N° d'ordre 1750

Année 1975

THÈSE

présentée

devant l'UNIVERSITÉ PAUL SABATIER DE TOULOUSE (Sciences)

pour obtenir

le titre de Docteur de Spécialité (3e cycle)
Electrotechnique, Electronique, Automatique
Option : Matériaux et Composants actifs

par

José Luis MORENZA-GIL

LE TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP A CANAL VERTICAL ENTIÈREMENT DIFFUSÉ

Soutenue le 4 juillet 1975 devant la Commission d'Examen :

MM. G. REY	Président
Ph. LETURCQ	Examinateurs
R. CASTAGNÉ	
J. M. CODINA	
B. FUMÉE	
D. ESTÈVE	

AVANT PROPOS

Le travail que je présente dans ce mémoire a été effectué dans le cadre de la Division "Composants Electroniques" du LABORATOIRE D'AUTOMATIQUE ET D'ANALYSE DES SYSTEMES du Centre National de la Recherche Scientifique de Toulouse, et grâce à une bourse du Gouvernement Français.

Monsieur le Professeur J. LAGASSE, Directeur du Laboratoire, a bien voulu m'y accueillir. Je lui exprime ma reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée.

Je remercie Monsieur le Professeur G. REY de l'Université Paul Sabatier de Toulouse pour l'honneur qu'il a bien voulu m'accorder en acceptant la présidence de la Commission d'Examen.

Je suis très honoré de la présence dans la Commission d'Examen de :

- Monsieur le Professeur Ph. LETURCQ de l'Université Paul Sabatier de Toulouse,
- Monsieur le Professeur R. CASTAGNE de l'Université Paris-Sud,
- Monsieur le Professeur J.M. CODINA de l'Université de Barcelone,
- Monsieur B. FUMEE, Ingénieur à la Radiotechnique-Compelec de Caen.

Je les remercie très sincèrement pour les conseils qu'ils m'ont donnés.

Monsieur D. ESTEVE, Maître de Recherche au C.N.R.S. et Responsable de la Division "Composants Electroniques" a dirigé mes recherches. Ses conseils et son expérience m'ont aidé grandement à pénétrer dans le monde des dispositifs à semiconducteurs. Je lui rends, très sincèrement, le témoignage de ma gratitude.

Madame J. CHEVALIER de la "Centrale de Technologie" s'est chargée de la réalisation des dispositifs. Je la remercie pour son dévouement et sa sympathie.

Pour la réalisation du programme de calcul, j'ai reçu la collaboration de Monsieur Ph. SPIESSER, Ingénieur du Service "Informatique et Simulation". Je le remercie pour l'aide qu'il m'a apportée.

Je tiens aussi à remercier Mademoiselle N. SUBERCAZE et le Service "Documentation-Publications" qui ont assuré la réalisation matérielle de ce mémoire.

Enfin, je n'oublie pas l'aide que m'ont apportée tous ceux qui, avec leur amitié, leur sympathie, ou leur conseil, ont permis de mener à bien ce travail.

ooOoo

SIGNIFICATION DES SYMBOLES UTILISÉS DANS LE TEXTE

A, A_1, A_2	Constantes
a	Largeur du canal
B V_{CEO}	Tension de claquage collecteur-émetteur d'un transistor bipolaire ($I_G = 0$)
B V_{DG}	Tension de claquage drain-grille
B V_{DSS}	Tension de claquage drain-source lorsque $V_{GS} = 0$
B V_{GSS}	Tension de claquage grille-source lorsque $V_{DS} = 0$
b	Largeur du canal de conduction
C	Concentration d'impuretés
C_G	Capacité totale de la jonction de grille
C_{SN^+}	Concentration d'impuretés en surface dans la région N^+
C_{SP}	Concentration d'impuretés en surface dans la région P
D	Drain
DOP	Valeur normalisée de la concentration d'impuretés
E	Module du champ électrique
E_X	Composante suivant l'axe du canal du champ électrique
f_{lim}	Fréquence limite pour laquelle le gain en puissance vaut 1
f_T	Fréquence de transition d'un transistor bipolaire
G	Grille
G_1, G_2	Parties intérieure et extérieure de la grille de la structure annulaire
G_P	Gain en puissance
$g_{DS_{on}}$	Conductance drain-source à $V_{DS} = 0$
g_m	Transconductance

I_o	Courant inverse de saturation d'une jonction P - N
I_D	Courant de drain
I_G	Courant de grille
I_S	Courant de source
j_x	Composante suivant l'axe du canal de la densité de courant
j_n	Densité de courant d'électrons
j_p	Densité de courant de trous
k	Constante de Boltzmann
k	Inverse de la dimension transversale z du canal
L	Longueur du canal
M_N	Largeur de la fenêtre de la diffusion N de prise de contact de source
M_P	Largeur du masque de la diffusion P de grille
N_A	Concentration d'impuretés accepteurs
N_D	Concentration d'impuretés donatrices
n	Densité d'électrons
$\hat{n}$	Densité d'électrons en excès, $n - n_i$
n_i	Densité intrinsèque de porteurs
P	Puissance électrique
p	Densité de trous
$\hat{p}$	Densité de trous en excès, $p - n_i$
q	Charge de l'électron
R	Résistance du canal de conduction défini à partir de la simulation
Y_{11}, Y_{22}, Y_{21}	Admittances d'entrée, de sortie et de transfert d'un quadripôle
R_{th}	Résistance thermique
r	Rayon du canal annulaire

r_{DS}	Résistance drain-source
$r_{DS_{on}}$	Résistance drain-source à l'état passant ($V_{DS} = 0$)
S	Source
S	Surface
T	Température
TV_{DS}	Tension drain-source de seuil
U_n	Pseudo-potentiel de Fermi des électrons
U_p	Pseudo-potentiel de Fermi des trous
V	Potentiel électrique
V_D	Tension interne de diffusion
V_{DS}	Tension drain-source
V_{GS}	Tension grille-source
V_{GS}°	Tension grille-source pour laquelle $\Delta I_D/\Delta T = 0$ à V_{DS} constante
V_{GSoff}	Tension grille-source de blocage du courant drain
V_{min}	Valeur du minimum de potentiel dans le canal
V_p	Tension de pincement
X	Coordonnée suivant l'axe du canal
X_{jN^+}	Profondeur de la diffusion N^+
X_{jP}	Profondeur de la diffusion P
Y	Coordonnée suivant la perpendiculaire à l'axe du canal
Z	Dimension transversale du canal
α	Largeur du canal de conduction définie à partir de la simulation
α_0	Valeur de α lorsque $V_{GS} = V_{DS} = 0$
γ_{th}	Conductivité thermique
ε	Permittivité électrique absolue du silicium
λ	Longueur du canal de conduction définie à partir de la simulation.

μ_n	Mobilité des électrons
μ_p	Mobilité des trous
ρ	Densité volumique de charge électrique
ω	Pulsation
ϕ	Potentiel électrostatique normalisé
ϕ_n	Pseudo-potentiel de Fermi des électrons normalisé
ϕ_p	Pseudo-potentiel de Fermi des trous normalisé
ψ_n	$\exp (- \phi_n)$
ψ_p	$\exp (\phi_p)$

INTRODUCTION

Les principes du transistor à effet de champ à grille jonction, F E T ("field-effect transistor"), ont été proposés par W. SHOCKLEY en 1952 [1] . L'auteur soulignait la possibilité d'obtenir une meilleure réponse en fréquence que celle des transistors bipolaires de dimensions comparables. Le modèle dit "de l'approximation graduelle" lui a permis de rendre compte des caractéristiques électriques des premiers dispositifs réalisés en 1955 par G.C. DACEY et I.M. ROSS [2] .

Cependant, le transistor bipolaire connaissait un rapide développement et prenait une nette avance sur le F E T en ce qui concerne le comportement en fréquence et en puissance.

Parallèlement, différentes modifications de structure étaient proposées. Parmi les réalisations les plus remarquables, il faut retenir le tecnetron, dispositif développé en France par S. TESZNER en 1958 [3] avec les améliorations apportées par lui même en 1961 [4] .

Compte tenu de l'aptitude des tecnetrons à pouvoir être mis en parallèle furent étudiés des systèmes "multi-bâtonnets". La technologie très minutieuse s'est avérée par la suite inadéquate pour le fonctionnement en haute fréquence.

L'essor à partir de 1960 de la technologie planar au silicium a ouvert de nouvelles perspectives pour le développement des F E Ts en permettant, non seulement la diminution des effets parasites qui limitaient la fréquence de travail, mais aussi la réalisation de structures "multicanal" facilitant l'augmentation de puissance.

Plusieurs types de ces structures ont été proposés par la suite :

- Une structure originale à canal vertical fut proposée par S.A. ROOSILD, R.P. DOLAN et D. O'NEIL en 1963 [5] . Les caractéristiques électriques rapportées un an après [6] montraient que le dispositif pouvait être contrôlé par le courant direct de grille, à l'image d'un transistor bipolaire.

- En 1964, S. TESZNER et R. GICQUEL [7] ont proposé une structure à grille enterrée qu'ils ont appelé "gridistor" avec des résultats expérimentaux très encourageants.

- Au cours de la même année, les premiers résultats d'un autre type de structure multicanal à grille enterrée ont été publiés par R. ZULEEG et V.O. HINKLE [8] . Plus tard, des résultats plus complets ont été rapportés par R. ZULEEG [9, 10] .

En 1966, S. TESZNER publie un travail complémentaire sur le gridistor [11] , mais il faut attendre jusqu'en 1972 pour que de nouveaux résultats soient rapportés [12] . Ce long silence est dû, selon l'auteur, au souhait de montrer des performances du gridistor au moins comparables à celles du transistor bipolaire. Ce temps a été mis à profit pour réduire notablement la résistance de grille, ce qui permet une fréquence maximale de travail de l'ordre de 5 GHz et un produit fréquence-puissance de l'ordre de 5 GHz.W.

Ces résultats restent encore loin des performances limites prévisibles établies théoriquement en 1971 par S. TESZNER [13] . Le développement de l'implantation ionique et son application récente [14] à la réalisation de la grille du gridistor, peut concourir à l'obtention de ces performances limites.

Par ailleurs, la mise au point progressive de la technologie du As Ga a déjà permis la réalisation de F E Ts haute fréquence. De plus, la possibilité d'utiliser le As Ga pour la réalisation de F E Ts de puissance a été envisagée [15] .

Enfin, au cours de l'année dernière, la Société Japonaise SONY [16] a abouti à la commercialisation de F E Ts de puissance au silicium pour l'amplification audio-fréquence, mais ces dispositifs n'ont pas été décrits avec précision dans la littérature spécialisée.

En conclusion, suite à ce rapide historique, on peut dire que le but poursuivi dans la réalisation de transistors à effet de champ de puissance a été d'atteindre les performances des transistors bipolaires en fréquence et en puissance, tout en conservant les avantages intrinsèques des F E Ts : une résistance d'entrée très élevée, un faible niveau de bruit, le coefficient de température négatif du courant dans le canal, une distorsion moindre du signal, une meilleure fiabilité, l'absence de tension "offset" à courant drain nul, une meilleure résistance aux rayonnements...

Bien que, idéalement, il serait souhaitable d'obtenir à la fois les performances optimales en fréquence et en puissance, ces deux objectifs sont en quelque sorte incompatibles puisqu'ils sont liés par une relation inverse résultat des propriétés physiques intrinsèques des dispositifs, indépendamment des arguments de dissipation thermique donnés souvent pour l'expliquer [17] . C'est ainsi que l'on aboutit toujours, au niveau de la conception, à l'étude d'un compromis.

Il est à noter aussi, au plan chronologique, que le but principal poursuivi a été toujours celui de la fréquence, alors que l'on aurait pu aussi sacrifier celle-ci et travailler à la réalisation de dispositifs moins élaborés, mais susceptibles de contrôler des puissances de sortie beaucoup plus élevées.

C'est dans cette perspective que se placent les travaux que nous avons développés. Il nous a paru intéressant, en effet, d'essayer avec l'usuelle technologie planar au silicium, de réaliser un F E T concurrentiel du transistor bipolaire au plan de la puissance, en laissant au second rang le problème de la réponse en fréquence.

Dans une première phase, afin d'évaluer les performances statiques et dynamiques de ces dispositifs, nous avons réalisé des structures d'étude à canal unique, dont nous allons présenter les résultats dans ce mémoire :

- En premier lieu, nous discuterons les possibles solutions technologiques et nous exposerons en détails celle que nous avons choisie (Chapitre I).

- Ensuite, nous présenterons les propriétés électriques du dispositif, en considérant séparément les structures qui fonctionnent avec la grille polarisée en inverse et en direct. Nous avancerons une approche qualitative de leur fonctionnement (Chapitre II).

- A cause de la complexité de la structure, nous serons amené à établir une simulation numérique bidimensionnelle du dispositif dont les résultats nous permettront de connaître les mécanismes de fonctionnement (Chapitre III).

- Finalement, nous ferons une évaluation des résultats obtenus, et nous donnerons une première estimation des performances qu'on peut espérer de la structure "multicanal" et les perspectives pour l'avenir (Chapitre IV).

CHAPITRE I

DESCRIPTION DU DISPOSITIF

Les principes de base d'un transistor à effet de champ sont extrêmement simples : on considère très schématiquement (Figure 1.1) un barreau de semiconducteur, dont la zone de conduction est entourée d'une zone de charge d'espace définie par une jonction P - N, généralement

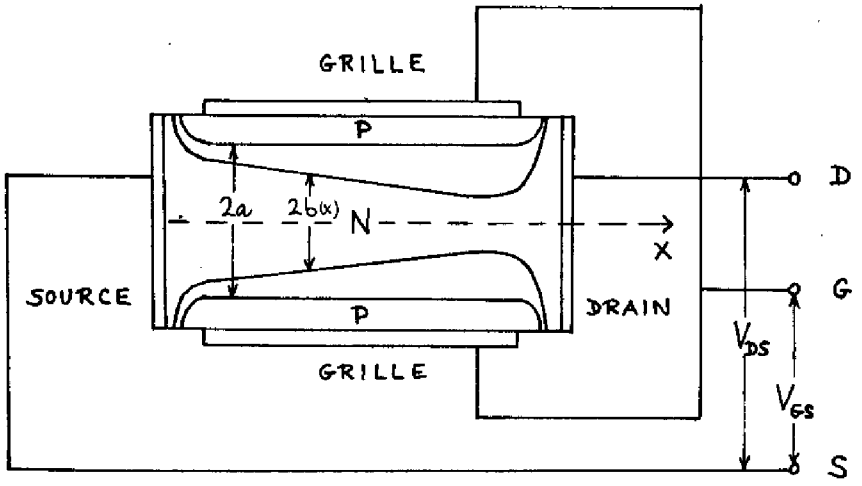


Figure 1.1 - Schéma de principe d'un F E T

polarisée en inverse. Dans une structure à canal long, les équations de fonctionnement s'écrivent :

$$I_D = \frac{2 q N_D \mu_n Z}{L} \int_0^{V_{DS}} b(x)\, dV \qquad (I.1)$$

$$b(x) = a - \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q N_D} \left[V_D - V_{GS} - V(x) \right]} \qquad (I.2)$$

Toute action sur la tension de grille V_{GS} module la largeur b de la zone de conduction et par conséquent, selon l'expression (I.1), le courant drain I_D.

Sur la Figure 1.2 sont représentées les courbes caractéristiques de sortie d'un F E T planar classique au silicium. On remarque l'allure type penthode de ces caractéristiques.

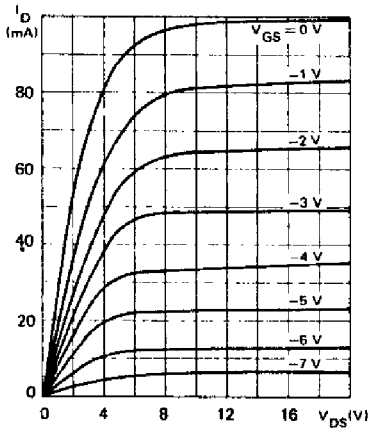


Figure 1.2
Caractéristiques de sortie d'un F E T classique

L'objet de notre travail a été de concevoir et d'étudier une structure basée sur le même principe mais susceptible de conduire à terme à un dispositif de puissance. Pour différentes raisons, de dimensions, de métallurgie des contacts, de dissipation thermique, le plus intéressant est d'avoir une structure à canal vertical. La réalisation d'un F E T de puissance exige alors la mise en parallèle sur une même plaquette de silicium d'un grand nombre d'éléments simples avec les canaux perpendiculaires à la surface.

D'abord,nous examinerons succinctement les types de procédés technologiques envisagés pour la réalisation de telle structure.

Après avoir fait le choix, nous discuterons les valeurs à donner aux différents paramètres, ce qui nous amenera à un compromis résolu par un nouveau choix.

Enfin, nous décrirons en détail le processus technologique.

I.1. CHOIX D'UN MODE DE REALISATION SIMPLE

I.1.1. F E T entièrement diffusé

On réalise (Figure 1.3a),à partir de la surface d'une plaquette de silicium type N, une diffusion P qui constitue la grille du dispositif. Les canaux de conduction sont définis par les diffusions latérales.

Pour que les contacts de source et de drain pris aux deux extrémités des canaux soient ohmiques, on fait au préalable des diffusions N^+.

De l'observation globale du schéma de la structure ressortent deux inconvénients. L'un, la forme non-adéquate des canaux, l'autre les forts dopages des deux côtés de la jonction N^+ - P qui vont limiter notablement la tension de claquage de la jonction grille-source.

I.1.2. F E T comportant une opération d'épitaxie

Le processus technologique (Figure 1.3b) rappelle le précédent. Après avoir réalisé la diffusion P de la grille, on procède à la croissance épitaxiale d'une couche de silicium type N, afin d'éloigner la zone N^+ qui sera diffusée après et d'éviter son contact direct avec la grille.

C'est de cette manière qu'au Centre National d'Etudes des Télécommunications (C.N.E.T.), on a réalisé le gridistor [12]. Avec un écart entre canaux de 2 μm, sa fréquence de travail maximale se situe aux alentours de 5 GHz et en amplification le produit fréquence-puissance a atteint 5 GHz.W.

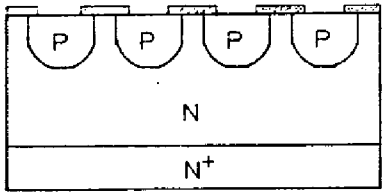
La réalisation d'une grille de dimensions si petites rend le processus technologique critique, en particulier pour ce qui concerne l'exo-diffusion des impuretés P de la grille suivant la surface de la région N du canal.

I.1.3. F E T obtenu par implantation ionique d'impuretés

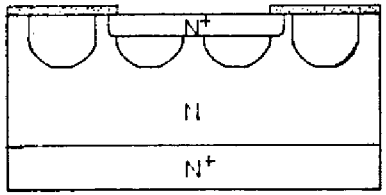
Dans les deux types de F E T de puissance que nous venons de voir, la forme des canaux est déterminée par les diffusions latérales de

a)

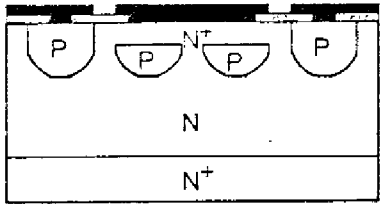
DIFFUSION P



DIFFUSION N+

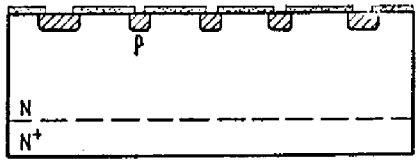


METALLISATION

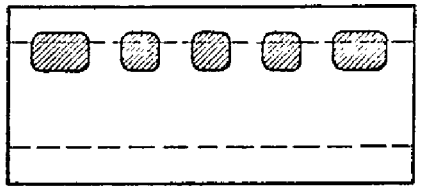


b)

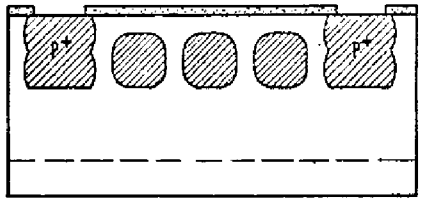
DIFFUSION P



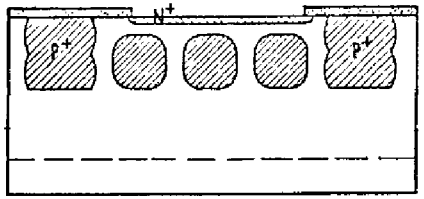
EPITAXIE



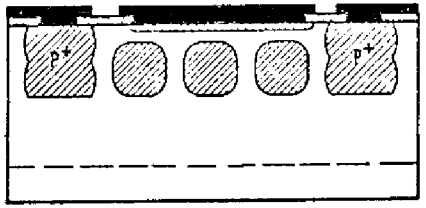
DIFFUSION P+



DIFFUSION N+

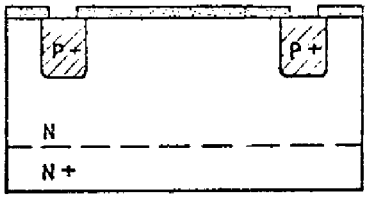


METALLISATION

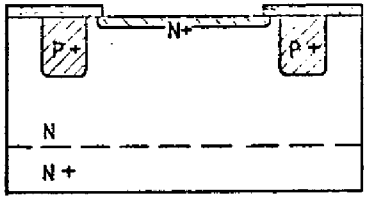


c)

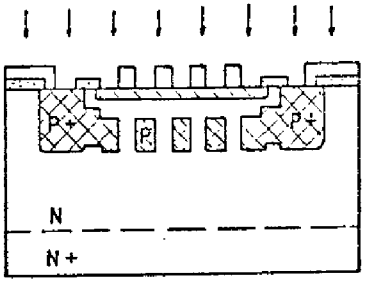
DIFFUSION P+



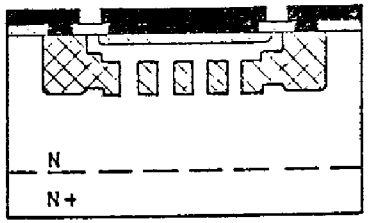
DIFFUSION N+



IMPLANTATION P



METALLISATION



- *Figure 1.3* -

Principales étapes du processus technologique

a) F E T diffusé
b) F E T épitaxié
c) F E T implanté

grille. Celles-ci représentent plutôt un obstacle qu'il est souhaitable d'éliminer ou au moins de minimiser. C'est dans ce but qu'on a introduit les techniques d'implantation d'ions pour réaliser la grille du dispositif. En procédant de cette manière, on peut faire une grille avec la géométrie et le dopage souhaités dans des conditions moins restrictives. En particulier, les bords des canaux pourront être bien parallèles et les jonctions de grille très abruptes. La Figure 1.3c schématise les principales étapes de réalisation du dispositif.

Au C.N.E.T. [14] , on a appliqué cette technique à la fabrication du gridistor. Avec l'implantation d'ions bore de 600 à 900 KeV au travers d'un masque métallique, on a réussi à faire une grille très dopée (10^{24} à 10^{25} m^{-3}) de section rectangulaire, enterrée 1 μm sous la surface et avec des canaux dont la largeur et la hauteur sont aussi 1 μm. Tout cela avec une bonne reproductibilité.

Sur les dispositifs des deux derniers types, on a déjà atteint un bon fonctionnement à des très hautes fréquences. Comme nous l'avons signalé dans notre introduction, nous recherchons surtout dans notre travail la mise en oeuvre de F E Ts de forte puissance.

Pour cette application, la technique de la double diffusion décrite en premier lieu nous paraît la plus simple à mettre en oeuvre. Nous avons décidé de l'adopter pour nos essais et d'en analyser les limitations.

I.2. LES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES

I.2.1. Leur influence potentielle

Avant de procéder au choix des divers paramètres électriques et géométriques du dispositif, nous allons discuter leur influence potentielle sur les principales performances qu'on attend du dispositif.

a) Tenue en tension V_{DS}

Les valeurs des tensions appliquées sur le drain V_{DS} sont limitées par la tension de claquage de la jonction grille-drain, et aussi, en tenant compte de l'allure assez particulière du canal, par la capacité de la grille de le bloquer efficacement. Pour ce qui concerne le premier effet, on a intérêt à avoir un faible dopage N_D du substrat, et aussi une profondeur de diffusion X_{jP} grande, de manière à ce que le rayon de courbure de la jonction soit grand aussi. Quant au second, en principe, on ne peut dire que l'on a intérêt à ce que le canal ait la forme la moins ouverte possible.

b) Dynamique de commande de grille

Pour que la grille puisse commander et bloquer avec efficacité le canal, celui-ci doit être le plus fermé possible, c'est-à-dire bien étroit et avec les côtés pas trop divergents. Mais comme cette divergence est une conséquence inévitable du processus technologique utilisé, on ne peut que profiter au mieux de la région comprise entre les bords sensiblement parallèles des diffusions latérales en faisant $X_{jN^+} \ll X_{jP}$.

Comme conséquence des fortes concentrations d'impuretés des deux côtés de la jonction $N^+ - P$, la tension de claquage de celle-ci sera faible. Si on veut donc que les tensions V_{GS} sur la grille ne restent pas limitées à des valeurs éxagérement petites, il faut que les concentrations en surface des impuretés C_{SN^+} et C_{SP} soient aussi peu élevées que possible.

Une autre condition classique pour avoir une bonne commande par la grille et des valeurs de la transconductance importantes est que la jonction P - N soit abrupte.

c) Conductance de sortie

La conductance de sortie est une fonction croissante de la largeur du canal, du dopage et de la mobilité des porteurs. Elle décroît lorsque la longueur du canal augmente. Dans un dispositif comportant plusieurs

structures élémentaires en parallèle, la conductance est proportionnelle au nombre de ces structures.

d) Réponse en fréquence

L'expression du facteur de mérite [13],

$$F_M = \frac{g_m}{2\pi C_G}$$

indique que l'on a intérêt à avoir une valeur élevée de la transconductance et par conséquent de la conductance, et une faible capacité totale de la grille. Si l'on veut donc une bonne réponse en fréquence, il faudra que la grille soit de dimensions réduites.

I.2.2. *Analyse de compromis*

Nous avons tenté sur le Tableau ci-dessous de rappeler un certain nombre d'exigences pour les paramètres essentiels du dispositif.

	Tenue en tension V_{DS}	*Commande de grille*	*Conductance de sortie*	*Réponse en fréquence*
LORSQUE N_D ↑	↓	↓	↑	↑
" X_{jP} ↑	↑	↑	↓	↓
" X_{jN^+} ↑		↓		
" *Largeur du canal* ↑		↓	↑	
" C_{SN^+} , C_{SP} ↑		↓		

Le seul intérêt de ce Tableau est de montrer que toute conception est affaire de compromis. Toutefois, il faut souligner que du point de vue de la maitrise technologique, on a particulièrement intérêt à travailler avec du silicium faiblement dopé. En effet, la largeur du canal, déterminée par l'extension des diffusions latérales toujours mal contrôlées, est moins critique, dû aux limites supérieures de variation de la largeur de la zone de charge d'espace.

Pour un dopage du substrat déterminé, l'écart entre les diffusions P définissant la largeur du canal doit être calculé à partir de la profondeur X_{jP} . Cette profondeur X_{jP} détermine, par ailleurs, la tenue en tension V_{DS}. Notons encore que, une diffusion profonde implique un mauvais rapport entre la surface active occupée par les sections des canaux et la surface totale du dispositif.

Par ailleurs, nous réalisons que l'on aura toujours intérêt à ce que les concentrations d'impuretés en surface C_{SN^+} et C_{SP} ne soient pas trop élevées. En pratique, avec des procédés de diffusion ce n'est pas simple à obtenir. En effet :

- les prédépôts de phosphore étant réalisés dans des fours saturés, la valeur de la concentration en surface C_{SN^+} est supérieure à 10^{27} m^3. Le contrôle de C_{SN^+} s'effectue donc au cours de la redistribution des impuretés avec le compromis de réaliser les valeurs de X_{jN^+} souhaitées et d'assurer un bon contact ohmique.

- à l'obtention de valeurs de C_{SP} faibles, doit être associée la réalisation de jonctions P - N abruptes. Ce compromis est pratiquement irréalisable par un procédé de diffusion. Tout au plus, pouvons-nous en utilisant la redistribution des impuretés en surface, abaisser sensiblement C_{SP} [18], en conservant un fort dopage de la zone P.

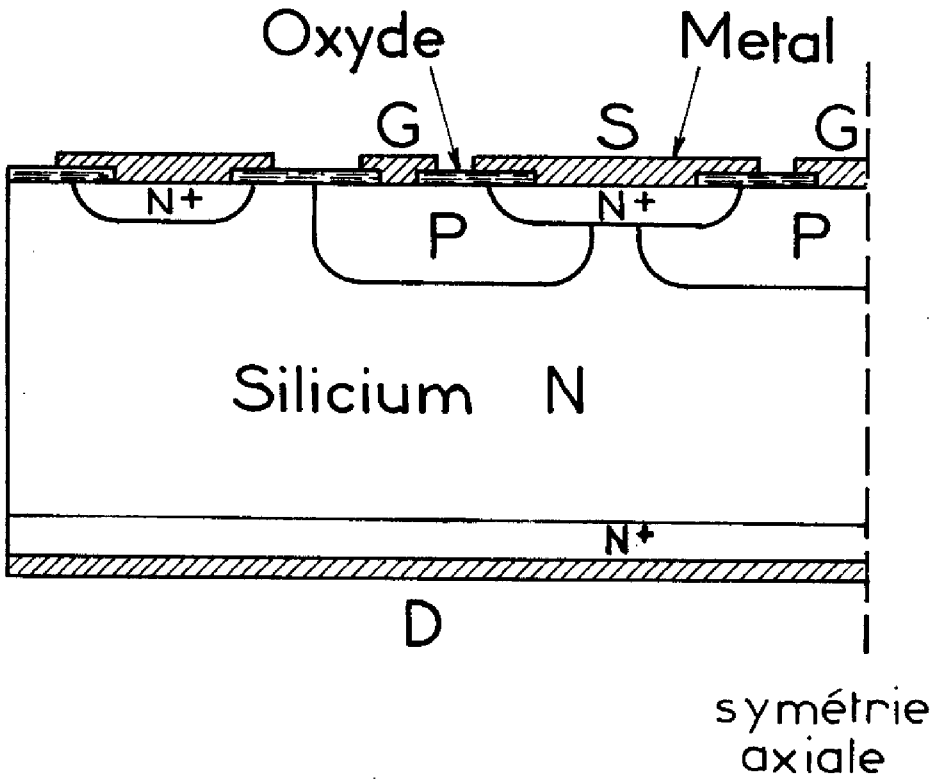
I.2.3. Objectif et choix

Lorsque nous avons choisi la technique de la double diffusion pour la réalisation du dispositif, nous avons tenu compte de son application comme dispositif de forte puissance. C'est cette application, qui guide encore à ce niveau les choix des paramètres technologiques essentiels. En fait, nous avons étudié un jeu de masques pour la réalisation d'une structure carrée de 9 cm^2 avec 17.640 canaux. Les fenêtres de la diffusion N sont des rectangles de 25 x 900 μm^2 . L'écart entre fenêtres est 25 μm. Nous disposons aussi d'un autre jeu, réduction au 2/3 de l'antérieur, et nous espérons atteindre une puissance de 1 KW. De plus, pour l'étude proprement dite, nous avons conçu une structure annulaire simple à canal unique dont la Figure 1.4 montre le schéma. Dans la suite du mémoire, nous ne considérerons que les résultats obtenus sur la structure d'étude ; les quelques tentatives consacrées à la réalisation du dispositif de puissance sont restées infructueuses par manque de rendement de production.

En tenant compte de notre objectif et des considérations établies dans le paragraphe précédent, nous avons démarré notre étude en nous plaçant dans les conditions moins critiques. Ainsi, nous avons toujours utilisé du silicium type N de 50 Ω.cm de résistivité ($N_D = 10^{20}$ m^{-3}).

Avec un écart entre les fenêtres de la diffusion de grille de 18 μm, nous avons envisagé pour la structure des profondeurs des diffusions P et N^+ de 8 - 9 μm et 2 - 2,5 μm respectivement, qui pour la résistivité de 50 Ω.cm devrait en principe donner une tension de claquage BV_{DG} de 500 V [19] .

Nous décrirons dans le paragraphe suivant le détail du procédé technologique d'élaboration.



- Figure 1.4 -

Schéma de la structure annulaire d'étude.

I.3. PROCESSUS TECHNOLOGIQUE

Le processus technologique d'élaboration du dispositif comporte plusieurs étapes, dont la description fera l'objet de ce paragraphe. Nous nous limiterons, pour concrétiser, au dispositif typique WN 112 A, mais dans l'Annexe I, nous présentons un Tableau avec les paramètres technologiques correspondants aux dispositifs que nous avons réalisés.

Sur une plaquette de silicium de type N de résistivité 50 Ω.cm et d'épaisseur 220 μm, on réalise les opérations suivantes :

1. *Oxydation*. On recouvre la plaquette d'une couche de Si O_2 de 5000 A, par attaque à 1150°C avec de l'oxygène humide pendant 45 minutes, et sec , après, pendant 30 min . Le débit du gaz est 1.5 l/min.

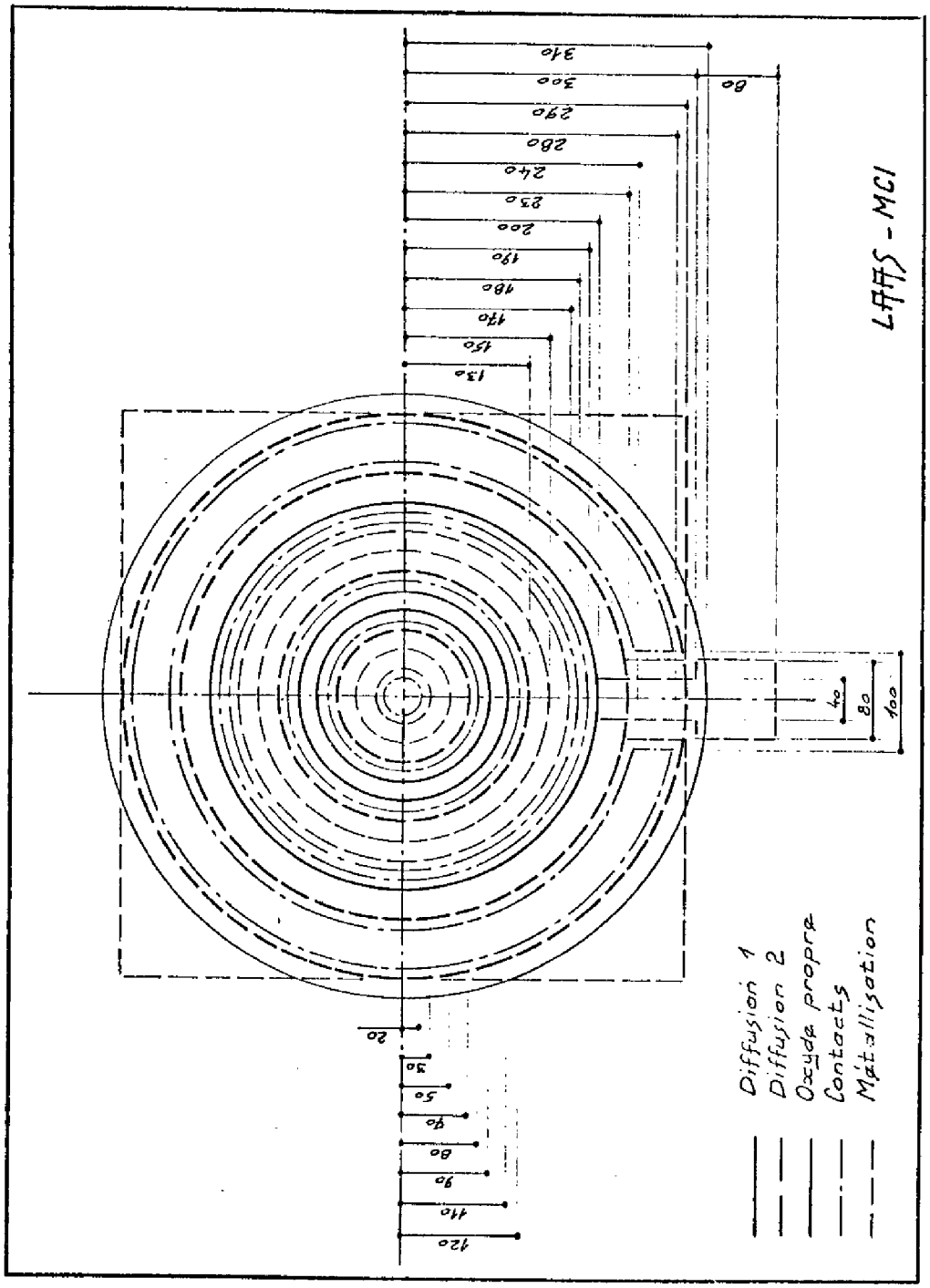
2. *Photogravure*. Grâce au masque "Diffusion 1" (Figure 1.5), on procède à l'ouverture de fenêtres pour la diffusion de grille. L'écart entre fenêtres est 18 μm.

3. *Diffusion de type P.*

a) Prédépôt. La diffusion de la grille s'initialise avec un prédépot de bore. La température du four est 980°C. La source utilisée est le trioxyde de bore $B_2 O_3$ qui est entraîné par le gaz porteur (argon avec un débit de 0,4 l/min) pendant 1 h.

b) Redistribution. Ensuite, dans un four à 1150°C, on procède en présence d'un agent oxydant et pendant 8 h à la redistribution du bore déposé. D'abord, pendant 1 h , sous la vapeur d'eau obtenue par un flux "bulle à bulle" d'oxygène barbotant dans de l'eau portée à sa température d'ébullition, et après sous l'oxygène sec.

De cette façon, on obtient une rapide croissance d'oxyde, mais de mauvaise qualité. En plus, le coefficient de ségrégation est grand et la concentration de bore dans l'interface silice-silicium diminue considérablement. Afin de rétablir la situation à l'interface et d'avoir de l'oxyde de bonne qualité, on continue après la redistribution sous l'oxygène sec.



- Figure 1.5 -

Jeu de masques pour la réalisation de la structure d'étude (dimensions en µm)

4. *Photogravure.* Grâce au masque "Diffusion 2" (Figure 1.5), on procède à l'ouverture des fenêtres pour la diffusion N^+ .

5. *Diffusion de type* N^+ . La source de l'impureté est le $PO\,Cl_3$ et la température du four 1050°C. Au début, la plaquette est maintenue pendant 5 min sous l'ambiance du gaz vecteur (azote + oxygène). Après, dans la phase de prédépôt, celui-ci entraîne pendant 10 min le gaz porteur $P\,O\,Cl_3$ avec une concentration de 8000 ppm . Finalement, on supprime l'apport de phosphore et on maintient le flux du gaz vecteur de façon à évacuer le phosphore résiduel avant la sortie de la plaquette. Cette phase de redistribution des impuretés dure 30 min.

6. *Photogravure.* La couche d'oxyde qui s'est formée pendant la diffusion du phosphore est trop riche en impuretés. Grâce au masque "Oxyde propre" (Figure 1.5), on enlève l'oxyde sur une grande ouverture afin d'y permettre, ensuite, la croissance d'un oxyde propre.

7. *Oxydation et redistribution.* La formation de la couche d'oxyde propre s'accompagne de la redistribution des impuretés. La température du four est 1050°C. L'oxydation se réalise d'abord pendant 5 min sous oxygène humide, et on fini sous oxygène sec pendant 15 min . Le débit d'oxygène est 1,5 l/min.

L'oxydation humide se fait toujours entre deux processus d'oxydation sèche, afin d'avoir sur les bords un oxyde de meilleure qualité. A cause de la valeur du coefficient de ségrégation pendant l'oxydation humide, la concentration de phosphore en surface augmente. Il est donc tout à fait nécessaire de finir l'oxydation avec de l'oxygène sec, afin de faire diminuer la valeur de cette concentration.

8. *Photogravure.* Grâce au masque "Contacts" (Figure 1.5), on procède à l'ouverture des fenêtres dans l'oxyde en vue de la prise de contacts de la grille et de la source.

9. *Métallisation.* Par évaporation sous vide, on recouvre la face avant de la plaquette d'une couche d'aluminium de 5000 A .

10. Photogravure. Grâce au masque "Métallisation" (Figure 1.5), on réalise l'attaque de l'aluminium permettant la définition des contacts de grille et de source.

11. Attaque de l'oxyde. La dernière opération sur la plaquette entière consiste à enlever l'oxyde de la face arrière pour y prendre le contact de drain.

12. Montage. Finalement, après découpage, on monte les puces sur embase et on établit les connexions par microsoudure.

x x

x

Ce Chapitre a été consacré à la description du dispositif. Dans un premier paragraphe, nous avons passé rapidement en revue les variantes technologiques qui pourraient être mises en oeuvre pour la réalisation d'une structure avec un grand nombre de canaux disposés perpendiculairement à la surface. *Nous avons fixé notre choix sur une structure simple entièrement diffusée.*

Dans un deuxième paragraphe, en nous appuyant sur les principes de fonctionnement, nous avons présenté les difficultés inhérentes à la structure et les principaux compromis qui en découlent.

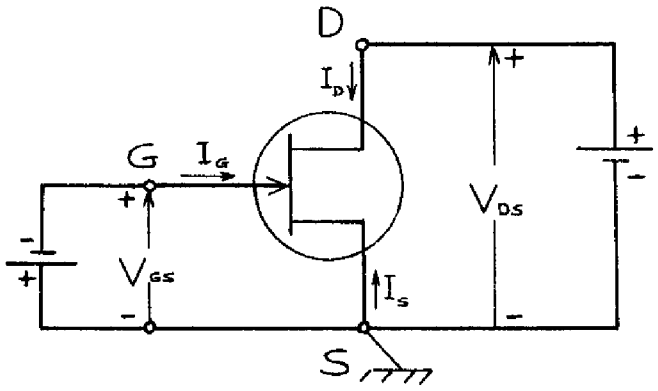
Nous avons enfin, une fois définie la géométrie de la structure, décrit avec précision l'ensemble du procédé technologique d'élaboration. En annexe sont rapportées les données technologiques des structures réalisées.

CHAPITRE II

ETUDE DES PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES DU DISPOSITIF

Ce Chapitre est consacré à l'étude expérimentale du dispositif et à l'analyse physique de ses propriétés les plus marquantes.

Au plan de l'étude expérimentale, nous avons utilisé un système de mesure automatique utilisant un ordinateur H P 2019 A. Il permet d'obtenir simultanément les tracés sur papier des courbes caractéristiques et les valeurs correspondantes listées par un télétype et enregistrées en minicassette. Le schéma du montage d'étude est représenté ci-dessous.



Au plan de l'analyse physique, nous avons pour des raisons de clarté divisé le chapitre en deux parties selon que le F E T, en absence de polarisations extérieures, est à canal ouvert, et fonctionne donc avec une polarisation inverse de la grille, ou à canal fermé. Dans ce deuxième cas, la grille est polarisée en direct.

x x

x

II.1. DISPOSITIF FONCTIONNANT AVEC UNE POLARISATION INVERSE DE LA GRILLE

II.1.1. Propriétés électriques

Les Figures 2.1 et 2.2 montrent, respectivement, les caractéristiques d'entrée I_G (V_{GS}), et de sortie, I_D (V_{DS}). Celles-ci sont reproduites en échelle linéaire sur la Figure 2.3, et pour les faibles valeurs de V_{DS} sur la Figure 2.4.

Les Figures 2.5 et 2.6 montrent, respectivement, les caractéristiques de transfert direct I_D (V_{GS}) à fort niveau et à faible niveau. Nous avons tracé sur la Figure 2.7 V_{GSoff} (V_{DS}) , V_{GSoff} étant définie, pour chaque V_{DS}, par la valeur de V_{GS} pour laquelle I_D = 10 nA.

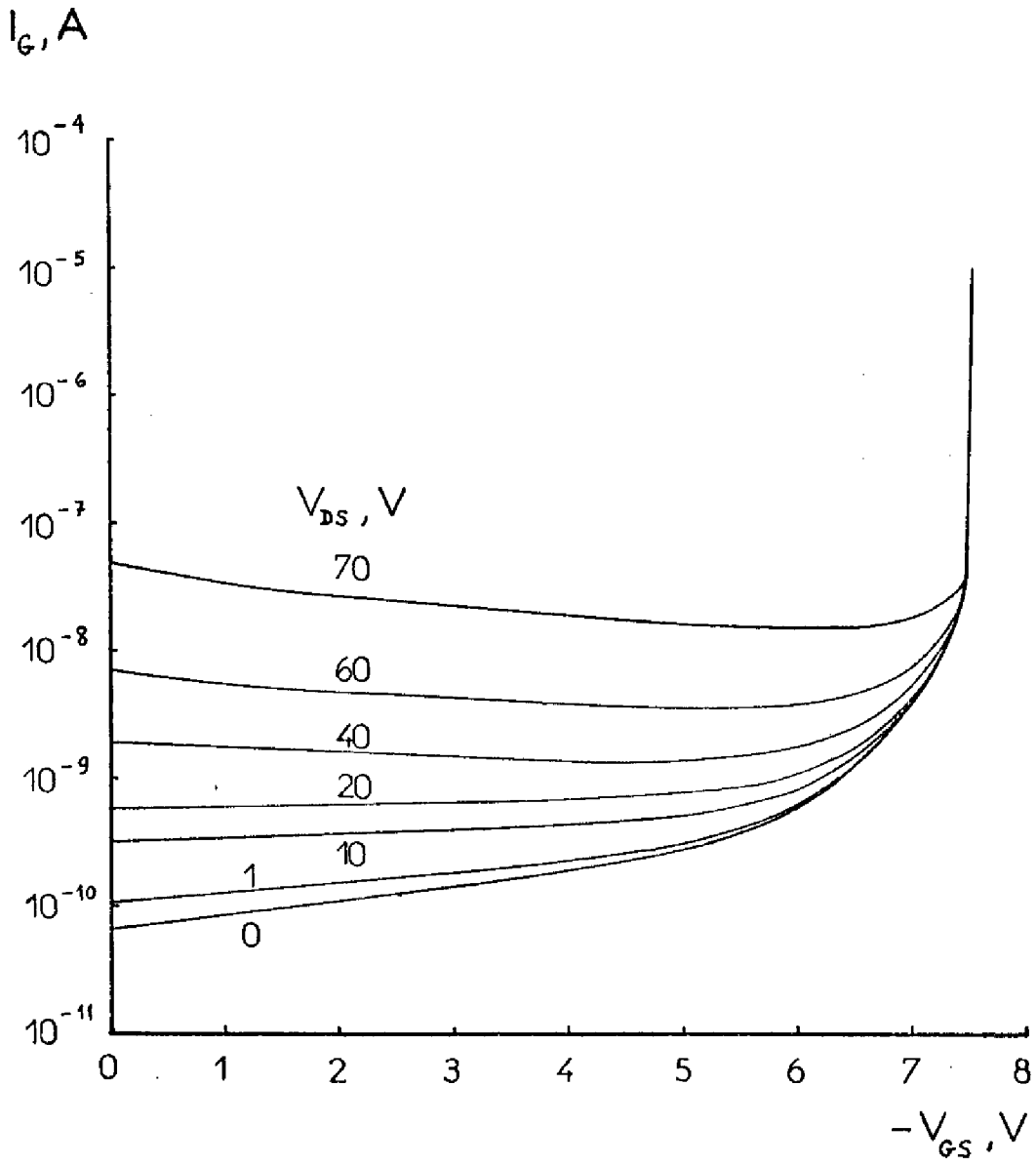
Sur la Figure 2.8, on a représenté la fonction $r_{DS_{on}}(V_{GS})$ calculée à partir des caractéristiques I_D (V_{DS}) tracées dans l'intervalle $0 \leq V_{DS} \leq 20$ mV.

Les Figures suivantes, 2.9 et 2.10, montrent respectivement les effets de la température sur les caractéristiques de sortie et sur la conductance $g_{DS_{on}}$ ($g_{DS_{on}} = 1/r_{DS_{on}}$).

Sur ces différentes lois de conduction, on peut faire les remarques suivantes :

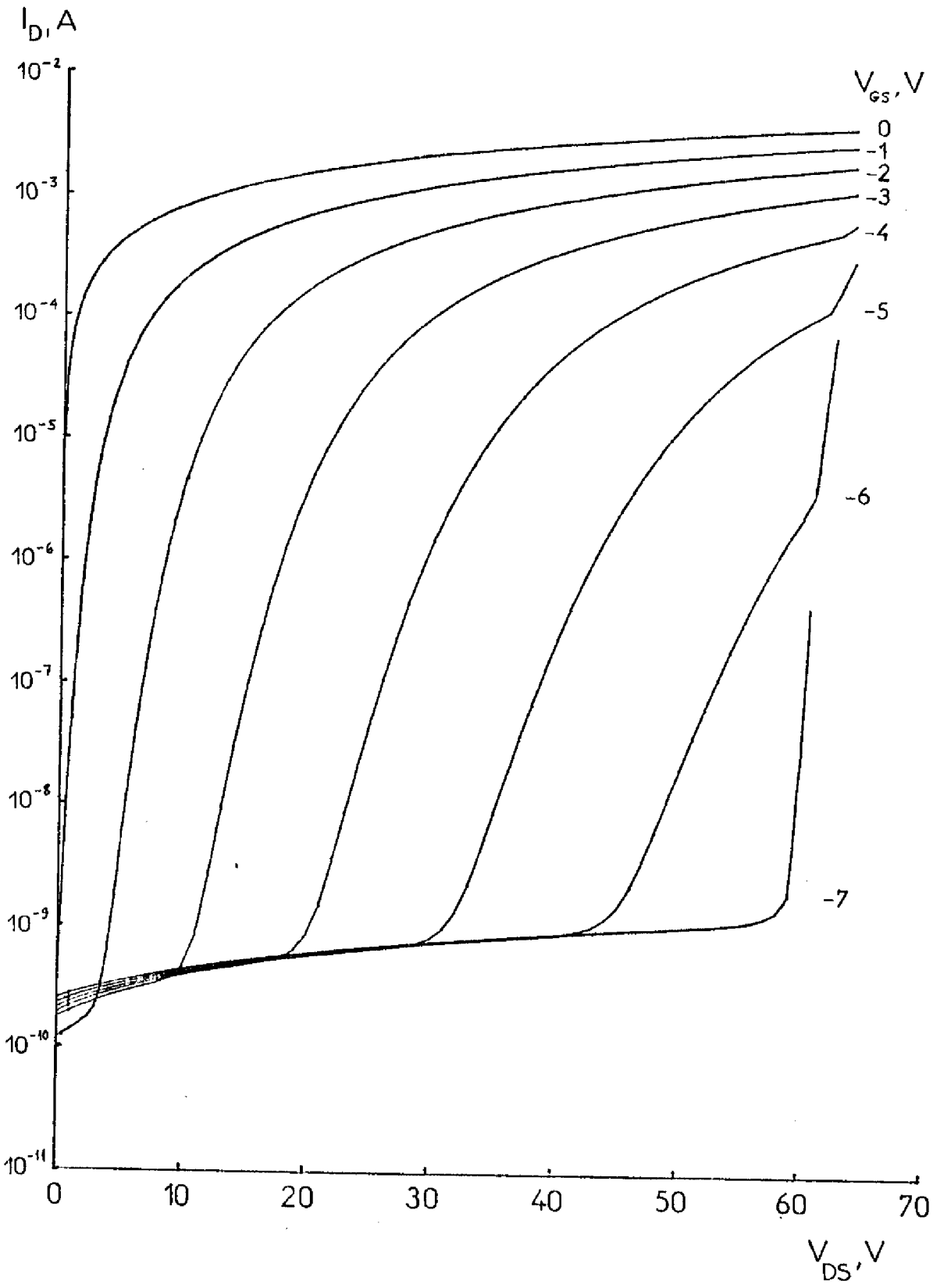
- Le courant d'entrée (Figure 2.1) est fondamentalement celui d'une jonction polarisée en inverse avec BV_{GSS} = - 7.5 V.

- Le courant de sortie (Figure 2.2), à bas niveau, présente une croissance rapide, soit à partir de $V_{DS} = 0$ pour les plus faibles valeurs de V_{GS} , soit à partir d'une certaine tension de seuil TV_{DS} , fonction croissante de V_{GS}, pour les plus élevées. Avant d'atteindre ce seuil le courant résiduel augmente très légèrement avec V_{DS} mais il reste inférieur à 1 nA. Notons que la tension de claquage BV_{DSS} est dans l'exemple considéré de 66 V.



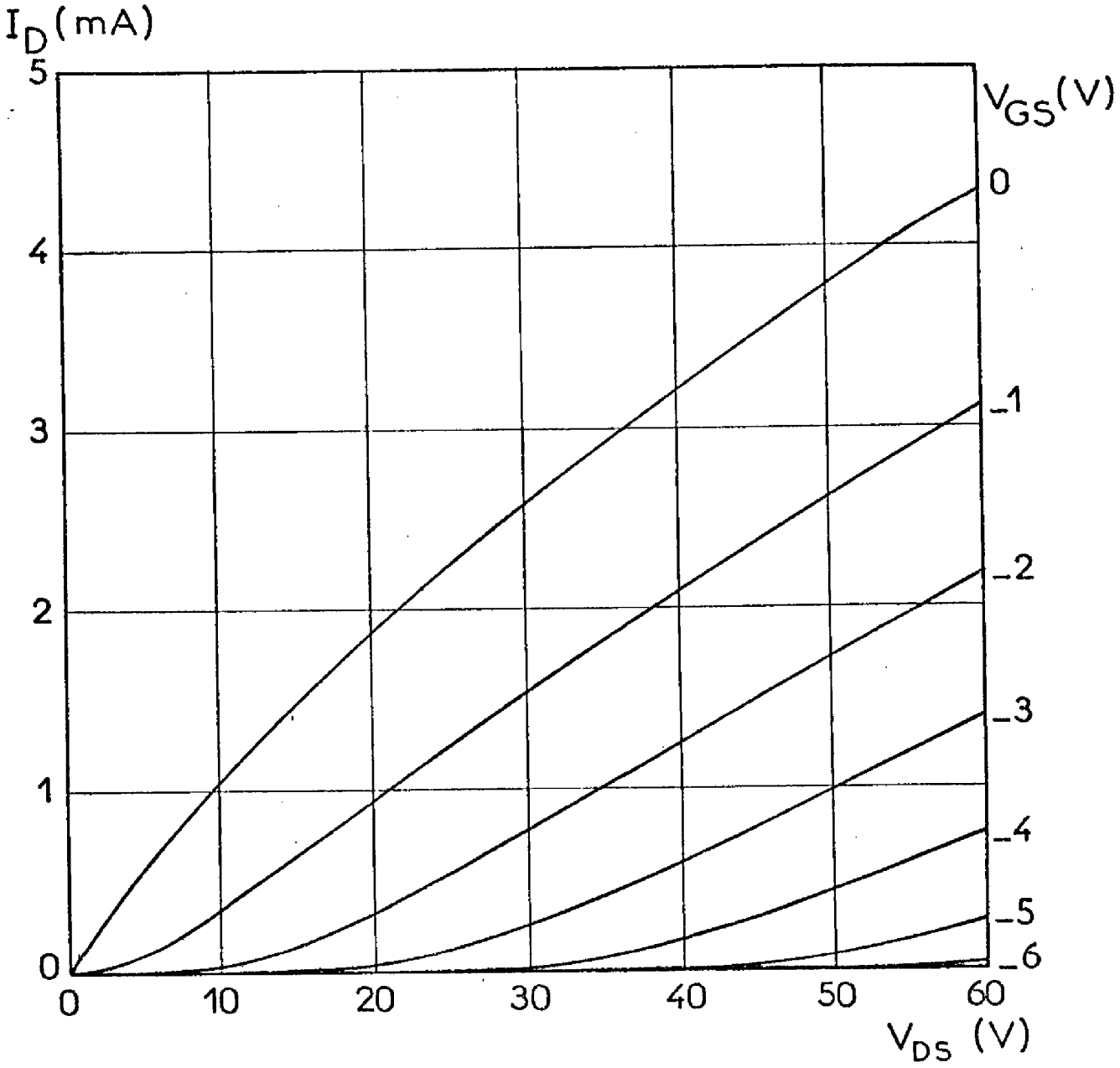
- Figure 2.1 -

Caractéristiques d'entrée I_G (V_{GS}) avec V_{DS} comme paramètre (structure WN 112 A).



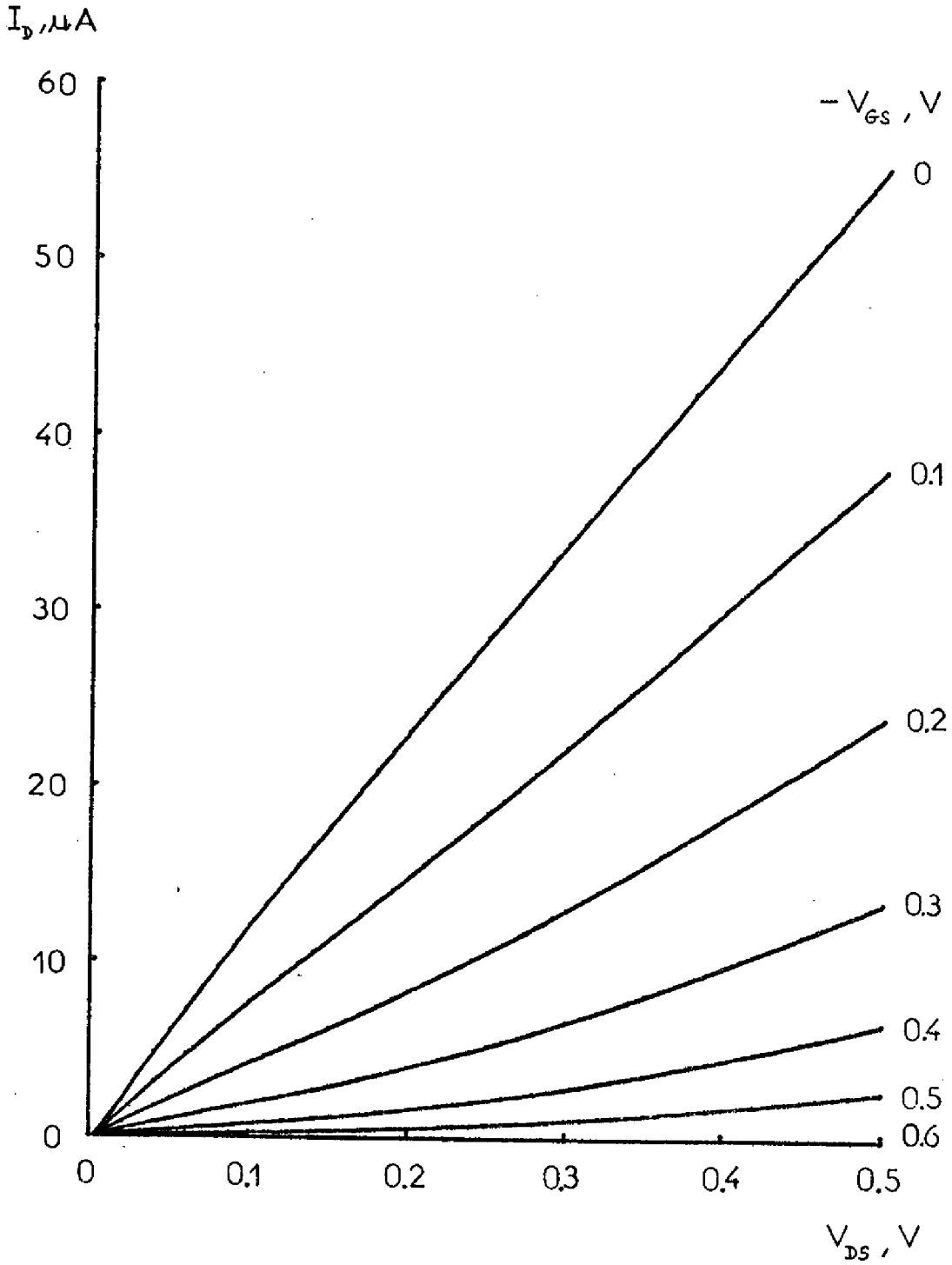
- Figure 2.2 -

Caractéristiques de sortie I_D (V_{DS}) avec V_{GS} comme paramètre (structure WN 112 A).



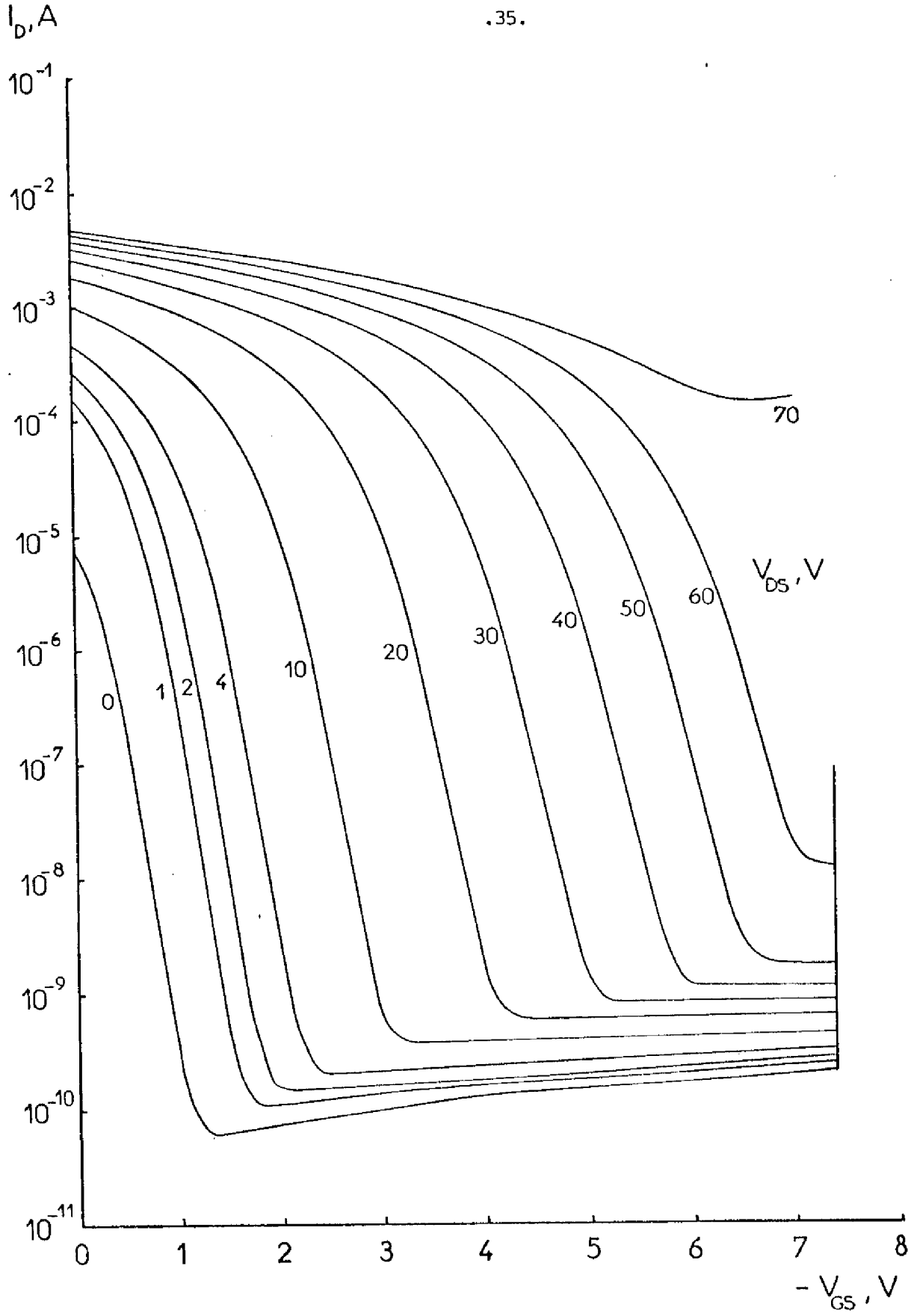
- Figure 2.3 -

Caractéristiques de sortie I_D (V_{DS}) avec V_{GS} comme paramètre (structure WN 112 A).



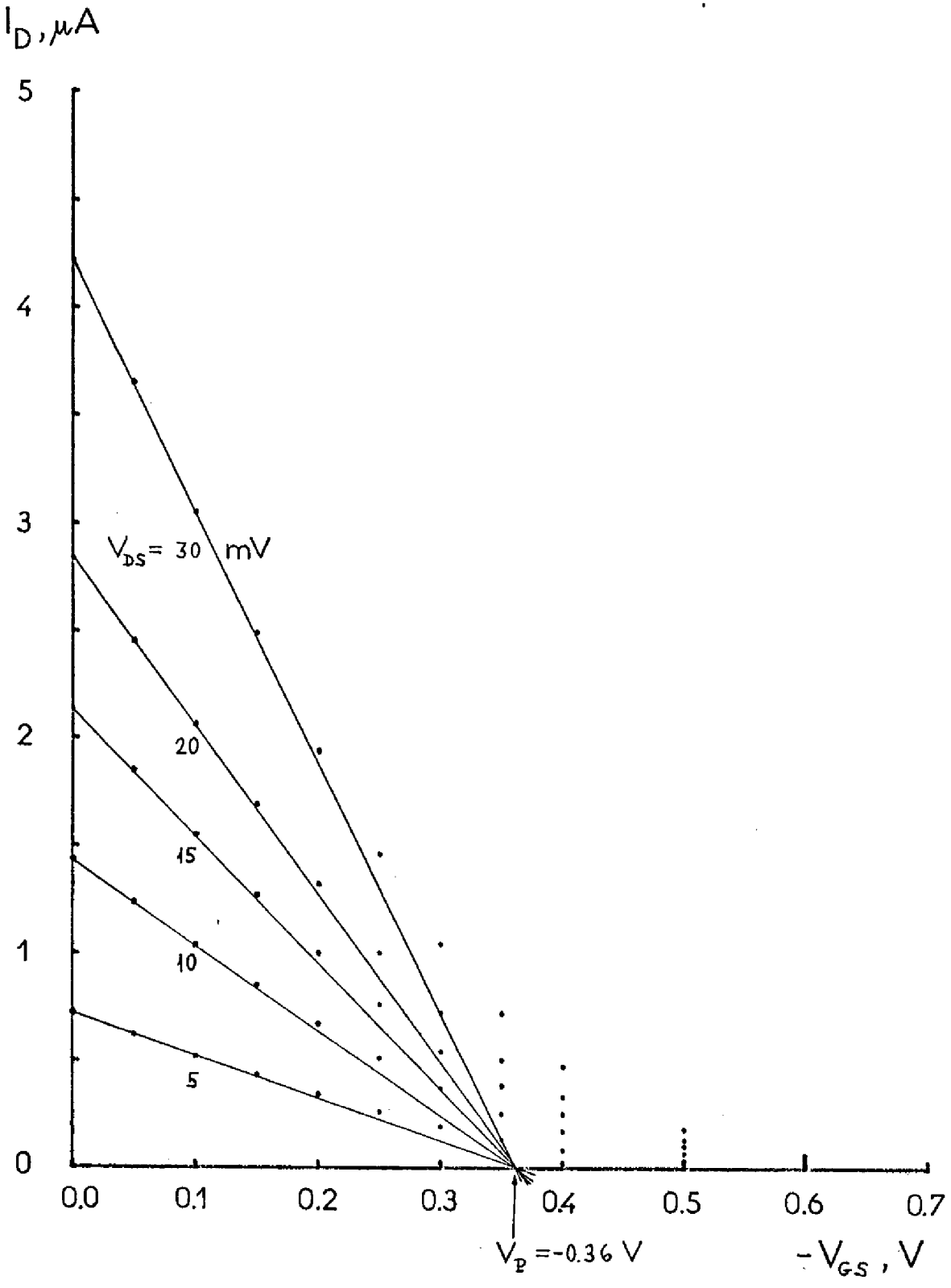
- Figure 2.4 -

Caractéristiques de sortie I_D (V_{DS}) à faible niveau de polarisation V_{DS} (structure WN 112 A)



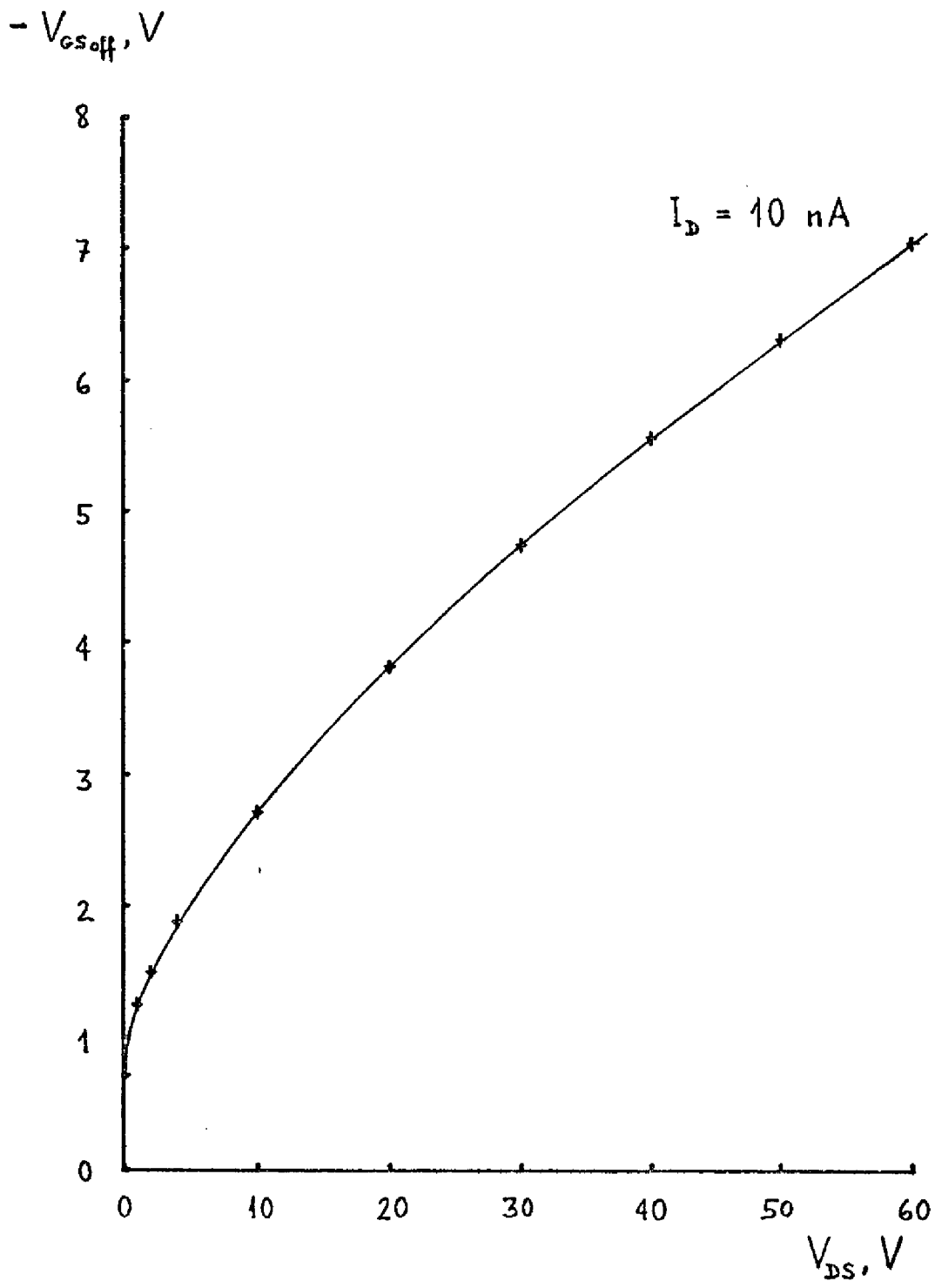
- Figure 2.5 -

Caractéristiques de transfert direct I_D (V_{GS}) avec V_{DS} comme paramètre (structure WN 112 A).



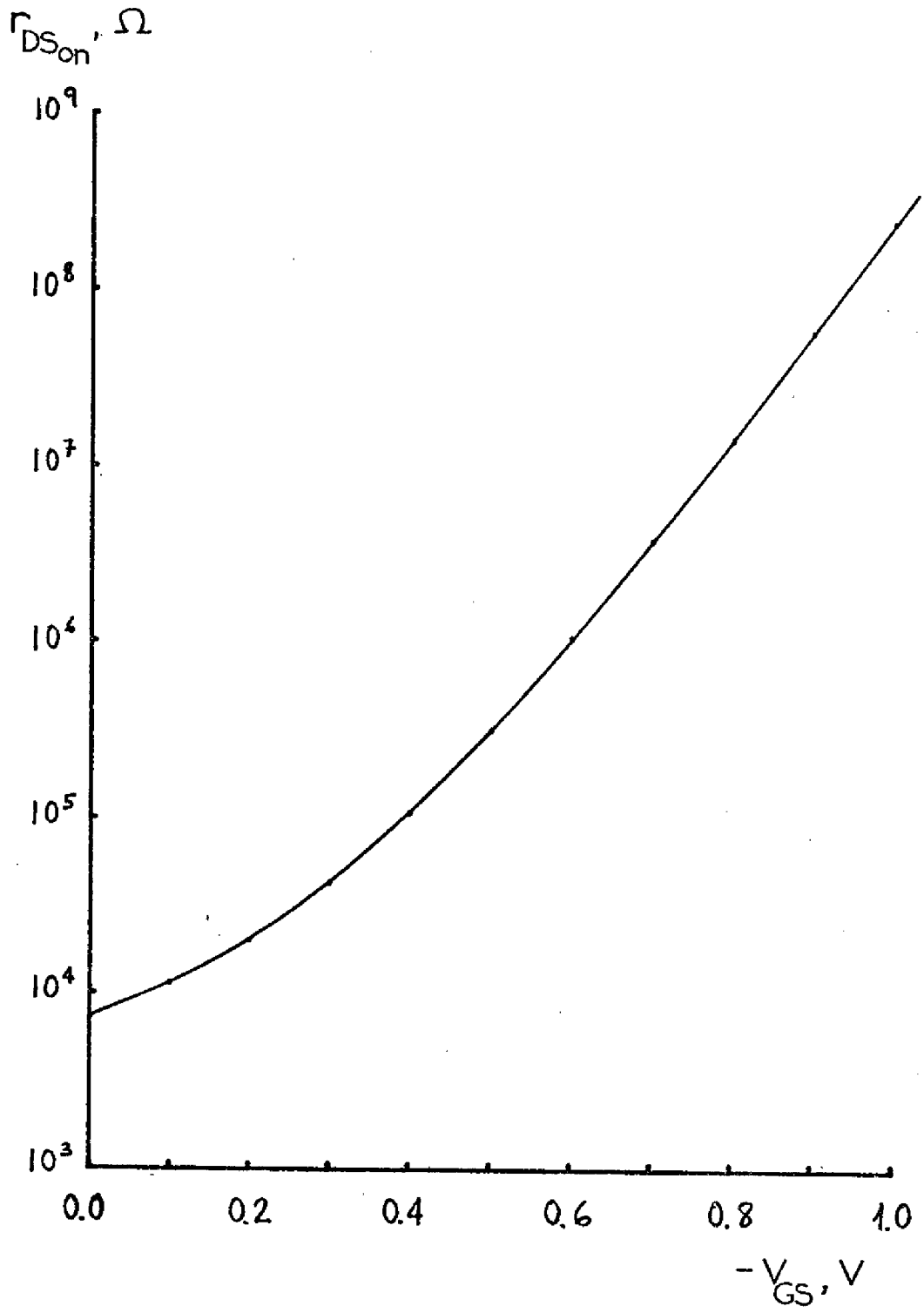
- Figure 2.6 -

Caractéristiques de transfert direct I_D (V_{GS}) à faible niveau de polarisation V_{DS} et détermination de la tension de pincement V_p (structure WN 112 A).



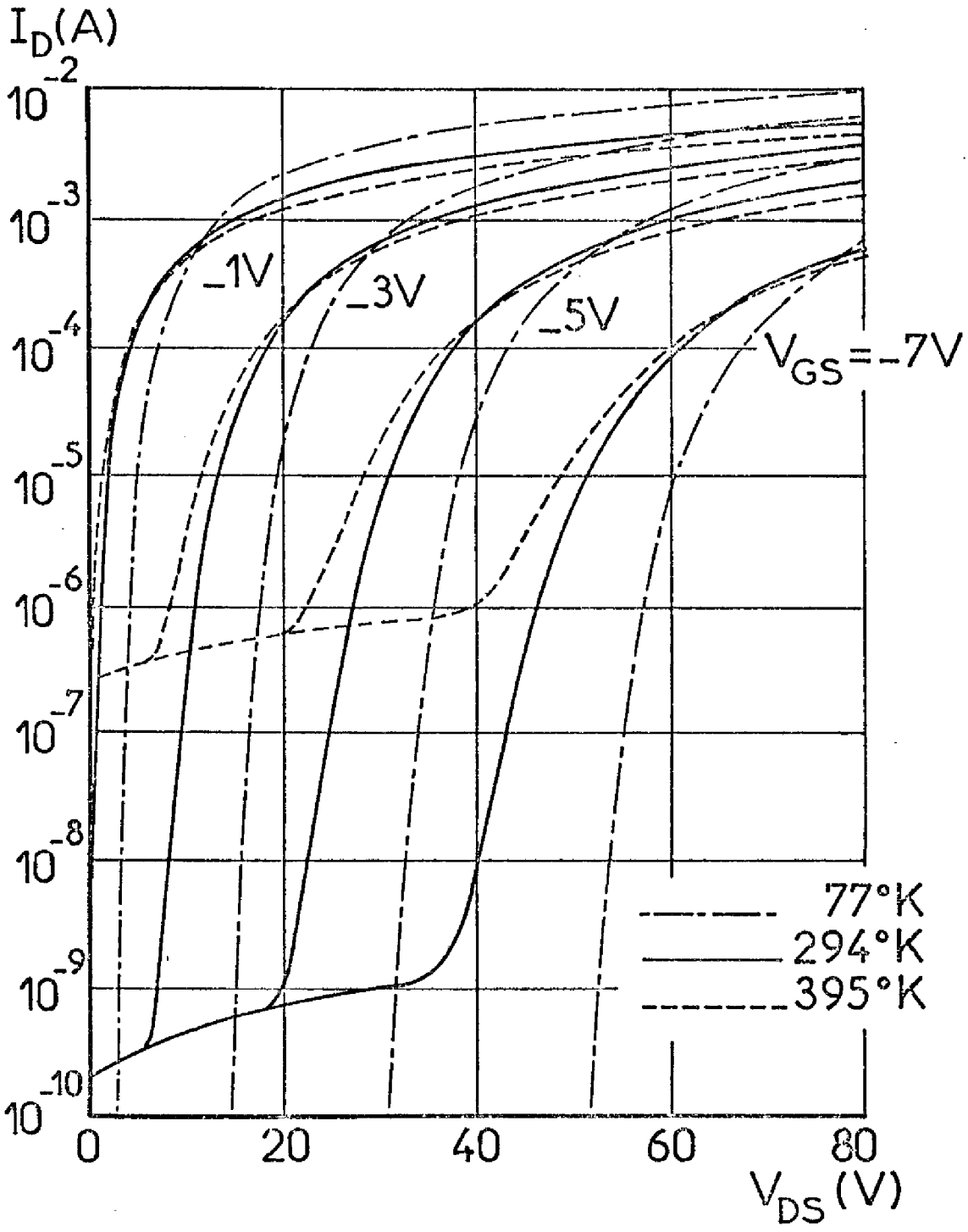
- Figure 2.7 -

Tension de blocage V_{GSoff} en fonction de V_{DS} (structure WN 112 A).



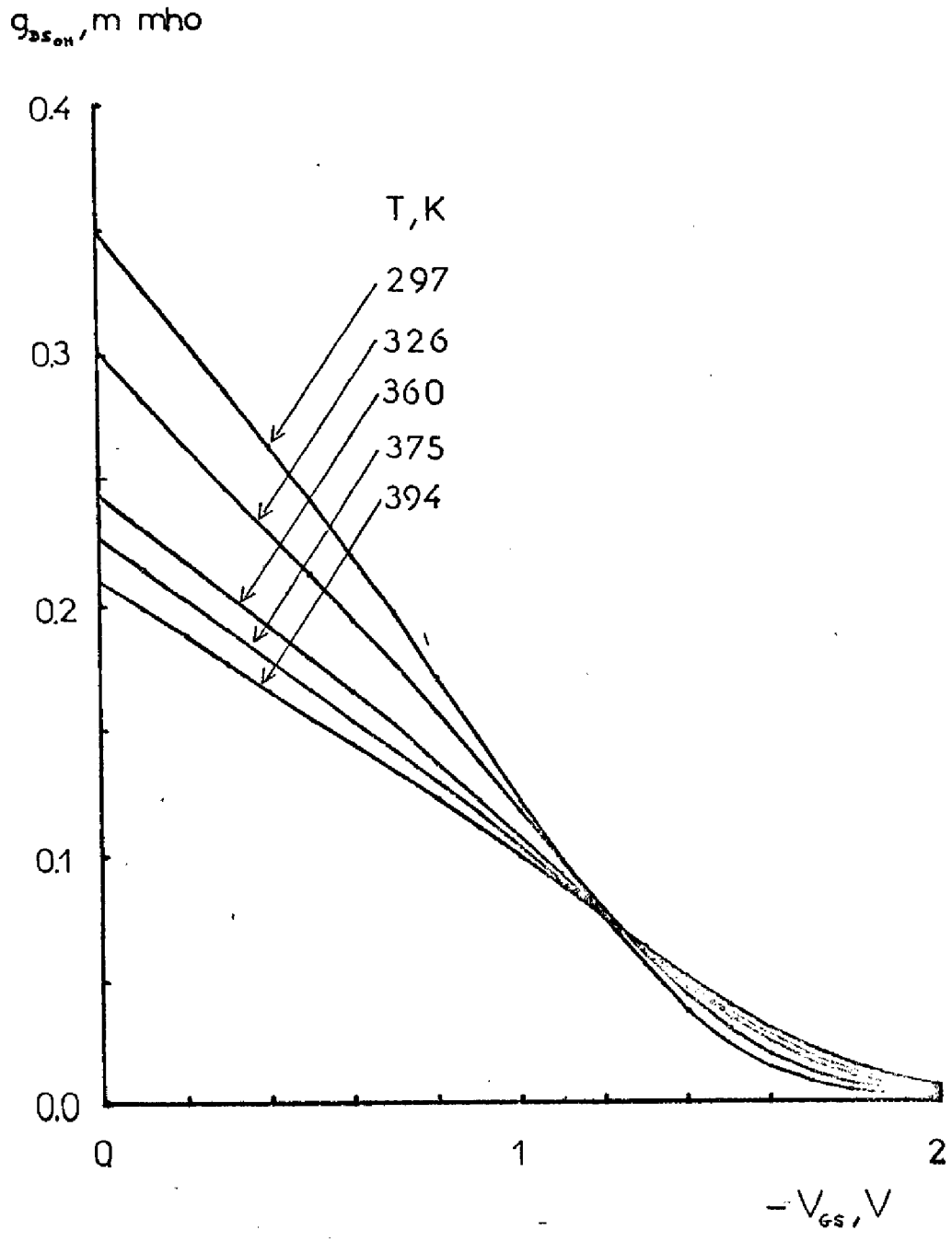
- Figure 2.8 -

Résistance drain-source à l'état passant en fonction de la tension de grille (structure WN 112 A).



- Figure 2.9 -

Caractéristiques de sortie illustrant les effets de la température sur le courant drain (structure CN 612 B).



- Figure 2.10 -

Conductance drain-source à V_{DS} = 0 en fonction de V_{GS} pour plusieurs températures (structure WN 110 C).

- A plus fort niveau de courant, les caractéristiques de sortie montrent une croissance moins rapide. En échelle linéaire (Figure 2.3), on constate que le courant croît toujours avec V_{DS} pour $V_{GS} = 0$, et à partir d'un certain seuil pour les autres.

- Pour les faibles polarisations du drain (Figure 2.4), les caractéristiques de sortie montrent au départ une très légère tendance vers la saturation, mais pour $V_{GS} < 0$ apparaît très tôt un point d'inflexion typique du comportement de nos structures.

- A faible niveau de polarisation, le courant drain décroît, linéairement avec V_{GS} au départ, et très graduellement lorsqu'on s'approche du blocage (Figure 2.6). Les droites extrapolées coupent l'axe des abcisses sur un point unique.

- La croissance de la résistance $r_{DS\,on}$ avec V_{GS} (Figure 2.8) se fait très graduellement et le point de blocage apparaît moins nettement défini que pour un F E T classique.

- Le courant drain à bas niveau augmente beaucoup avec la température (Figure 2.9), mais à fort niveau l'effet est inverse.

- Les caractéristiques $g_{DS\,on}$ (V_{GS}) (Figure 2.10) présentent une valeur de V_{GS}, V_{GS}^{o}, pour laquelle $\Delta g_{DS\,on} / \Delta T = 0$. Lorsque V_{GS} est faible, la conductance est élevée et diminue avec la température. Lorsque V_{GS} dépasse V_{GS}^{o} la conductance, plus faible, augmente avec la température.

En résumé, par comparaison au F E T classique, deux écarts importants ont apparu:

- Les caractéristiques de sortie ne présentent pas de saturation du courant.

- Les caractéristiques de sortie montrent un effet de déblocage du courant.

Comme corollaire de ces deux faits, il résulte que les caractéristiques de sortie sont comparables à celles d'une triode à vide et non pas, comme c'est le cas pour un F E T classique, à celles d'une penthode.

II.1.2. *Approche physique des caractéristiques de sortie*

L'observation d'un comportement de type triode indique qu'il ne peut pas être question d'appliquer directement à nos structures les analyses établies pour les F E Ts classiques, surtout en ce qui concerne le pincement et ses conséquences.

Les différences fondamentales entre nos structures et les F E Ts classiques sont la non-uniformité de la largeur du canal, qui présente un minimum près de la source et qui s'ouvre après vers le drain, et l'existence de la diffusion N^+ qui cause du côté de la source la non-homogénéité du dopage dans le canal. Il est évident qu'il faut rechercher dans ces différences les écarts de comportement observés entre les deux dispositifs.

Nous considérerons successivement dans ce paragraphe :

- le pincement du canal
- le cas de faibles polarisations de drain
- le cas de fortes polarisations de drain, en considérant successivement des tensions appliquées sur la grille inférieures à celle de pincement, puis des tensions supérieures.
- l'approche synthétique globale de ce dernier cas.

a) Le pincement du canal

En tenant compte de la forme des caractéristiques et plus concrètement de l'existence du phénomène de déblocage du courant, il est nécessaire pour étudier le pincement du canal de préciser la valeur de la tension appliquée sur le drain. Pour éliminer toute ambiguïté, nous nous placerons à $V_{DS} = 0$.

Dans ces conditions, pour une certaine valeur V_P de la tension V_{GS} les zones de charge d'espace des deux côtés de la grille se mettent en contact. Alors, on dit, habituellement, que le canal est pincé, et V_P est appelée tension de pincement.

Evidemment, si l'on veut que la zone pincée atteigne tout le canal, il faudra appliquer des tensions V_{GS} supérieures, alors que pour

un F E T à canal uniforme, le pincement se produit simultanément sur toute sa longueur. Ceci indique une moindre efficacité de la grille de notre dispositif quant au blocage du canal.

De plus, la forme "pointue" de la grille et les valeurs élevées du dopage du côté source impliquent une faible extension de la zone de charge d'espace et par conséquent un difficile blocage du canal.

La tension de pincement V_P se calcule très simplement dans un F E T classique :

$$V_P = V_D - \frac{q N_D a^2}{2\varepsilon}$$

Pour nos structures, le calcul de V_P à partir des paramètres électriques et géométriques ne paraît pas abordable. La valeur de V_P estimée à partir d'un modèle unidimensionnel donnerait pour la structure correspondante à la Figure 2.4, une tension de pincement positive de l'ordre de 0.5 V. Or, sur cette figure, on voit que le courant circule pour des valeurs négatives de V_{GS} allant jusque - 0,5 V.

Ce fait est attribué à la forme non plane de la jonction et à l'existence de la région N^+ , de telle manière que le pincement doit avoir lieu par dessous de la partie la plus étroite du canal. Nous donnerons tout de suite une méthode pour estimer la tension de pincement.

b) Cas de faible niveau de polarisation V_{DS}

Pour de faibles tensions de drain V_{DS} , l'extension de la zone de la charge d'espace de la jonction de grille est exclusivement déterminée par le potentiel interne de diffusion et la tension appliquée V_{GS} . Dans ces conditions, que l'on peut considérer valables jusqu'à quelques dizaines de millivolts, le dispositif se comporte comme une résistance et les courbes caractéristiques I_D (V_{DS}) sont des droites dont la pente diminue avec V_{GS}.

Cette pente représente la valeur de la résistance $r_{DS\,on}$ entre la source et le drain pour $V_{DS} = 0$, et nous l'avons représentée en fonction de V_{GS} sur la Figure 2.8.

Lorsque la tension V_{GS} atteint la valeur V_P , la résistance augmente considérablement. Cependant, il faut signaler que la croissance est beaucoup plus graduelle que pour un F E T classique. Nous attribuons ce phénomène au fait que dans nos structures pour $V_{GS} = V_P$ le pincement du canal s'effectue seulement sur un point et il n'atteint toute la zone du canal que pour des tensions V_{GS} supérieures.

Les caractéristiques de transfert direct I_D (V_{GS}) (Figure 2.6) révèlent au départ une décroissance linéaire qui devient graduelle lorsqu'on s'approche au blocage. L'extrapolation de la partie droite des caractéristiques montre que toutes convergent vers un point sur l'axe des abcisses.

Dans un F E T classique, la relation que pour les faibles tensions V_{DS} lie le courant aux tensions appliquées s'obtient à partir des équations (I.1) et (I.2) en faisant $V(X) \equiv 0$. Pour les valeurs de V_{GS} voisines de V_P , on arrive à :

$$I_D = A \frac{V_{GS} - V_P}{V_D - V_P} \quad V_{DS}$$

où A est une valeur constante pour chaque structure, qui dépend de ses paramètres électriques et géométriques.

Les caractéristiques I_D (V_{GS}) pour un F E T classique présentent, comme celles de la Figure 2.6, un point de convergence sur l'axe des abcisses, qui, en tenant compte de l'expression précédente, correspond à la valeur V_P . Comme en ce qui concerne ce point, le comportement de notre dispositif est analogue, nous prendrons comme estimation de la tension de pincement V_P l'abcisse du point de croissement. Pour la structure considérée, on a $V_P = -0.36$ V.

Si l'on revient maintenant à la Figure 2.8, on n'observe pas pour cette valeur une abrupte croissance de la résistance. Ceci n'est pas surprenant si l'on tient compte que dans notre dispositif la tension de pincement V_P ne définit pas assez nettement le blocage du canal.

c) Cas de fort niveau de polarisation V_{DS}

Cas : $|V_{GS}| < |V_P|$

Lorsque les tensions V_{DS} appliquées sont suffisamment élevées la chute de potentiel qui se produit au long du canal tend à accroître la largeur de la zone de transition définie autour de la diffusion de grille, ce qui se traduit par une augmentation de la résistance du canal.

Cet effet, dans le cas d'un F E T classique, conduit au pincement du canal et à la saturation du courant qui la traverse. Les courbes caractéristiques présentées et celles que nous avons relevées de toutes les structures réalisées ne montrent, dans aucun cas, un tel phénomène.

Pour en trouver une interprétation, il faut se rapporter aux résultats déjà connus [20, 21, 22] concernant la conductance de sortie à la saturation. En effet, on constate que au fur et à mesure que le rapport L/a entre la longueur et la largeur du canal décroît, la conductance de sortie en régime pincée croît.

En conséquence, il faut admettre, dans la mesure où l'on ne peut pas exclure, a priori, l'existence d'un effet de pincement, que celui-ci se produit dans une configuration à canal court. Toutefois, les courbes de la Figure 2.3 ne montrent pas de points particuliers permettant, même intuitivement, de distinguer la zone pincée de la zone non pincée. Il ne nous paraît pas possible dans ces conditions d'aller plus avant dans l'analyse du fonctionnement du dispositif.

Cas : $|V_{GS}| > |V_P|$

Pour un F E T classique, lorsque la tension inverse appliquée V_{GS} est supérieure à la tension de pincement, le canal est bloqué pour toutes les tensions V_{DS} appliquées sur le drain. Les choses se présentent bien différemment dans notre dispositif. En effet, si avec une tension appliquée V_{GS} supérieure à V_P , on procède à l'augmentation progressive de V_{DS} , le faible courant de drain que l'on observe au départ n'est que celui de la jonction grille-drain polarisée en inverse. Mais, lorsque V_{DS} atteint un certain seuil TV_{DS} , fonction croissante de V_{GS} , le courant croît très rapidement (Figure 2.2) et après la région de transition de l'état bloqué à l'état de conduction (Figure 2.3), le comportement ne semble pas différer essentiellement de celui du cas précédent.

Si l'on définit la tension de seuil TV_{DS} comme la valeur de V_{DS} pour laquelle I_D = 10 nA, il est évident que la fonction TV_{DS} (V_{GS}) qui définit la capacité de blocage du courant dans le canal exercée par la grille est réciproque de celle V_{GSoff} (V_{DS}), représentée sur la Figure 2.7.

Précisons que rien n'indique que la soudaine apparition du courant soit due à des phénomènes de multiplication par choc dans la zone de charge d'espace, ce qui entraînerait d'importantes fluctuations du courant de grille.

Nous sommes donc amenés à supposer que la barrière de potentiel créée au long du canal par la tension V_{GS}, s'abaisse sous l'action de la tension V_{DS} , cet abaissement entraînant l'augmentation du courant à travers le canal.

A ce niveau, un commentaire s'impose. Lors de l'étude du pincement du canal à bas niveau de polarisation V_{DS}, nous avons remarqué que, à cause de la forme de la jonction de grille, pour $V_{GS} = V_P$, le canal n'était pincé que sur "un point". On conçoit aisément qu'une tension de grille supérieure à V_P soit nécessaire pour bloquer la conduction efficacement. V_P ne définit pas pour ce dispositif la tension de blocage, que nous appelons V_{GSoff} et qui est essentiellement fonction de V_{DS} , alors que V_P ne l'est pas.

d) Approche synthétique

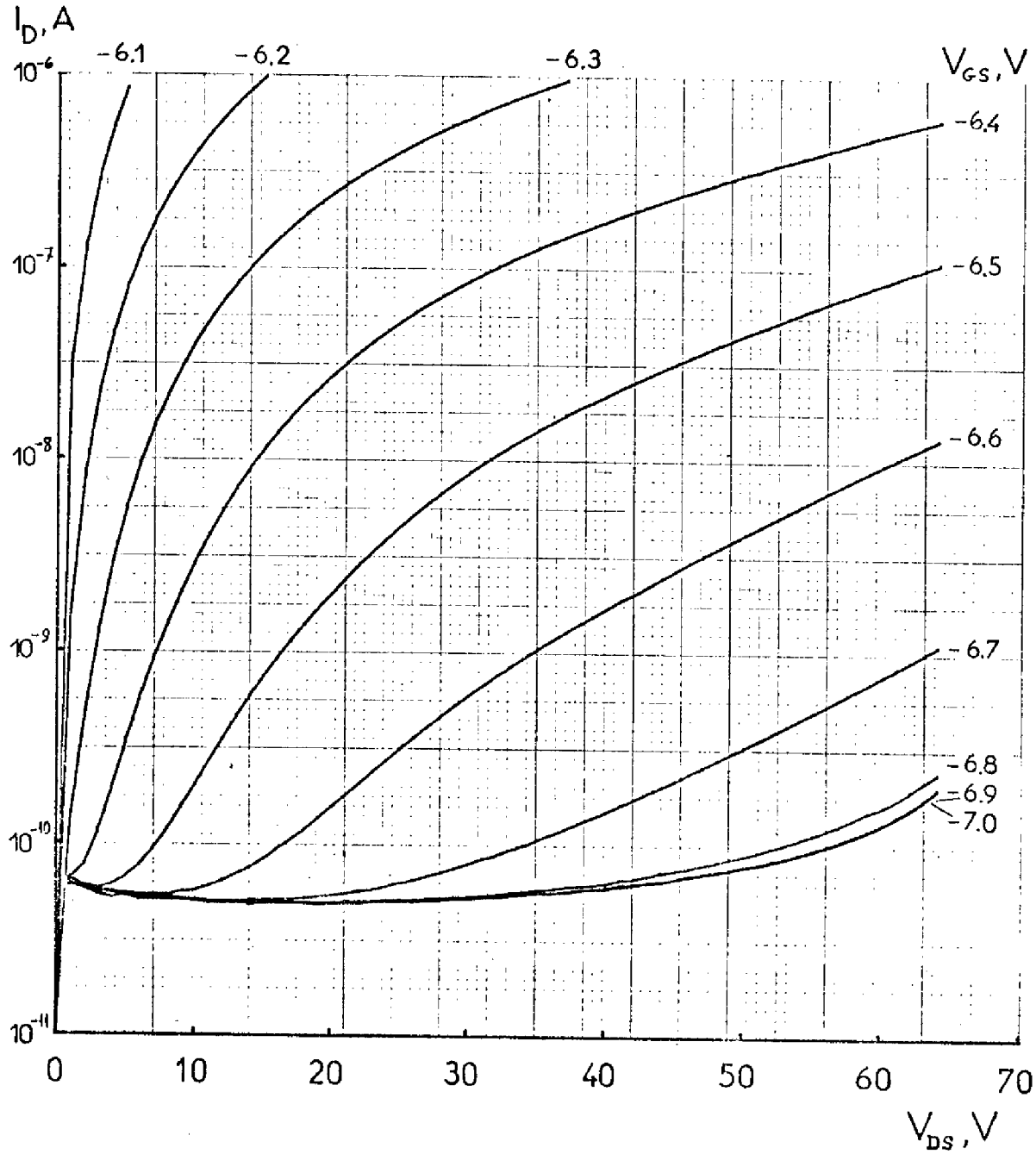
Nous venons de considérer le cas de fortes polarisations V_{DS} , pour lequel les caractéristiques de sortie ont l'allure typique de celles d'une triode à vide, avec d'une part le problème du pincement et de la saturation, d'autre part celui du déblocage du courant drain. Nous avons avancé comme explication de ces deux phénomènes caractéristiques l'existence d'une configuration de canal court pour ce qui concerne l'absence de saturation, et un effet d'abaissement de barrière pour ce qui est du déblocage de I_D . Le problème que l'on peut se poser à ce niveau est celui de la cohérence de ces deux interprétations.

Nous pouvons noter, en premier lieu, que la transition "penthode-triode" a été observée ou calculée sur d'autres types de dispositifs, en particulier sur des dispositifs M O S [23, 24] . Cette transition apparaît liée à des effets géometriques, essentiellement aux valeurs des rapports L/a permettant de distinguer le fonctionnement canal court du fonctionnement canal long.

De plus, l'observation des courbes I_D (V_{DS}) intermédiaires entre les problèmes signalés du pincement et ceux du déblocage, indique (Figure 2.4) que, même dans ce cas, il est possible de distinguer les deux comportements. En effet, on observe à bas niveau de polarisation une allure se rapprochant d'un comportement de F E T classique, suivi d'une accélération notable du courant avec la tension V_{DS}.

En conséquence, le problème de la cohérence de ces deux interprétations ne se pose pas réellement dans la mesure où les deux effects restent distincts. Tout au plus, la question peut se poser de savoir si l'origine des effets caractéristiques est commune ou non. Nous sommes fondés de penser à ce sujet que, dans la mesure où le canal est court, l'effet d'abaissement de barrière sera plus aisé.

Considérant cette analyse comme se rapportant à un cas limite, ne peut-on pas observer des effets analogues sur des structures plus classiques ? Dans ce but, nous avons tracé (Figure 2.11) en échelle semilogarithmique les



- Figure 2.11 -

Caractéristiques de sortie I_D (V_{DS}) à faible niveau de courant d'un F E T conventionnel 2 N 4391.

caractéristiques I_D (V_{DS}) du transistor à effet de champ 2N 4391, dont la tension de pincement est relativement élevée. On voit qu'il présente, aussi, des caractéristiques de type triode. Les différences sont qu'elles présentent des valeurs du courant beaucoup plus faibles et que l'on passe, avec un changement de V_{GS} relativement faible, de la conduction à $V_{DS} = 0$ au blocage pour les valeurs plus élevées de V_{DS}. Cependant, le tracé réalisé pour le transistor à effet de champ 2N 4393, de la même série que l'antérieur, mais avec une tension de pincement seulement de quelques dixièmes de volt, n'a absolument pas montré des caractéristiques de type triode.

Nous concluons en accord avec les analyses précédentes que pour les F E T classiques à canal étroit, l'effet de triode ne peut être observé, alors que, pour les F E T à canal plus large il est déjà apparent. Le F E T à canal vertical représente dans ce contexte un cas limite de canal large pour lequel l'effet triode est largement dominant.

II.1.3. *Courant de grille*

L'analyse de l'évolution du courant de grille en fonction des tensions appliquées ne manque pas d'intérêt si l'on tient compte qu'elle définit l'impédance d'entrée du dispositif.

L'évolution des caractéristiques montrée sur la Figure 2.1 indique que pour les faibles valeurs de V_{DS}, le courant augmente légèrement avec V_{GS} et il est celui de la jonction grille-drain polarisée en inverse. Pour les tensions V_{DS} plus élevées le courant diminue avec V_{GS} et ceci n'est pas explicable au moins qu'il y ait une nouvelle composante du courant.

Cette composante,mise déjà en évidence dans les transistors à effet de champ à grille jonction [25, 26] et à grille isolée [27, 28], est attribué à l'ionisation par chocs initiée dans le canal par les électrons chauds. Les électrons et les trous ainsi créés sont collectés respectivement par le drain et la grille. Les trous donnent lieu à une composante du courant grille qui augmente sensiblement avec la tension drain. Le nombre d'électrons collectés par le drain représente une contribution négligeable au courant dû

aux porteurs majoritaires. Cette composante du courant grille est évidemment croissante avec le courant drain et devient prépondérante lorsque V_{DS} est assez élevée. Alors, l'augmentation de V_{GS} se traduit par une diminution de I_D et aussi donc, de I_G.

II.1.4. Effets de la température

La conduction au long du canal étant due aux porteurs majoritaires ne sera modifiée par la température qu'à cause des variations de deux paramètres : la tension de diffusion, affectant la largeur de la zone de charge d'espace de la jonction de grille et la mobilité des porteurs.

La tension de diffusion diminue avec la température. Dans une jonction P-N abrupte, on peut écrire [29] :

$$\frac{\partial V_D}{\partial T} = \frac{K}{q} \log \frac{N_A N_D}{A} - \frac{3K}{q} (\log T + 1)$$

où A est une constante. Ceci implique un blocage du courant moins effectif et par conséquent une diminution de la tension de seuil TV_{DS} qui amène pour des tensions V_{GS} et V_{DS} fixes à des valeurs du courant drain plus élevées.

D'autre part, la diminution de la mobilité des porteurs avec la température [30] entraîne, dans les mêmes conditions, une diminution du courant.

Les deux effets sont donc opposés. Lorsque le canal est près du blocage, l'influence de la tension de diffusion est prépondérante et le courant faible augmente avec la température. Lorsque le canal est bien ouvert l'influence de la tension de diffusion est relativement moins importante et c'est l'effet sur la mobilité qui domine. Alors, le courant, qui présente des valeurs beaucoup plus importantes, diminue lorsque la température augmente.

Ce qui vient d'être dit explique qualitativement l'allure des caractéristiques des Figures 2.9 et 2.10. On constate donc, que en ce qui concerne l'effet de la température, notre dispositif a les propriétés typiques des F E Ts classiques.

II.2. DISPOSITIF FONCTIONNANT AVEC UNE POLARISATION DIRECTE DE LA GRILLE

II.2.1. Préliminaire

Les dispositifs avec le canal bloqué à $V_{GS} = 0$ à cause de la tension de diffusion de la jonction de grille et qui doivent donc fonctionner avec la grille polarisée en direct n'ont pas été l'objectif de nos recherches. Cependant, au cours de nos essais, avec le souci d'avoir des canaux très étroits, nous en avons obtenu et même on a failli réaliser des dispositifs avec les deux côtés de la grille en contact. Dans ce cas, il n'y a plus de canal et on a un transistor bipolaire N P N avec une base d'épaisseur non uniforme.

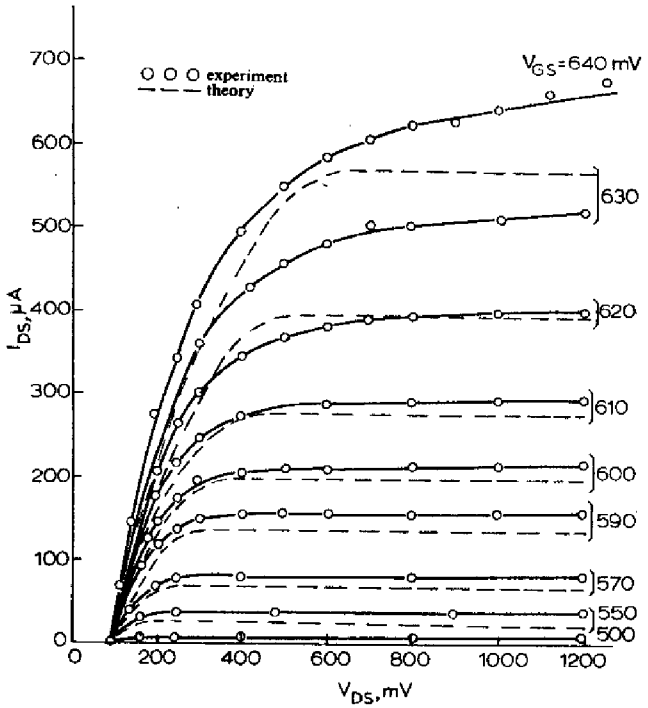
Une théorie simplifiée du dispositif fonctionnant avec la grille polarisée en direct avait déjà été rapportée par D. ESTEVE et EZZ EL ARAB [31] . La Figure 2.12 montre les caractéristiques de sortie et de transfert direct qu'ils ont apportées. Ces caractéristiques sont analogues à celles d'un transistor bipolaire. La relation exponentielle :

$$I_D \propto \exp \frac{q V_{GS}}{n K T}$$

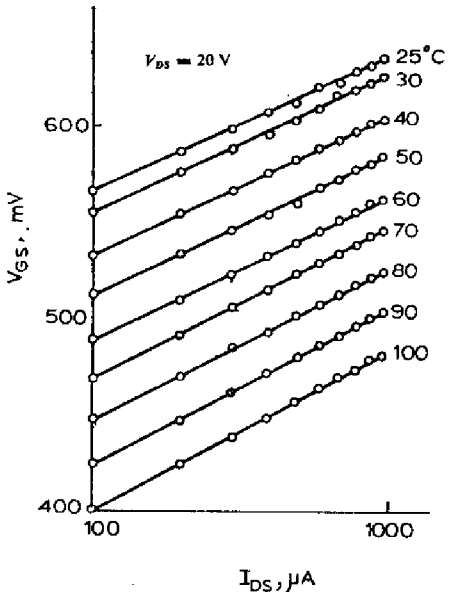
indiquée par les dernières, a amené à ces auteurs à considérer que l'injection de trous de la grille dans le canal atteignait le fort niveau. Dans ces conditions, la concentration de porteurs minoritaires en excès $\hat{p}$ conduit par la condition de quasi-neutralité, a une concentration de porteurs majoritaires en excès $\hat{n}$, de façon que :

$$\hat{p}(X) \simeq \hat{n}(X) \simeq \frac{n_i^2}{N_D} \exp \frac{q}{kT} \left[V_{GS} - V(X) \right]$$

a)



b)



- Figure 2.12 -

Dispositif fonctionnant avec la grille polarisée en direct
a) Caractéristiques de sortie expérimentales et théoriques
b) Caractéristiques de transfert direct. BV_{DSS} = 140 V *(structure WN 101). D'après D. ESTEVE et EZZ EL ARAB* [31].

A partir de cette expression, ils ont calculé les composantes du courant dans le canal dues au champ électrique et à la diffusion et ils ont obtenu pour le courant drain :

$$I_D = \frac{4q\mu_n n_i^2 Z}{L N_D} \frac{kT}{q} \exp\frac{qV_{GS}}{kT} \left[a - \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_D}(V_D - V_{GS})} \right] \times$$

$$\left(1 - \exp\frac{-qV_{DS}}{kT}\right) - I_o \left\{ \exp\frac{q(V_{GS} - V_{DS})}{kT} - 1 \right\}$$

Cette expression était en assez bon accord avec les résultats expérimentaux comme l'on peut vérifier sur la Figure 2.12a.

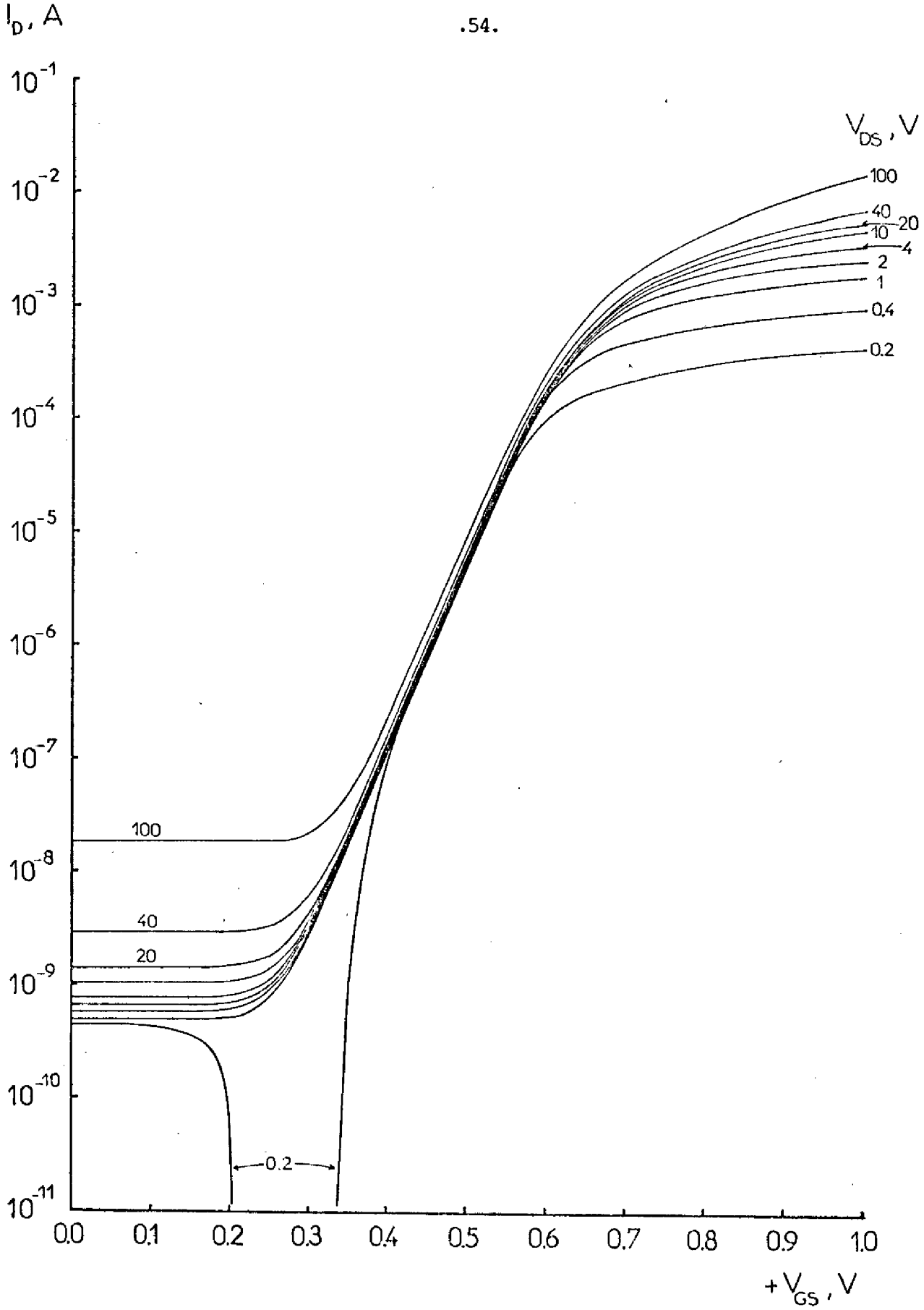
Cependant, l'analyse plus précise que nous avons réalisée indique que cette interprétation n'est pas applicable à la structure qu'ils ont considérée (WN 101). En effet, sur la Figure 2.13, nous montrons qu'un comportement analogue à celui indiqué par les auteurs ci-dessus est observé à des niveaux de polarisation de la grille pour lesquels on ne peut pas invoquer l'effet de fortes injections. De plus, pour ce même dispositif, il est possible de mettre en évidence l'existence d'une connexion électrique entre les deux diffusions de grille.

L'interprétation qui se dégage de ces expériences est donc l'existence d'un effet transistor que nous attribuons au fait que les deux diffusions de grille sont en contact.

Dans les paragraphes qui suivent, nous étudierons des dispositifs pour lesquels le canal à l'équilibre thermodynamique n'est que presque fermé. Les structures obtenues qui montrent un parfait blocage du canal semblent avoir toutes les deux diffusions de grille en contact et nous ne le considérerons pas.

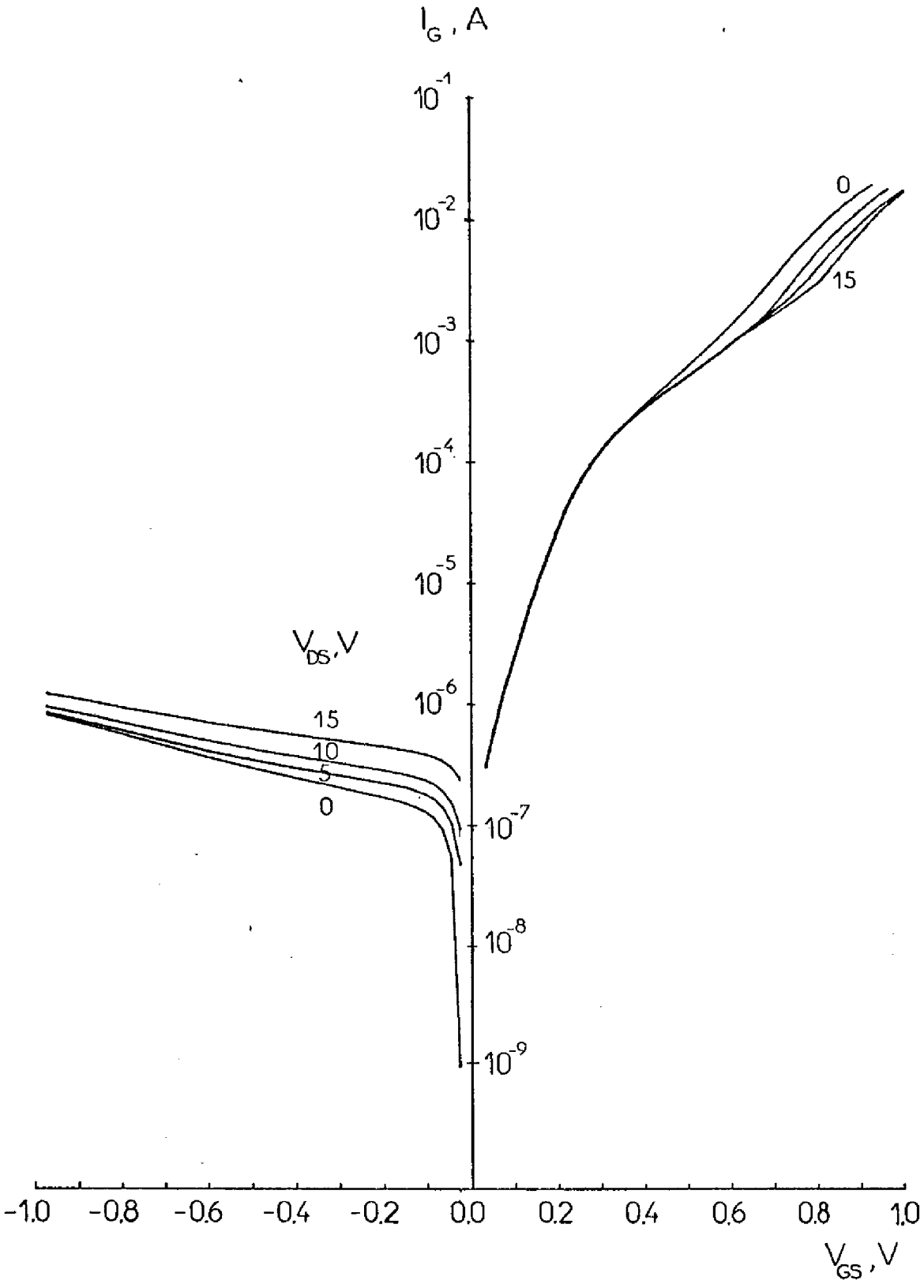
II.2.2. *Propriétés électriques*

Les Figures 2.14 et 2.15 montrent respectivement les caractéristiques d'entrée et de transfert direct d'un dispositif à canal presque



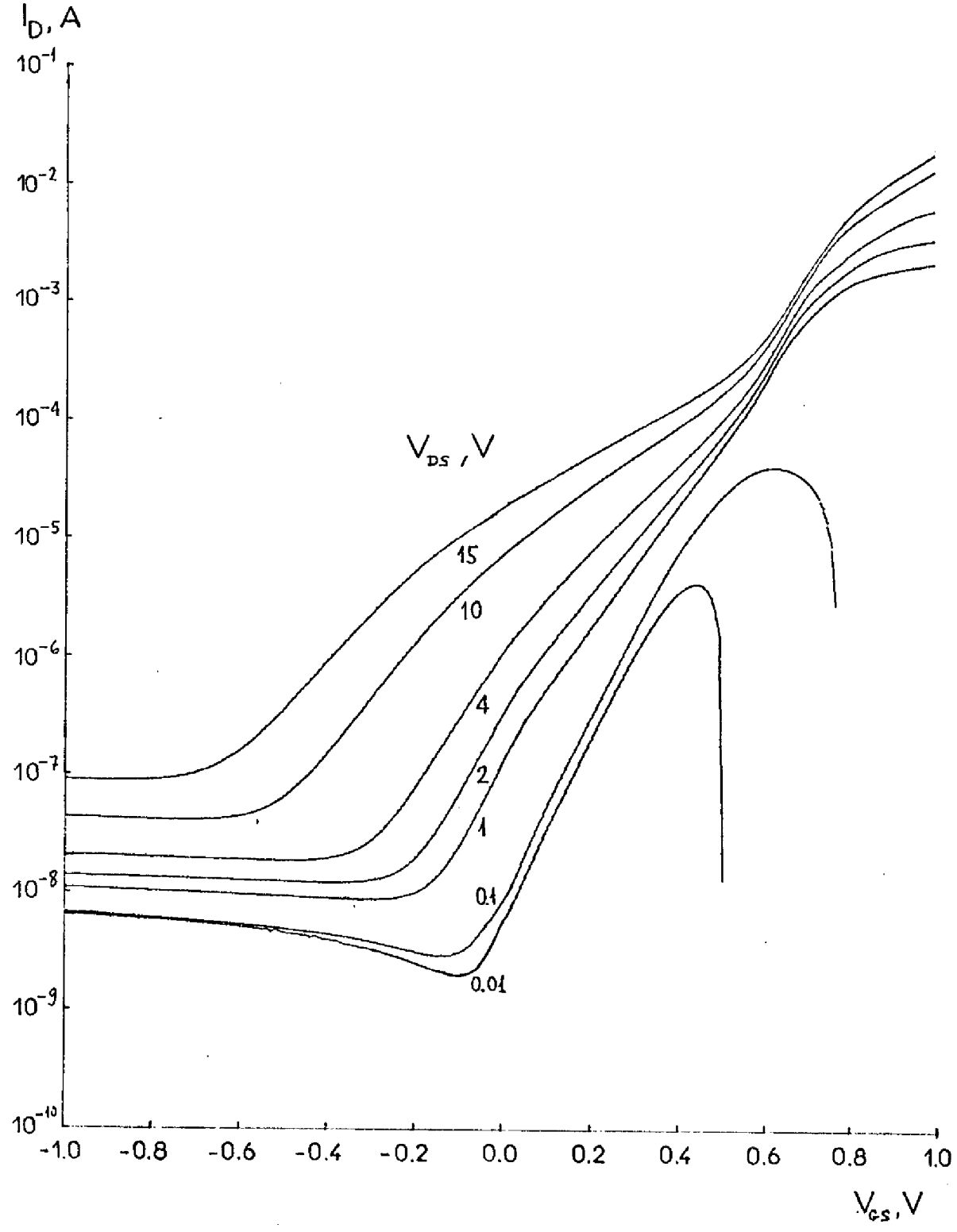
- Figure 2.13 -

Caractéristiques de transfert direct à tous les niveaux de courant
Grille polarisée en direct (structure WN 101).



- Figure 2.14 -

Caractéristiques d'entrée d'un dispositif à canal presque fermé (structure WN 106 A).



- Figure 2.15 -

Caractéristiques de transfert direct d'un dispositif à canal presque fermé (structure WN 106 A).

fermé, tracées autant pour les polarisations directes de la grille que pour les inverses, afin de comparer les deux types de fonctionnement.

Les caractéristiques d'entrée montrent d'importantes fuites à travers la jonction de grille. Sur les caractéristiques de transfert, on constate trois régions :

- Pour les valeurs négatives et suffisamment élevées de V_{GS} , le courant est faible et dépend très peu de V_{GS}.

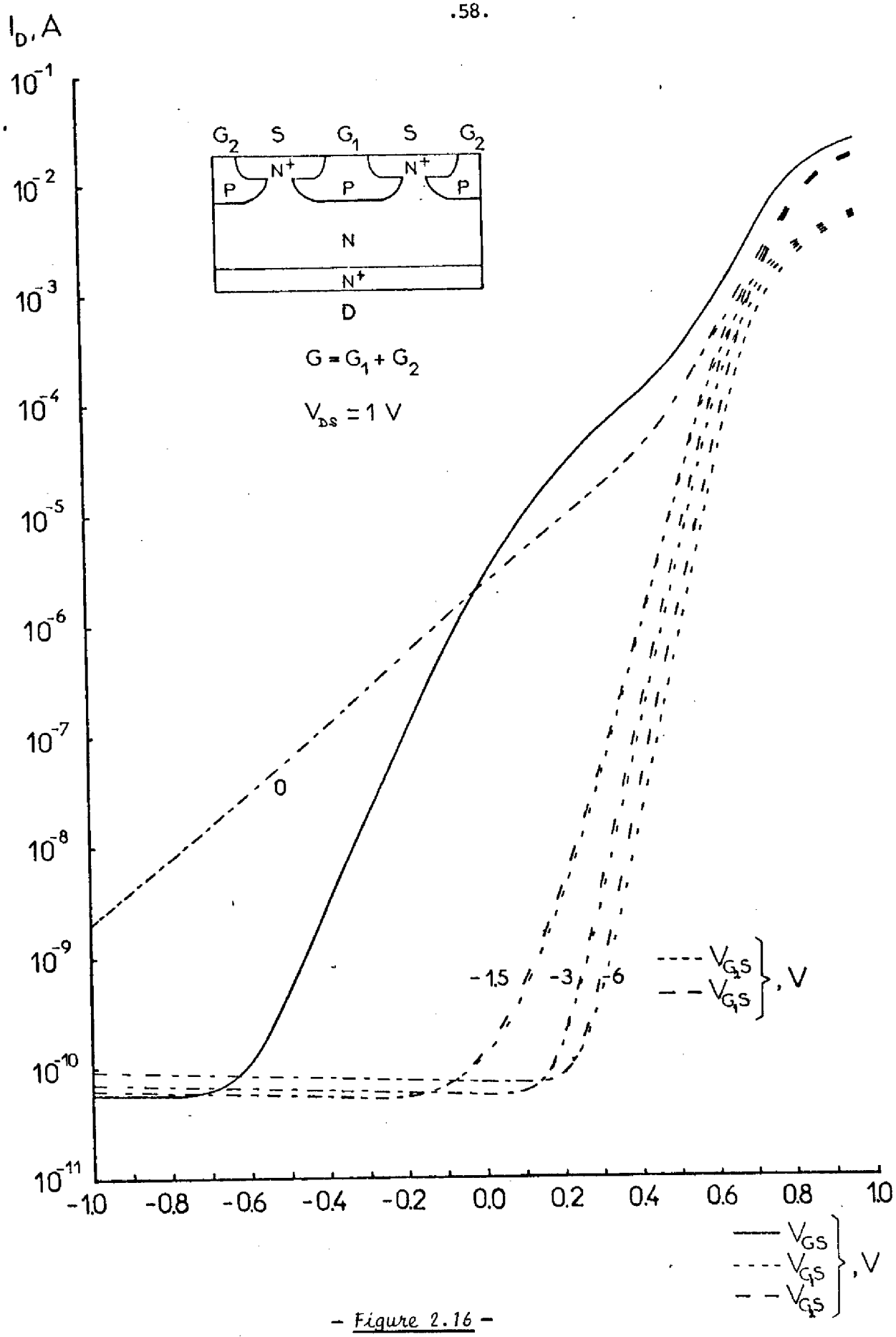
- A partir d'un certain seuil de V_{GS} croissant avec V_{DS} , le courant augmente fortement et devient très dépendant de V_{DS} . Cette région comprend des valeurs de V_{GS} négatives et positives,et on passe des unes aux autres sans discontinuité, avec seulement un léger changement de pente des caractéristiques.

- Aux alentours de V_{GS} = + 0.6 V se produit un resserrement des caractéristiques caractérisé par le fait que toutes ont à peu près la même pente. Après, elles deviennent divergentes.

II.2.3. *Analyse physique*

Du fait que les caractéristiques I_D (V_{GS}) dans la deuxième région que nous avons délimitée dans le paragraphe précédent, ne présentent pas de discontinuité à V_{GS} = 0, nous considérons que la conduction pour les polarisations directes de la grille inférieures à 0.6 V est due aux mêmes mécanismes que pour les polarisations inverses. C'est-à-dire l'augmentation de V_{GS} entraîne la diminution de la zone de charge d'espace et par conséquent, pour une même tension V_{DS}, le courant au long du canal augmente très sensiblement.

Le changement de comportement observé à partir de V_{GS} = 0.6 V dans ce dispositif et aussi dans tous les autres à canal beaucoup plus ouvert, ne peut être dû qu'aux phénomènes d'injection de porteurs à travers la jonction de grille polarisée en direct. En effet, la grille injecte des trous dans le canal, qui à fort niveau d'injection provoquent une sensible augmentation de sa conductance.



– Figure 2.16 –

Courbes caractéristiques illustrant le passage du courant drain à travers la grille.

Cependant, si l'on compare les caractéristiques de la Figure 2.15 à celles de la Figure 2.13, on s'aperçoit que par-dessus de V_{GS} = 0.6 V, elles ont la même allure et que le resserrement observé dans la première, pourrait provenir de la superposition d'un côté des caractéristiques d'un F E T, prépondérantes à faible niveau, et de l'autre des caractéristiques d'un transistor bipolaire, prépondérantes à fort niveau. Ceci nous mène à penser que les effets d'injection de porteurs provoquent non seulement une modulation de la conductance du canal, *mais aussi la conduction à travers la grille par effet transistor* . C'est-à-dire les électrons injectés par la zone N^+ de source, à travers la fonction N^+ - P polarisée en direct, sont collectés, à travers la jonction P - N, dans la région N du drain. Dans ces conditions, le courant drain aura toujours deux composantes : un courant circulant au long du canal, plus un courant à travers la grille. *Notre hypothèse, suggérée par la comparaison des Figures 2.15 et 2.13, est que c'est le courant à travers la grille, la composante principale du courant drain lorsqu'on atteint des valeurs de* V_{GS} *suffisamment élevées.*

Afin de vérifier cette hypothèse, nous avons essayé d'éliminer le courant à travers le canal tout en conservant le courant à travers le grille. Pour ce faire, nous avons polarisé un côté de la grille en inverse pour bloquer le canal et l'autre en direct pour voir l'évolution du courant qui le traverse. Ensuite, nous avons refait l'expérience en interchangeant les polarisations appliquées. Les résultats obtenus dans ces conditions, comparés à ceux obtenus lorsque nous relions les deux côtés de la grille, confirment la validité de notre hypothèse, tant pour les dispositifs à canal fermé comme pour les dispositifs à canal ouvert. En effet, (Figure 2.16), les courants à travers chaque côté de la grille sont analogues à celui total du transistor N P N lorsque les deux côtés de la grille sont en contact (Figure 2.13), et l'addition de toutes les deux, pour les valeurs les plus élevées de V_{GS}, représente plus du 90% du courant qui circule lorsque nous relions les deux côtés à la même polarisation directe.

x x

x

Nous avons consacré ce Chapitre à l'étude expérimentale des propriétés électriques du dispositif en différenciant les structures qui fonctionnent avec une polarisation inverse de grille de celles qui nécessitent une polarisation directe. Dans ce dernier cas, nous avons montré que, contrairement à l'interprétation proposée par d'autres auteurs, l'essentiel des propriétés trouve une explication satisfaisante dans la présence d'un effet transistor.

Notre attention s'est portée surtout sur le premier type de dispositif. Les propriétés fondamentales révélées sont :

- l'allure générale "triode" des caractéristiques de sortie,

- le déblocage du courant drain par l'action des tensions de drain, qui représente une importante limitation quant à la tenue en tension au blocage,

- les effets de la température analogues à ceux observés dans les F E Ts classiques.

La complexité de la structure ne permet pas de proposer une approche analytique simple. Nous nous sommes donc contentés, dans un premier temps, de signaler les écarts de comportement de nos structures vis-à-vis des F E Ts classiques, et dans une approche qualitative de proposer l'origine la plus probable de ces écarts.

Devant les difficultés rencontrées, nous nous sommes orientés vers une étude numérique basée sur la résolution bidimensionnelle des équations générales de transport dans les semiconducteurs. Cette étude fera l'objet du Chapitre suivant.

CHAPITRE III

ETUDE DU DISPOSITIF A PARTIR D'UNE SIMULATION NUMÉRIQUE BIDIMENSIONNELLE

Les résultats de l'approche simplifiée,établie dans le Chapitre précédent,montrent qu'une étude plus précise du fonctionnement du dispositif nécessite l'utilisation d'une simulation numérique bidimensionnelle complète.

S'agissant de la résolution des équations générales de transport dans les semiconducteurs, la méthode numérique est difficile de mettre en oeuvre par sa complexité et par le temps de calcul nécessaire aux résolutions. Nous nous attacherons donc fondamentalement à analyser les points caractéristiques essentiels mis en évidence par l'étude expérimentale et physique du Chapitre précédent, c'est-à-dire :

- l'allure "triode" des caractéristiques de sortie.
- l'origine au blocage des limitations en tension V_{DS}.

Ces points seront considérés dans les paragraphes qui suivent, mais d'abord nous présenterons les valeurs des paramètres pour simuler le dispositif, la méthode de calcul étant donnée en annexe.

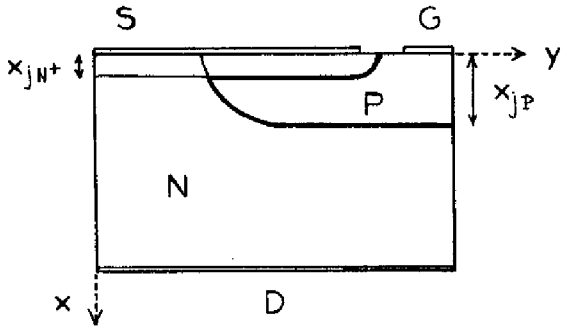
x x

x

III.1. INTRODUCTION

Nous avons adapté à notre structure la méthode numérique de résolution des équations générales de transport dans les semiconducteurs en régime permanent proposée par M. HEYDEMANN [32, 33] , dont nous présentons les caractéristiques principales dans l'Annexe II.

Le calcul a été partiellement simplifié en négligeant les effets liés aux porteurs minoritaires. En tenant compte de la symétrie de la structure, nous l'avons réduite à celle illustrée par la figure ci-dessous.



Pour simuler la distribution d'impuretés dans la structure, nous avons considéré des diffusions unidimensionnelles avec un profil gaussien. La diffusion latérale a été considérée comme une diffusion radiale, de la même profondeur et profil que celle unidimensionnelle, à partir d'un point décalé du bord du masque $(1 - r)\ X_{jP}$, avec $r = Y_j/X_j$ estimé à partir des abaques calculés par D.P. KENNEDY et R.R. O'BRIEN [34] .

Les paramètres que nous avons choisis sont les suivants :

Concentration d'impuretés du substrat N , $N_D = 10^{20}\ m^{-3}$

Concentration d'impuretés en surface P	, C_{SP}	$= -10^{25}$	m^{-3}
Concentration d'impuretés en surface N^+	, C_{SN^+}	$= 10^{27}$	m^{-3}
Profondeur de la diffusion P	, X_{jP}	$= 9.10^{-6}$	m
Profondeur de la diffusion N^+	, X_{jN^+}	$= 2.10^{-6}$	m
Largeur du masque de la diffusion P	, M_P	$= 18.10^{-6}$	m
Fenêtre du masque de la diffusion N^+	, M_N	$= 23.10^{-6}$	m
Rapport Y_j / X_j	, r	$= 0.9$	

Nous avons limité la structure à un rectangle de 15 μm x 30 μm avec 35 et 57 points de maillage respectivement. La distribution de dopage calculée avec les données ci-dessus est illustrée sur la Figure 3.1. Nous avons pris pour la mobilité des porteurs, fonction du dopage et du champ électrique, les relations empiriques établies par D.M. CAUGHEY et R.E. THOMAS [35] (Figure 3.2).

L'objectif de la simulation numérique que nous avons entreprise est d'étudier les mécanismes de fonctionnement du dispositif, et non pas, pour l'instant, d'atteindre un parfait accord entre les courbes calculées à partir du modèle et celles mesurées expérimentalement.

Toutefois, pour qu'il n'y ait pas de doute sur la qualité de l'analyse que nous allons présenter, nous montrons avant tout les caractéristiques I_D (V_{DS}) calculées pour deux valeurs de V_{GS} (Figure 3.3) , dont on peut aisément vérifier la validité par comparaison de ces courbes à celles obtenues expérimentalement (Figure 2.3).

Notons que les écarts que l'on peut remarquer peuvent être imputés aux choix des valeurs attribuées aux paramètres du modèle qui ne coïncident pas exactement avec celles de la structure étudiée expérimentalement.

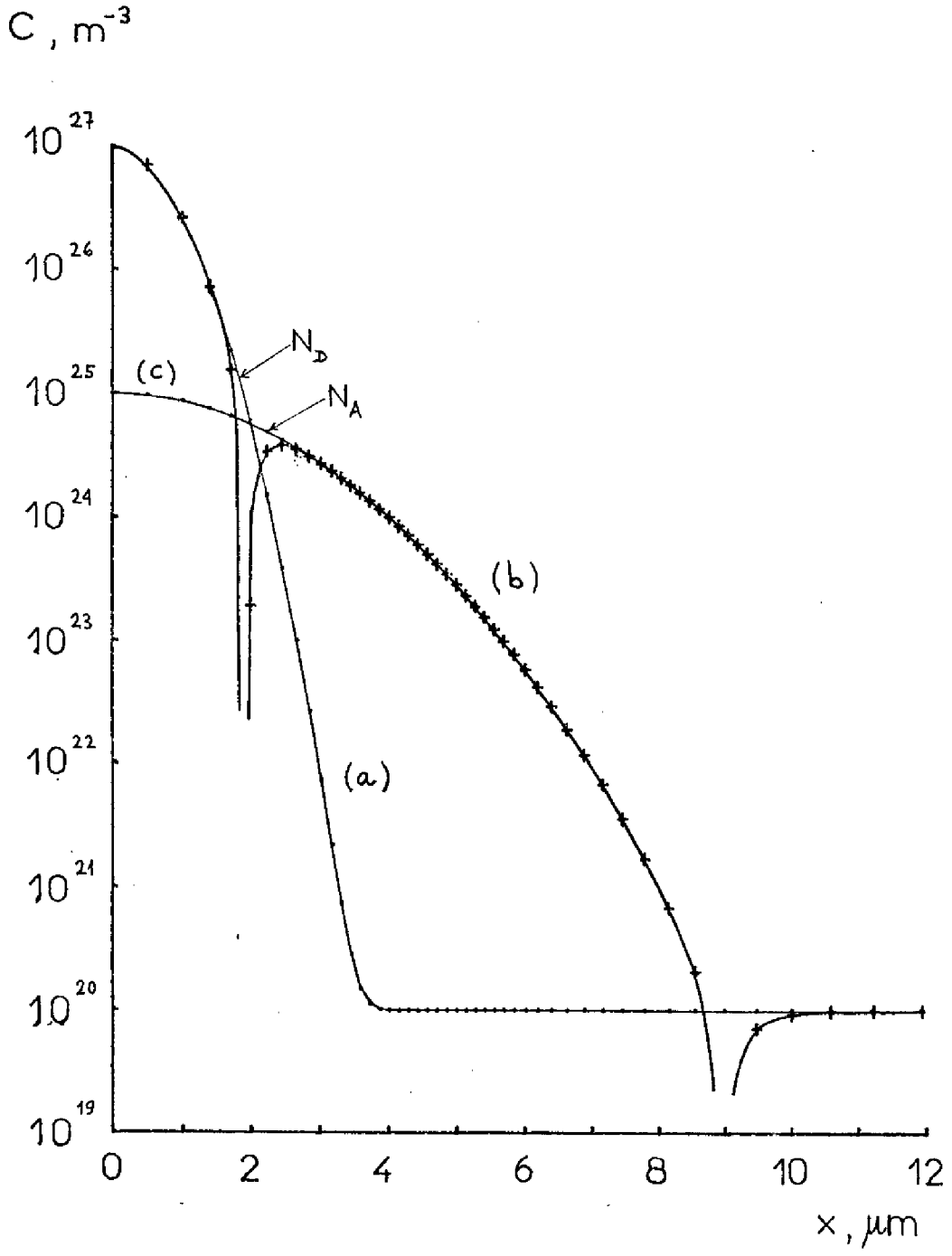
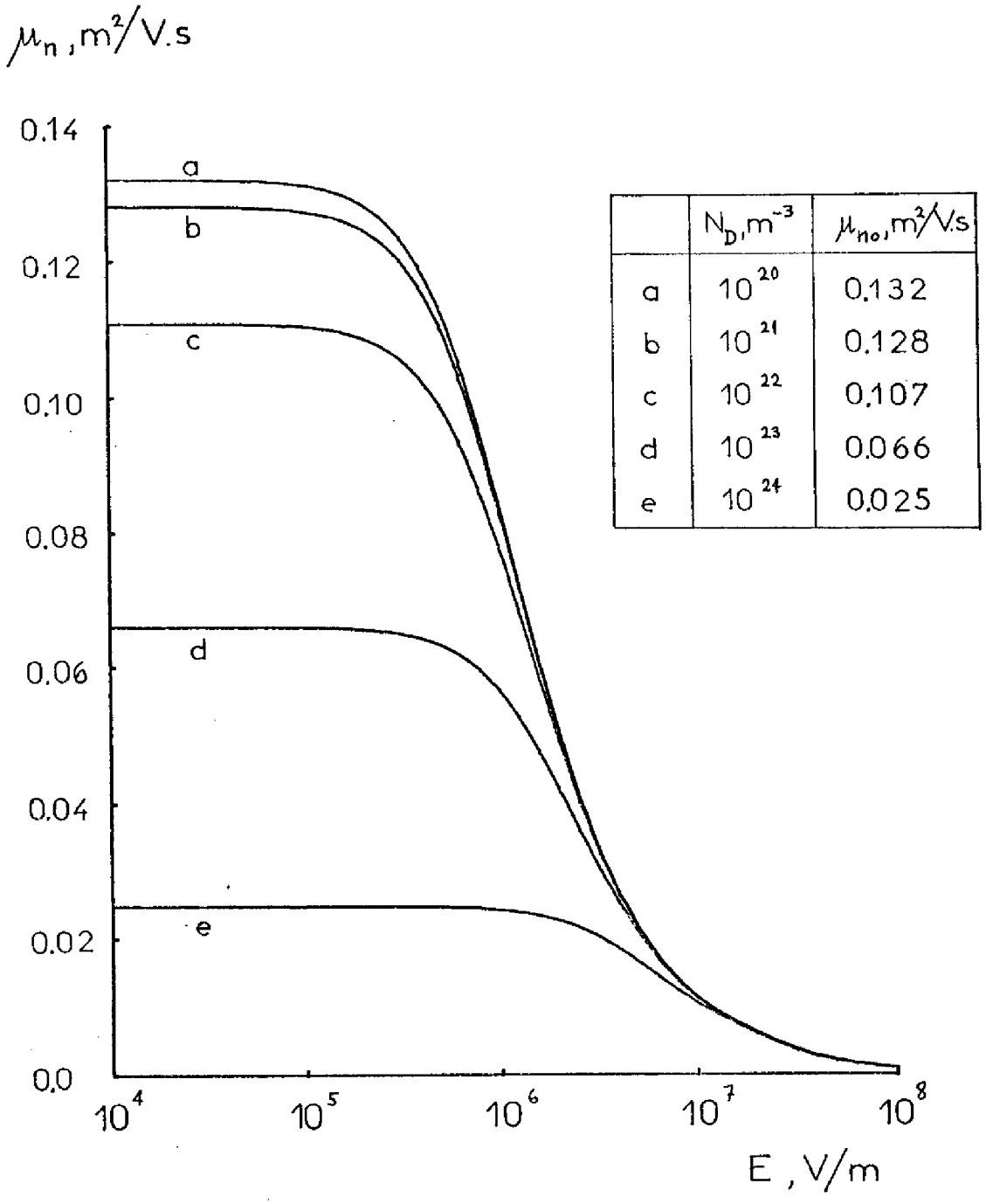


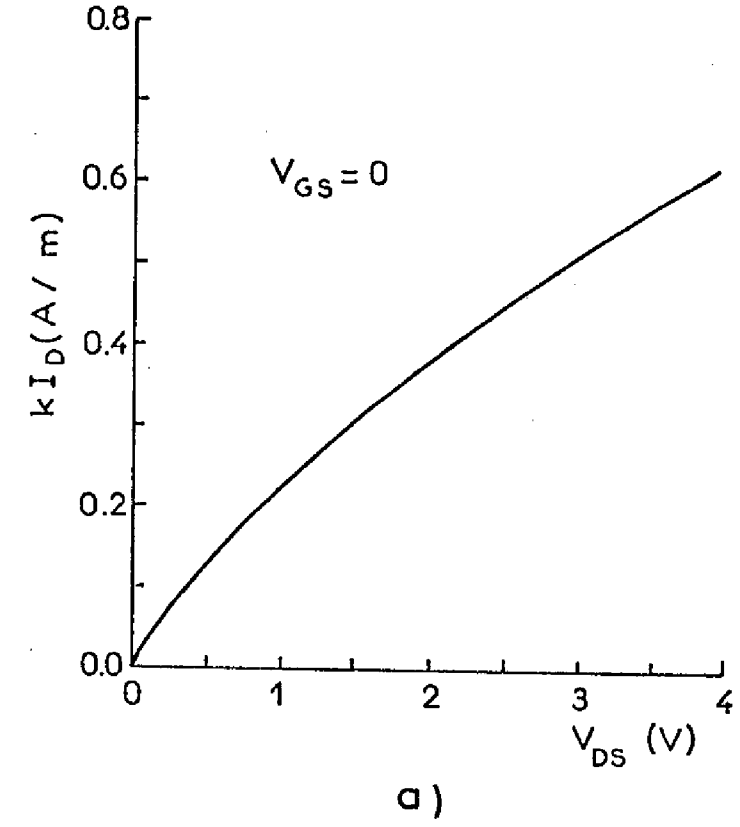
Figure 3.1. - *Concentration d'impuretés dans la structure en fonction de la profondeur, (a) pour y = 0, (b) pour y = 10 µm, (c) pour y = 17 µm.*

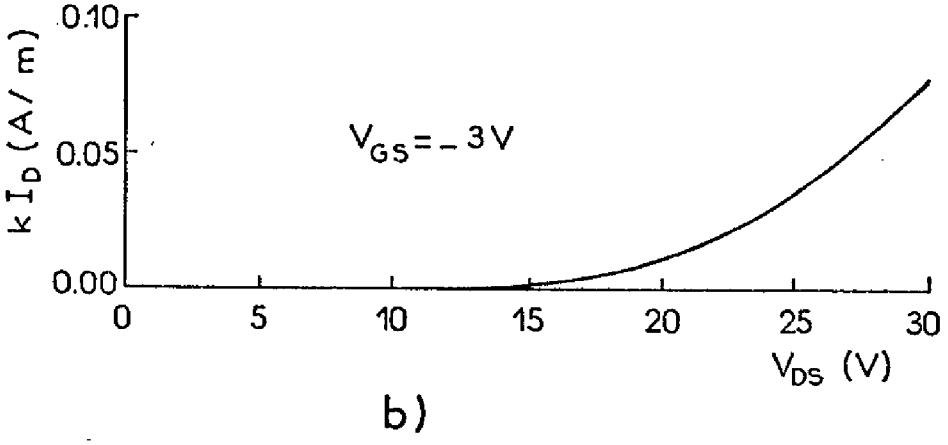


	N_D, m^{-3}	$\mu_{no}, m^2/V.s$
a	10^{20}	0.132
b	10^{21}	0.128
c	10^{22}	0.107
d	10^{23}	0.066
e	10^{24}	0.025

- Figure 3.2 -

Mobilité des électrons en fonction du champ électrique avec le dopage comme paramètre. (D'après les formules de D.M. CAUGHEY et R.E. THOMAS [35])





- *Figure 3.3.* -

Caractéristiques I_D (V_{DS}) calculées à partir du modèle numérique ($k = 1/Z = 1.6 \times 10^3\ m^{-1}$).

III.2. LE DISPOSITIF EN REGIME DE CONDUCTION

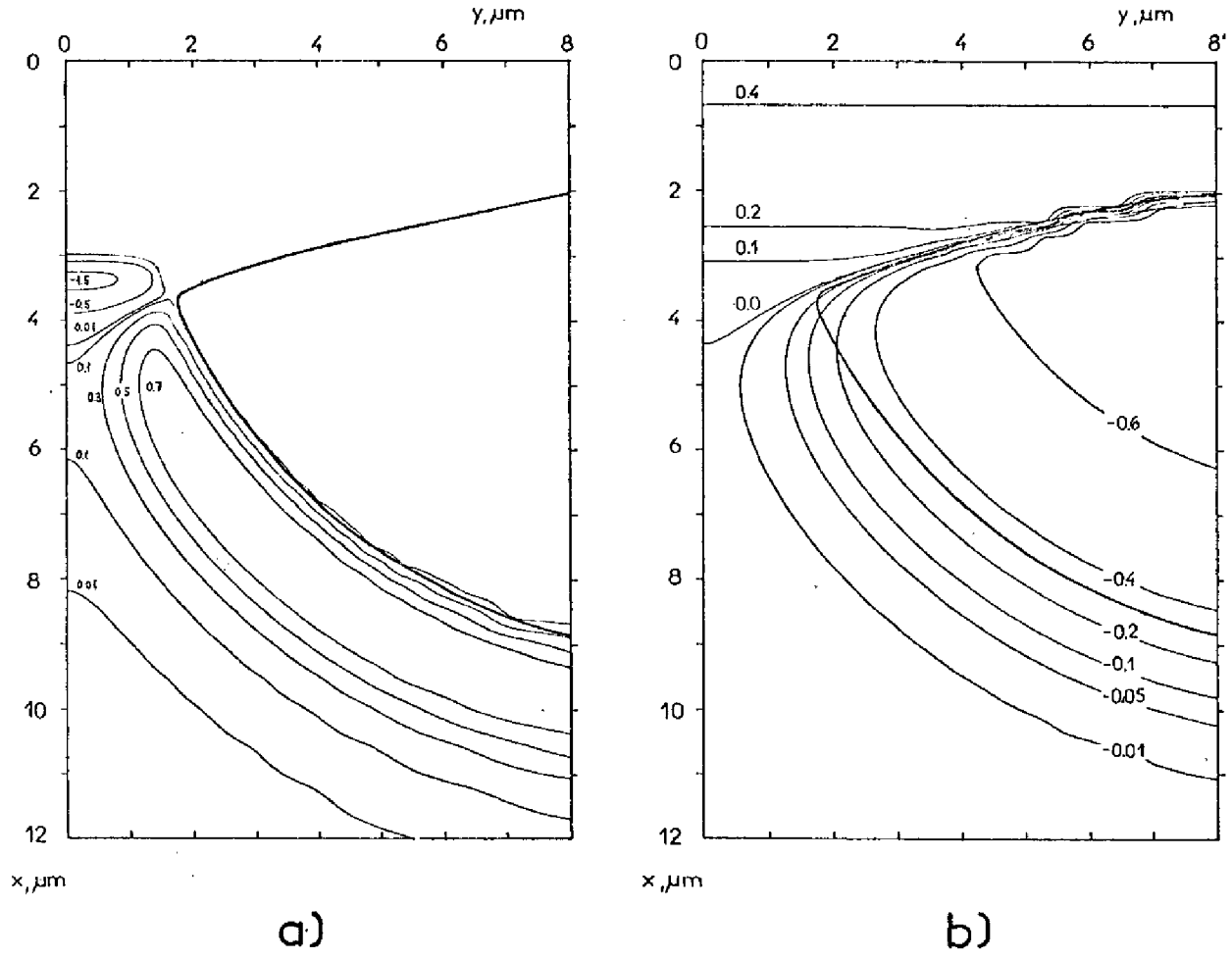
III.2.1. *Résultats de la Simulation*

a) Charge d'espace

En absence de toute polarisation extérieure, le canal n'est pas neutre (Figure 3.4a). En effet, du côté source, il présente une zone d'accumulation de porteurs, et du côté drain une zone de légère dépletion s'étendant sur toute la largeur du canal.

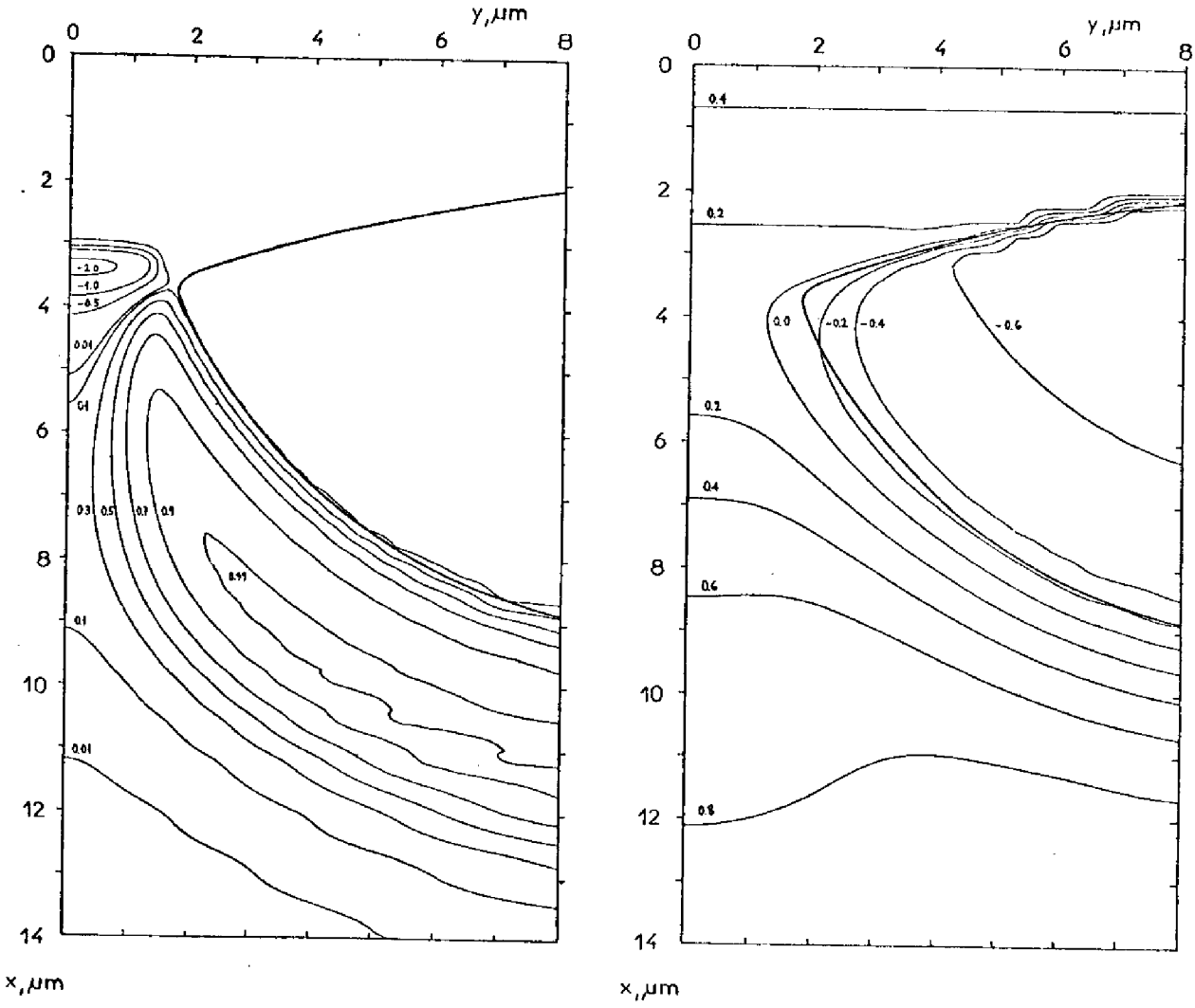
L'effet de l'application d'une tension V_{DS} sur la distribution de porteurs est illustré par les courbes des Figures 3.5a et 3.6a. La densité de porteurs dans la zone d'accumulation augmente toujours avec V_{DS}. Celle-ci s'allonge du côté drain pénétrant de plus en plus profondément dans le canal. Parallèlement, la zone de dépletion avance vers le drain et s'accentue. Le résultat de ces deux actions est plus explicite sur la Figure 3.7. La densité de charge positive sur l'axe présente un maximum pour chaque valeur de V_{DS} qui se déplace vers le drain lorsque V_{DS} croît. Ce maximum augmente de valeur jusque V_{DS} = 1 V. Après, il diminue progressivement, et le canal est de moins en moins dépeuplé malgré l'épanouissement de la zone de dépletion vers le drain. Il est remarquable de constater que la dépletion de porteurs qu'on atteint dans le canal reste de faible amplitude. En effet, le maximum absolu de la densité de charge d'espace ne représente que le 21% du dopage du substrat.

Habituellement, on ne considère comme canal de conduction que la zone dans laquelle la densité de porteurs est au moins le 50% de la densité lorsque le substrat est à l'état neutre. Ceci permet de préciser la largeur du canal de conduction. Quant à sa longueur, nous le limiterons arbitrairement à la zone où sa largeur est inférieure à 1,5 fois sa valeur minimale. Le Tableau ci-dessous montre l'évolution de la largeur et de la longueur du canal de conduction avec la tension appliquée V_{DS}.



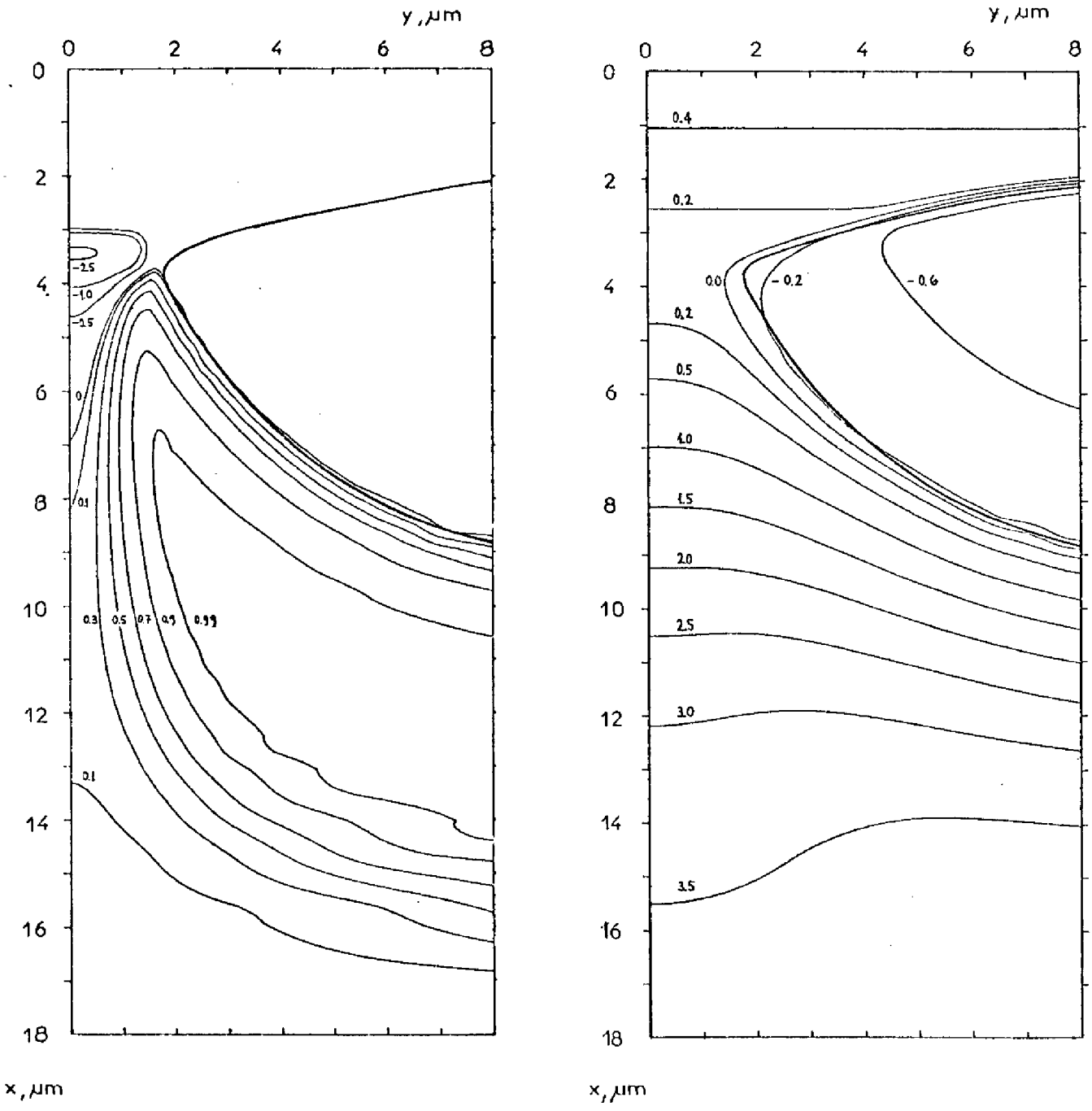
- Figure 3.4 -

A $V_{GS} = 0$ et $V_{DS} = 0$, distributions dans le canal
(a) de la densité de charge d'espace ρ/N_D, $N_D = 10^{20}\ m^{-3}$,
(b) du potentiel en V (En trait plus gros est dessinée la jonction de grille).



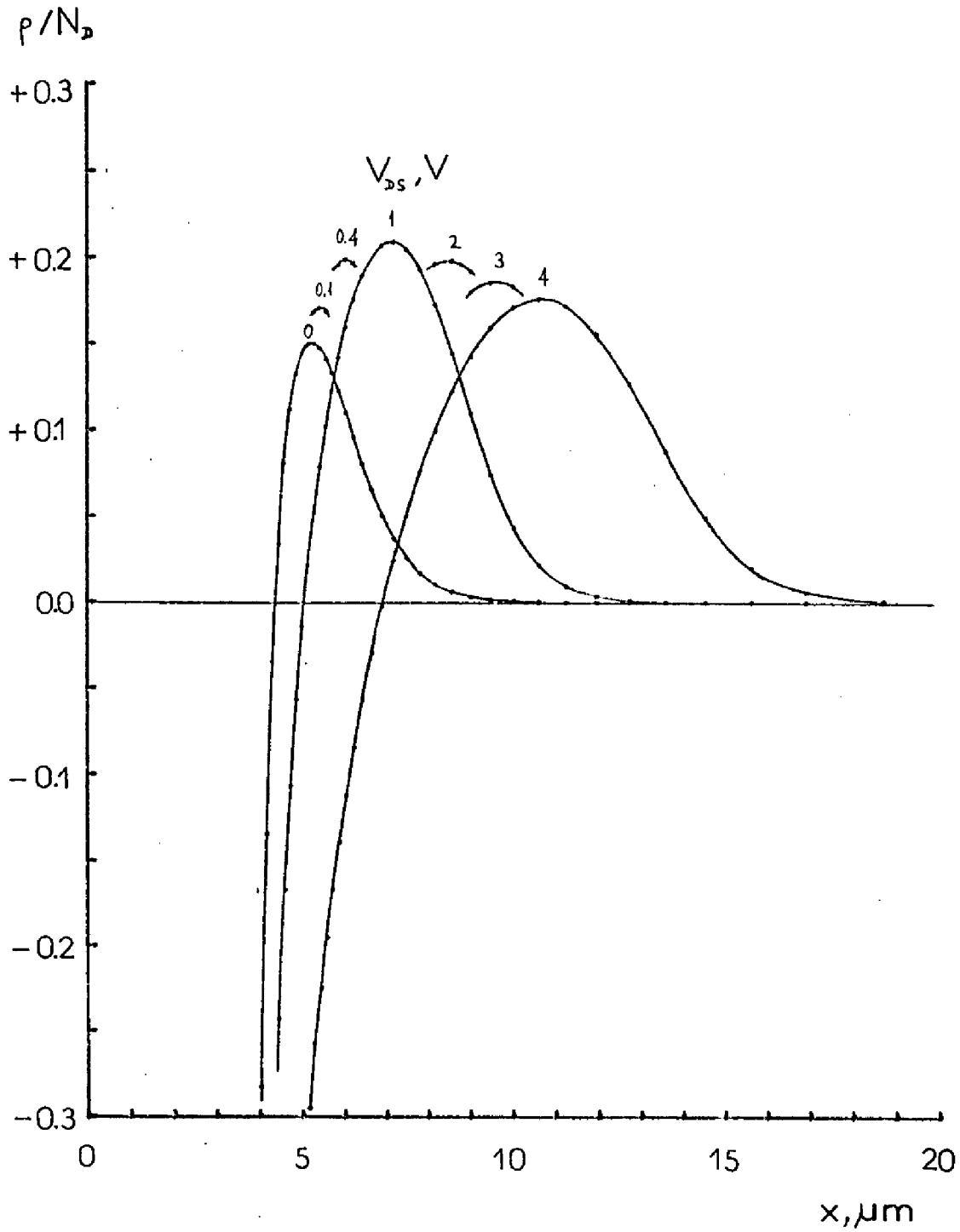
- Figure 3.5 -

A V_{GS} = 0 et V_{DS} = 1 V , distributions dans le canal
(a) de la densité de charge d'espace ρ / N_D , $N_D = 10^{20}\ m^{-3}$
(b) du potentiel en V.



- Figure 3.6 -

A V_{GS} = 0 et V_{DS} = 4 V, distribution dans le canal
(a) de la densité de charge d'espace $\rho/_{ND}$, $N_D = 10^{20} m^{-3}$
(b) du potentiel en V.



- Figure 3.7 -

Densité de la charge d'espace sur l'axe du canal pour plusieurs valeurs de la tension V_{DS} . ($N_D = 10^{20}\ m^{-3}$).

V_{DS} (V)	Demi-largeur maximale (μm)	Limites en longueur (μm)
0	0.85	4.1 - 6.4
0.1	0.80	4.15 - 6.55
1	0.70	4.45 - 8.2
2	0.70	4.5 - 9.5
4	0.73	4.6 - 11.1

On observe qu'au début, avec l'appauvrissement en porteurs de presque toute la région du canal, la largeur minimale décroît. Après, lorsque le canal devient de moins en moins dépeuplé, elle est moins sensible à V_{DS} et croît légèrement. Le canal avance sensiblement vers le drain et recule légèrement du côté source.

b) Potentiel

Les distributions de potentiel correspondantes aux distributions de charge d'espace que l'on a considéré précédemment sont rapportées sur les Figures 3.4b, 3.5b et 3.6b. Nous avons choisi comme origine de potentiel celui du substrat N loin des jonctions lorsqu ' aucune polarisation n'est appliquée.

La distribution montrée sur la Figure 3.4b est entièrement due au potentiel interne de diffusion. Du côté drain, les équipotentielles sont parallèles, mais lorsqu'on s'approche de la zone où le canal est plus étroit, elles se resserrent vers la grille, se confondant toutes sur la jonction grille-source. L'équipotentielle zéro coupe l'axe du canal et il existe un minimum de potentiel négatif $V_{min} = -4$ mV. Celui-ci n'est présent que pour des tensions V_{DS} inférieures à 15 mV. Il ne joue donc pas ici un rôle important, mais nous en reparlerons dans le paragraphe suivant.

Lorsqu'une tension V_{DS} est appliquée (Figures 3.5b et 3.6b), loin du canal, les équipotentielles restent parallèles à la jonction de grille, et presque toute la tension appliquée reste concentrée dans la zone de charge d'espace de la jonction. Dans le canal de conduction, les équipotentielles sont assez droites et perpendiculaires à l'axe, et indiquent sur une considérable longueur une chute de tension linéaire que l'on peut mieux apprécier sur la Figure 3.8. Du côté du drain, les équipotentielles présentent une convexité vers le drain due à l'effet d'arrosoir à la sortie du canal. Dans la zone où la région N présente sa largeur minimale, le potentiel varie très peu, et dans la région N^+ il est insensible aux variations de V_{DS}.

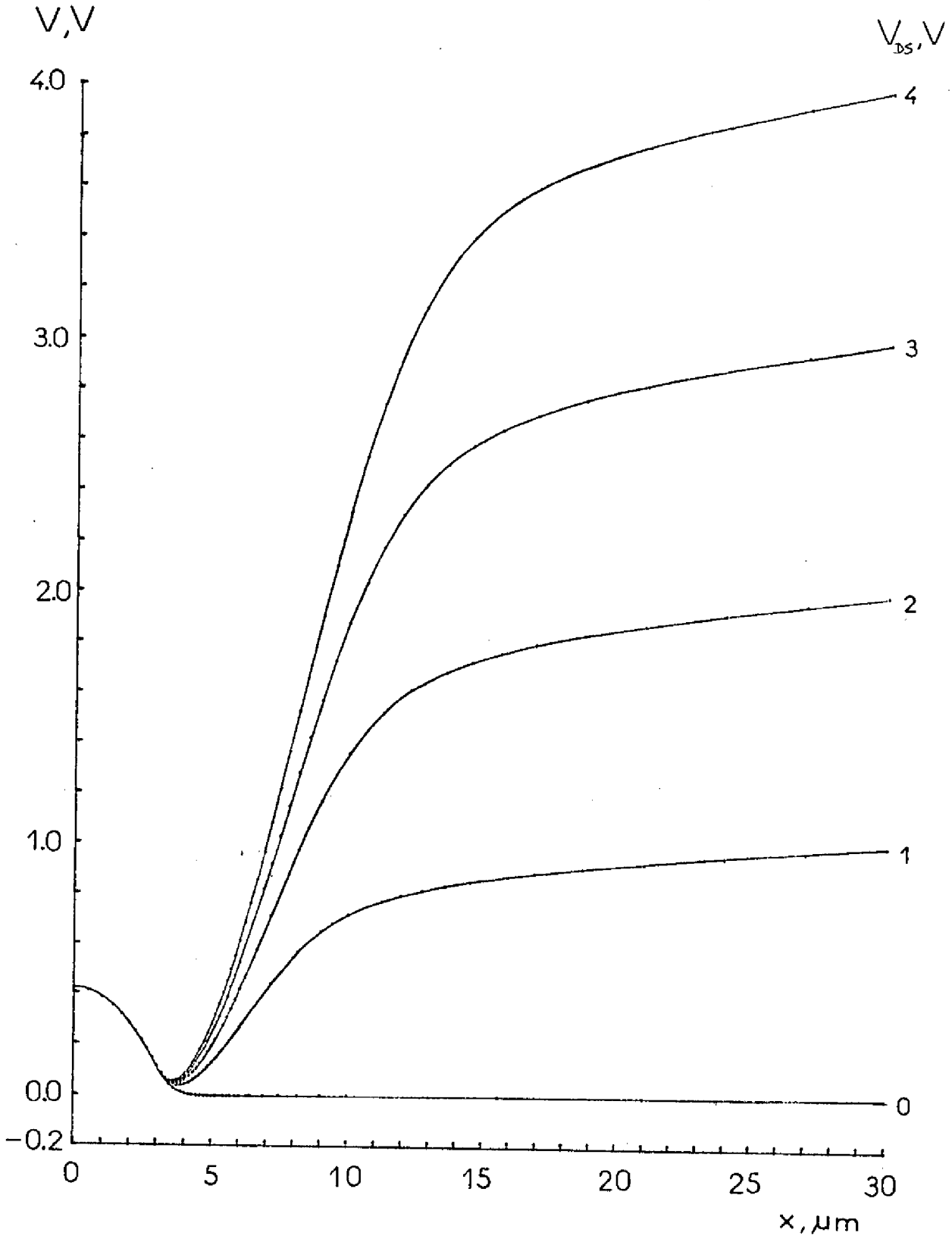
c) Champ électrique

La Figure 3.9 révèle l'évolution avec la tension V_{DS} de la distribution de la composante E_x du champ suivant l'axe du canal. Nous avons limité les courbes à la zone où il entraîne les porteurs dans le sens du courant et il en est le responsable. Sur tous les points, le champ augmente sa valeur avec V_{DS}, mais sa distribution, qui présente pour les faibles tensions V_{DS} une pointe très marquée, devient progressivement plus graduelle.

d) Densité de courant

La variation sur l'axe du canal de la composante suivant cette direction de la densité de courant J_x est illustrée sur la Figure 3.10. Du côté du drain et loin du canal, le courant est de faible densité et presque uniformément distribué. Près du canal, les lignes de courant se resserrent progressivement pour pénétrer dans le goulot "d'étranglement" qu'il définit. Cet effet, se traduit par une augmentation de la densité de courant au voisinage de l'axe, sur lequel la densité est toujours maximale. Dans le canal, le courant est concentré sur une petite zone autour de l'axe et il s'attenue assez rapidement lorsqu'on s'éloigne de lui.

La Figure 3.10 révèle aussi l'évolution avec V_{DS} de la distribution du courant. Le maximum relatif de J_x (par rapport au courant I_D), croît toujours, par rapport à la densité loin du canal, avec la tension V_{DS}. Ceci montre que le resserrement des lignes de courant s'accentue toujours



- Figure 3.8 -

Distribution de potentiel sur l'axe du canal pour plusieurs valeurs de la tension V_{DS} appliquée.

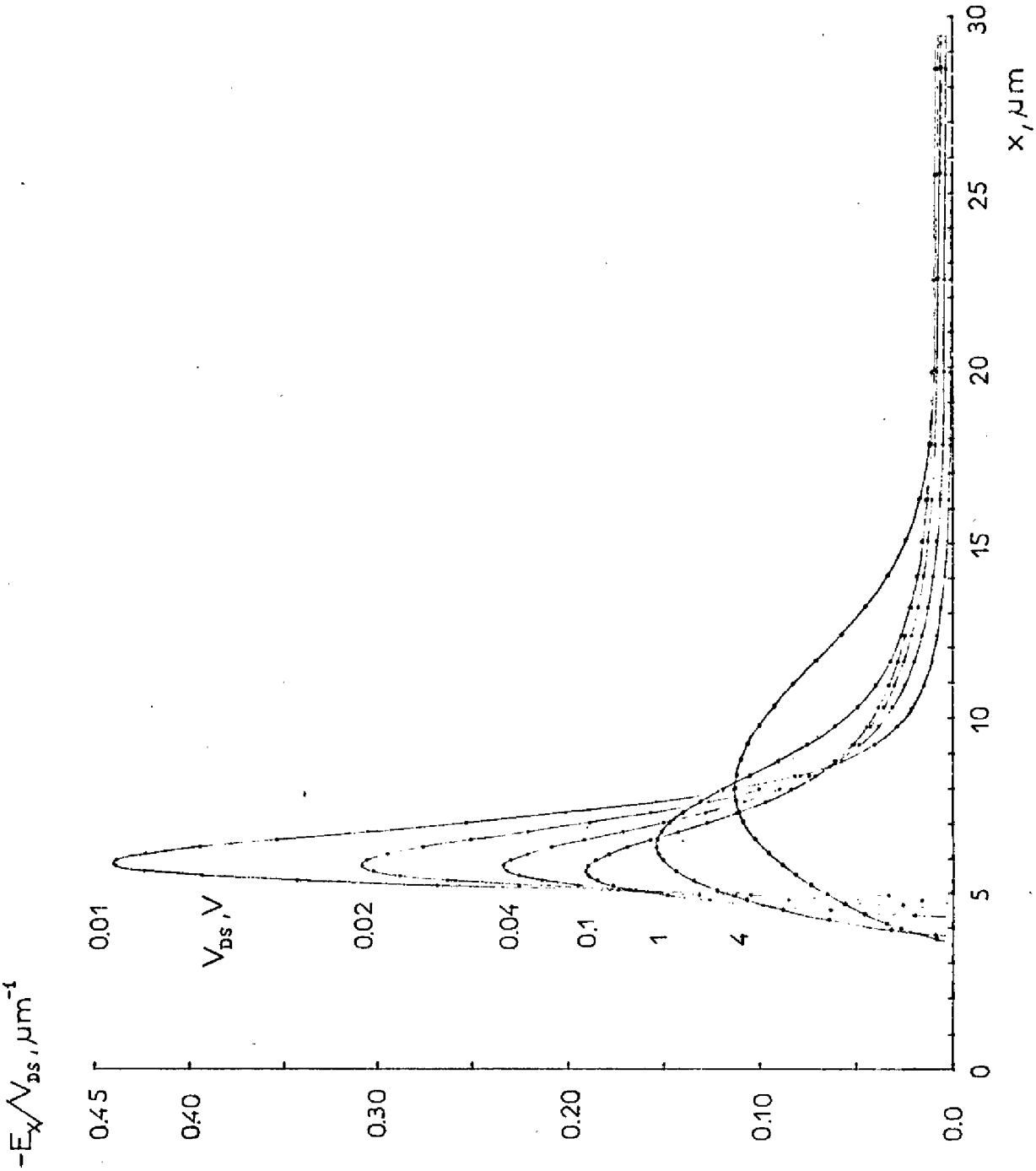


Figure 3.9 - *Evolution avec la tension V_{DS} de la composante E_X du champ suivant l'axe du canal.*

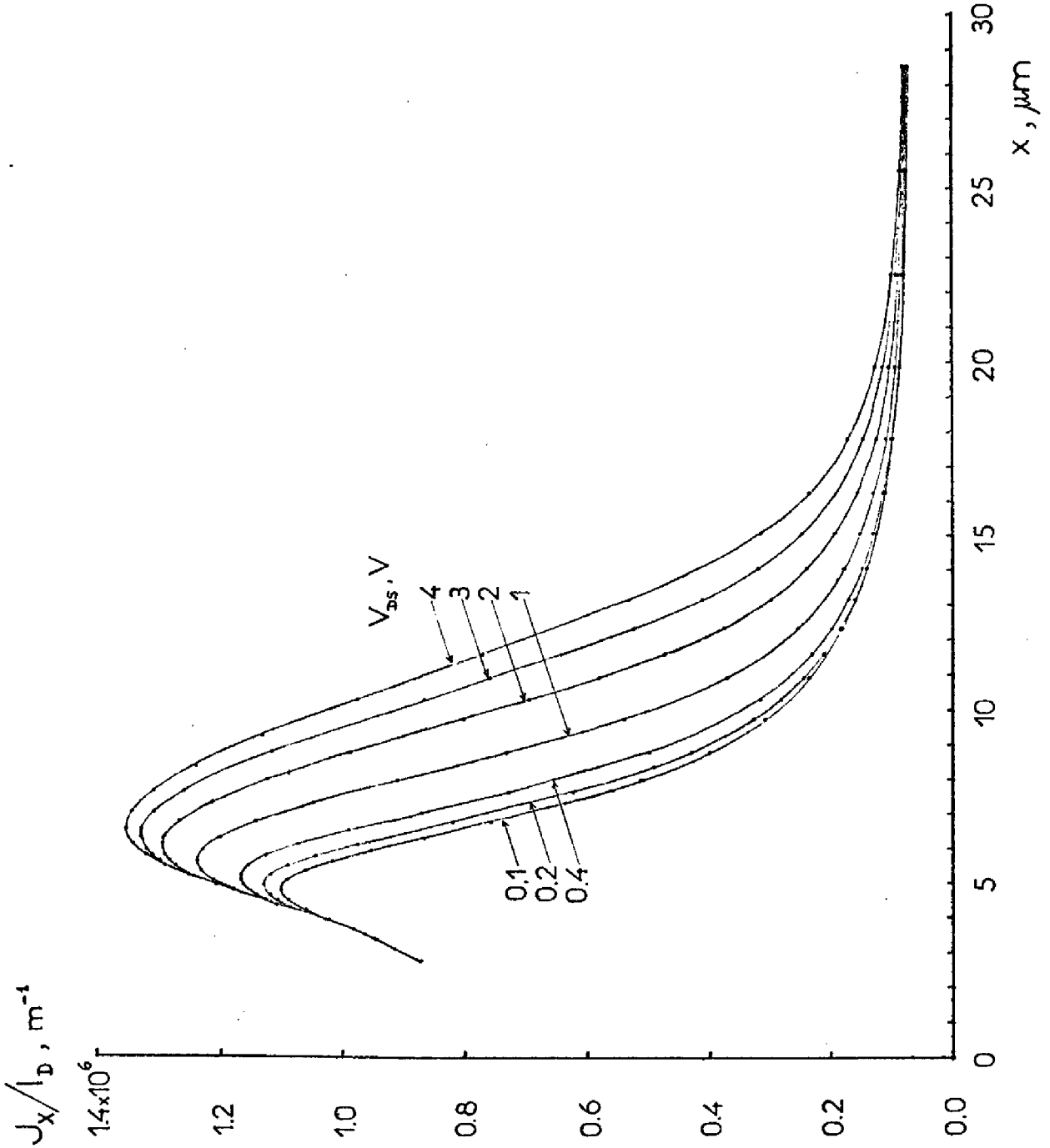


Figure 3.10 - Evolution avec la tension V_{DS} de la densité de courant relative sur l'axe du canal.

lorsque V_{DS} augmente, malgré l'apparent élargissement du canal indiqué précédemment à propos de la distribution des porteurs.

e) Courant

La courbe caractéristique I_D (V_{DS}) calculée (Figure 3.3a) présente une croissance du courant avec la tension qui ne s'attenue que lentement sans atteindre la saturation.

III.2.2. *Interprétation des résultats*

Les résultats de la simulation numérique montrent dans un premier examen qu'une interprétation du fonctionnement du dispositif ne peut pas être obtenue, comme nous l'avons fait au Chapitre II, d'une simple extrapolation des connaissances acquises sur le F E T classique. Il ne s'agit pas, en effet, pour expliquer le comportement triode, d'invoquer l'existence d'une conductance de sortie en liaison avec une structure à "canal court". Au contraire, dans le cas considéré, ce comportement caractéristique est évidemment lié à l'absence d'un vrai pincement du canal. Dans ces conditions, ce n'est pas la résistance entre la source et le point de pincement qui définit le courant, comme dans un F E T classique, mais la résistance du canal de conduction limité par les zones de forte dépletion de la jonction de grille et qui s'étend vers le drain au-delà de la zone de striction du canal.

Il apparaît intéressant à la suite de cette constatation, de distinguer dans l'analyse les deux régions suivantes :

a) La transition $N^+ - N$

Liée au procédé technologique d'élaboration, la présence de cette transition confère plusieurs particularités au dispositif. En premier lieu, elle ne "chute" pas de potentiel à ses bornes se comportant donc en "contact ohmique". De plus, à cause de sa présence à proximité de la zone de striction du canal, dans celle-ci les équipotentielles se resserrent vers la zone P en limitant l'efficacité de la commande de la grille (cf. I.2.1).

Enfin, cette transition agit comme une jonction N^+ - N. A l'équilibre thermodynamique, elle présente du côté source une zone de dépletion de porteurs (difficilement observable à cause de la valeur très élevée du dopage), et du côté drain une zone d'accumulation. Lorsqu'une tension $V_{DS} > 0$ est appliquée, la jonction N^+ - N est polarisée en direct et l'accumulation des porteurs du côté N s'accentue [36].

Il est à noter que la zone N^+ - N coïncide avec la partie du canal située au niveau où les zones P sont plus proches. Compte tenue de la présence de l'excès d'électrons que nous venons de signaler et contrairement à ce que l'on aurait pu penser a priori, la zone susceptible d'entrer en jeu dans le phénomène du pincement se trouve repoussé vers le drain.

b) La zone de canal

Cette zone de canal a pour caractéristique principale que sous l'effet de la tension V_{DS} *n'apparaît pas de zone de pincement* au sens d'une zone désertée complètement de porteurs. On distingue, par contre, le maintient d'un canal de conduction peu dépeuplé de porteurs du côté drain et avec des porteurs en excès du côté source. Ces porteurs procèdent de la zone d'accumulation due à la transition N^+ - N qui pénètre progressivement dans le canal de conduction lorsque V_{DS} croît.

Le canal de conduction a fondamentalement un comportement ohmique. Seulement du côté source, la conduction s'effectue par le jeu de la diffusion et de l'effet de champ simultanément. La présence de cette zone ohmique explique le comportement du type "triode" caractéristique du dispositif. En effet, le courant est défini par la résistance du canal de conduction, dont la longueur est modulée par la tension V_{DS}.

Le champ électrique maximum que l'on a atteint dans le canal de conduction et de 4.5×10^5 V/m. Pour cette valeur, la mobilité (Figure 3.2) ne s'est réduite que d'un 10 % de sa valeur à faible champ. Il ne semble donc pas que la variation de la mobilité des porteurs avec le champ électrique joue un rôle important dans le fonctionnement du dispositif pour les valeurs atteintes de V_{DS}, ni pour les plus élevées vue la très lente croissance du champ avec V_{DS}.

Grâce aux résultats obtenus par la simulation numérique, on peut tenter de donner, maintenant une approche quantitative du comportement du dispositif. En effet, le canal de conduction peut être considéré comme une résistance cylindrique annulaire de longueur λ et section $2\pi r 2\alpha$. Pour les valeurs élevées de V_{DS} , λ est de l'ordre de l'extension de la zone de charge d'espace de la jonction de grille loin du canal, c'est-à-dire $\lambda = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{q N_D}(V_D - V_{GS} + V_{DS})}$. La largeur du canal de conduction 2α , sera $2\alpha = 2\alpha_0 + f(V_{GS}, V_{DS})$, $2\alpha_0$ étant la largeur du canal en absence de polarisations appliquées et $f(V_{GS}, V_{DS})$ une fonction dépendante principalement de V_{GS} . Avec $\rho = 1/q\ \mu_n N_D$, la valeur de la résistance sera :

$$R = \frac{1}{q \mu_n N_D} \frac{\sqrt{\frac{2\varepsilon}{q N_D}(V_D - V_{GS} + V_{DS})}}{2\pi r \left[2\alpha_0 + f(V_{GS}, V_{DS})\right]}$$

que pour $V_{GS} = 0$ et V_{DS} assez élevé se réduit à :

$$R = \frac{1}{\pi r \mu_n} \left(\frac{\varepsilon}{2}\right)^{1/2} \frac{1}{(q N_D)^{3/2}} \frac{V_{DS}^{1/2}}{2\alpha_0}$$

Le courant sera donc :

$$I_D = \pi r \mu_n (q N_D)^{3/2} (2/\varepsilon)^{1/2} 2\alpha_0 V_{DS}^{1/2}$$

Sur la Figure 3.11, nous avons tracé en échelle logarithmique une caractéristique I_D (V_{DS}) mesurée expérimentalement et celle calculée numériquement. Les deux courbes deviennent pour les valeurs plus élevées de V_{DS} des droites, dont les pentes égales indiquent un bon accord entre l'expérience et le modèle numérique, et une relation du type $I_D \propto V_{DS}^{0.7}$. Cependant, l'approche quantitative que nous venons de développer conduit à une relation du type $I_D \propto V_{DS}^{0.5}$. Il faut noter que si l'on améliore l'approche en introduisant une densité de porteurs fonction de V_{DS} et,

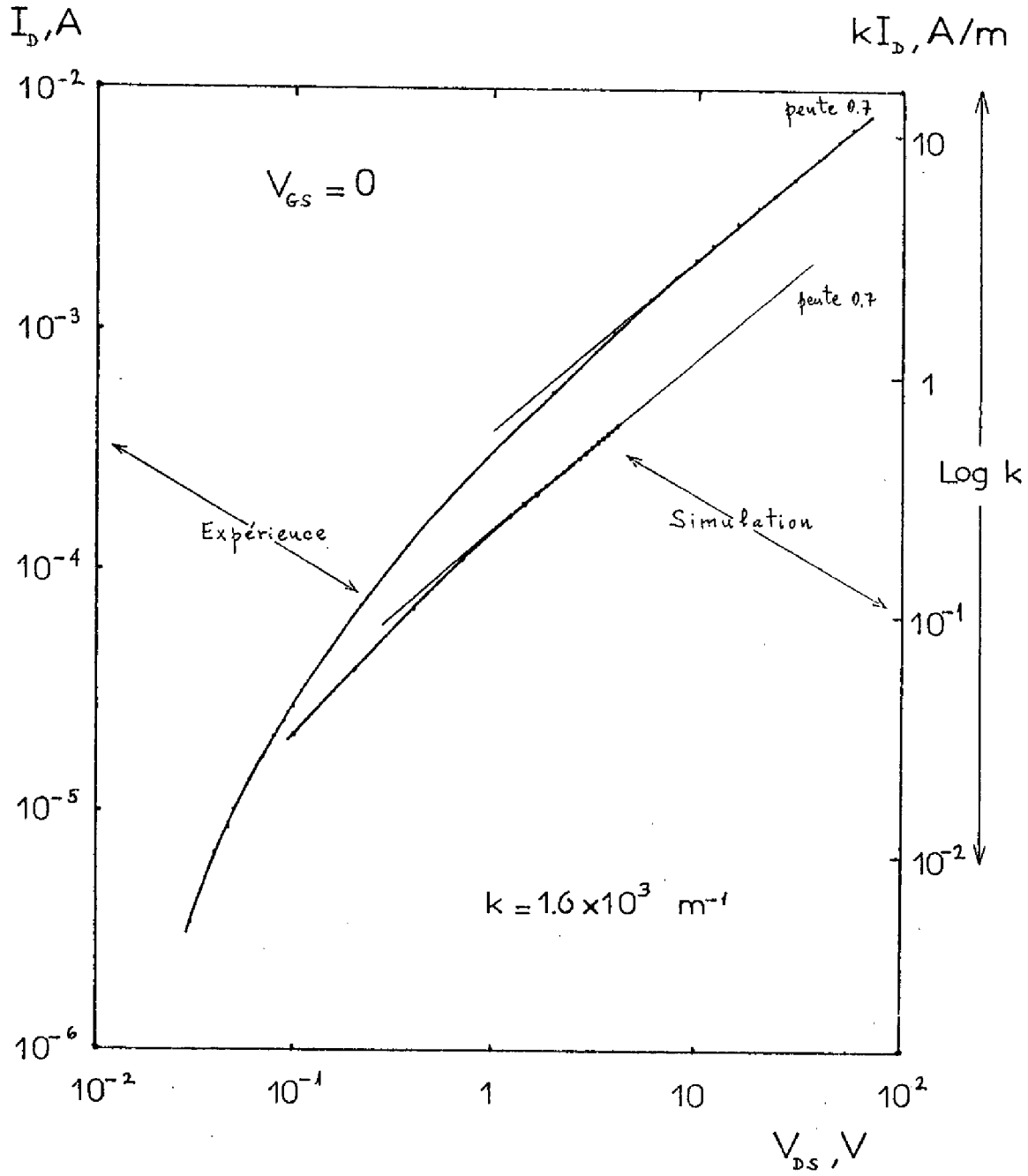


Figure 3.11 - Comparaison d'une caractéristique I_D (V_{DS}) mesurée et d'une autre calculée, illustrant un comportement $I_D \propto V_{DS}^{0.7}$. ($k = 1/2$)

éventuellement, on fait pareil pour la largeur du canal, on obtiendra un exposant plus élevé et mieux en accord avec la réalité physique du fonctionnement du dispositif.

III.2.3. *Comparaison avec les résultats d'autres auteurs*

L'étude resterait incomplète si nous ne comparions pas nos résultats et interprétation à ceux que d'autres auteurs ont obtenus avec des modèles appliqués à des dispositifs de la même famille. Nous ne retiendrons toutefois que les études basées sur l'intégration bidimensionnelle des équations générales des semiconducteurs.

Dans ce cadre, D.P. KENNEDY et R.R. O'BRIEN [37] sont les seuls qui ont étudié un dispositif analogue au nôtre. La comparaison des paramètres de simulation utilisés dans les deux modèles ne montre de différence substentielle que sur le dopage du substrat N , qui dans leur cas est un ordre de grandeur plus élevé.

Une remarque préliminaire s'impose. Elle concerne le fait que l'étude proposée ne comprend pas de résultats expérimentaux. Nous ne disposons donc pas de tous les éléments de jugement. Toutefois, leur analyse présente quelques divergences avec la nôtre, divergences que nous tenterons d'expliquer.

Une première divergence concerne *le phénomène de saturation du courant*. Ils montrent une caractéristique I_D (V_{DS}) calculée et ils concluent à un effet de saturation. La courbe, tracée en échelle semilogarithmique, est limitée à V_{DS} = 3.5 V, pour un effet de saturation qui semble se manifester à partir de V_{DS} = 2 V. Il est regrettable à ce point de vue qu'ils ne publient les courbes des distributions de porteurs et de potentiel que jusqu'à V_{DS} = 2 V.

De notre côté, nous avons conclu à la non existence de l'effet de saturation et vérifié que la différence de dopage du substrat n'est pas

la cause de la divergence des deux analyses. Malheureusement, nous n'avons pas assez d'éléments pour analyser précisément les résultats de ces auteurs. De toute façon, les résultats expérimentaux que nous avons montrés viennent à l'appui de notre conclusion.

Le deuxième point de divergence concerne *l'explication de la distribution de porteurs* dans la structure, et plus concrêtement de l'existence dans le canal d'une zone d'accumulation de porteurs et d'une zone de dépletion. En effet, il considèrent la distribution de porteurs dans le canal comme la résultante de l'action de la couche double liée à la jonction N^+ - N et d'une autre couche double "associée au mécanisme de pincement du canal source-drain" [37] : "lorsque la tension source-drain est suffisamment importante pour produire la saturation du courant électrique (.....), une couche double électrostatique est induite dans le canal d'un dispositif à effet de champ à jonction...." [37] . Ils concluent que "l'accumulation de porteurs (et la région associée de dépletion de porteurs) est une conséquence du mode de transport avec vitesse limitée dans le canal source-drain" [37] .

Nous ne discutons pas l'existence de cette couche double dans les conditions établies par ses rapporteurs [37 , 38] . Notre objectif ici est de montrer qu'elle n'est pas la responsable de la distribution de porteurs dans le canal, ne jouant dans ce dispositif qu'un rôle secondaire. En effet, si cette couche est le résultat de la diminution de la mobilité des porteurs avec le champ électrique, elle ne devra apparaître que lorsque le champ est suffisamment élevé pour que se manifestent les effets de vitesse limite. Or, à partir des distributions de potentiel présentées par ces auteurs, les champs que nous avons estimés sont insuffisants. Nous pensons qu'ici, il s'agit d'une généralisation d'un résultat hors des limites de validité, et que l'évolution de la zone d'accumulation est fondamentalement liée à la jonction N^+ - N polarisée en direct.

Dans une étude consacrée au F E T conventionnel, D.P. KENNEDY et R.R. O'BRIEN [38] ont calculé les courbes I_D (V_{DS}) pour trois types de

dispositifs : à canal long, court et très court. Dans tous les cas, le courant présente une nette saturation. Ils l'interprètent dans les deux derniers cas comme étant due à la saturation de la vitesse des porteurs, ne se présentant pas proprement le phénomène de pincement.

Il faut mentionner aussi, parallèlement aux études de KENNEDY et O'BRIEN, celles de C. KIM et E.S. YANG [21, 36]. Les caractéristiques I_D (V_{DS}) qu'ils ont calculées présentent une bonne saturation du courant lorsque le canal est long, et une notable conductance de sortie lorsqu'il est court. Ils concluent que la saturation du courant n'est pas due à la saturation de la vitesse des porteurs [21]. Le calcul appliqué à la même structure avec un canal plus court et graduellement dopé [36], montre que la concentration de porteurs dans le canal décroît lorsque V_{DS} augmente alors que pour les tensions V_{DS} plus élevées l'effet est inverse. Ceci est dû au courant limité par charge d'espace qui circule après avoir atteint le "punch-through". Ils attribuent à ce phénomène l'absence de saturation qui présentent dans ce cas les caractéristiques I_D (V_{DS}).

Enfin, sont aussi remarquables les travaux de M. REISER [39, 40], mais son attention se concentre principalement sur le régime transitoire dans le F E T et peu de précisions sont apportées sur le comportement statique.

En conclusion, à notre avis, la cause des divergences révélées par ces études réside pour l'essentiel dans les valeurs très différentes du dopage du canal considérées par les différents auteurs. Si le dopage est élevé le champ électrique est plus intense et les porteurs atteignent très tôt leur vitesse limite, et par conséquent, le courant devient bien saturé pour de relativement faibles valeurs de V_{DS}. Si le dopage est plus faible, les porteurs atteignent plus difficilement la vitesse limite et la saturation, si elle se présente, a son origine dans des mécanismes analogues au pincement présent lorsque le dispositif est à canal long.

Notre étude montre que les effets de saturation peuvent aussi

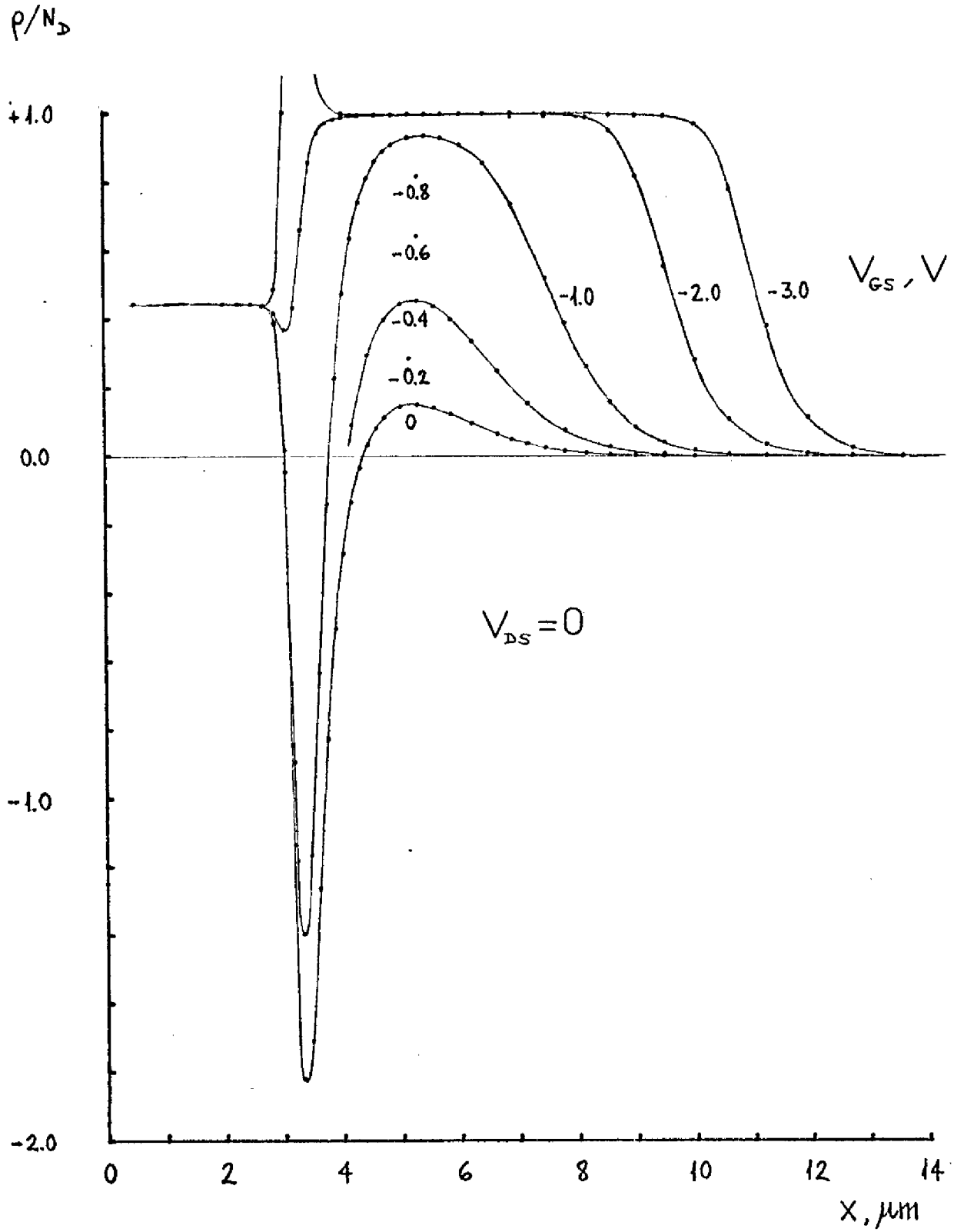


Figure 3.12 - *Evolution avec la tension V_{GS} de la distribution de la charge d'espace sur l'axe du canal ($N_D = 10^{20}$ m^{-3}).*

être inexistants selon la forme et les dimensions du canal. Elle apporte donc des éléments de compréhension complémentaires au fonctionnement des transistors à effet de champ.

III.3. LE DISPOSITIF EN REGIME BLOQUE

L'étude que nous présentons dans ce paragraphe vise à expliciter les mécanismes de blocage et de déblocage du dispositif. Comme nous l'avons montré dans le Chapitre II, ceux-ci ne jouent pas un rôle important dans les F E Ts conventionnels, et bien qu'ayant déjà été observés, ils n'ont pas fait l'objet d'études plus approfondies dans la littérature.

III.3.1. Résultats de la simulation

a) Influence de la tension V_{GS}

En absence de polarisations extérieures appliquées, nous avons montré dans le paragraphe précédent que le canal était déjà légèrement dépeuplé de porteurs.

Si l'on applique sur la grille une tension inverse, la déplétion de porteurs s'accentue sur toute la largeur du canal et la zone de charge d'espace s'étend vers le drain. La Figure 3.12 montre l'évolution avec la tension V_{GS} de la charge nette sur l'axe du canal. Pour des valeurs de V_{GS} comprises entre - 1 et - 2 V, la complète déplétion de porteurs atteint l'axe du canal.

La Figure 3.13 illustre la distribution de potentiel dans la structure pour la valeur maximale de V_{GS} explorée. Dans le canal existe une série d'équipotentielles de valeurs négatives définissant une importante barrière de potentiel entre la source et le drain. Cette barrière apparaît plus clairement sur la Figure 3.14 qui montre la distribution de potentiel sur l'axe du canal. Elle est caractérisée par sa hauteur V_{min} fonction de V_{GS} (Figure 3.15).

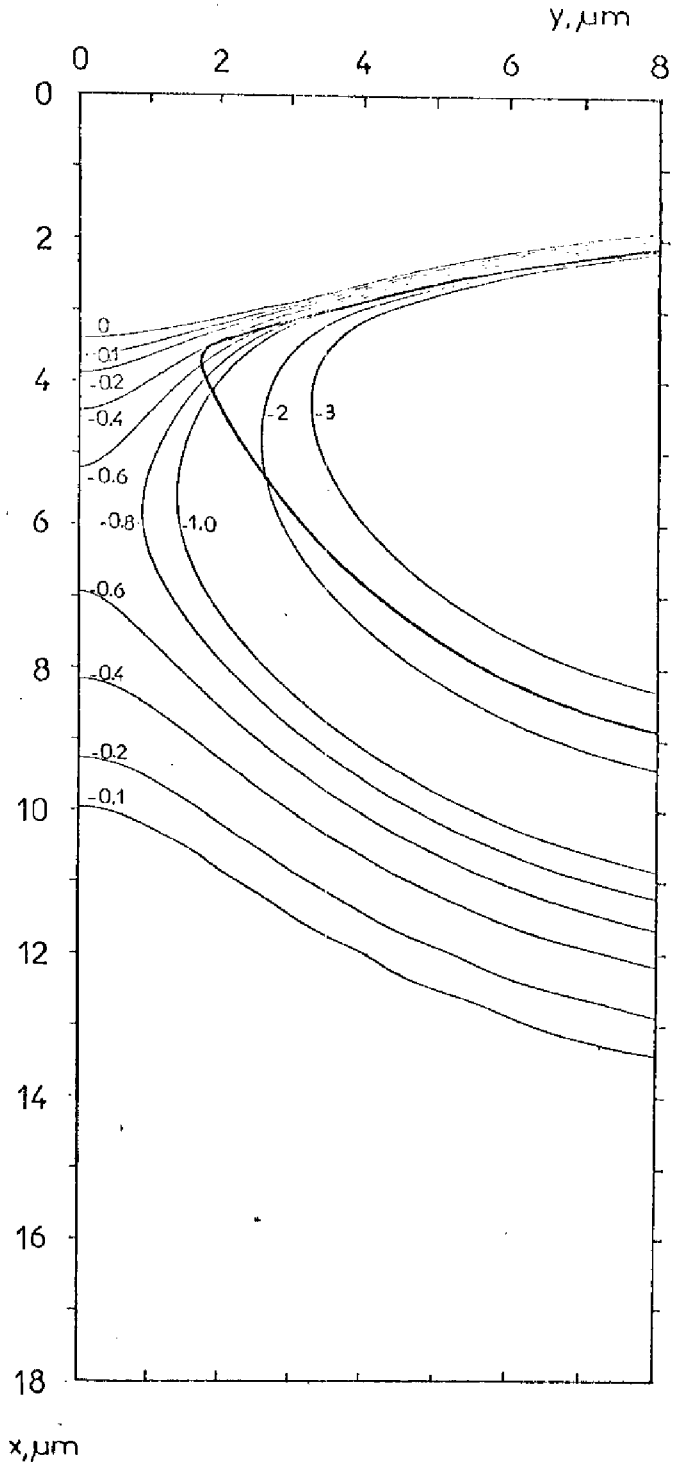


Figure 3.13 - *Distribution de potentiel dans le canal*
V_{GS} = -3 V, V_{DS} = 0 (*Valeurs des équipotentielles en V*).

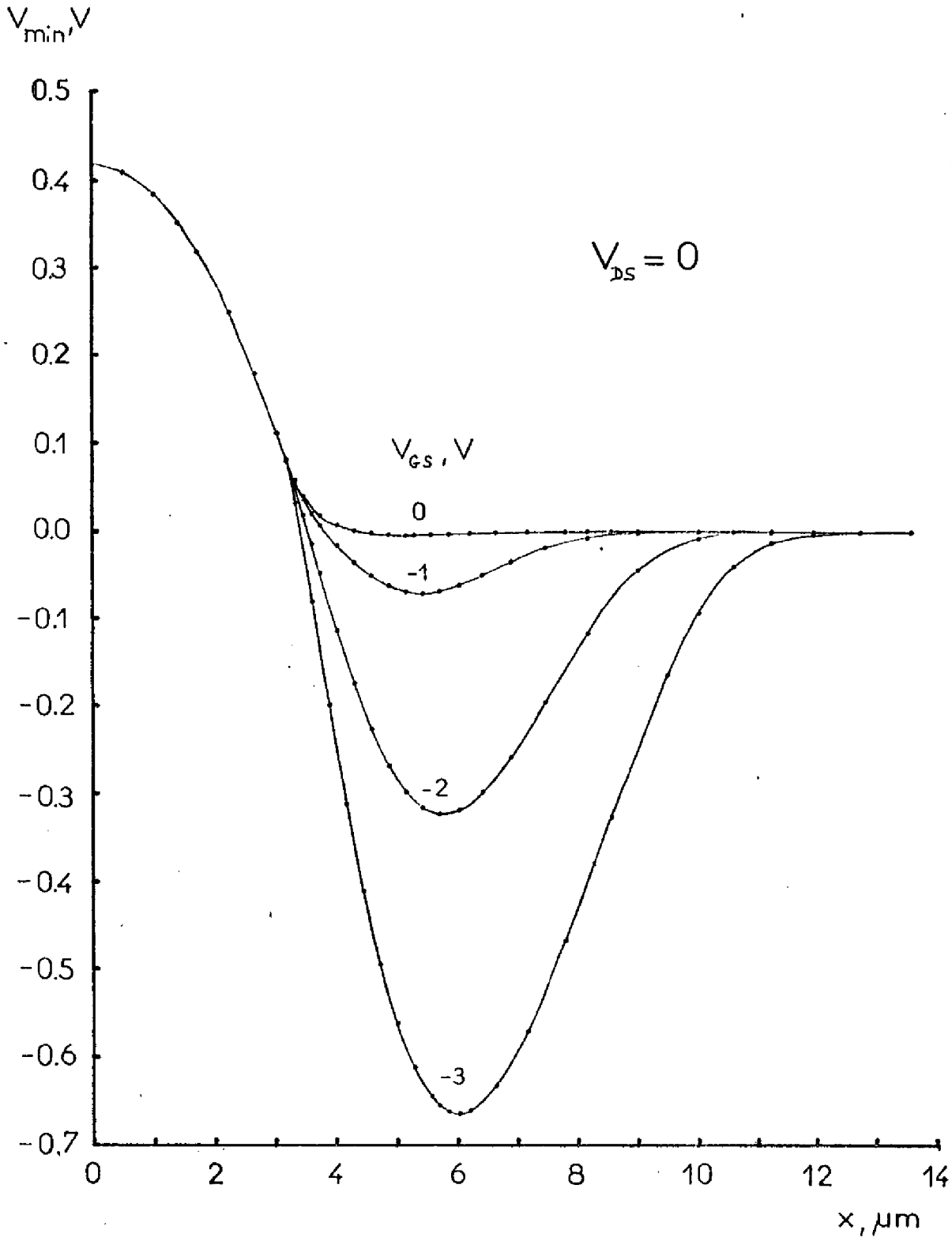


Figure 3.14 - Formation de la barrière de potentiel entre la source et le drain par l'application de la tension de grille.

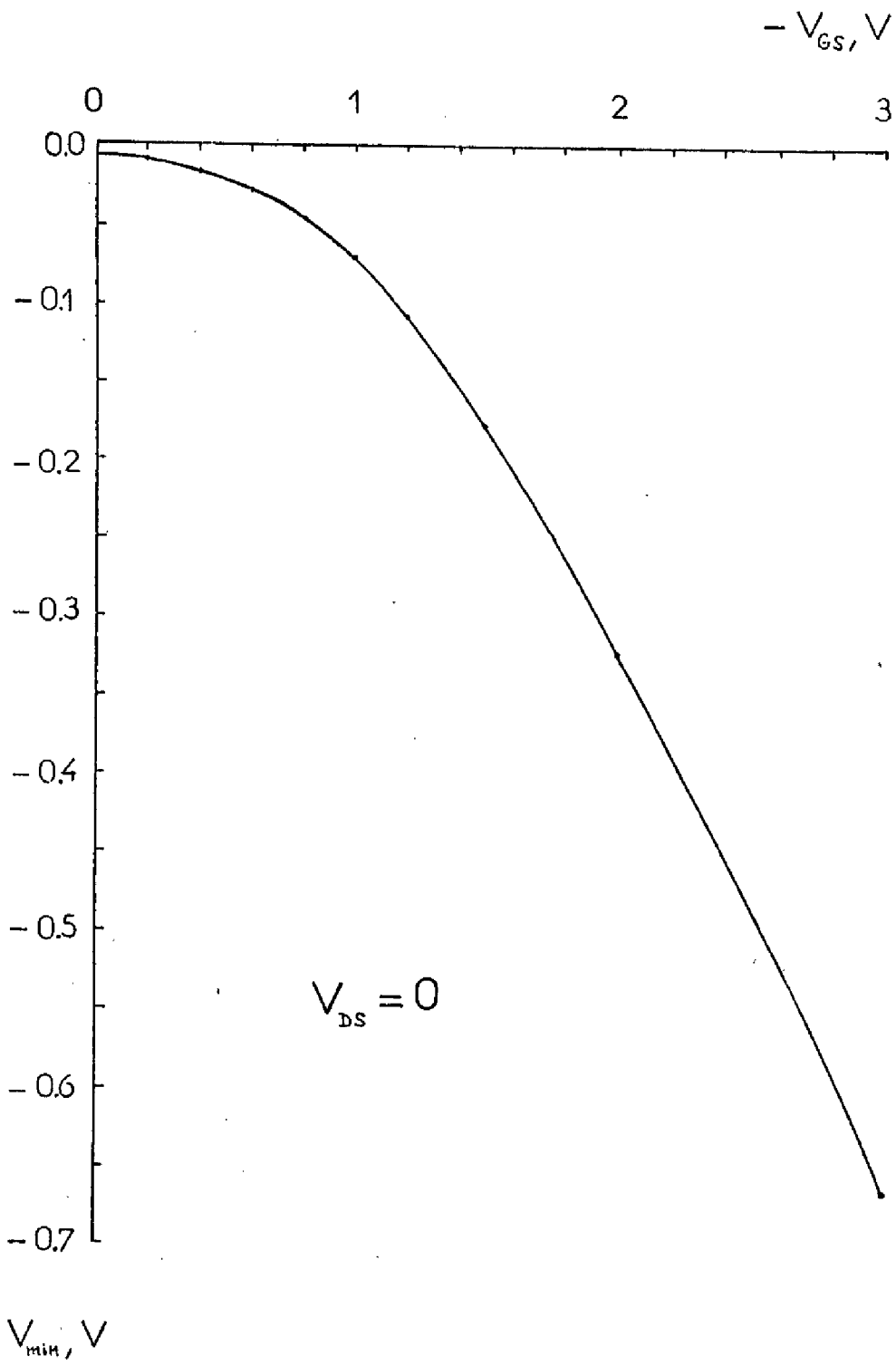


Figure 3.15 - Evolution de la hauteur de la barrière V_{min} avec V_{GS}.

b) Influence de la tension V_{DS}

Pour $V_{GS} = -3$ V nous avons exploré l'effet des valeurs croissantes de la tension V_{DS} sur la distribution de porteurs et de potentiel dans le canal. La Figure 3.16 montre l'évolution de la distribution de la densité d'électrons avec la tension V_{DS}. Elle illustre l'extension de la zone dépeuplée de porteurs vers le drain, liée à l'accroissement de la polarisation inverse de la jonction grille-drain. Parallèlement, la densité de porteurs dans la zone dépeuplée croît, et cette croissance est particulièrement marquée du côté source où réapparaît la zone d'accumulation. Du côté drain, on observe toujours une nette zone de dépletion. Aux alentours de $V_{DS} = 30$ V, la zone de dépletion atteint le drain et définit des conditions semblables au "punch-through" des transistors bipolaires.

Il est à noter que pour les plus faibles tensions V_{DS} appliquées, la densité de porteurs dans le canal commence par diminuer avec V_{DS}. Nous avons remarqué ce fait pour la valeur la plus faible $V_{DS} = 0{,}1$ V, pour la suivante ($V_{DS} = 0{,}2$ V),l'effet étant déjà inversé.

En ce qui concerne le potentiel, la Figure 3.17 montre une distribution relative sur l'axe du canal, et la Figure 3.18 une distribution sur tout le plan. On observe que la chute de la tension appliquée V_{DS} se développe sur une longueur croissante avec V_{DS}, en liaison avec l'extension de la zone de dépletion.

De manière à bien mettre en évidence l'effet de V_{DS} sur la barrière de potentiel précédemment définie, nous avons sur la Figure 3.19 limité les tracés à cette zone. On observe que la barrière créée par l'application de la tension de grille V_{GS} dépend fortement de V_{DS}. Sa hauteur (Figure 3.20) diminue avec V_{DS} et s'annule pour $V_{DS} = 23$ V.

La caractéristique I_D (V_{DS}) correspondante (Figure 3.21) tracée en échelle semilogarithmique montre que le courant est une fonction monotone croissante de V_{DS}. En échelle linéaire (Figure 3.3b) I_D est pratiquement négligeable jusqu'à $V_{DS} \simeq 10$ V, au-delà de quoi il croît rapidement.

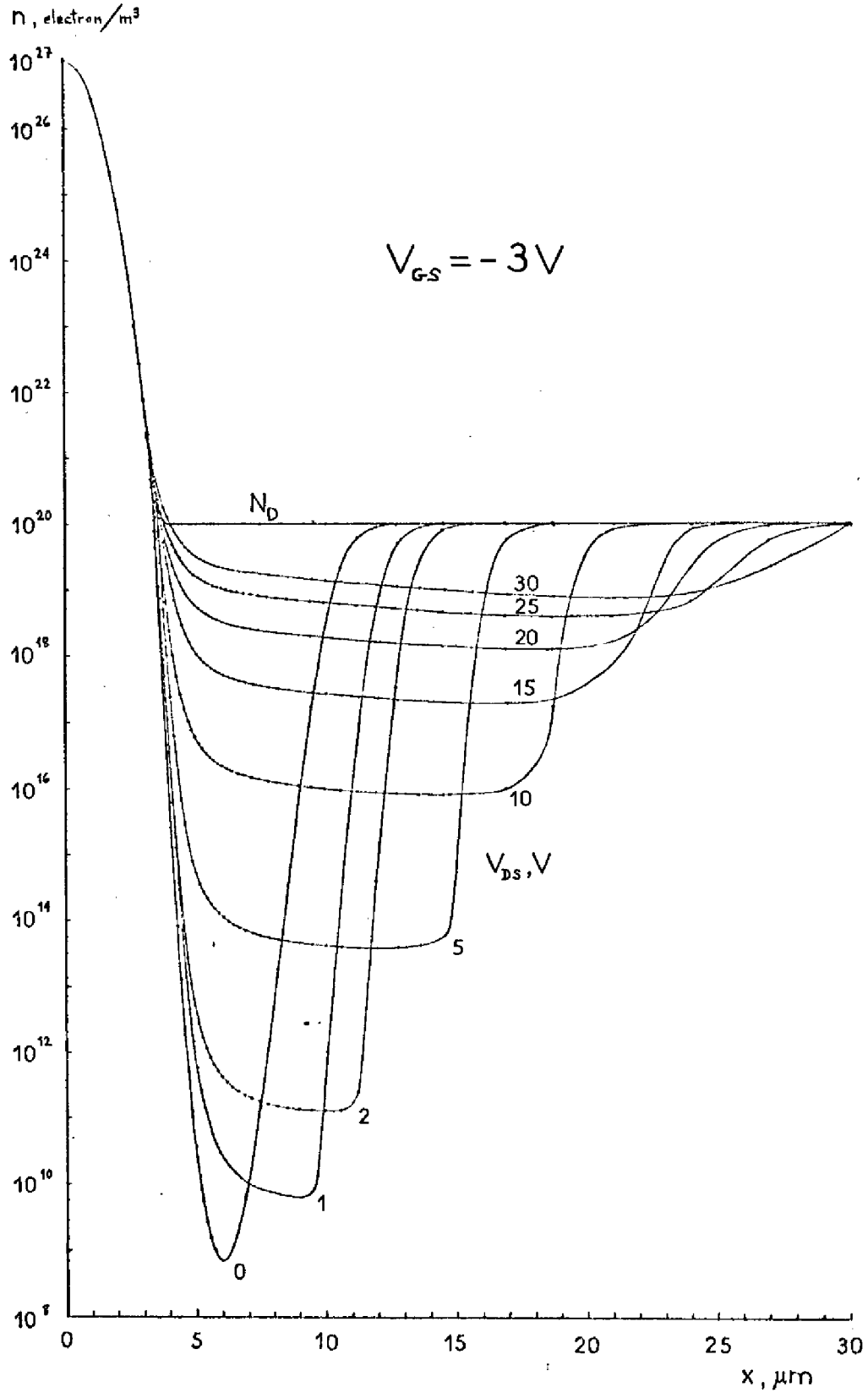


Figure 3.16 - *Evolution avec la tension V_{DS} de la distribution de porteurs sur l'axe du canal.*

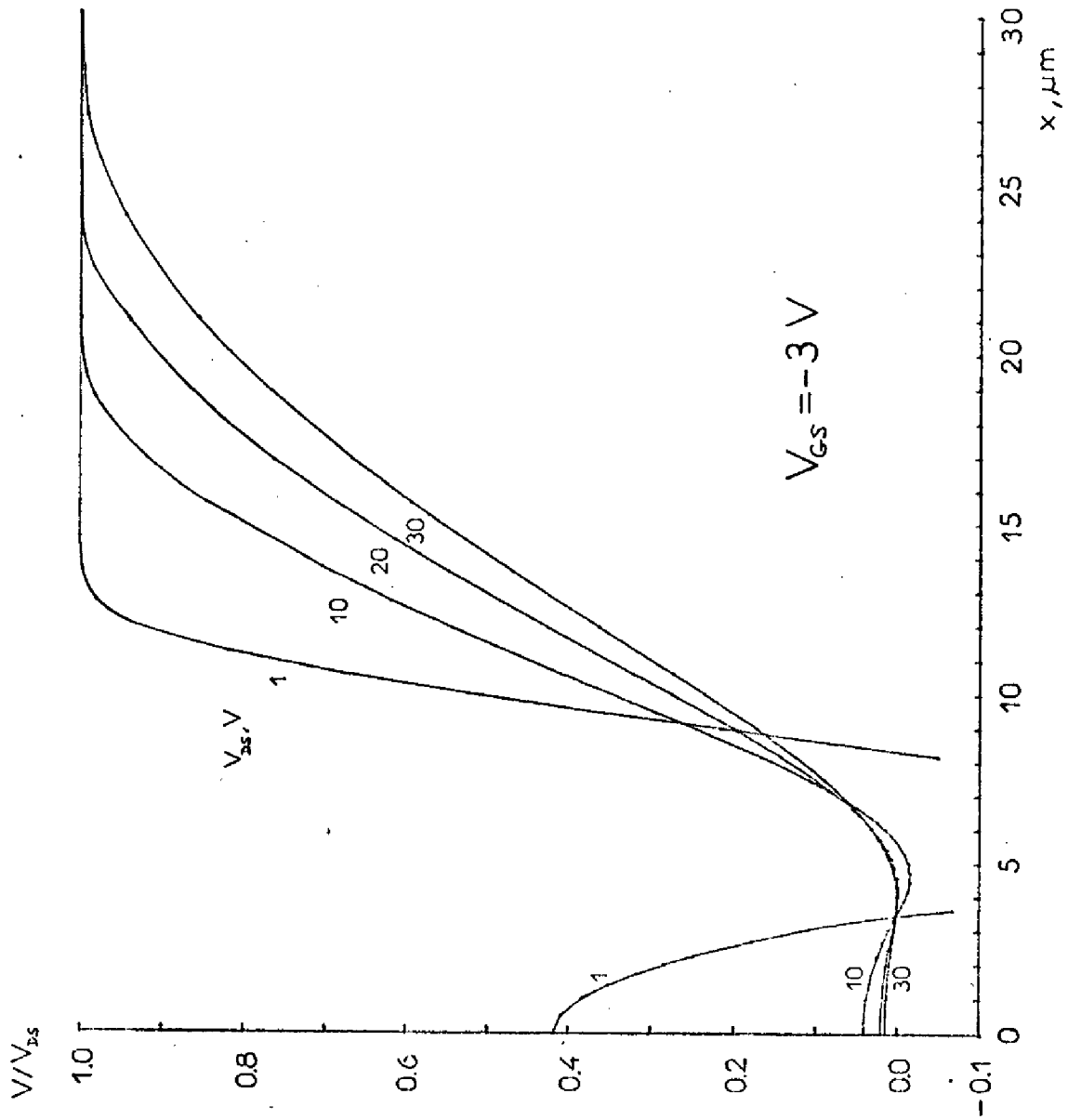


Figure 3.17 - Distribution relative de potentiel sur l'axe du canal pour plusieurs valeurs de la tension V_{DS}.

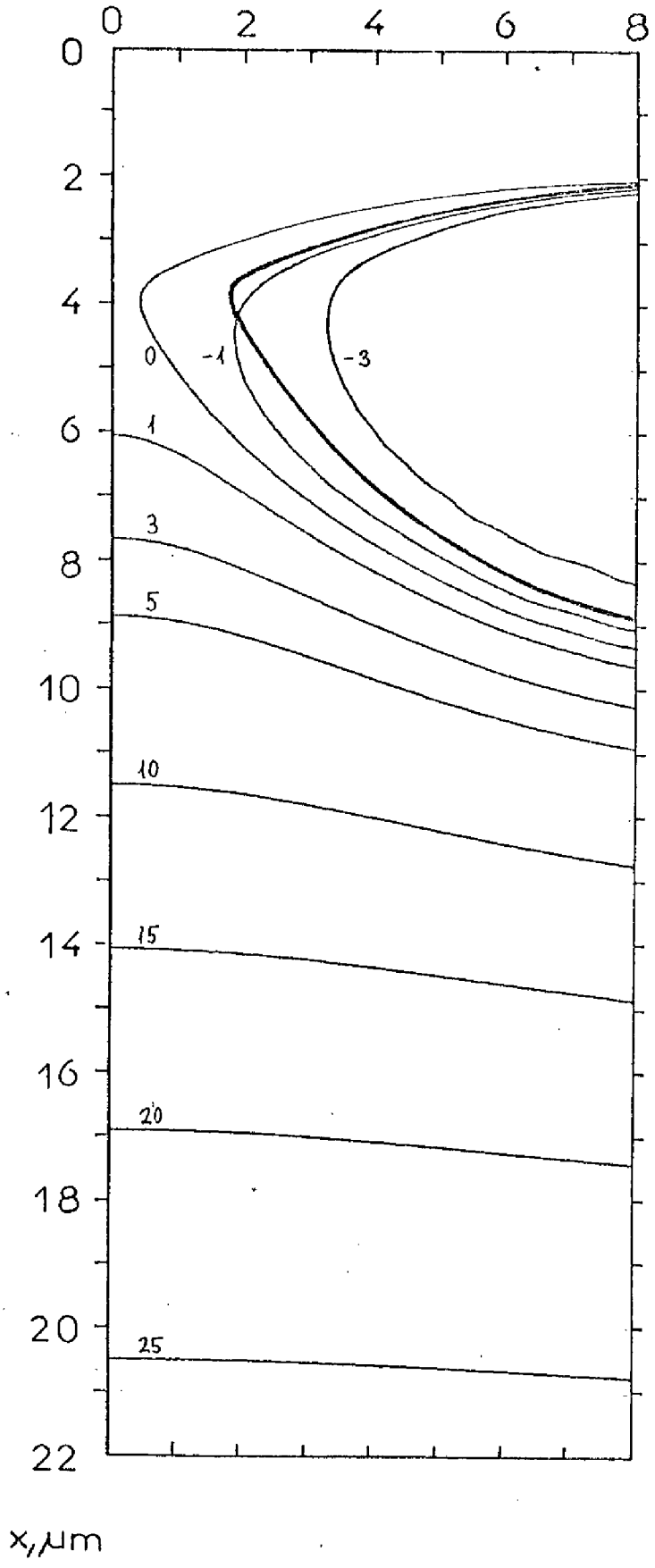


Figure 3.18 - Distribution de potentiel dans la structure.
V_{GS} = -3 V, V_{DS} = 30 V (Equipotentielles en V).

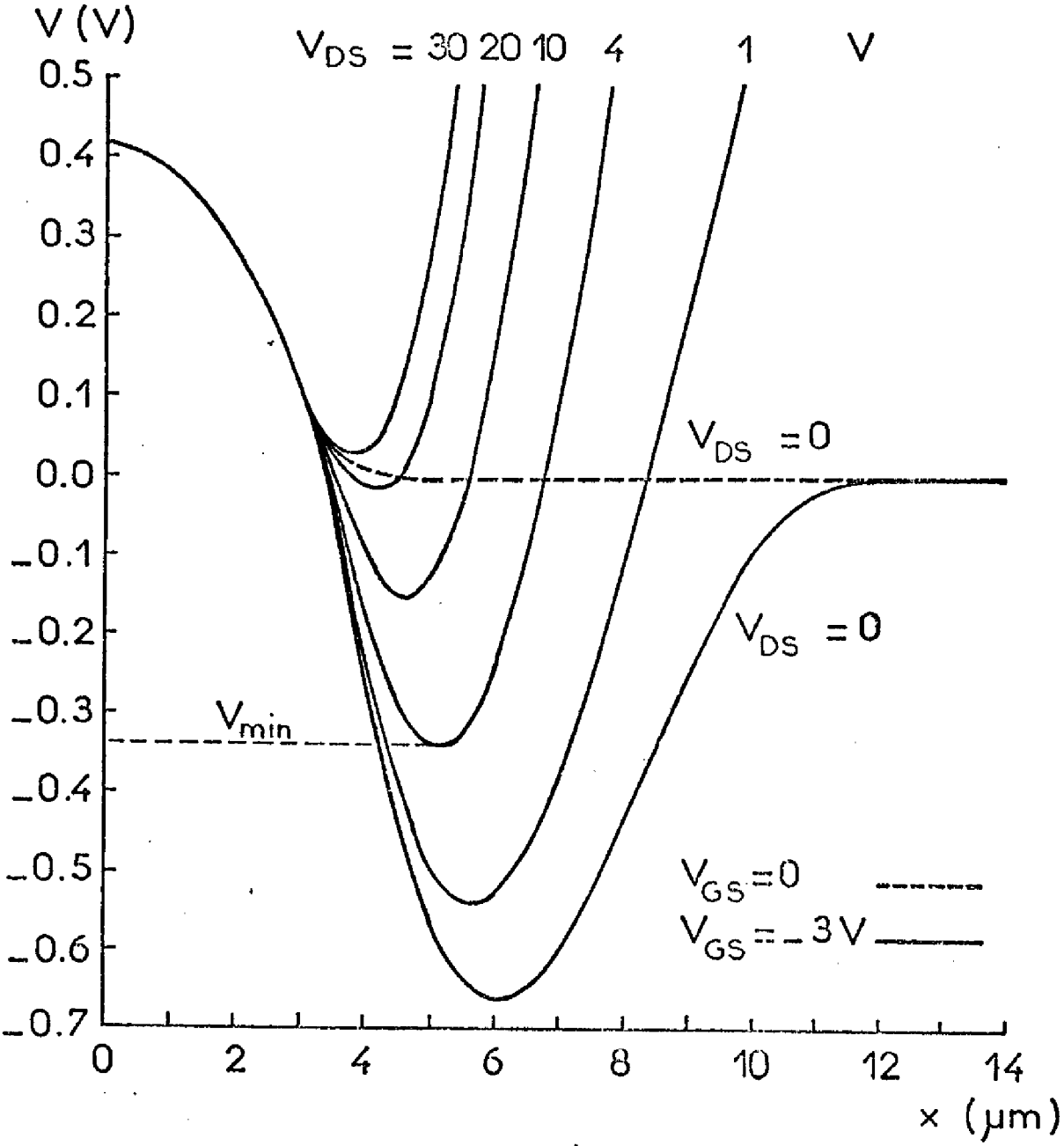


Figure 3.19 - Abaissement de la barrière de potentiel entre la source et le drain par l'action de la tension V_{DS}.

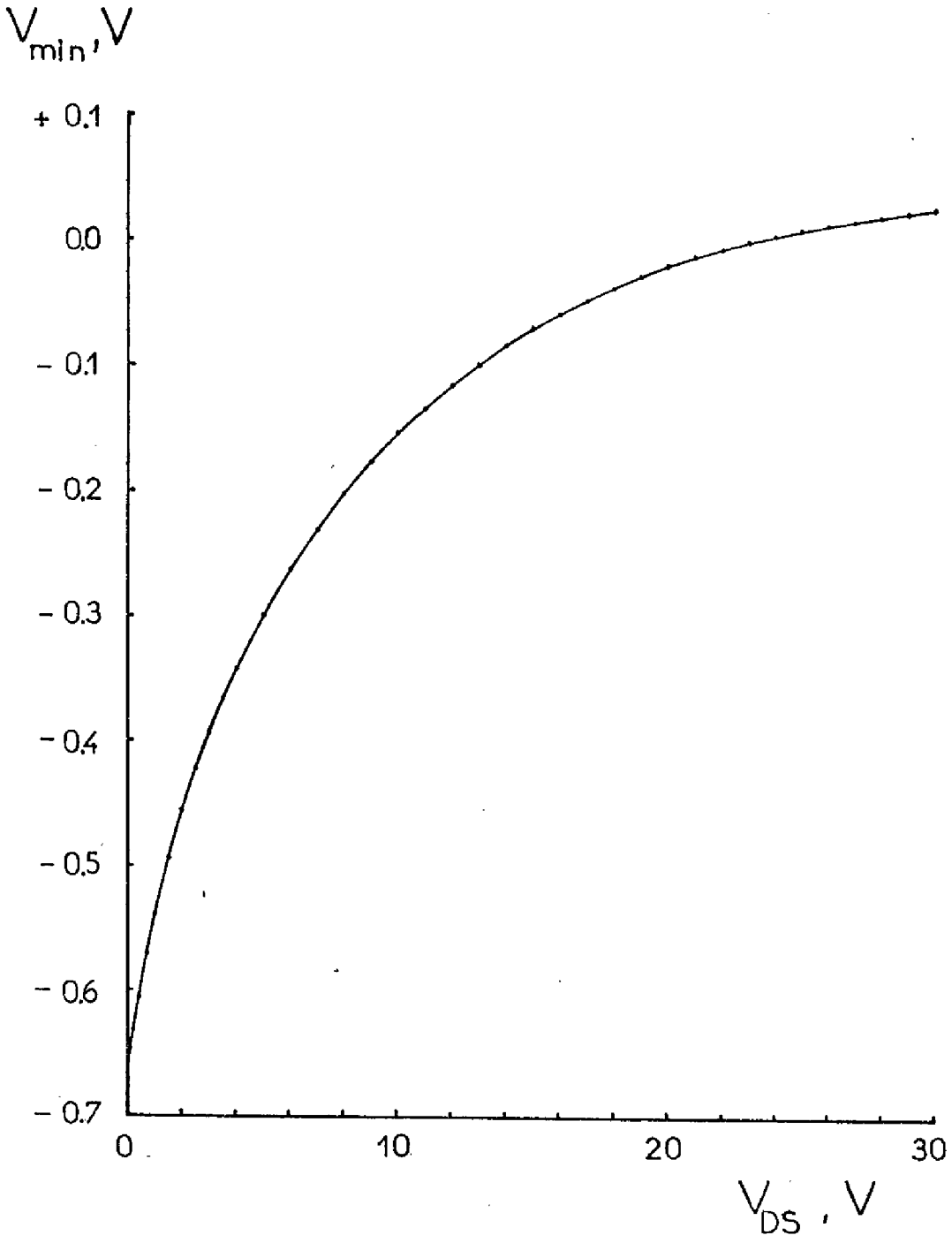


Figure 3.20 - *Diminution avec V_{DS} de la hauteur de la barrière.*
V_{GS} = -3 V.

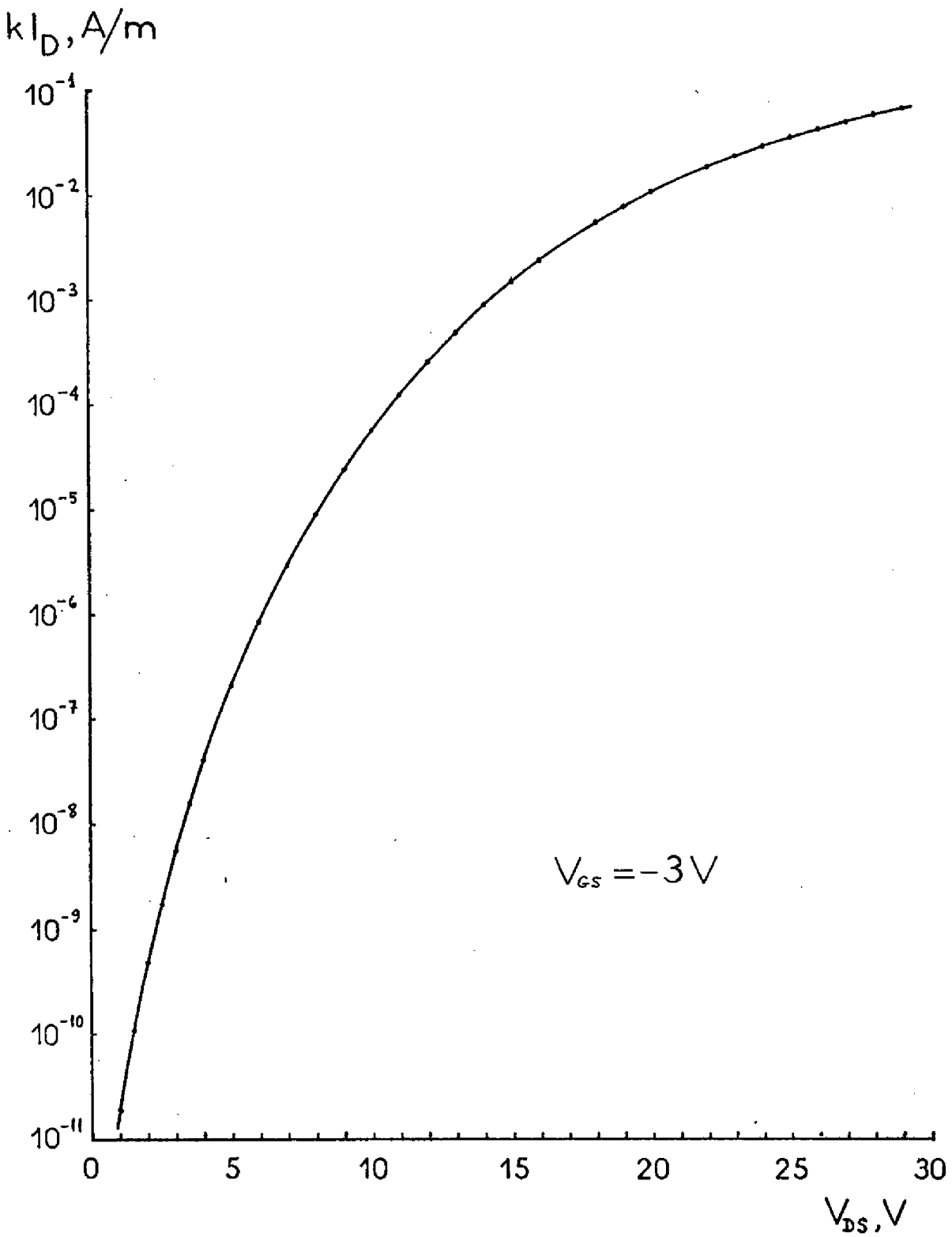


Figure 3.21 - Caractéristique I_D (V_{DS}) calculée pour V_{GS} = -3 V ($k = 1,6 \times 10^3\ m^{-1}$).

III.3.2. *Interprétation des résultats*

L'apparition d'une barrière de potentiel dans la zone du canal ne pose pas de problèmes particuliers d'interprétation dans la mesure où elle correspond comme dans un F E T conventionnel au pincement du canal par les zones de charge d'espace de la jonction de grille.

Ce qui n'apparaît pas dans un F E T classique est le notable abaissement de la barrière, qui va jusque son effacement total et le déblocage du courant. Cet abaissement de la barrière de potentiel définie par V_{GS} se produit par l'effet du champ électrique créé par V_{DS} [41] . Le problème est de savoir pourquoi la barrière dans notre dispositif est si fragile, par rapport aux F E Ts classiques, face aux tensions V_{DS}.

Les particularités du canal de notre structure, déjà signalées lors de l'étude du pincement (cf. II.1.2), se manifestent dans le cas qui nous occupe par la formation d'une barrière de potentiel beaucoup moins importante (quant à sa hauteur et à sa largeur) que s'il s'agissait d'un F E T classique. De ce fait, elle est beaucoup plus sensible à la tension V_{DS}. Le phénomène, dans un F E T conventionnel, est moins important,et pour effacer la barrière, il faudrait des tensions V_{DS} très supérieures à celle du claquage.

Pour ce qui concerne la distribution de porteurs, l'application d'une très faible tension sur le drain polarise plus en inverse la jonction grille-drain et il se produit encore une diminution de la densité de porteurs. Toutefois, pour des tensions supérieures l'effet est inverse. Parallèlement à l'abaissement de la barrière de potentiel, on assiste à une croissance rapide du courant qui s'accompagne d'une augmentation de la densité de porteurs dans le canal.

Sur la Figure 3.22, nous avons représenté le logarithme du courant en fonction de la hauteur de la barrière V_{min} . La parfaite droite obtenue sur neuf décades de courant lorsque $V_{min} < 0$, c'est-à-dire lorsqu'il

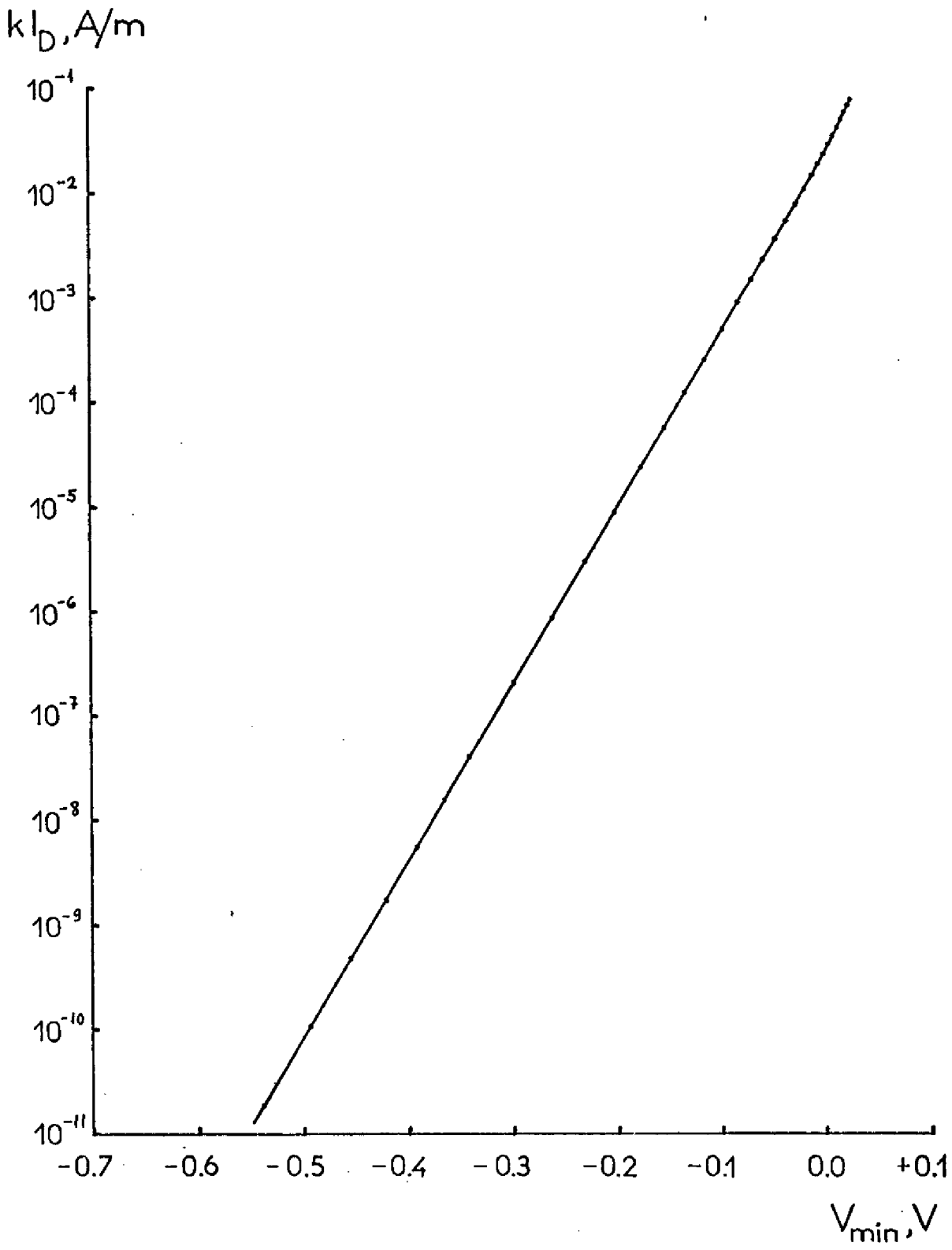


Figure 3.22 - *Courant à travers la barrière de potentiel en fonction de sa hauteur, illustrant la relation* $I_D \propto \exp - \frac{|V_{min}|}{kT}$

existe effectivement la barrière, indique que *le courant dans le canal est complètement gouverné par la barrière et qu'il est le résultat d'une sorte d'émission thermoionique à travers d'elle* [42] . On aura donc très précisément :

$$I_D \propto \exp - \frac{|V_{min}|}{kT} \qquad \text{pour} \quad V_{min} < 0$$

Vue cette importante relation qui lie le courant à la hauteur de la barrière, il serait très intéressant de savoir comment cette hauteur est définie par les valeurs des tensions V_{GS} et V_{DS} . L'examen de la fonction $V_{min}(V_{GS})$ pour $V_{DS} = 0$ (Figure 3.14) nous a révélé la validité au premier ordre d'une relation du type :

$$V_{min} \propto (V_{GS} - V_P)^2$$

Malheureusement, nous n'avons pas trouvé de relation simple entre la hauteur de la barrière V_{min} et V_{DS}. Si nous explicitons que l'abaissement de la barrière est une fonction de V_{DS}, non déterminée pour l'instant, $\Delta V_{min} = f(V_{DS})$, le courant drain s'écrira :

$$I_D = A_1 \exp \frac{- A_2 (V_{GS} - V_P)^2 + f(V_{DS})}{kT}$$

où A_1 et A_2 sont des constantes.

En considérant que le déblocage du courant drain s'opère pour $V_{min} = 0$, et qu'alors $V_{DS} = TV_{DS}$, on aboutit à la relation :

$$A_2 (V_{GS} - V_P)^2 = f(TV_{DS})$$

entre les valeurs de V_{GS} et TV_{DS} . Si l'on tient compte de la relation à peu près linéaire entre V_{GS} et TV_{DS} mise en évidence par la Figure 2.7, la fonction f (TV_{DS}) devrait être quadratique en TV_{DS}, ce qui n'est pas tout à fait invraisemblable.

Ces expressions ne donnent pas un résultat quantitatif, elles expriment simplement les mécanismes que nous considérons comme responsables de l'effet de déblocage. Nous pensons, par ailleurs, que étant donné leur allure représentative des résultats expérimentaux, elles pourront aider à caractériser le dispositif.

x x

x

Ce Chapitre a été consacré à l'étude du dispositif sur la base de l'intégration numérique bidimensionnelle des équations générales de transport dans les semiconducteurs. Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux expérimentaux analysés dans le Chapitre II.

L'étude a porté plus particulièrement sur les deux propriétés les plus marquantes :

- caractéristiques de sortie de type triode ne présentant pas d'effet de saturation,
- déblocage du courant drain par l'action de la tension appliquée sur le drain.

Ces deux effets trouvent, respectivement, grâce à la simulation numérique deux interprétations satisfaisantes :

- absence de pincement et comportement ohmique de la région de conduction du canal,

- abaissement par effet de champ de la barrière de potentiel entre la source et le drain par l'action de la tension drain.

La comparaison de ces résultats avec ceux publiés par d'autres auteurs met en évidence les divergences que nous avons analysées.

D'autres phénomènes devront certainement être étudiés au fur et à mesure de l'évolution technologique du dispositif. La simulation numérique, compte tenu de la complexité de la structure, fournit un moyen efficace pour découvrir et analyser les mécanismes physiques de fonctionnement et nous pensons qu'elle permettra la mise en oeuvre des modèles simplifiés capables de guider la conception technologique des composants.

CHAPITRE IV

POSSIBILITÉS D'APPLICATION DU DISPOSITIF

Les chapitres précédents consacrés à la réalisation et à l'étude du F E T à canal vertical entièrement diffusé ont mis en évidence les propriétés essentielles du dispositif. Bien que l'analyse extrêmement difficile de la structure nous ait amené à appliquer des techniques de simulation numérique, nous avons pu, pour chaque particularité de fonctionnement, relier les propriétés électriques aux propriétés physiques et géométriques de la structure. L'objet de ce court chapitre est d'évaluer les possibilités de développement de ce dispositif tel quel ou après avoir reçu les aménagements indispensables.

IV.1. PERFORMANCES DU DISPOSITIF

Sur la base des résultats obtenus avec la structure d'étude et compte tenu du taux d'occupation de la pastille de silicium, on peut envisager pour un dispositif de puissance avec 4000 canaux sur un substrat de 1 cm^2 et 50 Ω.cm de résistivité, les performances suivantes :

	(1)	(2)
Courant drain maximal I_{Dmax} (A)	20	30
Tension de claquage D - S BV_{DSS} (V)	70	100
Tension de claquage S - G BV_{GSS} (V)	8	10
Tension de seuil TV_{DS} (BV_{GSS}) (V)	70	100
Fréquence limite f_{lim} (M Hz)	100	100
Résistance D - S à l'état passant $r_{DS\,on}$ (Ω)	2	2
Puissance maximale P_{max} (W)	1000	1000

(1) Extrapolées directement de la structure d'étude
(2) Lorsqu'on aura repoussé un peu BV_{DSS} et BV_{GSS} .

Pour calculer la puissance maximale, nous avons procédé à une estimation de la résistance thermique du dispositif. Etant donnée la grande densité de canaux, *on peut supposer une répartition homogène de la température.* Dans ce cas, la résistance thermique se calcule très simplement : pour un

substrat de 300 µm d'épaisseur en silicium (γ_{th} = 1 W/°C.cm) et un boitier de 1 mm en cuivre (γ_{th} = 4 W/°C.cm), dont la face extérieure est maintenue à la température ambiante, on a :

$$R_{th} = \frac{1}{1} \times \frac{0.03}{1} + \frac{3}{4} \times \frac{0.1}{1} = 0.055 \text{ °C/W}$$

Ce calcul est trop simplifié. Nous n'avons pas tenu compte, d'une part de la résistance de la couche de molybdène à interposer, pour des raisons de contraintes mécaniques, entre le silicium et le cuivre, et d'autre part des résistances des soudures. Si l'on considère que la résistance thermique totale a la valeur plus raisonnable de 0.1 °C/W et que l'élévation de température maximale tolérable ΔT_{max} est 100°C, la puissance maximale sera :

$$P_{max} = \frac{\Delta T_{max}}{R_{th}} = \frac{100}{0.1} = 1 \text{ KW}$$

Nous avons considéré la fréquence limite de fonctionnement f_{lim} comme la fréquence pour laquelle le gain en puissance G_{pmax} vaut 1. Pour l'estimer, dans l'expression du gain maximal d'un quadripôle [43],

$$G_{P\,max} = \frac{Y_{21}^2}{4\, \mathcal{R}e(Y_{11})\, \mathcal{R}e(Y_{22})}$$

nous avons fait $Y_{21}^2 = g_m^2$, $\mathcal{R}e(Y_{22}) = 1/r_{DS}$, et pour estimer l'admittance d'entrée, nous l'avons considérée, simplement, comme la capacité totale de la grille C_G en série avec la résistance du canal r_{DS}. On obtient alors $\mathcal{R}e(Y_{11}) = \omega^2 C_G^2 r_{DS}$.

En substituant, pour $G_{Pmax} = 1$, on a :

$$1 = \frac{g_m^2}{4 (2\pi f_{lim})^2 C_G^2}$$

et comme expression de la fréquence limite :

$$f_{lim} = \frac{g_m}{4 \pi C_G}$$

Avec $g_m \simeq 4000. 10^{-3}$ mho, et C_G 3.10^{-9} F, calculée à partir des valeurs : $S = 10^{-4}$ m^2 , $N_D = 10^{20}$ m^{-3} , $V_D = 0.8$ V, on a obtenu :

$$f_{lim} = 100 \text{ M Hz}$$

Comme élément de référence, nous rappelons dans le Tableau ci-dessous les performances d'un transistor bipolaire de puissance, 2 N 6309 choisi parmi les dispositifs les plus récents de performances en fréquence et en puissance les plus élévées :

Puissance maximale (boitier à 25°C) (W)	400
Courant collecteur maximal (A)	90
Tension de claquage C - E , BV_{CE0} (V)	100
Fréquence de transition f_T (M Hz)	30
Résistance de saturation (Ω)	0.04

On remarque qu'avec le F E T de puissance, on peut s'attendre à des *meilleures performances en fréquence* et des *performances beaucoup plus mauvaises en résistance de saturation.*

Rappelons ici que l'intérêt essentiel du dispositif dans une application de puissance est le coefficient de température négatif du courant. Ce coefficient a un effet thermique stabilisateur et homogénéiseur pour la répartition de la densité de puissance. Notre expérience sur les petites structures indique, en effet, un excellent comportement à haute température sans emballement thermique.

IV.2. PRINCIPALES LIMITATIONS DU DISPOSITIF

Le dispositif présente, bien évidemment, des limitations d'ordre technologique. Elles sont pour l'essentiel liées au fait de chercher à réaliser des structures de puissance sur la base d'une technologie typiquement "circuits intégrés". Le rendement de production peut être extrêmement affaibli à cause, essentiellement, de deux difficultés :

- Un problème de reproductibilité lié au fait que la forme latérale du canal est définie par un processus de diffusion latérale P associée à une autre diffusion N^+ .

- Un problème de rendement et de fiabilité lié à la nécessité de réaliser une diffusion P sans défaut sur un périmètre énorme, typiquement de plusieurs mètres pour un composant de 1 cm^2.

Notre expérience personnelle indique que c'est ce deuxième problème qui est le plus difficile à résoudre. En fait, il est la cause première de nos échecs dans la réalisation de protoypes de puissance, prototypes qui ont tous présenté des défauts d'isolement de la commande de grille.

A côté de ces problèmes technologiques, il y a les limitations propres à la conception entièrement diffusée du dispositif :

a) Tenue en tension V_{DS} au blocage

Nous en avons longuement analysé l'origine dans les chapitres précédents : sous l'action de la tension drain, la barrière de potentiel créée dans le canal par la tension de grille décroît, puis disparaît et un courant I_D apparaît et croît rapidement.

Deux types de modification peuvent permettre de repouser cette limitation :

- modification de géométrie de manière à réduire "l'évasement" du canal du côté drain,

- modification destinée à accroître la tension maximale applicable sur la grille.

b) Commande de grille

La tension maximale applicable sur la grille est limitée à moins de dix volts, à cause du claquage en surface de la jonction $N^+ - P^+$. Cette limitation réduit au blocage la tension V_{DS} applicable sur le drain. En effet, si l'on pouvait accroître la tension V_{GS} appliquée sur la grille, la barrière de potentiel entre la source et le drain serait plus importante et par conséquent augmenterait la tension V_{DS} admissible.

Un autre type de limitation qui n'est pas directement lié à la conception entièrement diffusée du dispositif, réside dans les valeurs élevées de la résistance drain-source à l'état passant $r_{DS\,on}$. On retrouve cette même limitation dans tous les dispositifs à porteurs majoritaires pour lesquels, lorsque l'on souhaite travailler à des tensions élevées, on est pénalisé en valeur de r_{DS}. Rappelons que l'on ne bénéficie pas, comme pour les dispositifs bipolaires, des phénomènes de forte injection. Tout au plus, pouvons-nous penser, si besoin était, d'utiliser une polarisation directe de grille pour noyer de porteurs la zone de canal, au détriment, bien entendu, du gain en puissance.

IV.3. MODIFICATIONS ENVISAGEES

Le problème à résoudre en priorité pour améliorer les performances du dispositif est celui d'accroître l'amplitude de la commande de grille. Ceci permettrait d'élargir au blocage le domaine des tensions de drain admissibles, et le problème de la tenue en tension ne se poserait pas. En pratique, celà suppose que l'on est capable de dissocier la diffusion de grille, de la prise de contact ohmique de source. Cette dissociation peut se réaliser dans notre structure en y introduisant quelques modifications. Deux méthodes, à l'état actuel de développement de la technologie, nous paraissent les plus adéquates :

a) Le creusement

On réalise d'abord la diffusion N^+ pour la prise du contact de source. Ensuite, on creuse chimiquement des puits sur la surface de la plaquette de silicium à partir desquels on procède, après masquage, à la diffusion P de la grille. La structure envisagée est illustrée sur la Figure 4.1a.

b) L'épitaxie

Après la diffusion P de la grille, on fait croître une couche épitaxiale de silicium de faible résistivité sur laquelle on réalise la diffusion N^+ (cf. I.1.2) (Figure 4.1b).

Dans ce contexte, il faut signaler qu'au Japon, on a appliqué [16] une technique d'oxydation localisée pour écarter les deux diffusions P et N^+. Après la diffusion P de la grille, on procède à une oxydation localisée sur la partie supérieure des zones P. La diffusion N^+ se réalise dans les zones non oxydées. La structure résultante est illustrée sur la Figure 4.1c.

Ces modifications n'affectent pas la technique de diffusion de grille. D'autres modifications à envisager devraient permettre de réduire "l'évasement" du canal. Nous pensons à l'utilisation d'une technique de diffusion assistée ("enhanced diffusion") pour la réalisation de la grille. Elle consisterait à effectuer par bombardement d'ions légers une destruction du réseau sur quelques microns de profondeur, et de procéder ensuite à une diffusion classique de manière à réduire les effets des diffusions latérales. Cette technique n'est pas pour l'instant suffisamment maîtrisée, tant sur le problème de masquage que sur celui des effets fondamentaux d'une destruction du réseau sur les processus de diffusion.

IV.4. PERSPECTIVES D'ANALYSE A PARTIR DE LA SIMULATION NUMERIQUE

Le programme de simulation numérique du dispositif que nous avons mis au point se révèle, vue la difficulté d'établir un modèle simple,

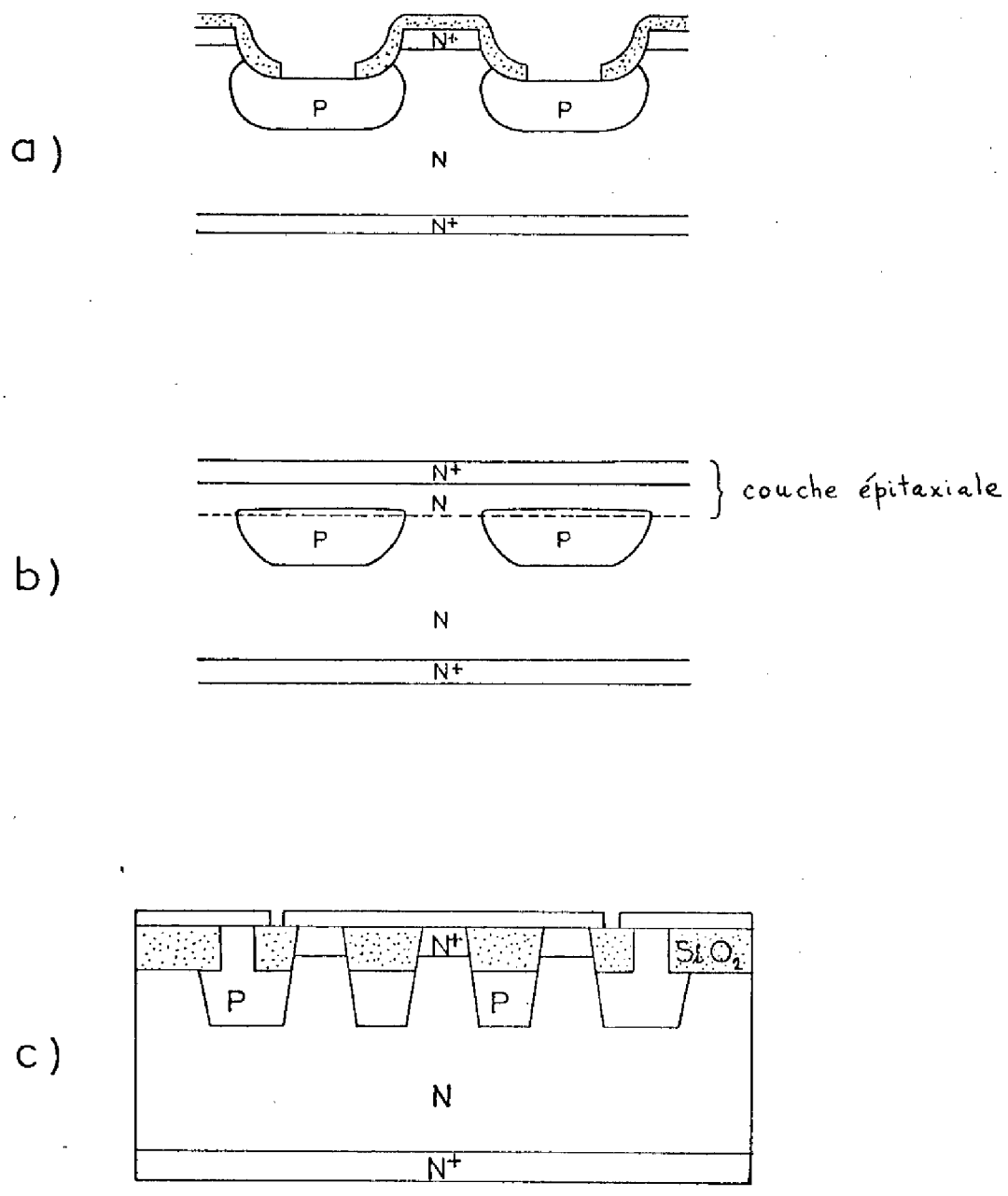


Figure 4.1. - *Structures modifiées afin d'éviter le contact direct entre les régions P et N^+, comportant (a) un creusement, (b) une épitaxie, (c) une oxydation localisée.*

être un outil précieux, bien que coûteux, pour rechercher les paramètres optimaux de la structure. Jusqu'ici, nous ne l'avons utilisé que pour l'analyse des mécanismes de fonctionnement. L'étude de l'influence des divers paramètres technologiques sur ses propriétés électriques nécessitera une utilisation beaucoup plus intensive.

Il nous paraît, dans ce cadre, intéressant d'examiner en premier lieu l'influence du dopage du canal qui nous semble jouer un rôle important, et qui, de plus, détermine comme nous avons vu au Chapitre I, presque tous les autres paramètres. Nous pensons aussi qu'il faudrait étudier la sensibilité des propriétés, aux variations du profil latéral de la jonction de grille. Enfin, étant donné, l'effet "négatif", qui exerce la couche N^+, il serait bon de procéder à une nouvelle exploration, soit en enlevant cette couche, soit en considérant directement la structure avec les modifications indiquées dans le paragraphe précédent.

x x

x

En conclusion à ce court Chapitre, nous pouvons dire que la réalisation du F E T à canal vertical entièrement diffusé constituerait une bonne technique d'obtention de dispositifs de puissance s'il n'existait pas de composants tels que les transistors bipolaires de performances, pour l'instant, supérieures.

Toutefois, l'analyse des chapitres précédents met clairement en évidence un certain nombre d'aménagements de structure susceptibles de conduire à des composants de performances équivalentes sinon supérieures aux transistors bipolaires. Différents essais effectués, notamment au Japon, sont à ce point de vue particulièrement prometteurs.

En ce qui concerne la suite à donner au plan technologique à nos travaux, il semble que la technique la plus adaptée soit celle du "creusement". Nous pensons qu'elle est suffisante pour la réalisation d'un dispositif de performances tout à fait convenables.

CONCLUSION

Ce travail a comporté la réalisation et l'étude du transistor à effet de champ à canal vertical entièrement diffusé. Nous avons montré que la réalisation de dispositifs de faible puissance était tout à fait accessible à une technologie conventionnelle et nous en avons décrit les principales étapes.

L'analyse des propriétés électriques du dispositif met en évidence un certain nombre de particularités qui sont pour l'essentiel :

- des caractéristiques de sortie I_D (V_{DS}) du type triode sans effet de saturation,
- une limitation de la tenue en tension V_{DS} au blocage.

L'étude a montré que toute approche qualitative dans l'interprétation, pouvait être faussée par la complexité réelle du fonctionnement de la structure. Cette constatation a pu être illustrée grâce à l'utilisation d'un programme de simulation basé sur la résolution numérique bidimensionnelle des équations générales de transport dans les semiconducteurs.

Il ressort de cette simulation la possibilité d'apporter des explications satisfaisantes aux problèmes posés par ces particularités ; explications qui peuvent être résumées ainsi :

- le comportement de type triode est lié à l'absence de pincement du canal et dû au comportement ohmique de la zone du canal située au-delà dela zone de striction vers le drain,
- la limitation en tension V_{DS} au blocage provient d'un abaissement par effet de champ de la barrière de potentiel créée dans le canal par la tension de grille V_{GS}.

L'analyse met en évidence les principales causes des limitations du dispositif :

- jonction $N^+ - P^+$ limitant la dynamique de commande de grille,
- "évasement" du canal favorisant la faible tenue en tension V_{DS} au blocage.

Le dernier Chapitre tend à proposer certains aménagements de la structure, propres à réduire l'importance de ces limitations. Le plus intéressant étant d'utiliser la technique du "creusement".

Notre avis, après avoir expérimenté ce type de structure, est qu'il faut poursuivre les recherches mais en introduisant les modifications de la structure indiquées au Chapitre IV.

ANNEXE I

PARAMÈTRES TECHNOLOGIQUES DES STRUCTURES RÉALISÉES

STRUCTURE	M_2 µm	Epaisseur µm	ρ Ωcm	BORE PREDEPOT °C	l/min	min	BORE REDISTRIBUTION °C	l/min	O_2 min	O_2+H_2O l	O_2 l	'steam' l	O_2 l	PHOSPHORE PREDEPOT °C	Q ppm.	GV min	GV+GP min	GV min
CN 610	12	-	53	980	0.4	20	1150	1.5	5	2½	2	-	-	1050	8000	5	10	30
CN 612 A	18	-	45	"	"	"	"	"	"	"	"	-	-	"	"	"	"	"
B	15																	
CN 613	21	-	46	"	"	10	"	"	"	2	2	1½ (950°C)		"	"	5	5	5
WN 510	21	450	64	"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	"	"	"	"	"
WN 511	21	460	65	"	"	"	"	"	"	"	"	"	-	"	"	"	"	"
MN 254 B	18	305	5.7	"	"	"	"	"	"	2	2½	"	-	"	"	"	"	"
MN 262 B	18	280	5.5	"	"	"	"	"	"	2	4	"	-	"	"	"	"	"
WN 101	21	220	50	"	"	60	"	"	-	-	-	1 + 1	4 7	1050	5000	5	25	5
WN 520 A	18	450	65	"	"	"	"	"	-	-	-	1	4½	950	5000	5	5	5
B													6½					
WN 521 A	18	450	63	"	"	"	"	"	-	-	-	1	5½	"	"	"	"	"
B													9½					
WN 106 A	18	220	52	"	"	"	"	"	-	-	-	1	4½	"	"	"	"	"
B													6½					
WN 107 A	18	230	54	"	"	"	"	"	-	-	-	1	5½	"	"	"	"	"
B													9½					
WN 108 A	18	220	52	"	"	20	"	"	5	2½	2	-	-	1050	8000	5	10	30
WN 109 A	18	230	52	"	"	"	"	"	"	"	"	-	-	"	"	"	"	"

PHOSPHORE REDISTRIBUTION					X_j					$R_\square$			
					BORE		PHOSPHORE		BORE	BORE		PHOSPHORE	
°C	l/m.u.	O_2 min	O_2+H_2O min	O_2 min	Prédépot µm	Redistrib. µm	Prédépot µm	Redistrib. µm	Final µm	Prédépot Ω	Redistrib. Ω	Prédépot Ω	Redistrib. Ω
1050	1.5	5	10	15	–	–	–	–	–	46	86	–	–
"	"	5	15	15	0.35	6.9	–	2.6	7.3	30	90	3.1	–
"	"	5	15	10	–	6.4	–	1.8	6.3	61	179	9.1	8.2
"	"	"	"	"	–	–	–	2.0	6.3	85	185	4.9	3.3
"	"	"	"	"	–	–	–	–	–	–	–	–	–
"	"	"	"	"	–	–	–	–	–	–	–	–	–
"	"	"	"	"	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1150	"	–	–	70	1.1	–	2.3	6.8	12.8	20	62	2.8	1.2
1050	"	5	15	10	0.85	7.6 8.5	–	1.1	–	23	75 68	–	32
"	"	"	"	"	–	7.8 9.2	–	–	–	–	79 64	–	–
"	"	"	"	"	1.0	7.5 8.6	0.4	0.95	–	20	60 60	39	29
"	"	"	"	"	"	7.7 9.3	"	"	–	"	61 56	"	"
"	"	5	15	15	–	–	–	–	–	–	–	–	–
"	"	"	"	"	–	8.4	–	2.5	8.0	32	78	3.1	3.2

STRUCTURE		M_I Epaisseur	ρ	BORE							PHOSPHORE				
				PREDEPOT			REDISTRIBUTION				PREDEPOT				
									"steam"	O_2		Q	GV	GV+GP	GV
		µm	µm	Ω cm	°C	l/min	min	°C	l/min	l	l	°C	p.p.m.	min	min	min
WN 108	B	18	320	52	980	0.4	60	1150	1.5	1	3½	1050	8000	5	10	30
	B'										3¼	950	5000	5	5	5
	C										3	1050	8000	5	10	30
	C'										3	950	5000	5	5	5
WN 109	B	18	230	52	"	"	"	"	"	1	3	1050	8000	5	10	30
	B'										3	950	5000	5	5	5
	C										3½	1050	8000	5	10	30
	C'										3¼	950	5000	5	5	5
WN 111	A	18	220	53	"	"	"	"	"	1	4½	950	5000	5	5	5
	B										4¼	1050	8000	5	10	30
	C										4¼	950	5000	5	5	5
	D										4¼	1050	8000	5	10	30
	E										3½	950	5000	5	5	5
	F										3¼	1050	8000	5	10	30
WN 110	A	18	225	53	"	"	"	"	"	1	4¼	1050	8000	5	10	30
	B										5¼					
	C										6					
WN 178		21	190	4.8	"	"	"	"	"	1	8	"	"	"	"	"
179				5.3							7					
WN 112	A	18	220	53	"	"	"	"	"	1	7	"	"	"	"	"
	B										8					

PHOSPHORE REDISTRIBUTION					X_j					$R_\square$			
					BORE		PHOSPHORE		BORE	BORE		PHOSPHORE	
°C	l/min	O_2 min	O_2+H_2O min	O_2 min	Prédépot µm	Redistrib. µm	Prédépot µm	Redistrib. µm	Final µm	Prédépot Ω	Redistrib. Ω	Prédépot Ω	Redistrib. Ω
1050	1.5	5	15	15	–	–	–	2.4	6.7	24	–	–	2.4
		5	15	10				0.7	7.3	"			40
		5	15	15				2.4	6.8	26	–	–	2.9
		5	15	10				0.6	6.4	"			35
"	"	5	15	15	–	6.8	–	–	6.7	21	70	2.9	2.5
		5	15	10		"		1.8	7.0	"	"	17	–
		5	15	15		6.9		2.6	7.3	21	69	2.9	2.5
		5	15	10		"		–	–	"	"	17	–
"	"	5	15	10	–	7.1	–	1.0	7.3	22	67	27	26
		5	15	15		"		2.4	7.6	"	"	2.6	2.3
		5	15	10		7.0		1.0	7.1	21	64	29	26
		5	15	15		"		2.5	7.7	"	"	2.8	2.4
		5	15	10		6.7		1.1	7.0	21	63	29	30
		5	15	15		"		2.4	7.2	"	"	2.7	2.5
"	"	5	15	15	–	7.6	–	2.7	7.6	22	66	3.0	2.5
						9.0		–	–	22	66	2.9	–
						8.9		2.4	8.2	23	66	3.0	2.6
"	"	"	"	"	–	8.7	–	2.5	9.7	18	51	2.4	2.3
						8.3		2.5	8.3		58	2.4	2.2
"	"	"	"	"	–	8.4	–	2.6	8.9	19	61	3.3	2.8
						8.9		2.5	9.3		58	3.2	2.8

ANNEXE II

LE PROGRAMME DE SIMULATION NUMÉRIQUE

a) *Equations et conditions aux limites*

En régime permanent et avec les hypothèses,
- semiconducteur non dégénéré
- impuretés totalement ionisées
- température uniforme dans le semiconducteur
- absence de phénomènes de génération-recombinaison

nous avons dans le semiconducteur les équations suivantes :

$$\left.\begin{array}{ll} \Delta V = -\frac{q}{\varepsilon}\left(p - n + N_D - N_A\right) & \text{équation de Poisson} \\ \left.\begin{array}{l} \vec{j}_n = q\,\mu_n\, n\, \text{grad}\, U_N \\ \vec{j}_p = q\,\mu_p\, p\, \text{grad}\, U_P \end{array}\right\} & \text{équations de transport} \\ \left.\begin{array}{l} \text{div}\,\vec{j}_n = 0 \\ \text{div}\,\vec{j}_p = 0 \end{array}\right\} & \text{équations de continuité} \end{array}\right\} \quad (A.1)$$

Pour établir les conditions aux limites, on suppose que les contacts métalliques sont du type ohmique idéal, c'est-à-dire avec neutralité et à l'équilibre. Sur les autres frontières, on impose la nullité des dérivées normales des variables.

L'ensemble des équations précédentes peut être réduit, après normalisation, au système plus approprié pour être résolu numériquement,

$$\left.\begin{array}{l} \Delta\phi = \psi_n \exp(\phi) - \psi_p \exp(-\phi) - DOP \\ \text{div}\left(MN \exp(\phi)\, \text{grad}\, \psi_n\right) = 0 \\ \text{div}\left(MP \exp(-\phi)\, \text{grad}\, \psi_p\right) = 0 \end{array}\right\} \quad (A.2)$$

en prenant comme inconnues :

ϕ potentiel électrostatique normalisé,

$\psi_n = exp(-\phi_n)$, ϕ_n pseudo-potentiel de Fermi des électrons normalisé,

$\psi_p = exp(\phi_p)$, ϕ_p pseudo-potentiel de Fermi des trous normalisé,

DOP, MN et MP sont respectivement, les valeurs normalisées de la concentration d'impuretés et des mobilités des électrons et des trous.

Notre dispositif fonctionne avec la grille polarisée en inverse. Par conséquent, le courant dans le canal est dû aux porteurs majoritaires et on peut négliger les effets des minoritaires. Si l'on introduit l'hypothèse supplémentaire que la jonction de grille est $P^+ - N$ et abrupte, on pourra réduire le domaine d'intégration à celui de la région N, et le système d'équations (A.2) à :

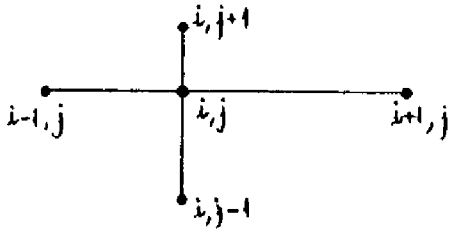
$$\left.\begin{aligned} \Delta\phi &= \psi_n \, exp(\phi) - DOP \\ div\,(MN\, exp(\phi)\, grad\, \psi_n) &= 0 \end{aligned}\right\} \qquad (A.3)$$

avec une notable simplification et épargne en temps de calcul.

Le problème qui se pose est celui de fixer les conditions aux limites de ϕ et ψ_n sur la jonction de grille. Pour une tension de grille donnée $V_{GS} \leq 0$, nous considérons le cas $V_{DS} = 0$. Dans ces conditions, il n'y a pas des courants, et en prenant ψ_p constant, le système résultant de (A.2) est sensiblement équivalent à (A.3) et il est résolu, avec le même formalisme que celui-ci, dans le domaine complet. Les valeurs de ϕ et ψ_n calculées sur la jonction de grille sont prises comme conditions de contour.

b) Algorithme de résolution

Après avoir établi sur la structure un maillage de pas non uniforme, les équations aux dérivées partielles sont remplacées par des équations aux différences finies suivant ce schéma de discrétisation :



Les équations du système qui sont du type :

$$\operatorname{div}\left[\lambda(x,y)\ \operatorname{grad}\ \mu(x,y)\right] = f(\lambda,\mu,x,y)$$

se transforment et deviennent en chaque point :

$$g_{i,j}\,\mu_{i-1,j} + d_{i,j}\,\mu_{i+1,j} + h_{i,j}\,\mu_{i,j+1} + b_{i,j}\,\mu_{i,j-1} - c_{i,j}\,\mu_{i,j} = f_{i,j}$$

Le premier membre de l'équation de Poisson est une forme linéaire en ϕ avec des coefficients g, d, h, b, c constants, et le second membre est une fonction de ψ_n , ϕ , x, y. La forme linéaire en ψ_n correspondante à l'équation de continuité a les coefficients fonctions de ϕ, x , y , et le second membre est nul.

A partir d'une approximation $\phi^{(n-1)}$, $\psi_n^{(n-1)}$, nous procédons de la façon suivante pour calculer une meilleure approximation $\phi^{(n)}$, $\psi_n^{(n)}$:

- l'équation linéaire en ψ_n est résolue en $\psi_n^{(n)}$ avec $\phi = \phi^{(n-1)}$
- on introduit dans l'équation en ϕ les valeurs $\psi_n = \psi_n^{(n)}$

et $\phi = \phi^{(n-1)} + \delta\phi$

L'ensemble des équations résultantes forme un système linéaire en $\delta\phi_{i,j}$, dont une fois calculée la solution $\delta\phi_{i,j}$, on obtient $\phi^{(n)}$:

$$\phi_{i,j}^{(n)} = \phi_{i,j}^{(n-1)} + \delta\phi_{i,j}$$

En procédant de cette façon, on obtient une suite de solutions $\phi^{(0)}$, $\phi^{(1)}$, $\phi^{(2)}$, ... , $\phi^{(m)}$ qui converge vers la solution ϕ du système, lorsque $\phi^{(0)}$ est bien choisie.

Cet algorithme précise la résolution de systèmes linéaires dont la matrice d'ordre très élevée (égal au nombre de points de discrétisation) ne possède néanmoins que cinq diagonales non nulles. En raison du temps de calcul et de la place mémoire nécessaires, il faut recourir aux méthodes itératives usuelles, dont la plus efficace est celle de factorisation partielle. Le critère d'arrêt de la méthode itérative s'établie sur le résidu maximal des équations.

c) *Programme de calcul et ses limitations*

Un point très important pour obtenir une rapide convergence est celui du choix de l'approximation initiale. Nous procédons toujours, avec V_{GS} fixe, à augmenter progressivement V_{DS} à partir de sa valeur nulle. Procédant ainsi, nous réalisons au début un calcul simplifié pour l'initialisation, et après, des extrapolations à partir de solutions précédentes.

Le programme FET P2 que nous avons mis au point est écrit en FORTRAN IV. Il a 1100 cartes et avec un maillage de 2000 points l'encombrement en mémoire est de 300 K octets, plus 200 K octets lorsque nous faisons appel au disque pour le stockage de données et les extrapolations.

Les données à y introduire sont : le maillage, les paramètres géométriques du dispositif, la distribution d'impuretés et les valeurs de la température et des polarisations appliquées.

Le calcul de la distribution d'impuretés se réalise dans le sous-programme VALDOP, et la mobilité, fonction de la température, du dopage et du champ électrique, est définie par la fonction EMOB.

L'exploitation des valeurs de ϕ et ϕ_n calculées nous permet de déterminer les distributions de champ électrique, de porteurs, de la charge d'espace et du courant.

Le temps de calcul nécessaire sur IBM 370 - 168 pour l'obtention des courbes I_D (V_{DS}) de la Figure 3.3. a été de 16 minutes pour chacune d'elles.

Le programme présente deux limitations fondamentales, l'une sur les valeurs de V_{GS} et l'autre sur celles de V_{DS} :

- Au cours du calcul, on calcule des exponentielles dont l'exposant est la différence entre les potentiels de deux points consécutifs. Comme les exposants sont limités à 174, la différence de potentiel à travers la jonction G - S ne peut pas dépasser cette valeur qui correspond à $V_{GS} = \pm 3.4$ V.

- Pour les valeurs de V_{DS} inférieures à 0.1 V , le courant calculé à différents niveaux entre la source et le drain présente des écarts importants et le test définitif sur la validité des solutions n'est pas vérifié. Nous n'avons pas trouvé de limite supérieure pour la tension V_{DS} , mais les calculs deviennent très longs à fort niveau de courant.

BIBLIOGRAPHIE

1 SCHOCKLEY, W.
"A unipolar field-effect transistor"
Proc. IRE, 40, 1365 (1952).

2 DACEY, G.C. et ROSS, I.M.
"The field-effect transistor"
Bell Syst. Techn. J., 34 , 1149 (1955).

3 TESZNER, S. et THUE, M.
"Le tecnetron-nouvelle étape de développement des dispositifs à semiconducteurs"
Bull. Soc. Franç. Electr., 13, 683 (1958).

4 TESZNER, S.
"Sur les nouvelles structures du tecnetron"
L'Onde Electrique, 409, 307 (1961).

5 ROOSILD, S.A., DOLAN, R.P. et O'NEIL, D.
"A unipolar structure applying lateral diffusion"
Proc. I.E.E.E., 51, 1059 (1963).

6 BUCHANAN, B., ROOSILD, S. et DOLAN, R.
"Silicon current amplifier for microampere current levels"
Proc. I.E.E.E., 52 , 1364 (1964)

7 TESZNER, S. et GICQUEL, R.
"Gridistor, a new field effect device"
Proc. I.E.E.E., 52, 1502 (1964).

8 ZULEEG, R. et HINKLE, V.O.
"A multichannel field-effect transistor"
Proc. I.E.E.E., 52, 1245 (1964).

9 ZULEEG, R.
"Current saturation in silicon multichannel field-effect transistor"
Proc. I.E.E.E., 53, 2111 (1966).

10 ZULEEG, R.
"Multichannel field-effect transistor, theory and experiment"
Solid State Electronics, 10, 559 (1967).

11 TESZNER, S.
"Le Gridistor, successeur du tecnetron"
Ann. Télécommun., 21, 157 (1966).

12 TESZNER, S.
"Gridistor development for the microwave power region"
I.E.E.E. Trans. Electron Devices, ED - 19, 355 (1972).

13 TESZNER, S.
"Sur les limites en fréquence et en puissance des triodes à effet de champ. Application au cas de gridistor".
Ann. Télécommun. 26, 303 (1971).

14 LECROSNIER, D.P. et PELOUS, G.P.
"Ion-implanted F E T for power applications"
I.E.E.E. Trans. Electron Devices, ED - 21, 113 (1974).

15 NAPOLI, L.S., HUGHES, J.J., REICHERT, W.F. et JOLLY, S.
"Ga As F E T for high power amplifiers at microwave frequencies"
R.C.A. Review, 34, 608 (1973).

16 YAGI, H., ISHITANI, A. et SUWA, H.
"F E T application to power amplifiers"
Japan Electron. Ind., 21, 18 (1974).

17 JOHNSON, E.O.
"Physical limitations on frequency and power parameters of transistors".
R.C.A. Review, 26, 163 (1965).

18 DEQUIDT, A.
"Modélisation et caractérisation des phénomènes de diffusion du bore dans le silicium"
Thèse 3ème Cycle, n° 1448, Université Paul Sabatier, Toulouse, 1973.

19 SZE, S.M. et GIBBONS, G.
"Effect of junction curvature on breakdown voltages in semiconductors"
Solid State Electronics, 9, 831 (1966).

20 WU, S.Y. et SAH, C.T.
"Current saturation and drain conductance of junction-gate field-effect transistors"
Solid State Electronics, 10, 593 (1967).

21 KIM, C. et YANG, E.S.
"On analysis of current saturation mechanism of junction field-effect transistors"
I.E.E.E. Trans. Electron Devices, ED - 17, 120 (1970).

22 CHIU, T.L. et GHOSH, H.N.
"Characteristics of the junction-gate field-effect transistor with short channel lenght"
Solid State Electronics, 14, 1307 (1971).

23 NEUMARK, G.F. et RITTNER, E.S.
"Transition from pentode to triode like characteristics in field effect transistors"
Solid State Electronics, 10, 299 (1967).

24 BARRON, M.B.
"Computer aided analysis of insulated gate field effect transistors"
Ph. D. Thesis, Stanford University, 1970.

25 MO, D.L.
"Excess gate current in a junction-gate field-effect transistor"
Proc. I.E.E.E., 58, 1166 (1970).

26 CABOT, J.J.
"Propriétés statiques du transistor à effet de champ à l'arséniure de gallium à grille Schottky"
Thèse 3ème Cycle, n° 1665, Université Paul Sabatier, Toulouse, 1974.

27 RYAN, D.
"Substrate current in silicon P channel M O S transistors"
Proc. I.E.E.E., 57, 1424 (1969).

28 ROSSEL, P.
"Etude du courant "anormal" de substrat des transistors MOS"
Journées D.G.R.S.T., Toulouse, 29 - 30 Mars 1971.

29 LEGUERRE, J.R.
"Influence de la température sur les propriétés des transistors plans bipolaires et des transistors à effet de champ au silicium"
Thèse de 3ème Cycle, n° 787, Université de Toulouse, 1969.

30 SZE, S.M.
"Physics of Semiconductor Devices"
John Wiley & Sons, New York, 1969.

31 ESTEVE, D. et EZZ EL ARAB
"Electrical properties and simplified theory of a particular junction field-effect transistor operating with a forward gate-source bias"
Electronics Letters, 9, 339 (1973).

32 HEYDEMANN, M.
"Solution numérique bidimensionnelle des équations générales de transport dans les semiconducteurs en régime permanent"
L'Onde Electrique, 52, 185 (1972).

33 HEYDEMANN, M.
"Résolution numérique des équations bidimensionnelles de transport dans les semiconducteurs"
Thèse de Docteur-Ingénieur, n° 173, Université de Paris-Sud, 1972.

34 KENNEDY, D.P. et O'BRIEN, R.R.
"Analysis of the impurity atom distribution near de diffusion mask for a planar p-n junction"
I B M J. Res. Develop., 9, 179 (1965).

35 CAUGHEY, D.M. et THOMAS, R.E.
"Carrier mobilities in silicon empirically related to doping and field"
Proc. I.E.E.E., 55 , 2192 (1967).

36 KIM, C. et YANG, E.S.
"Carrier accumulation and space-charge-limited current flow in field effect transistors"
Solid State Electronics, 13, 1577 (1970).

37 KENNEDY, D.P. et O'BRIEN, R.R.
"Two-dimensional mathematical analysis of a planar type junction field effect transistor"
I B M J. Res. Develop., 13, 662 (1969).

38 KENNEDY, D.P. et O'BRIEN, R.R.
"Computer aided two-dimensional analysis of the junction field-effect-transistor"
I B M J. Res. Develop., 14, 95 (1970).

39 REISER, M.
"Two-dimensional analysis of substrate effects in junction F E Ts"
Electronics Letters, 6, 493, 1970.

40 REISER, M.
"A two dimensional numerical F E T model for DC, AC and large-signal analysis"
I.E.E.E. Trans. Electron. Devices, ED - 20, 35 (1973).

41 MORENZA, J.L. et ESTEVE, D.
"Properties of a diffused J F E T with vertical channel arrangement"
4th European Solid State Device Research Conference, Nottingham, 1974.

42 MORENZA, J.L. et ESTEVE, D.
"V_{DS} voltage capabilities of a diffused J F E T with a vertical channel arrangement"
Electronics Letters, 11, 172 (1975).

43 REY, G. et LEIURCQ, Ph.
"Théorie approfondie du transistor bipolaire"
Masson et Cie, Paris, 1972.

ooOoo

TABLE DES MATIERES

Page

SIGNIFICATION DES SYMBOLES UTILISÉS DANS LE TEXTE 1

INTRODUCTION 5

CHAPITRE I - DESCRIPTION DU DISPOSITIF 11

I.1. CHOIX D'UN MODE DE REALISATION SIMPLE 15

I.1.1. F E T entièrement diffusé 15

I.1.2. F E T comportant une opération d'épitaxie 15

I.1.3. F E T obtenu par implantation ionique d'impuretés 15

I.2. LES PARAMETRES TECHNOLOGIQUES 17

I.2.1. Leur influence potentielle 17

I.2.2. Analyse de compromis 19

I.2.3. Objectif et choix 21

I.3. PROCESSUS TECHNOLOGIQUE 23

CHAPITRE II - ETUDE DES PROPRIÉTÉS ÉLECTRIQUES DU DISPOSITIF 27

II.1. DISPOSITIF FONCTIONNANT AVEC UNE POLARISATION INVERSE DE LA GRILLE 30

II.1.1. Propriétés électriques 30

II.1.2. Approche physique des caractéristiques de sortie 42

II.1.3. Courant de grille 49

II.1.4. Effets de la température 50

II.2. DISPOSITIF FONCTIONNANT AVEC UNE POLARISATION DIRECTE DE LA GRILLE 51

II.2.1. Préliminaire 51

II.2.2. Propriétés électriques 53

II.2.3. Analyse physique 57

CHAPITRE III - ETUDE DU DISPOSITIF A PARTIR D'UNE SIMULATION NUMÉRIQUE BIDIMENSIONNELLE 61

III.1. INTRODUCTION 64

III.2. LE DISPOSITIF EN REGIME DE CONDUCTION 69

III.2.1. Résultats de la simulation 69

III.2.2. Interprétation des résultats 79

III.2.3. Comparaison avec les résultats d'autres auteurs 83

III.3. LE DISPOSITIF EN REGIME BLOQUE 87

III.3.1. Résultats de la simulation 87

III.3.2. Interprétation des résultats 98

CHAPITRE IV - POSSIBILITÉS D'APPLICATION DU DISPOSITIF 103

IV.1. PERFORMANCES DU DISPOSITIF 105

IV.2. PRINCIPALES LIMITATIONS DU DISPOSITIF 108

IV.3. MODIFICATIONS ENVISAGEES 109

IV.4. PERSPECTIVES D'ANALYSE A PARTIR DE LA SIMULATION NUMERIQUE 110

CONCLUSION 115

ANNEXE I - PARAMÈTRES TECHNOLOGIQUES DES STRUCTURES RÉALISÉES 119

ANNEXE II - LE PROGRAMME DE SIMULATION NUMÉRIQUE 125

BIBLIOGRAPHIE 133

ooOoo