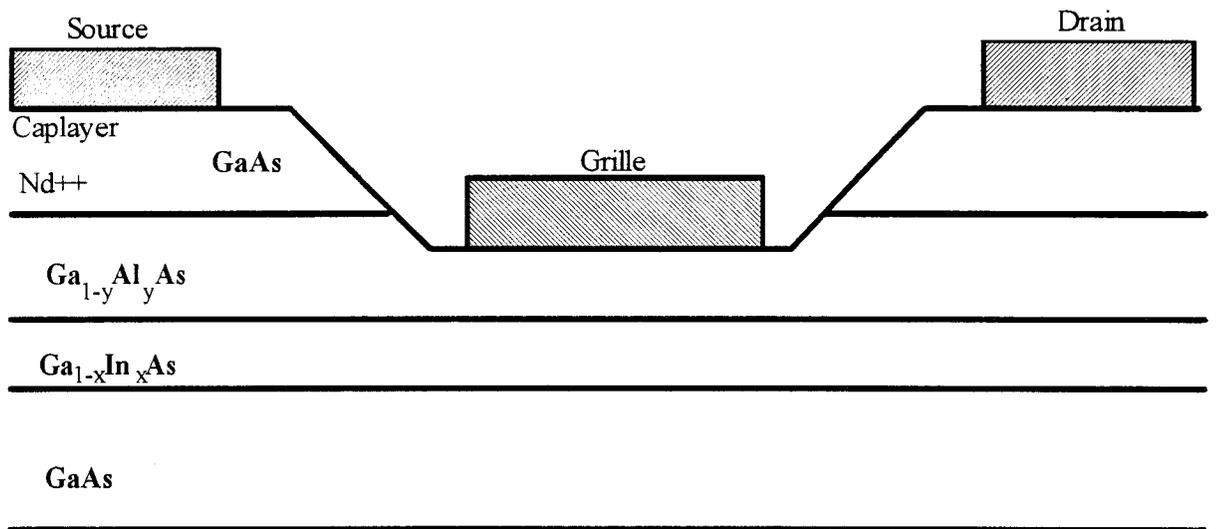


Figure 1-2-b: Structure schématique d'un H.E.M.T GaAlAs/GaInAs pseudomorphique.

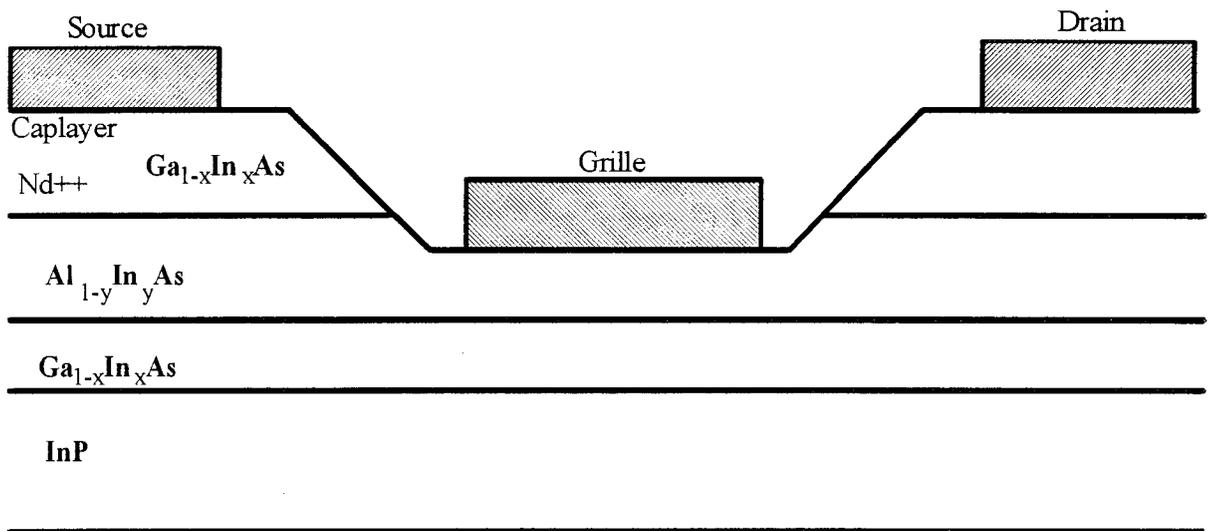


Figure 1-2-c: Structure schématique d'un H.E.M.T AlInAs/GaInAs adapté en maille sur InP.

La couche superficielle très fortement dopée appelée "Cap layer" permet de réduire les résistances d'accès et d'améliorer les résistances de contacts.

La couche de matériau à grand gap fortement dopée par rapport à la couche de matériau à petit gap qui est NID (Non Intentionnellement Dopée) a pour rôle de fournir les électrons à la structure. Vient ensuite une couche de matériau à grand gap NID appelée espaceur. Cette couche permet d'accroître la séparation spatiale entre électrons et impuretés et donc de réduire les interactions électrons impuretés.

La couche suivante est constituée par le matériau à petit gap NID. Cette couche reçoit le gaz bidimensionnel d'électrons et assure en grande partie la conduction du courant. Enfin le substrat semi-isolant qui sert de support à la structure.

Le principe de base du TEGFET consiste donc à séparer spatialement les porteurs libres des donneurs ionisés dont ils proviennent. Ainsi en raison des différences d'affinités électronique entre le matériau à grand gap (GaAlAs) et le matériau à petit gap (GaAs), les électrons libérés par les donneurs situés dans GaAlAs sont transférés dans la bande de conduction de GaAs. Le GaAs étant NID, ces électrons ont une grande mobilité en raison de l'absence d'ions donneurs. L'adjonction d'une fine couche NID (quelques nanomètres) du matériau à grand gap à l'hétérojonction, permet en augmentant cette séparation spatiale, d'augmenter la mobilité. L'épaisseur optimale de cette couche est de quelques dizaines d'Angstrons ($10 - 50 \text{ \AA}$) [4]. La mobilité des électrons dépend aussi de la densité des porteurs (N_s) du gaz 2 D à cause de l'effet d'écran. En se basant sur le principe de la séparation spatiale des électrons d'un matériau à grand gap à un matériau à petit gap, de multiples variantes du HEMT ont été développés depuis 1984. Nous nous sommes intéressés particulièrement aux structures suivantes:

- HEMT conventionnel.
- HEMT Pseudomorphique sur substrat GaAs.
- HEMT adapté en maille sur InP.

I-2-2-a le HEMT Conventionnel.

La structure la plus simple d'un HEMT conventionnel est celle présentée **figure 1-2-a**. La couche active est formée par l'hétérojonction GaAlAs dopée -GaAs NID. La discontinuité de la bande de conduction (ΔE_c) entre ces deux matériaux est comprise entre 0,15 et 0,2 eV suivant le pourcentage d'aluminium. Cette discontinuité de la bande de conduction induit une densité de charges accumulées (N_s) comprises entre $0,7 \cdot 10^{12}$ et $0,8 \cdot 10^{12}$ électrons/cm² dans le

canal GaAs. Le HEMT conventionnel est essentiellement utilisé pour l'amplification faible bruit.

I-2-2 b Le HEMT Pseudomorphique sur substrat GaAs.

Dans le cas le plus simple le H.E.M.T pseudomorphique sur substrat GaAs est celui présenté **figure 1-2-b**. Le double intérêt du matériau $\text{Ga}_{1-y}\text{In}_y\text{As}$ réside dans les meilleures propriétés de transport par rapport à GaAs d'une part, et une discontinuité de la bande de conduction du couple GaAlAs/GaInAs plus élevée que celle du couple GaAlAs/GaAs. Pour une teneur d'indium d'environ 20 % et une épaisseur de GaInAs de l'ordre de 120 \AA , $\Delta E_c = 0.3 \text{ eV}$ alors que ΔE_c est de l'ordre de 0.15 à 0.2 eV suivant la fraction d'Aluminium pour le couple GaAlAs/GaAs. Le paramètre de maille de GaInAs étant différent de celui de GaAs, l'épaisseur de la couche de GaInAs est limitée. Cette épaisseur est d'autant plus faible que la fraction d'indium augmente. Pour conserver l'accord de maille, le GaInAs est alors contraint. Le H.E.M.T pseudomorphique à double plan de dopage est intéressant pour un fonctionnement en puissance puisqu'il présente des densités de charges élevées (jusqu'à $4.10 \times 10^{12} \text{ at/cm}^2$ pour un T.E.C à double hétérojonction à deux plans de dopages [48]).

I-2-2-c: Le H.E.M.T adapté en maille sur InP.

Les alliages AlInAs et GaInAs contenant respectivement 52 % et 53 % d'indium sont en accord de maille avec InP. La discontinuité de la bande de conduction (ΔE_c) ainsi formé atteint 0.52 eV et des densités d'électrons dans le canal supérieures à $2.10^{12} \text{ électrons/cm}^2$ sont mesurées par effet Hall. De plus, les propriétés de transport du GaInAs contenant 53 % d'indium sont excellentes : mobilité élevée $\mu_n \approx 10000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ et $\Delta \xi_{\Gamma L} = 0.6 \text{ eV}$. La structure la plus simple d'un HEMT adapté en maille sur InP est présentée **figure 1-2-c**. Ce composant pourra présenter de bonnes performances en hyperfréquences compte tenu des propriétés de transport de GaInAs et des valeurs élevées des densités d'électrons dans le canal. Cependant, à cause de la faible valeur de la tension de claquage (2 à 3 V), ce composant n'est pas utilisable pour les applications en puissance.

I-3 MODELISATION DES T.E.C.

I-3-1 Modélisation Physique.

La simulation physique d'un composant semi-conducteur requiert la résolution auto cohérente des équations de Poisson et de transport de Boltzmann (E.T.B).

L'équation de Poisson relie le potentiel électrostatique V à la distribution de charges ρ par la relation

$$\Delta V = -\frac{\rho}{\epsilon} \text{ où } \epsilon \text{ est la permittivité diélectrique du milieu.}$$

L'équation de transport exprime l'évolution au cours du temps de la répartition des électrons dans l'espace des phases et dans l'espace réel. Celle ci, décrite par la fonction de distribution $f(\vec{r}, \vec{k}, t) d\vec{r} d\vec{k}$, est définie de la façon suivante :

" la probabilité à l'instant t de trouver un électron de vecteur d'onde \vec{k} à $d\vec{k}$ près à la position \vec{r} à $d\vec{r}$ près est $f(\vec{r}, \vec{k}, t) d\vec{r} d\vec{k}$ ". L'équation de transport de Boltzmann peut s'écrire de la façon suivante:

$$\frac{df(\vec{r}, \vec{k}, t)}{dt} = \left[\frac{\partial f(\vec{r}, \vec{k}, t)}{\partial t} \right]_{\text{collisions}}$$

La complexité de cette équation est due pour beaucoup à la forme du second membre qui doit traduire toutes les interactions que peuvent subir les porteurs. Moyennant quelques hypothèses simplificatrices sur la nature des chocs et dans l'hypothèse d'un transport non quantique, l'E.T.B peut s'écrire de la façon suivante:

$$\frac{df}{dt} = -\frac{q\vec{E}}{\hbar} \vec{\nabla}_k f - \vec{v} \vec{\nabla}_r f + \left(\frac{df}{dt} \right)_c$$

Cette équation montre que le déplacement des porteurs est soumis à l'action de trois effets :

- la force Coulombienne,
- les forces de diffusion résultants des gradients spatiaux,
- les collisions avec le réseau qui sont supposées instantanées.

Il est aussi nécessaire de bien connaître toutes les caractéristiques du matériau semi-conducteur et en particulier sa structure de bande. Pour les structures à hétérojonctions, la différence de Gap entre matériaux différents crée une discontinuité de la bande d'énergie notée ΔE_c . Pour un HEMT, il en résulte une accumulation d'électrons à l'interface des deux matériaux. Les propriétés du transistor sont liées à l'existence de ce gaz d'électrons. La détermination des caractéristiques du composant passe par la résolution des équations couplées citées ci dessus. De nombreuses méthodes étant envisageables, nous pouvons distinguer :

- des modèles analytiques et résolutions unidimensionnelles,
- des modèles bidimensionnels ou tridimensionnels,
- des modèles quasi-bidimensionnels.

I-3-1-1 Modèles analytiques et résolutions unidimensionnelles.

Les modèles analytiques sont chronologiquement les premiers élaborés et ont pour base l'analyse théorique du TEC due à Shockley [3]. Les modèles analytiques permettent d'obtenir les caractéristiques continues I-V et petit signal. Ces caractéristiques sont obtenues en considérant une évolution graduelle du canal sous la grille et une loi de transport fonction du champ électrique ($v = \mu(E)E$). Les caractéristiques en petit signal sont obtenues par une méthode quasi-statique. Ces méthodes ne nécessitant que peu de calculs, elles peuvent être utilisées pour l'optimisation rapide des composants [5 à 10]. Le principe de base de ce modèle conduit à considérer la distribution du champ électrique sous la grille comme étant la superposition de deux champs unidimensionnels

- un champ longitudinal E_x responsable de la dérive des porteurs entre la source et le drain,
- un champ transverse E_y correspondant à la zone désertée du canal sous la grille.

Les modèles analytiques, par leur simplicité, sont facilement exploitables. Cependant, les approximations limitent leur domaine de validité. Ils sont inadaptés pour l'analyse des composants dans lesquels interviennent des phénomènes de dynamique non stationnaire. Par ailleurs, tous les modèles analytiques considèrent le substrat comme parfaitement isolant, ce qui ne permet pas de décrire correctement les caractéristiques proches du pincement ainsi que la conductance de sortie en régime de saturation.

Les modèles unidimensionnels sont basés sur la résolution des équations de Poisson et Boltzmann suivant une seule direction. L'équation de Poisson est résolue dans la direction perpendiculaire à l'interface alors que l'équation de transport de Boltzmann est résolue dans la direction parallèle. L'E.T.B est le plus souvent résolue en considérant que la vitesse des électrons ne dépend que du champ électrique ($v = \mu(E)E$). Les effets bidimensionnels peuvent être pris en compte de façon phénoménologique [11]. Les effets quantiques peuvent être introduits de façon approximative par les lois analytiques déduites des résultats d'une résolution auto cohérente.

I-3-1-2 Les modèles bidimensionnels.

Les modèles bidimensionnels, plus exacts mais plus difficiles à mettre en oeuvre peuvent être de plusieurs types suivant la méthode utilisée pour résoudre l'E.T.B. On distingue donc les modèles bidimensionnels particuliers de type Monte Carlo, hydrodynamique, et dérive diffusion.

I-3-1-2-1 La méthode de Monte Carlo.

Le principe de la méthode Monte Carlo décrit par [12, 13, 14], appliqué à l'étude des phénomènes de transport dans les semi-conducteurs, est de suivre au cours du temps l'évolution dans l'espace des phases et l'espace réel (\vec{r}, \vec{k}) un ensemble de particules supposé représenter la population électronique réelle dans le composant. Le mouvement d'une particule est décrit par une suite de vols libres, interrompus par des interactions supposées instantanées, qui ont pour effet de modifier le vecteur d'onde et éventuellement l'énergie de la particule.

Pendant les phases dites de vols libres, la particule est uniquement soumise au champ électrique \vec{E} local et son évolution est parfaitement déterministe. La variation du vecteur d'onde est décrite par

$$\frac{d\vec{k}}{dt} = \frac{q\vec{E}}{\hbar}, \quad \hbar = \frac{h}{2\pi}$$

h est la constante de Planck.

La vitesse se déduit de la structure de bande $\xi(\vec{k})$ par $\vec{v} = \frac{1}{\hbar} \vec{\nabla}_{\vec{k}} \xi$ et la position est connue à chaque instant par l'intégration de la vitesse. En revanche, les interactions sont des phénomènes aléatoires décrits par les lois de probabilité $S_i(\vec{k}, \vec{k}')$. Par définition, $S_i(\vec{k}, \vec{k}')$ est la densité de probabilité de transition d'un état \vec{k} à un état \vec{k}' par le mécanisme d'interaction d'indice i. Le principe de la méthode appliqué à un matériau en volume permet de déterminer

- l'évolution du coefficient de diffusion en champ statique,
- l'évolution de la vitesse moyenne et de l'énergie moyenne d'un électron en fonction du champ électrique statique,
- l'évolution en fonction du champ électrique statique de la masse efficace moyenne d'une population d'électrons.

I-3-1-2-2 Modèle hydrodynamique.

Les modèles hydrodynamiques sont basés sur la résolution des équations de conservation découlant de l'équation de transport de Boltzmann. Largement utilisés pour l'étude des MESFET [15, 16, 17], ils peuvent également être adaptés aux TEGFET. Dans ce cas, les effets de quantification peuvent être soit négligés [18], soit pris en compte de façon approximative. Cette méthode a été introduite par les auteurs tels que M Shur [19] et W Curtice [15]. Dans ce modèle, l'équation de transport de Boltzmann est transformée par intégration en un système d'équations de conservation pour l'analyse du composant. Les transformations nécessitent les hypothèses simplificatrices suivantes:

- la fonction de distribution ne dépend que de l'énergie moyenne.
- les effets des collisions sont traités de manière phénoménologique par l'utilisation de l'approximation des temps de relaxation.
- Les équations de conservation sous leur forme simplifiée s'expriment alors de la façon suivante :

- équation de conservation de la charge

$$\frac{\partial n}{\partial t} + \frac{\partial (nv_x)}{\partial x} = 0$$

- équation de conservation du moment

$$\frac{\partial (nm^*(\xi)v_x)}{\partial t} = qnE_x - \frac{\partial (nm^*(\xi)v_x^2)}{\partial x} - \frac{\partial (nkT(\xi))}{\partial x} - \frac{nm^*(\xi)v_x}{\tau_m(\xi)}$$

- l'équation de conservation de l'énergie

$$\frac{\partial (n\xi)}{\partial t} = qnE_x v_x - \frac{\partial (nv_x(\xi + kT(\xi)))}{\partial x} - \frac{n(\xi - \xi_0)}{\tau_\xi(\xi)}$$

Dans ces expressions, n est la densité des porteurs, $m^*(\xi)$ la masse efficace supposée fonction de l'énergie moyenne, ξ l'énergie moyenne, ξ_0 l'énergie thermique, $\tau_m(\xi)$ (respectivement $\tau_\xi(\xi)$) le temps de relaxation du moment (de l'énergie), q la charge de l'électron, et k la constante de Boltzmann. Les expressions bidimensionnelles complètes de ces équations de conservation sont données par T Shawki Ahmad [20]. La topologie du composant et les structures des couches épitaxiales étant données, la résolution

bidimensionnelle des équations de conservation couplées à l'équation de Poisson fournit les caractéristiques électriques du composant.

I-3-1-2-3 Modèle de dérive-diffusion.

Cette méthode a été décrite par Reiser [21] pour l'étude des TEC. L'équation de transport s'écrit sous la forme suivante:

$$\vec{j} = qn\vec{v} + qD\vec{\nabla}_n + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}$$

Le premier terme traduit le mouvement de dérive dû au champ électrique, le second terme traduit le phénomène de diffusion dû aux gradients spatiaux et le troisième terme traduit le courant de déplacement.

La résolution de cette équation bidimensionnelle par la méthode des différences finies permet de déduire les paramètres électriques du composant. Le modèle de dérive diffusion a permis de mettre en évidence l'importance des phénomènes bidimensionnels en sortie de grille ainsi que l'injection des porteurs dans le substrat.

Conclusion.

Les modèles bidimensionnels permettent de décrire de manière rigoureuse le comportement d'un composant. Cependant, la mise en oeuvre des modèles bidimensionnels est complexe. Les contraintes de stabilité imposent une discrétisation temporelle dont le pas Δt est inférieur au temps de relaxation diélectrique d'une part, le pas spatial Δx est tel que $\frac{\Delta x}{\Delta t}$ soit supérieur à la valeur maximale de la vitesse moyenne de dérive des porteurs dans le composant d'autre part. Ceci entraîne les temps de calculs prohibitifs. Il apparaît donc que les modèles bidimensionnels sont précis mais coûteux et complexes alors que les modèles analytiques sont simples mais peu précis. Le choix de la modélisation la plus appropriée résultera donc d'un compromis entre la précision attendue et l'effort consentie en coût de calcul. Un compromis possible est le modèle quasi-bidimensionnel.

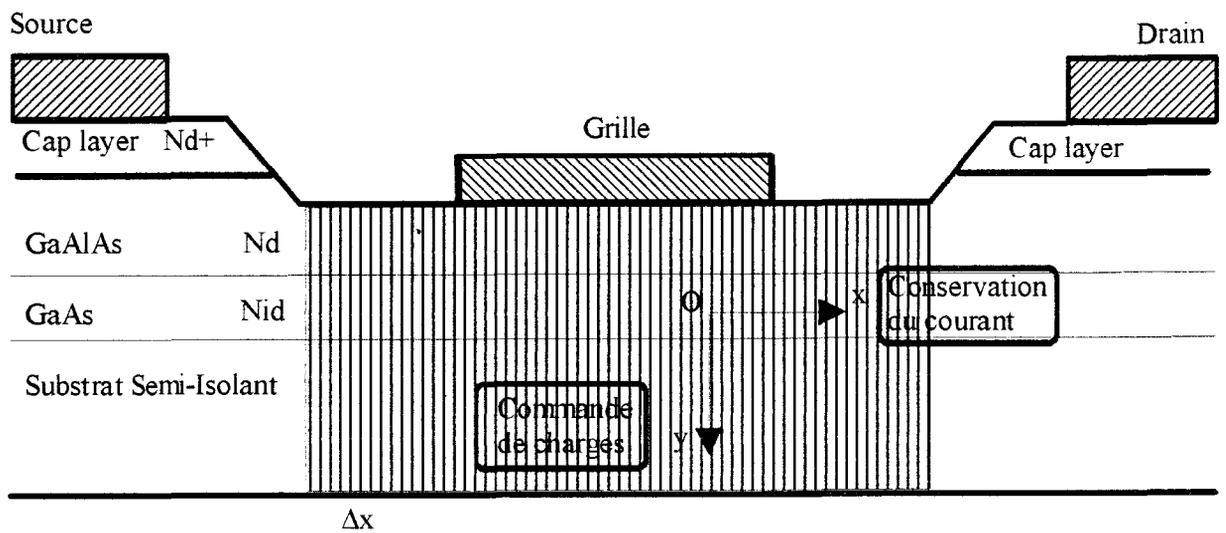


Figure I-3: Principe de la modélisation Quasi Bidimensionnelle.

I-3-1-3 Le modèle Quasi-Dimensionnel (Quasi 2D).

Compromis entre les modèles bidimensionnels et analytiques, l'idée directrice de la modélisation Quasi 2D est de tenir compte du maximum de phénomènes physiques qui interviennent dans le composant (effet de dynamique non stationnaire, injection des porteurs dans le substrat, effets bidimensionnels en sortie de grille...) pour être précis et de façon simple pour être rapide.

I-3-1-3-1 Principe.

Dans son principe, le composant est divisé en tranches d'épaisseur Δx et sur le contour de chacune d'elles, on résout les équations de Poisson sous la forme du théorème de Gauss et de continuité. Cette méthode, développée entre autres par A. Cappy [11] et utilisée par Henri Happy [22] donne de bons résultats. La résolution des équations de transport et de Poisson s'effectue de manière unidimensionnelle, découplée suivant l'axe source drain d'une part (Ox) et suivant l'axe perpendiculaire à la grille (Oy) d'autre part. La figure I-3 montre le principe. Cette décomposition traduit les deux étapes principales de l'étude du composant effectué dans HELENA (Hemt ELEctrical Properties and Noise Analysis) [23]. Dans la direction Oy, la commande de charges est calculée, elle constitue la première étape de la modélisation quasi 2D. Dans la seconde étape, le transport électronique est considéré dans la direction Ox de la source au Drain. La loi de commande de charges est associée au transport électronique pour déduire les différentes grandeurs physiques internes du composant. Ces grandeurs physiques internes sont ainsi déterminées de proche en proche.

L'hypothèse fondamentale de ce modèle est de considérer que $\frac{\partial E_x}{\partial y} = 0$. Ainsi à une abscisse donnée, le champ électrique longitudinal E_x ne dépend pas de y . Cette hypothèse fondamentale est justifiée par les modèles bidimensionnels.

I-3-1-3-2 Conservation du courant.

Pour une tranche Δx du composant qui peut comporter plusieurs couches, le courant en x est donné par l'expression suivante :

$$I(x) = qZ \sum_i Q_i [V_{gc}(x)] v_i [\xi_i(x), E(x)] \text{ où}$$

Z est la largeur du composant,

$V_{gc}(x)$ représente le potentiel grille canal. $V_{gc}(x) = V_{gs} - V(x) - V_b$,

V_b est la hauteur de la barrière Schottky,

$Q_i[V_{gc}(x)]$ représente la somme de la densité des porteurs libres de la couche i qui participent à la conduction,

v_i la vitesse moyenne des porteurs de la couche i,

ξ_i l'énergie moyenne des porteurs de la couche i,

$E(x)$ le champ en x.

\sum_i l'ensemble des couches constituant la structure du composant.

Dans le logiciel HELENA [23], Henri Happy et Alain Cappy [23] se sont limités à une structure à deux couches qui permet de traiter une grande diversité de composants. A chacune des couches, est affectée une loi de transport particulière. Les différents paramètres de la couche à faible mobilité sont caractérisés par l'indice 1 et ceux de la couche à grande mobilité par l'indice 2. Ce qui entraîne que pour un composant à deux couches, l'expression du courant à l'abscisse x est la suivante :

$$I(x) = qZ \{ Q_1[V_{gc}(x), x] v_1[\xi_1(x), E(x)] + Q_2[V_{gc}(x), x] v_2[\xi_2(x), E(x)] \}.$$

Cette expression valable quel que soit x variant de la source au drain doit tenir compte de plusieurs phénomènes dont nous étudions les influences dans les paragraphes suivants.

I-3-1-3-3 Charges injectées.

A Cappy [11] en s'inspirant des indications fournies par les modèles bidimensionnels, a abouti à une modélisation simple de l'effet de pénétration des porteurs dans le substrat. L'analyse effectuée distingue deux cas de figures suivant que le canal est ouvert ou fermé. Le canal à une abscisse est dit ouvert lorsque le potentiel interne à cette abscisse est supérieur à la tension de pincement obtenue à la commande de charges. Dans le cas contraire, le canal est dit pincé.

a: canal ouvert.

La commande de charges s'effectuant à la tension $V_{ds}=0$, l'équation de Poisson bidimensionnelle s'écrit

$$\frac{\partial E_y}{\partial y} = \frac{q}{\epsilon} (Nd^+ - n) \text{ puisque à } V_{ds}=0, \text{ le terme } \frac{\partial E_x}{\partial x} = 0.$$

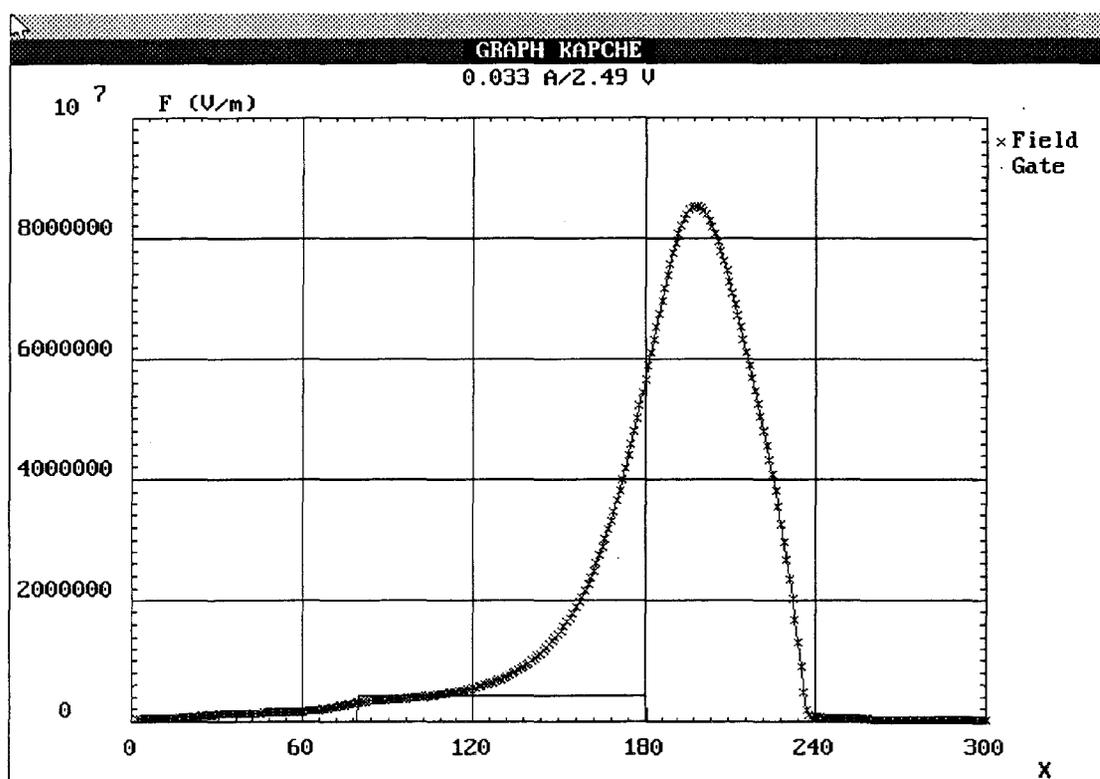


Figure I-4 Evolution du champ E_x suivant l'axe longitudinal du Transistor.

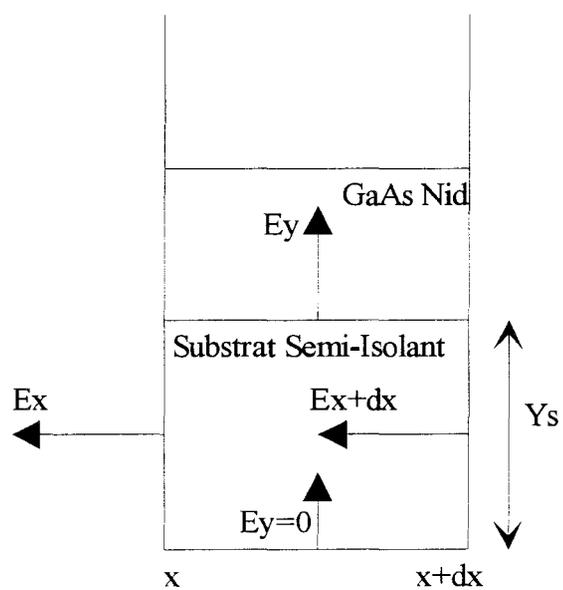


Figure I-5: Principe du calcul des charges injectées dans le Substrat.

Lorsqu'on applique une tension $V_{ds} \neq 0$, le terme $\frac{\partial E_x}{\partial x}$ n'est plus négligeable surtout en sortie de grille. La **figure I-4** montre un exemple d'évolution du champ E_x le long du composant simulé par HELENA à $V_{ds}=2$ V et $V_{gs}=0$ V. On constate bien que la zone où s'effectue une forte variation du champ E_x est en sortie de grille.

Toute variation du champ électrique aux bornes d'une tranche crée une densité supplémentaire de charges notée N_{inj} telle que

$$N_{inj} = \frac{\epsilon}{q} \frac{\partial E_x}{\partial x}$$

Les modèles bidimensionnels ayant montré l'existence de charges injectées dans le substrat lorsque l'on applique une tension V_{ds} , A Cappy [11] a considéré que cette densité de porteurs est localisée sur une épaisseur équivalente de substrat Y_s . Cette épaisseur est exprimée par une relation de la forme

$$Y_s = \frac{L_g}{k} \text{ avec } k \geq 2 \text{ où } L_g \text{ représente la longueur}$$

de grille du composant, k nombre entier.

Canal pincé.

Le canal est dit pincé lorsque le potentiel vgrille canal $V_{gc}(x)$ est inférieur à la tension de pincement. La limite du modèle de commande de charges est atteinte. Henri Happy [22] estime que toute diminution de la tension V_{gc} au delà de la tension de pincement a pour but d'étendre la zone désertée au substrat. Ceci se traduit par une diminution de la densité de charges injectées dans le substrat. En appliquant le théorème de Gauss sur une tranche d'épaisseur Y_s et en utilisant les notations de la **figure I-5**, on aboutit à

$$N_{inj} = \frac{\epsilon}{q} \left[\frac{\Delta E_x}{\Delta x} - \frac{E_y}{Y_s} \right]$$

En tenant compte des charges injectées, l'expression du courant en un point d'abscisse x s'écrira

$$I(x) = qZ \left\{ (Q_1(V_{gc}(x)) + Q_{inj1})v_1 + (Q_2(V_{gc}(x)) + Q_{inj2})v_2 \right\}$$

La loi de transport des charges injectées dans le substrat est identique à celle du gaz 2D. Cette hypothèse se justifie par les résultats obtenus par JL Thobel [14] à partir d'une modélisation Monté Carlo, en comparant la vitesse moyenne des électrons en fonction du champ électrique statique dans le cas des structures GaAs et $Ga_{1-x}In_xAs$ contraint avec

$x=0.25$, il a constaté que le transport dans le canal GaInAs contraint est quasiment identique au transport dans le matériau GaAs. L'expression précédente du courant se conçoit pour une structure de type HEMT conventionnelle ou une structure HEMT adaptée en maille sur InP. Cette expression traduit aussi l'aspect bidimensionnel de l'étude à savoir

Q_1 et Q_2 traduisant les densités surfacique obtenues par la commande de charges,
 Q_{inj} traduisant les charges dues à l'application du potentiel V_{ds} donc un champ E_x .

La tension de pincement variant en fonction de V_{ds} , nous pensons que cette variation est due aux charges supplémentaires et injectées qui sont fonctions de V_{ds} .

I-3-1-3-4 Influence du potentiel de surface.

Henri Happy [22] a largement étudié l'influence du potentiel de surface noté V_{surf} . Ce potentiel de surface caractérise les états de surface. La valeur généralement admise pour le GaAs est de 0.5 V. Il influe dans les espaces source grille et grille drain qui se composent d'un cap layer et d'une zone creusée de la couche active.

Sur la zone creusée de la couche active, le potentiel de surface agit de la même manière qu'une tension de grille de même valeur. Il est considéré comme une tension de commande des charges libres. Son influence est alors décrite par la loi de commande de charges précédemment définie pour les couches actives. Le potentiel de surface a une influence sur la couche de contact dopée (caplayer). Compte tenu des dopages élevés de la couche de contact, la zone désertée que crée le potentiel de surface a une épaisseur très faible. Cette épaisseur est facilement calculable par l'expression classique

$$X_{dep} = \sqrt{\frac{2\varepsilon V_{surf}}{qN_{dcap}}} \quad \text{avec } N_{dcap} \text{ le dopage du}$$

caplayer.

Pour tenir compte de ce caplayer, une charge supplémentaire notée Q_{cap} a été introduite dans l'équation du courant sous la forme

$$Q_{cap}(x) = N_{dcap} \cdot L_{cap}(x).$$

L'équation globale du courant a la forme suivante:

$$I(x) = qZ[(Q_1 + Q_{inj1} + Q_{cap})v_1 + (Q_2 + Q_{inj2})v_2]$$

Dans cette équation, nous avons considéré que la loi de transport dans le cap est identique à celle de la couche de faible mobilité. Le caplayer, compte tenu de la valeur du dopage, a une mobilité faible par rapport à celle de la couche de grande mobilité.

I-3-1-3-5 Dynamique électronique.

Lorsque dans un composant à semi-conducteur on a des variations spatiales et temporelles brusques du champ électrique, la vitesse des porteurs n'est plus fonction uniquement du champ électrique car apparaissent alors des phénomènes dits "non stationnaires". J.G Ruch [24] s'est aperçu très tôt de l'importance de ces phénomènes dans les T.E.C à grille courte et canal étroit. Les travaux effectués au laboratoire [25, 26, 27] ont confirmé la nécessité d'une modélisation qui en tiennent compte. Dans les simulations effectuées au prix de certaines hypothèses [11, 28, 29] l'équation de transport de Boltzmann conduit à deux équation de relaxation : une de l'énergie et l'autre du moment qui s'expriment de la façon suivante :

$$\frac{\partial(n\xi)}{\partial t} = qnEv - \frac{\partial(nv(\xi + kT))}{\partial x} - n \frac{\xi - \xi_0}{\tau_\xi}$$

$$\frac{\partial(nm^*v)}{\partial t} = qnE - \frac{\partial(nm^*v^2)}{\partial x} - \frac{\partial(nkT)}{\partial x} - n \frac{m^*v}{\tau_m} \text{ où}$$

n , ξ , v sont respectivement les valeurs moyennes de la concentration, de l'énergie et de la vitesse des porteurs.

k la constante de Boltzmann,

T la température électronique,

ξ_0 l'énergie moyenne des porteurs à l'équilibre thermodynamique,

m^* la masse efficace moyenne des porteurs,

E le champ électrique,

τ_ξ , τ_m étant le temps de relaxation de l'énergie et du moment.

A Cappy [11] a procédé à l'investigation du comportement de ces deux équations de relaxation en comparant les résultats obtenus avec elles à ceux donnés par une modélisation utilisant les équations microscopiques résolues par la méthode de Monté Carlo. Pour un régime indépendant du temps, il a pu simplifier les équations sous la forme

$$v = \mu(\xi)E - \frac{\mu(\xi) d(kT)}{q dx} - \frac{v\mu(\xi)m^* dv}{q dx} - \frac{\mu(\xi)kT dn}{qn dx} \quad \text{pour la vitesse et}$$

$$\frac{d(\xi + kT)}{dx} = qE - \frac{\xi - \xi_0}{v\tau_\xi} \quad \text{pour l'énergie.}$$

Il a ensuite étudié l'influence des différents termes et a montré que les deux équations peuvent se simplifier d'une manière spectaculaire sans pour autant sacrifier considérablement la précision. Ce qui explique que comme loi de transport, il a utilisé pour les couches à grande mobilité (indice 2) les équations de conservation sous la forme suivante :

L'équation de conservation de la charge (ou du courant)

$$\text{div}(nv)=0 \text{ ou } \text{div}J=0 \text{ avec } J=qnv.$$

L'équation de conservation du moment

$$m^*(\xi)v_2 \frac{dv_2}{dx} = qEx - \frac{m^*(\xi)v_2}{\tau_m(\xi)}$$

L'équation de conservation de l'énergie

$$\frac{d\xi}{dx} = qEx - \frac{\xi - \xi_0}{v_2 \tau_\xi(\xi)}$$

τ_ξ et τ_m sont déduits des résultats Monté Carlo en régime statique. Ce qui entraîne que

$$\tau_m(\xi) = \frac{m^*(\xi)v_{ss}(\xi)}{qE_{ss}} \text{ et } \tau_\xi(\xi) = \frac{\xi - \xi_0}{qE_{ss}v_{ss}(\xi)} \text{ où}$$

E_{ss} est le champ électrique statique, $v_{ss}(\xi)$ est la vitesse moyenne des porteurs en champ statique en fonction de l'énergie.

En posant $\mu(\xi) = \frac{q\tau_m(\xi)}{m^*(\xi)} = \frac{v_{ss}(\xi)}{E_{ss}}$, $\mu(\xi)$ est la mobilité en champ électrique statique.

Pour les couches d'indice 1, la mobilité est faible compte tenu des valeurs élevées des dopages couramment utilisés par rapport à la couche de grande mobilité, dans ce cas, on

suppose que le transport ne dépend que du champ électrique, ce qui entraîne que $v=\mu(E)E$. La relation analytique qui a été retenue est la suivante :

$$v(E) = \frac{\mu E}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu E}{v_s}\right)^2}}$$

I-3-1-3-6 Discrétisation des équations.

Compte tenu des hypothèses énoncées dans les paragraphes précédents, nous pouvons donc dire que l'équation du courant à l'abscisse x s'écrira

$$I(x) = qZ[(Q_{cap} + Q_{inj1} + Q_1) \cdot v_1 + (Q_2 + Q_{inj2})v_2]$$

Q_{inj1} , (Q_{inj2}) représentent les charges injectées totales créées par la variation du champ électrique E_x dans le "caplayer" et la couche d'indice 1, (la couche d'indice 2 et le substrat).

Considérant le schéma de la figure I-6, en appliquant le théorème de Gauss sur une tranche, les charges injectées sont données par les expressions suivantes:

$$Q_{inj1} = \frac{\varepsilon}{q\Delta x} l_1 [E_x(i) - E_x(i-1)] + \frac{\varepsilon}{q\Delta x} [E_x(i)l_{cap}(i) - E_x(i-1)l_{cap}(i-1)],$$

$$Q_{inj2} = \frac{\varepsilon (Y_s + l_2)}{q \Delta x} \left[E_x(i) - E_x(i-1) - E_y(i) \frac{\Delta x}{(Y_s + l_2)} \right].$$

Q_{inj2} se ramène sous la forme générale $Q_{inj2} = \alpha + \beta E_x$ avec

$$\alpha = -\frac{\varepsilon}{q\Delta x} (l_2 + Y_s) \left\{ E_x(i-1) + \frac{1}{2} (E_y(i) + E_y(i-1)) \frac{\Delta x}{l_2 + Y_s} \right\}$$

$$\beta = \frac{\varepsilon}{q\Delta x} (l_2 + Y_s)$$

$Q_{inj1} = \delta + \lambda E_x$ avec

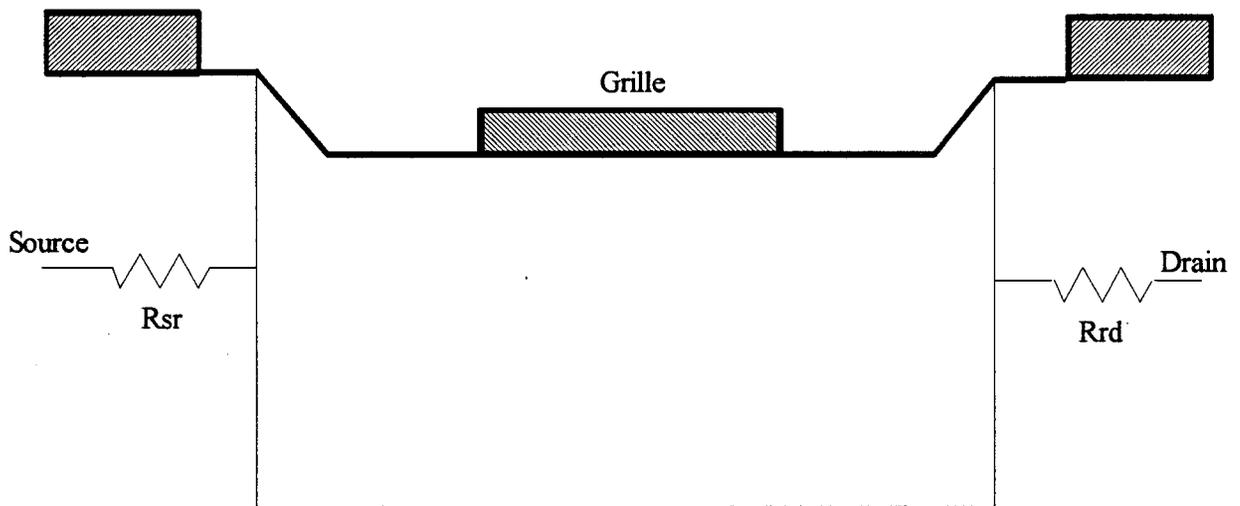


Figure I-7: *Illustration des résistances d'accès R_{sr} et R_{sd} .*

$$\delta = -\frac{\varepsilon}{q\Delta x}(l_1 + l_{cap}(i-1))E_x(i-1)$$

$$\lambda = \frac{\varepsilon}{q\Delta x}(l_1 + l_{cap}(i))$$

De l'équation de conservation du moment, on déduit la vitesse dans la couche d'indice 2 par l'expression

$$v_2(i) = a_i + b_i E_x(i) \text{ avec}$$

$$a_i = \frac{v_2(i-1)}{1 + a_x}, \quad b_i = \frac{\mu_{ss}(\xi)a_x}{1 + a_x}, \quad a_x = \frac{q\Delta x}{v_2(i-1)\mu(\xi)m^*(\xi)}$$

L'équation de conservation de l'énergie permet d'écrire que

$$\xi(i) = \xi(i-1) + q\Delta x \left[E_x(i-1) - \frac{v_2 E_{ss}}{a_i + b_i E_x(i-1)} \right]$$

L'hypothèse admise pour les couches de faibles mobilités permet d'écrire

$$v_1(i) = \mu_1(i-1)E_x(i) \text{ avec } \mu_1 = \frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu E_x(i-1)}{v_s} \right)^2}}$$

Pour un courant drain source I_{ds} constant et une tension source grille V_{gs} fixés, l'évolution du champ électrique dans la structure permet de déduire la tension drain source V_{ds} correspondante par la relation

$$V_{ds} = \int_{source}^{drain} E_x dx + (R_{sr} + R_{rd})I_{ds}$$

R_{sr} et R_{rd} étant les résistances des couches des zones d'accès illustrée sur la **figure I-7**. Il faut donc déterminer l'évolution du champ électrique dans la structure. Pour cela, nous utilisons l'équation de conservation du courant. Nous aurons donc

$$I_{ds} = qZ \left[(Q_1 + Q_{cap} + Q_{sup\ cap} + Q_{inj1})v_1 + (Q_2 + Q_{inj2})v_2 \right]$$

En reportant les expressions discrétisées dans l'équation de conservation du courant, on obtient une équation du second degré en champ électrique sous la forme

$$AE_x^2 + BE_x + C = 0$$

avec

$$A = \lambda\mu_1 + \beta b_i$$

$$B = (Q_1 + Q_{cap} + \delta)\mu_1 + (Q_2 + \alpha)b_i + \beta a_i$$

$$C = -\frac{Ids}{qZ} + (Q_2 + \alpha)a_i$$

I-3-1-3-7 Modélisation des effets de bords.

Les effets de bords prennent de l'importance dans la modélisation des composants à grille submicronique. C'est pourquoi, pour une analyse approfondie des phénomènes en sortie de grille, on peut envisager un pas Δx variable. R. Singh et al [30] ont utilisé un pas variable pour l'analyse petit signal. Dans HELENA, ce pas est constant. Compte tenu que le modèle quasi 2D réalisé pour les composants de type MESFET [31, 11] approximent ces effets par des considérations géométriques, (zone désertée de forme parabolique), Henri Happy [22] utilise une approche similaire pour les composants de type HEMT. Mais le raisonnement ne porte plus sur la zone désertée qui ne traduit plus de manière exacte la loi de commande de charges des structures HEMTs. Dans les zones d'entrée et de sortie de grille, une évolution du potentiel sous forme cubique a été retenue. Ce potentiel évoluant entre le potentiel local aux extrémités de la grille et le potentiel de surface. Ce choix assure la continuité des grandeurs physiques du composant.

I-3-2 Modélisation électrique.

Une modélisation électrique permet de déterminer les caractéristiques d'un composant. Ces caractéristiques permettent de déterminer l'état statique, dynamique et non linéaire.

I-3-2-1 Modélisation des caractéristiques continues.

Pour déterminer le réseau des caractéristiques continues, il faut fixer les valeurs de V_{ds} et V_{gs} afin de déduire I_{ds} . Or dans les paragraphes précédents, nous avons déduit la tension V_{ds} du calcul du champ électrique E_x le long du composant. Ce champ dépend de la valeur

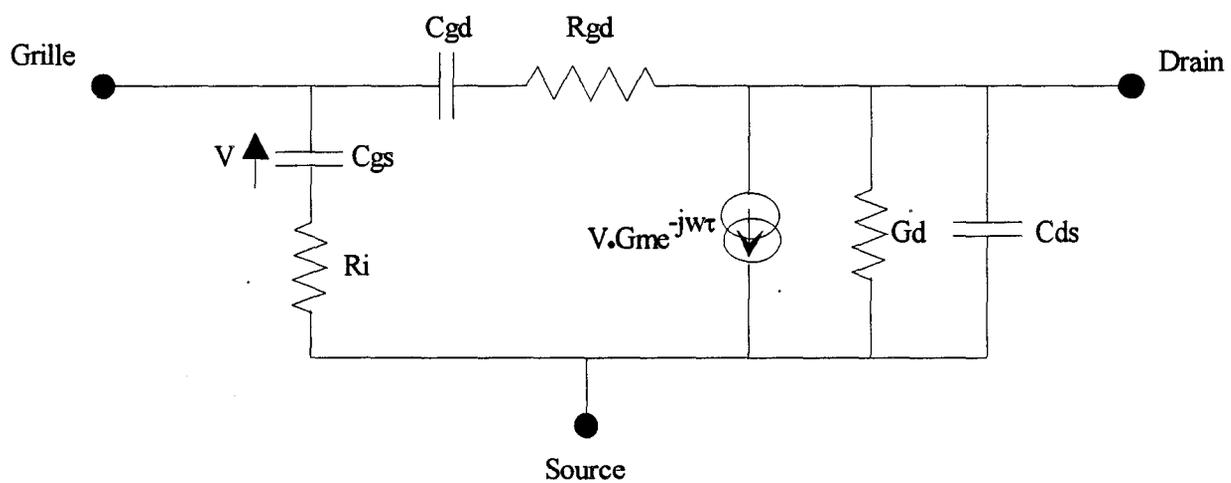


Figure I-8: Schéma équivalent petit signal du transistor intrinsèque.

initiale du courant. En pratique, on se fixe les valeurs de V_{ds} et V_{gs} et on détermine la valeur du courant qui permet d'obtenir la valeur V_{ds} fixée. L'organigramme de la méthode est donnée par Henri Happy [22].

I-3-2-2 Modélisation petit signal.

I-3-2-2-1 Introduction

Modéliser un composant en régime petit signal c'est se définir un modèle électrique et ensuite chercher une méthode pour déterminer les éléments du modèle. La modélisation petit signal consistera à déterminer les éléments du schéma équivalent du transistor intrinsèque pour un point de polarisation. A partir d'une mesure des paramètres S_{ij} , Gilles Dambrine [32] détermine les éléments Y_{ij} du transistor intrinsèque. Par identification entre Y_{ij} et les éléments du schéma équivalent du transistor intrinsèque, il détermine ainsi les éléments du schéma équivalent. Après avoir déterminé le schéma équivalent par l'analyse quasi-statique et temporelle, Henri Happy [22] conclut que l'utilisation de ces deux méthodes pose quelques problèmes. Le modèle quasi-statique ne permet pas de déterminer les éléments R_i , R_{gd} , C_{ds} et τ du schéma équivalent de la **figure I-8**. L'analyse quasi-statique ne permet pas de traduire le comportement en hautes fréquences du transistor et ne tient pas compte du caractère distribué de la commande du composant. La méthode utilisée pour déterminer le schéma équivalent petit signal du transistor intrinsèque est la méthode de la ligne active proposée par A. Cappy [11] dont le principe sera décrit au paragraphe suivant.

I-3-2-2-2 Méthode de la ligne active.

La méthode de la ligne active décrite par A. Cappy [11] introduit le concept d'un schéma équivalent local petit signal. L'équation d'ondes n'est pas résolue de façon globale, mais traduite de façon locale sous la forme d'un schéma équivalent local qui dépend des grandeurs physiques internes et locales du transistor.

a: Notion de schéma équivalent local.

Le transistor est divisé en tranches d'épaisseurs Δx et pour chacune d'elle, on définit un schéma équivalent local dépendant des grandeurs physiques dans la tranche. Chaque tranche du composant étant considéré comme un quadripôle, elle peut être caractérisée par sa matrice

admittance $[Y_{ij}]$. Les coefficients de la matrice sont déterminés à partir du schéma équivalent local petit signal.

L'équation de continuité $Div\vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$ intégrée aux bornes de la tranche

conduit à la relation $\frac{I(x + \Delta x) - I(x)}{\Delta x Z} + q \frac{\Delta n}{\Delta t} = 0$. Soit $\Delta I(x) + q \Delta x Z \frac{\Delta n}{\Delta t} = 0$.

N est considérée en première approximation comme étant la densité surfacique de charges dans la tranche et ne dépend que du potentiel grille canal $V_{gc}(x)$. On ne tient donc pas compte des charges injectées dans le substrat et des charges créées par la variation de champ $\frac{dE_x}{dx}$.

Pour une tranche du composant, nous avons $\Delta I_d(x) + ig(x) = 0$. Lorsque le composant est soumis à une tension sinusoïdale de grille v_g et de drain v_d de faible amplitude autour d'un point de polarisation,

on obtient $ig(x) = q \Delta x Z \frac{\Delta N}{\Delta t}$.

Or $N=f(V_{gc})$, ce qui entraîne que l'on peut faire intervenir $\frac{\Delta V_{gc}}{\Delta t}$ sous la forme

$$ig(x) = q \Delta x Z \frac{\Delta N(V_{gc})}{\Delta V_{gc}} \frac{\Delta V_{gc}}{\Delta t}$$

$$\frac{\Delta V_{gc}}{\Delta t} = j\omega v_g(x) \text{ ce qui entraîne que } ig(x) = j\omega q \Delta x Z \frac{\Delta N}{\Delta V_{gc}} v_g(x).$$

$$\text{Or } q \Delta x Z \frac{\Delta N}{\Delta V_{gc}} = \Delta C_{gc}(x), \text{ d'où } ig(x) = j\omega \Delta C_{gc}(x).$$

Ce courant correspond au courant de déplacement de grille. De la même façon, en partant de l'expression simplifiée du courant de conduction dans une tranche du composant (on ne tient pas compte de Q_{cap} , et Q_{inj}), l'on a

$$I(x) = qZ [N_1(V_{gc})v_1(E_x) + N_2(V_{gc})v_2(E_x)].$$

On exprime la variation du courant drain sous la forme

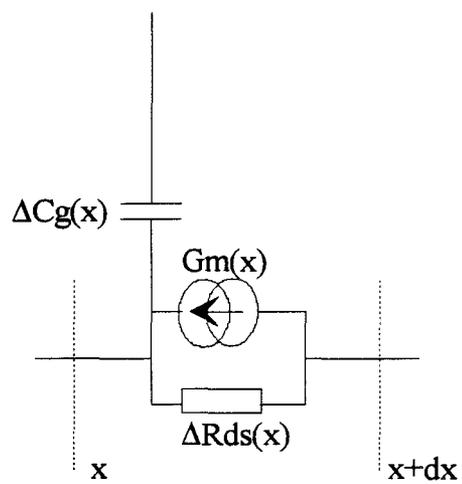


Figure I-9: Schéma équivalent local pour chaque tranche du composant intrinsèque.

$$id(x) = Gm(x)v_g + \Delta Gd(x)v_d \text{ avec}$$

$$Gm(x) = \frac{\Delta Id}{\Delta V_{gc}}$$

$$\Delta Gd(x) = \frac{\Delta Id}{\Delta x \Delta E_x}$$

A Cappy [11] définit ainsi donc pour chaque tranche du composant un schéma équivalent local ($\Delta C_{gc}(x)$, $Gm(x)$, $\Delta Gd(x)$) comme représenté sur la figure I-9. Les différents éléments localisés du schéma équivalent sont déterminés par différenciation numérique des équations physiques décrivant le fonctionnement du transistor. Le schéma équivalent est traduit sous la forme matricielle par sa matrice admittance $[Y(x)]$ dont les éléments sont définis comme suit

$$y_{11}(x) = j\omega \Delta C_{gc}(x) \qquad y_{12}(x) = 0$$

$$y_{21}(x) = Gm(x) \qquad y_{22}(x) = \Delta Gd(x).$$

Il suffit donc de déterminer le schéma équivalent local pour toutes les tranches. Le composant est ainsi décrit sous la forme d'une ligne active distribuée et non uniforme.

Déterminer le schéma équivalent local permet également d'introduire les sources de bruit dans chaque tranche du composant.

b: Calcul de la Matrice admittance de la ligne.

La méthode de calcul de la matrice admittance pour deux tranches a été déterminée par Henri Happy [22]. La matrice admittance résultante est décrite par une relation récurrente. L'expression obtenue se généralise pour calculer la matrice admittance totale $[Y]$ du composant de la source au drain.

Connaissant la matrice admittance entre les points x_0 et notée $[Y(x_0, x)]$ l'on aboutit à la matrice admittance entre les points x_0 et $x + \Delta x$ notée $[Y(x_0; x + \Delta x)]$ définie par les relations suivantes :

$$Y_{11}(x_0, x + \Delta x) = Y_{11}(x_0, x) + y_{11}(x + \Delta x) + \frac{\beta(x)}{1 + \alpha(x)} (y_{11}(x + \Delta x) + y_{21}(x + \Delta x) - Y_{21}(x_0, x))$$

$$Y_{12}(x_0, x + \Delta x) = y_{12}(x + \Delta x) + \frac{\beta(x)}{1 + \alpha(x)} (y_{22}(x + \Delta x) + y_{12}(x + \Delta x))$$

$$Y_{21}(x_0, x + \Delta x) = \frac{1}{1 + \alpha(x)} (Y_{21}(x_0, x) - y_{11}(x + \Delta x) + \alpha(x)y_{21}(x + \Delta x))$$

$$Y_{22}(x_0, x + \Delta x) = \frac{1}{1 + \alpha(x)} (\alpha(x)y_{22}(x + \Delta x) + y_{12}(x + \Delta x)) \text{ avec}$$

$$\alpha(x) = \frac{Y_{22}(x_0, x) + y_{11}(x + \Delta x) + y_{12}(x + \Delta x)}{y_{22}(x + \Delta x) + y_{21}(x + \Delta x)}$$

$$\beta(x) = \frac{Y_{12}(x_0, x) - y_{12}(x + \Delta x) - y_{11}(x + \Delta x)}{y_{22}(x + \Delta x) + y_{21}(x + \Delta x)}$$

Cette matrice est déterminée numériquement et chaque coefficient est exprimé sous la forme d'une partie réelle et d'une partie imaginaire.

c: Extraction des paramètres intrinsèques.

Partant du schéma équivalent fixé, on exprime la matrice [Y] du composant en fonction des divers éléments du schéma équivalent. Par identification à la matrice admittance calculée numériquement, on déduit tous les éléments du schéma équivalent. Le schéma équivalent ainsi déterminé l'est pour un point de polarisation et dépend de la fréquence du signal d'entrée.

I-3-2-2-3 Conclusion.

Pour obtenir le schéma équivalent petit signal autour d'un point de polarisation, la méthode décrite par A. Cappy [11] est celle de la ligne active. Les comparaisons effectuées par Henri Happy [22] montrent que cette méthode donne de bons résultats. Cette méthode qui utilise la notion de quadripôle est facile à mettre en oeuvre et est bien adaptée aux programmes de simulation.

I-3-2-3 Modélisation non linéaire des MESFET's et des HEMT's.

I-3-2-3-1 Introduction.

Une technique de modélisation non linéaire de Transistor à Effet de Champ consiste à décrire par des expressions mathématiques les plus simples possibles, les variations des éléments du schéma équivalent en fonction des grandeurs électriques du Transistor. Avant de modéliser les éléments du schéma équivalent, il faut d'abord se définir la configuration de ce

schéma équivalent. Pour la conception des circuits non linéaires micro ondes à TEC, il est important d'établir un modèle qui prend en compte de façon suffisamment précise les phénomènes physiques et qui soit suffisamment simple pour être traité sur ordinateur en un temps relativement court. Les techniques pour modéliser un composant non linéaire peuvent être divisées en deux groupes:

- les méthodes expérimentales
- les méthodes théoriques.

Dans les méthodes expérimentales, le transistor est modélisé par un schéma équivalent électrique petit signal. On mesure les éléments du schéma équivalent pour toutes les valeurs du réseau I_{ds} (V_{ds} , V_{gs}). Ainsi, on obtient un fichier de valeurs des éléments du schéma équivalent en fonction des grandeurs électriques v_{gs} et v_{ds} . Ce fichier peut être utilisé directement pour la conception des circuits non linéaires. Une autre approche consiste à modéliser les variations des éléments du schéma équivalent linéaire en fonction des tensions v_{gs} et v_{ds} par des expressions mathématiques empiriques. Dans ce cas, les coefficients des expressions mathématiques sont déterminés à partir du fichier des données mesurées par une méthode d'optimisation, par exemple la méthode des moindres carrés.

D'autres méthodes de modélisation non linéaires basées sur les mesures de paramètres S en grand signal ou sur des mesures de charges optimales (load pull) sont également couramment utilisées.

Dans les méthodes théoriques, le transistor est décrit par les équations physiques qui traduisent son fonctionnement interne en fonction du temps. Les méthodes temporelles peuvent être utilisées pour des formes d'ondes quelconque.

I-3-2-3-2 Schéma équivalent non linéaire.

Dans le cadre de notre étude, nous allons considérer un MESFET. Le matériau de base du MESFET est un semi-conducteur de type n, réalisé par épitaxie sur un substrat de résistivité élevé. Des contacts sont réalisés sur la couche épitaxiée pour la source et le drain; un dépôt métallique entre ces électrodes constitue la barrière Schottky qui est la grille du transistor. Pour établir un schéma équivalent, nous étudierons d'abord la diode Schottky, ensuite nous extrayons le schéma équivalent.

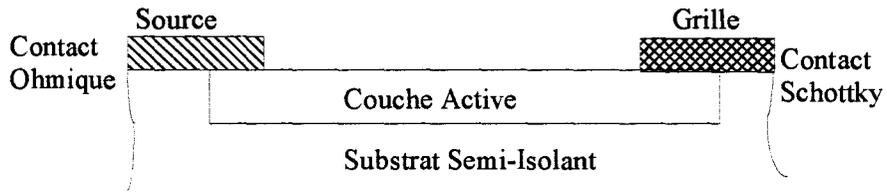


Figure I-10: Coupe transversale d'une diode Schottky

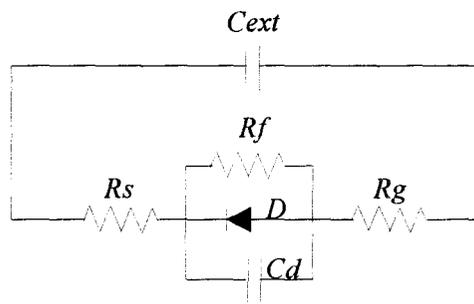


Figure I-11-a: Schéma équivalent d'une diode Schottky

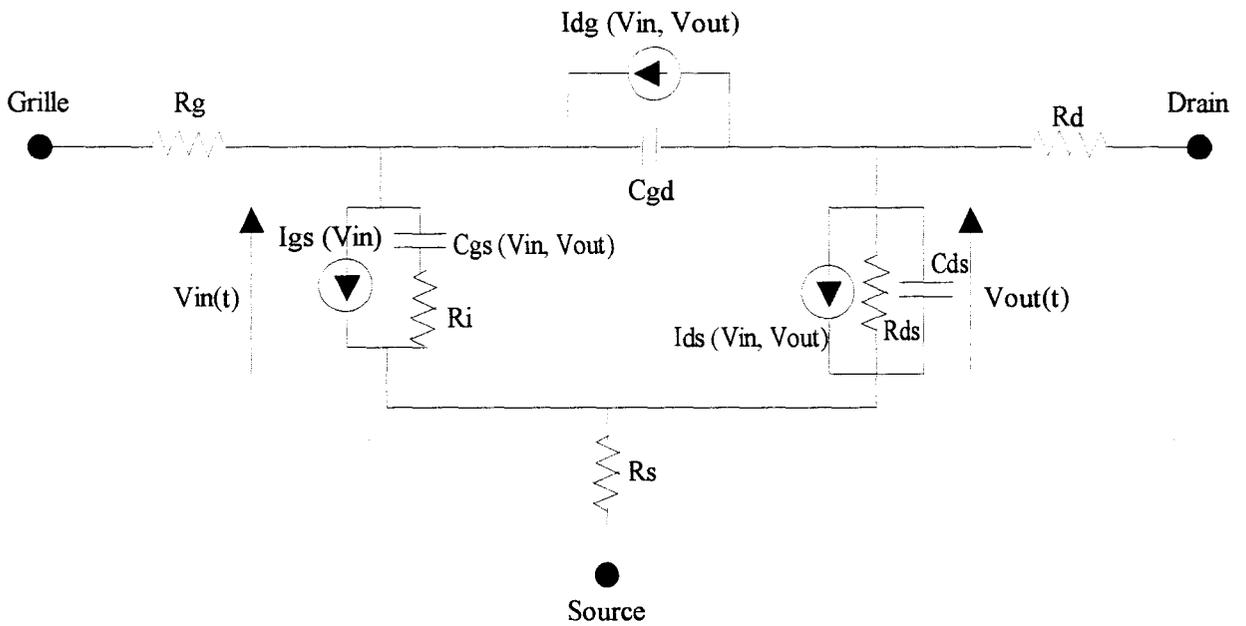


Figure I-11-b: Schéma équivalent du T.E.C proposé par Curtice

I-3-2-3-2-a La diode Schottky.

Une diode Schottky sur une couche mince de GaAs est constitué d'un contact ohmique et un contact redresseur de type Schottky reliés par un canal conducteur. Les figures I-10 et I-11-a représentent respectivement la coupe transversale d'une diode Schottky et son schéma équivalent.

D représente une diode Schottky intrinsèque, la loi courant tension qui décrit son fonctionnement est

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right]$$

où q est la charge de l'électron, k la constante de Boltzmann, T la température absolue, n coefficient d'idéalité.

R_S représente la résistance du canal conducteur plus la résistance ohmique.

R_f est la résistance de fuite du contact Schottky, elle n'intervient que lorsque la grille est polarisée en inverse.

C_{ext} est la capacité entre les plots métalliques de grille et de source.

R_g représente la résistance répartie de métallisation de grille.

C_d est la capacité de la zone désertée sous le contact Schottky. Si on suppose que le bord de la zone déserte est abrupte, et que le dopage est uniforme dans la couche active, la capacité de la zone déserte s'exprime par

$$C_d = C(V_{gs}) = \frac{C_o}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V\phi}}}$$

où V_{gs} est la chute de

potentiel aux bornes de la zone désertée, $V\phi$ est le potentiel de la barrière Schottky, C_o la capacité à $V_{gs} = 0$.

En conclusion, la description globale d'une diode se fait par sept paramètres qui définissent le schéma équivalent. (n , I_s , R_s , R_f , R_g , C_o , $V\phi$).

I-3-2-3-2-b Le TEC à barrière Schottky.

Le schéma électrique présenté figure I-11-b du TEC retenu pour notre étude est celui proposé par Curtice et Ettenberg [33]. Comme on le constate, ils tiennent compte de quatre non linéarités qui sont:

- La source de courant I_{ds} .

Elle traduit les effets de pincement du canal et de saturation de la vitesse des porteurs. Elle est fonction des deux variables $V_{in}(t)$ et $V_{out}(t)$. Compte tenu de son rôle essentiel, il semble à priori qu'elle soit la principale source de non linéarité de fonctionnement du composant considéré.

- Le générateur de courant I_{gd} .

Sa présence permet de traduire un phénomène d'avalanche dans la région localisée entre la grille et le drain. La présence de ce phénomène limite la puissance délivrée à la charge par écrêtement de l'amplitude disponible en sortie.

- Le générateur de courant I_{gs} .

Il modélise la liaison de contact grille canal qui est généralement assimilable à une jonction de type Schottky. Un écrêtement de la tension grille source apparaît lorsque celle ci devient trop positive, ce qui affecte la puissance d'entrée mais également le fonctionnement du transistor.

- Les capacités C_{gs} et C_{gd} .

Elles simulent les variations des charges accumulées sous la grille coté source et drain.

En plus de ces quatre principaux éléments non linéaires, l'on peut noter les éléments suivants qui sont considérés comme linéaires. Ce sont en général tous les éléments d'accès au composant intrinsèque : R_g , R_d , R_s , et les éléments intrinsèques R_i , C_{ds} , R_{ds} et τ .

On peut modifier le schéma proposé par W Curtice en y ajoutant les selfs L_g , L_d , L_s et les capacités linéaires C_{pg} et C_{pd} .

I-3-2-3-3 Modélisation des éléments non linéaires.

Le schéma équivalent non linéaire présente en première approximation cinq non linéarités principales qui sont:

- Les sources de courants I_{ds} , I_{gs} , I_{gd} .
- Les capacités C_{gs} et C_{gd} .

I-3-2-3-3-a La source de courant Ids.

La source de courant Ids produit la contribution majeure du comportement non linéaire. Au cours de notre étude, nous avons eu à utiliser le logiciel de simulation M.D.S (Microwave Design System). Ce logiciel permet l'étude des circuits en régime linéaire, non linéaire dans les domaines temporels, fréquentiels et tempo-fréquentiels. La source de courant Ids peut être modélisée dans le logiciel M.D.S par plusieurs expressions analytiques déduits des modèles non linéaires usuels. Le courant Ids est décrit par une fonction non linéaire du type $I_{ds}(t) = f_{NL}(v_{gs}(t-\tau), v_{ds}(t))$. Plusieurs expressions phénoménologiques ont été proposées pour décrire l'évolution du courant Ids. Nous avons résumé en annexe 1 ces différentes expressions.

Dans le logiciel HELENA, nous avons introduit les quatre modèles suivants :

- Curtice Ettenberg - Materka - Tajima - Angelov.

Pour chaque expression, nous nous sommes inspirés de la technique des moindres carrés pour déterminer les coefficients. Il est important de signaler qu'à chaque expression phénoménologique, doit être associé le schéma équivalent non linéaire correspondant.

I-3-2-3-3-b Les Sources de courant Idg et Igs.

La source de courant Idg simule le phénomène d'avalanche entre la grille et le drain. Dans le logiciel M.D.S, ce courant peut être modélisé soit par un des deux modèles pré définis, soit par un modèle défini par l'utilisateur.

Les deux modèles pré définis sont

- le modèle de jonction linéaire,
- le modèle de jonction P-N inverse.

Curtice et Ettenberg [33] ont décrit ce courant de la jonction linéaire par la formule

$$I_{dg} = \frac{V_{dg}(t) - V_B}{R_1} \text{ pour } V_{dg} > V_B$$

$$I_{dg} = 0 \text{ pour } V_{dg} < V_B$$

avec $V_B = V_{B0} + R_2 I_{ds}$. Une mesure impulsionnelle permet de déterminer les coefficients R_1 , V_{B0} et R_2 . V_B est la tension d'avalanche.

Le modèle de la jonction P-N inverse est décrit par la formule analytique suivante

$$I_{gd} = I_r(1 - \exp(-40(V_{gd}(t) + V_{BR}))).$$

I_r et V_{BR} représentent le courant inverse et la tension d'avalanche.

Pour obtenir un modèle de jonction grille drain plus proche de l'expérimentation, l'utilisateur peut opter pour une définition propre du modèle. Yves Mouquet [41] montre que l'utilisation de l'expression déduite des travaux de Hwang [38]

$I_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = I_r \exp(aV_{ds} + bV_{gs})$ permet de suivre de plus près les évolutions du courant expérimental.

La source de courant I_{gs} permet de traduire l'éventuel mise en direct de la jonction grille source. Curtice [33] propose le modèle de jonction linéaire suivant

$$I_{gs} = \frac{V_{gs}(t) - V_{bi}}{R_f} \text{ pour } V_{gs} \geq V_{bi}$$

$$I_{gs} = 0 \text{ pour } V_{gs} < V_{bi}.$$

Le modèle de la jonction P-N en direct

$$I_{gs} = I_s(\exp(\alpha V_{gs}) - 1) \text{ avec } \alpha = \frac{q}{nkT} \text{ facteur d'idéalité peut aussi être utilisé.}$$

I-3-2-3-3-c Les modèles de capacités C_{gs} et C_{gd} .

Dans le logiciel de simulation M.D.S, l'introduction d'un modèle non linéaire des capacités s'effectue à partir des équations phénoménologiques des charges. Contrairement au courant drain source I_{ds} pour lequel il existe comme nous l'avons présenté dans les paragraphes précédents beaucoup de modèles pour décrire cette source, les modèles non linéaire de capacités C_{gs} et C_{gd} sont peu nombreux. Les modèles existants peuvent être regroupés en deux catégories :

- Les modèles où les capacités non linéaires dépendent d'une seule variable c'est à dire la tension à ses bornes.

- Les modèles où les capacités sont fonctions de deux variables. La première variable tension est celle à ses bornes, et la seconde variable tension est localisée ailleurs.

Nous allons donc présenter les modèles de capacité en fonction d'une variable et de deux variables.

1- Modèles non linéaires de capacité en fonction d'une variable.

Pour la modélisation non linéaire des capacités Cgs et Cgd en fonction d'une variable, elles sont définies de la façon suivante :

$$C_{gs} = \left(\frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{gd} = \text{cte}} \quad \text{et} \quad C_{gd} = \left(\frac{\partial Q}{\partial V_{gd}} \right)_{V_{gs} = \text{cte}}$$

Dans ce cas, la capacité grille source (grille drain) correspond à la variation de la charge d'espace sous la grille par une petite variation de la tension grille source (grille drain) à tension grille drain Vgd (grille source Vgs) constante. Certains auteurs tels que Materka [39] proposent lors de la définition d'un schéma équivalent grand signal, une capacité Cgd constante. Materka propose la formulation suivante

$$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} \quad \text{pour } V_{gs}(t) < 0.8V_{bi}$$

Pour $V_{gs} \geq 0.8V_{bi}$, $C_{gs}(V_{gs})$ est déterminée par une droite dont la pente est $= \frac{dC_{gs}}{dV_{gs}}$ obtenue pour l'équation précédente à $V_{gs} = 0.8V_{bi}$.

Tajima [40] quant à lui décrit Cgs compte tenu du schéma équivalent proposé, par l'expression suivante

$$C_{gs} = \frac{1}{\pi v_{gs}} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{V_{gs}} C_{gs}' dv \right) \cos wt . d(wt)$$

avec $C_{gs}' = \frac{C_{gso'}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{\phi}}}}$ pour $-V_p \leq V_{gs}$

$$C_{gs}' = \frac{C_{gso'}}{\sqrt{1 + \frac{V_p}{V_\phi}}} \text{ pour } -V_p \geq V_{gs}.$$

$$V_{gs} = V_{gso} + v_{gs} \cdot \cos(\omega t)$$

Dans le logiciel M.D.S, un modèle de capacité non-linéaire est pré-défini: c'est le modèle de la capacité d'une jonction Schottky. Les équations qui caractérisent ce modèle sont les suivantes :

$$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} \text{ pour } V_{gs} < V_{bi} \cdot F_c$$

$$C_{gs} = \frac{C_{gso}}{\sqrt{1 - F_c}} \left(1 + \frac{(V_{gs} - F_c \cdot V_{bi})}{2 \cdot V_{bi} (1 - F_c)}\right) \text{ pour } V_{gs} \geq F_c \cdot V_{bi}.$$

Pour décrire C_{gd} , il suffit de remplacer la tension V_{gs} par V_{gd} et la capacité C_{gso} par C_{gdo} dans les expressions ci dessus.

Les paramètres C_{gso} , C_{gdo} , et F_c sont à optimiser pour ajuster les expressions analytiques précédentes aux points expérimentaux. Des tentatives de modélisation qui utilisent les équations précédentes ont été utilisés par Yves Mouquet [42]. Les résultats obtenus mettent en évidence une certaine faiblesse du modèle Schottky à simuler correctement les variations de C_{gs} et C_{gd} avec les tensions de polarisation V_{gs} et V_{ds} . Nous pouvons donc conclure que les modèles à une variable sont insuffisants car ils ne permettent pas de traduire toutes les évolutions de C_{gs} et C_{gd} avec les conditions de polarisation. Il faut plutôt explorer les modèles qui utilisent deux variables.

2- Modèles non linéaires de capacités à deux variables.

Angelov [41] et Kazuo [43] ont déterminé des modèles de capacités non linéaires en fonction des deux variables qui sont v_{ds} et v_{gs} . Dans le simulateur M.D.S, les équations de capacités sont déduites des charges. La modélisation des capacités C_{gs} et C_{gd} en fonction des tension de grille et de drain passe donc par la définition des relations entre les charges Q_{gs} et Q_{gd} respectives des capacités C_{gs} et C_{gd} et les tensions v_{gs} et v_{gd} . Les relations capacités charges généralement admises sont les suivantes

$$C_{gs} = \frac{\delta Q_{gs}}{\delta v_{gs}} + \frac{\delta Q_{gd}}{\delta v_{gs}} \text{ et } C_{gd} = \frac{\delta Q_{gd}}{\delta v_{gd}} + \frac{\delta Q_{gs}}{\delta v_{gd}}.$$

Au lieu de modéliser directement les capacités Cgs et Cgd, on modélise plutôt les charges Qgs et Qgd. Une modélisation possible des charges Qgs et Qgd dans les composants de type MESFET a été proposé par N. Scheinberg et E. Chisholm [44]. Les évolutions des charges Qgs et Qgd ont pour expressions

$$Qgs = Cgso.Vgs + Cf . \frac{\log \left[\cosh \left(S_g (Vgs - D_c \tanh(D_k.Vgs)) \right) \right]}{S_g}$$

$$Qgd = Cgdo.Vgd + Cf . \frac{\log \left[\cosh \left(S_g (Vgd - D_c \tanh(D_k.Vgd)) \right) \right]}{S_g}$$

Ayant les données expérimentales $Qgs=f(Vgs,Vds)$ et $Qgd=f(Vgs,Vgd)$, les coefficients à déterminer sont Cgso, Cgdo, Cf, Sg, Dc et Dk. L'optimisation de ces différents coefficients peuvent être effectuées grâce à la méthode des moindres carrés. Une comparaison théorie expérience effectuée par [42] montre que pour obtenir une meilleure précision, il faudrait retenir une forme polynomiale pour représenter Cgso(Vgs). La forme polynomiale retenue est

$$Cgso(Vgs) = Co + \left(\sum_{i=0}^4 (a_i.Vgs^i) \right) H(Vgs + Vp).$$

La fonction $H(Vgs + Vp)$ étant définie de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \text{si } Vgs > Vp, H(Vgs + Vp) &= 1 \\ \text{si } Vgs < Vp, H(Vgs + Vp) &= 0. \end{aligned}$$

Une autre modélisation des capacités non linéaire est disponible dans le simulateur M.D.S. Cette modélisation est basée sur le modèle de Statz [36] où les évolutions Cgs et Cgd sont exprimées comme suit :

$$Cgs = \frac{Cgso}{\sqrt{1 - \frac{Vnew}{Vb}}} . \frac{1}{4} . [1 + F_1][1 + F_2] + \frac{Cgdo}{2} [1 - F_2]$$

$$Cgd = \frac{Cgso}{\sqrt{1 - \frac{Vnew}{Vb}}} . \frac{1}{4} . [1 + F_1][1 - F_2] + \frac{Cgdo}{2} [1 + F_2]$$

où

$$F_1 = \frac{V_{EFF1} - Vt}{\sqrt{(V_{EFF1} - Vt)^2 + \delta^2}}$$

$$F_2 = \frac{Vgs - Vgd}{\sqrt{(Vgs - Vgd)^2 + \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2}}$$

$$Vnew = \frac{1}{2} \cdot \left(V_{EFF1} + Vt + \sqrt{(Vgs - Vgd)^2 + \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \right)$$

où la tension V_{EFF1} est définie

par l'expression $V_{EFF1} = \frac{1}{2} \left(Vgs + Vgd + \sqrt{(Vgs - Vgd)^2 + \left(\frac{1}{\alpha}\right)^2} \right)$.

Dans un article récent, Kazuo [43] pour modéliser le comportement grand signal d'un HEMT utilise l'expression suivante pour modéliser $Qg(Vgs, Vds)$

$$Qg(Vgs, Vds) = Qo \frac{\left(\frac{3}{2} + \tan^{-1}(Vj)\right)Vj - \frac{1}{2} \ln(1+Vj^2)}{1 + \exp(\delta Vds)}$$

où

$$Vj = \gamma \left(Vgs + \alpha \sqrt{Vgs^2 + 1} - Vds + \beta \sqrt{Vds^2 + 0.1} \right)$$

Kazuo [43] présente un schéma équivalent grand signal dans lequel au lieu de représenter les capacités Cgs et Cgd , il représente plutôt $Qg(Vgs, Vds)$. La comparaison théorie expérience effectuée par ce dernier donne de bons résultats.

Pour modéliser Cgs et Cgd , Angelov utilise une expression en adoptant le même principe que celui du courant Ids , il définit

$$Cgs = Cgso [1 + \tanh(\Psi_1)] \cdot [1 + \tanh(\Psi_2)]$$

$$Cgd = Cgdo [1 + \tanh(\Psi_3)] \cdot [1 + \tanh(\Psi_4)]$$

où

$$\Psi_1 = \sum_{i=0}^n P_{igs^i} Vgs^i \qquad \Psi_2 = \sum_{i=0}^n P_{igsd^i} Vds^i$$

$$\Psi_3 = \sum_{i=0}^n P_{igd^i} Vgs^i \qquad \Psi_4 = \sum_{i=0}^n P_{igdd^i} Vds^i + P_{1cc} Vgs \cdot Vds$$

Pour obtenir une précision de l'ordre de 5 à 10 %, Angelov [41] considère que C_{gs} et C_{gd} peuvent se simplifier et se mettre sous la forme

$$\begin{aligned} C_{gs} &= C_{gs0} \left[1 + \tanh(P_{1gs} V_{gs}) \right] \left[1 + \tanh(P_{1gsd} V_{ds}) \right] \\ C_{gd} &= C_{gdo} \left[1 + \tanh(P_{1gd} V_{gs}) \right] \left[1 - \tanh(P_{1gdd} V_{ds} + P_{1gcd} V_{gs} \cdot V_{ds}) \right]. \end{aligned}$$

Nous avons essayé de définir un modèle de charges sous forme polynomiale, l'expression que nous avons utilisée est de la forme

$$Q(v_{gs}, v_{ds}) = \left(\sum_{i=0}^n a_i v_{gs}^i \right) * \left(\sum_{j=0}^m b_j v_{ds}^j \right).$$

Cette expression permet une modélisation acceptable des charges, par contre les capacités ne sont pas correctement optimisées à cause des dérivées de Q dans les zones linéaires de capacité.

T. Felgentreff [45] pour modéliser les capacités C_{gs} et C_{gd} du schéma équivalent, considère les valeurs statiques de C_{gs} et C_{gd} pour tous les points de polarisation. Cette étude nous permet de conclure qu'il n'est pas facile de modéliser correctement les capacités C_{gs} et C_{gd} , car les modèles choisis doivent être fonction de deux variables.

I-3-2-3-3-d conclusion.

Après avoir décrit et présenté les principales non linéarités du Transistor à Effet de Champ qui sont les sources de courant I_{ds} , I_{gs} , et I_{gd} , et les capacités C_{gs} et C_{gd} , nous avons présenté les différentes modélisations possibles. Certains de ces différents modèles sont implantés dans le logiciel de simulation M.D.S de Hewlet-Packard, ceux qui ne le sont pas peuvent être introduits sous forme de "Self defined model". Dans la partie suivante, nous présenterons les résultats issus de la simulation des modèles de courant I_{ds} introduits dans HELENA. Nous effectuerons une comparaison entre les modèles et les caractéristiques obtenues par HELENA.

I-3-2-3-4 Techniques de Calculs.

Pour chaque modèle décrit par une expression phénoménologique, il faut déterminer les coefficients du modèle qui permet d'obtenir l'erreur quadratique la plus petite possible: c'est la méthode des moindres carrés. Nous avons donc utilisé cette méthode pour calculer les coefficients des modèles étudiés.



LAYER DATA KAPCHE				
Layers	Type 1	Ub= 1	V	T= 300 K
	Thickness (Å)	Doping (At/cm ³)	% In	% Al
GaAs	499.99	2.5E+018	0.00	0.00
GaAlAs	0.00	1E+14	0.00	20.00
	0.00	1E+14	0.00	20.00
	299.99	2E+018	0.00	20.00
GaInAs	20.00	1E+14	0.00	20.00
	120.00	1E+14	15.00	0.00
GaAlAs	0.00	1E+14	0.00	20.00
	0.00	2E+14	0.00	20.00
	0.00	1E+14	0.00	20.00
GaAs	999.99	1E+14	0.00	0.00

Figure I-12 a Structure de couche du HEMT simulé.

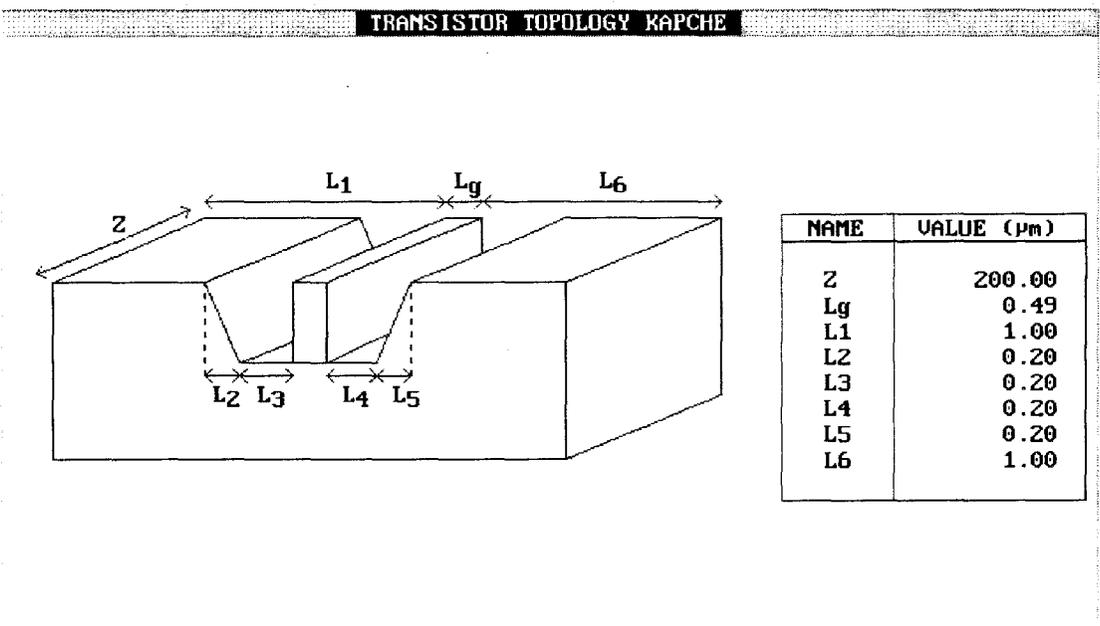


Figure I-12 b Topologie du HEMT simulé.

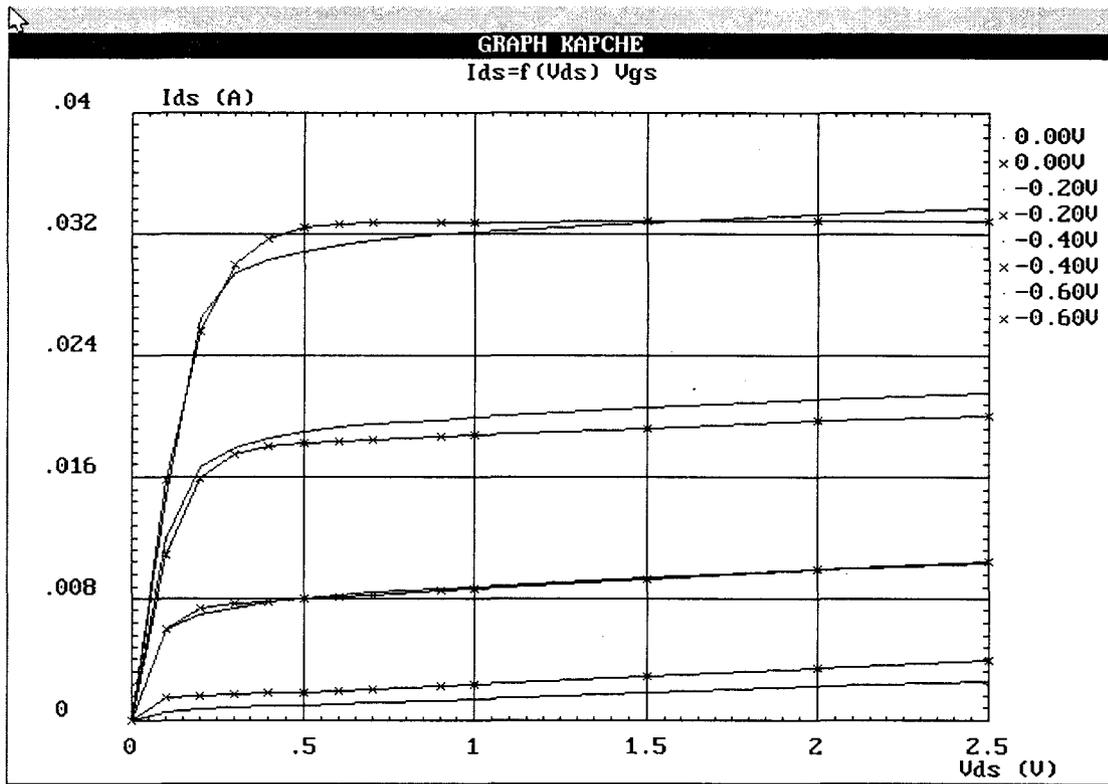


Figure I-13 a Comparaison entre le courant I_{ds} simulé avec le Modèle de Materka et celui obtenu avec HELENA.



Figure I-13 b Comparaison entre la transconductance G_m simulée avec le Modèle de Materka et celui obtenu avec HELENA.

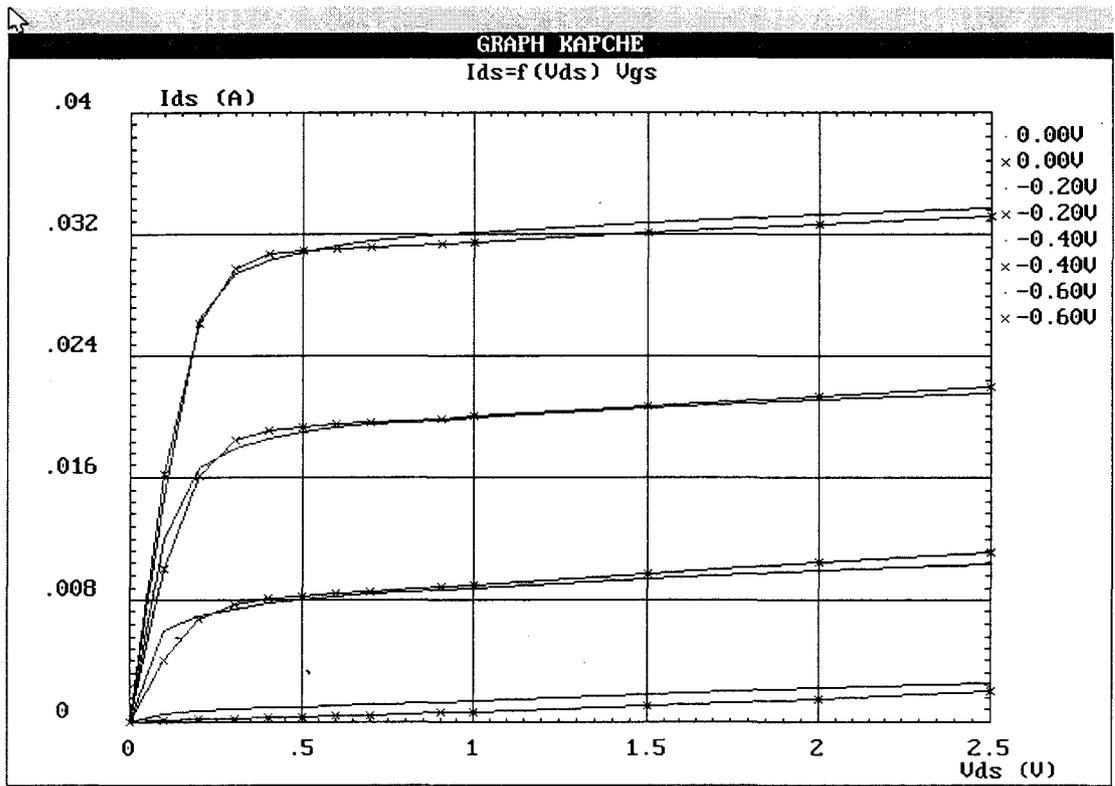


Figure I-14 a Comparaison entre le courant I_{ds} simulé avec le Modèle de Tajima et celui obtenu avec HELENA.

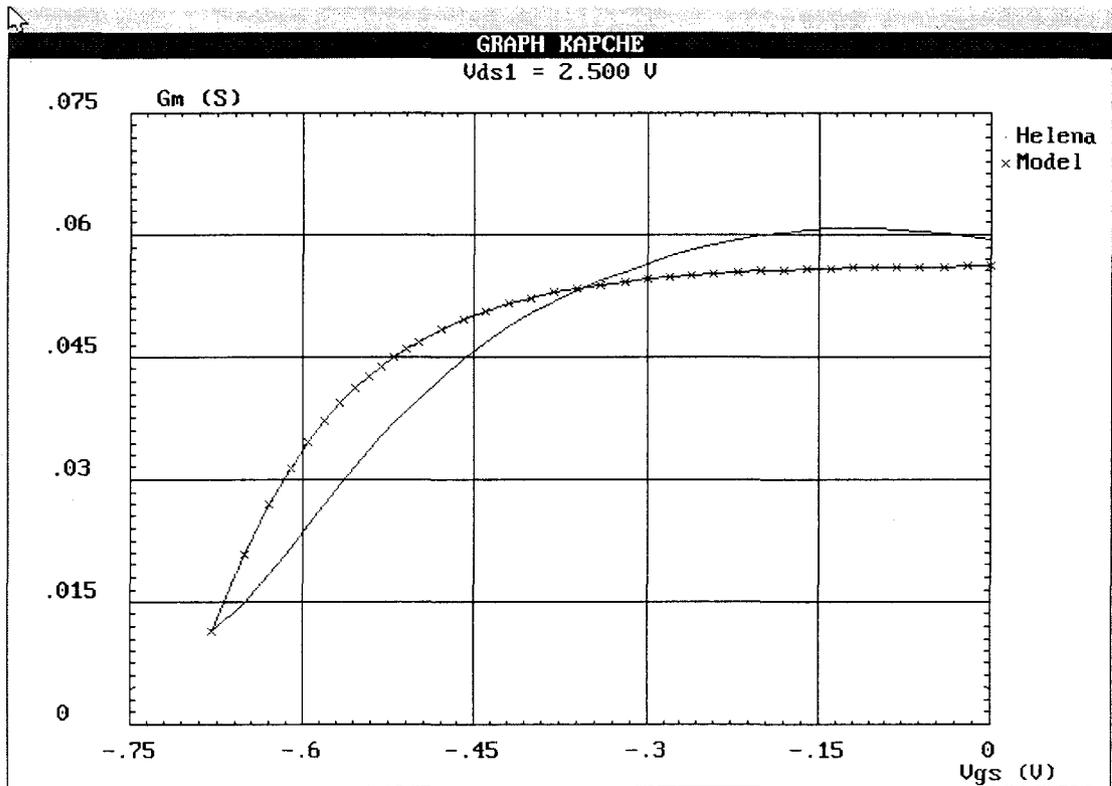


Figure I-14 b Comparaison entre la transconductance G_m simulée avec le Modèle de Tajima et celui obtenu avec HELENA.

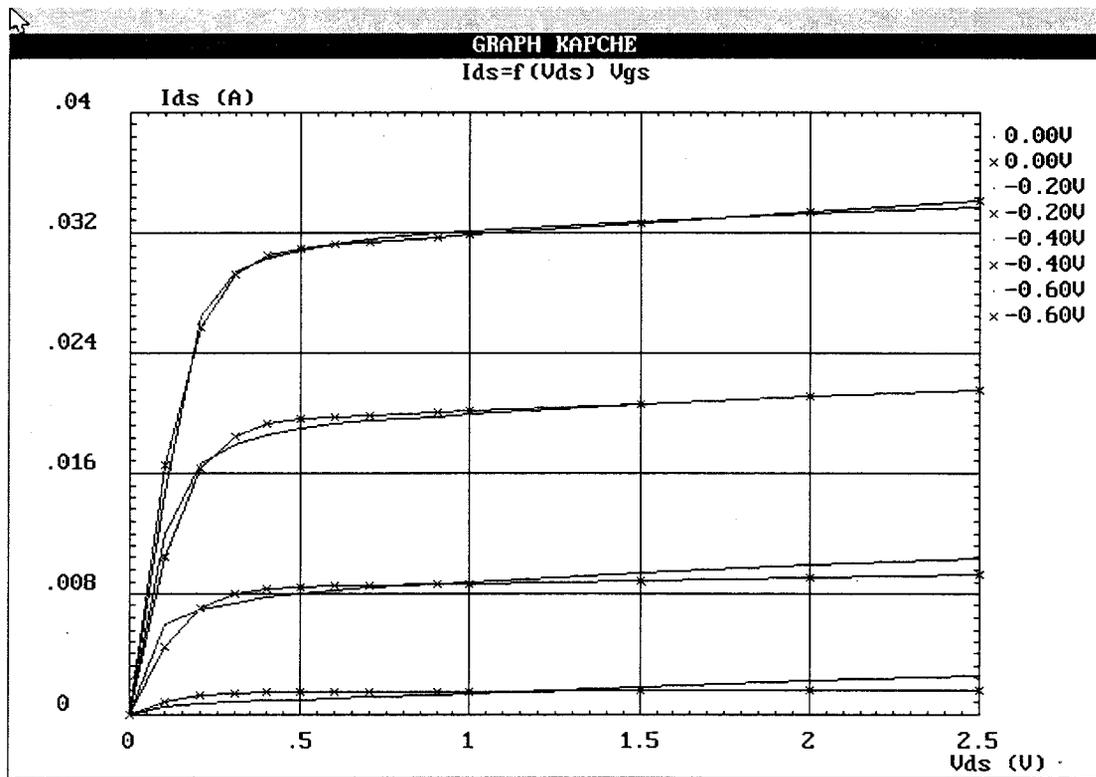


Figure I-15 a Comparaison entre le courant I_{ds} simulé avec le Modèle d'Angelov et celui obtenu avec HELENA.

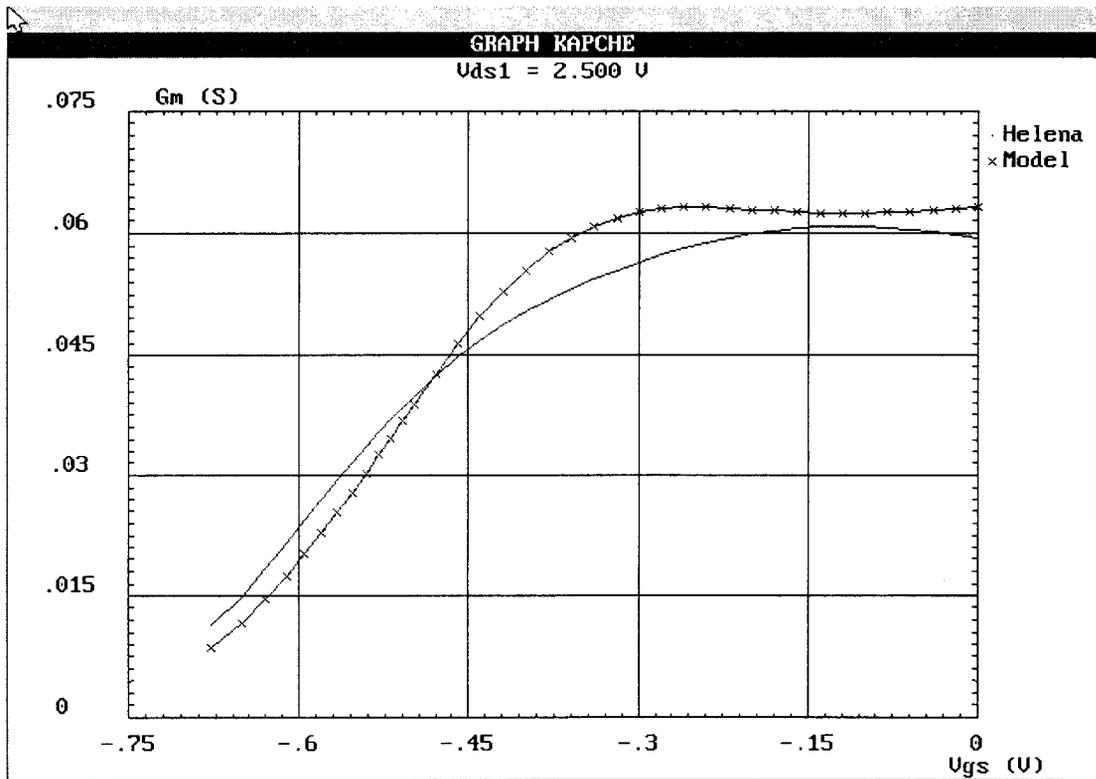


Figure I-15 b Comparaison entre la transconductance G_m simulée avec le Modèle d'Angelov et celui obtenu avec HELENA.

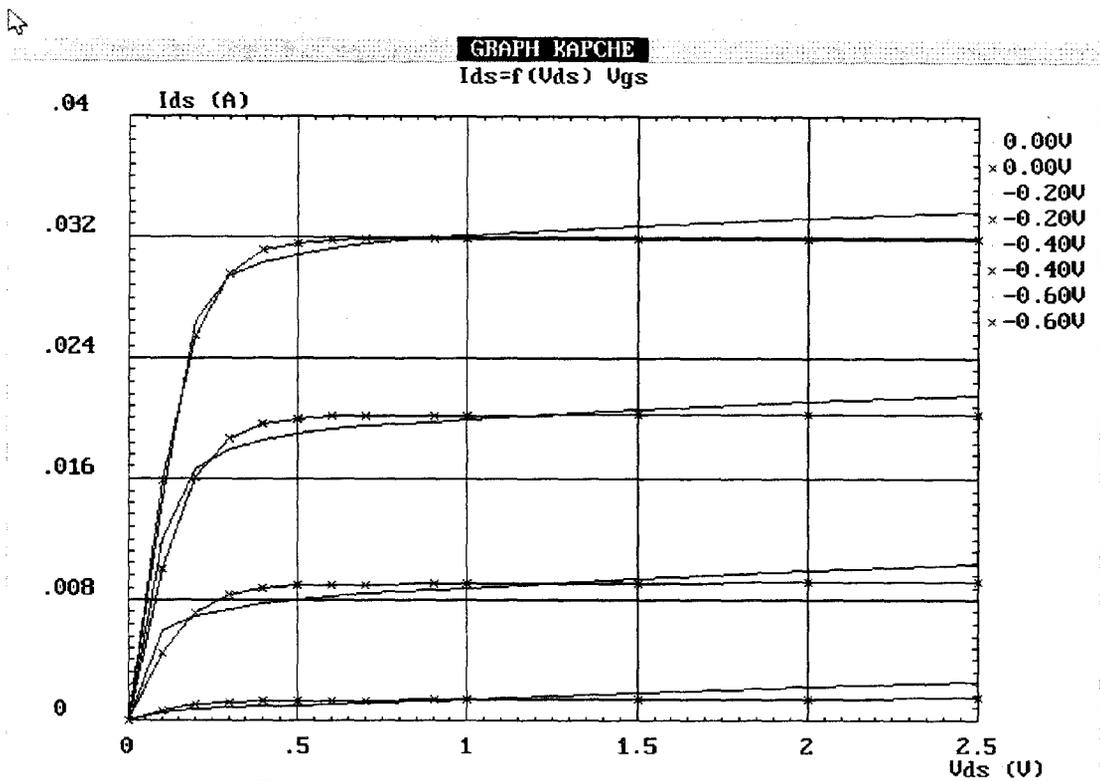


Figure I-16 a Comparaison entre le courant I_{ds} simulé avec le Modèle de Curticce Ettenberg et celui obtenu avec HELENA.

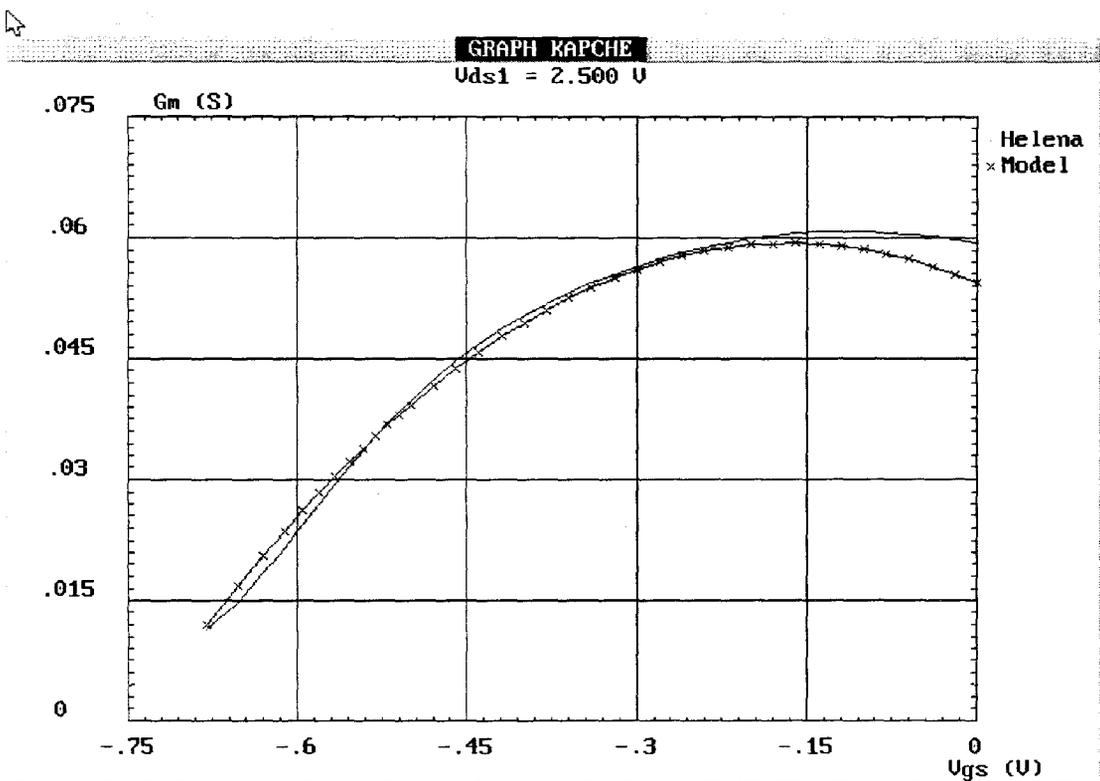


Figure I-16 b Comparaison entre la transconductance G_m simulé avec le Modèle de Curticce Ettenberg et celui obtenu avec HELENA.

I-3-2-3-5 Simulations et Résultats.

Pour chaque modèle introduit dans HELENA, nous avons effectué une comparaison entre les caractéristiques statiques I_{ds} et G_m calculées par les formules analytiques d'une part et celles obtenues par le logiciel d'autre part. La structure de couche et la topologie du composant utilisé sont représentées figures I-12 a et I-12-b. Il s'agit d'un HEMT conventionnel GaAlAs/GaAs de longueur de grille $L_g=0,5 \mu\text{m}$, de largeur $Z=200 \mu\text{m}$, dopage de la couche GaAlAs $N_d=2 \cdot 10^{18} \text{ at/cm}^3$. A partir du fichier de valeurs de la caractéristique I_{ds} (V_{ds} , V_{gs}) fourni par HELENA, on détermine les coefficients de chaque modèle. Nous représentons figures I-13-a (I-14-a, I-15-a, et I-16-a) la comparaison entre le courant I_{ds} calculé avec le modèle de Materka (Tajima, Angelov et Curtice Ettenberg) et celui obtenu par HELENA. Les comparaisons sont satisfaisantes si on observe les caractéristiques I_{ds} modélisées et obtenues. Cependant, quand on examine les figures I-13-b (I-14-b, I-15-b, et I-16-b) la comparaison entre la transconductance G_m calculée à partir du modèle de Materka (Tajima, Angelov et Curtice Ettenberg) et celle fournie par HELENA, on se rend compte qu'il ne faut pas se limiter à une comparaison sur I_{ds} pour dire si le modèle convient ou pas. Il est important que la comparaison entre la transconductance G_m calculée en fonction de v_{gs} par un modèle et celle déduite du modèle physique soit satisfaisante. A partir des comparaisons effectuées, nous pouvons affirmer que parmi les modèles étudiés, celui de Curtice et Ettenberg modélise aussi bien le courant que la transconductance.

I-3-2-3-6 Conclusion.

Parmi les techniques de modélisation non linéaire de TEC, nous avons étudié dans ce paragraphe la représentation des éléments non linéaires par les expressions mathématiques. Les principaux éléments non linéaires sont les sources de courants I_{ds} , I_{gs} I_{gd} et les capacités C_{gs} et C_{gd} . S'il est facile de modéliser les sources de courants, il n'est pas facile de modéliser les capacités à cause de la forme des variations de celles ci en zone linéaire. Cependant, en première approximation, on peut considérer la capacité C_{gd} comme étant une constante.

I-4 CONCLUSION.

Dans ce chapitre, après avoir décrit sommairement le fonctionnement des transistors à effet de champ de type MESFET ou HEMT, nous avons étudié leurs modélisations. On distingue deux types de modélisation: la modélisation physique et électrique. La modélisation physique consiste à décrire les équations qui permettent d'obtenir les grandeurs électriques.

Nous avons distingué les modèles unidimensionnels analytiques, bidimensionnels et quasi bidimensionnels. Le modèle physique utilisé est le quasi bidimensionnel. Ce modèle permet de tenir compte du maximum de phénomènes physiques qui interviennent dans le composant (effet de dynamique non stationnaire, injection de porteurs dans le substrat, etc...). Il est précis, simple et rapide. Pour la modélisation électrique, on distingue la modélisation des caractéristiques continues, petit signal qui utilise la méthode de la ligne active et la modélisation non linéaire. Parmi les techniques de modélisation non linéaire, nous avons étudié dans ce chapitre celle qui consiste à décrire par des expressions mathématiques simples, les éléments non linéaires. Parmi les modèles non linéaires existant, nous avons introduit dans HELENA ceux de Curtice, Materka, Angelov et Tajima. Les comparaisons effectuées sont satisfaisantes.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

- [1] T. MIMURA et al. *Journal Appl. Phys. Vol. 19 NO. 5, p 2222, 1980.*
- [2] D. DELAGEBEAUDEUF et al. *Elect. Lett. Vol 16, NO. 17, p 667, 1980.*
- [3] W. SHOCKLEY. "A Unipolar Field Effect Transistor". *Proc. IRE, vol. 40, November 1952, pp 1365-1376.*
- [4] M. WOLNY et D. SELLE. "Introduction aux Composants à Hétérostructures". *L'Onde Electronique - Mai -Juin 1990 NO. 3 pp 59-74.*
- [5] T. J. DRUMMOND et al. *I.E.E.E Trans. on Elect. Dev. Letters, vol. ED-3, NO. 3, p 207, 1983*
- [6] K. PARK and K. D. KWACK. *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. Letters, vol. ED-33, NO. 5, p 673, 1986.*
- [7] G. W. YANG, W. H. KU. *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. Letters, vol. ED-33, NO. 5, p 657, 1986.*
- [8] H. ROHDIN, P. ROBLIN. *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. Letters, vol. ED-33, NO. 5, p 664, 1986.*
- [9] H. HIDA, T. ITOH, K. OHATA. *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. Letters, vol. ED-33, NO. 10, 1986.*
- [10] H. R. YEAGER, R. W. DUTTON. *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. Letters, vol. ED-33, NO. 5, 1986.*
- [11] A. CAPPY. "Sur un Nouveau Modèle de Transistor à Effet de Champ à Grille Submicronique"
Thèse, Lille, Juin 1986.
- [12] A. KASZYNSKI. "Etude des Phénomènes de Transport dans les Matériaux Semi-conducteurs par la Méthode de Monté Carlo: Application à l'AsGa de type N". *Thèse de Docteur Ingénieur, Lille 1979.*
- [13] J. ZIMMERMANN. "Etude des Phénomènes de Transport dans le Silicium de type N en Régimes Stationnaires et non Stationnaires par la Méthode de Monte Carlo: Application à la Simulation de Composants Submicroniques" *Thèse d'Etat, Lille 1980.*
- [14] J. L. Thobel. "Simulation Monte Carlo de Composants Submicroniques à Effet de Champ et à Hétérojonctions: Applications au TEGFET et à ses Structures Dérivées". *Thèse de Doctorat, Lille 1988.*
- [15] W. CURTICE and al. "A Temperature Model for the GaAs MESFET". *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. vol. ED-28, NO. 8, pp 954-962, August 1981.*

- [16] R. K. COOK, J. FREY. *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. Letters*, vol. ED-29, NO. 6, p 970, 1982.
- [17] M. H. IBRAHIM. "Two Dimensional Simulation of Microwave Gallium Arsenide Submicronic Gate Field Effect Transistor". *Thèse, le Caire, 1983*.
- [18] J. YOSHIDA, M. KURATA *I.E.E.E. Elect. Dev. Letters*, vol. EDL-5, NO. 12, 1984.
- [19] M. SHUR. "Influence of Non Uniform Field Distribution on Frequency Limits of GaAs Field Effect Transistor". *Elect. Letters*, vol 12, NO. 23, pp 615-616, 1976.
- [20] T. AHMAD-SHAWKI and al. "MODFET 2-D Hydrodynamic Energy Modeling Optimization of Subquarter-Micron-Gate Structure". *I.E.E.E Trans. on Elect. Dev. Vol 37, NO. 1, January 1990*.
- [21] M. REISER. "A Two-Dimensional Numerical FET Model for DC, AC, and Large-Signal Analysis". *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. vol. 37, NO. 1, January 1973*.
- [22] HENRI HAPPY. "HELENA: un Logiciel Convivial de Simulation des Composants à Effet de Champ". *Thèse de Doctorat, Lille 1992*.
- [23] HENRI HAPPY and CAPPY. "HELENA: HEMT Electrical Properties and Noise Analysis". *Artech House Publishers, Boston, London*.
- [24] J. G. RUCH. "Electron Dynamics in Short Channel Field Effect Transistor". *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. vol. ED-19, p 652, 1972*.
- [25] J. ZIMMERMANN, E. CONSTANT. "Application of Monte Carlo Techniques to Hot Carrier Diffusion Noise Calculation in Unipolar Semiconducting Components". *Solid State Electronics*, vol 23, p 915, 1980.
- [26] R. FAUQUEMBERGUE and al. "Diffusion and the Power Spectral Density and Correlation Functin of Velocity Fluctuation for Electrons in Si and GaAs by Monte Carlo Methods". *Journal Applied Physics*, vol. 51, February 1980, p. 1065.
- [27] B. CARNEZ and al. "Submicrometer Gate FET Modeling Including Non-Stationary Electron Dynamics". *Journal Applied Physics*, vol. 51, p. 784, 1980.
- [28] J. P. NOUGIER and al. "Determination of Transient Regime of Hot Carriers in Semiconductors Using the Relaxation Time Approximation". *Journal Applied Physics*, March 1980.
- [29] K. BLOTEKJAER. "Transport Equations for Electrons in Two Valley Semiconductors". *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev. vol. ED-17, p 38, Jan. 1970*.
- [30] R. SINGH and C. SNOWDEN. "Small-Signal Characterization of Microwave and Millimeter-Wave HEMT's Based on a Physical Model". *I.E.E.E Trans. on M.T.T, vol. 44, NO. 1, Jan. 1996*.

- [31] C. M. SNOWDEN and al. "Quasi-Two-Dimensional MESFET Simulation for CAD". *I.E.E.E. Trans. on Elect. Dev.* vol. 36, NO. 9, Sept. 1989.
- [32] G. DAMBRINE. "Caractérisation des Transistors à Effet de Champ: Mesure Précise de la Matrice de Répartition et Détermination Directe du Schéma Equivalent". *Thèse de Doctorat, Lille 1989.*
- [33] : W. R. CURTICE and M. ETTEBERG. "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers". *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, NO. 12, December 1985, pp 1383-1394.*
- [34] H. SHICHMAN and HODGES. "Modeling and Simulation of Insulated Gate Field Effect Transistor Switching Circuits". *I.E.E.E J. Solid-State Circuits, 1968, SC-3, pp 285-289.*
- [35] T. TAKI "Approximation of Junction Field Effect Transistor Characteristics by a hyperbolic function," *I.E.E.E J. Solid-State Circuits, SC-13, pp 724-726, 1978.*
- [36] STAZ and al, "GaAs FET Device and Circuit Simulation in Spice," *I.E.E.E. Trans. on Elect. E-D 34, pp 160-169, 1987.*
- [37] A. GOPINATH, J. B. RANKIN, "Single-Gate MESFET Frequency Doublers". *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, NO. 6, June 1982, pp 869-875.*
- [38] V. D. HWANG and ITOH, "An Efficient Approach for Large Signal Modeling and Analysis of the GaAs MESFET". *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, NO. 04, April 1985, pp 396-402.*
- [39] T. Kacprzak and A. Materka, "Compact DC Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation," *I.E.E.E J. Solid-State Circuits, Vol. SC-18, NO 2, April 1983, pp 211-213.*
- [40] Y. TAJIMA, B. WRONA and K. MISHIMA, "GaAs FET Large-Signal Model and its Application to Circuit Designs," *I.E.E.E Trans. Electron Devices, Vol. Ed-28, NO. 2, February 1981, pp 171-175.*
- [41] I. ANGELOV, H. ZIRATH, and N. RORSMAN "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices," *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-40, NO. 12, December 1992, pp 2258-2266.*
- [42] Y. MOUQUET "Contribution à la Modélisation Non-Linéaire des TECs pour Amplification de Puissance en Classe B en Bandes Ku et Ka". *Thèse de Doctorat, Lille 1995.*
- [43] KAZUO SHIRAKAWA and al "A New Empirical Large-Signal HEMT Model". *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-44, NO. 04, April 1996, pp 622-624.*
- [44] N. SCHEINBERG and E. CHISHOLM, "A Capacitance Model for GaAs MESFET's". *I.E.E.E Journal of Solid-State Circuits, Vol. 26, NO. 10, October 1991.*
- [45] T. FELGENTREF and Al, "A Smallsignal Databased HEMT Model for Nonlinear Time Domain Simulation". *SIMULATION OF SEMICONDUCTOR DEVICES AND PROCESSES*

Vol. 5, pp 269-272.

[46] S. M. SZE, *Physics of Semiconductor Devices*. New York: Wiley pp. 340-362, 1969.

[47] R. B. FAIR, "Graphical Design and Iterative Analysis of the D.C Parameters of GaAs FET's," *I.E.E.E Trans. Electron Devices*, Vol. Ed-4, pp 357-362, June 1974.

[48] C. Gaquière, D. Théron, B. Bonte, Y. Crosnier, "Optimization of a power pseudomorphic double heterojonction FET" *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 7, n° 18 - December 94.

***Chapitre II: PRESENTATION DU LOGICIEL
HELENA***

II-1 INTRODUCTION.

Le logiciel de simulation baptisé **HELENA** pour **Hemt ELEctrical properties and Noise Analysis** a été entièrement conçu et réalisé au laboratoire par Henri HAPPY et Olivier PRIBETICH. Pour le MESFET et divers types de HEMTs, le modèle physique :

- Réalise l'analyse des différentes couches de la structure et donne accès à la commande de charges (caractéristique $N(V)$ ou $C(V)$). Ce qui permet de déterminer les paramètres tels que V_p à $V_{ds}=0$ V et la densité totale de charges $N(V)$ des porteurs libres.

- Réalise la modélisation des performances électriques (statique, petit signal, et de bruit).

- Fournit les coefficients des différents modèles de la caractéristique $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$ pour l'analyse non-linéaire.

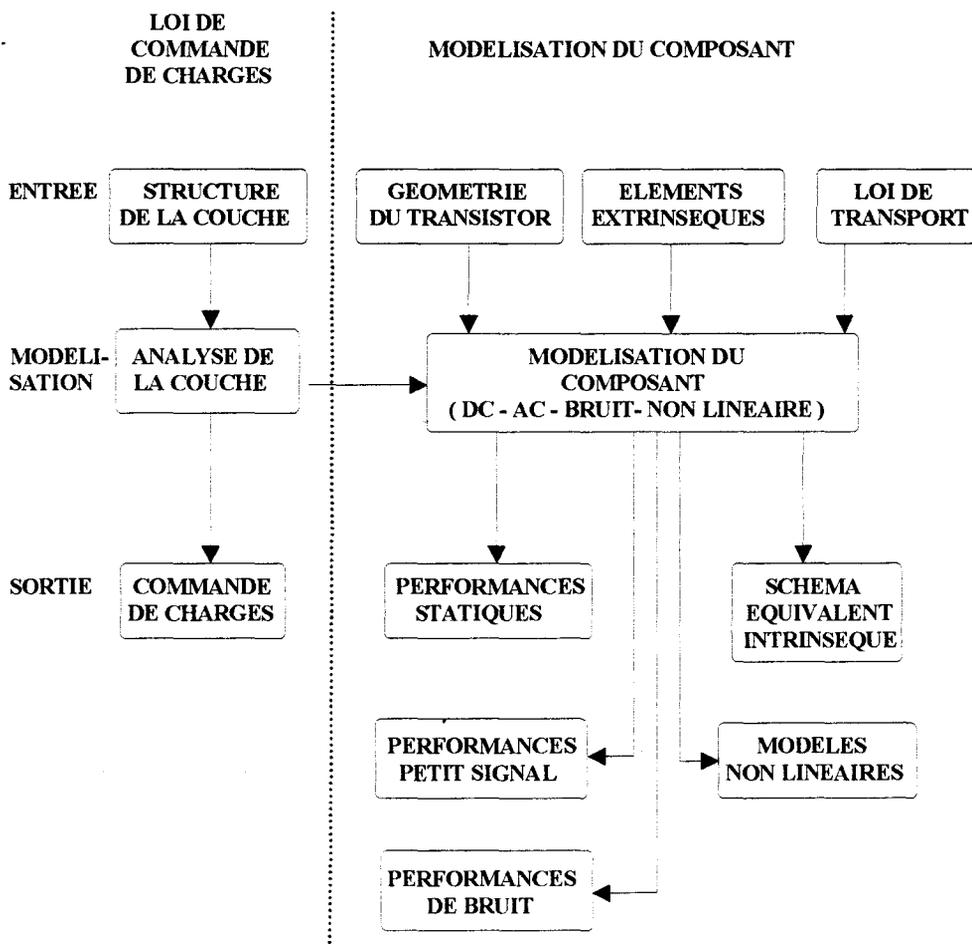
- Permet de visualiser l'évolution de certains paramètres physiques internes le long du composant (suivant l'axe source drain).

Dans le but de valoriser l'approche Quasi 2D et de rapprocher les utilisateurs des modèles de simulation, nous avons développé une interface graphique qui intègre notre étude dans un environnement convivial.

Le logiciel **HELENA** simplifie la saisie des données, exécute des programmes de simulation et affiche les résultats sous une forme conviviale. L'accès aux différents menus s'effectue à partir d'un clavier ou à l'aide d'une "souris". Dans ce qui suit, nous présentons le logiciel dans la version qui est actuellement commercialisée par Artech House [1].

II-2 ORGANIGRAMME.

L'organigramme du logiciel est représenté comme suit :



Il se décompose en trois niveaux horizontaux :

1- Le premier niveau rassemble les différents paramètres d'entrée du composant (structure de couches, paramètres géométriques, paramètres physiques et éléments extrinsèques).

2- Le second niveau réalise la modélisation du composant (loi de commande de charges, modélisation DC, AC et de Bruit, non linéaire).

3- Le troisième niveau permet de visualiser les différents résultats et de réaliser les performances de bruit de l'ensemble "transistor intrinsèque + éléments extrinsèques".

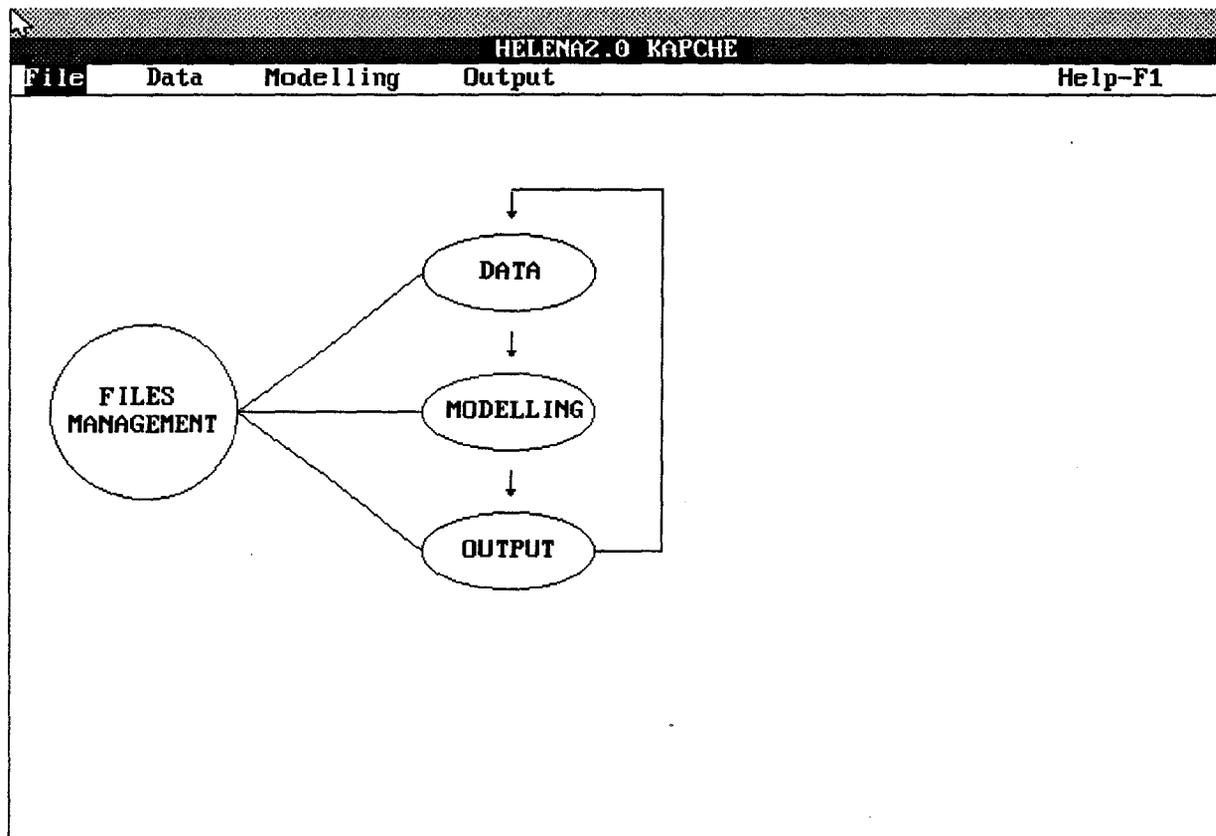


Figure II-1 : *Ecran d'accueil du logiciel.*

L'organigramme peut aussi être considéré sous la forme de deux niveaux verticaux qui sont :

- 1- La détermination de la commande de charges.
- 2- L'analyse des performances du composant.

Cette analyse caractérise l'analyse quasi-bidimensionnel.

La loi de commande de charges constituant la première étape de la modélisation, elle permet d'obtenir la tension de pincement à $V_{ds}=0$ V. Cette tension de pincement peut être modulée en faisant varier les différents paramètres de la couche (épaisseurs, dopage, composition). En sortie de la commande de charge, on obtient la répartition des porteurs ($N(V)$) et l'évolution de la capacité ($C(V)$) pour chacune des couches du composant en fonction de la tension grille appliquée.

La seconde étape de la modélisation est l'analyse du composant qui comprend deux types de modélisation :

1- La modélisation DC, AC et de Bruit.

2- La modélisation Non Linéaire dont la finalité est de fournir les coefficients des différents modèles de la caractéristique $I_{DS}=f(V_{ds}, V_{gs})$.

En sortie de cette seconde étape de modélisation, on obtient les divers caractéristiques du composant (DC, AC, Bruit) d'une part, et les outils pour la modélisation de la caractéristique $I_{DS}=f(V_{ds}, V_{gs})$.

II-2-1 Ecran d'accueil.

L'écran d'accueil du logiciel obtenu quand on lance l'exécutable du logiciel est représenté figure II-1. Il contient cinq menus :

- Le menu "**File**" qui permet :

- 1- d'enregistrer le répertoire de travail,
- 2- de donner un nom au transistor à simuler,
- 3- de représenter un graphique existant dans le répertoire de travail sous la forme d'un fichier,

- 4- de revenir aux commandes DOS sans quitter le logiciel,
- 5- de quitter le logiciel.

- Le menu "**Data**" contient les paramètres d'entrées du composant.

- Le menu "**Modelling**" permet de lancer les différents programmes de simulation.

- Le menu "**Output**" permet de visualiser les résultats des simulations effectuées.

- Le menu "**Help**" comme son nom l'indique donne à l'utilisateur quelques informations sur le logiciel.

Ces différents menus sont accessibles de plusieurs façons :

- 1- Directement en les pointant avec une "souris".

- 2- En utilisant les flèches gauche et droite du clavier puis en pressant sur la touche "entrée" ou "return".

- 3- En utilisant la combinaison "Alt + le caractère en majuscule" du menu à sélectionner. Alt O sélectionne le menu "Output".

Cette technique est conservée pour toutes les autres options qui apparaissent tout le long du logiciel. Le menu "Help" peut être sélectionné par les trois façons décrites précédemment ou par F1.

II-2-2 Description du menu "FILE".

Le menu "File" contient cinq options :

- 1- L'option "**Working directory**" permet de choisir le répertoire de travail. C'est dans ce répertoire que seront stockés tous les fichiers relatifs au composant. A l'appel de cette option, apparaît une fenêtre où l'on spécifie le nom du répertoire qui doit être préalablement créé.

- 2- L'option "**Change transistor name**" permet d'affecter un nom au transistor à simuler. Ce nom sera ensuite affecté automatiquement à tous les fichiers concernant le transistor. Ces fichiers sont sauvegardés automatiquement dans le répertoire de travail. Des extensions différentes permettent de distinguer les différents fichiers. A l'appel de l'option

"**Change transistor name**", apparaît une fenêtre où l'utilisateur doit spécifier le nom du composant avec un maximum de sept lettres. La validation s'effectue par "entrée" ou "return". Il est possible de rappeler les caractéristiques d'un composant déjà simulé, pour cela, il suffit de valider la ligne vide de la fenêtre d'acquisition du nom du composant, l'utilisateur obtient alors une fenêtre contenant la liste de tous les noms des composants se trouvant dans le répertoire de travail. A l'aide de la souris ou des flèches de déplacement du clavier, on sélectionne le composant désiré.

3- L'option "**Graph**" permet de représenter une courbe dont le fichier courbe se trouve dans le répertoire de travail. En entrant le nom du fichier sans l'extension de sauvegarde du graphe que l'on veut visualiser et en validant, l'utilisateur obtient la courbe correspondant au fichier sélectionné. En validant le vide, l'utilisateur obtient la liste de tous les fichiers graphiques se trouvant dans le répertoire de travail. Il suffit donc de sélectionner le fichier à représenter. La représentation graphique est effectuée par un module du logiciel. Ce module pris seul peut être considéré comme un logiciel graphique.

4- L'option "**Dos command**".

A l'exécution de cette option, l'utilisateur sort du logiciel et revient aux commandes DOS. Pour revenir dans le logiciel, il suffit de taper "exit".

5- L'option "**Quit HELENA**" permet de quitter le logiciel. Il suffit de répondre "Ok" à la question posée par le logiciel. L'utilisateur peut aussi quitter le logiciel quand il se trouve dans n'importe quel menu, pour cela, il suffit de faire "Echap" du clavier et confirmer son intention en sélectionnant "Ok".

II-3 PARAMETRES D'ENTREES.

II-3-1 Description du menu "DATA".

Le menu "Data" contient tous les paramètres d'entrée du composant. Il est composé de quatre options :

1- L'option "**Iayer Data**" qui permet d'introduire les caractéristiques des couches constituant le composant. Ce sont les seuls paramètres nécessaires pour effectuer la commande de charges.

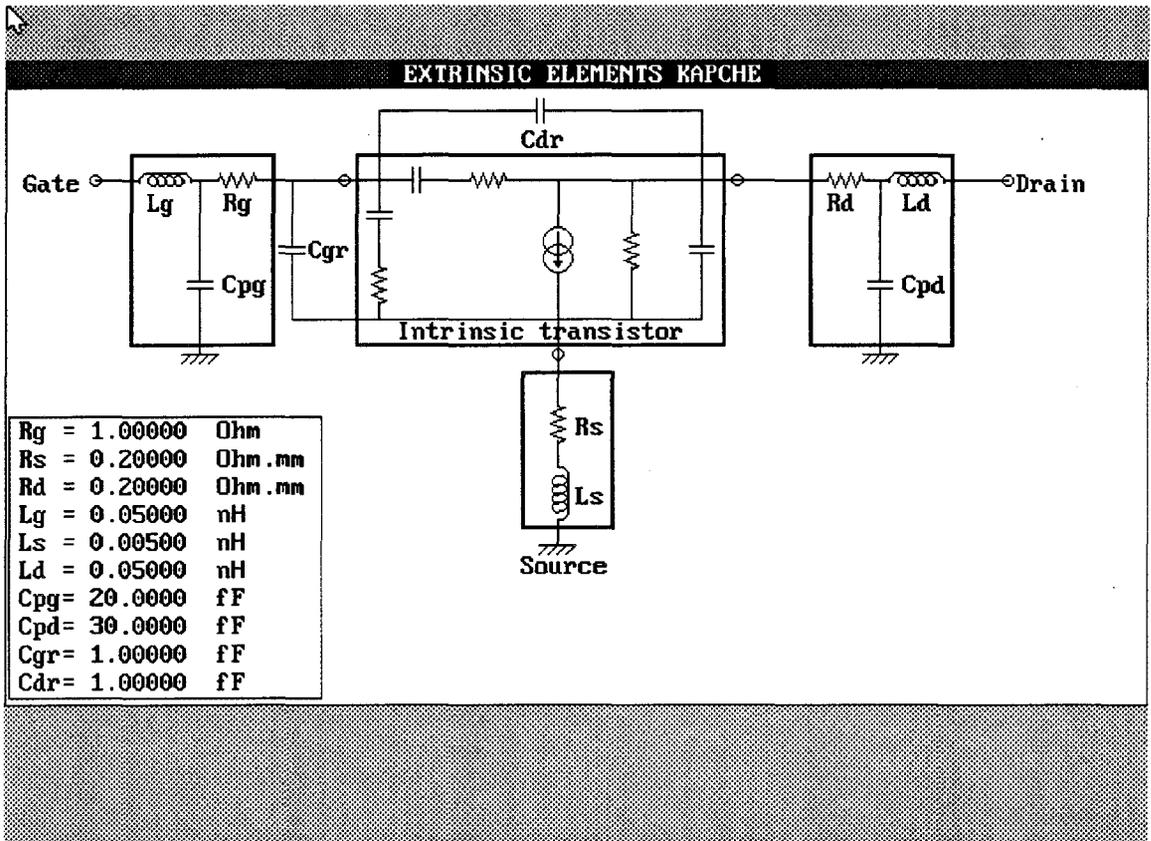


Figure II-2 : *Ecran d'acquisition des paramètres extrinsèques du transistor..*

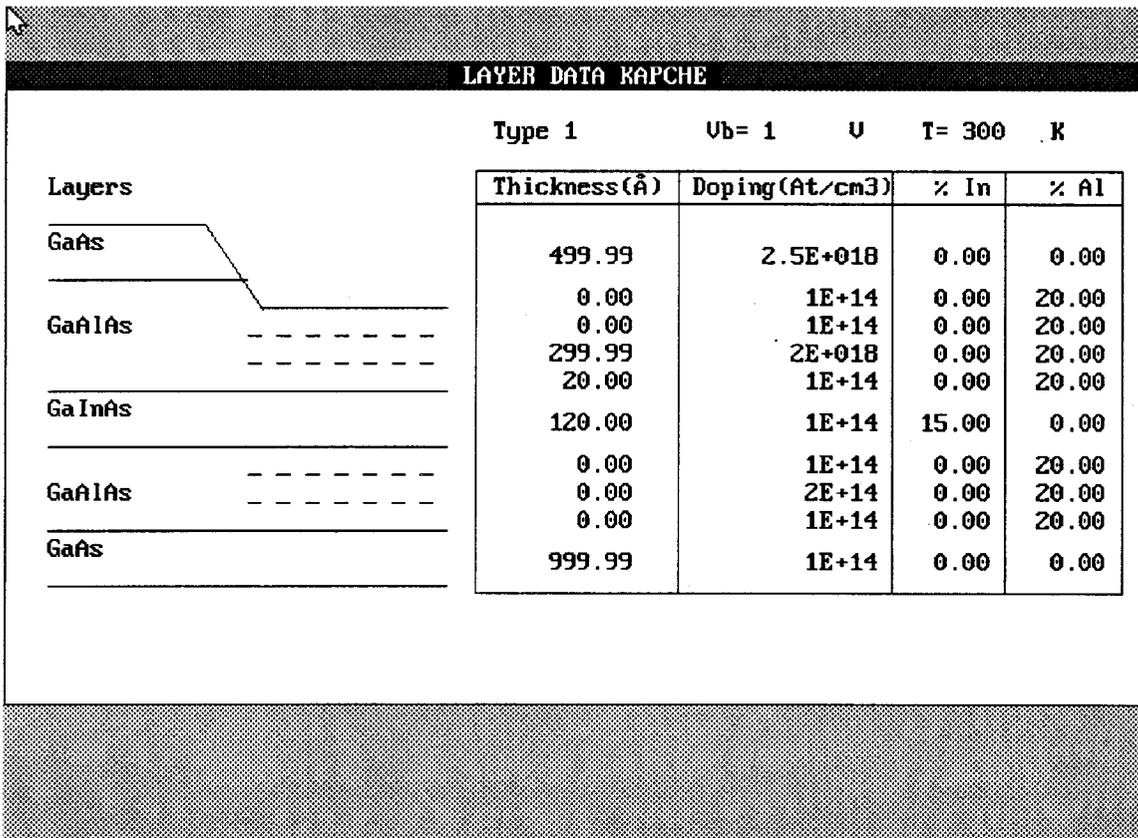


Figure II-3 : Ecran d'acquisition des paramètres de la couche.

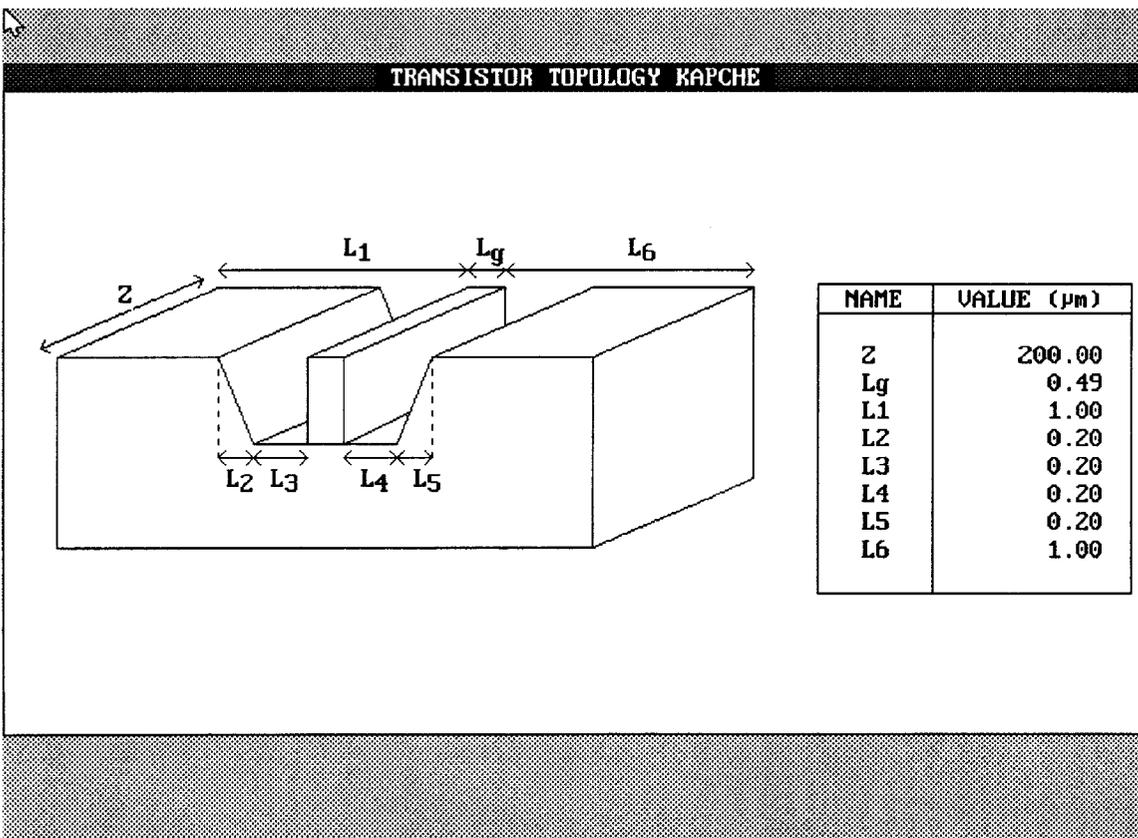


Figure II-4 : Ecran d'acquisition des paramètres géométriques.

2- L'option "**Transistor topology**" qui permet d'introduire les paramètres technologiques du composant.

3- L'option "**Physical parameters**" qui permet :

- de choisir la dynamique électronique que l'utilisateur affecte aux porteurs participant à la conduction,

- de fixer la valeur initiale de la tension de grille et le pas nécessaires pour les réseaux des caractéristiques statiques,

- de fixer la valeur de la résistance de contact R_c et de choisir si oui ou non la mobilité sera fonction de la densité des porteurs libres.

4- L'option "**eXtrinsic parameters**" permet d'introduire les valeurs des différents éléments extrinsèques du composant. Valeurs nécessaires pour la caractérisation en "bruit" de l'ensemble constitué du composant intrinsèque et des éléments extrinsèques. A l'appel de cette option apparaît la figure II-2.

II-3-2 Paramètres de la couche.

L'appel de l'option "**Layer data**" fait apparaître à l'écran la figure II-3, ce qui permet de fixer les différents paramètres de la couche qui sont : les épaisseurs, les dopages, la composition en Indium et Aluminium. Cet écran permet aussi d'introduire la tension de barrière V_b , la température T et enfin le type de composant à simuler. Ces paramètres sont indispensables pour l'analyse de la commande de charges. Deux principaux types de structures sont pris en compte dans le modèle simplifié de la commande de charges :

- La structure **GaAlAs/GaInAs** sur **GaAs** représente le type 1.
- La structure **AlInAs/GaInAs** sur **InP** représente le type 2.

Le type 1 permet d'introduire :

- La structure HEMT pseudomorphique simple canal **GaAlAs/GaInAs/GaAs** pour les applications de type amplification faible bruit.

- La structure HEMT pseudomorphique double canal **GaAlAs/GaInAs/GaAlAs/GaAs** pour les application de type amplification de puissance.

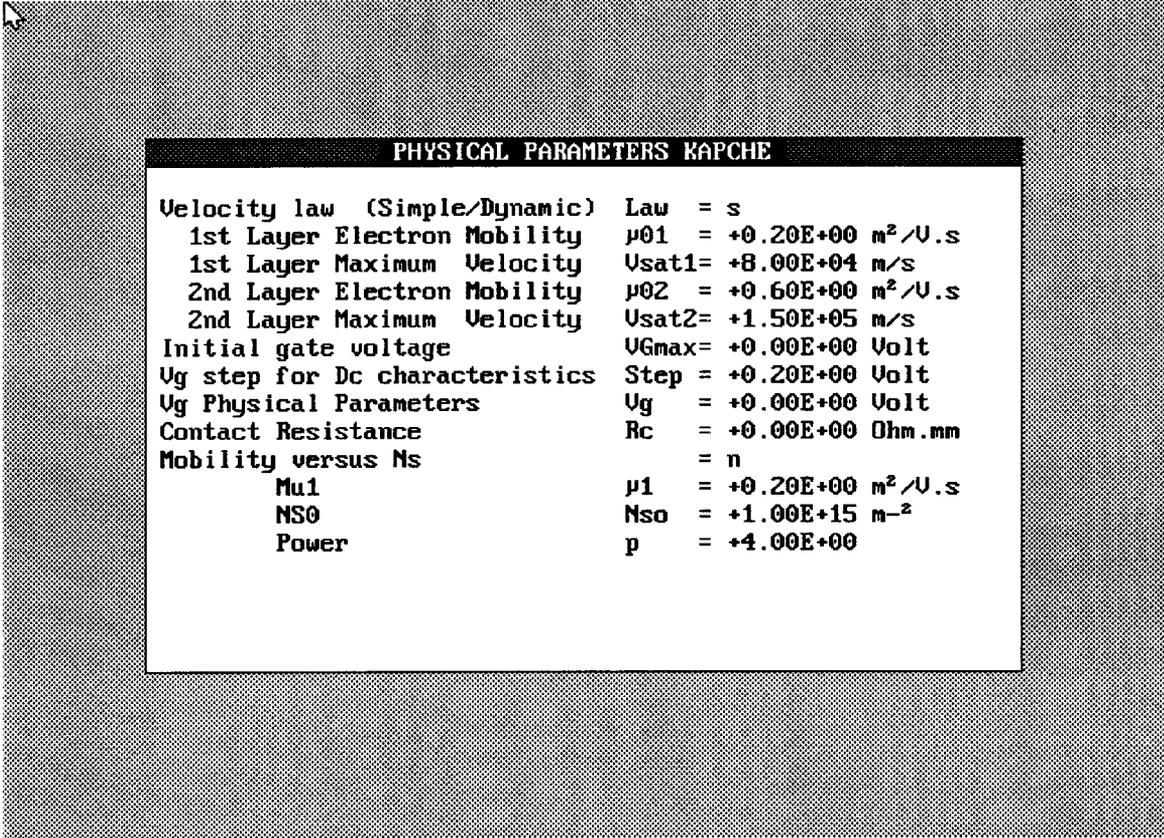


Figure II-5 : Ecran d'acquisition des paramètres physiques.

- La structure HEMT conventionnelle GaAlAs/GaAs est obtenue en considérant le pourcentage d'Indium du canal nul.

- Dans le cas où les compositions en Al et en In sont nulles, l'on obtient une structure de type MESFET épitaxiée.

Le type 2 qui est sur substrat InP permet d'introduire :

- La structure HEMT AlInAs/GaInAs/InP adapté en maille sur InP.
- La structure HEMT AlInAs/GaInAs/InP pseudomorphique sur InP.

Toutes les structures de type 2 sont exclusivement à canal simple (dopage sur une face du canal). Le développement futur tiendra compte des structures beaucoup plus complexes, l'utilisateur pourra simuler des composants dont il a fixé lui-même la structure.

II-3-3 Paramètres géométriques.

A l'appel de l'option "**Transistor topology**" apparaît l'écran de la figure II-4. Cet écran rassemble les paramètres géométriques du composant. Les zones d'accès sont considérées comme étant purement résistives. L'utilisateur dans cet écran introduit la longueur de grille L_g , l'épaisseur du composant Z , et les différentes longueurs L_1 , L_2 , L_3 , L_4 , L_5 et L_6 .

II-3-4 Paramètres physiques.

L'appel de cette option fait apparaître la figure II-5. Cette option permet de choisir la loi de transport électronique qui peut être simple ou dynamique. Dans le cas de la loi simple, il faut introduire la lettre "s" sur la ligne "Velocity law". Dans ce cas, la loi de vitesse que l'on affecte aux porteurs libres de la (ou des) couche (s) dopée (s) (indice 1) et à ceux du (ou des) puits quantique (s) (indice 2) est de la forme

$$v = \frac{\mu E}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu E}{v_s}\right)^2}}$$

Les paramètres tels que la mobilité (μ) et la vitesse de saturation (v_s) sont ajustables. Ce qui est intéressant quand l'on veut ajuster les caractéristiques.

Dans le cas de loi dynamique, il faut introduire la lettre "d" sur la ligne "velocity law". Le logiciel affecte à chaque structure la loi de transport non stationnaire correspondante. Les paramètres de cette loi de transport non stationnaire sont déduits des résultats de la modélisation Monté Carlo. Cette loi basée sur les temps de relaxation est adaptée à l'étude des composants à grille submicronique. Compte tenu des taux de dopages élevés que l'on utilise dans les structures de type HEMT ($> 10^{18}$ at/cm³), les porteurs libres des couches dopées ont une mauvaise dynamique électronique. C'est pourquoi à ces couches (d'indice 1), ont été affecté la loi de vitesse simple. La loi de vitesse non stationnaire sera affectée aux porteurs libres du canal. La mobilité et la vitesse de saturation ayant l'indice 2 et apparaissant dans l'option "Physical parameters" ne jouent aucun rôle si la loi de vitesse considérée est la loi dynamique.

Dans cette option, l'utilisateur peut également fixer la tension initiale maximum de grille ("Initial gate voltage"), tension à partir de laquelle l'analyse continue est réalisée. L'utilisateur fixe aussi le pas en V_{gs} pour les réseaux de caractéristiques continues (I_{ds} , G_m , G_d $f=(V_{ds}, V_{gs})$). On fixe aussi dans cette option la valeur V_g pour laquelle certains paramètres physiques internes du composant tels que la vitesse, l'énergie, le champ seront tracés. L'utilisateur peut aussi fixer la valeur de la résistance de contact R_c . Pour les HEMTs, il a été montré que la mobilité était une fonction de la densité de charges. L'effet d'écran étant probablement la raison de cette dépendance. Pour tenir compte de cet aspect, dans l'option "**Physical parameters**", l'utilisateur peut choisir si oui ou non la mobilité devra être fonction de N_s . Cette mobilité fonction de N_s n'est valable que dans le cas de la loi dynamique et que pour les charges d'indice 2. Si $\mu=f(N_s)$, dans ce cas l'expression traduisant cette dépendance est la suivante :

$$\mu = \mu_1 \frac{1 + \alpha \left(\frac{N_s}{N_{s0}} \right)^P}{1 + \left(\frac{N_s}{N_{s0}} \right)^P}$$

$$\text{avec } \alpha = \frac{\mu_2}{\mu_1}$$

Les paramètres à ajuster dans l'option "**Physical parameters**" sont :

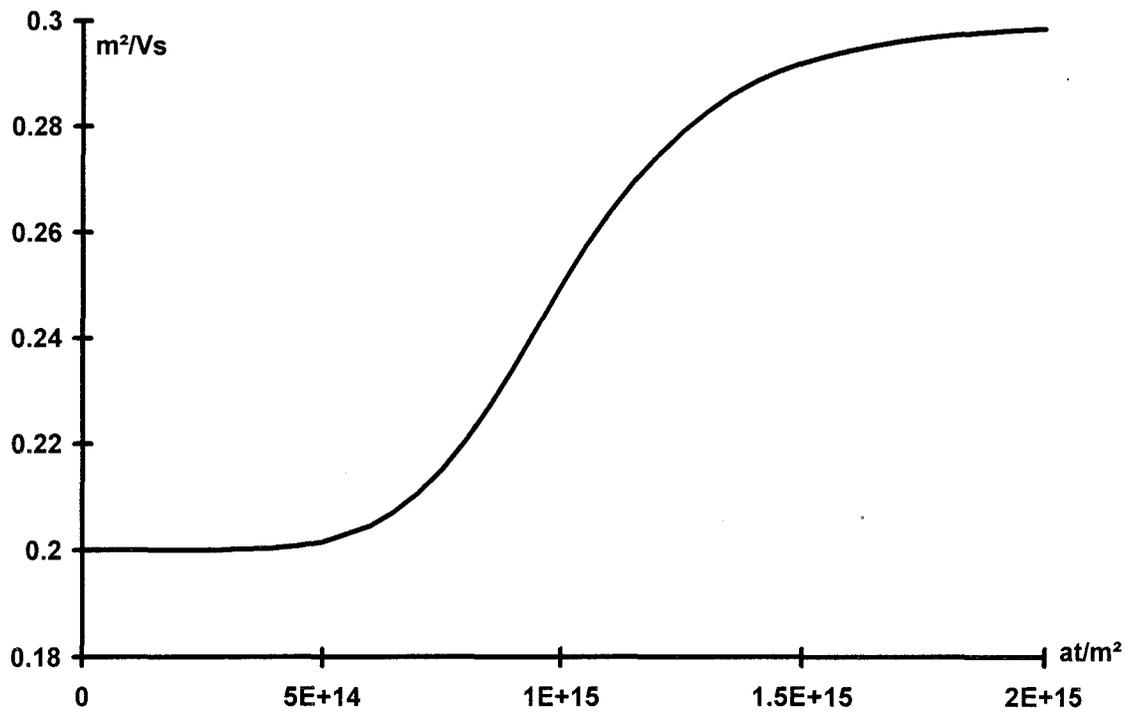


Figure II-6 Exemple d'évolution de $\mu=f(N_s)$.

- μ_1 qui représente la mobilité à champ faible.
- N_{s0} qui représente la valeur de la densité de charges pour $\mu = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}$.
- P qui est un paramètre permettant d'ajuster l'approximation expérimentale de $\mu = f(N_s)$.

La figure II-6 montre un exemple d'évolution de $\mu = f(N_s)$ pour $\mu_1 = 0.2 \text{ m}^2/Vs$, $N_{s0} = 10^{15} \text{ at/m}^2$, $p=6$ et $\mu_2 = 0,3 \text{ m}^2 / Vs$.

II-3-5 Paramètres extrinsèques.

L'appel de cette option fait apparaître l'écran de la figure II-2 où sont représentés le schéma équivalent intrinsèque du composant et les éléments extrinsèques. Ces éléments extrinsèques sont associés au composant intrinsèque pour déduire les performances (paramètres S et de bruit) de l'ensemble "transistor intrinsèque + éléments extrinsèques".

II-3-6 Utilitaires associés à chaque écran d'acquisition.

A l'appel de chacune de ces options citées ci dessus, apparaît un écran contenant un support graphique adéquat qui décrit les variables de l'opération considérée, ainsi que les différentes valeurs que l'utilisateur peut modifier. Un menu utilitaire que l'on fait apparaître en pressant la touche "Entrée" ou "Return" du clavier ou en effectuant une simple pression sur la "souris" est associé à chacun des écrans graphiques. Ce menu rassemble les opérations suivantes :

- **New** : rappelle les valeurs de l'initialisation de l'écran considéré.
- **Open** : pour le type d'acquisition où l'on se trouve, cet utilitaire permet de rappeler les paramètres d'un composant se trouvant dans le répertoire de travail. L'appel de cette option fait apparaître une fenêtre dans laquelle il faut indiquer le nom du transistor dont on veut rappeler les valeurs.
- **Save** : cette option permet de sauvegarder les nouvelles valeurs. Aux fichiers correspondant à chaque écran, est affecté le nom du transistor avec des extensions adéquates.
- **Save as** : cette option joue le même rôle que "Save". La différence résulte dans le fait qu'ici on peut modifier le nom à affecter au fichier de sauvegarde.

- **Change** : permet de modifier les différents paramètres de la fenêtre courante. Lorsque toutes les modifications sont effectuées, on revient au menu en appuyant sur la touche "Esc" ou "Echap" du clavier. Les modifications sont enregistrées en exécutant l'option "Save".

- **Print** : Permet d'imprimer l'écran graphique.

- **Quit** : Permet de sortir du menu d'acquisition. La combinaison "Alt X" joue le même rôle.

II-4 MODELISATION.

II-4-1 Description du menu "Modelling".

Ce menu permet de lancer l'exécution des différents programmes de modélisation. Nous réalisons séparément l'analyse de la loi de commande de charges ("charge control law"), l'analyse des performances statiques, petit signal et de bruit ("DC - AC - Noise Modelling"), et l'analyse non linéaire ("Nonlinear modelling"). Les résultats de toutes les simulations sont visualisés dans le menu "Output".

II-4-2 Analyse de la couche.

L'étude est réalisée à l'appel de l'option "**charge control law analysis**". La commande de charge constitue la première étape de la modélisation. L'exécution de ce programme n'est possible que si la structure de la couche a été préalablement définie dans le menu "Data" puisque l'étude ne concerne que la commande des couches actives situées sous la grille. L'étude du substrat n'est pas réalisée. Après l'exécution du programme, les résultats sont sous la forme d'une évolution de densité de porteurs $N(V)$ ou de capacité $C(V)$.

II-4-3 Modélisation DC, AC, Bruit.

L'appel de l'option "DC - AC - NOISE MODELLING" fait apparaître la figure II-7 où l'on effectue le choix du type d'étude désirée. La loi de commande est associée aux paramètres

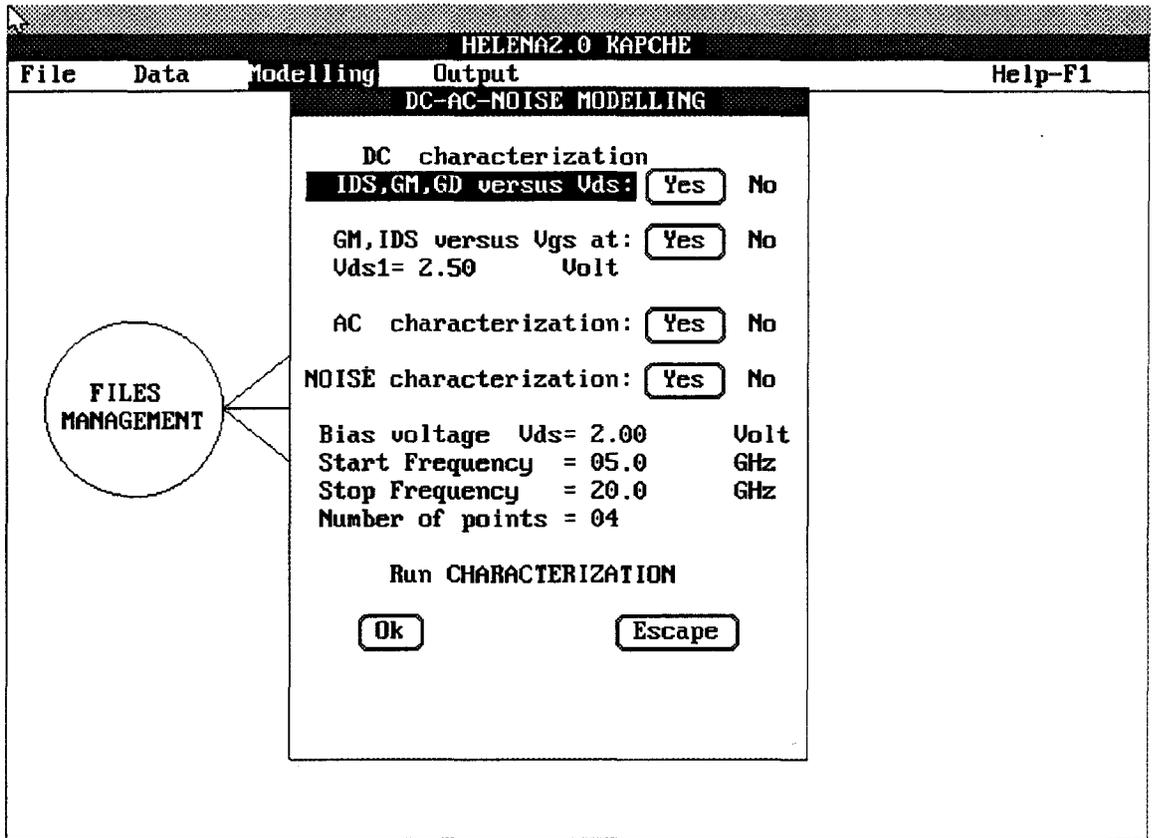


Figure II-7 : Ecran d'acquisition du type d'étude à effectuer.

physiques de l'option "Physical Parameters" pour réaliser l'étude souhaitée. L'utilisateur peut effectuer indépendamment les analyses suivantes :

- L'analyse continue, c'est à dire $I_{ds}=f(V_{ds},V_{gs})$, $G_m=f(V_{ds},V_{gs})$, $G_d=f(V_{ds},V_{gs})$, $G_m=f(V_{gs})$ à V_{ds1} et $I_{ds}=f(V_{gs})$ à V_{ds1} .
- L'analyse petit signal.
- L'analyse de bruit.

- L'analyse continue.

En utilisant la modélisation Quasi-Bidimensionnelle décrite précédemment, nous déterminons les caractéristiques continues du composant. On détermine ainsi les réseaux des caractéristiques $I_{ds}=f(V_{ds},V_{gs})$, $G_m=f(V_{ds},V_{gs})$, $G_d=f(V_{ds},V_{gs})$ et les caractéristiques $G_m=f(V_{gs})$ à V_{ds1} , $I_{ds}=f(V_{gs})$ à V_{ds1} . Pour les réseaux fonctions de V_{ds} et de V_{gs} , V_{ds} varie de 0 V à 2.5 V alors que V_{gs} varie de la valeur initialisée dans l'option "Physical parameters" ("Initial gate voltage") à la valeur V_p avec le pas fixé dans la même option ("Vg step"). V_{ds1} correspond à la valeur introduite lors de la modélisation DC de l'option "DC - AC - Noise modelling".

- L'analyse petit signal.

L'analyse petit signal permet de déterminer les différents éléments du schéma équivalent intrinsèque pour V_{gs} variant de v_g "initial gate voltage" à la tension de pincement pour $V_{ds}=V_{dso}$. Ces différents éléments dépendent de la fréquence puisque le composant est considéré comme une ligne active non uniforme. La valeur des éléments du schéma équivalent est donnée pour la fréquence "Start frequency") de l'option "DC AC Noise modelling".

- Analyse de bruit.

Pour chaque point de polarisation, on détermine les sources de bruit du composant intrinsèque pour différentes fréquences comprises entre "Start frequency" et "Stop frequency" par la méthode du champ d'impédance [6] [7]. Le nombre de points de fréquences est celui entré à l'écran présenté par la figure II-7 "number of points". Seules les performances du composant intrinsèque sont déterminées à cette étape. Les performances du composant dans son ensemble (composant intrinsèque + éléments extrinsèques) seront déterminées dans le

menu "Output". L'intérêt principal de cette partition est de pouvoir étudier l'influence des paramètres extrinsèques sur les performances de Bruit de l'ensemble "composant intrinsèque + éléments extrinsèques" sans effectuer une nouvelle analyse AC et de Bruit intrinsèque.

II-4-4 Modélisation non linéaire.

Pour effectuer cette modélisation, il faut au préalable avoir effectué la modélisation DC et AC. Modélisation qui génère les fichiers nécessaires pour le calcul des coefficients des différents modèles à déterminer. La modélisation non linéaire ne consiste pas à effectuer une étude non linéaire du composant, mais le but de celle-ci est de fournir les coefficients des modèles de la caractéristique $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$, modèles nécessaires pour une modélisation non linéaire d'un circuit quelconque comportant le composant ainsi modélisé. On détermine donc au cours de cette modélisation tous les coefficients des différents modèles définis dans le chapitre précédent à savoir :

- Le modèle de Curtice Ettenberg [2] ou la caractéristique courant tension est définie par l'expression phénoménologique suivante :

$$I_{ds}(V_{in}, V_{out}) = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \cdot \tanh(\gamma \cdot V_{out}(t))$$

$$V_1 = V_{in}(t - \tau) \cdot [1 + \beta(V_{out}^0 - V_{out}(t))]$$

où - β est le coefficient qui traduit l'évolution de la tension de pincement en fonction de la tension V_{out} .

- V_{out}^0 est la tension à laquelle les coefficients A_0, A_1, A_2, A_3 ont été estimés.

- τ traduit l'avance de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée.

- Le modèle de Materka [3]

$$i_d = I_{dss} \left(1 - \frac{v_g}{V_p}\right)^2 \tanh\left(\frac{\alpha v_d}{v_g - V_p}\right)$$

$$V_p = V_{po} + \gamma v_d$$

où :

I_{ds} , V_{po} , α , et γ sont les coefficients du modèle. Nous avons toujours $v_g = v_g(t-\tau)$ et $v_d = v_d(t)$.

- Le modèle de Tajima [4]

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

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

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

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

$$V_p = V_{po} + pV_{ds} + V\phi$$

$$V'_{gs} = V_{gs} - V\phi$$

où les coefficients du modèle à déterminer sont :

V_{po} qui est la valeur absolue de la tension de pincement à $V_{ds}=0$ V. Cette tension est donc positive.

V_{dss} est la tension pour laquelle la caractéristique $I_{ds}=f(V_{ds})$ se sature.

$V\phi$ est la tension de la barrière Schottky.

I_{dsp} est la valeur du courant quand $V_{gs}=V\phi$, a , b , m , et p sont des coefficients qui permettent d'avoir une bonne approximation.

- Le modèle d'Angelov [5]

$$I_{ds} = I_{pk} (1 + \tanh(\psi))(1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds})$$

où

$$\psi = \sum_{i=1}^n P_i (V_{gs} - V_{pk})^n$$

$$V_{pk} = V_{pk0} + \gamma V_{ds}$$

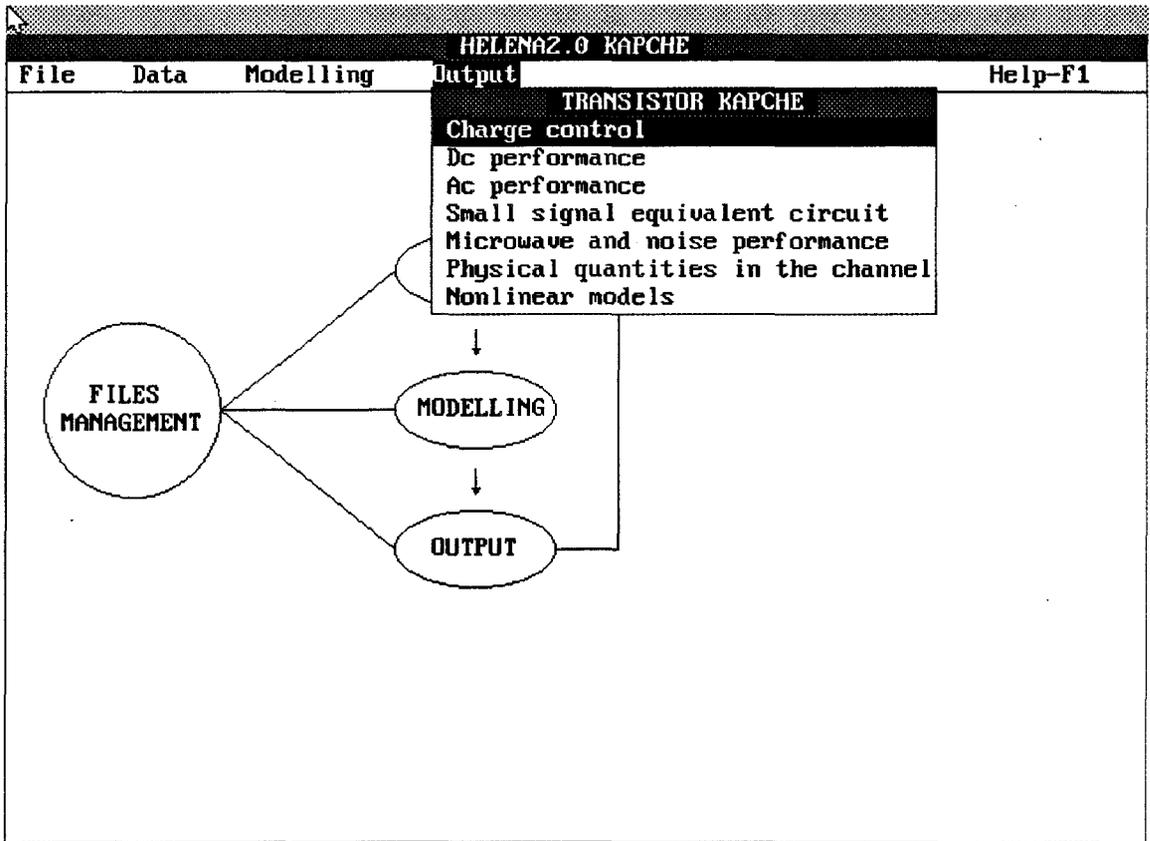


Figure II-8 : Menu des paramètres de sortie.

I_{pk} et V_{pk} sont les valeurs du courant I_{ds} et de la tension V_{gs} quand la transconductance G_m est maximale. α et λ sont des coefficients à déterminer. Dans le logiciel, nous avons, compte tenu des études menées, décidé d'effectuer les simplifications suivantes :

$$\gamma=0 \text{ et } \psi = P_1 (V_{gs} - V_{pk}) + P_3 (V_{gs} - V_{pk})^3.$$

La technique de calcul a été définie au chapitre précédent.

II-5 PARAMETRES DE SORTIE.

II-5-1 description du menu "Output".

Les résultats de la modélisation effectuée au menu précédent s'observent dans le menu "Output" en utilisant le module de représentation graphique intégré au logiciel.

Chaque résultat est représenté en utilisant suivant les cas une échelle linéaire, logarithmique, en abaque de Smith ou en représentation polaire. Nous avons conçu le module qui permet une représentation automatique plus conviviale du graphe à visualiser. Ce module permet d'avoir une représentation qui facilite la lisibilité du graphe. L'appel de l'option "Output" fait apparaître la figure II-8 qui donne accès aux différents résultats de la simulation. Ces résultats sont répartis en sept options :

- L'option "**charge control**" conduit à la représentation des résultats de la commande de charges.

- L'option "**Dc performance**" permet de visualiser les résultats des grandeurs continues.

- L'option "**Ac performance**" donne accès à l'évolution des différents éléments du schéma équivalent intrinsèque petit signal.

- L'option "**Small signal equivalent circuit**" affiche le schéma équivalent ainsi que les valeurs des différents éléments de ce schéma équivalent pour un point de polarisation V_{ds} , V_{gs} donnés.

- L'option "**Microwave and noise performance**" calcule et affiche les paramètres "S", les performances de bruit de l'ensemble constitué par le composant intrinsèque et les éléments extrinsèques.

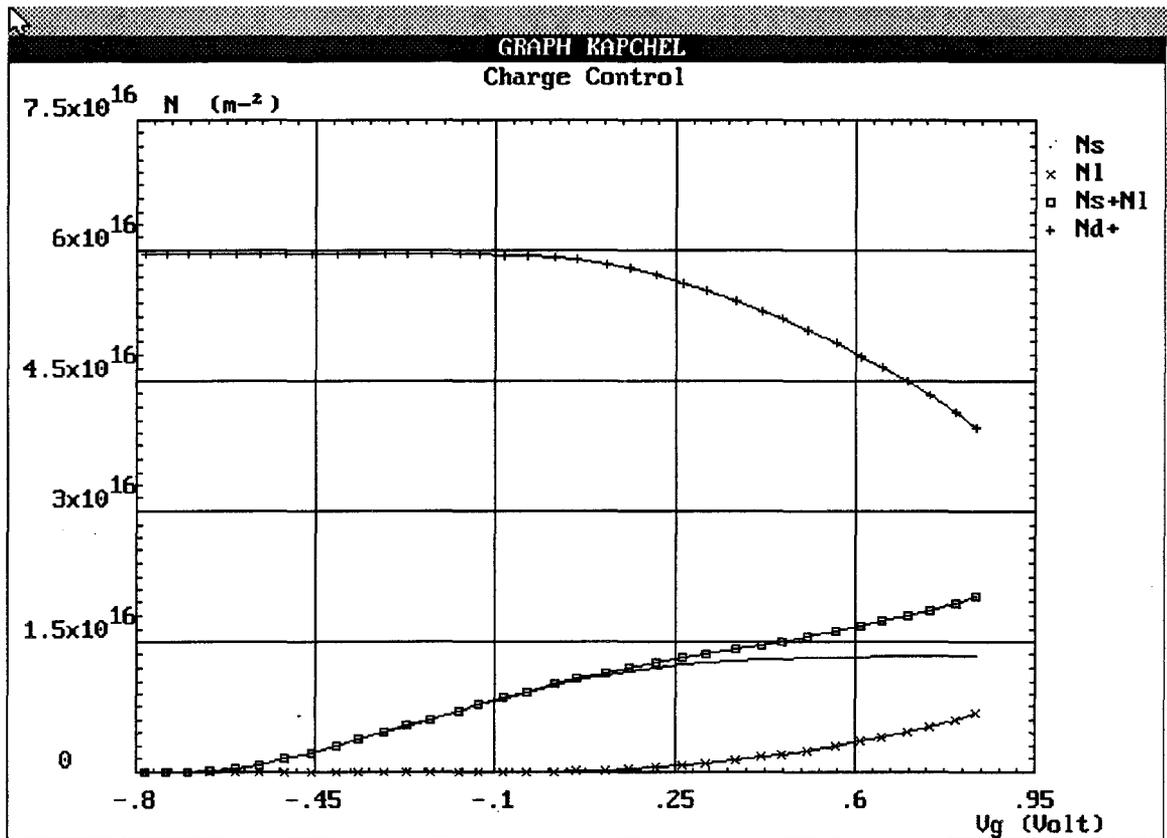


Figure II-9 : Evolution de N_s en fonction du potentiel de grille appliqué.

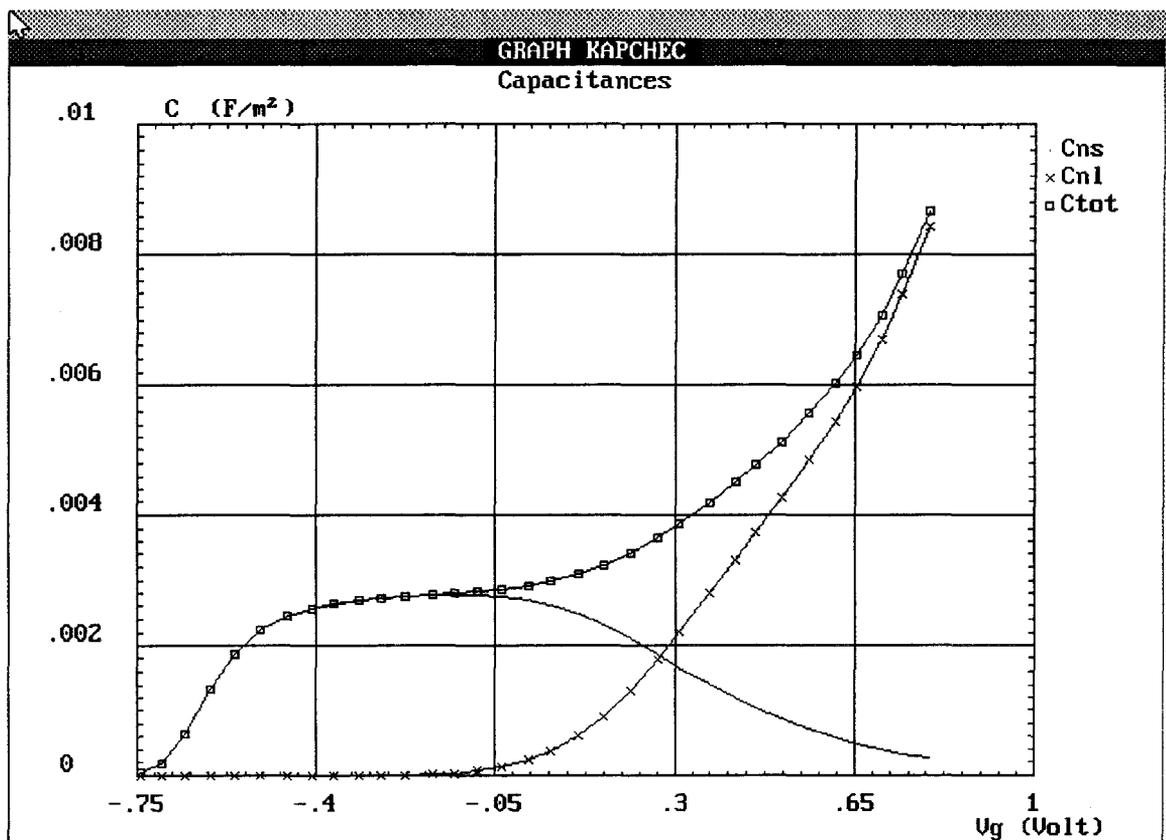


Figure II-10 : Evolution de la capacité en fonction du potentiel de grille appliqué.

- L'option "**Physical quantities in the channel**" donne accès aux différentes quantités physiques internes le long du composant pour un point de polarisation V_{ds} , V_{gs} . V_{gs} correspond à la valeur " V_g physical parameters" de l'option "Physical parameters", alors que V_{ds} correspond à la valeur V_{ds} de l'option "DC AC Noise modelling".

- L'option "**Nonlinear models**" permet d'obtenir d'une part pour chaque modèle sélectionné, les coefficients recherchés, d'autre part de visualiser les comparaisons entre les valeurs calculées à partir du modèle et celles des fichiers obtenus lors de la modélisation DC, AC. L'utilisateur peut ainsi comparer $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$, $G_m=f(V_{gs})$ et $G_d=f(V_{gs})$.

II-5-2 Commande de charges.

L'exécution de l'option "**Charge control**" fait apparaître un menu qui permet :

- D'afficher la loi de commande de charges qui est sous la forme de densité de porteurs $N(V)$ ou sous la forme d'une évolution en capacité $C(V)$.

- De revenir au menu précédent.

La densité de porteurs obtenue est représentée figure II-9. La courbe " N_s " représente la densité surfacique de porteurs libres de commande

- dans le puits quantique quand il s'agit d'un HEMT,
- dans le canal conducteur pour un MESFET.

La courbe " N_I " représente la densité surfacique des porteurs libres de la commande dans les couches dopées.

Pour un composant de type MESFET, nous avons $N_s=N_I$.

" N_d^+ " représente la densité surfacique de donneurs ionisés. N_s+N_I représente donc la densité totale de porteurs libres de commande participant à la conduction.

L'évolution des capacités hyperfréquences dues aux porteurs libres des différentes couches est représenté figure II-10. " C_{ns} " représente la capacité des porteurs libres du puits

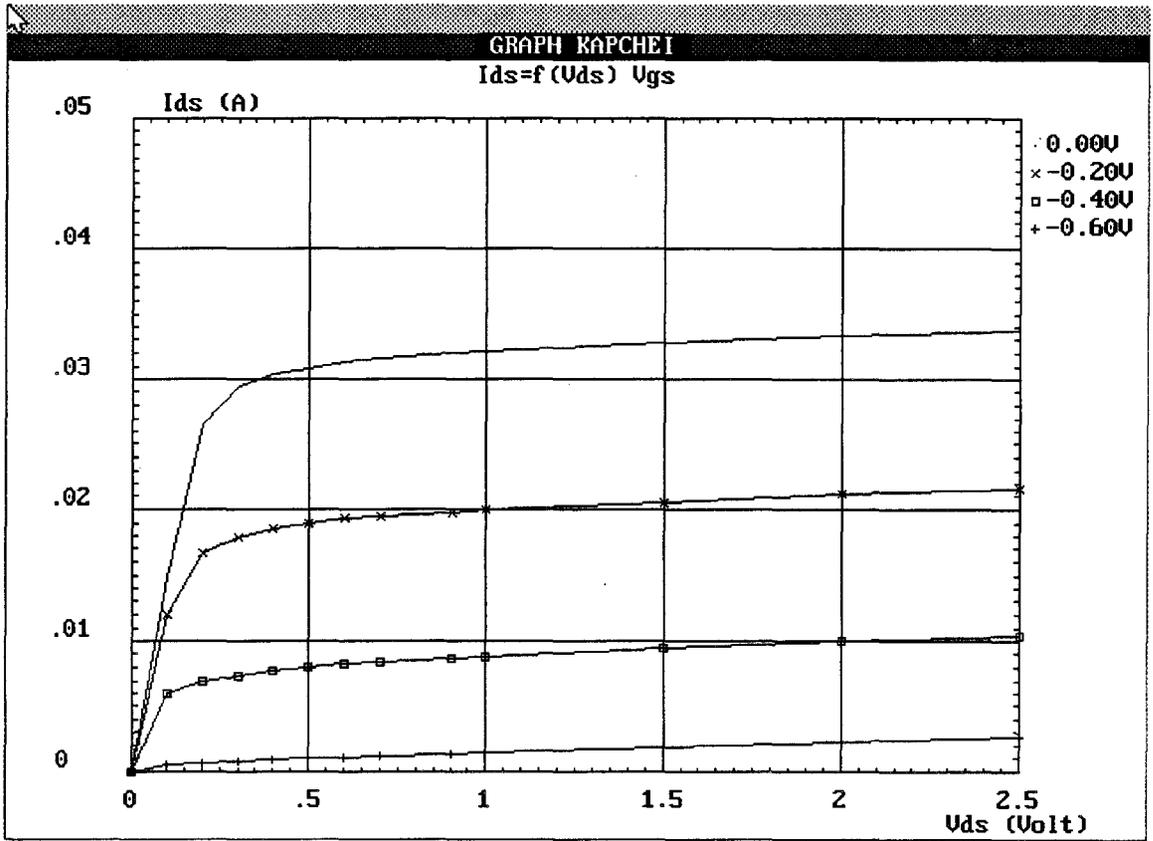


Figure II-11 : Evolution de I_{ds} en fonction de V_{gs} et V_{ds} .

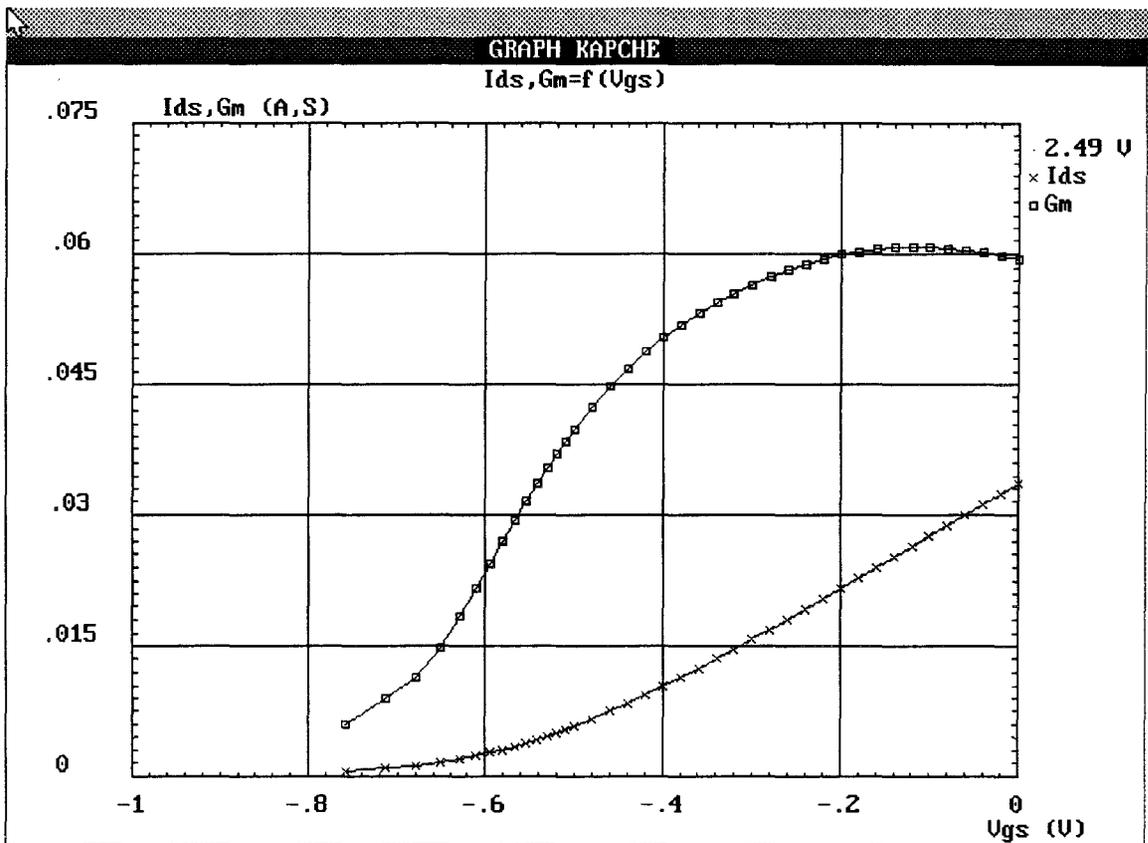


Figure II-12 : Evolution de I_{ds} et de G_m en fonction de V_{gs} à $V_{ds} = 2.5$ V.

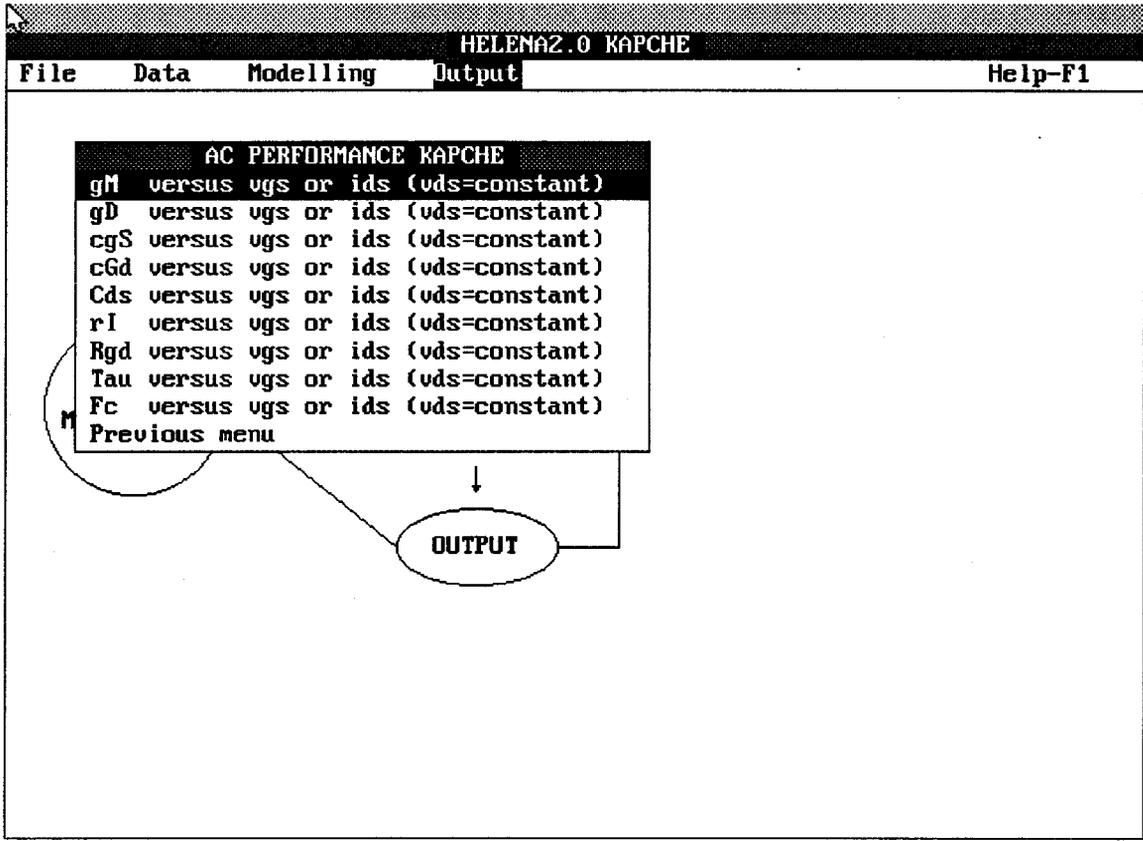


Figure II-13 : Menu associé aux paramètres du schéma équivalent petit signal.

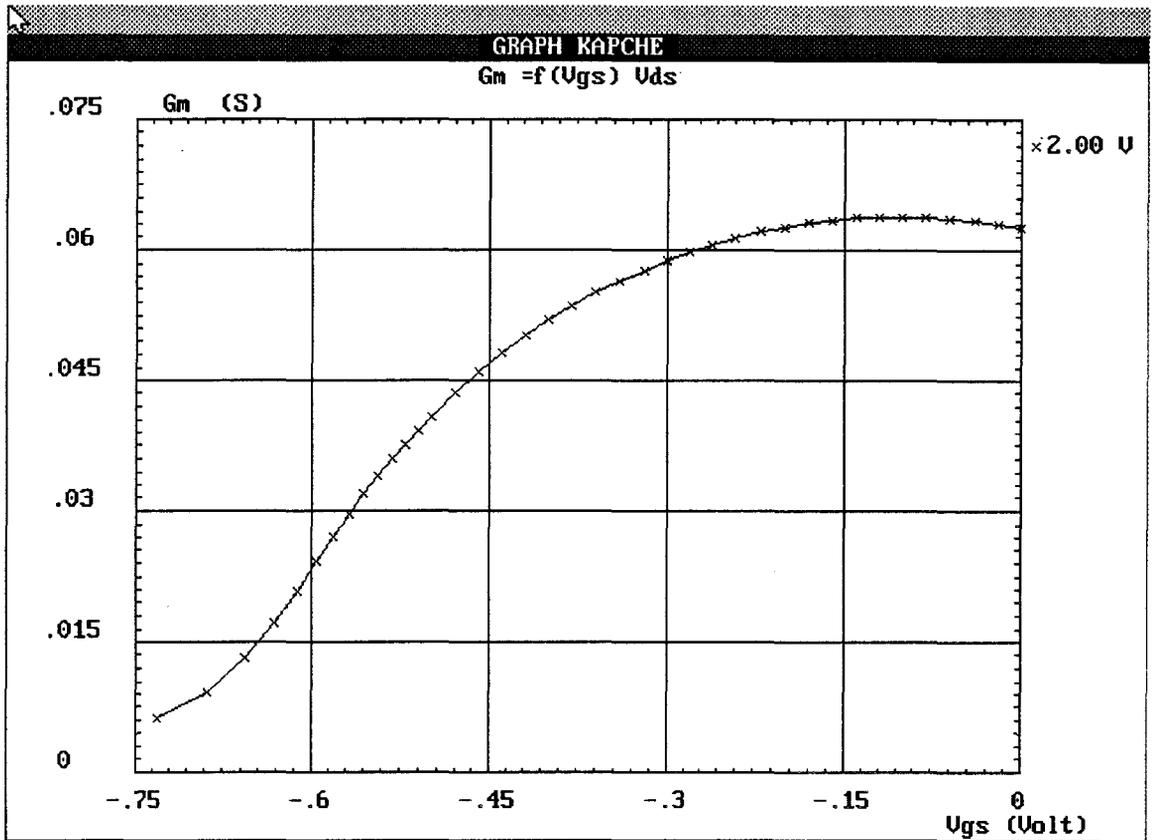


Figure II-14 : Evolution de G_m en fonction de V_{gs} à $V_{ds} = 2 V$.

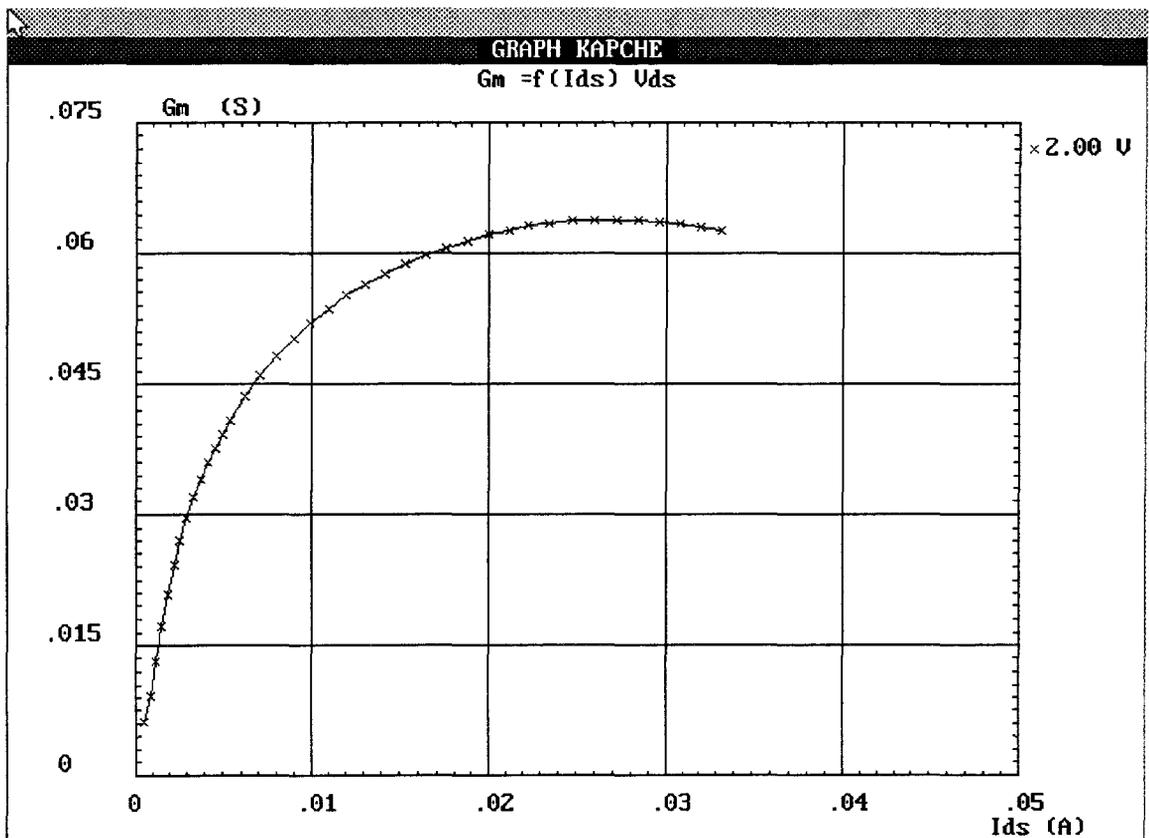


Figure II-15 : Evolution de G_m en fonction de I_{ds} à $V_{ds} = 2V$.

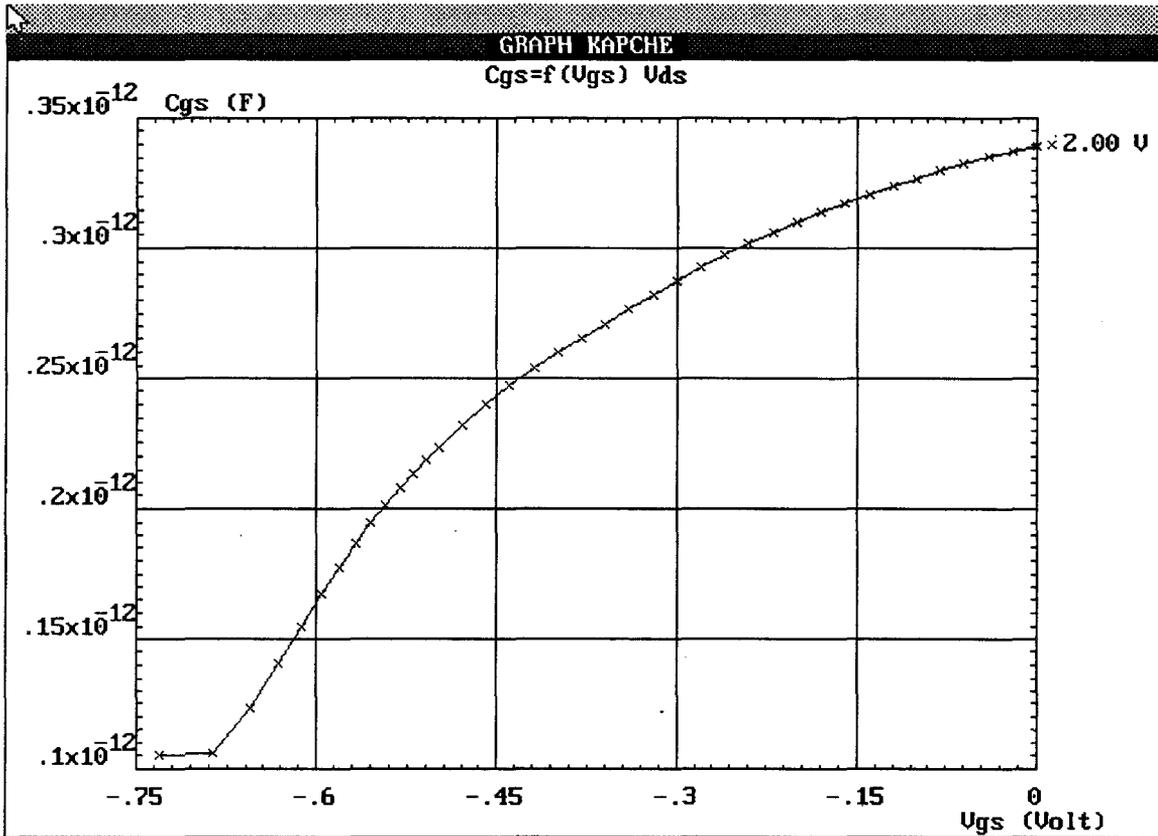


Figure II-16 : Evolution de Cgs en fonction de Vgs à Vds = 2 V.

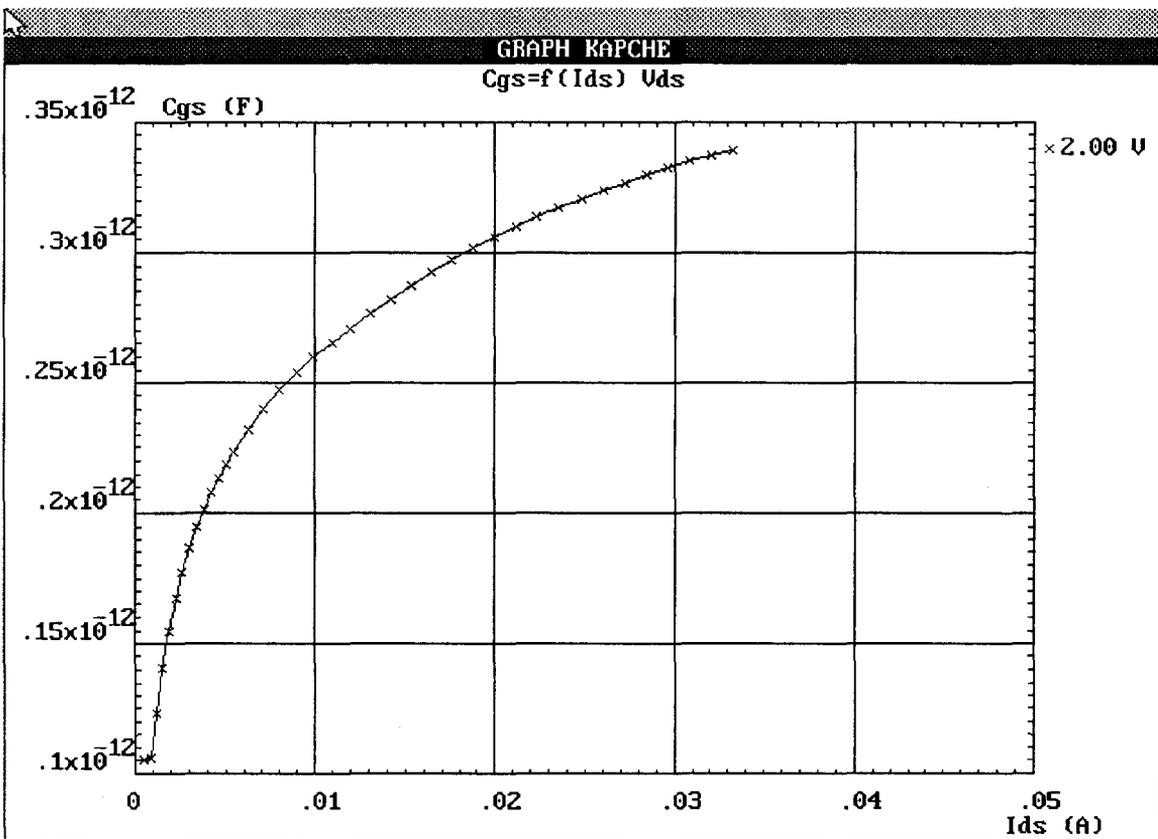


Figure II-17 : Evolution de Cgs en fonction de Ids à Vds = 2V.

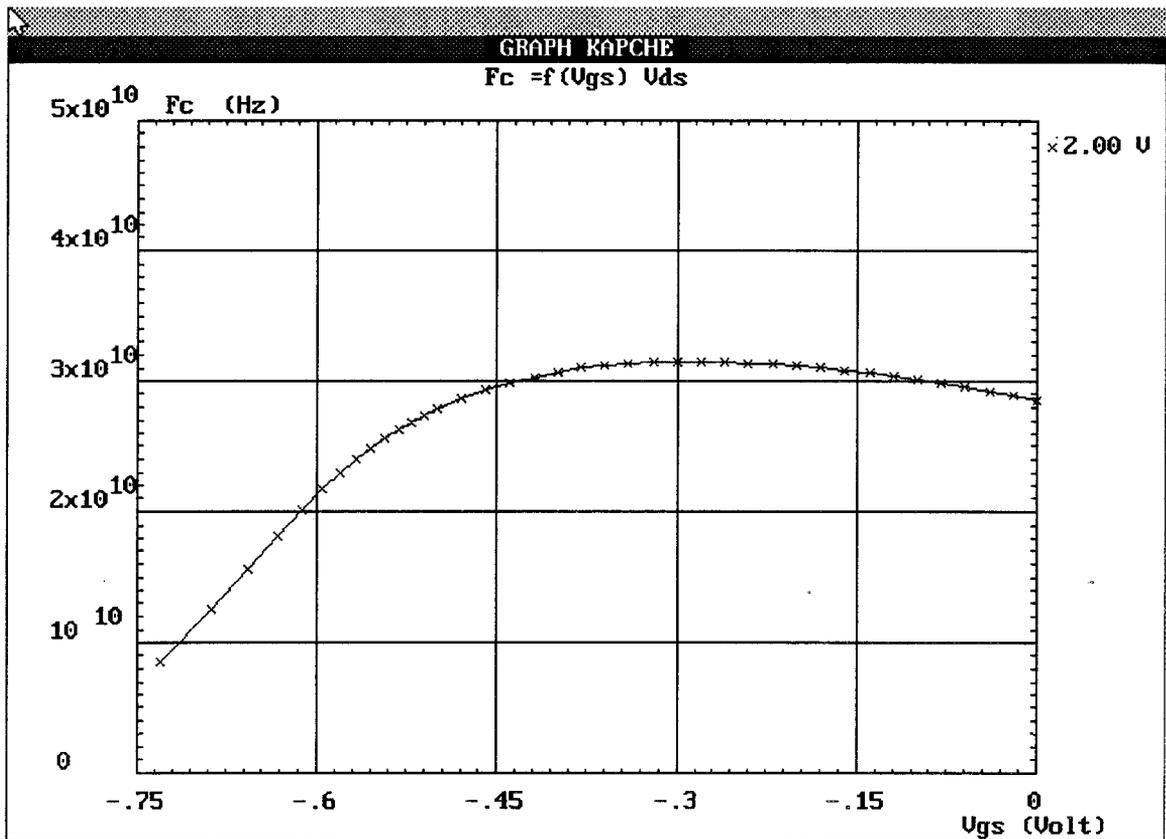


Figure II-18 : Evolution de F_c en fonction de V_{gs} à $V_{ds} = 2 V$ avec $C_p = 0.01 pF$.

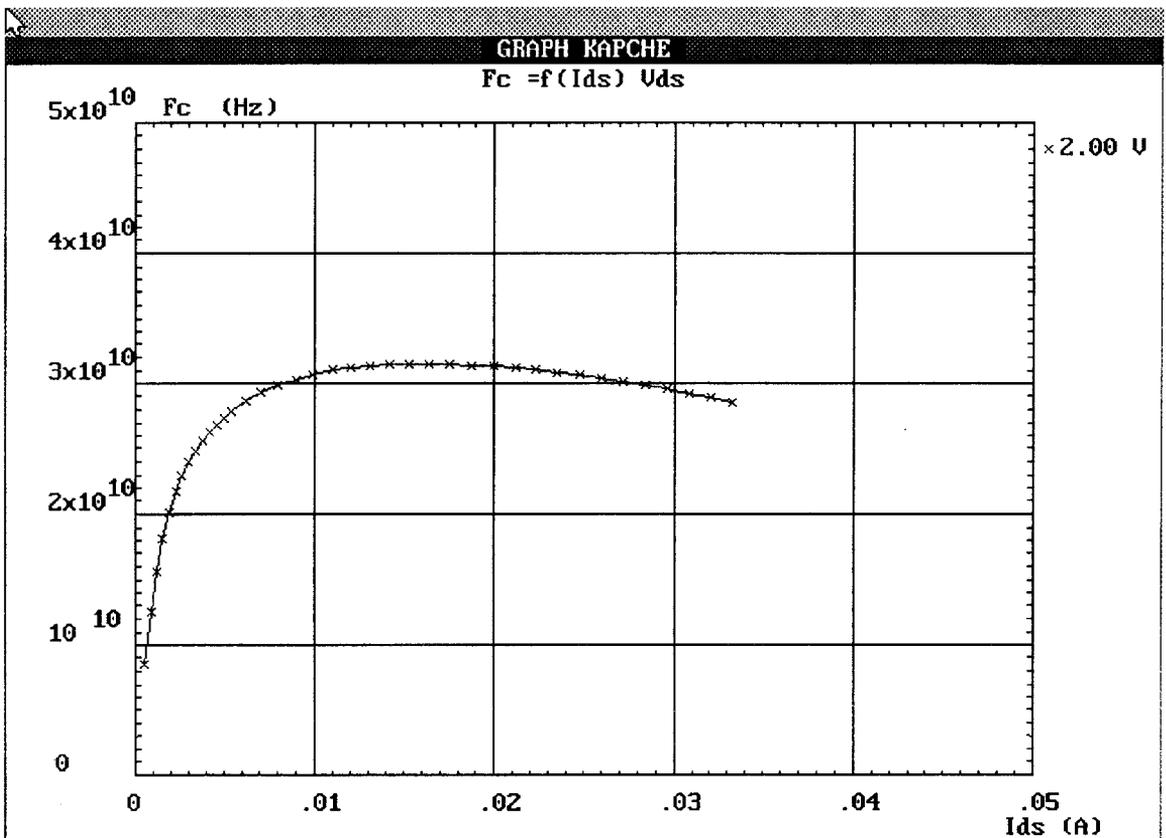


Figure II-19 : Evolution de F_c en fonction de I_{ds} à $V_{ds} = 2V$ avec $C_p = 0.01 pF$.

quantique, "Cnl" représentant la capacité des porteurs libres des couches dopées. "Ctot" qui est "Cns+Cnl" représente la capacité de la couche accessible par la mesure.

II-5-3 Caractéristiques continues.

A l'exécution de l'option "**Dc performance**", apparaît un menu qui permet à l'utilisateur d'effectuer une représentation des caractéristiques suivantes :

- $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$, $G_m=f(V_{ds}, V_{gs})$, $G_d=f(V_{ds}, V_{gs})$.
- $I_{ds}=f(V_{gs})$, $G_m=f(V_{gs})$ à V_{ds1} .

La figure **II-11** représente l'évolution $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$. V_{gs} varie comme nous l'avons déjà dit de la tension d'initialisation introduite dans l'option "physical parameters" du menu "Data" à la tension de pincement V_p avec un pas ΔV_{gs} . V_{ds} variant de 0 V à 2,5 V. La figure **II-12** représentant l'évolution I_{ds} , $G_m=f(v_{gs})$ sur le même graphe permet de choisir selon l'application souhaitée le point de polarisation adéquat. La tension V_{ds1} est la tension pour laquelle I_{ds} et $g_m=f(V_{gs})$ ont été calculés.

II-5-4 Paramètres du schéma équivalent intrinsèque.

A l'exécution de l'option "**Ac performance**", l'utilisateur obtient le menu de la figure **II-13**. Au vue de celui ci, il peut donc visualiser l'évolution de tous les paramètres du schéma

équivalent intrinsèque. Ces éléments sont représentés en fonction de la tension V_{gs} ou du courant I_{ds} . Un exemple de paramètres obtenus est représenté sur les figures **II-14** à **II-19**. Il s'agit des évolutions suivantes :

- $G_m=f(V_{gs})$ et $G_m=f(I_{ds})$.
- $C_{gs}=f(V_{gs})$ et $C_{gs}=f(I_{ds})$.
- $F_c=f(V_{gs})$ et $F_c=f(I_{ds})$.

La fréquence de coupure en courant F_c est définie par $F_c = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}}$. Une capacité plot

notée C_p est associée à la mesure de la capacité C_{gs} . Il apparaît donc une fenêtre demandant la valeur de C_p pour en tenir compte comme facteur correctif. Dans ce cas, la fréquence de

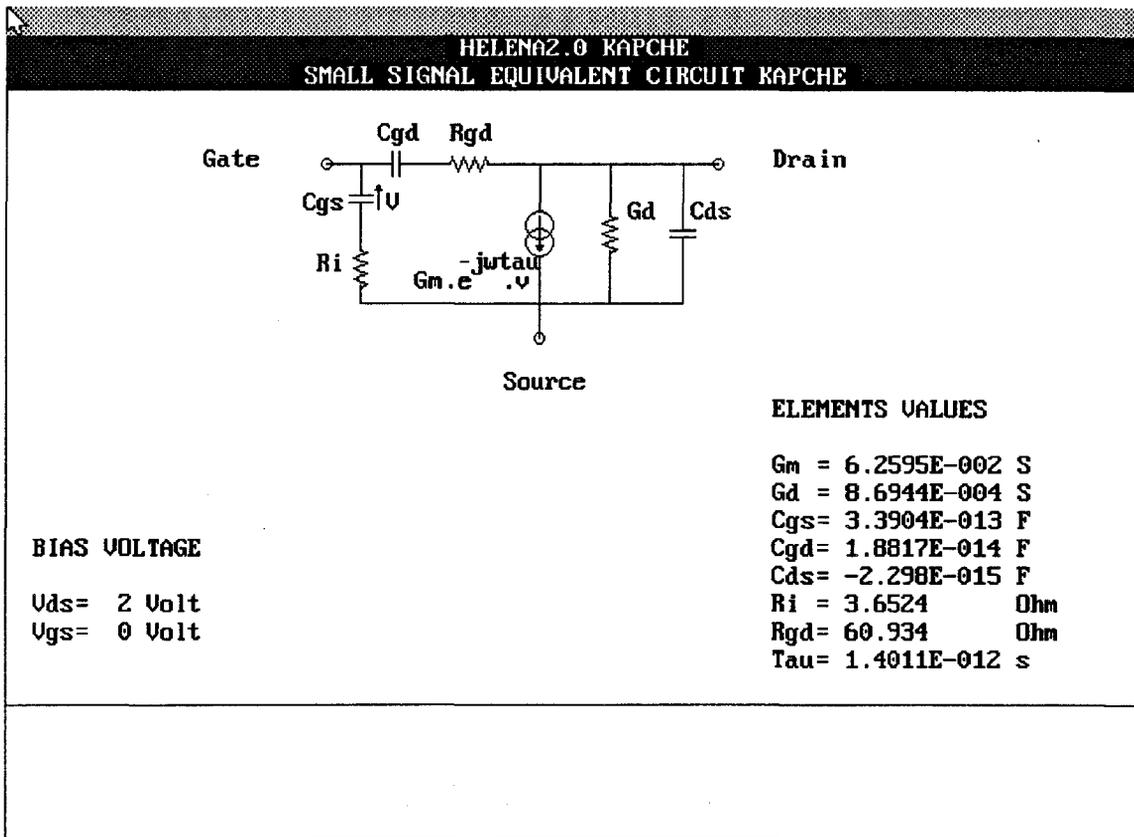


Figure II-20 : Schéma équivalent intrinsèque pour $V_{gs} = 0 V$ et $V_{ds} = 2 V$.

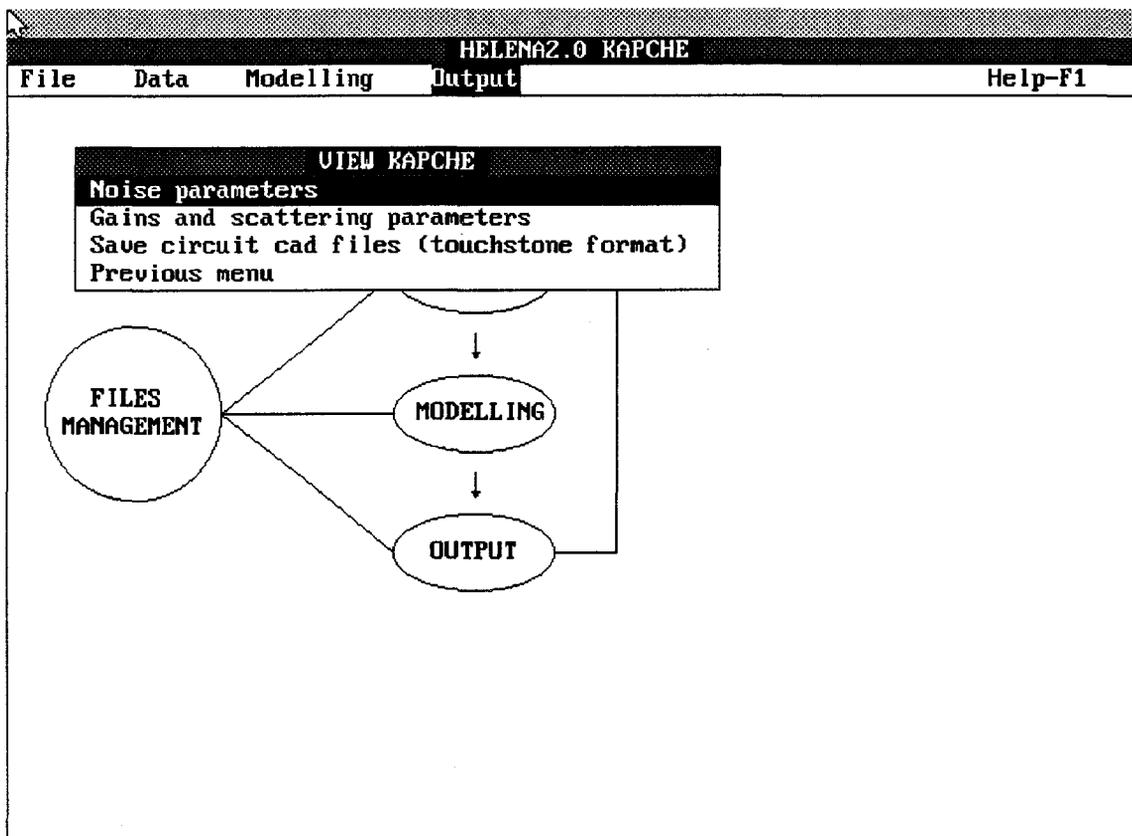


Figure II-21 : Menu associé aux performances de bruit, gains et paramètres S.

coupure en courant s'obtient par la formule $F_c = \frac{G_m}{2\pi(C_{gs} + C_p)}$. Il est à noter que cette capacité dépend de la technologie de grille ainsi que de sa largeur.

II-5-5 Représentation du schéma équivalent petit signal.

L'appel de l'option "Small signal equivalent circuit" permet d'afficher pour une tension V_{gs} donnée, la valeur des éléments du schéma équivalent ainsi que le schéma équivalent intrinsèque. Les éléments du schéma équivalent sont donnés pour la tension V_{ds} introduite lors de la caractérisation "DC AC Noise modelling". La figure II-20 représente le schéma équivalent petit signal pour le composant simulé pour $V_{gs}=0$ V et $V_{ds}=2$ V.

II-5-6 Performances de bruit : Paramètres S et gains.

Au premier appel de l'option "Microwave and noise performance", les sources de bruit intrinsèques obtenues dans l'option "DC AC Noise modelling" du menu "Modelling" sont associées aux éléments extrinsèques pour en déduire les performances de bruit de l'ensemble. Les paramètres "S" et les différents gains sont obtenus en associant à la matrice admittance intrinsèque les éléments extrinsèques. A la fin de ce calcul, le menu de la figure II-21 s'affiche. En plus de l'option qui permet le retour à l'écran précédent, l'utilisateur a trois options :

- L'option "Noise parameters" qui permet d'afficher les paramètres de bruit (F_{min} , T_{min} , R_n , Γ_{opt} , P.R.C, T_g , T_d).

- L'option "Gains and scattering parameters" qui permet d'afficher les gains et les paramètres "S" (G_{ass} , g_{aIn} , $msg\ mag$, H_{21}^2 , S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}).

- L'option "Save circuit cad files (touchtone format)" qui permet de sauvegarder des fichiers de valeurs sous la forme permettant la lecture par le logiciel Touchtone.

Lorsque le fichier des performances de l'ensemble "éléments extrinsèques + composant intrinsèque" existe déjà dans le répertoire de travail, (l'option "Microwave and noise performance" a été exécutée au moins une fois au préalable,) à l'appel de l'option "Microwave and noise performance", il apparaît une fenêtre donnant la possibilité de refaire ou non le calcul des performances extrinsèques. Dans le cas où les modifications ont été effectuées sur les éléments extrinsèques, ou si l'analyse petit signal a été effectuée plus d'une fois suite à des modifications des caractéristiques du composant, il faut refaire le calcul pour avoir les

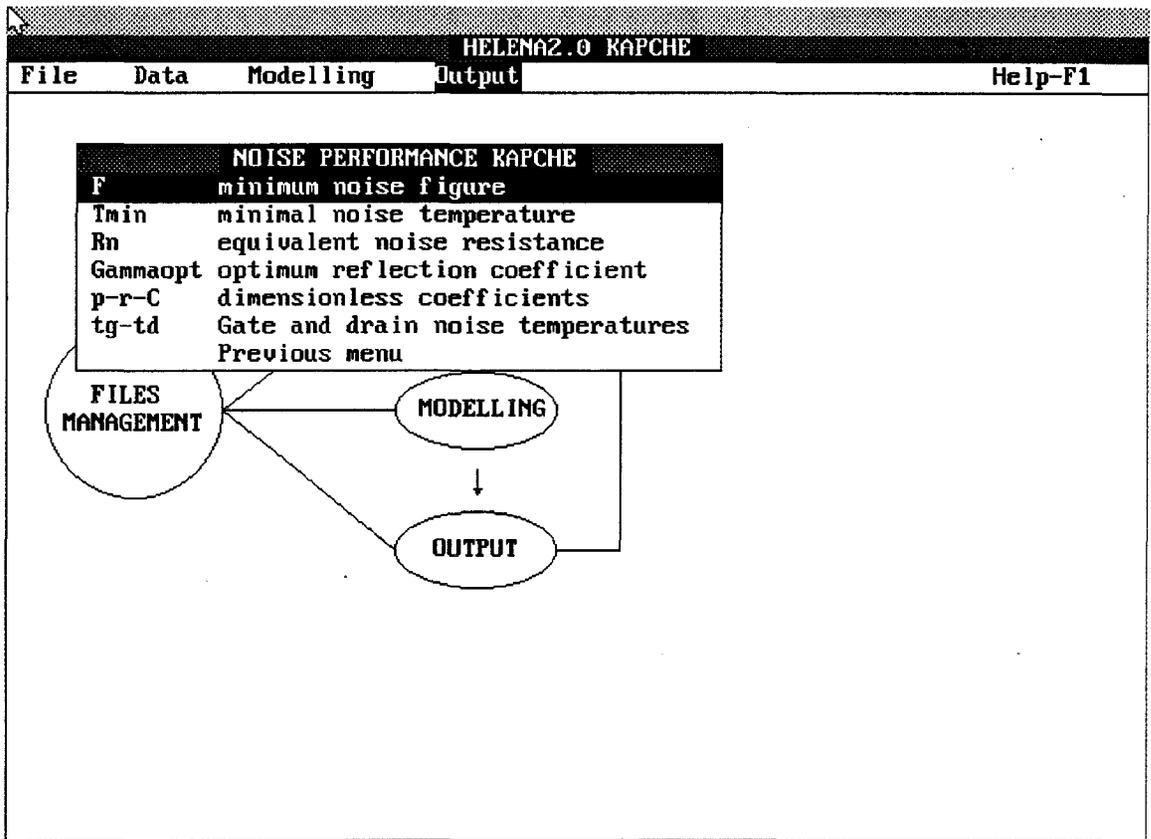


Figure II-22 : Menu associé à l'option "Noise parameters".

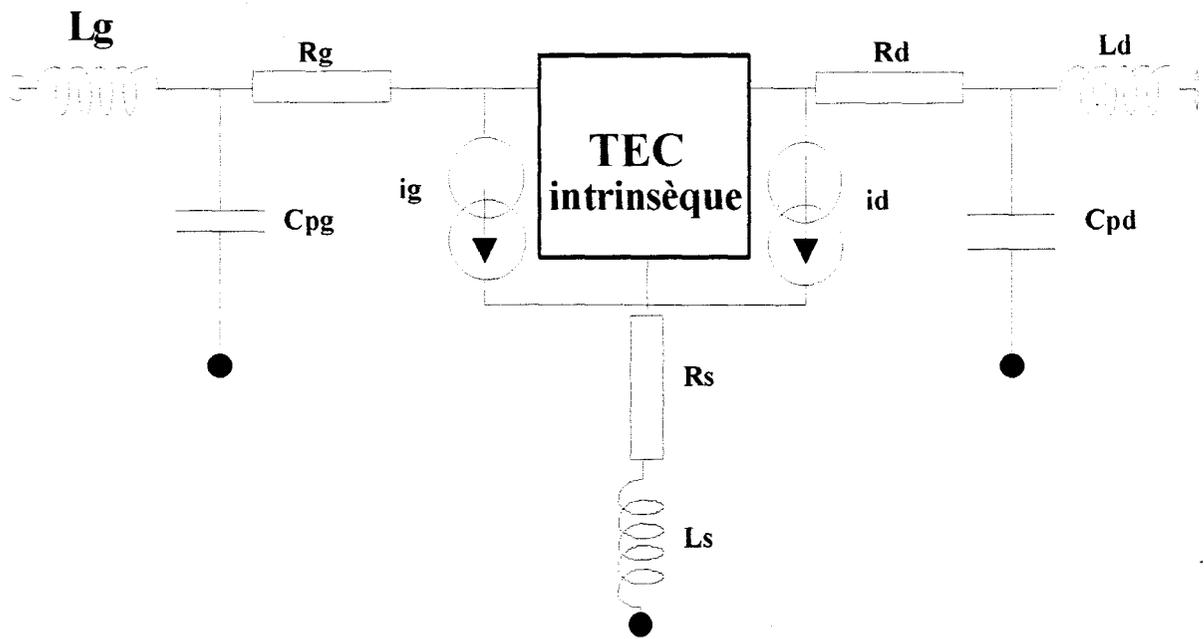


Figure II-23 *Modèle PRC*

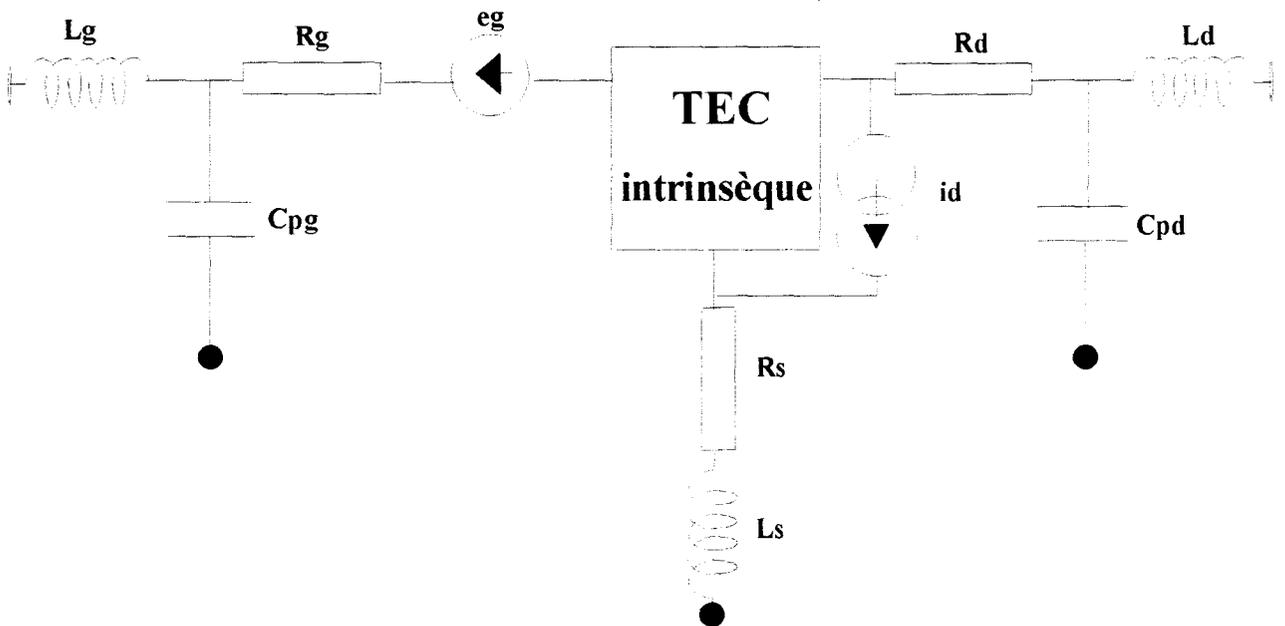


Figure II-24 *Modèle Tg Td*

nouvelles performances extrinsèques. Dans le cas contraire, un nouveau calcul des performances extrinsèques est inutile. Les différentes performances extrinsèques sont affichés en fonction de la fréquence pour une valeur donnée du courant, ou en fonction du courant pour une valeur donnée de la fréquence. La plage de fréquence est celle comprise entre "Start frequency" et "Stop frequency" de l'option "DC AC Noise modelling" du menu "Modelling".

- L'option "Noise parameters".

A l'appel de cette option, la figure II-22 apparaît. Les paramètres de bruit dont l'utilisateur peut représenter l'évolution sont :

- Le facteur minimum de bruit Fmin,
- la température minimale de bruit Tmin,
- la résistance équivalente de bruit Rn,
- le coefficient optimum de réflexion Γ_{opt} ,
- les coefficients de Van Der Ziel P.R.C,
- les températures de bruit Tg et Td.

La caractérisation en bruit du composant a été effectuée sous l'inspiration des travaux de Van Der Ziel [6,7] et Pospieszalski [8]. Nous représentons figure II-23 et II-24 les différentes représentations des modèles proposés. Ces deux représentations traduisent le modèle à trois paramètres et le modèle à deux paramètres.

Les paramètres P, R, C, Tg et Td sont définis par les expressions suivantes :

$$P = \frac{\langle i_d^2 \rangle}{4.k.Ta. |Y_{21}|^2 . \Delta f} \quad R = \frac{\langle i_g^2 \rangle . |Y_{21}|}{4.k.Ta. |Y_{11}|^2 . \Delta f} \quad Cor = \frac{i_g . i_d}{\sqrt{i_g^2 . i_d^2}}$$

$$T_g = \frac{\langle e_g^2 \rangle}{4.k.R_i \Delta f} \quad T_d = \frac{\langle i_d^2 \rangle}{4.k.G_d \Delta f}$$

$$\langle e_g i_d \rangle = 0 \text{ (Kelvin).}$$

Ta étant la température ambiante et k la constante de Boltzmann.

La figure II-25 représente l'évolution du facteur minimum de bruit Fmin en fonction de Ids pour une fréquence F=10 Ghz et Vds=2 V.

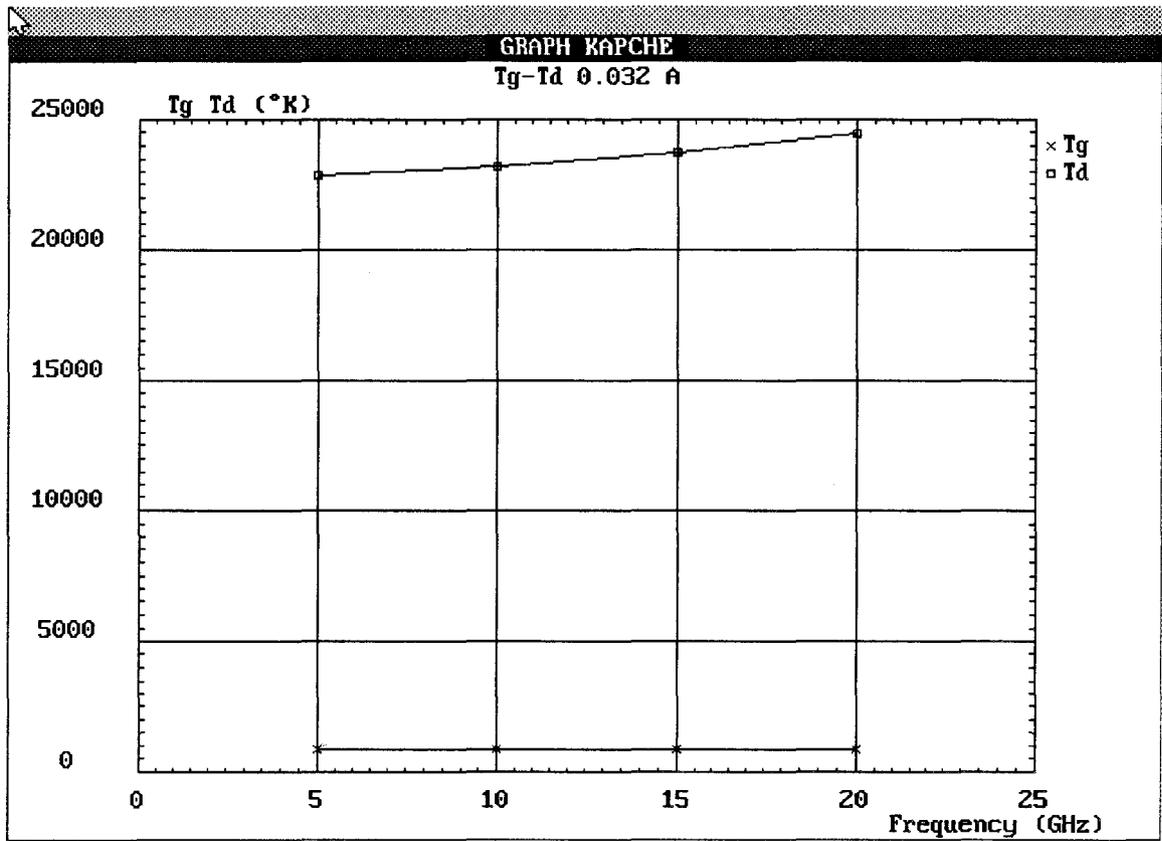


Figure II-25 bis : Evolution de Tg et Td en fonction de F pour $I_{ds} = 33 \text{ mA}$ et $V_{ds} = 2 \text{ V}$.

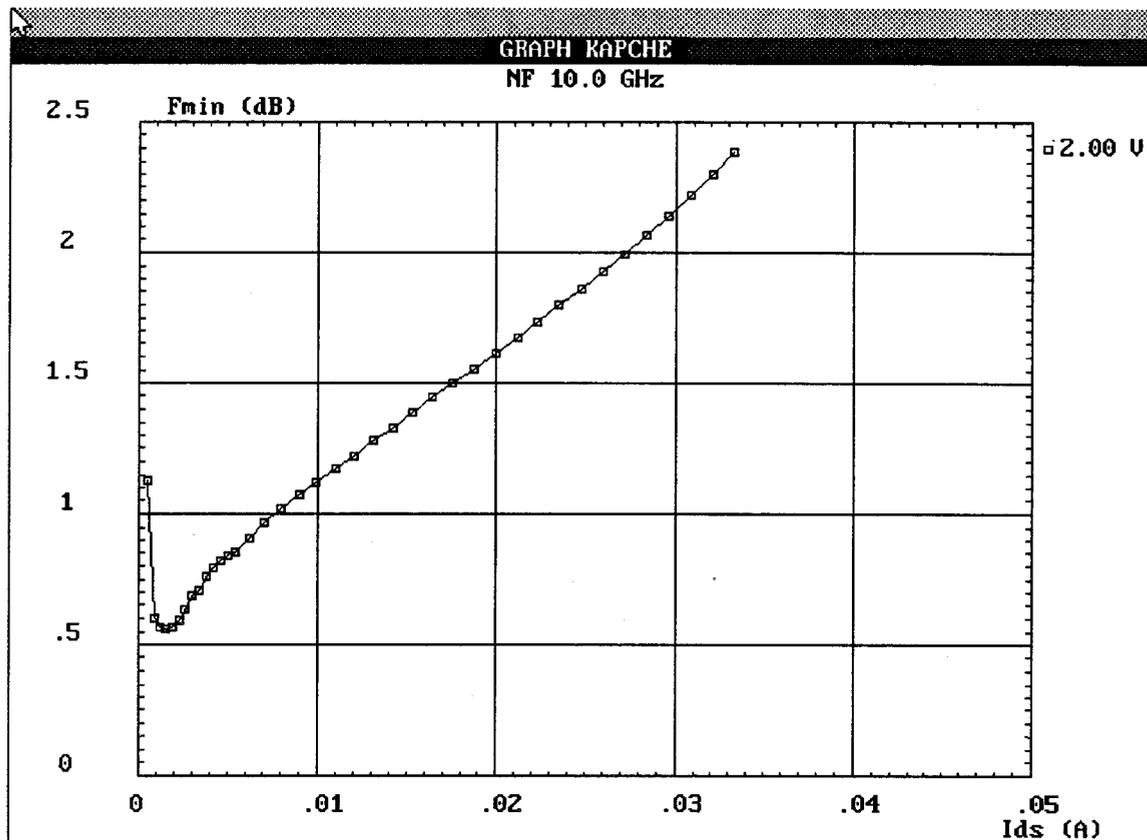


Figure II-25 : Evolution du facteur minimum de bruit F_{min} en fonction de I_{ds} pour $F = 10$ GHz à $V_{ds} = 2$ V.

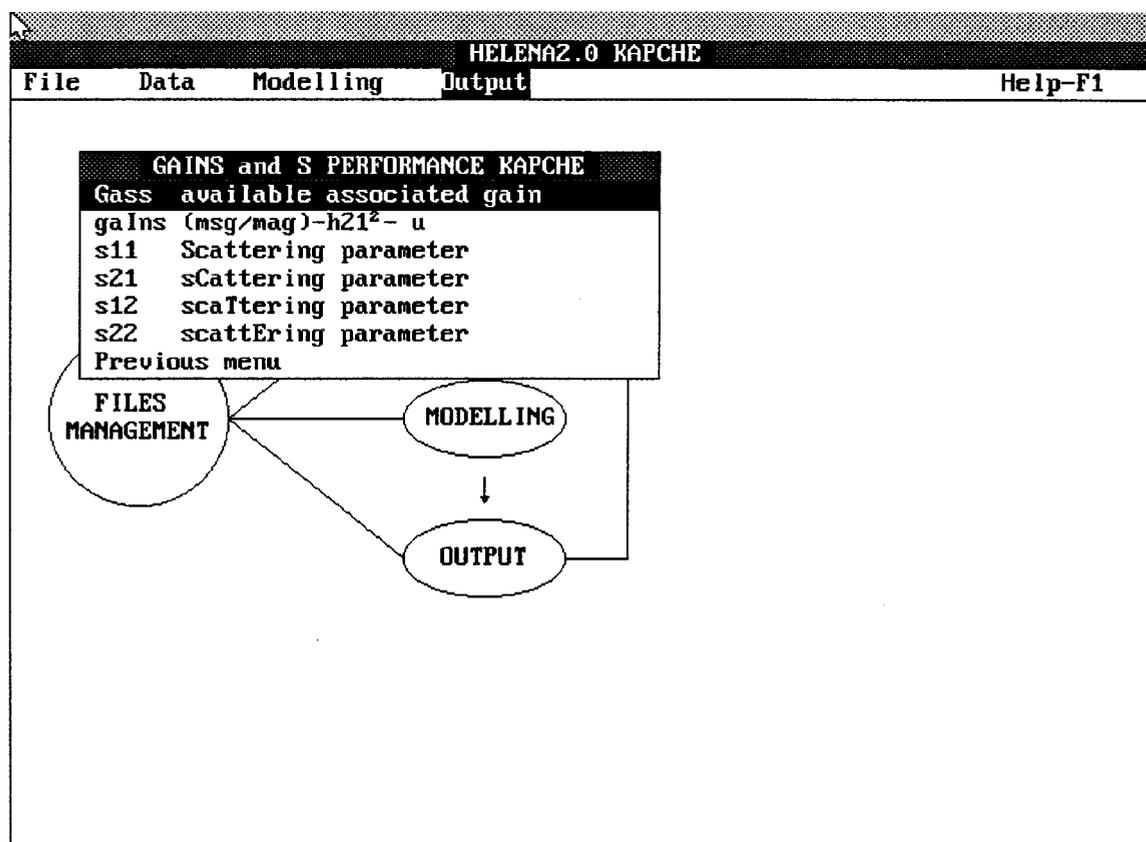


Figure II-26 : Menu associé aux gains et aux paramètres S.

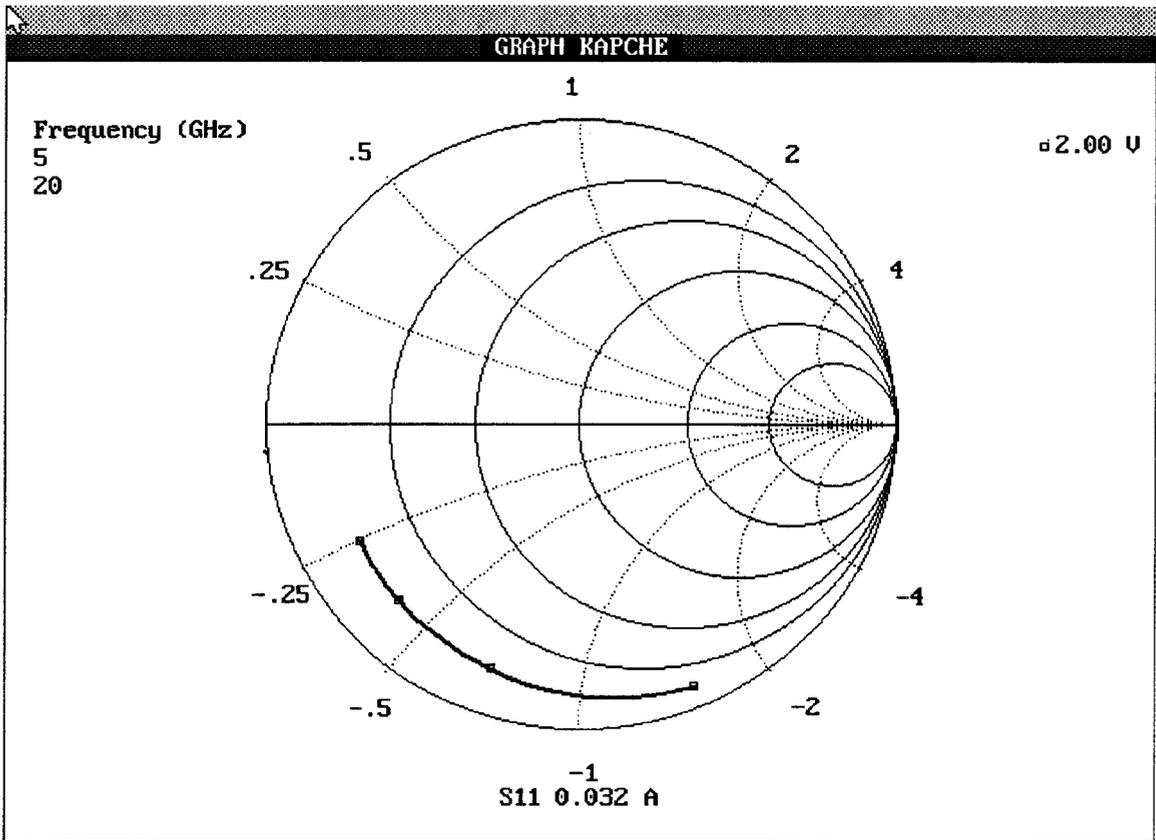


Figure II-27 : Evolution de S_{11} en fonction de F pour $I_{ds} = 33 \text{ mA}$, $V_{ds} = 2 \text{ V}$.

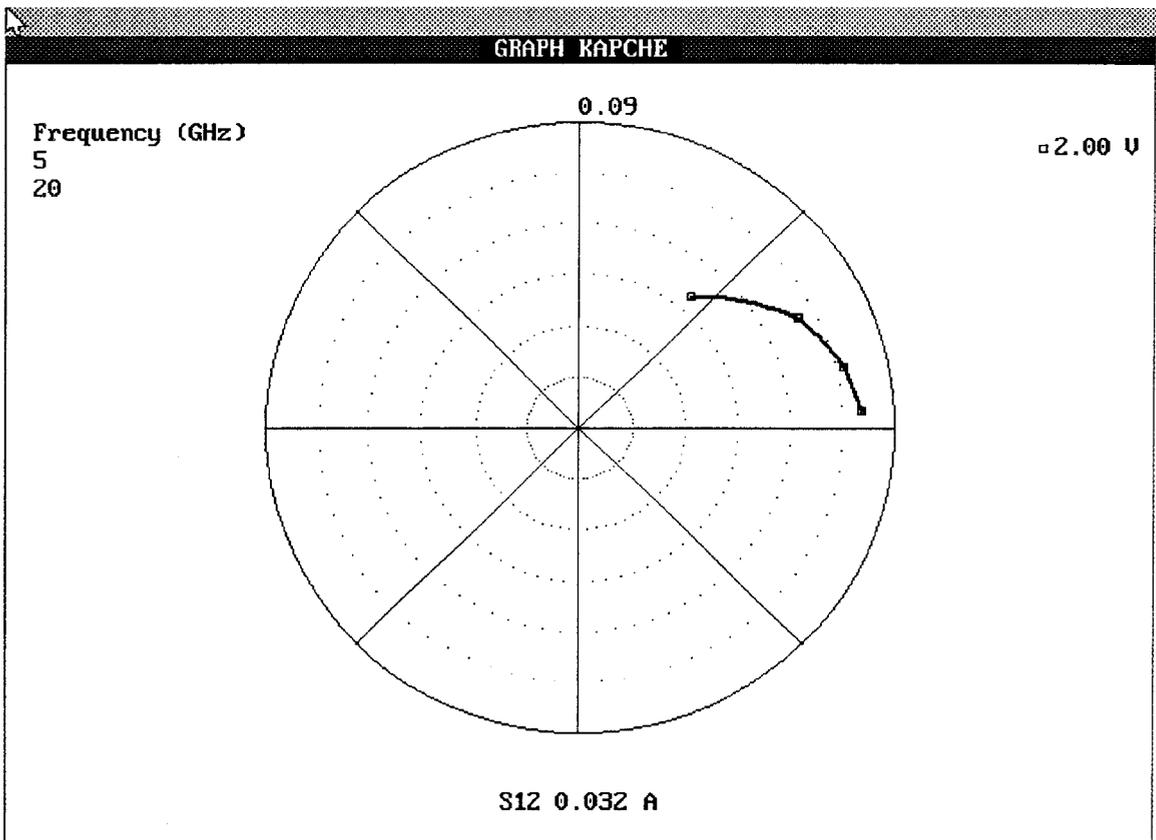


Figure II-28 : Evolution de S_{21} en fonction de F pour $I_{ds} = 33 \text{ mA}$, $V_{ds} = 2 \text{ V}$.

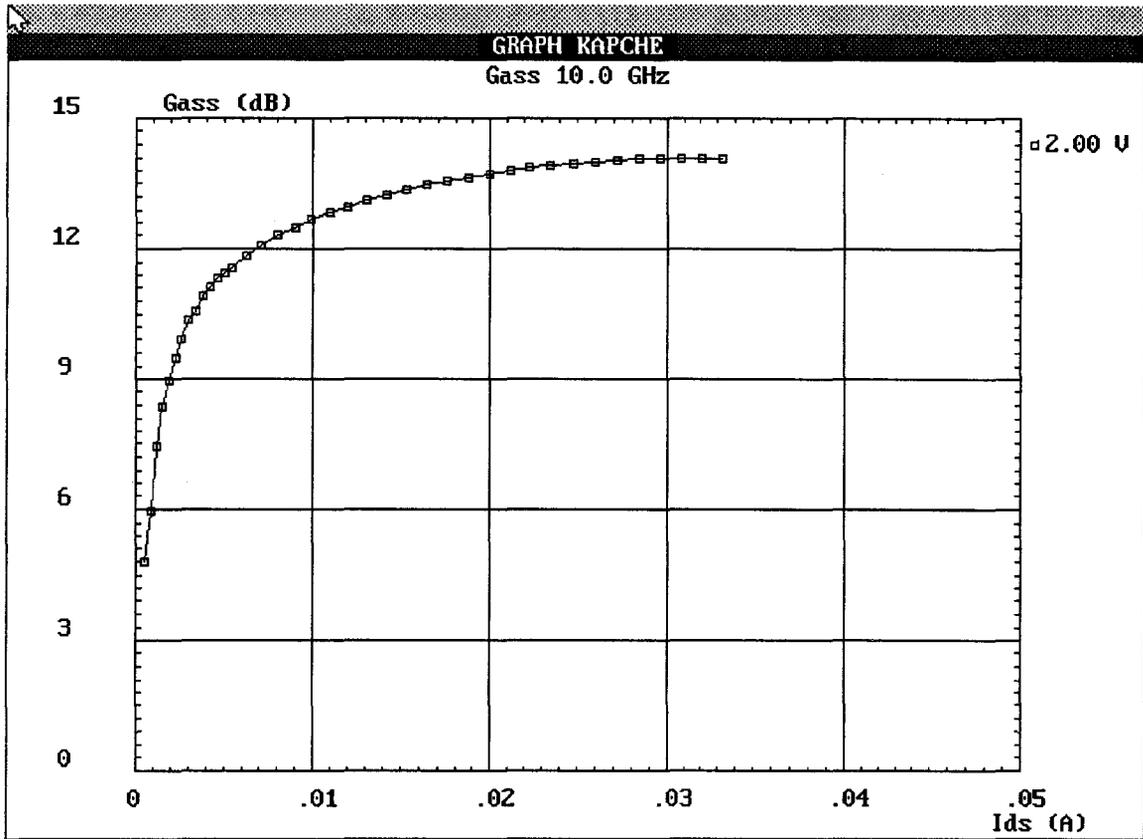


Figure II-29 : Evolution du Gain Associé en fonction de Ids pour $F = 10 \text{ GHz}$, $V_{ds} = 2 \text{ V}$.

La figure **II-25 bis** représente l'évolution de T_g T_d en fonction de la fréquence pour un courant $I_{ds}=33$ mA et $V_{ds}=2$ V.

- L'option "**Gains and scattering parameters**".

La figure **II-26** apparaît lorsque l'utilisateur fait appel à l'option "Gains and scattering parameters". Cette figure nous permet de constater que celui-ci peut représenter :

- Le gain associé G_{ass} ,
- les différents gains (msg/mag , H_{21}^2 , U),
- et enfin les paramètres "S" (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}).

Alors que les différents gains (msg/mag , H_{21}^2 , U) ne sont représentés qu'en fonction du courant I_{ds} , les paramètres "S" et le gain associé sont représentés en fonction du courant I_{ds} ou de la fréquence pour une tension V_{ds} . Les figures **II-27** et **II-28** représentent les évolutions de S_{11} et S_{12} en fonction de la fréquence pour le point de polarisation $I_{ds}=33$ mA, $V_{ds}=2$ V. Les paramètres S_{11} et S_{22} sont représentés en abaque de Smith, alors que les paramètres S_{12} et S_{21} sont représentés en abaque polaire.

La figure **II-29** représente l'évolution du gain associé G_{ass} en fonction de I_{ds} pour $F=10$ Ghz et $V_{ds}=2$ V.

- L'option "**Save circuits cad files (touchstone format)**".

Le but de cette option est de sauvegarder les fichiers de résultats des performances de bruit sous le format Touchstone. Les fichiers sont sauvegardés pour une valeur de courant donné dont la saisie de la valeur s'effectue quand l'utilisateur fait appel à l'option "Save circuits cad files (touchstone format)". Le fichier est sauvegardé avec l'extension S2P dans le répertoire de travail avec le nom de sauvegarde souhaité. Le fichier suivant représente la sauvegarde sous le format Touchstone du fichier KAPCHE.S2P.

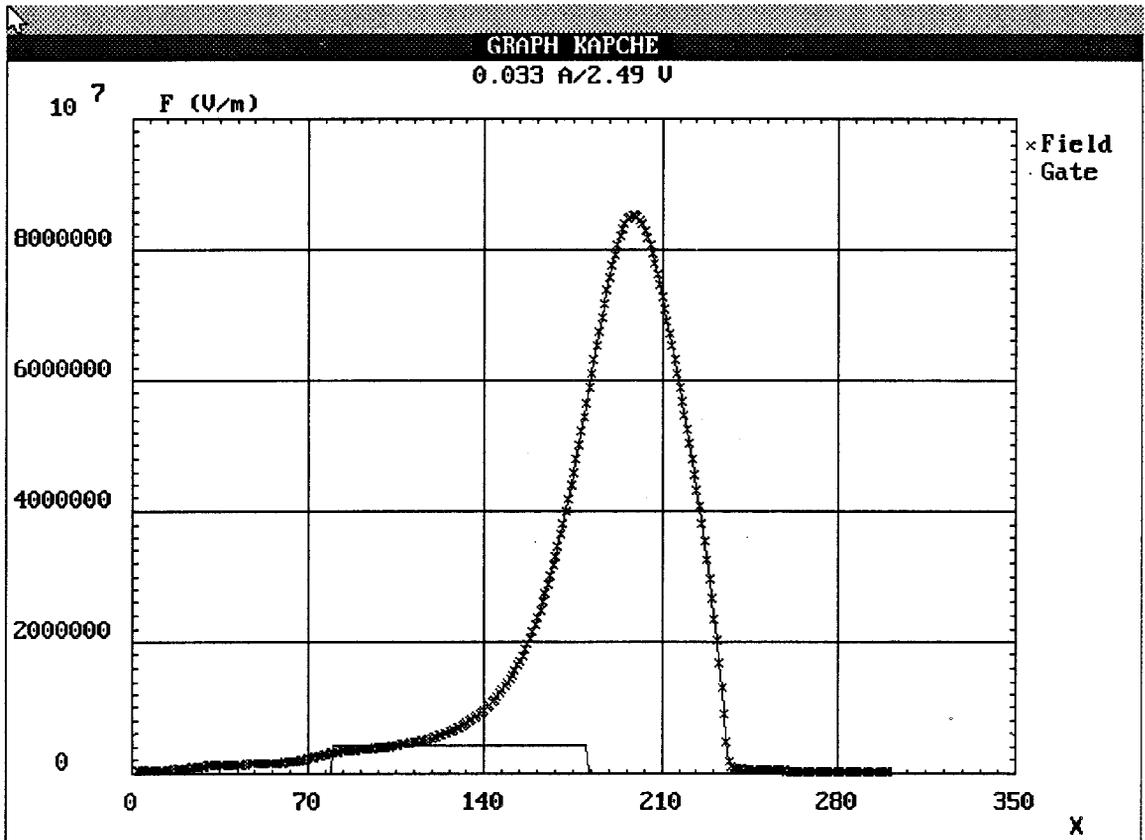


Figure II-30 : Evolution du champ électrique E_x le long du composant.

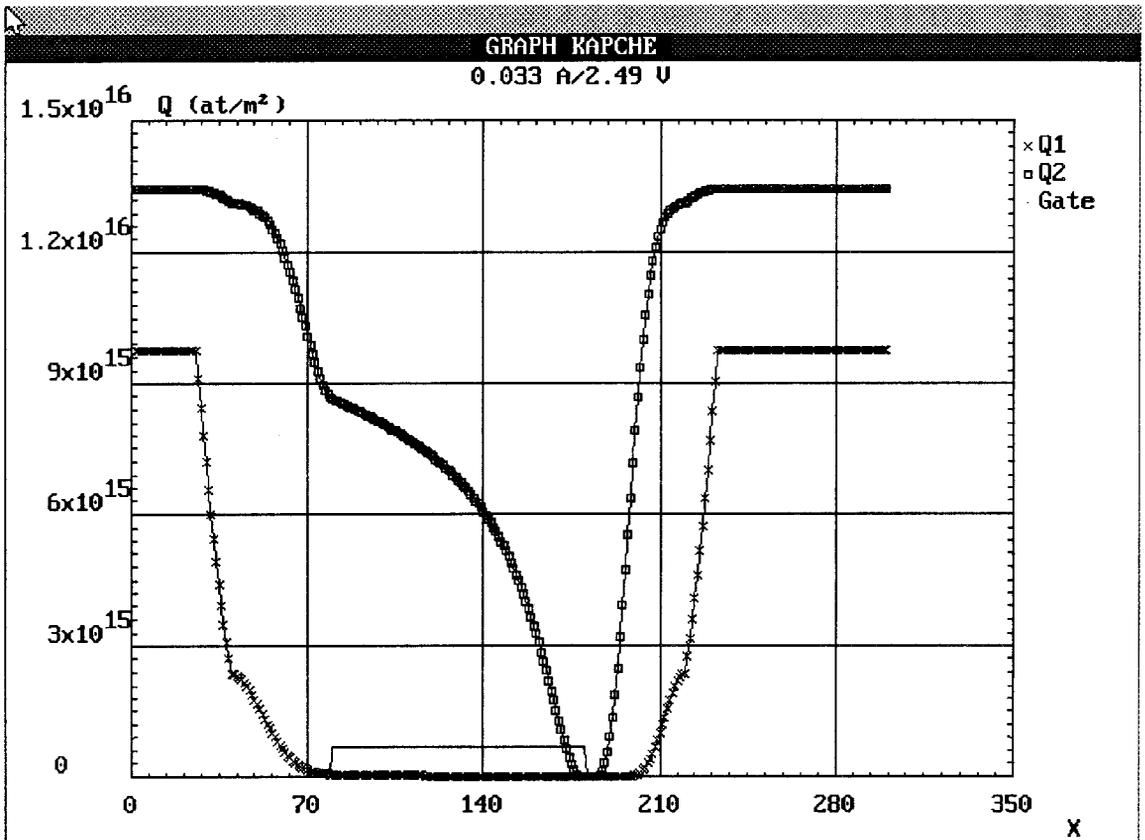


Figure II-31 : Evolution des charges de commandes Q_1 et Q_2 le long du composant.

II-5-7 Représentation des paramètres physiques dans le composant.

Le but de cette option est de représenter l'évolution de certains paramètres physiques internes le long du composant suivant l'axe Source Drain. Les paramètres qui sont représentés sont :

- Le champ électrique E_x .
- La vitesse moyenne.
- L'énergie moyenne.
- Les densités surfacique de charges déduites de la commande.

Ces paramètres sont représentés pour la tension "Vg physical parameters" introduite dans l'option "physical parameters" du menu "DATA". La tension V_{ds} correspond à la tension de polarisation "Bias voltage" de l'option "DC AC Noise modelling" du menu "Modelling".

La figure II-30 représente l'évolution du champ électrique le long du composant de la source au drain.

Pour permettre à l'utilisateur de bien analyser les paramètres physiques représentés, nous avons localisé sur les graphiques la position de la grille. L'on constate bien sur la figure II-30 que les phénomènes prennent bien d'importance en sortie de grille.

La figure II-31 représente l'évolution des charges déduites de la commande le long du composant. Nous distinguons bien sur le graphique deux charges notées Q1 et Q2.

Q1 représente la densité surfacique de charges déduite de la commande dans la couche d'indice 1 (couche dopée)

Q2 représente la densité surfacique de charges déduite de la commande dans la couche d'indice 2 (canal conducteur).

II-5-8 Modèles non linéaire.

L'appel de l'option "Non linear models" fait apparaître la figure II-32. Comme il a été dit dans le chapitre précédent, les modèles que nous avons représentés sont ceux définis par:

- Curtice Ettenberg [2]
- Materka [3]

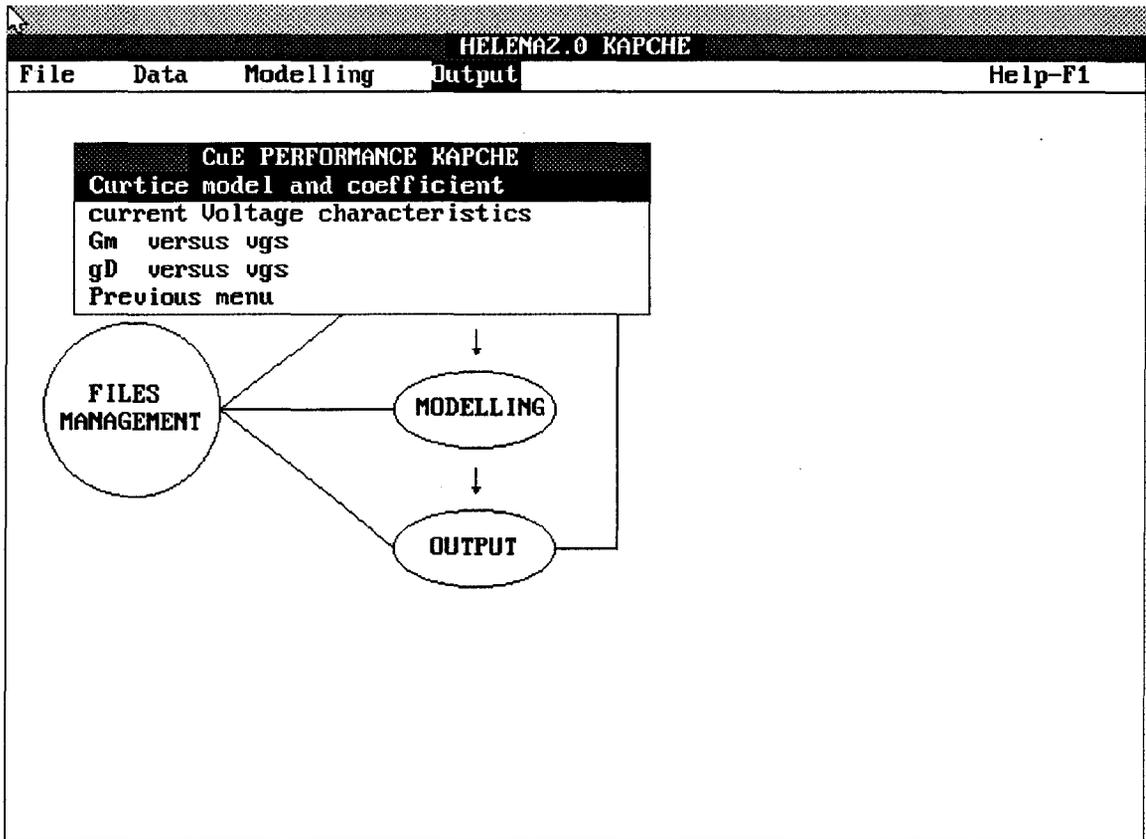


Figure II-36 : Ecran associé à l'option "Curtice Model and Coefficient".

Tajima [4]
et Angelov [5].

Les différentes expressions phénoménologiques sont celles données au paragraphe précédent.

Lors de l'appel de chacun de ces modèles cités ci dessus, l'utilisateur obtient un menu comprenant cinq options. Nous prendrons l'exemple du modèle de Curtice Ettenberg pour illustrer les cinq options. L'utilisateur aura donc à son choix :

- L'option "Curtice Model and coefficient".
- L'option "current Voltage characteristics".
- L'option "Gm versus vgs".
- L'option "gD versus vgs".
- L'option "Previous menu".

L'appel de l'option "Curtice Model and coefficient" fait apparaître la figure **II-36**. L'utilisateur peut donc voir sur l'écran graphique l'expression phénoménologique de la caractéristique courant tension donnée par Curtice et Ettenberg [2]. Ensuite il a toutes les valeurs des coefficients qui ont été déterminées par le logiciel. Ayant donc tous les coefficients du modèle, on peut à partir des valeurs des tensions Vds et Vgs, calculer pour chaque point du réseau la valeur du courant Ids. Le calcul de la valeur du courant Ids pour chaque point du réseau permet de déterminer la valeur de l'erreur quadratique moyenne déterminée par :

$$\varepsilon^2 = \frac{\sum_{i=1, j=1}^{n, m} \left(I_{\text{modèle}}^{i, j} - I_{\text{fichier}}^{i, j} \right)^2}{n * m}$$

$I_{\text{fichier}}^{i, j}$ étant les valeurs générées par le logiciel lors de la modélisation "DC-AC-Noise modelling".

L'indice i est référencé par rapport à Vds alors que j est indicé par rapport à Vgs.

Cette valeur de l'erreur quadratique moyenne peut être considérée comme un critère pour une bonne approximation, en effet, la technique de calcul a pour objectif d'obtenir une erreur quadratique moyenne minimale.

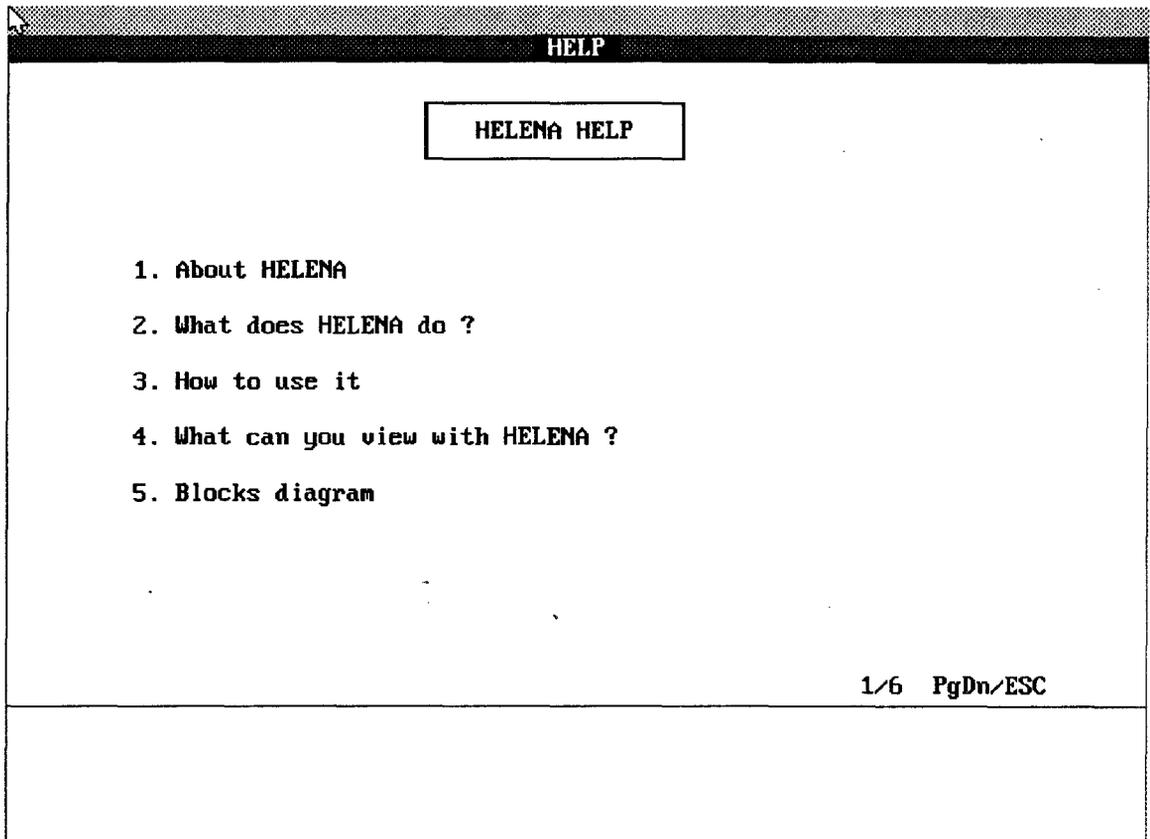


Figure II-39 : *Ecran associé au menu d'aide.*

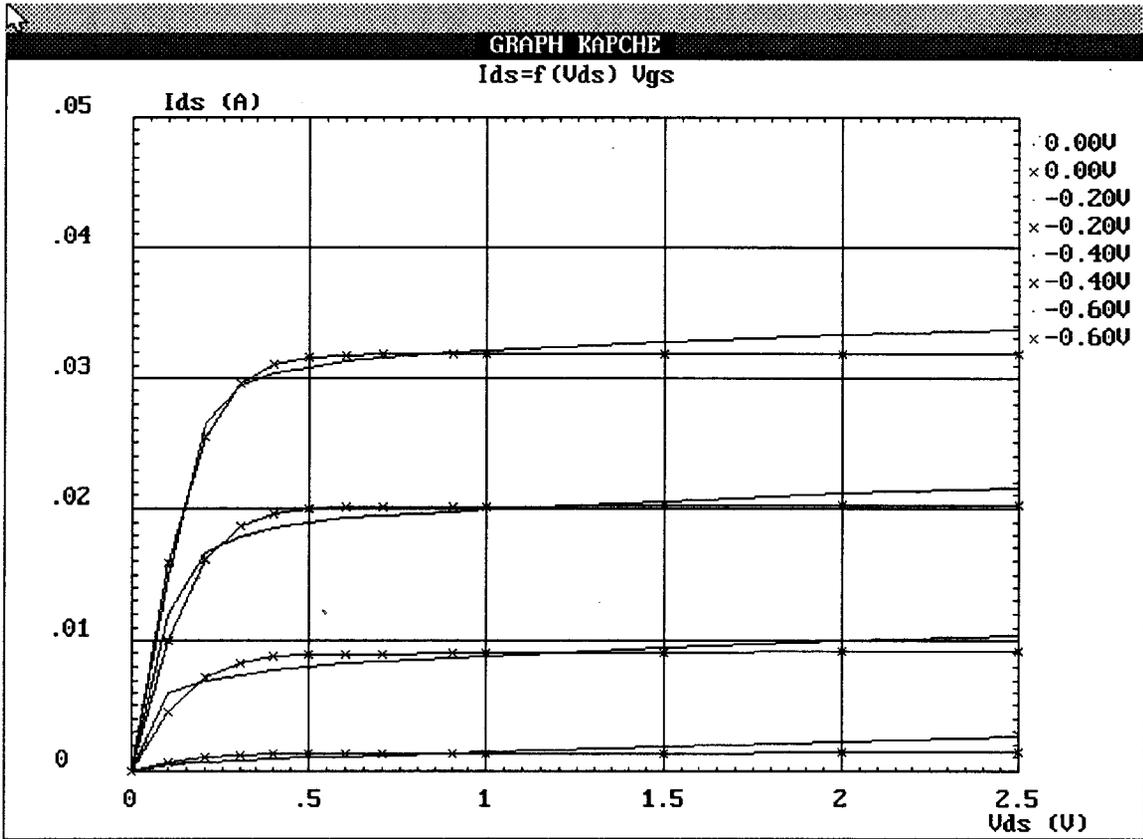


Figure II-37 : Comparaison IdsCurtice et IdsHelena.



Figure II-38 : Comparaison GmCurtice et GmHelena.

L'appel de l'option "current Voltage characteristics" permet de représenter les réseaux de la caractéristique $I_{ds}=f(V_{ds},V_{gs})$. Pour bien se rendre compte de l'approximation, nous avons représenté sur le même graphe, $I_{ds_{\text{modèle}}}$ et I_{ds} issue du logiciel que nous avons appelé $I_{ds_{\text{fichier}}}$. Nous avons représenté figure II-37 un exemple de la comparaison entre $I_{ds_{\text{modèle}}}$ et $I_{ds_{\text{fichier}}}$.

L'appel de l'option "Gm versus vgs" fait apparaître la figure II-38, l'utilisateur observe directement la comparaison entre la transconductance G_m obtenue de la dérivée de l'expression phénoménologique du modèle ($G_m = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right)_{v_{ds}}$) et la transconductance issue de la modélisation "DC AC Noise modelling".

De la même façon, l'appel de l'option "gD versus vgs" permet à l'utilisateur de visualiser la comparaison entre G_d obtenue par la formule $G_d = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right)_{v_{gs}}$ et G_d issue de la modélisation par le logiciel.

L'option "Previous menu" permet à l'utilisateur de quitter le menu dans lequel il se trouve et de remonter au menu précédent.

II-6 MENU D'AIDE .

L'appel du menu "HELP" fait apparaître la figure II-39. Ce menu d'aide donne à l'utilisateur des indications globales sur le logiciel. Dans la version commercialisée, nous distinguons cinq pages.

- La première page présente les auteurs du logiciel.
- La deuxième page indique ce que fait le logiciel.
- La troisième page donne des indications sur le mode d'emploi du logiciel.
- La quatrième page présente les caractéristiques qui peuvent être visualisés.
- La cinquième et dernière page rappelle l'organigramme du logiciel.

L'utilisateur peut aussi accéder au menu d'aide en appuyant sur la touche "F1" du clavier.

II-7 COMPARAISON THEORIE EXPERIENCE.

La comparaison théorie expérience est un point important pour la validation du logiciel HELENA. Cette comparaison n'est pas facile dans la mesure où :

certaines données technologiques ne sont pas suffisamment précises,
la mesure de certains paramètres comme ceux de bruit n'est pas facile,
une même plaquette comporte une certaine dispersion des performances.

La première étape pour réaliser des comparaisons cohérentes entre la théorie et les mesures est de vérifier les résultats de la commande de charges si on dispose des mesures. Dans le cas contraire, à partir de la structure de couches et des mesures fournies par le fabricant, il faut remodeler la structure de couches à simuler.

Les comparaisons théories expériences effectuées par Henri Happy [9] ont donné des résultats satisfaisants.

II-8 CONCLUSION.

Dans ce deuxième chapitre, nous avons présenté le logiciel dans sa forme commercialisée par Artech House [1].

Les modifications que nous avons effectuées ont eu pour but d'augmenter la convivialité du logiciel, nous avons introduit une nouvelle conception des charges injectées qui tient compte non plus seulement des charges injectées dans le substrat, mais des charges déduites des variations spatiales du champ dans toutes les couches du composant. Enfin nous avons conçu le module du traitement de la modélisation non linéaire.

Nous possédons donc au laboratoire le logiciel de simulation baptisé HELENA pour Hemt ELEctrical properties and Noise Analysis. L'organigramme présente trois niveaux :

- Le premier niveau rassemble les différents paramètres d'entrés du composant à modéliser.
- Le second niveau réalise la modélisation du composant.
- Le troisième niveau permet de visualiser les différents résultats.

Une comparaison théorie expérience effectuée par Henri Happy [9] montre que les résultats de la simulation permettent à l'utilisateur d'avoir une idée des caractéristiques du composant à modéliser. Les résultats de la simulation sont proches des résultats de l'expérience.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] : HELENA: HEMT Electrical Properties and Noise Analysis. Software and User's Manual by Henri Happy and Alain Cappy. *Artech House Publishers*.
- [2] : WALTER R. CURTICE and M. ETTEBERG. "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers". *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-33, No. 12, December 1985, pp 1383-1394.
- [3] : T. Kacprzak and A. Materka, "Compact dc Model of GaAs FET's for Large-Signal Computer Calculation," *I.E.E.E J. Solid-State Circuits*, Vol. Sc-18, No 2, April 1983, pp 211-213.
- [4] : Y. Tajima, B. Wrona and K. Mishima, "GaAs FET Large-Signal Model and its Application to Circuit Designs," *I.E.E.E Trans. Electron Devices*, Vol. Ed-28, No. 2, February 1981, pp 171-175.
- [5] : I. Angelov, H. Zirath, and N. Rorsman, "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices," *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-40, No. 12, December 1992, pp 2258-2266.
- [6] : Van Der Ziel A., "Thermal Noise in Field Effect Transistor," *Proc. IRE*, Vol. 50, 1962, pp. 1808-1812:
- [7] : Van Der Ziel A., "Gate Noise in Field Effect Transistor at Moderately High Frequencies," *Proc. IRE*, Vol. 51, 1963, pp. 461-467.
- [8] : Pospieszalski M. W., "Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence," *I.E.E.E Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-37, No. 9, September 1989, pp 1340-1350.
- [9] HENRI HAPPY. "HELENA: un Logiciel Convivial de Simulation des Composants à Effet de Champ". *Thèse de Doctorat, Lille 1992*.

Chapitre III : MODELISATION TEMPORELLE des
M.E.S.F.E.T's et des H.E.M.T's

III-1 INTRODUCTION.

L'analyse des circuits non linéaires comportant des **M.E.S.F.E.T's** ou des **H.E.M.T's** est un domaine essentiel mais difficile de la conception des systèmes micro ondes. Pour l'analyse des circuits non linéaires, il existe plusieurs approches. Dans ce chapitre, nous présenterons les diverses méthodes d'analyses des circuits non linéaires. Parmi ces méthodes, nous présenterons les méthodes temporelles qui sont les plus anciennes, les méthodes fréquentielles et enfin les méthodes tempo-fréquentielles. Après avoir expliqué le choix d'une des méthodes citées ci-dessus, nous rappellerons les équations physiques qui régissent les **M.E.S.F.E.T's** et les **H.E.M.T's** utilisés, nous simulerons la réponse d'un transistor soumis à des variations temporelles et nous présenterons les résultats obtenus.

III-2 METHODES d'ANALYSE des CIRCUITS

III-2-1 Introduction.

Il existe plusieurs méthodes d'analyse des circuits comprenant des éléments non linéaires. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter les méthodes temporelles, fréquentielles et les méthodes tempo-fréquentielles.

III-2-2 Méthodes temporelles.

L'analyse temporelle constitue l'une des méthodes les plus anciennes. Cette analyse est la plus courante et la plus élémentaire dans son principe. Elle a déjà été développée dans les logiciels d'analyse des circuits largement commercialisés tels que CIRCEC [1], SPICE [2], MICROWAVE SPICE [3] et ANAMIC [4].

L'analyse d'un circuit micro ondes dans le domaine temporel consiste à établir le système d'équations qui le caractérise et de résoudre ce système dans le domaine temporel. Ces méthodes sont basées sur le calcul des équations intégro-différentielles régissant les éléments linéaires, et une description par un modèle des éléments non linéaires. Elles consistent à une intégration pas à pas, à partir de l'origine des temps, des équations du système. En ce sens, ce sont des méthodes très lourdes du point de vue informatique en occupation de place mémoire et de temps de calculs car elles demandent l'obtention de tout le régime transitoire avant d'arriver au régime permanent.

Ces méthodes permettent par contre la simulation de systèmes non linéaires excités par des signaux de forme quelconque, des signaux apériodiques.

Les différents logiciels utilisent des techniques d'analyse numériques communes [5]

- au niveau de la mise en équation des réseaux

 - * l'analyse nodale, [6]

 - * la technique des variables d'état [7]

- l'utilisation de tableaux contenant toutes les caractéristiques du circuit sous forme élémentaire encore appelé "sparse tableau" [8].

- les techniques d'intégration.

L'analyse nodale est utilisée dans de nombreux logiciels. Le principe de cette méthode est d'appliquer les lois de KIRCHOFF aux noeuds d'un réseau : $\sum i = 0$ et d'utiliser $f(i, v) = 0$ régissant les éléments non linéaires. On obtient un système général valable quel que soit le régime de fonctionnement.

La technique des variables d'état permet d'analyser toutes les topologies de circuit et tous les types de couplage entre éléments (non linéaires, localisées, distribuées). La solution d'un circuit est obtenue en résolvant un système d'équations non linéaires différentielles. Si les variables d'état sont fonctions du temps, certains des coefficients de ces équations seront dépendants du temps. Cette méthode d'analyse est basée sur l'identification des variables d'état (système minimum de variables qui décrivent complètement le circuits). Les équations d'états étant résolues, n'importe quelle fonction peut être calculée comme dépendant des variables d'état.

En ce qui concerne les techniques d'intégration, elles peuvent utilisées les méthodes suivantes :

- méthode d'Euler,

- méthode des trapèzes,

- méthode de Gear.

En résumé, les méthodes d'analyse temporelles présentent deux grands intérêts

1- la possibilité de simuler un circuit en régime quelconque. De par sa généralité, l'analyse temporelle est applicable aux amplificateurs, aux oscillateurs et aux mélangeurs.

2- L'avantage d'être largement commercialisées.

Par contre, l'inconvénient de ces méthodes est leur temps de calculs prohibitif. Il faut choisir un pas de calcul qui puisse satisfaire le compromis précision-temps de calculs.

III-2-3 Les Méthodes Fréquentielles.

Parmi les méthodes fréquentielles, nous allons présenter les séries de Volterra et les Fonctions de Description.

III-2-3-1 Les Séries de Volterra. [9]

Généralement, pour un système non linéaire sans mémoire dont la sortie à chaque instant ne dépend que de la valeur instantanée des signaux d'entrée, la fonction de transfert peut être représentée sous la forme d'une série de TAYLOR :

$$y(t) = k_1 x(t) + k_2 x(t)^2 + k_3 x(t)^3 + \dots$$

Dans le cas d'un système non linéaire avec mémoire, on utilise pour représenter ces non linéarités la méthode des séries de Volterra. Elle a été utilisée pour la première fois en 1942 pour l'analyse des circuits non linéaires par WIERNER [10]. Cette méthode convient bien pour analyser les faibles non linéarités.

Pour le système non linéaire avec mémoire, la sortie $y(t)$ peut être exprimée comme une série de Volterra de l'entrée $x(t)$.

$$y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \text{ avec}$$

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_n) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n.$$

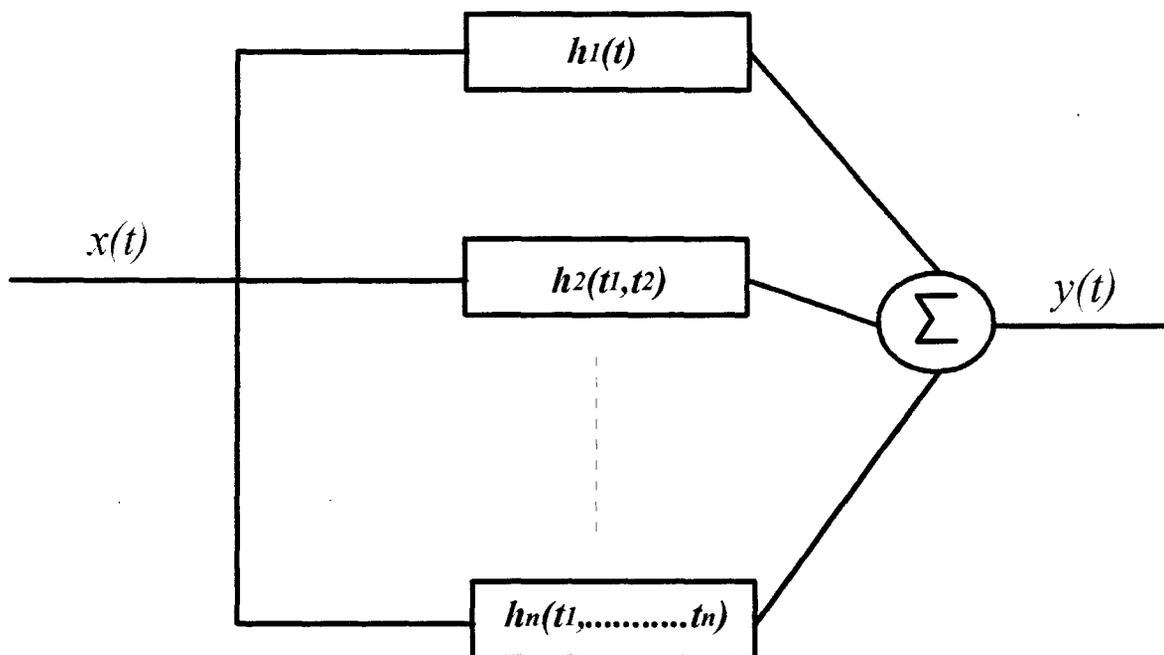


Figure III-1: Schéma de principe de la résolution par les séries de Volterra.

$h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ est appelé noyau d'ordre n ou réponse à une impulsion d'ordre n.

Un circuit non linéaire dont la réponse $y(t)$ est calculée suivant ce principe peut se schématiser sous la forme de n réseaux partiels linéaires comme l'indique la **figure III-1**.

Par la transformée de FOURIER, il est possible de calculer la fonction de transfert d'ordre n du système :

$$H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n \exp(-j2\pi f_i \tau_i) d\tau_i.$$

Dans le domaine fréquentiel, le signal de sortie s'écrira donc

$$Y(f) = \sum_{n=1}^{+\infty} Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n)$$

avec

$$Y_1(f_1) = H_1(f_1) X_1(f_1)$$

$$Y_2(f_1, f_2) = H_2(f_1, f_2) X_1(f_1) X_2(f_2)$$

$$Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) X_1(f_1) X_2(f_2) \dots X_n(f_n)$$

Nous pouvons donc faire deux remarques importantes

1- l'analyse d'un circuit au moyen des séries de Volterra nécessite le calcul de N fonctions de transfert non linéaires à plusieurs dimensions.

2- Le développement en séries limite l'application des séries de Volterra à de faible non linéarités sous peine d'avoir à considérer un très grand nombre de termes.

L'une des principales utilisations des séries de Volterra est de permettre l'analyse des systèmes non linéaires quand à l'entrée est appliqué un signal de la forme

$$x(t) = \sum_{k=1}^p A_k \exp(jw_k t).$$

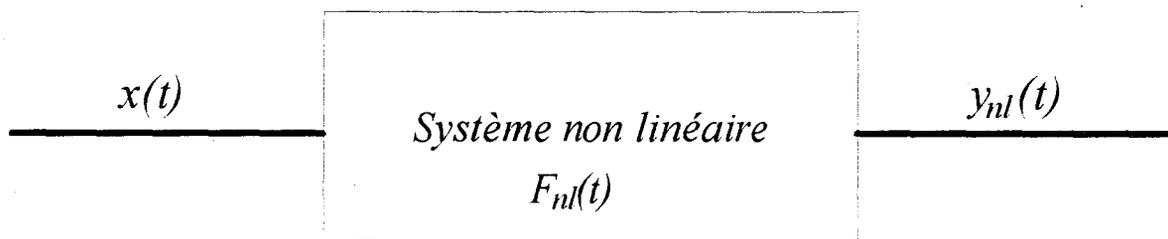


Figure III-2: Système non linéaire.

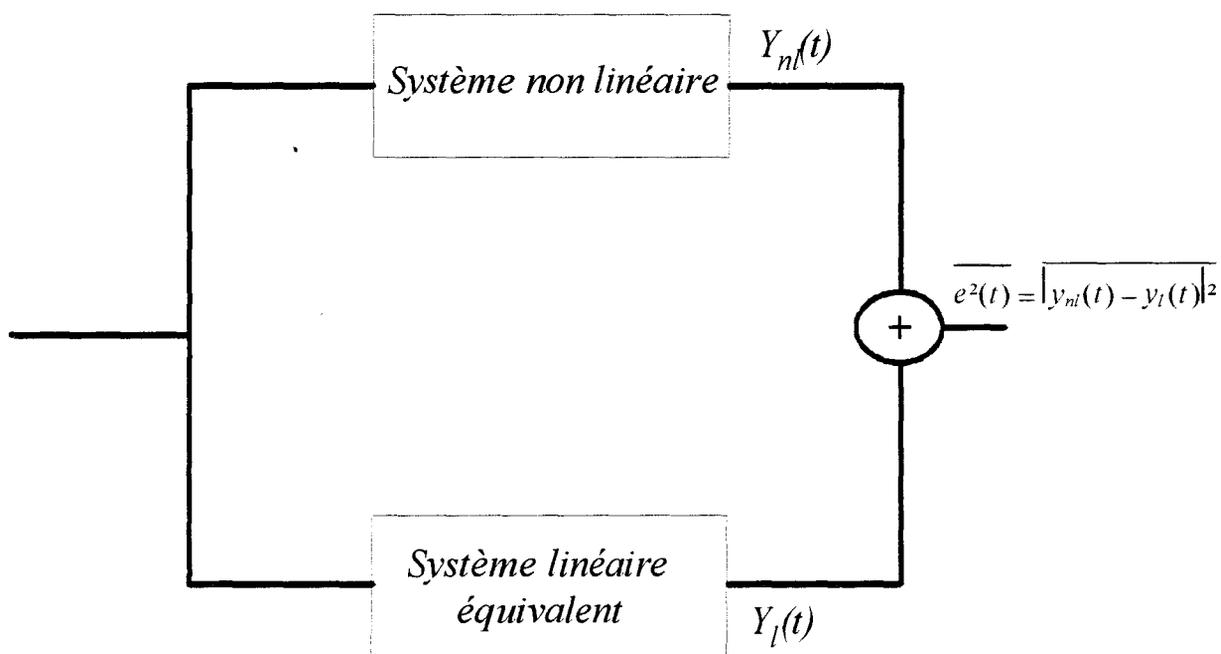


Figure III-3 : Principe du calcul de l'erreur quadratique moyenne.

Cette possibilité est intéressante pour l'analyse de l'inter modulation dans les amplificateurs. Cette méthode peut aussi être utilisée pour l'analyse des mélangeurs, des multiplicateurs de fréquences.

III-2-3-2 Les fonctions de Description.

L'objet des fonctions de description est d'étendre les fonctions de transfert utilisées pour les systèmes linéaires dans le domaine fréquentiel [11] aux systèmes non linéaires. Cette méthode approximative connue sous le nom de fonction de description est bien adaptée à la résolution de certains problèmes non linéaires.

Considérons un système non linéaire comme l'indique la **figure III-2**. La non linéarité est représentée par la réponse $y(t)$ telle que

$$y(t) = F_{nl}(x(t)).$$

La forme de la fonction de description et le critère considéré pour évaluer l'approximation des deux signaux de sortie dépend de l'objectif recherché. Le critère d'approximation généralement utilisé consiste à minimiser l'erreur quadratique moyenne $\overline{e^2(t)}$ comme l'indique la **figure III-3**.

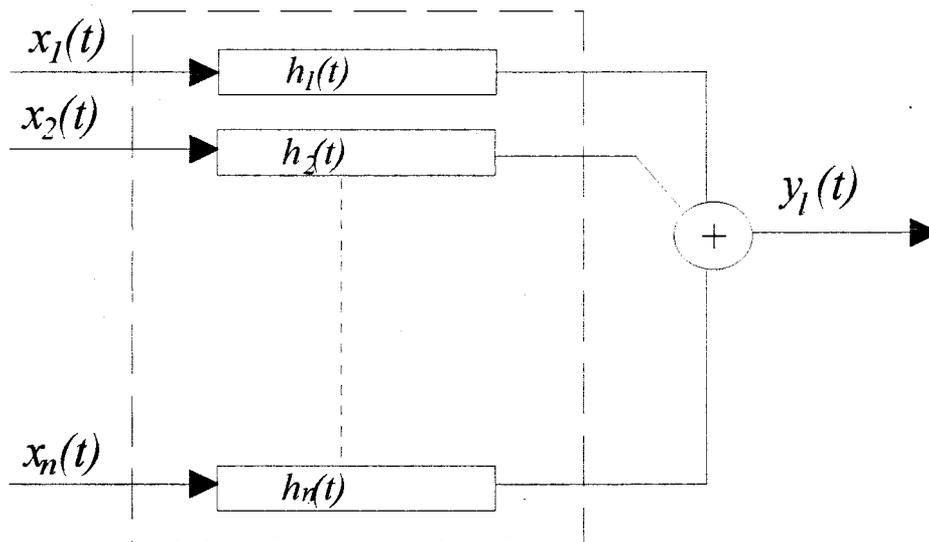
Trois méthodes permettent d'obtenir la fonction de description:

1- Dans la méthode proposée par GELB et VANDER VELDE [12], le signal d'entrée $x(t)$ du système non linéaire est la somme de signaux aléatoires et déterministes.

$$x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t)$$

$$y_l(t) = \sum_{n=1}^N \int_0^{\infty} h_n(\tau) x_n(t - \tau) d\tau$$





2- La seconde méthode consiste à simplifier la méthode précédente en considérant comme signal d'entrée un signal déterminé, ce qui simplifie la fonction de description.

3- La troisième méthode consiste à substituer la fonction non linéaire F_{nl} par une fonction linéaire $g(x) = \beta x$. La valeur optimale de β est celle qui minimise l'erreur quadratique. En annexe III-1, nous avons présenté un exemple de détermination de β .

III-2-4 Les méthodes tempo-fréquentielles : la méthode de l'équilibrage harmonique.

L'équilibrage harmonique ou en anglais "harmonic balance" est une méthode d'analyse non linéaire d'un état établi. On procède à la recherche a priori d'une solution stationnaire. Les représentations temporelles et fréquentielles sont liées par la transformée de FOURIER.

La méthode de l'équilibrage harmonique permet d'exploiter les fractions temporelles du circuit en combinant une analyse fréquentielle pour la partie linéaire et une analyse temporelle pour la partie non linéaire. L'équilibrage consiste à égaliser les solutions des deux analyses pour toutes les fréquences étudiées. On peut donc considérer l'équilibrage harmonique comme une méthode d'analyse "tempo-fréquentielle". Elle fut développée par KERR [13].

III-2-4-1 Principe.

Le principe de l'équilibrage harmonique est de réaliser une partition entre

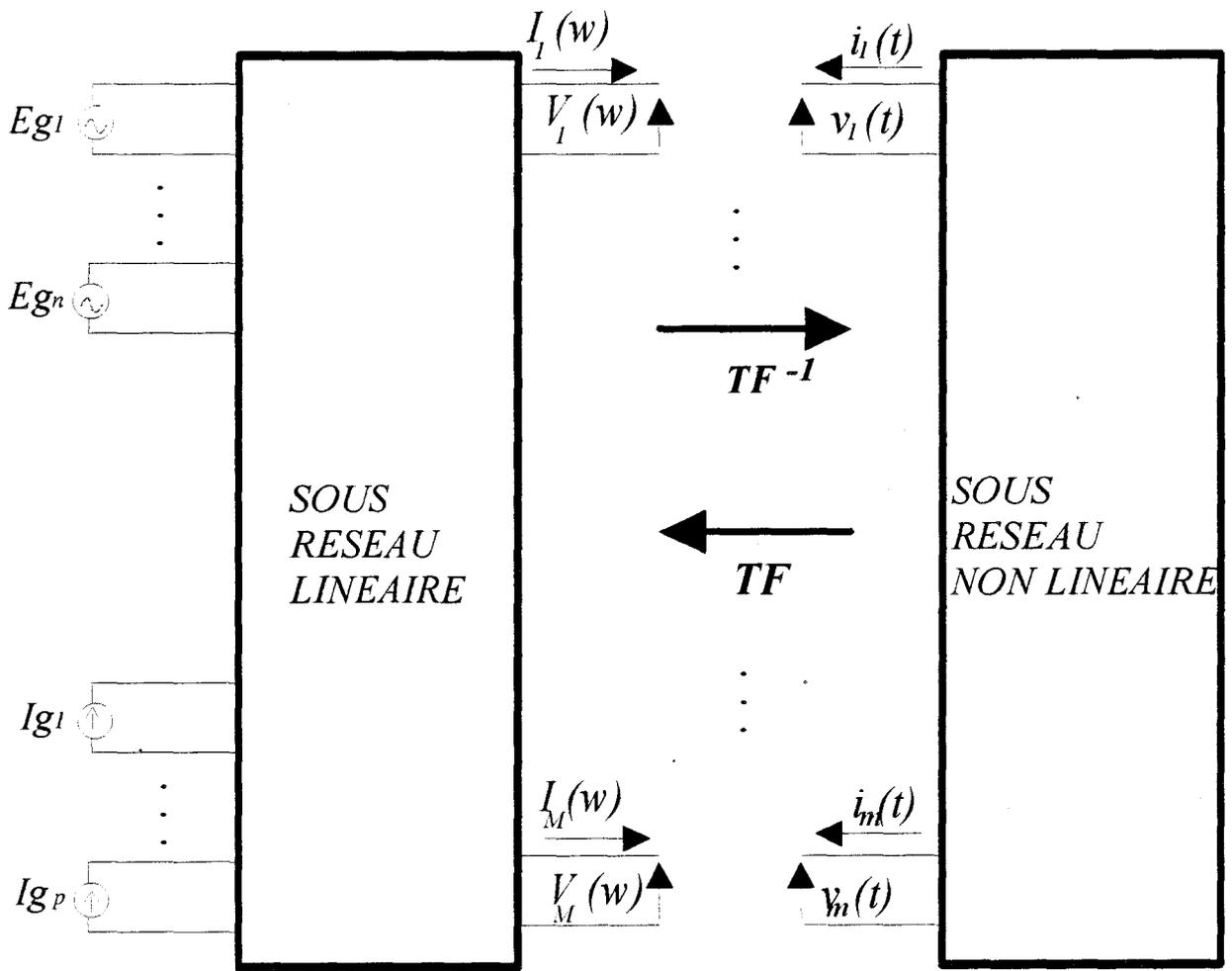


Figure III-4 Partition d'un circuit pour l'analyse par l'équilibrage harmonique.

- les sous circuits ne contenant que les éléments linéaires,
- les sous circuits contenant tous les éléments non linéaires comme l'indique la **figure III-4**.

Il est difficile de donner des règles de partition qui soient valables quelle que soit la composition du circuit considéré. Malgré cela, deux règles sont essentielles :

- les sous circuits non linéaires doivent être assez simples pour permettre une formulation aisée de leurs équations.

- Les sous circuits doivent aussi être peu nombreux que possible, en effet, le nombre d'inconnues du système en dépend directement.

Comme l'indique la **figure III-4**, l'équilibrage harmonique consistera à raccorder les solutions des deux sous réseaux pour toutes les fréquences étudiées.

Les courants et tensions aux N interconnexions sont les inconnus. Les paramètres doivent satisfaire:

- le système temporel de N équations non linéaires dans le domaine temporel,
- les équations linéaires dans le domaine fréquentiel.

La solution stationnaire sera obtenue en résolvant les systèmes d'équations linéaires et non linéaires ensemble.

III-2-4-2 Processus.

Pour un système quelconque, tout signal périodique établi peut être représenté par une série de FOURIER satisfaisant la périodicité ω du système.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X_k \exp(jk\omega t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \{a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)\}.$$

Pour le traitement informatique, le nombre d'harmoniques doit être limité, le signal s'écrira donc

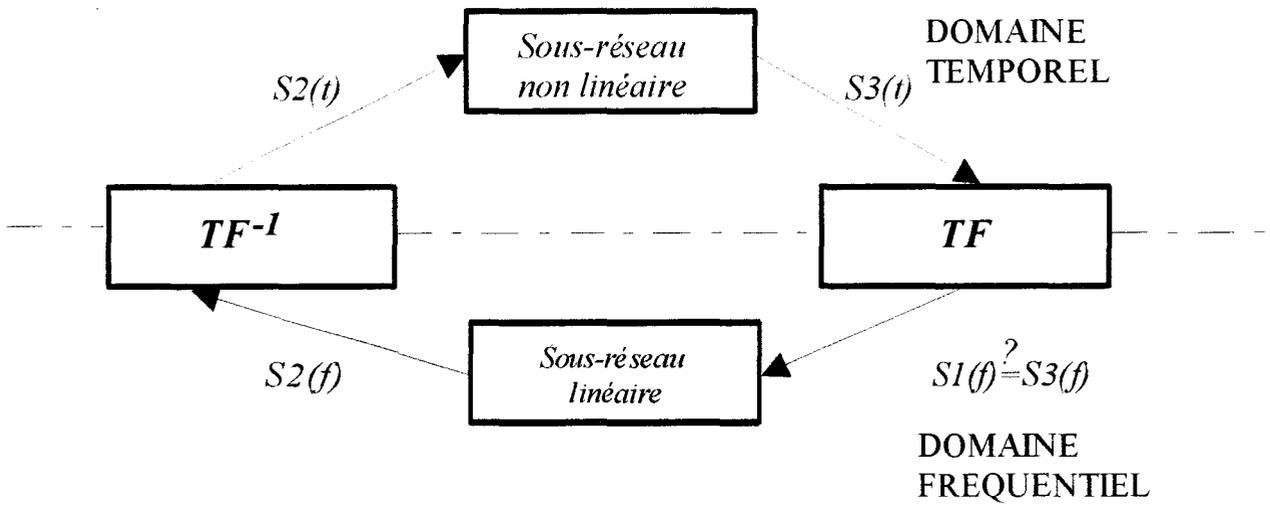


Figure III-5 Boucle d'équilibrage harmonique.

$$x(t) = \sum_{k=-M}^{+M} X_k \exp(jk\omega t) = \sum_{k=0}^{+M} \{a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)\}$$

avec

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(k\omega t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(k\omega t) dt$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

Les variables électriques $x(t)$ sont en général le courant ou la tension. Pour la résolution, à partir de l'algorithme de la méthode, il suffit de se donner un signal de départ $x_1(t)$ existant à toutes les fréquences harmoniques que l'on veut considérer. A partir de ces valeurs initiales, la boucle d'équilibrage se déroule en cinq étapes comme l'indique la **figure III-5**.

1- Le signal $x_1(f)$ dans le domaine fréquentiel est appliqué au circuit linéaire qui donne une réponse $x_2(f)$ à travers une méthode classique d'analyse linéaire

$$x_2(f) = H(f)x_1(f).$$

2- Par la transformée de FOURIER inverse, on obtient:

$$x_2(t) = TF^{-1}[x_2(f)].$$

3- La réponse du sous circuit non linéaire à l'excitation $x_2(t)$ est $x_3(t)$ avec $x_3(t) = f_{nl}(x_2(t))$, où f_{nl} est une fonction non linéaire.

4- Les harmoniques de cette réponse sont obtenues par la transformée de FOURIER directe

$$x_3(f) = TF[x_3(t)].$$

5- On compare donc $x_3(f)$ aux valeurs initiales $x_1(f)$ dans le domaine fréquentiel. On doit donc définir un critère de convergence. Si le critère de convergence est satisfait, l'équilibrage harmonique est réalisée et on a la solution du système. Si le critère de convergence n'est pas satisfait, on recommence le processus avec une nouvelle valeur $x_1(t)$.

La méthode de l'équilibrage harmonique est utilisée dans le logiciel M.D.S (Microwave Design System) de Hewlett Packard.

La partition du circuit en deux sous circuits permet une bonne résolution des équations traduisant le comportement des deux sous circuits. Cette méthode de partition permet la résolution des circuits complexes. L'un des inconvénients de la méthode est la difficulté d'analyser les circuits quand le signal d'entrée est multifréquentiel, c'est pourquoi avec cette méthode, il est difficile d'analyser l'inter modulation dans un amplificateur. Cette difficulté s'explique dans la mesure où il n'est pas facile de décomposer par la transformée de FOURIER le signal d'entrée.

III-2-5 Méthode choisie.

La méthode choisie doit être fonction du but final. Notre objectif est de pouvoir fournir dans le cadre du logiciel HELENA, la réponse d'un transistor à effet de champ soumis à des variations temporelles. Nous devons donc pouvoir visualiser le régime transitoire. Les variations des signaux étant temporelles, nous avons choisi une méthode "temporelle". Le circuit dans l'ensemble n'est pas défini par un schéma équivalent électrique. Le transistor à effet de champ est considéré comme une boîte noire décrite par les équations des semi-conducteurs. Ces équations sont résolues de la source au drain dans le cadre de l'approximation quasi bidimensionnelle. Les valeurs $I_d(t)$ et $I_s(t)$ sont celles obtenues au drain et la source lors de la résolutions des équations physiques. Les quatre paramètres qui déterminent l'état du transistor seront $v_g(t)$, $v_d(t)$, $i_d(t)$, $i_s(t)$. Le courant $i_g(t)$ est obtenue en appliquant les lois de KIRCHHOFF. C'est à partir de ces paramètres que nous déterminerons le comportement du transistor.

III-2-6 Conclusion.

Les différentes méthodes d'analyse de circuits comprenant des éléments non linéaires peuvent apporter une réponse satisfaisante à des besoins spécifiques. Le choix d'une méthode doit être déterminée par l'objectif final. Dans le cadre de notre étude, nous avons développé une méthode dite "temporelle". Le Transistor à effet de champ est considéré comme une boîte noire décrite par les équations des semi-conducteurs et est soumis à des variations temporelles. Il faut donc déterminer la réponse à ces variations. Nous présenterons dans les paragraphes suivants les différentes réponses obtenues.

III-3 Simulation et principaux résultats.

Avant de présenter les résultats des simulations effectuées, nous allons rappeler les conditions dans lesquelles celles-ci ont été effectuées d'une part, et les équations physiques qui ont été résolues d'autre part.

III-3-1 Equations.

Dans HELENA [14], l'utilisateur peut affecter aux porteurs libres soit une loi de vitesse simple, soit une loi de vitesse non stationnaire (loi dynamique). Pour la loi simple, la vitesse des porteurs libres n'est fonction que du champ électrique, la loi de vitesse que l'on affecte aux porteurs d'indice 1 et 2 est de la forme

$$v = \frac{\mu E}{\sqrt{1 + \left(\frac{\mu E}{v_s}\right)^2}}$$

Les paramètres tels que la mobilité μ et la vitesse de saturation v_s sont ajustables. Dans le cas de la loi de vitesse non stationnaire, la loi de vitesse que l'on affecte aux porteurs de la couche d'indice 2 sont déduits des résultats de la modélisation Monté-Carlo. Cette loi, basée sur l'approximation des temps de relaxation est adaptée pour l'étude des composants à grille submicronique. Compte tenu des taux de dopage élevés que l'on utilise dans les structures de type HEMT ($> 10^{18}$ at/cm³), les porteurs libres de la couche dopée (indice 1) ont une mauvaise dynamique, c'est pourquoi sont affectés à ces couches la loi de vitesse simple. Pour les couches d'indice 2, et dans le cas de la loi de vitesse non stationnaire, les équations de conservation sont les suivantes:

- Equation de conservation du moment

$$m^*(\xi)v_2 \frac{dv_2}{dx} = qE_x - \frac{m^*(\xi)v_2}{\tau_m(\xi)}$$

- Equation de conservation de l'énergie

$$\frac{\partial \xi}{\partial x} = qE_x - \frac{\xi - \xi_0}{v_2 \tau_\xi(\xi)}$$

Le problème qui nous est posé est celui de simuler la réponse d'un transistor de type MESFET ou HEMT soumis à des excitations externes variant dans le temps. Nous avons adopté les hypothèses suivantes:

- La variation temporelle n'est prise en compte que dans l'équation de continuité.
- Les dérivées temporelles des équations de conservation du moment et de l'énergie ont été négligées. Cette hypothèse s'explique dans la mesure où on s'intéresse à des échelles de temps beaucoup plus grandes que le temps de relaxation.
- Nous ne tenons pas compte des phénomènes de diffusion.
- Nous résolvons nos équations dans l'approximation quasi bidimensionnelle.

Considérons une tranche de composant sous la grille de hauteur h , d'épaisseur Δx , de largeur de grille Z . L'équation de Poisson sous la forme du théorème de Gauss s'écrit:

$$\oiint \vec{E} d\vec{S} = \frac{\sum Q}{\epsilon}$$

Où E représente le champ électrique, Q la charge, ϵ la permittivité diélectrique du matériau semi-conducteur constituant le transistor.

L'équation de continuité $div \vec{j} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0$ appliquée à la tranche du composant se développera de la façon suivante:

$$\iiint_{Volume} div \vec{j} dV = - \iiint_{Volume} \frac{\partial \rho}{\partial t} dV$$

En appliquant le théorème d'OSTROGRADSKI, nous aurons

$$\iiint_{Volume} div \vec{j} dV = \oiint_{Surface} \vec{j} d\vec{S} \text{ . Or nous avons aussi } \iiint_{Volume} \rho dV = Q \text{ . } Q \text{ charge totale sous}$$

le volume délimitant la surface fermée S .

$$\oiint_{Surface} \vec{j} d\vec{S} = I(x,t) - I(x+dx,t) \text{ . Nous avons } I(x,t) = qZN(x,t)V(x,t)$$

$N(x,t)$ la densité surfacique de charges libres à l'abscisse x à l'instant t , $V(x,t)$ la vitesse des électrons à l'abscisse x et à l'instant t . En considérant que la densité des charges ionisées ne varient pas en fonction du temps, nous aurons

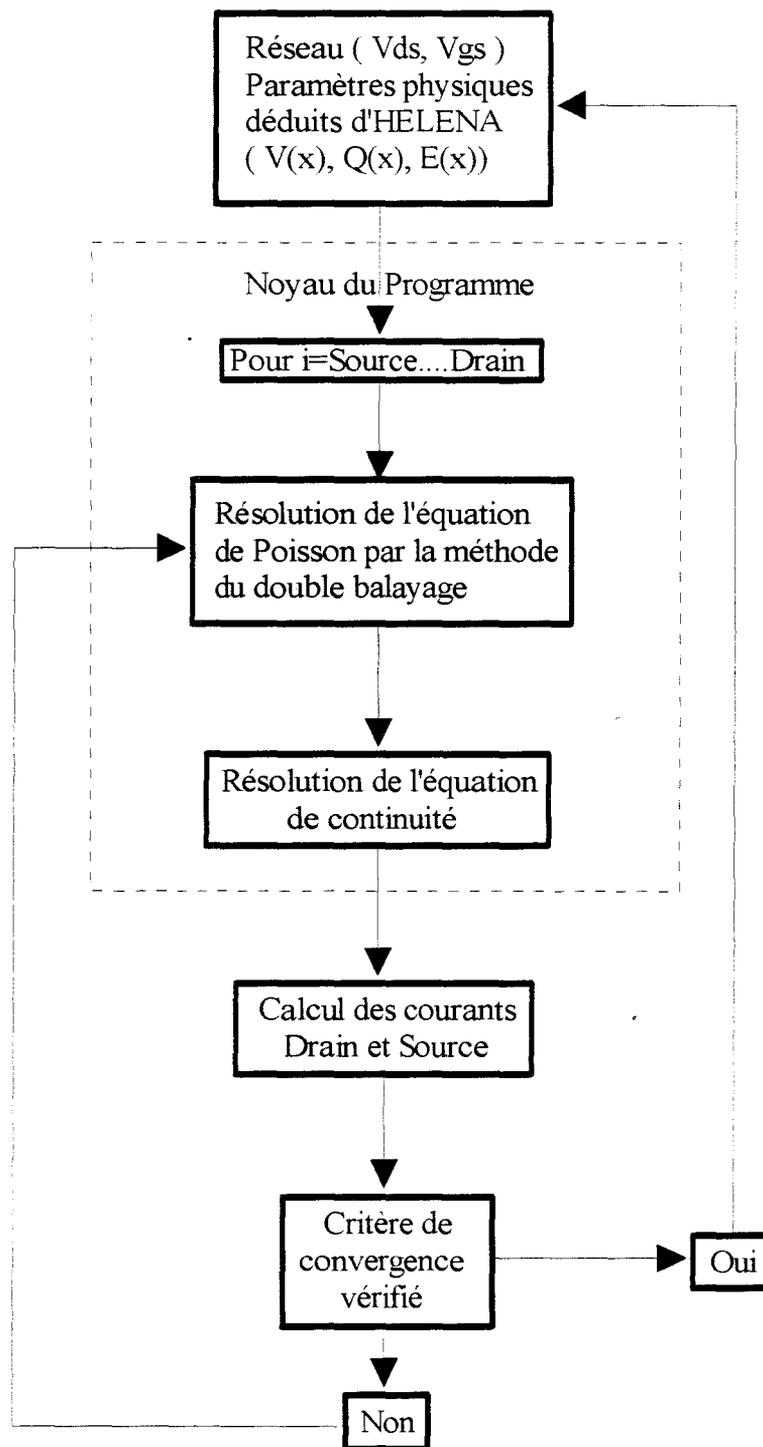


Figure III-6 Algorithme de résolution pour l'analyse statique.

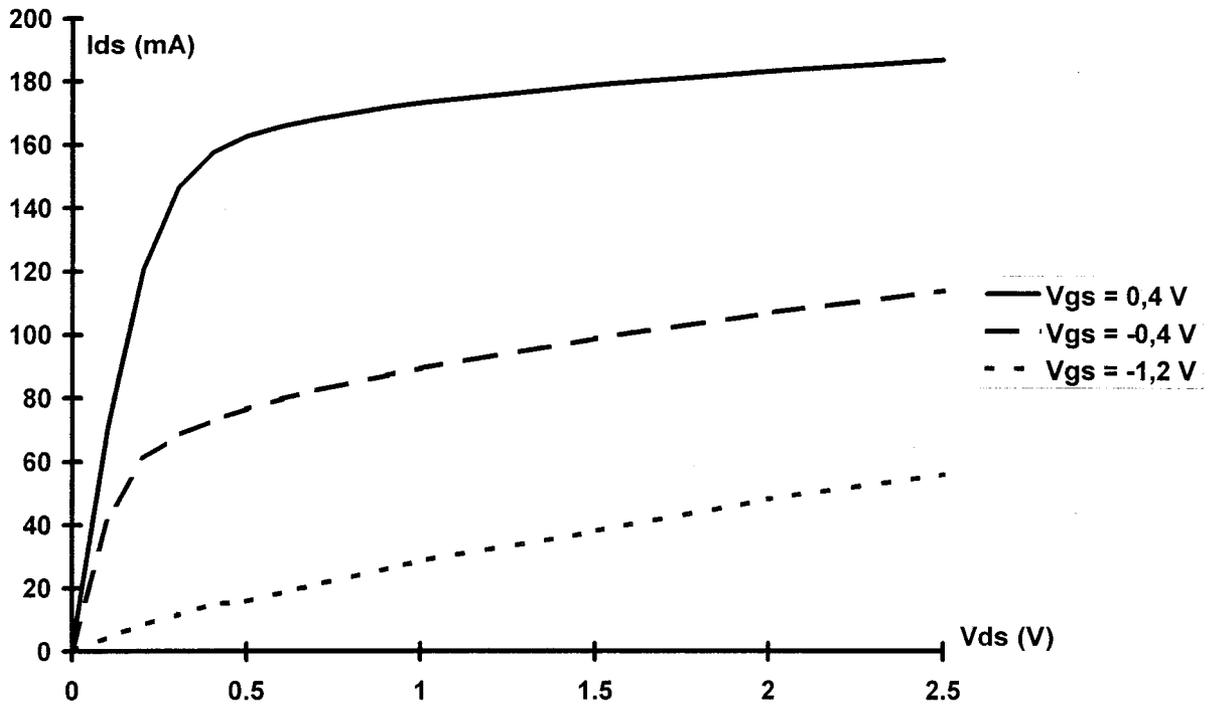


Figure III-7 Caractéristiques statiques $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$ du MESFET obtenues.

$$-\frac{\partial Q}{\partial t} = qZ\Delta x \frac{\partial N}{\partial t}.$$

Nous aboutirons donc à l'égalité suivante

$$qZ[N(x,t)V(x,t) - N(x+dx,t)V(x+dx,t)] = qZ\Delta x \frac{\partial N}{\partial t}.$$

Cette équation est généralement écrite sous la forme $\frac{\partial N}{\partial t} + \frac{\partial NV}{\partial x} = 0$.

Dans le noyau du programme, nous aurons donc à résoudre l'équation de Poisson par la méthode du double balayage de Choleski et l'équation de continuité en tenant compte de la loi de vitesse choisie.

Nous avons effectué plusieurs simulations en considérant deux types composants : le MESFET et le HEMT. La loi de transport utilisé dans la cas du MESFET est la loi de vitesse simple, alors que nous avons utilisé pour le HEMT la loi de vitesse simple et la loi de vitesse non stationnaire.

III-3-2 Cas du MESFET.

Le MESFET qui a été utilisé pour notre simulation est un composant creusé dont les caractéristiques sont les suivantes: longueur de grille $L_g=0.15 \mu\text{m}$, de largeur $Z=1000 \mu\text{m}$ et de dopage $N_d=3e23 \text{ at/m}^3$.

III-3-2-1 Analyse Statique.

L'analyse statique consiste à simuler le réseau de caractéristique $I_{DS}=f(V_{ds}, V_{gs})$. Pour chaque couple V_{ds} V_{gs} , on résout l'équation de Poisson et de continuité de la source au drain. Les valeurs initiales des paramètres physiques sont celles déduites d'HELENA. Les paramètres d'entrée étant V_{ds} et V_{gs} , les paramètres de sortie sont I_s et I_d qui sont égaux lorsque nous obtenons le régime permanent. L'algorithme de résolution est celui de la figure III-6.

Cet algorithme appliqué au composant simulé a permis d'obtenir le réseau de caractéristique représenté figure III-7.

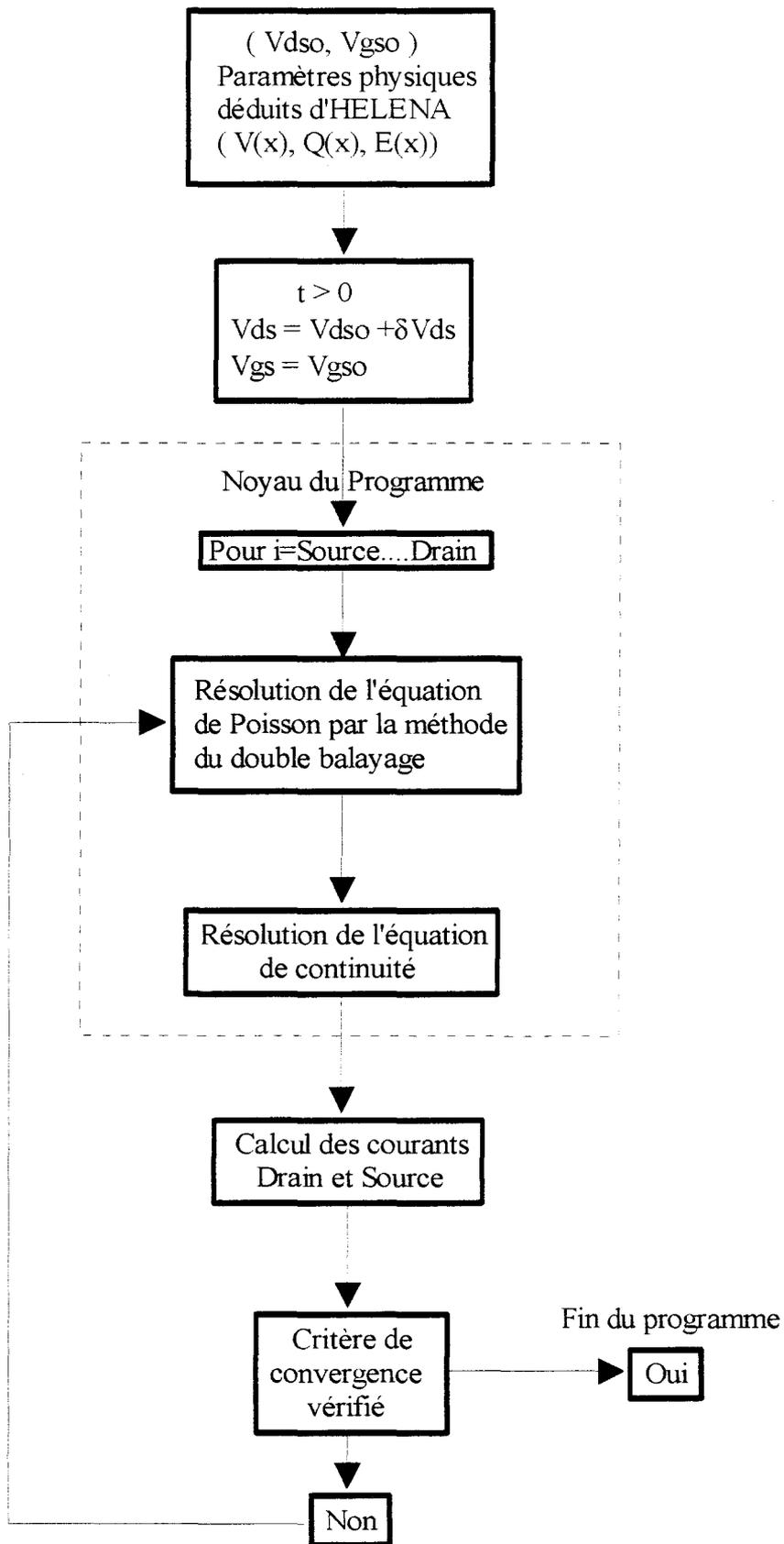


Figure III-8 Algorithme de résolution dans le cas d'une excitation par un Step en tension.

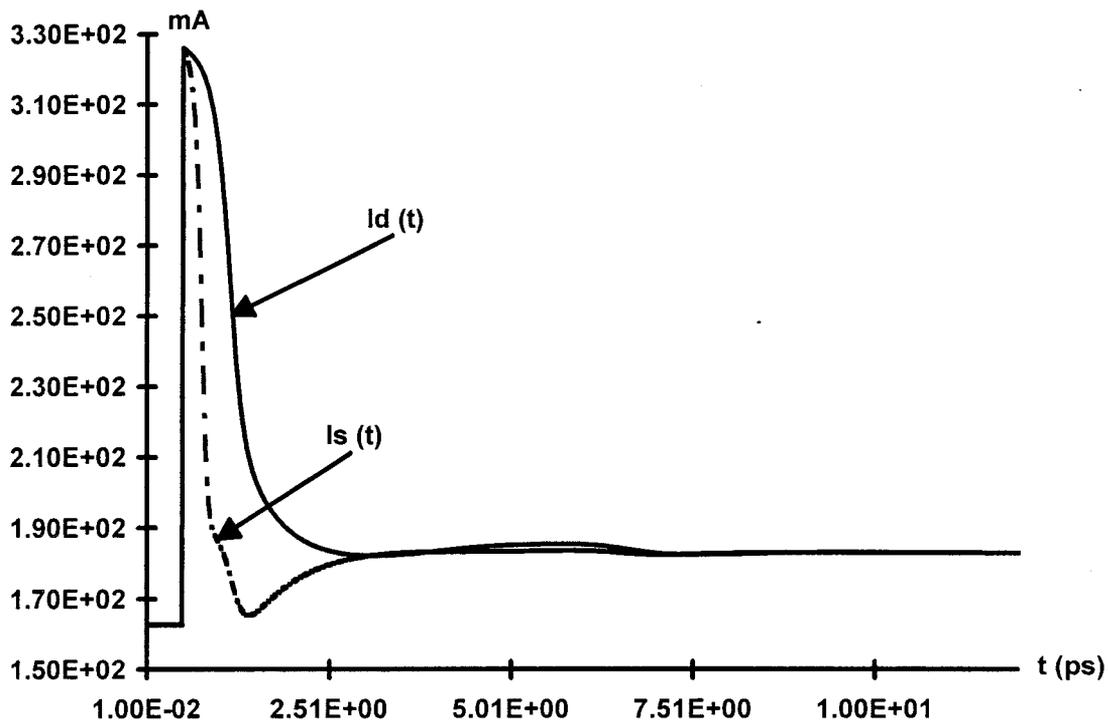


Figure III-9 Réponse temporelle des courants I_d et I_s à un échelon $\Delta V_{ds}=1,5V$

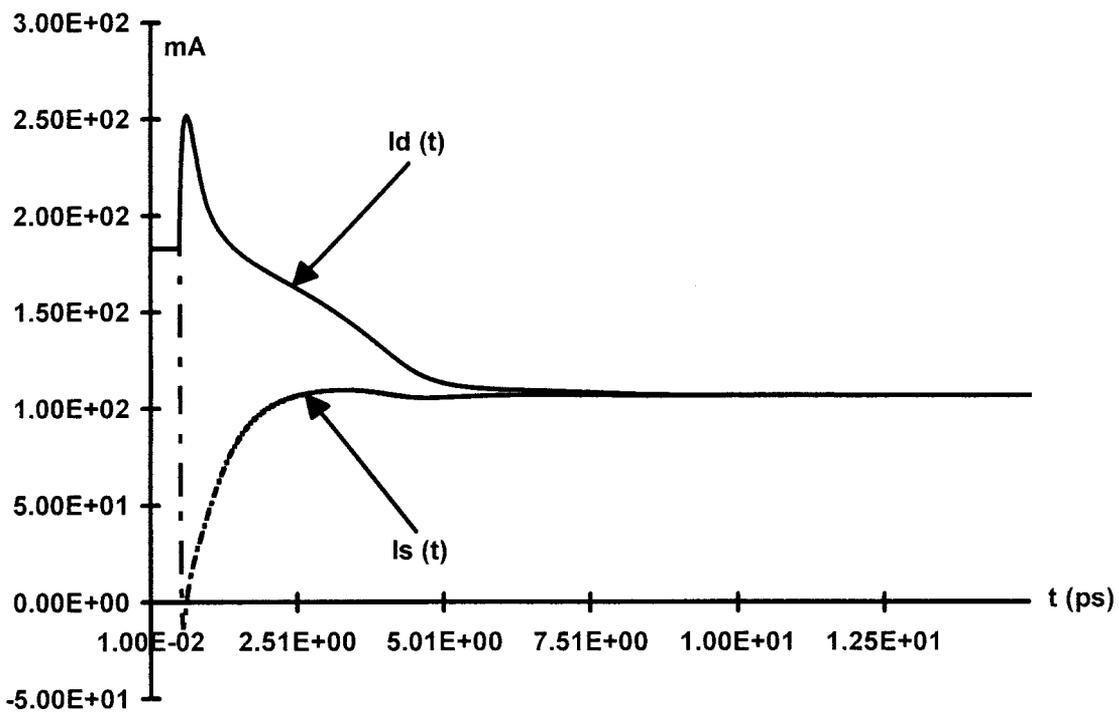
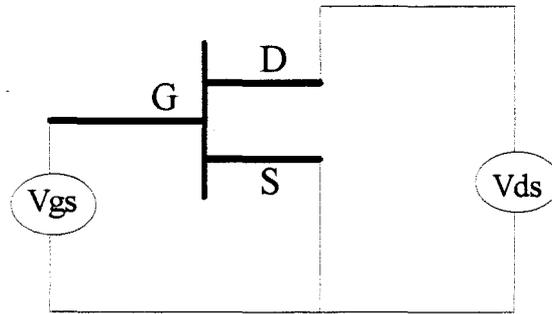


Figure III-10 Réponse temporelle des courants I_d et I_s à un échelon $\Delta V_{gs}=-0,8V$.

Une comparaison avec le réseau $I_{DS}=f(V_{ds}, V_{gs})$ donné par HELENA permet de constater que notre procédure donne les résultats satisfaisants en comparaison.

III-3-2-2 Réponse à un échelon en V_{ds} et V_{gs} .

Le circuit à simuler est celui représenté par la figure suivante :



Autour d'un point de polarisation V_{dso} et V_{gso} , on applique un échelon en V_{ds} ou en V_{gs} .

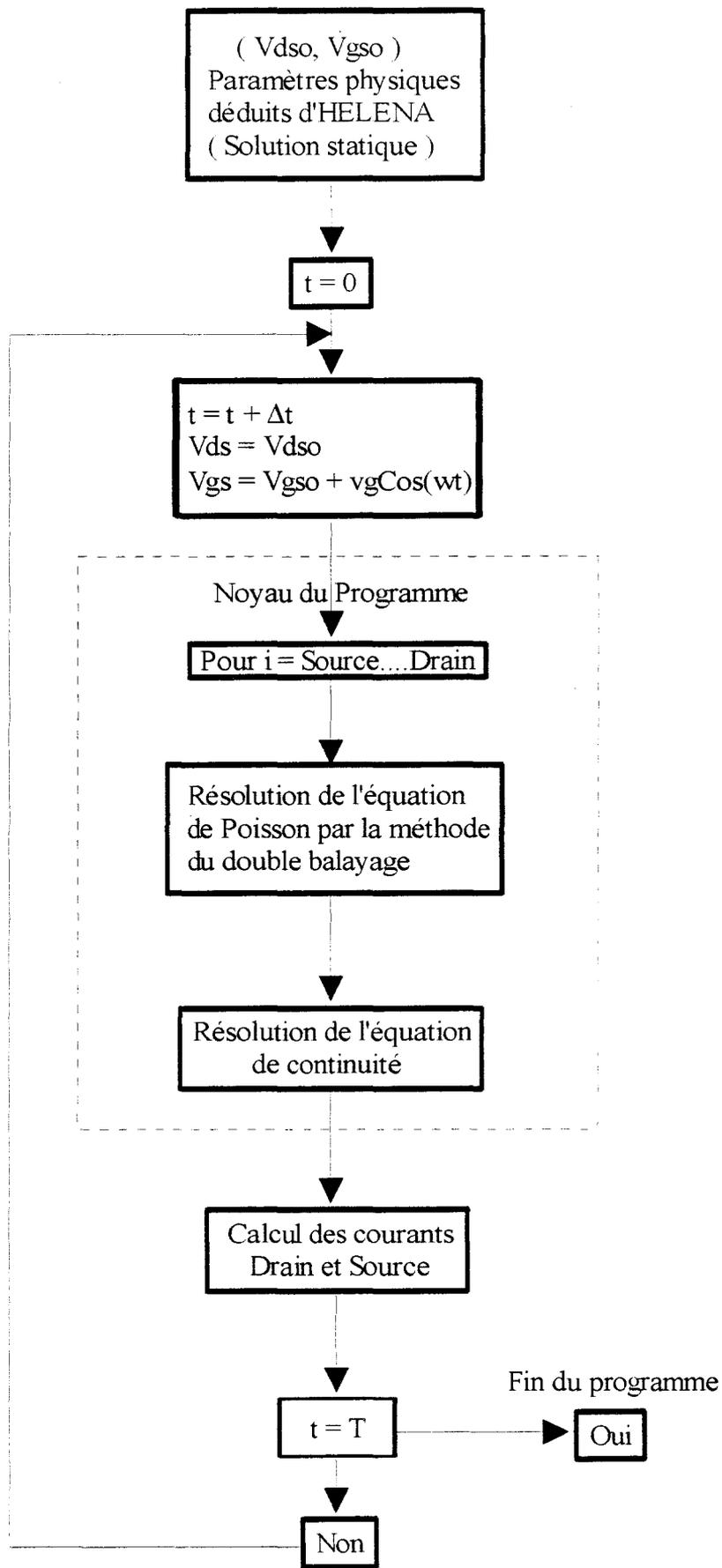
1- Réponse à un échelon en V_{ds} .

L'évolution temporelle de V_{ds} à V_{gs} constant peut être décrite de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \text{pour } t \leq 0 & \quad V_{ds}=V_{dso} \\ \text{pour } t > 0 & \quad V_{ds}=V_{dso} + \delta V_{ds}. \end{aligned}$$

L'algorithme qui permet d'obtenir la réponse temporelle des courants I_d et I_s est celui de la figure III-8.

Nous représentons figure III-9 les évolutions temporelles des courants I_d et I_s obtenus pour $\delta V_{ds}=1,5$ V. On constate bien qu'en régime permanent, nous avons bien $I_d=I_s$. La valeur I_d du courant obtenu correspond à celle que l'on a à $V_{ds}=V_{dso}+\delta V_{ds}$ et $V_{gs}=V_{gso}$ dans le réseau $I_{DS}=f(V_{ds}, V_{gs})$ que nous avons simulé. L'étude du régime transitoire permet d'observer une variation brusque des courants I_d et I_s quand l'échelon est appliqué. I_s et I_d varient dans le même sens. Nous pensons que la contribution majeure de ce courant est due au courant de déplacement de Maxwell. Le régime transitoire dure environ 2 ps.



*

Figure III-11 *Algorithme de résolution pour déterminer la matrice [Y]*

2- Réponse à un échelon en Vgs.

La procédure est la même que décrite précédemment, l'évolution temporelle de la tension Vgs est décrite par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{pour } t \leq 0 & \quad V_{gs} = V_{gso} \\ \text{pour } t > 0 & \quad V_{gs} = V_{gso} + \delta V_{gs}. \end{aligned}$$

Nous avons représenté figure III-10 les évolutions temporelles des courants Id et Is. Comme dans le cas d'un échelon en tension Vds, on observe aussi une variation brusque des courants Id et Is. Mais contrairement au cas précédent, les courants Is et Id pendant le régime transitoire varient en sens opposés. Cette variation en sens contraire doit être due aux effets capacitifs de l'entrée et à la conservation du courant total qui doit être vérifié à tout instant. Le temps de transit est plus élevé (6 ps) par rapport au cas précédent.

III-3-2-3 L'analyse Petit Signal.

Les résultats de la simulation petit signal nous permettra d'effectuer une comparaison entre la méthode de la ligne active utilisée dans HELENA et celle que nous avons développée. Dans HELENA, on détermine les caractéristiques petit signal du composant intrinsèque en étudiant le comportement du transistor sous l'action d'une tension alternative de faible amplitude appliquée au drain et à la grille pour un point de polarisation Ids(Vdso, Vgso) donné. La modélisation électrique est ainsi définie par un schéma équivalent petit signal. La méthode de la ligne active permet de déterminer les éléments du schéma équivalent par l'intermédiaire de la matrice [Y]. Nous déterminerons en fonction de la fréquence, les différents paramètres de la matrice [Y] pour un point de polarisation. Pour obtenir cette matrice [Y], nous avons utilisé le processus suivant.

III-3-2-3-a Processus.

Pour déterminer les différents éléments de la matrice [Y] du composant simulé, nous utilisons les relations classiques de l'électrocinétique. Le transistor étant considéré comme un quadripôle, nous écrivons les relations suivantes :

$$\begin{aligned} i_1 &= y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \\ i_2 &= y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \end{aligned}$$

Pour déterminer les coefficients de la matrice [Y], nous allons donc court-circuiter l'entrée ou la sortie selon qu'on veut déterminer y_{22} et y_{12} ou y_{11} et y_{21} .

Pour déterminer les coefficients de la matrice [Y], nous allons donc court-circuiter l'entrée ou la sortie selon qu'on veut déterminer y_{22} et y_{12} ou y_{11} et y_{21} .

Pour déterminer y_{11} et y_{21} , nous avons donc considéré la tension de sortie hyperfréquence nulle. La tension v_1 étant prise pour origine des phases, nous aurons donc :

$$\begin{aligned} |y_{11}| &= \frac{|i_1|}{|v_1|}, & \text{Arg}(y_{11}) &= \text{Arg}(i_1) \\ |y_{21}| &= \frac{|i_2|}{|v_1|}, & \text{Arg}(y_{21}) &= \text{Arg}(i_2). \end{aligned}$$

L'algorithme pour déterminer y_{11} et y_{21} est celui présenté à la figure III-11. Ayant obtenu le fichier de valeurs $I_d(t)$, $I_s(t)$ et $I_g(t)$, on déduit y_{11} et y_{21} . L'écriture des courants s'effectue sous la forme suivante:

$$I_d(t) = I_{dso} + i_d \cdot \cos(\omega t + \phi_{id})$$

$$I_s(t) = I_{sso} + i_s \cdot \cos(\omega t + \phi_{is})$$

$$V_{ds} = V_{dso} + v_d \cdot \cos(\omega t)$$

$$V_{gs} = V_{gso} + v_g \cdot \cos(\omega t)$$

On déduit $I_g(t)$ par la relation $I_g(t) = I_s(t) - I_d(t)$. Le module et la phase de y_{11} et y_{21} nous permet de tracer pour chaque point de fréquence $\text{Re}(y_{11})$, $\text{Re}(y_{21})$, $\text{Im}(y_{11})$, $\text{Im}(y_{21})$.

Pour déterminer y_{12} et y_{22} , on procède de la même façon que précédemment. En effet, nous avons

$$\begin{aligned} |y_{12}| &= \frac{|i_1|}{|v_2|}, & \text{Arg}(y_{12}) &= \text{Arg}(i_1) \\ |y_{22}| &= \frac{|i_2|}{|v_2|}, & \text{Arg}(y_{22}) &= \text{Arg}(i_2). \end{aligned}$$

La tension hyperfréquence v_2 est prise comme origine des phases. Par identification avec la procédure de calcul, nous avons considéré que:

$$|i_1| = |i_g|, |i_2| = |i_d|, |v_1| = |v_g|, |v_2| = |v_d|.$$

La procédure ainsi décrite nous a permis de déterminer pour chaque point de fréquence l'évolution des parties réelles et imaginaires des paramètres de la matrice [Y]. La simulation a été effectuée en utilisant un HEMT. Les résultats seront présentés dans le cas de l'utilisation d'un HEMT en régime petit signal.

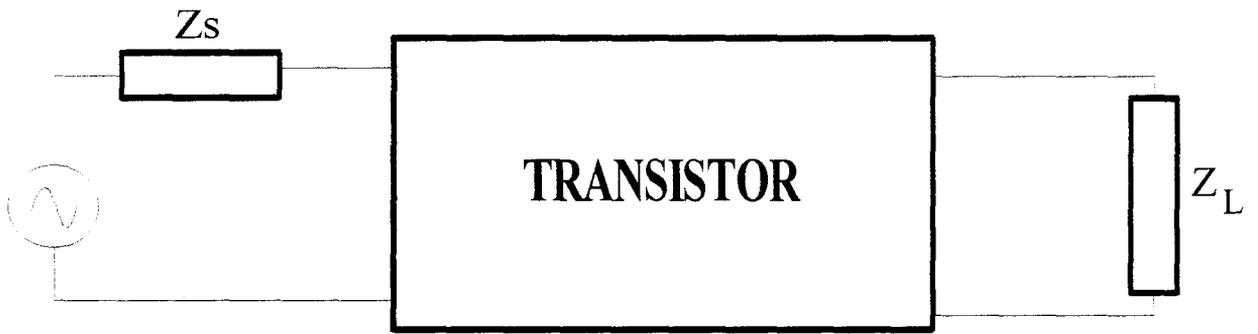


Figure III-12 Schéma simplifié d'un amplificateur de puissance à Transistor.

III-3-2-4 Analyse au delà du pincement.

La tension de pincement déterminée dans HELENA est celle obtenue à la commande de charges. Celle-ci s'effectue à $V_{ds}=0$ V. La tension de pincement évoluant en fonction du potentiel appliqué V_{ds} , il est donc difficile de déterminer avec précision à chaque instant t la tension de pincement. Au delà du pincement, les valeurs supposées nulles (I_{DS}) sont prises égales aux valeurs juste avant le pincement. Cette considération est importante quand nous aurons à simuler un étage amplificateur de puissance.

III-3-2-5 Simulation d'un Amplificateur de Puissance.

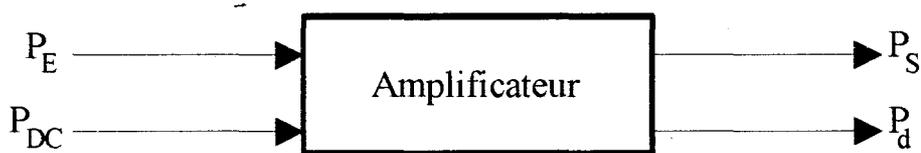
III-3-2-5-a Rappels sur les amplificateurs.

Le schéma simplifié d'un amplificateur à transistor est celui présenté à la figure III-12. Pour caractériser les quadripôles linéaires, les matrices les plus utilisées sont les matrices impédances ou admittances. Pour déterminer chacun des paramètres d'une matrice, il faut effectuer des mesures soit avec le quadripôle fermé sur un court-circuit, soit le quadripôle fermé sur un circuit ouvert. Mais au delà de 100 MHz, il est difficile de réaliser ces conditions à causes des pertes, des effets parasites et des risques d'oscillations. Nous avons simulé le gain en puissance d'un amplificateur fonctionnant en classe A et déterminé l'IP3 qui est le point fictif où le prolongement des réponses linéaires de la porteuse et de la raie d'inter modulation se rejoignent.

L'amplificateur faible bruit se caractérise par un comportement linéaire alors qu'en régime d'amplification de puissance, un fonctionnement non linéaire apparaît. Ces non linéarités sont traduites par les différents phénomènes cités ci dessous.

III-3-2-5-b Facteur de Compression.

La somme des puissances entrant dans un amplificateur est égale à la somme des puissances qui en sortent. Nous pouvons schématiser le bilan des puissances par la figure ci dessous:



où:

P_E est la puissance absorbée en entrée par l'amplificateur.

P_{DC} est la puissance continue fournie à l'amplificateur.

P_S est la puissance de sortie fournie à la charge.

P_d est la puissance dissipée par effet thermique.

Nous aurons donc $P_E + P_{DC} = P_S + P_d$, on peut donc déduire $P_d = P_E + P_{DC} - P_S$. Or $G_p = \frac{P_S}{P_E}$ ce

qui entraîne que $P_d = P_{DC} - P_E(G_p - 1)$.

En régime de fonctionnement classe A, P_{DC} est constante, ce qui signifie que si le gain en puissance G_p restait constant et supérieur à 1, une augmentation progressive de P_E entraînerait une puissance dissipée négative, ce qui n'est pas acceptable physiquement. Par conséquent, au delà d'une région d'opération linéaire du composant, le gain en puissance diminue avec le niveau du signal d'entrée: c'est le phénomène de compression du gain.

Il est également possible d'observer la saturation à partir des expressions phénoménologiques des éléments du schéma équivalent en régime de fort signal, dans ce cas, les éléments tels que le courant I_d sont fonctions des tensions v_{ds} et v_{gs} .

Considérons une évolution polynomiale de $I_d(t)$

$$I_d(t) = a_1 V_{gs} + a_2 V_{gs}^2 + a_3 V_{gs}^3 + \dots$$

Si on suppose à l'entrée du transistor un signal de la forme $V_{gs} = v_{gs}(t) + V_{gs0}$ avec $v_{gs}(t) = A \cos(\omega t)$, alors le courant $I_d(t)$ se mettra sous la forme

$$I_d(t) = \frac{1}{2} a_2 A^2 + \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos(\omega t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega t) + \dots$$

Lorsque A devient important, les harmoniques apparaissent, ainsi que la compression à la fréquence du fondamental ω . La puissance de sortie d'un transistor est donnée pour 1dB de compression, cela signifie qu'on prend la valeur de la puissance de sortie lorsque le gain a chuté de 1dB par rapport au gain de la zone linéaire.

III-3-2-5-c L'inter modulation d'ordre 3.

L'inter modulation est l'un des phénomènes liés à la non linéarité du transistor. L'inter modulation résulte de l'effet de l'interférence entre deux signaux de fréquence voisines dans la bande passante de l'amplificateur. Si le signal d'entrée du transistor est de la forme

$$v_{gs}(t) = A(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)).$$

Le développement de l'expression de $I_d(t)$ fera apparaître les termes en $\omega_1 - \omega_2$, ω_1 , ω_2 , $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$, $2\omega_1$, $2\omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$, $3\omega_1$, $3\omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$. Parmi toutes les fréquences, celles qui sont les plus proches de ω_1 et ω_2 sont celles à $2\omega_2 - \omega_1$ et $2\omega_1 - \omega_2$. Ces deux fréquences ont pour origine le coefficient du troisième ordre de $I_d(t)$. Pour cette raison, les raies correspondantes sont appelées raies d'inter modulation du troisième ordre. Cette inter modulation peut se quantifier par le rapport d'inter modulation C/I (Carrier/Inter modulation).

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{s1}}{P_{s3}} \right) \text{ dans le cas de signaux d'excitation}$$

de même amplitude.

P_{s1} est la puissance de sortie de chacune des porteuses

P_{s3} est la puissance de sortie sur la raie d'ordre 3.

Ce rapport C/I traduit l'écart en dB entre la puissance du signal utile sur la porteuse (à ω_2 ou ω_1) et la puissance du signal parasite sur la raie d'ordre 3 (à $2\omega_2 - \omega_1$ ou $2\omega_1 - \omega_2$).

L'inter modulation peut aussi se quantifier par l'IP3 c'est à dire la puissance P_E correspondant au point d'interception d'inter modulation d'ordre trois qui correspond au point fictif où le prolongement des réponses linéaires en puissance de la porteuse et de la raie d'inter modulation se rejoignent. Ce point est important car il est indépendant de l'amplitude du signal d'entrée de l'amplificateur.

III-3-2-5-d Rendement Drain et Rendement en Puissance Ajouté.

Les rendements traduisent l'aptitude des transistors à transformer l'énergie des alimentations continues en énergie hyperfréquence. On distingue deux types de rendements :

- Le rendement drain.

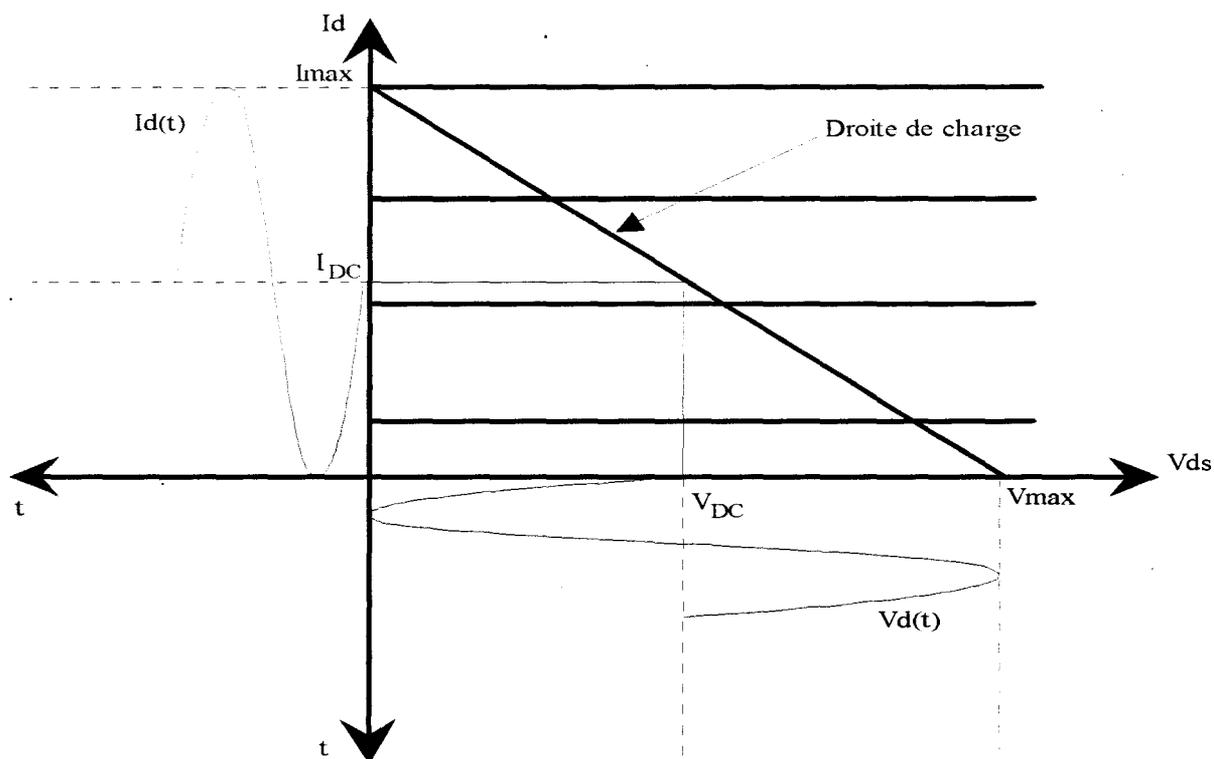


Figure III-13 Schéma de polarisation d'un TEC idéal en fonctionnement classe A.

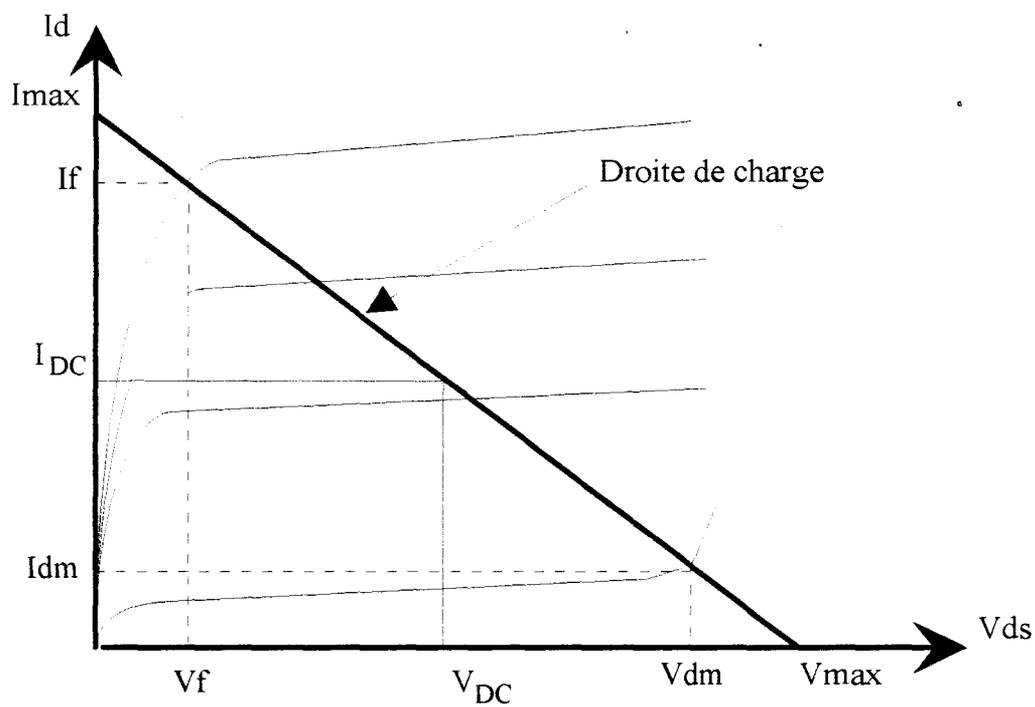


Figure III-14 Schéma de polarisation réel d'un TEC en fonctionnement classe A.

- Le rendement en puissance ajouté.

Le rendement drain traduit la quantité de puissance de sortie absorbée par la charge par rapport à la puissance continue délivrée par l'alimentation.

$$\eta_D = \frac{P_s}{P_{DC}}$$

Le rendement en puissance ajouté est donné par

$$\eta_{pA} = \frac{P_s - P_E}{P_{DC}} \text{ or } G_p = \frac{P_s}{P_E}, \text{ ce qui entraîne que } \eta_{pA} = \eta_D \left(1 - \frac{1}{G_p} \right).$$

On peut aussi exprimer η_{pA} en fonction de la puissance dissipée; $\eta_{pA} = 1 - \frac{P_d}{P_{DC}}$. Le choix du point de polarisation permet de placer le composant dans différentes classes de fonctionnement.

III-3-2-5-e Fonctionnement Classe A.

Pour un composant à effet de champ idéal polarisé en classe A (point de polarisation au milieu de la droite de charge dynamique), les variations temporelles du point de fonctionnement dans le réseau I(V) sont celles de la figure III-13.

Compte tenu des limites physiques des excursions de tension et de courant présentées sur la figure III-14, les résultats essentiels obtenu avec un étage de puissance idéal sont:

- Puissance maximale délivrée par le drain

$$P_L = \frac{1}{2} V_{DC} I_{DC} = \frac{V_{\max} I_{\max}}{8}$$

- Puissance continue fournie par l'alimentation

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC}$$

Le rendement maximum de drain $\eta_{D\max} = \frac{P_L}{P_{DC}} = 50\%$.

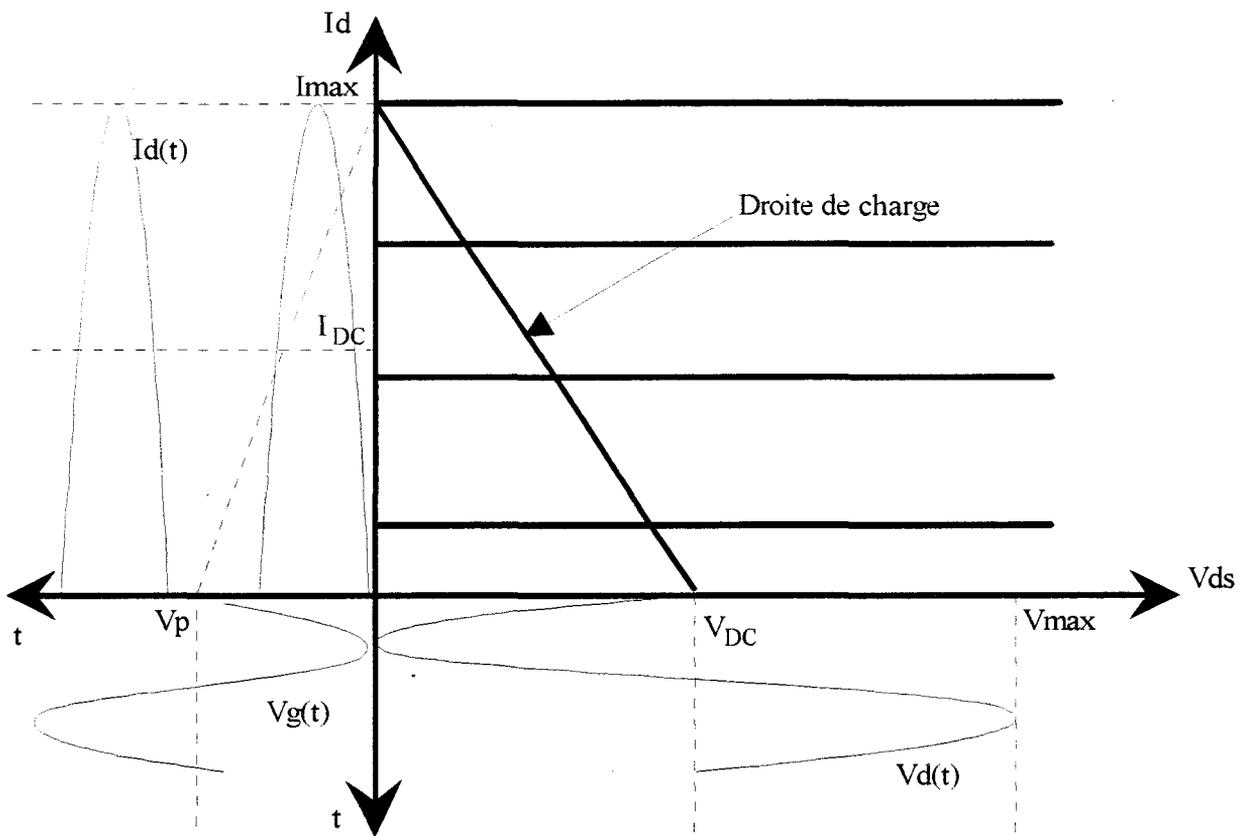


Figure III-15 Schéma de polarisation d'un TEC idéal en fonctionnement classe B.

En pratique, les limitations des excursions de courant et de tension sont imposées par le réseau de caractéristiques comme l'indique la figure III-14. La puissance maximale que peut délivrer le drain est donné par la relation

$$(P_L)_{\max} = \frac{1}{8}(I_F - I_{dm})(V_{dm} - V_f).$$

Cette limitation du niveau maximum de puissance amoindrit évidemment le rendement maximum de drain qui devient inférieur à 50%.

III-3-2-5-f Fonctionnement Classe B.

Le fonctionnement de l'amplificateur en classe B est obtenu lorsqu'on polarise la grille au pincement; le drain reste polarisé comme dans le cas d'un fonctionnement en classe A. Dans les conditions idéales, le courant drain est nul au repos. Le transistor ne dissipe alors aucune puissance en absence de tension alternative de grille.

Comme le montre la figure III-15, pendant une demi période, lorsque la tension grille $v_g(t)$ est supérieure à la tension de pincement V_p , un courant drain apparaît. Durant l'autre demi période, le composant demeure bloqué.

Pour un amplificateur de puissance idéal fonctionnant en classe B, on peut calculer les performances suivantes :

- Puissance maximale délivrée par le drain

$$P_L = \frac{1}{2}V_{DC}I_{DC} = \frac{V_{\max}I_{\max}}{8}.$$

- Puissance continue fournie par l'alimentation

$$P_{DC} = V_{DC} \frac{I_{\max}}{\pi}.$$

- Rendement maximum de drain

$$\eta_{DR} = \frac{P_L}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%.$$

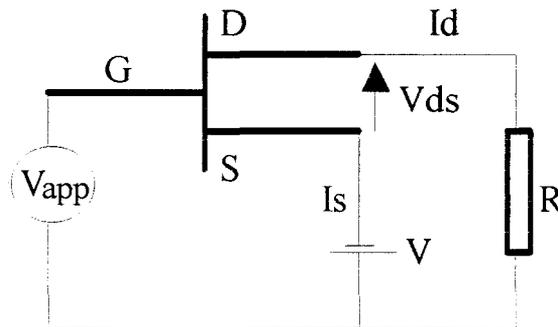
Comme pour le fonctionnement en classe A, ce rendement maximum de drain est atténué par les limitations d'excursions de courant et de tension.

Il existe une classe de fonctionnement qui est intermédiaire entre le fonctionnement en classe A et le fonctionnement en classe B : c'est le fonctionnement en classe AB. Pour ce type de fonctionnement, le rendement théorique maximal de drain est compris entre 50 % et 78.5 % qui sont les rendements maximums des fonctionnements en classe A et en classe B. Il est aussi utile de signaler qu'il existe d'autres classes de fonctionnement (classe C et F).

Nous présenterons les résultats de la simulation d'un étage amplificateur en fonctionnement en classe A en utilisant un HEMT. Ceci se fera lors de la présentation des résultats de simulations effectuées en utilisant le HEMT comme composant.

III-3-2-6 Simulation d'un Commutateur.

Le circuit à simuler est celui de la figure suivante:



Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

à $t \leq 0$ la tension appliquée V_{app} est telle que le transistor soit bloqué, le courant I_d est nul

à $t > 0$ on applique une tension V_{app} telle que le transistor devienne passant.

Les équations suivantes doivent être vérifiées simultanément c'est à dire

$$V_{app} = V_{gs} - V$$

$$V_{ds} = -R I_d + V.$$

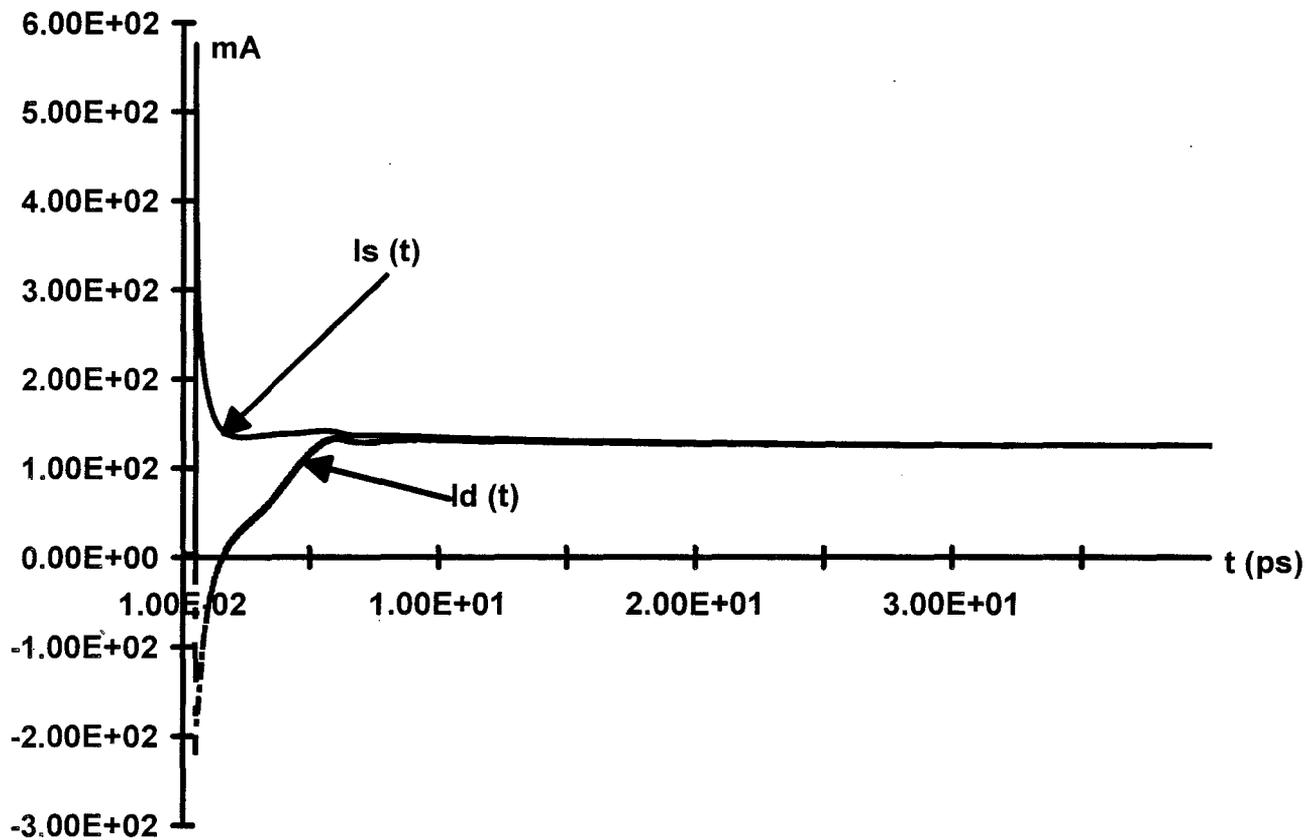


Figure III-16-a Réponse des courants $I_d(t)$ et $I_s(t)$ dans un commutateur.

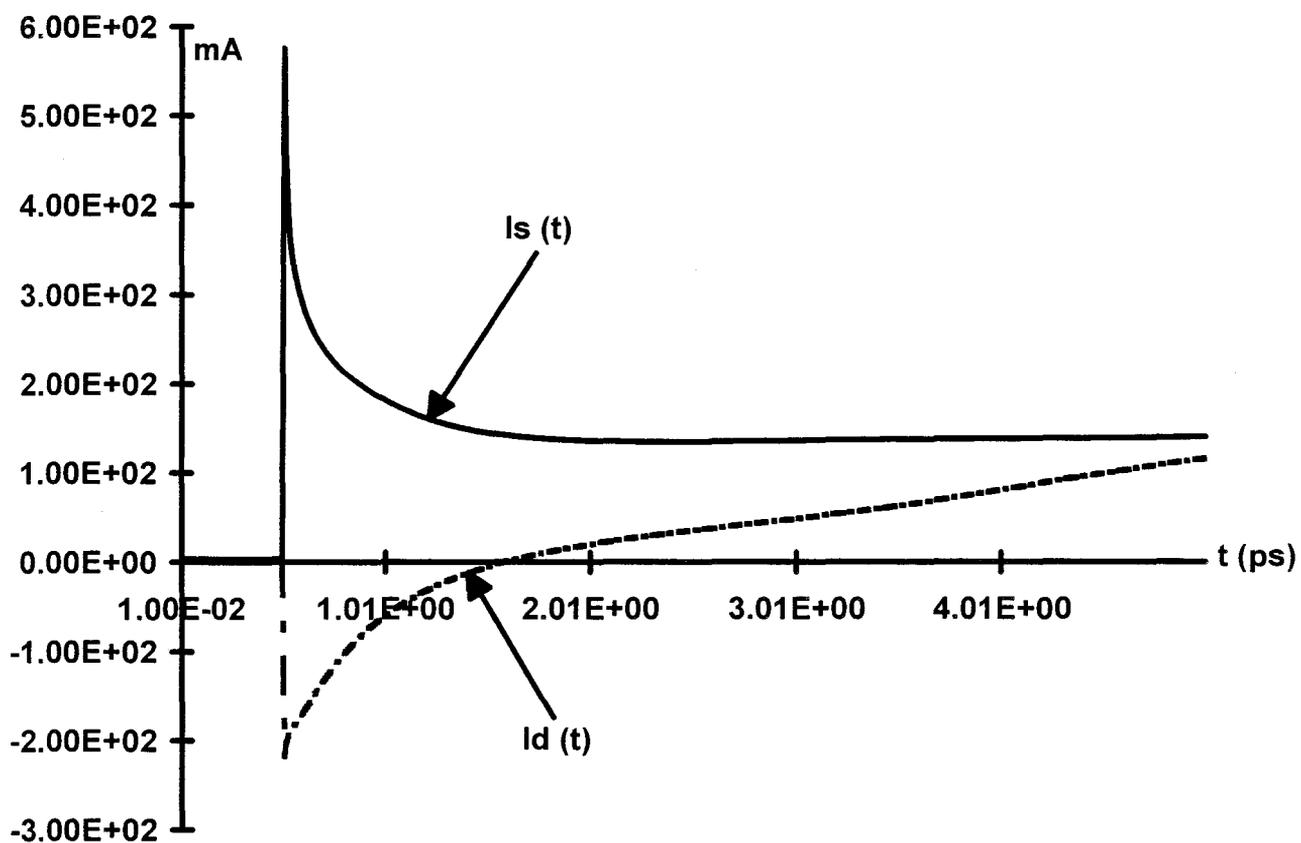


Figure III-16-b Réponse des courants $I_d(t)$ et $I_s(t)$ dans un commutateur en régime transitoire.

Au repos, nous avons $V_{ds}=V$ (la tension V est donc la tension de polarisation), $V_{gs}<V_p$, ce qui entraîne que $V+V_{app}<V_p$ d'où $V_{app}<V_p-V$.

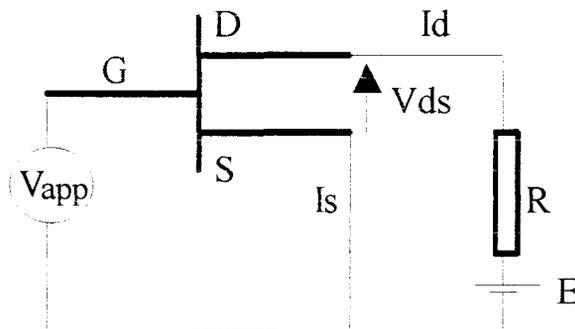
La simulation a été effectuée dans les conditions suivantes, l'évolution temporelle de V_{app} est la suivante :

$$\begin{aligned} R &= 10 \, \Omega. \\ t \leq 0 \quad V_{app} &= -4.2 \, \text{V} \\ t > 0 \quad V_{app} &= -2 \, \text{V}. \end{aligned}$$

Nous avons représenté figure **III-16** les évolutions temporelles des courants $I_d(t)$ et $I_s(t)$. En régime permanent, on vérifie bien que le système revient à l'équilibre $I_d(t)=I_s(t)$. Si on observe le régime transitoire, on constate que les courants I_d et I_s varient en sens contraire. Deux aspects doivent être simultanément vérifiés: la conservation du courant total et les relations décrivant les circuit de charge. Le régime transitoire dure environ 10 ps. Quand la tension est appliquée, elle se reporte intégralement au drain puisque la capacité ne peut varier instantanément. On vérifie bien que $I_d = -200 \, \text{mA}$, or nous avons $R=10 \, \Omega$, par la relation $U=RI$, on obtient bien $V_{app} = -RI_d$.

III-3-2-7 Simulation de la droite de charge.

Pour un point de polarisation, nous avons simulé le circuit suivant:



Le circuit de charge est décrit par la relation suivante $V_{ds} = -RI_d + E$. Nous avons vérifié qu'à chaque instant, nous avons $E = V_{ds} + RI_d = \text{constante}$.

III-3-3 Simulations en utilisant le HEMT.

Le transistor que nous avons utilisé pour effectuer la simulation est un HEMT conventionnel GaAlAs/GaAs dont les paramètres sont les suivants: longueur de grille

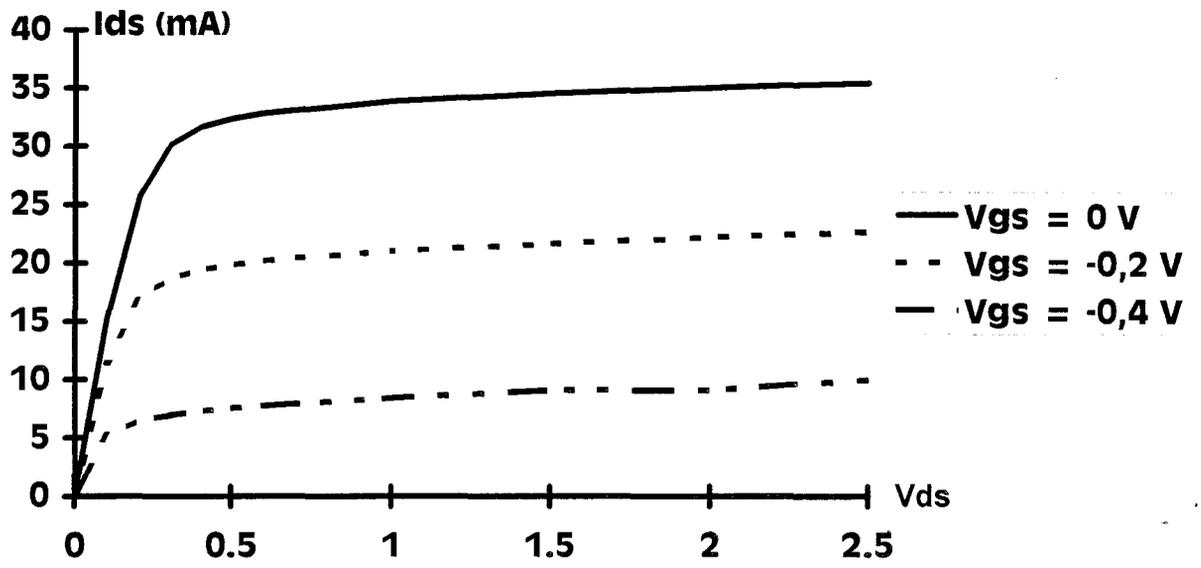


Figure III-17 Caractéristiques statiques $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$ du HEMT simulé.

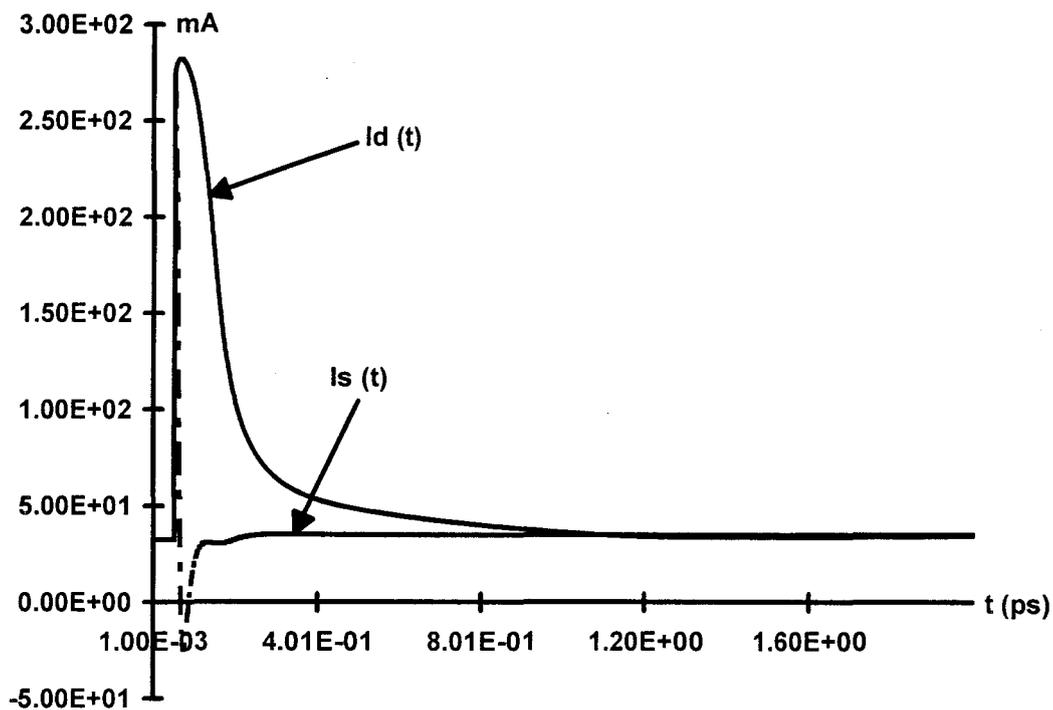


Figure III-18 Réponse temporelle des courants I_d et I_s à un échelon de tension $\Delta V_{ds} = 1,5\text{ V}$ en loi simple.

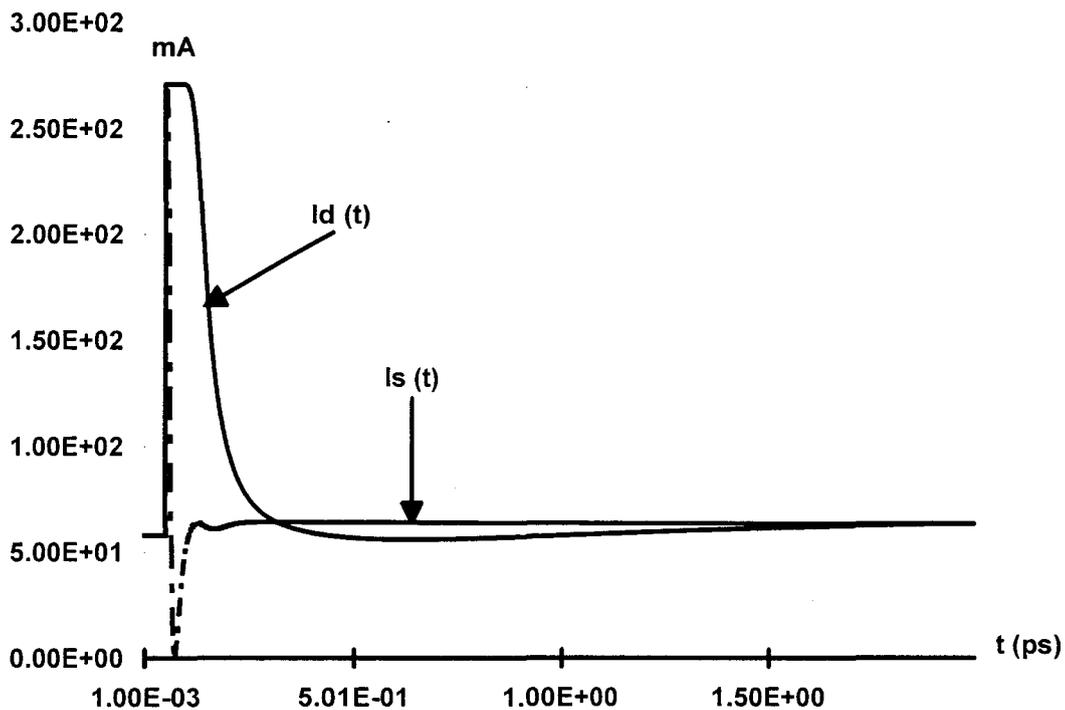


Figure III-19 Réponse temporelle des courants I_d et I_s à un échelon de tension $\Delta V_{ds} = 1,5\text{ V}$ en loi dynamique.

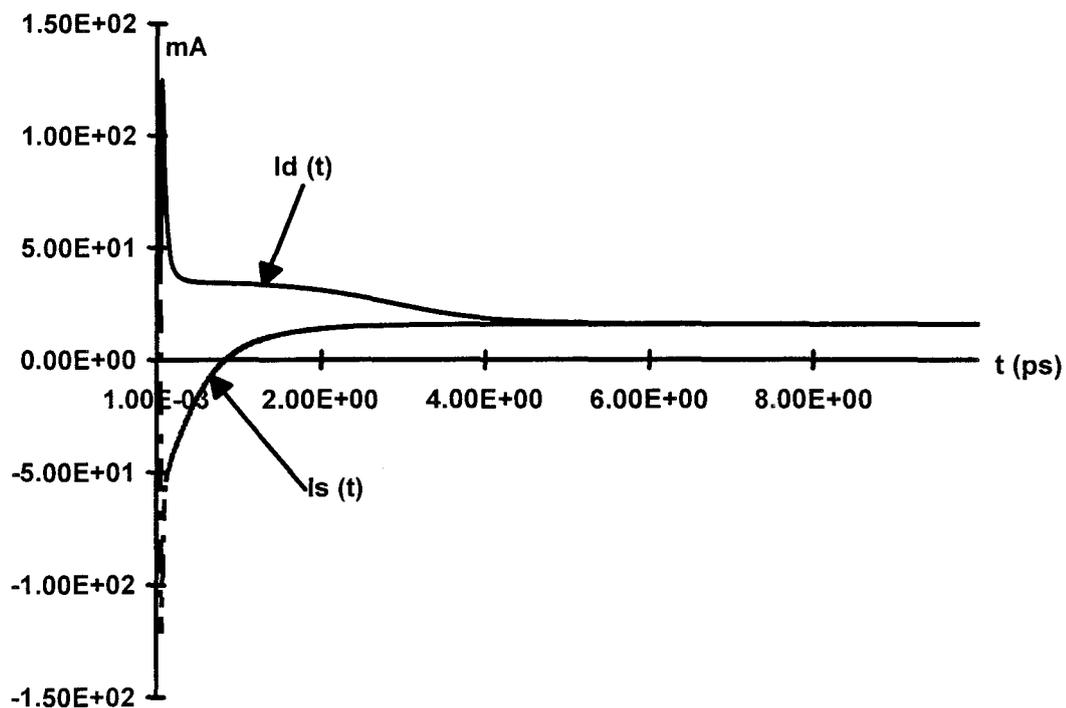


Figure III-20 Réponse temporelle des courants I_d et I_s à un échelon $\Delta V_{gs} = -0.3V$ loi simple.

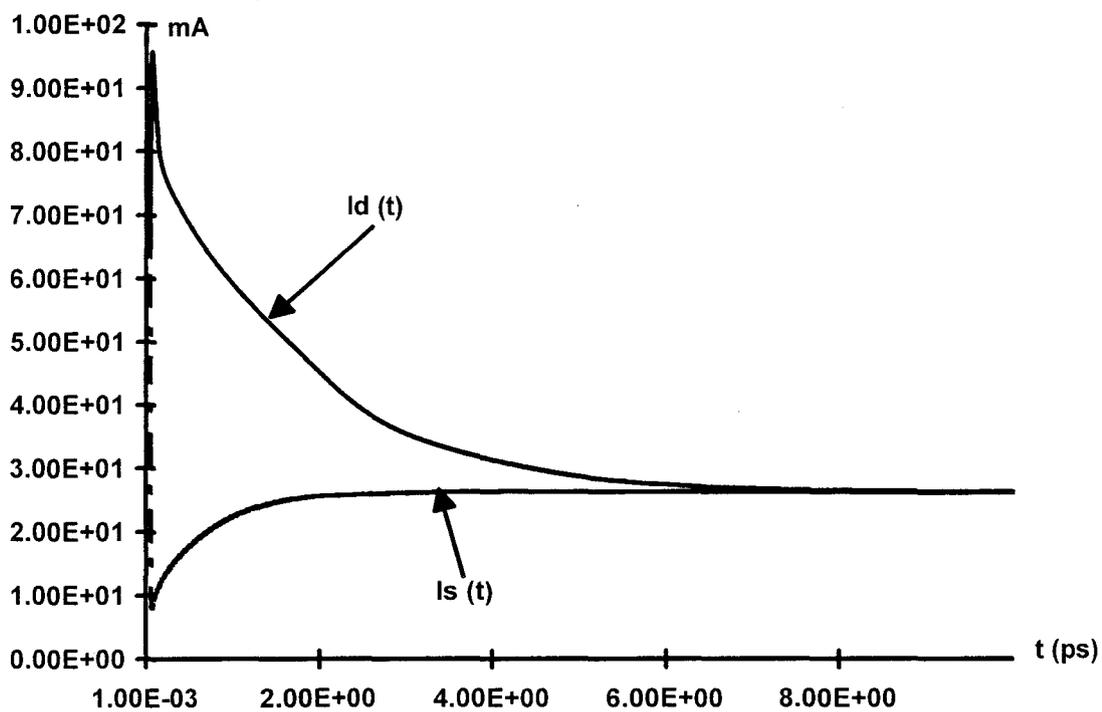


Figure III-21 Réponse temporelle des courants I_d et I_s à un échelon $\Delta V_{gs} = -0.3V$ loi dynamique.

$L_g=0,5\mu\text{m}$, largeur $Z=200\ \mu\text{m}$, 20 % d'aluminium, dopage de la couche GaAlAs $N_d=210^{18}\text{at}/\text{cm}^2$ d'épaisseur $300\ \text{\AA}$. Nous avons effectué des simulations en utilisant les lois de vitesse simple ou non stationnaire suivant l'étude.

III-3-3-1 Analyse Statique.

L'organigramme est le même que celui décrit dans le cas de l'utilisation du MESFET. Nous représentons figure III-17 les résultats de la caractéristique $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$ obtenue. Cette étape est la première dans le processus de comparaison. Nous avons obtenu les mêmes résultats que ceux issus de la simulation par HELENA.

III-3-3-2 Réponse à un échelon de tension V_{ds} et V_{gs} .

Le circuit que nous avons simulé est le même que celui donné dans le paragraphe III-4-1-2. Nous avons effectué la simulation en utilisant les lois de vitesse simple et dynamique.

Pour les lois de vitesse simple et dynamique, nous avons simulé la réponse du transistor soumis à l'excitation temporelle suivante:

$$\begin{aligned} \text{pour } t \leq 0 & \quad V_{ds}=V_{dso} \\ \text{pour } t > 0 & \quad V_{ds}=V_{dso} + \delta V_{ds}. \\ & \quad V_{dso}=0.5\text{V}, \delta V_{ds}=1,5\text{V}, V_{gs}=V_{gso}=0\ \text{V}. \end{aligned}$$

Les résultats de l'évolution des courants drain et source sont ceux de la figure III-18 pour la loi de vitesse simple et figure III-19 pour la dynamique.

Ensuite, nous avons maintenu V_{ds} à 2 V et appliqué l'évolution temporelle suivante:

$$\begin{aligned} \text{pour } t \leq 0 & \quad V_{gs}=V_{gso} \\ \text{pour } t > 0 & \quad V_{gs}=V_{gso} + \delta V_{gs}. \\ & \quad \delta V_{gs}=-0,3\ \text{V}, V_{gso}=0\ \text{V}. \end{aligned}$$

Les résultats de l'évolution des courants drain et courants source sont ceux de la figure III-20 pour la loi simple et figure III-21 pour la loi dynamique.

Le réseau $I_{DS}(V_{ds}, V_{gs})$ étant obtenu lors de la première étape, la simulation effectuée permet de constater qu'en régime permanent, les valeurs des courants I_d et I_s obtenues sont

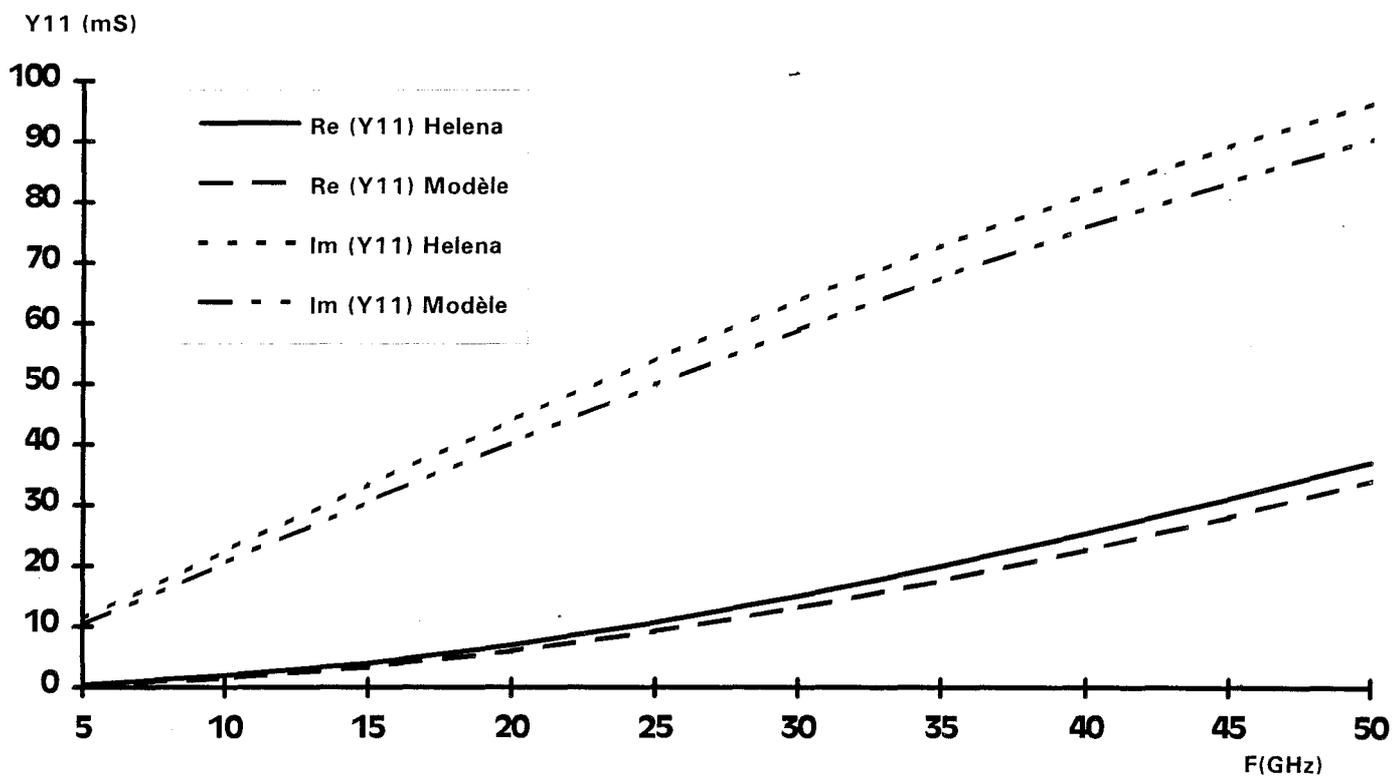


Figure III-22-a Comparaison Y_{11} Helena et Modèle.

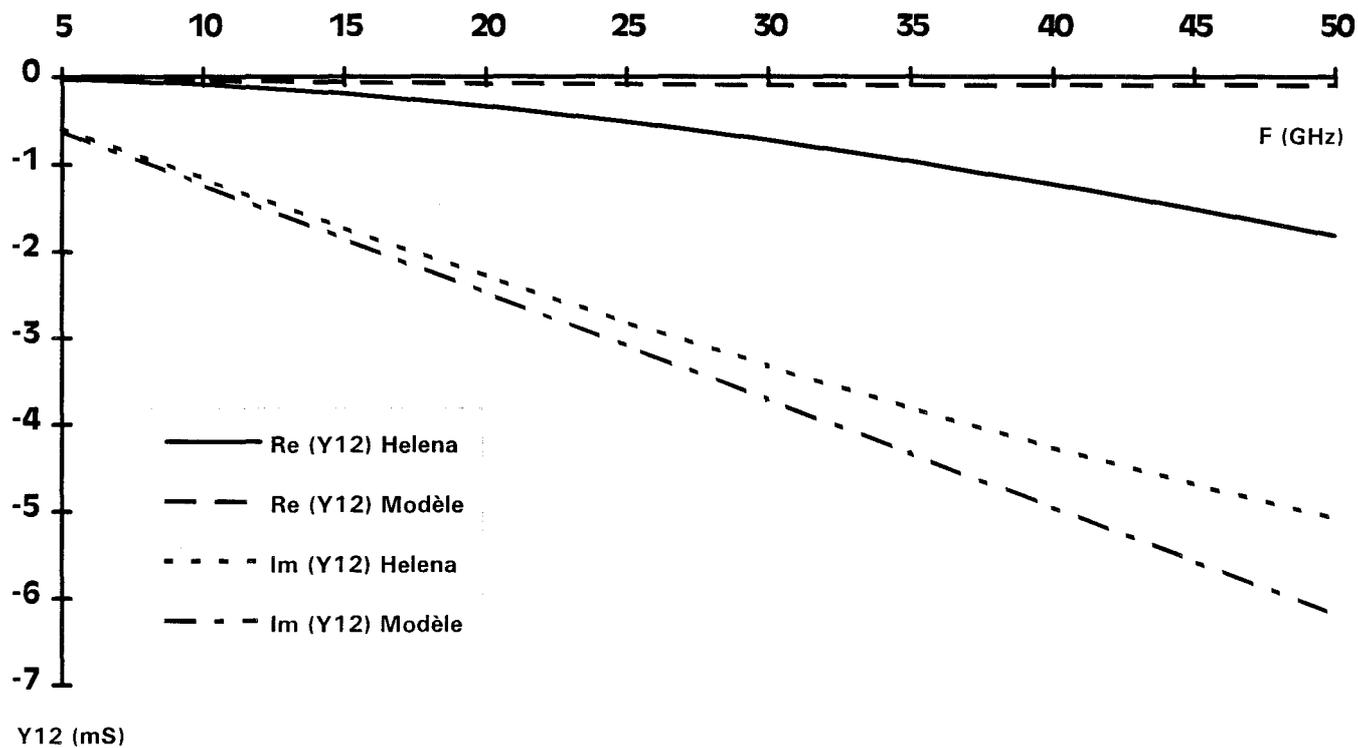


Figure III-22-b Comparaison Y_{12} Helena et Modèle.

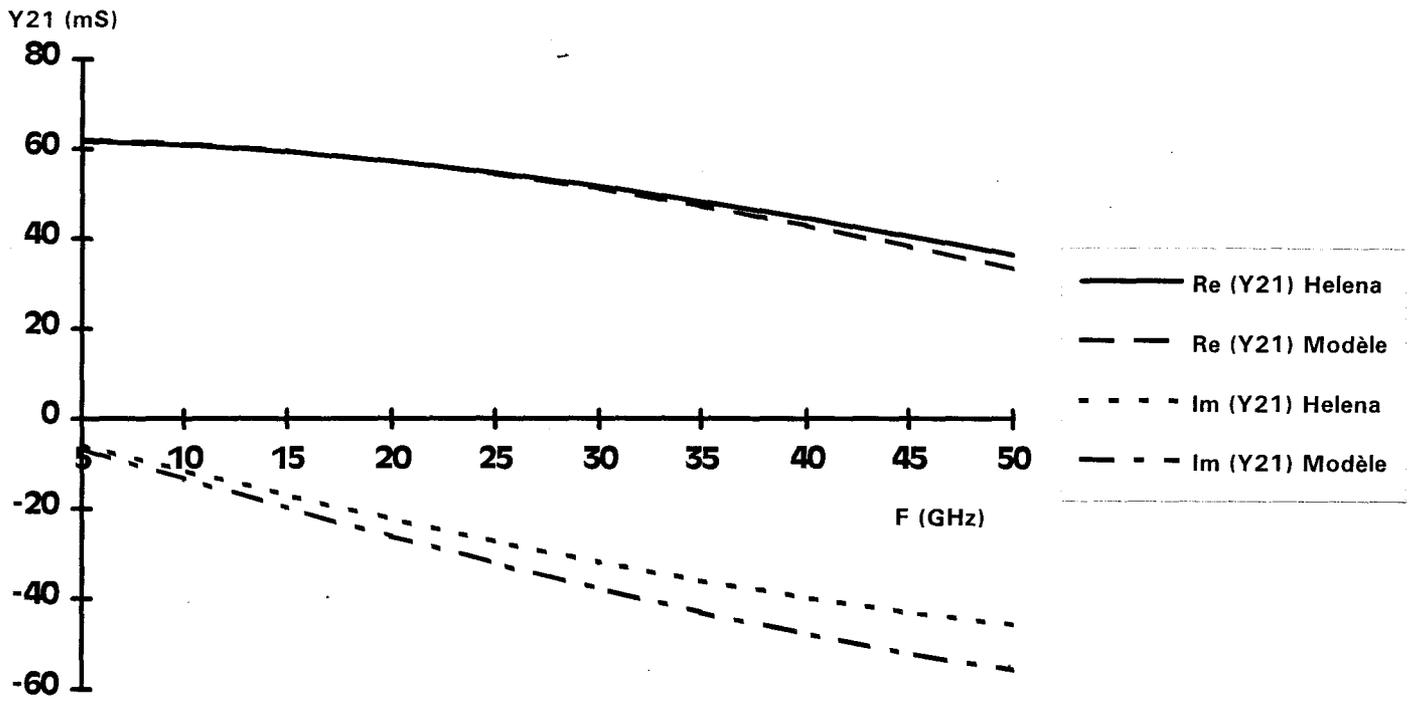


Figure III-22-c Comparaison Y_{21} Helena et Modèle.

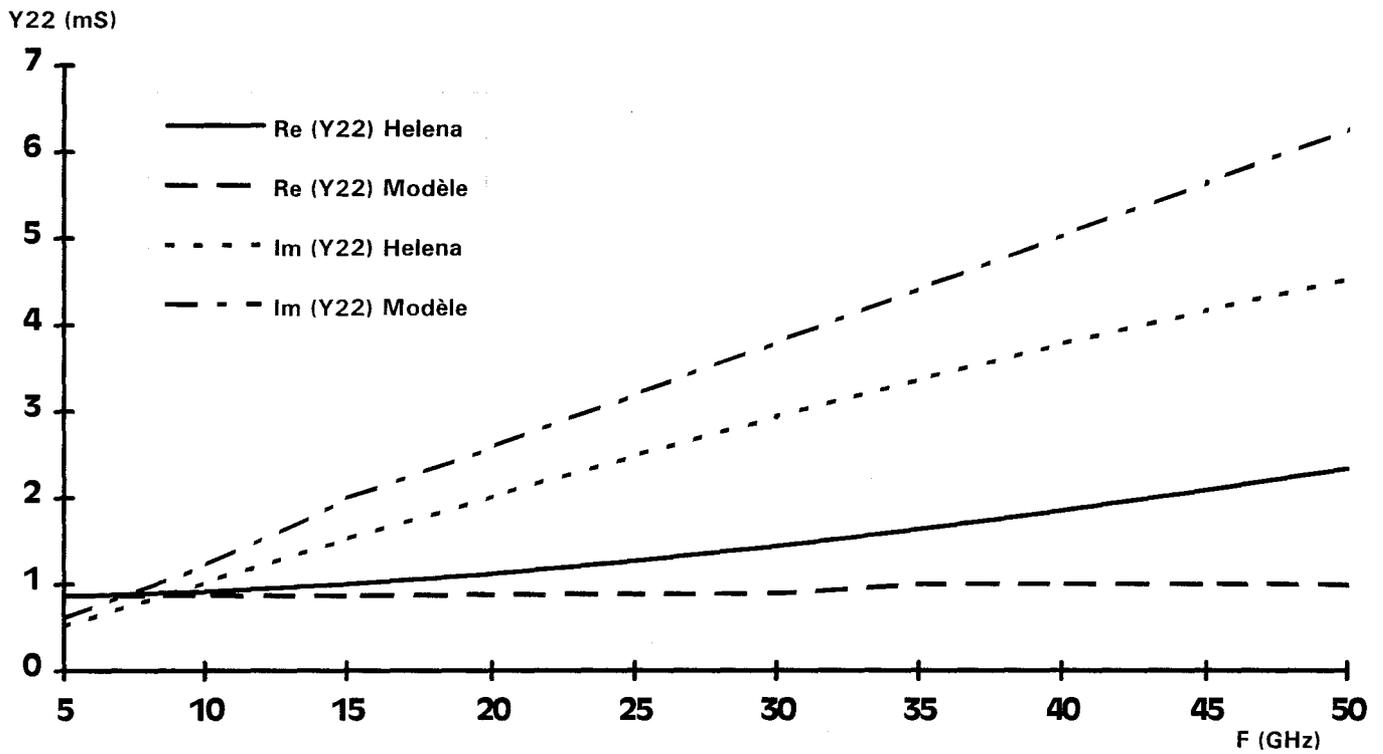


Figure III-22-d Comparaison Y_{22} Helena et Modèle.

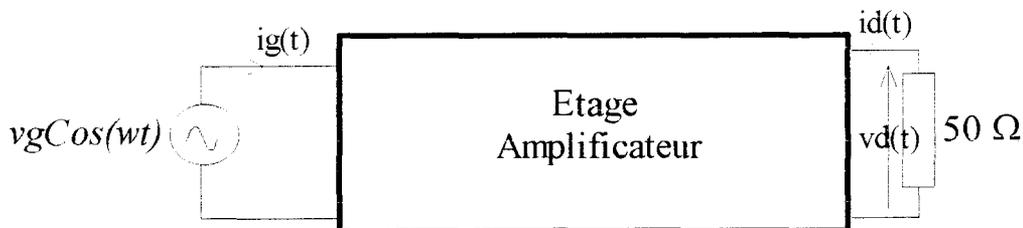
celles attendues. Le modèle développé donne des résultats théoriques satisfaisants en comparaison avec ceux obtenus par HELENA.

III-3-3-3 Analyse petit signal.

Le principe de l'analyse petit signal est celui développé dans le paragraphe III-4-1-3. Nous avons effectué une comparaison entre les paramètres de la matrice $[Y]$ issus du logiciel HELENA donc de la méthode de la ligne active et ceux issus de notre simulation. Les figures III-22 (a, b, c, d) représentent les évolutions des parties réelles et imaginaires en fonction de la fréquence déduites du modèle que nous avons développé d'une part et d'HELENA d'autre part. Nous pouvons constater que le modèle développé donne des résultats comparables à ceux obtenus à partir de la méthode de la ligne active développée dans HELENA. Connaissant les parties réelles et imaginaires des différents paramètres de la matrice $|Y|$, nous pouvons déterminer les éléments du schéma équivalent petit signal pour un point de polarisation. Les relations permettant de calculer les éléments du schéma équivalent petit signal en fonction de la matrice $|Y|$ sont données en annexe III-2.

III-3-3-4 Simulation d'un Amplificateur de Puissance.

Nous avons simulé le montage amplificateur de puissance suivant :



Le fonctionnement de l'amplificateur se situe en classe A. Nous allons décrire le processus conduit pour déterminer le gain en puissance G_p .

Pour déterminer le gain en puissance $G_p = \frac{P_S}{P_E}$ de l'amplificateur, nous avons effectué la procédure suivante:

Partant du point de polarisation V_{dso} et V_{gso} , l'amplificateur est chargé sur une résistance de 50Ω , on applique à l'entrée de l'étage amplificateur le signal hyper fréquence $vgCos(\omega t)$. La sortie doit satisfaire l'équation $vd(t) = -Rid(t)$. L'évolution temporelle

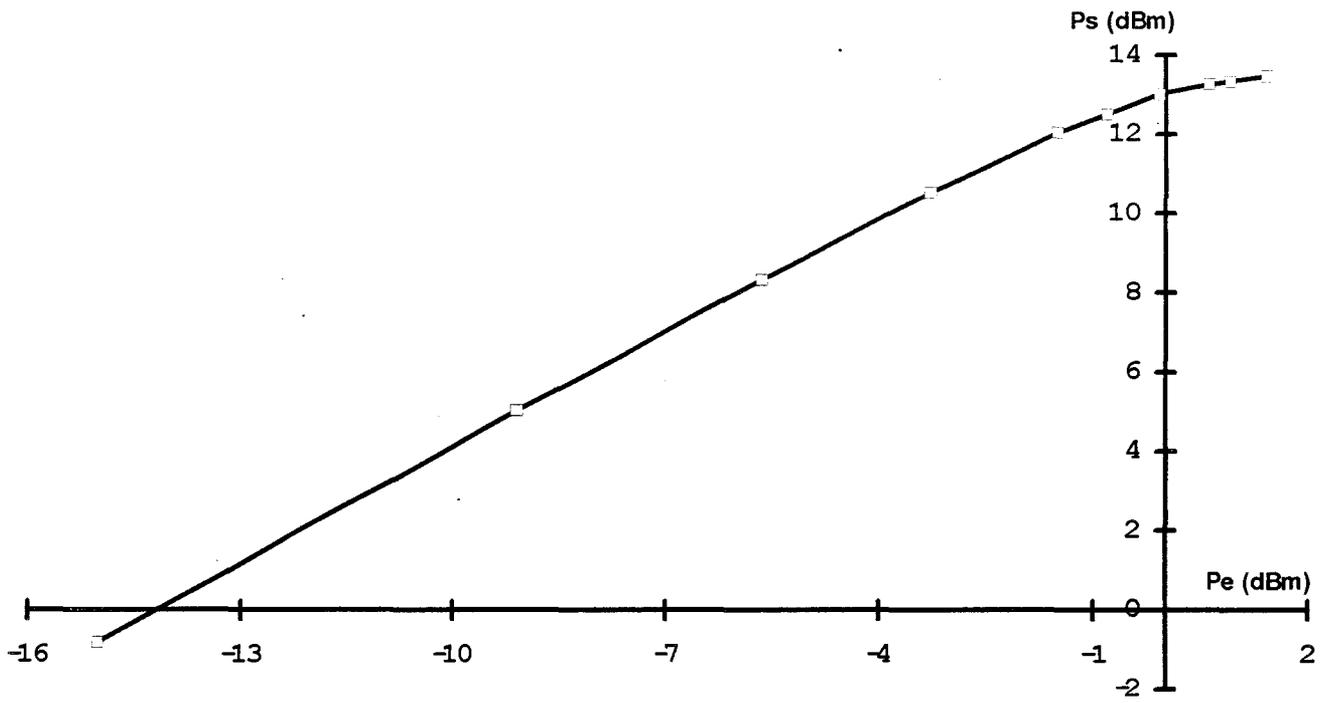


Figure III-23 Courbe de $P_s=f(P_e)$.

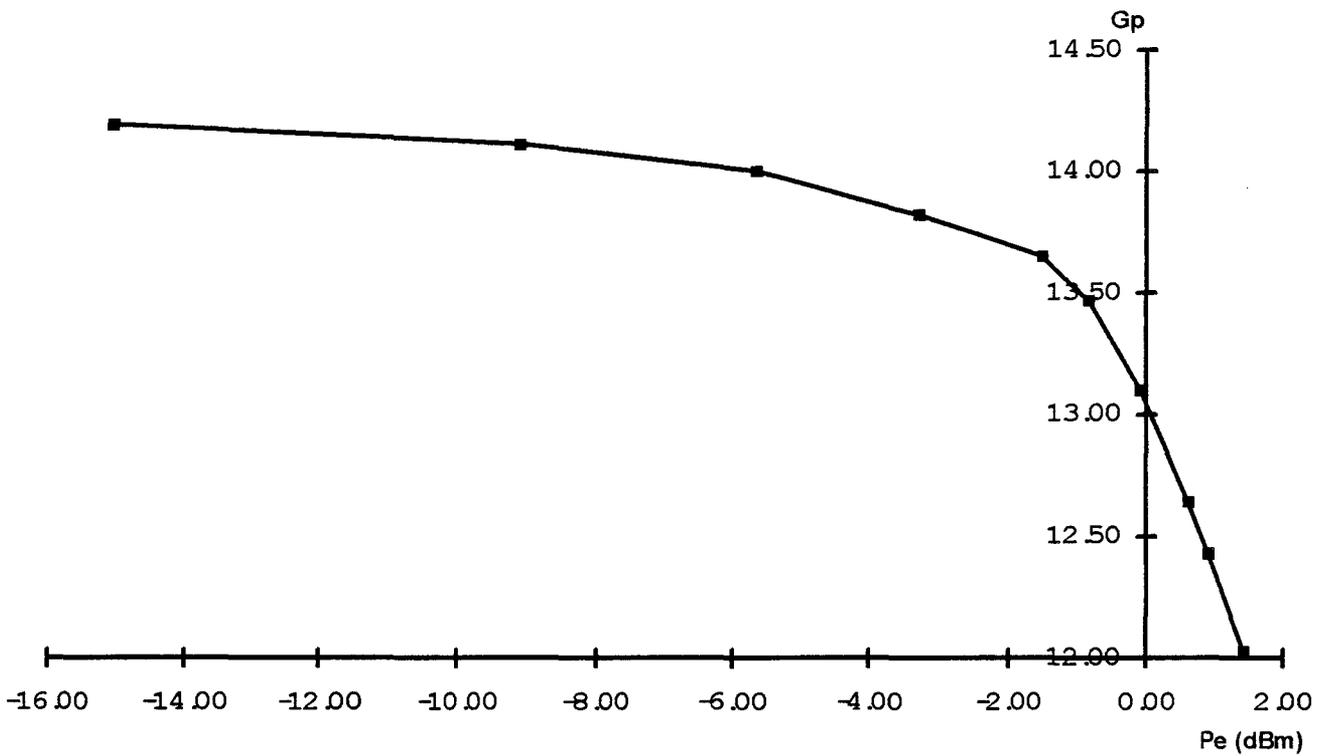


Figure III-23 bis Gain en puissance G_p fonction de P_e .

est ainsi appliquée durant une période du signal. On obtient donc un fichier de valeurs contenant l'évolution temporelle des variables $ig(t)$, $vd(t)$ et $id(t)$. La transformée de FOURIER permet d'écrire les variables tension et courant sous la forme:

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^{+\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

$$i(t) = \frac{c_0}{2} + \sum_{i=1}^{+\infty} c_n \cos(n\omega t) + d_n \sin(n\omega t)$$

avec

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n\omega t) dt, \quad c_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos(n\omega t) dt, \quad d_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin(n\omega t) dt.$$

La puissance instantanée est $p(t) = u(t)i(t)$. La puissance calculée à la fréquence ω est obtenue par

$$P = \frac{a_1 c_1 + b_1 d_1}{2}$$

Cette procédure nous permet d'obtenir P_E et P_S donc le gain en puissance $G_p = \frac{P_S}{P_E}$

pour différentes amplitudes v_g . La courbe de gain obtenue est celle représentée figure **III-23**. Nous avons représenté sur la figure **III-23 bis** l'évolution du Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée. On observe bien les trois zones caractéristiques du gain en puissance d'un amplificateur fonctionnant en classe A à savoir la zone à gain constant, la zone de compression et enfin la zone de saturation. Nous avons aussi représenté figure **III-23-bis** l'évolution du gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée P_e . Après avoir simulé le Gain en puissance, nous allons essayer de déterminer l'IP3.

Détermination de l'IP3.

Le point d'interception d'inter modulation d'ordre 3 (IP3) correspond au point fictif où le prolongement des réponses linéaires en puissances de la porteuse et de la raie d'inter modulation se rejoignent. Pour déterminer ce point, on injecte à l'entrée de l'étage amplificateur le signal hyperfréquence $v_g(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))$. On recueille à la sortie un signal qui a pour pseudo-fréquence $|f_2 - f_1|$. Compte tenu du fait que nous n'avons que les évolutions temporelles des différentes variables d'entrées et de sortie, nous avons procédé de la façon suivante pour déterminer la puissance de sortie de la raie d'inter modulation (à $2\omega_2 - \omega_1$ ou

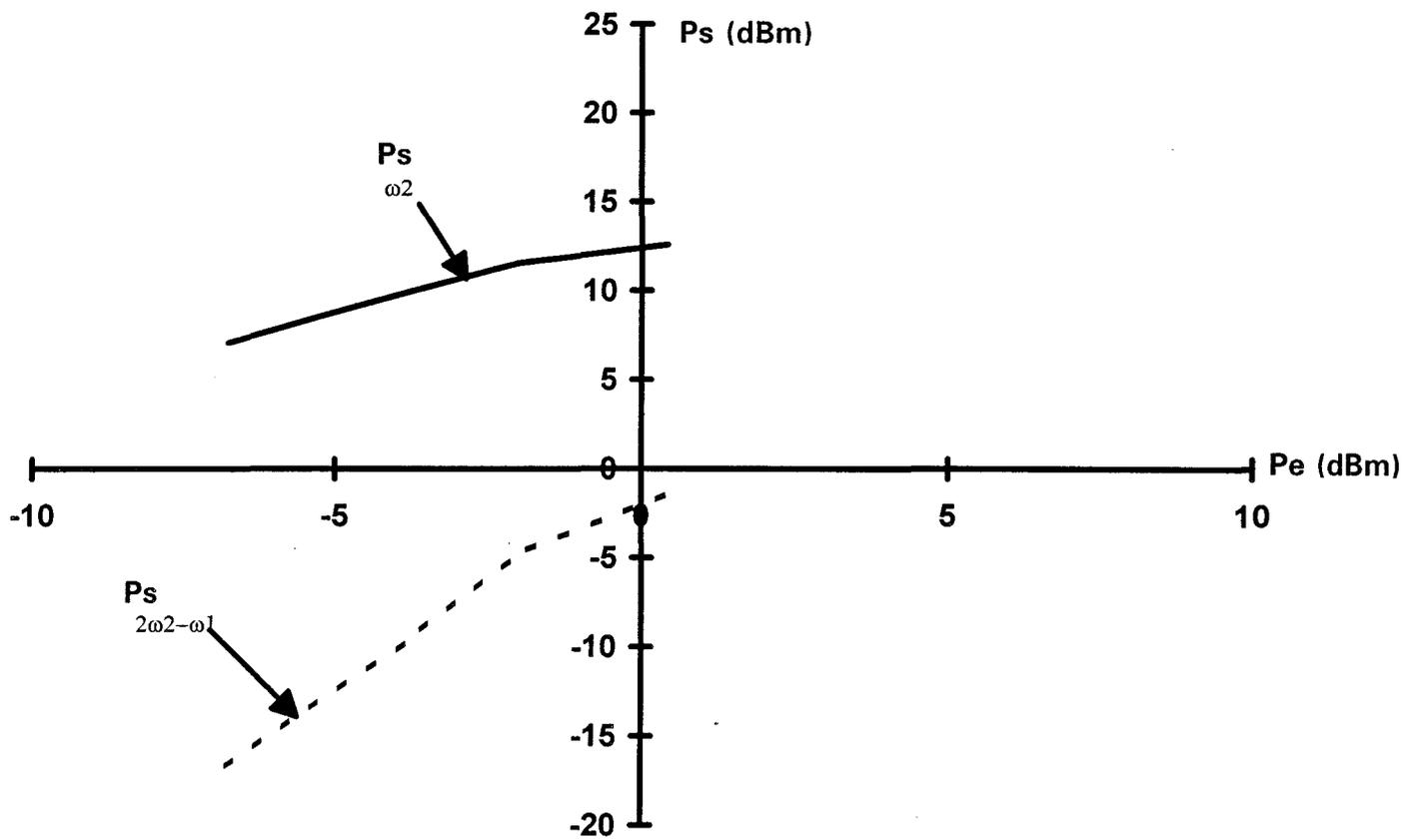


Figure III-24 *Courbes P_s à $2\omega_2$ et P_s à $2\omega_2 - \omega_1$ en fonction de P_e pour déterminer l'IP3.*

$2\omega_1 - \omega_2$): on se fixe la forme de la fonction qui décrit la puissance instantanée et on calcule les coefficients de cette fonction par la méthode des moindres carrés.

Nous avons considéré que la puissance instantanée était de la forme:

$$p = p_0 + a_1 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + b_1 \sin((2\omega_1 - \omega_2)t) + a_2 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) + b_2 \sin((2\omega_2 - \omega_1)t) + a_3 \cos(\omega_1 t) + b_3 \sin(\omega_1 t) + a_4 \cos(\omega_2 t) + b_4 \sin(\omega_2 t) + a_5 \cos((\omega_1 - \omega_2)t) + b_5 \sin((\omega_1 - \omega_2)t) + a_6 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + b_6 \sin((\omega_1 + \omega_2)t) + a_7 \cos(2\omega_1 t) + b_7 \sin(2\omega_1 t) + a_8 \cos(2\omega_2 t) + b_8 \sin(2\omega_2 t) + a_9 \cos(3\omega_1 t) + b_9 \sin(3\omega_1 t) + a_{10} \cos(3\omega_2 t) + b_{10} \sin(3\omega_2 t) + a_{11} \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) + b_{11} \sin((2\omega_1 + \omega_2)t) + a_{12} \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) + b_{12} \sin((2\omega_2 + \omega_1)t).$$

Ce qui suppose qu'à la sortie, nous n'avons que les signaux à $\omega_1 - \omega_2$, ω_1 , ω_2 , $2\omega_1 - \omega_2$, $2\omega_2 - \omega_1$, $2\omega_1$, $2\omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$, $3\omega_1$, $3\omega_2$, $2\omega_1 + \omega_2$, $2\omega_2 + \omega_1$. Cette hypothèse est justifiée dans la mesure où nous avons limité le développement polynomiale du courant drain $I_d(t)$ à l'ordre 3. Par la méthode des moindres carrés, on détermine les différents coefficients p_0 , a_p et b_p . Pour avoir une bonne précision sur les coefficients à déterminer, il faut considérer le nombre de points le plus grand possible en essayant de satisfaire le compromis précision temps de calcul. Pour satisfaire le compromis temps de calculs et précision, il faut considérer un temps de calcul de l'ordre de la demi pseudo période du signal de sortie. A partir des coefficients calculés on détermine

$$P_{2\omega_1 - \omega_2} = \frac{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}}{2}, P_{2\omega_2 - \omega_1} = \frac{\sqrt{a_2^2 + b_2^2}}{2}, P_{\omega_1} = \frac{\sqrt{a_3^2 + b_3^2}}{2}, P_{\omega_2} = \frac{\sqrt{a_4^2 + b_4^2}}{2}.$$

La puissance en dBm s'obtient par $P_{dBm} = 10 \log(P * 1e3)$.

Pour la puissance d'entrée, nous avons considéré l'hypothèse suivante:

si P_E est la puissance absorbée à l'entrée de l'amplificateur quand on applique le signal $v_g \cos(\omega t)$, la puissance absorbée à l'entrée est $2P_E$ quand on applique le signal $v_g (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))$.

En suivant la procédure décrite ci dessus, nous avons obtenu les courbes représentées figure III-24. Le prolongement des réponses linéaires en puissances de la porteuse et de la raie d'inter modulation se rejoignent à la puissance de 8 dBm à l'entrée. Nous avons aussi vérifié les égalités suivantes:

$$P_{2\omega_1 - \omega_2} = P_{2\omega_2 - \omega_1} \text{ d'une part et } P_{\omega_1} = P_{\omega_2} \text{ d'autre part.}$$

Le tableau suivant donne les valeurs des puissances de sortie pour différentes valeurs de l'amplitude v_g du signal d'entrée.

P_e (dBm)	P_{ω_1} (dBm)	P_{ω_2} (dBm)	$P_{2\omega_1-\omega_2}$ (dBm)	$P_{2\omega_2-\omega_1}$ (dBm)
0.43	12.59	12.59	-1.373	-1.384
-2	11.56	11.56	-4.74	-4.64
-3.78	9.97	9.97	-9.52	-9.82
-6.78	7.07	7.07	-16.7	-16.87

III-4 Conclusion.

Dans ce troisième chapitre, après avoir décrit les principales méthodes d'analyses des circuits comportant des éléments non linéaires, et présenté les équations physiques qui décrivent le composant, nous avons grâce à une méthode temporelle simulé la réponse d'un transistor à effet de champ de type MESFET et HEMT soumis à des excitations diverses. Nous avons aussi simulé le gain en puissance et déterminé l'IP3 pour le fonctionnement en amplification classe A. Les résultats des simulations effectuées sont ceux attendus, cependant, il est indispensable de valider les résultats théoriques par une comparaison avec les résultats expérimentaux. L'outil que nous avons mis en oeuvre est simple et facile à utiliser.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] CIRCEC: A Time Doamin Program Analysis for Non-linear Circuits, Thomson Information Service, Paris.
- [2] Pederson, D.O. A historical review of circuit simulation, *IEEE Trans. Circuits Syst.*, 31 (1), 103-111, 1984
- [3] Eesof Inc. Non-linear circuits analysis comes to microwave, *Microwave Journal*, 28, 153-156, August 1985.
- [4] Jastrzebski, A. K. and Sobhy, M. i. Analysis of non-linear microwave circuits using state-space approach, *Proc. IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, Montréal, 1984*, Vol. 2, pp. 1119-1122, IEEE, New York, 1984.
- [5] W. J. Mc Calla, D. O. Peterson, "Elements of computer-aided circuits analysis." *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. CT-18, n° 1, January 1981.
- [6] C. W. HO, A.E. Ruelhi, P.A. Brennan, "The modified nodal approach to network analysis." *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. CAS-22, n° 6, June 1975.
- [7] M.I. Sobhi, S.S. Bedair and M.H. Keriakos, "State-space approach for the analysis of networks conteaining lossy coupled transmission lines in inhomogeneous media." *IEEE Proc.*, Vol. 129, Part G, n° 3, June 1982.
- [8] G.D. Hachtel, R.K. Brayton and F.G. Gustauson, "The spare tableau approach to network analysis and design." *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Vol. CT-18, n° 1, January 1981.
- [9] V. Volterra Theory of fonctionnal and of integral and integro-differential equations. *Dover, New-York, 1959.*
- [10] N. Wiener, Response of a non-linear device to noise. *M.I.T. Radiation Lab., Rep. V-165, April 1942.*
- [11] Loembe A. *Linéarisation des Amplificateurs de Puissance à Transistor à Effet de Champ GaAs en Hyperfréquences.* ENST, Paris 1986.
- [12] Gelb, A. and Vander Velde, W.E. *multiple-input Describing Functions and Non-linear System Design*, McGraw-Hill, New-York, 1968
- [13] A.R. Kerr, "A Technique for determining the local oscillator waveform in a microwave mixer." *IEEE Trans. on MTT*, Vol. MTT-23, n° 9, September 1975.
- [14] HENRI HAPPY. "HELENA: un Logiciel Convivial de Simulation des Composants à Effet de Champ". *Thèse de Doctorat, Lille 1992.*

CONCLUSION GENERALE.

L'utilisation d'un modèle quasi-bidimensionnel pour la simulation de transistors à effet de champ de type MESFET et HEMT a été au centre de ce travail. Le logiciel HELENA étant limité à une étude en régime de fonctionnement linéaire des composants à effet de champ dans sa version originale, l'objectif de notre travail était d'effectuer une modélisation non linéaire.

Les techniques de modélisation de composants non linéaires peuvent être divisées en deux groupes (expérimentales et théoriques).

Dans le premier chapitre, nous avons mis en pratique l'approche qui consiste à décrire les variations des éléments du schéma équivalent en fonction des sources de tensions vds et vgs par des expressions mathématiques. Le laboratoire possédant une bonne expérience en modélisation quasi-bidimensionnelle, elle s'est traduite par la conception et la réalisation du logiciel HELENA. Pour optimiser les expressions mathématiques, nous avons donc utilisé les fichiers de valeurs fournies par la simulation du composant par HELENA. Nous avons étudié les principales non linéarités du schéma équivalent qui sont les sources de courants Ids, Igs, Igd et les capacités Cgs et Cgd. Nous avons introduit dans le logiciel HELENA les modèles de courants Ids proposés par Curtice, Materka, Tajima et Angelov car elle est la principale source de non linéarité du transistor. S'il est facile d'obtenir des modèles qui traduisent bien les évolutions des courants, il n'est pas facile de définir un modèle exact des capacités à cause des évolutions de celles-ci en zone résistive. Malgré cette difficulté, nous avons relevé et analysé plusieurs expressions proposées par la littérature. La conclusion est que les modèles qui décrivent les capacités doivent être fonctions des tensions vds et vgs et surtout être capables de bien décrire les variations de celles-ci dans les zone résistive de la caractéristique $I_{ds}=f(V_{ds}, V_{gs})$.

Dans le second chapitre, nous avons présenté le logiciel dans sa forme commercialisée par Artech House. Par rapport à la version originale, nous avons effectué des modifications qui ont eu pour finalité d'augmenter la convivialité du logiciel d'une part, et d'introduire les modèles non linéaires proposées par Curtice, Materka, Tajima et Angelov d'autre part. Dans sa forme actuelle, le logiciel peut donc servir de bases de données pour une modélisation non linéaire du courants Ids.

Enfin, dans le troisième et dernier chapitre, nous avons essayé de mettre en oeuvre une méthode temporelle de modélisation non linéaire. Pour ce fait, le composant est décrit par les équations des semi-conducteurs. Ces équations sont résolues en utilisant l'approximation quasi-

bidimensionnelle. Avant de simuler le comportement non linéaire, nous avons simulé les réponses du composant soumis à des excitations externes de forme continue et en régime petit signal. Pour l'analyse continue, nous avons simulé la réponse du composant soumis à un échelon de tension vds et vgs, et un circuit interrupteur. Les résultats obtenus sont satisfaisants dans la mesure où en régime permanent, les valeurs obtenues en courants sont celles attendues. Pour l'analyse petit signal, nous avons comparé l'évolution en fonction de la fréquence des paramètres de la matrice [Y] obtenus par la méthode de la ligne active utilisée dans HELENA et celle obtenue à partir de la méthode que nous avons développée. Les résultats obtenus sont satisfaisants. Pour l'étude de la non linéarité, nous avons simulé un amplificateur en régime de fonctionnement classe A. La courbe traduisant l'évolution $P_S=f(P_E)$ permet de mettre en évidence la saturation de puissance qui est une des conséquences de la non linéarité du composant. L'étude temporelle nous a aussi permis de simuler le point d'inter modulation d'ordre 3.

Ces travaux n'étant que le début de la modélisation non linéaire, les perspectives sont les suivantes:

- Valider la modélisation non linéaire par la méthode temporelle mise en oeuvre par des comparaisons théorie expérience malgré les résultats théoriques satisfaisants.

- Développer et introduire dans HELENA des modèles mathématiques simples et précis pour les capacités Cgs et Cgd. Comme pour les modèles de courant, ceux des capacités doivent être fonctions des tensions vds et vgs.

- Augmenter le type de composants qui peuvent être simulés dans HELENA, pour cela, l'utilisateur doit simuler un composant dont il a lui même défini la structure de couches.

- Les versions futures devront tenir compte des courants de fuite de grille et de la modélisation non linéaire des sources de bruit.

- Pour la modélisation non linéaire par la méthode temporelle, il faudra ne plus négliger les variations temporelles des dérivées des équations de conservation de moment et de l'énergie dans les développements futurs.

[1] : HELENA: HEMT Electrical Properties and Noise Analysis. Software and User's Manual by Henri Happy and Alain Cappy. *Artech House Publishers*.

[2] HENRI HAPPY. "HELENA: un Logiciel Convivial de Simulation des Composants à Effet de Champ". *Thèse de Doctorat, Lille 1992*.

ANNEXE 1.

Les premières expressions analytiques pour décrire la source de courant I_{ds} sont inspirées de l'article de Shockley [3] . S. M. Sze [46] proposait l'expression phénoménologique suivante pour décrire la zone de saturation d'un JFET :

$$I_{ds} = I_p \left(1 + \frac{(V_{gs} + V_{bi})}{V_p} \right)^N \quad \text{avec } V_p \text{ tension de pincement, } I_p \text{ "courant de pincement", } N \text{ variant entre 2 et 2.25. Dans le cas où } N=2, \text{ cette expression peut se mettre sous la forme suivante :}$$

$$I_{ds} = I_p \left(1 + \frac{(V_{gs} + V_{bi})}{V_p} \right)^2 = \beta (V_{gs} + V_t)^2.$$

R. B. Fair [47] a utilisé une expression également valable que dans la zone de saturation, il a proposé

$$I_{ds} = I_p \left(1 - \sqrt{\frac{|V_{gs} + V_{bi}|}{V_p}} \right) \quad \text{pour décrire la source de courant.}$$

Dans le logiciel Spice2, les expressions proposées par Schichman et Hodges [34] sont les suivantes:

Dans la zone ohmique $I_{ds} = \beta [V_{ds}(2(V_{gs} - V_p) - V_{ds}) (1 + \lambda V_{ds})]$,

dans la zone saturée $I_{ds} = \beta (V_{gs} - V_p)^2 (1 + \lambda V_{ds})$.

L'utilisation de la fonction tangente hyperbolique s'est avéré par la suite très efficace pour décrire les régions de saturation. C'est pourquoi Taki [35] et Curtice [36] ont proposé l'expression suivante

$$I_{ds}(t) = \beta (V_{gs} - V_p)^2 (1 + \lambda V_{ds}) (\tanh \alpha V_{ds}(t)).$$

α , β , et λ sont les constantes à déterminer. V_p étant la tension de pincement du composant.

W. R. Curtice et Ettenberg [33] ont modifié l'expression ce dessus en utilisant une fonction cubique. Ils ont proposé

$$I_{ds}(t) = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) (\tanh \alpha V_{ds}(t)) \quad \text{avec}$$

$V_1 = V_{gs}(t-\tau)[1 + \beta(V_{dso} - V_{ds}(t))]$ où les coefficients à déterminer sont

$$A_0, A_1, A_2, A_3, \beta, \alpha, V_{dso}.$$

Remarquons que dans les expressions proposées par Van Tuyj et al, le paramètre α est utilisé pour permettre une bonne modélisation de la zone de saturation. Dans le logiciel Spice, H STATZ et al [36] ont utilisé l'expression phénoménologique suivante :

$$I_{ds}(t) = \frac{\beta(v_{gs} - V_t)^2}{1 - b(v_{gs} - V_t)} \left[1 - \left(1 - \frac{\alpha v_{ds}}{3}\right)^3 \right] (1 + \lambda v_{ds}) \quad \text{pour } 0 < v_{ds} < \frac{3}{\alpha}$$

$$I_{ds}(t) = \frac{\beta(v_{gs} - V_t)^2}{1 - b(v_{gs} - V_t)} (1 + \lambda v_{ds}) \quad \text{pour } v_{ds} \geq \frac{3}{\alpha}$$

avec $v_{gs} = v_{gs}(t-\tau)$, $v_{ds} = v_{ds}(t)$. β , b , λ , et α , sont des coefficients à déterminer.

Pour estimer le comportement de multiplication d'un transistor, A Gopinath et J.B Rankin [37] ont appliqué l'expression ci dessous

$$I_{ds}(t) = \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p}\right)^2 \left(I_{dss} + \frac{v_{ds}}{R_{do}}\right) \quad \text{pour } v_{ds} > V_{tam}$$

$$I_{ds}(t) = \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p}\right)^2 \left\{ I_{dss} + \frac{v_{ds}}{R_{do}} - I_{dss} \left(\frac{V_{tam} - v_{ds}}{V_{tam}}\right)^3 \right\} \quad \text{pour } v_{ds} < V_{tam}$$

$$\text{avec } I_{dt} = \left(I_{dss} + \frac{V_{dt}}{R_{do}}\right)$$

$$V_{od} = \frac{\left(1 - \frac{v_{gs}}{V_p}\right)^2 v_{dt}^2}{2(I_{dss} R_{do} + V_{dt})}$$

$$V_{tam} = V_{od} \left[1 + \left(1 + \frac{2R_{do} + I_{dss}}{V_{oo}}\right)^{0.5} \right]$$

où I_{dss} , R_{do} , V_p et V_{dt} sont les paramètres à déterminer.

V.D Hwang et T Itoh [38] ont développé une expression analytique pour les TEC à grille courte. Ils ont proposé les expressions suivantes

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \tanh \left(\frac{cV_{ds}}{V_{gs} - V_p} \right) \text{ pour } V_{ds} < V_{sat}$$

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \tanh \left(\frac{cV_{ds}}{V_{gs} - V_p} \right) - \frac{V_{ds} \cdot g_0}{(V_s - V_{gs}) \cdot g} \text{ pour } V_{ds} \geq V_{sat}.$$

avec $V_p = V_{p0} + \gamma V_{gs}$, $V_{gs} = V_{gs}(t - \tau)$, $V_{ds} = V_{ds}(t)$, $I_{ds} = I_{ds}(t)$.

Huit paramètres: I_{dss} , τ , g_0 , V_{p0} , γ , V_s , V_{sat} et g sont à déterminer à partir des mesures statiques du courant drain source.

V.D Hwang et T Itoh se sont en effet inspiré du modèle de Materka [39] qui dans son article définit l'évolution du courant I_{ds} par l'expression phénoménologique suivante :

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \tanh \left(\frac{cV_{ds}}{V_{gs} - V_p} \right)$$

avec $V_p = V_{p0} + \gamma V_{gs}$.

Dans le modèle proposé par Materka, seuls quatre paramètres sont à déterminer à savoir I_{dss} , c , V_{p0} , et γ .

Tajima [40] par contre a proposé l'expression suivante :

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

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

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

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

$$V_p = V_{p0} + pV_{ds} + V\phi$$

$$V'_{gs} = V_{gs} - V\phi$$

Dans ces différentes expressions, $V_{gs}=V_{gs}(t-\tau)$ et $V_{ds}=V_{ds}(t)$. En plus de tous ces modèles, nous ne pouvons pas citer Angelov [41] qui dans la définition d'un modèle non linéaire valable pour les MESFET et les HEMT propose les expressions suivantes :

$$I_{ds}=I_{pk}(1+\tanh \Psi)(1+\lambda V_{ds})\tanh(\alpha V_{ds})$$

avec $\Psi = \sum_{i=1}^n P_i (V_{gs} - V_{pk})^i$.

Kazuo quant à lui a utilisé les expressions suivantes pour décrire les caractéristiques $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ d'un modèle de HEMT en régime grand signal.

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_0 e^{V_g} [\delta(V_g + V_{g1})V_{ds} + \tanh(\lambda V_{ds})]$$

avec

$$V_g = 1 + \alpha \tan^{-1} \beta (V_{gs} + V_{g0})$$

Les coefficients à optimiser étant I_0 , δ , V_{g1} , λ , α , β et V_{g0} .

ANNEXE III-1.

Considérons un système dont la relation sortie entrée est définie par la relation suivante:

$$y_{ni}(t) = a_0 x(t) + a_1 x(t)^2 \text{ avec } a_0 > 0.$$

Appliquons à l'entrée le signal $x(t) = E \cos(\omega t)$. La fonction de description est représentée par la relation entrée sortie suivante:

$$y_l = \beta x(t).$$

Calculons la valeur de β pour minimiser l'erreur quadratique moyenne.

$$\overline{e^2(t)} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} \{y_l(t) - y_{ni}(t)\}^2 dt.$$

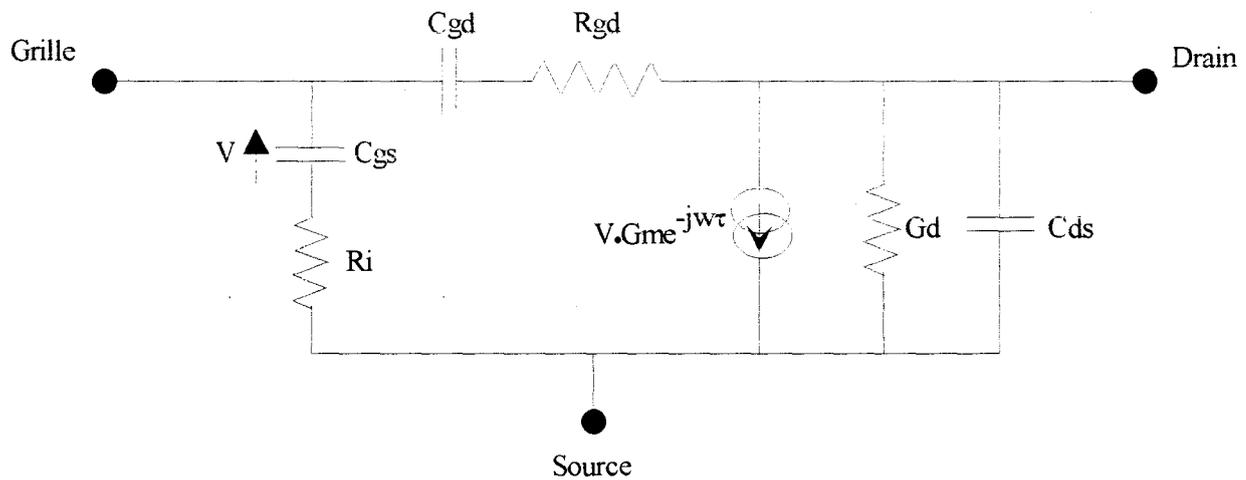
Nous devons donc calculer $\frac{\delta \overline{e^2(t)}}{\delta \beta} = 0$. Ce qui entraîne que

$$\int_{t_0}^{T+t_0} \{y_l(t) - y_{ni}(t)\} x(t) dt = 0$$

$$\text{d'où } \beta = a_0 + \frac{3}{4} a_1 E^2.$$

ANNEXE III-2.

Considérons le schéma équivalent représenté ci dessous



Le calcul de la matrice $[Y]$ de ce schéma équivalent permet d'établir les relations suivantes :

$$Y_{11} = \frac{\omega^2 R_i C_{gs}^2}{C} + \frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{C} + \frac{C_{gd}}{D} \right)$$

$$Y_{12} = -\frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2 + j\omega C_{gd}}{D}$$

$$Y_{21} = -\frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2 + j\omega C_{gd}}{D} \left[1 - \frac{G_m \exp(-j\omega\tau)(1 - j\omega R_i C_{gs})}{C} \right]$$

$$Y_{22} = G_d + \frac{\omega^2 R_{gd} C_{gd}^2}{D} + j\omega \left(C_{ds} + \frac{C_{gd}}{D} \right)$$

$$\text{Avec} \quad C = 1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2 \quad \text{et} \quad D = 1 + \omega^2 R_{gd}^2 C_{gd}^2.$$

Les différents éléments du schéma équivalent électrique petit signal sont déduits à partir des expressions suivantes:

$$C_{gd} = -\frac{\text{Im}(Y_{12}) \left[1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]}{\omega}$$

$$R_{gd} = \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12}) C_{gd} \omega}$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11} + Y_{12}) \left[1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{11} + Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11} + Y_{12})} \right)^2 \right]}{\omega}$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11} + Y_{12})}{\omega C_{gs} \text{Im}(Y_{11} + Y_{12})}$$

$$G_d = \text{Re}(Y_{22} + Y_{12})$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{22} + Y_{12})}{\omega}$$

$$G_m = \text{module} \left[\frac{\left[1 - \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right] C}{1 - j\omega R_i C_{gs}} \right]$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \arg \left[\frac{\left[1 - \frac{Y_{21}}{Y_{12}} \right] C}{1 - j\omega R_i C_{gs}} \right]$$

La conception des circuits MMICs nécessite la modélisation des éléments actifs et passifs. Si les propriétés des éléments passifs sont en général connues avec une bonne précision, il n'est pas de même pour les éléments actifs et particulièrement des transistors.

Au laboratoire, des travaux antérieurs ont permis le développement du logiciel de simulation nommé HELENA pour "Hemt ELEctrical properties and Noise Analysis". HELENA dans sa version originale se limitait à l'étude du composant en régime de fonctionnement linéaire. Or les transistors travaillent également en régime de fonctionnement non linéaire.

L'objectif de ce travail consiste à étudier la modélisation non linéaire des MESFET et des HEMT en utilisant un modèle quasi-bidimensionnel. Les méthodes de modélisation de composants non linéaire pouvant être expérimentales et théoriques, nous avons essayé d'utiliser ces deux approches. Pour atteindre cet objectif, nous avons organisé le mémoire en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation statique, petit signal et non linéaire des MESFET et des HEMT. Pour l'étude non linéaire, nous avons modélisé les variations des éléments du schéma équivalent non linéaire en fonction des tensions vds et vgs par des expressions mathématiques empiriques.

Le second chapitre présente le logiciel dans sa version commercialisée par la société Artech House. Dans cette version, nous avons introduit des modèles non linéaires des caractéristiques statiques courant tension.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation temporelle des MESFET et des HEMT. Après avoir décrit les méthodes théoriques de modélisation de composants non linéaire, nous avons présenté les équations physiques qui décrivent le composant. Ces équations sont résolues en utilisant l'approximation quasi-bidimensionnelle. Pour l'analyse non linéaire, nous avons simulé un amplificateur en régime de fonctionnement classe A et déterminé son point de compression et d'inter modulation d'ordre 3, les résultats théoriques obtenus sont satisfaisants.

The MMICs circuits design requires the modeling of active and passive devices. If the properties of passive elements are usually known with a good accuracy, it is much difficult for active devices in particular the field effect transistors.

In our group, a simulation software were developed called HELENA for "Hemt ELEctrical properties and Noise Analysis". At the beginning, linear operation was studied in HELENA, however, the transistors are working in non linear operation as well.

The objective of this work is to study the non linear operation of MESFET and HEMT using the quasi-two-dimensional approach. The methods to modeling devices can be experimental or theoretical. We tried to use those two approaches. We organized the manuscript in three chapters.

The first chapter is about static, small signal and non linear modeling of MESFET and HEMT. For the non linear operation, we modelled the variations of equivalent circuit elements as functions of vds and vgs by empiric mathematics expressions.

The second chapter presents the commercial version of the software.

The third chapter concerns the temporal modeling of MESFET and HEMT. After describing theoretical methods to model non linear devices, the physics equations were presented. Those equations are solved using the quasi-two-dimensional approach. For non linear analysis, we simulate an amplifier working in class A and determine the compression and third order inter modulation points. The theoretical results are satisfying.

MOTS CLES:

TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP SIMULATION

QUASI-BIDIMENSIONNEL

MODELISATION NON-LINEAIRE

