

32-530-214-1

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS
SETIF

INSTITUT DE D'ELECTRONIQUE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MAGISTER

Option : Micro-électronique

Par

KAOUADJI Mounir



THEME

***Etude De Vieillessement Du Transistor MOS
Par La Technique De Pompage De Charge.***

Jury d'examen :

A.MERZOUKI
F.DJAHLI
L.SELMANI
K.DJELLABI
S.SAHLI

M.C. UFA Sétif
M.C. UFA Sétif
C.C. UFA Sétif
C.C. UFA Sétif
M.C. U Constantine

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur

1996/1997

**A mes parents,
pour leur soutien indéfectible.**

A mes frères.

A mes sœurs.

A ma famille.

A mes amis.

Remerciements

Je tiens à remercier chaleureusement Monsieur **DJAHLI FARID** pour l'aide constante et bienveillante qu'il m'a apportée pour la confiance qu'il m'a accordée durant la préparation de ma thèse .

Ma respectueuse reconnaissance s'adresse également à Monsieur **A MERZOUKI**, je suis extrêmement sensible à l'honneur qu'il soit président de jury.

J'adresse également mes vifs remerciements à Monsieur **S.SAHLI** qui a bien voulu faire partie de ce jury, qu'il me soit également permis de le remercier sur les cours intenses du **DEA** (université de constantine) intitulés à la physique des semi-conducteurs .

Je remercie amicalement Monsieur **L SELMANI** pour sa participation au jury .

Je remercie de la même façon Monsieur **K.DJELLABI** pour avoir bien voulu examiner ce travail.

Je n'oublierai pas non plus l'amitié et le soutien de **S.RAHMANI**, sur sa disponibilité, et son aide à rédiger cette thèse .Qu'il trouve, dans ces lignes, le témoignage de toute mon amitié pour les années de bonne humeur passées ensemble, à l'institut d'électronique, au département instrumentation .

Sans les nommer personnellement, j'adresse mes remerciements aux personnels techniques et administratifs d'institut d'électronique pour les années que j'ai passées en tant qu'élève ingénieur, puis comme inscrit en première post-graduation .

Enfin, que toutes les personnes de loin ou de près trouvent ici l'expression de mes plus sincères remerciements .

RESUME

Les renseignements concernant l'état de l'interface **oxyde-silicium** du transistor, avant et après les contraintes de vieillissement, permettent de prévoir l'évolution des paramètres du composant considéré et donc de modéliser son comportement dans le temps, pour améliorer ses performances en général et sa durée de vie en particulier.

La technique de pompage de charge est une technique expérimentale qui permet de caractériser, avec une grande précision, l'interface oxyde-silicium des transistors **MOSFET** de très faible dimension (submicronique).

A cause de sa capacité d'étudier les transistors de la **VLSI**, de sa grande précision et de sa facilité de mise en oeuvre, cette technique est actuellement très utilisée aussi bien dans l'industrie que dans la recherche. En effet, elle peut être facilement intégrée dans une chaîne de fabrication et contrôler, à toutes les étapes, l'évolution de la densité des états d'interfaces, paramètre clé de la fiabilité des **MOSFET**. Elle peut aussi servir dans un laboratoire de recherche, à étudier le vieillissement et la durée de vie du **MOSFET**, afin d'améliorer ses performances.

Dans le cadre de ce travail, on se propose de simuler la technique de pompage de charge. Cette simulation devrait permettre d'obtenir les répartitions spatiale et énergétique des défauts créés par contraintes ou par les processus technologiques de fabrication, au niveau de l'interface. Les résultats de la simulation seront confrontés aux résultats des mesures déjà effectuées.

**Liste Des Symboles
Et
Abréviations**

A_G	m^2	Aire de grille
A_{eff}	m^2	Aire effective sous l'électrode de grille ($A_{eff} = W L_{eff}$)
C_{ox}	F	Capacité d'oxyde
D_{it}	$eV\text{ cm}$	Densité d'états d'interface
$\langle D_{it} \rangle$	$eV\text{ cm}$	Densité moyenne d'états d'interface
E_c	eV	Energie du niveau le plus bas de la bande de conduction du semiconducteur
$E_{em,e}$		Niveau d'énergie de fin d'émission d'électrons
$E_{em,h}$		Niveau d'énergie de fin d'émission de trous
E_g	eV	Largeur de la bande interdite du semiconducteur
E_F	eV	Energie du niveau de Fermi (métal ou semiconducteur)
$E_{F,acc}$	eV	Energie du niveau de Fermi en accumulation
$E_{F,inv}$	eV	Energie du niveau de Fermi en inversion
E_{Fm}	eV	Energie du niveau de Fermi du métal de l'électrode de grille
E_{Fn}	eV	Energie du quasi-niveau de Fermi pour les électrons
E_i	eV	Niveau d'énergie intrinsèque (milieu de bande interdite)
E_{or}, E_{ot}	eV	Niveaux d'énergie moyens des fenêtres d'émission en pompage de charge spectroscopique
E_v	eV	Energie du niveau le plus haut de la bande de valence (Si ou SiO)
Freq	Hz	Fréquence du signal de grille
G_m	S	Transconductance du canal

I_1, \dots, I_n	A	Intensités des composantes du courant pompé et du courant de source et de drain
I_{cp}	A	Intensité du courant de pompage de charge
I_{cpmax}	A	Intensité du courant pompé maximum
I_{DS}	A	Intensité du courant drain-source
I_{sub}	A	Intensité du courant total de substrat
L	m	Longueur de canal
L_{eff}	m	Longueur effective de canal
L_D	m	Largeur de la zone de charge d'espace autour du drain
L_S	m	Largeur de la zone de charge d'espace autour de la source
L_{SD}	m	Largeur de la zone de charge d'espace autour de la source et du drain
m_0	kg	Masse de l'électron au repos
N_c, N_v	m^{-3}	Densités d'états de bandes de valence et de conduction
N_a	m^{-3}	Dopage accepteur
N_d	m^{-3}	Dopage donneur
n	m^{-3}	Concentration des électrons libres dans le volume du semiconducteur
n_s	m^{-3}	Concentration des électrons libres à la surface du semiconducteur
n_i	m^{-3}	Concentration intrinsèque des porteurs de charge dans le semiconducteur
N_{it}	m^{-2}	Nombre d'états d'interface
N_{ss}	m^{-2}	Nombre de pièges (interface + oxyde) participant à la réponse électrique d'une structure MOS

P_s	m^{-3}	Concentration des trous libres à la surface du semiconducteur
q	C	Valeur absolue de la charge de l'électron
Q	$C.cm^{-2}$	Charge électrique par unité de surface
$Q_{em,e}$	$C.cm^{-2}$	Charge correspondant à une émission d'électrons
$Q_{em,h}$	$C.cm^{-2}$	Charge correspondant à une émission de trous
$Q_{cp,e}$	$C.cm^{-2}$	Charge correspondant à une capture d'électrons
$Q_{cp,h}$	$C.cm^{-2}$	Charge correspondant à une capture de trous
Q_f	$C.cm^{-2}$	Charge fixe d'oxyde
Q_{it}	$C.cm^{-2}$	Charge piégée dans les états d'interface
Q_n	$C.cm^{-2}$	Charge mobile contenue dans l'oxyde
Q_{ot}	$C.cm^{-2}$	Charge piégée dans l'oxyde
S_r, S_f	A	Signaux spectroscopiques
t	s	Temps
T	K	Température
$t_{em,e}$	s	Durée d'émission hors équilibre des électrons
$t_{em,h}$	s	Durée d'émission hors équilibre des trous
t_r, t_{r1}, t_{r2}	s	Temps de montée du signal de grille
T_p	s	Période du signal de grille
t_f, t_{f1}, t_{f2}	s	Temps de descente du signal de grille

t_3	s	Durée du niveau V3 en pompage de charge à trois niveaux
T_{ox}	m	Epaisseur de l'oxyde de grille
V_d	V	Tension appliquée sur le drain
V_{ds}	V	Tension drain-source
V_e	V	Tension correspondant au niveau $E_{em,h}$
V_{fb}	V	Tension de bandes plates
V_g	V	Tension appliquée sur la grille
V_{gh}	V	Tension du niveau haut du signal de grille
V_{gl}	V	Tension du niveau bas du signal de grille
V_{gs}	V	Tension grille-source
V_H	V	Tension correspondant au niveau $E_{em,h}$
V_{inv}	V	Tension d'inversion
V_{rev}	V	Tension inverse des jonctions source/substrat et drain/substrat
V_s	V	Tension appliquée sur la source
V_{th}	V	Tension de seuil d'un transistor MOS
V_3	V	Tension du niveau intermédiaire en pompage de charge à trois niveaux
V_{th}	$m \cdot s^{-1}$	Vitesse thermique des porteurs
w	m	Largeur de grille
α, β	—	Constantes

ϵ_{sc}	$F \cdot m^{-1}$	Permittivité diélectrique du semiconducteur
ϵ_{ox}	$F \cdot m^{-1}$	Permittivité diélectrique de l'oxyde
ϵ_{si}	$F \cdot m^{-1}$	Permittivité diélectrique du silicium
ψ_B	V	Potentiel de volume du semiconducteur
ψ_s	V	Potentiel de surface du semiconducteur
ψ_3	V	Potentiel de surface du semiconducteur correspondant à la tension V_3
ΔE	eV	Domaine énergétique
$\Delta E_r, \Delta E_f$	eV	Largeur des intervalles d'énergie contribuant aux signaux spectroscopiques
ΔV_g	V	Amplitude du signal de grille
σ_n, σ_p	m^2	Sections efficaces de capture pour les électrons et les trous
$\langle \sigma \rangle$	m^2	Moyenne géométrique des sections efficaces de capture
\mathcal{E}	$V \cdot m^{-1}$	Champ électrique
μ_{eff}	$m^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$	Mobilité effective des porteurs de charge
μ_{FE}	$m^2 \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$	Mobilité à effet de champ des porteurs de charge
τ	s	Constante de temps
$\tau_{c,e}$	s	Constante de temps de capture des électrons
$\tau_{c,p}$	s	Constante de temps de capture des trous
$\tau_{e,e}$	s	Constante de temps d'émission des électrons
$\tau_{e,p}$	s	Constante de temps d'émission des trous

CMOS	Complementary Metal-Insulator-Semiconductor
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
VLSI	Very Large Scale Integration
CPM	Charge Pumping Model (Modèle de pompage de charge)

Sommaire

Introduction	6
Chapitre 1: Physique du pompage de charge	8
1.1. Introduction	8
1.2. Phénomène de pompage de charge	8
1.2.1. Principe de base	8
1.2.2. Expression du courant pompé	10
1.3. Différentes approches de mesure	10
1.3.1. Définition des signaux de grille	10
1.3.2. Différentes approches de mesure	11
1.3.3. Insuffisances du premier modèle	13
1.4. Analyse des phénomènes physiques	14
1.4.1. Description des différentes phases de polarisation	14
1.5. Calcul du courant pompé	17
1.5.1. Calcul des niveaux d'émission	17
1.5.2. Expression du courant pompé	18
1.6. Paramètres contrôlant la réponse en pompage de charge	19
1.6.1. Influence de la polarisation inverse V_{rev}	19
1.6.2. Extraction des paramètres des états d'interface	20
1.6.3. Détermination de la densité spectrale d'interface	21
1.7. Approche spectroscopique du pompage de charge	22
1.7.1. Signaux spectroscopiques	22
1.7.2. Calcul des spectres $Dit(E)$	24
1.7.3. Calcul des sections efficaces de capture	25
1.8. Conclusion	26
Chapitre 2: Pompage de charge à trois niveaux	27
2.1. Introduction	27
2.2. Théorie de pompage de charge à trois niveaux	27
2.2.1. Signal de grille utilisé	27
2.2.2. Analyse des phénomènes physiques	28
2.3. Expression du courant pompé	31
2.4. Calcul de la densité d'états d'interface	32
2.5. Méthodes de pompage de charge à trois niveaux	33
2.5.1. Méthode de Saks et Anconna	33
2.5.2. Méthode de Kejhar	36
2.5.3. Méthode de Chung et Muller	37

2.6. Analyse des régimes d'émission et de capture	38
2.7. Conclusion	39
Chapitre 3: Vieillessement du transistor MOS	40
3.1. Introduction	40
3.2. Etude du vieillissement des transistor MOS par pompage de charge	40
3.2.1. Dégradations uniformes	40
3.2.2. Dégradation non uniformes	41
3.3. Injections des porteurs chauds dans l'oxyde	42
3.4. Mécanismes d'injection de porteurs dans l'oxyde de grille	43
3.4.1. Introduction	43
3.4.2. Charges dans l'oxyde	44
3.4.3. Les états d'interface	45
3.4.4. Différentes types d'injection	47
3.5. Evaluation de la durée de vie du transistor MOS.	48
3.6. Conclusion	49
Chapitre 4: Modèle de la technique de pompage de charge	50
4.1. Introduction	50
4.2. Expression de charge et tension de seuil	50
4.3. Mobilité des porteurs .	52
4.4. Expression du courant de drain .	54
4.4.1. Introduction	54
4.4.2. Influence des résistances séries .	57
4.4.3. Modèle Analytique de Transconductance .	57
4.5. Méthode numérique pour l'évaluation du courant pompé	58
4.5.1. Formulation de $I_{cp}(V_{gh})$ et $I_{cp}(V_{gl})$	58
4.5.2. Détermination de la densité d'états d'interface	61
4.6. Régime du pompage de charge	62
4.6.1. Evaluation de $I_{cp}(V_{gl})$ pour ΔV_g fixe	62
4.6.2. Courant de fuite .	62
4.7. Tableau résumant les paramètres du modèles	63
4.8. Calcul des paramètres par défaut	64
4.9. Conclusion	65
Chapitre 5: Implantation et Validation	66
5.1. Introduction	66
5.2. Implantation	66
5.2.1. Simulation électrique	66
5.2.2. Modélisation	67
5.2.3. Choix du simulateur électrique	67

5.2.4. Simulateur SPICE3 , et différents types de répertoires	68
5.2.5. Structure du répertoires CPM	73
5.3. Validation	77
5.4. Conclusion.	80
CONCLUSION GENERALE.	112
BIBLIOGRAPHIE.	114

INTRODUCTION

Actuellement, la technologie silicium constitue la base principale de l'industrie du composant électronique.

Ce rôle prépondérant en micro-électronique, le silicium le doit non seulement à ses propriétés physiques intéressantes, mais aussi, à celles de son oxyde et de son interface.

Les problèmes engendrés par la réduction des dimensions des composants électroniques dépassent le cadre des procédés de fabrication.

Ils concernent, au premier plan, l'ensemble des opérations de contrôle et les recherches qui nécessitent des outils de caractérisation parfaitement adaptés pour pouvoir évaluer la qualité des composants.

Depuis l'avènement récent des technologies submicroniques, un ensemble de techniques de spectroscopie électrique qui permettent d'étudier les principales propriétés des défauts électriquement actifs dans la zone interfaciale du transistor **MOSFET**, ainsi que le comportement du composant avant et après la dégradation, ont été développées.

Ces techniques, dites de pompage de charge, ont été proposées récemment et constituent une avancée importante dans le domaine de caractérisation électrique des composants de petites dimensions.

L'industrie des composants de la **VLSI** exige des investissements financiers de plus en plus lourds à la mesure de la sophistication grandissante des produits fabriqués et les équipements nécessaires à leur élaboration, ce qui a engendré un important développement de la simulation électrique.

La classification de ces logiciels ainsi que leur choix peuvent être faits selon des considérations de complexité du circuit à étudier et de la qualité des modèles.

De ce fait la modélisation électrique des composants électroniques, qui va de pair avec leur caractérisation, constitue, actuellement, un axe de recherche très convoité à travers le monde.

L'une des raisons de son essor est certainement l'évolution permanente de la technologie (réduction par un facteur d'échelle, des dimensions des composants et mise au point de nouvelles technologies).

Pour suivre cette évolution, les modèles existants doivent être améliorés et de nouveaux modèles doivent être développés.

C'est ainsi que nous assistons régulièrement à des améliorations des logiciels de simulation (ceux de la famille **SPICE** par exemple).

Nous assistons également, depuis peu de temps, à l'arrivée sur le marché de simulateurs dits "ouverts" et "semi-ouvert", en ce sens qu'ils offrent la possibilité aux utilisateurs de développer leurs propres modèles. **ESACAP** et **SPICE3** en constituent des exemples.

Notre étude consiste à mettre en oeuvre un modèle de la technique de pompage de charge pour un transistor **MOS** à enrichissement et à canal court, en accord avec les performances technologique, qui prend en compte la majorité des effets physiques décrivant le comportement réel du dispositif. Ce modèle a été implanté dans le simulateur **SPICE3**.

La physique de pompage de charge, dans son développement initial, est exposée dans le premier chapitre. L'analyse des phénomènes physiques, le modèle analytique et les plus récentes améliorations de la technique y sont décrits

Le deuxième chapitre est entièrement consacré à la théorie du pompage de charge à trois niveaux et à ses différentes approches expérimentales.

Le troisième chapitre, est consacré à l'étude du vieillissement du transistor **MOS** induit par des mécanismes de dégradation uniforme.

Dans le quatrième chapitre, nous développons, d'une manière détaillée, notre modèle avec les différentes équations (courants, tensions.).

Enfin, dans le cinquième chapitre, une synthèse sur la simulation, la modélisation, les simulateurs électriques, n'a pu être négligée pour décrire par la suite, les fichiers sources relatifs à notre modèle implantés dans **SPICE3** et de traiter la validation de notre modèle.

CHAPITRE 1

Physique du pompage de charge.

1.1 Introduction.

La technique, de pompage de charge constitue un puissant outil d'analyse électrique permettant de suivre l'évolution des paramètres des pièges d'interface dans des composants de petites dimensions (dispositifs submicroniques)

Dans ce chapitre, nous introduisons la physique du pompage de charge a deux niveaux de tensions, ses développements et ses applications aux transistors MOS, ainsi qu'une approche spectroscopique du pompage de charge.

Après une étude sur les conditions d'existence du courant pompé, nous établissons son expression, puis nous expliquons comment extraire les principaux paramètres des pièges d'interface.

1.2 Phénomène de pompage de charge

Le terme pompage de charge " a été introduit par **Brugler et Jespers** en 1969 [1], ils ont mis en évidence l'existence d'un courant continu au niveau du substrat d'un transistor MOS, lorsque celui ci passe alternativement de l'accumulation à l'inversion sous l'action d'impulsions rectangulaires de tension de grille, les jonctions source et drain étant polarisées en inverse .

L'intensité de courant est proportionnelle à la fréquence des impulsions et à l'aire de la grille du transistor . Une certaine charge est donc "pompée " dans le substrat à chaque période du signal de tension appliqué sur la grille .

L'origine des charges présentes à la surface du SC sont dues aux mécanismes suivants :

* Le premier est attribué à la recombinaison des porteurs majoritaires avec les porteurs minoritaires se trouvant dans le canal et qui n'ont pas le temps de regagner leurs jonctions drain et source lorsque la structure passe de l'inversion à l'accumulation.

* Le deuxième est lié à la recombinaison des porteurs majoritaires avec les porteurs minoritaires du canal piégés dans les états d'interface du système **SI/SiO₂**.

1.2.1. Principe de base.

Le montage utilisé pour mesurer le courant pompé en fonction des différents paramètres est représenté sur la figure 1.1 dans le cas d'un transistor MOS à canal n

Des impulsions à deux niveaux de tensions, à profil trapézoïdal ou triangulaire, sont appliquées sur la grille du transistor.

Les jonctions source-substrat et drain-substrat sont polarisées en inverse par la tension **V_{rev}**.

En absence d'impulsion sur la grille, on mesure un faible courant au niveau du substrat: C'est le courant de fuite des jonctions source-substrat et drain-substrat.

Lorsque la tension de grille est supérieure à la tension de seuil V_{th} du transistor, on atteint le régime d'inversion, les électrons provenant de la source et du drain forment le canal. Une fraction de ces électrons sont piégés par des états d'interfaces électriquement actifs et les autres restent libres.

Quant le transistor à canal n est ramené en régime d'accumulation par une tension de grille inférieure à la tension de bandes plates V_{fb} , la majorité des électrons constituant la couche d'inversion regagnent les jonctions de source et de drain sous l'influence de la tension V_{rev} .

Ces électrons capturés par les états d'interfaces sont émis avec une certaine constante de temps et se recombinent avec les trous provenant du substrat, donnant naissance à un "courant pompé" unidirectionnel de porteurs majoritaires, dirigé du substrat vers la source et le drain.

Ce courant pompé varie linéairement avec la fréquence (cas d'un signal de grille trapézoïdal) et dépend du profil et de l'amplitude des impulsions, et aussi des caractéristiques géométriques et électriques du transistor.

Enfin, une partie des électrons qui ne sont pas évacués latéralement se recombine avec les trous provenant du substrat et donne naissance à la composante "géométrique" du courant du substrat dont l'intensité est liée uniquement aux paramètres géométriques du transistor et à ceux du signal de grille.

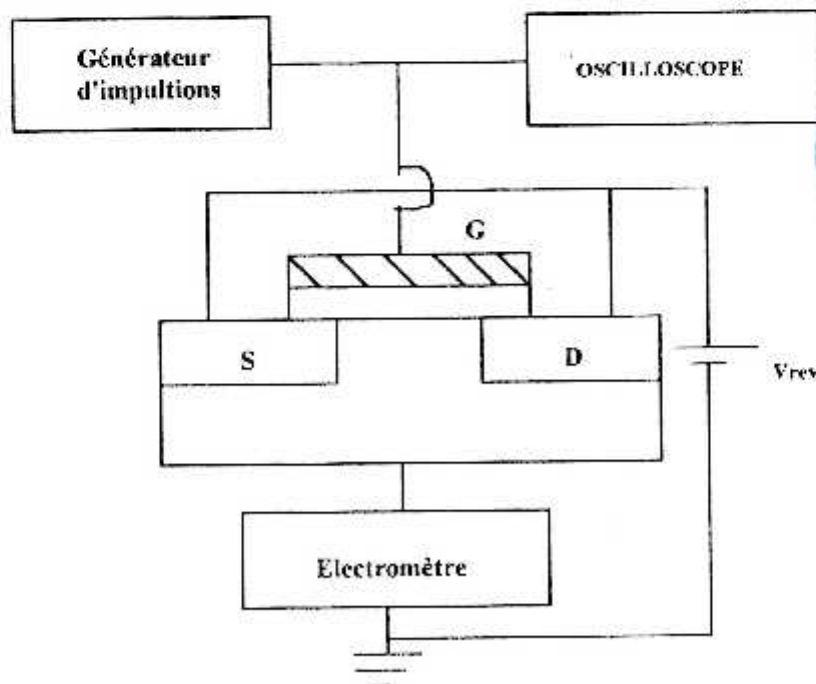


Figure 1.1 Principe de la technique de pompage de charge

1.2.2. Expression du courant pompé.

Selon la théorie de **Bruglers et Jaspers** [11], dans le cas de signaux rectangulaires, l'intensité de ce courant peut s'exprimer par:

$$I_{SUB} = f \cdot A_{eff} \cdot Q_{it} + b \cdot f \cdot A_{eff} \cdot C_{ox} \cdot (Vg - V_{th}) \quad (1.1)$$

où β est une constante, f la fréquence des impulsions, A_{eff} la surface effective du canal sous la grille ($A_{eff} = W \times L_{eff}$), Q_{it} la charge "pompée" par les états d'interfaces dans le substrat

C_{ox} la capacité associée à l'oxyde de grille par unité d'aire, Vg la tension de grille et V_{th} la tension de seuil du transistor.

Le premier terme de I_{sub} est attribué aux états d'interfaces, où la charge d'interface Q_{it} est donnée par:

$$Q_{it} = q \cdot \int_{E_1}^{E_2} D_{it}(E) \cdot \Delta E = q^2 \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot \Delta \psi_s \quad (1.2)$$

avec $D_{it}(E)$, la densité des états d'interface ayant un niveau énergétique E exprimée en ev^{-1} / cm^{-2} , et $\langle D_{it} \rangle$ la densité moyenne sur un domaine énergétique $\Delta E = E_2 - E_1$

$$\Delta \psi_s = \psi_{a,acc} - \psi_{s,inv}$$

Le deuxième terme est un courant de faible intensité, généralement négligeable.

Finalement **Vandenbosh et al** [12] ont proposé une méthode pour préciser la présence ou non d'une composante géométrique lors de mesures en pompage de charge.

D'après (1.1) et (1.2), le courant pompé s'exprime par:

$$I_{cp} = f \cdot A_{eff} \cdot q^2 \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot \Delta \psi_s \quad (1.3)$$

1.3 Différentes approches de mesures.

1.3.1 Définition des signaux de grille.

La figure 1.2 définit les différents paramètres du signal de grille, dans le cas d'un signal trapézoïdal (1.2.a) et d'un signal triangulaire (1.2.b).

Dans le cas d'un signal triangulaire, le temps de montée T_r et de descente T_f du signal peuvent s'exprimer par:

$$T_r = \frac{\alpha}{f} \quad \text{et} \quad T_f = \frac{(1-\alpha)}{f}$$

où α est un paramètre ($0 < 1 - \alpha < 1$).

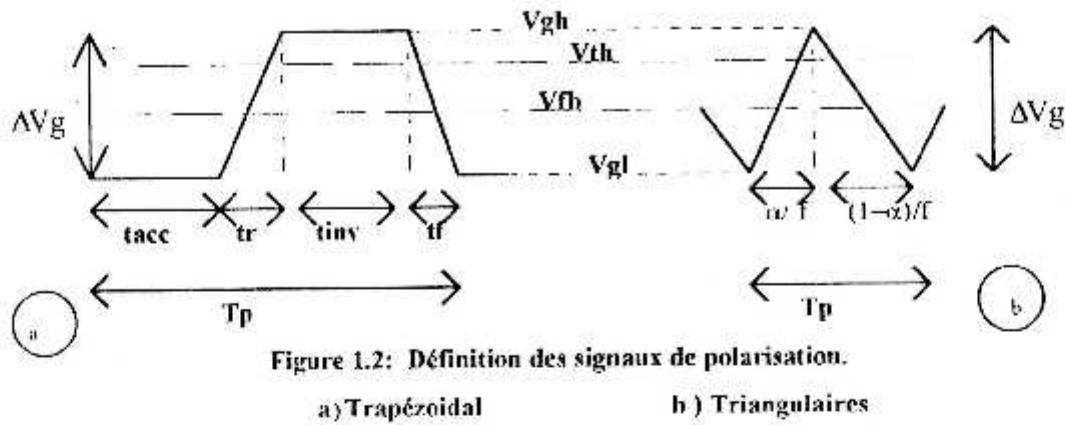


Figure 1.2: Définition des signaux de polarisation.

a) Trapézoidal

b) Triangulaires

1.3.2. Différentes approches de mesures.

Dans le cas d'un transistor à canal n, considérons les niveaux haut V_{gh} (inversion) et bas V_{gl} (accumulation) du signal de grille ainsi que son amplitude $\Delta V_g = V_{gh} - V_{gl}$. Différentes approches de mesures peuvent être envisagées.

(a) * ΔV_g fixe, V_{gl} variable [2].

Cette méthode consiste à varier le niveau bas V_{gl} de l'accumulation à l'inversion, l'amplitude, la fréquence et la forme du signal étant fixées. Comme le montre la figure 1.3.a, cinq positions du signal peuvent être considérées par rapport aux tensions de bandes plates V_{fb} et de seuil du transistor, d'après Heremans et al [3].

* Les positions 1 et 5 ($V_{gh} < V_{fb}$ et $V_{gl} > V_{th}$) :

La surface du SC est constamment maintenue en inversion ou en accumulation. Un seul type de porteurs est présent à la surface du canal; il n'y a pas de recombinaison, le courant pompé est nul.

Les flancs de montée et de descente de la caractéristique $I_{cp}(V_{gl})$ correspondent respectivement aux positions 2 et 4

* Position 2 $V_{gl} > V_{fb}$:

Etat de désertion : Ce dernier permet à des électrons (canal n) d'atteindre la surface et être capturés par les états d'interfaces. Le processus de recombinaison électrons et trous via ces états est possible et le courant pompé augmente rapidement.

* Position 4.

De moins en moins de trous peuvent atteindre la surface du canal au fur et à mesure que V_{gl} se rapproche de V_{th} . Le courant pompé diminue donc rapidement.

* La troisième position ($V_{gl} < V_{fb} < V_t < V_{gh}$) :

C'est le régime de pompage de charge dans lequel la valeur à saturation (I_{cpmax}) est donnée par l'expression (1.3).

La figure 1.3.b montre un exemple de courbe typique $I_{cp}(V_{gl})$ obtenue sur un transistor à canal n.

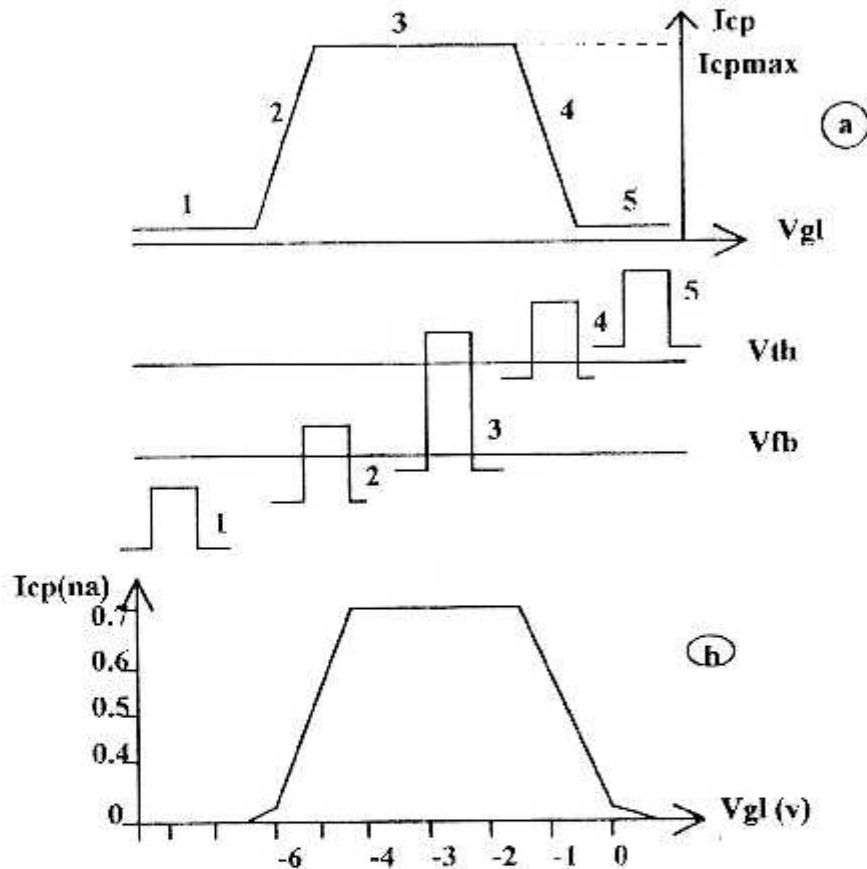


Figure 1.3: a) Différents régimes de pompage de charge en fonction de la position du signal de grille par rapport à V_{fb} et V_{th} .

b) Exemple de courbe $I_{cp}(V_{gl})$ obtenue sur un transistor à canal n.

A partir d'une telle courbe on peut évaluer les tensions de bandes plates V_{fb} et de seuil V_{th} du transistor.

En effet, le flanc montant de la caractéristique correspond à $V_{gl} \approx V_{th} - \Delta V_g$, alors que le flanc descendant correspond à $V_{gl} \approx V_{fb}$.

(b) * V_{gl} fixe, ΔV_g variable [4] :

Proposée par **Brugler** et **Jespers**, cette méthode donne les caractéristiques $I_{cp}(V_{gh})$. Le régime de pompage est atteint dès que le niveau du signal de grille dépasse la tension de seuil du transistor.

La figure 1.4.a, illustre les différents régimes, et la figure 1.4.b représente une courbe expérimentale $I_{cp}(V_{gh})$ obtenue sur un transistor à canal n.

Declercq et **Jespers** [5] ont mis en évidence une dépendance logarithmique du niveau de saturation du courant pompé avec l'amplitude ΔV_g , cette augmentation est due à des défauts dans l'oxyde près de l'interface (**border traps**).

(c) * V_{gh} fixe, ΔV_g variable [6].

Le régime de saturation est atteint dès que V_{gl} est inférieur à V_{fb} .

De la même manière que précédemment, seule l'amplitude du signal varie.

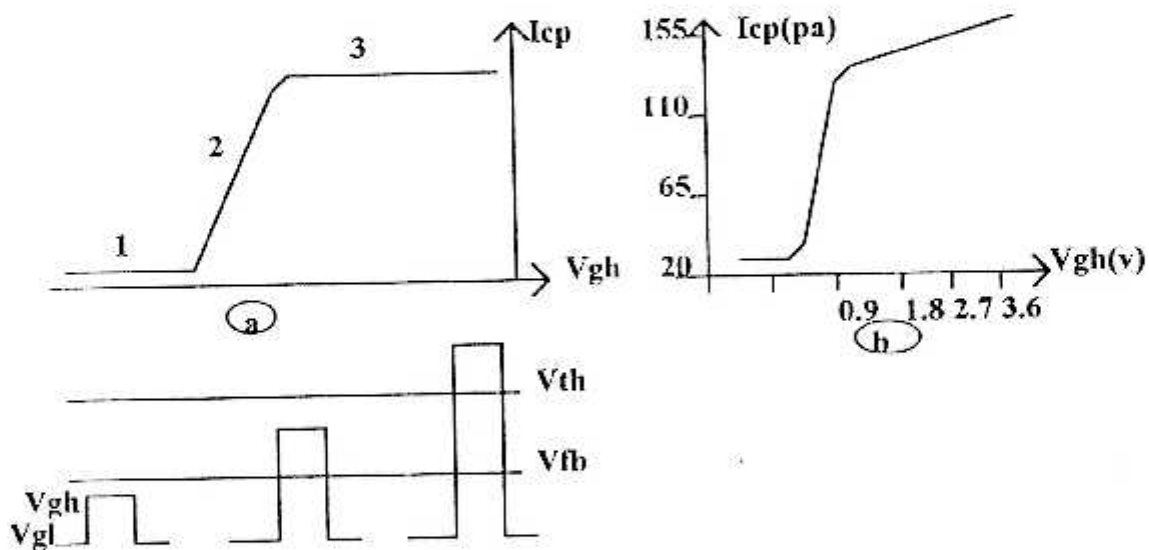


Figure 1.4: a) Courbe $I_{cp}(V_{gh})$ avec différents régimes de pompage

b) Exemple de courbe $I_{cp}(V_{gh})$ obtenue sur un transistor à canal n.

1.3.3. Insuffisances du premier modèle.

Le premier modèle prévoit une saturation du courant I_{cp} pour des temps de montée et de descente supérieurs à quelques μs , alors qu'expérimentalement, celui-ci décroît continuellement. En plus, ce modèle simplifié ne permet pas de connaître les sections efficaces de captures et la distribution énergétique de D_{it} au milieu de la bande interdite.

Il ne tient pas compte non plus de certains phénomènes importants (processus d'émission de trous et électrons vers les bandes de valence et de conduction).

Un nouveau modèle plus complet a été proposé par Groesenken et al [7] puis amélioré par différents auteurs [8]. La technique de pompage de charge est devenue un véritable outil de caractérisation électrique, fiable et puissant dont le développement mathématique rend possible l'extraction des paramètres des pièges d'interface.

Nous présentons ici le modèle de Groesenken et al en insistant sur l'analyse des mécanismes physiques du phénomène de pompage de charge [7].

1.4 Analyse des phénomènes physiques.

L'expression de I_{cp} sera établie pour une structure à canal n(substrat p) en fonction de la densité moyenne $\langle D_{it} \rangle$ des états d'interface et de leurs sections efficaces de capture σ_n et σ_p pour les électrons et les trous respectivement.

La valeur de saturation du courant pompé dans le cas des signaux trapézoïdaux ou triangulaires est exprimée grâce au formalisme développé par Schrockley -read -hall (SRH).

1.4.1. Description des différentes phases de polarisations.

Lorsque V_g passe de V_{gl} à V_{gh} , la région du canal passe par les trois modes de fonctionnement d'une structure MOS (Accumulation, désertion, inversion).

Considérons l'impulsion de la figure 1.2.a dans laquelle les valeurs de polarisation de grille V_H et V_E correspondent respectivement à des niveaux d'énergie $E_{em,h}$ (niveau de fin d'émission de trous) et $E_{em,e}$ (niveau de fin d'émission d'électrons).

1) $V_g = V_{gl}$: Accumulation.

Les états d'interface dont le niveau d'énergie est au dessous du niveau de Fermi sont pleins d'électrons ou neutres suivant qu'ils sont accepteurs ou donneurs respectivement. Les autres sont pleins de trous ou neutres. Cette première phase est illustrée par la figure 1.4.a.

2) $V_{gl} < V_g < V_H$: Désertion.

La courbure de bandes en accumulation diminue en passant par le régime de bandes plates, puis la désertion.

Il y a émission de trous des états d'interface vers la bande de valence (comme illustré sur la figure 1.4.b)

Pour les états d'interface dont les niveaux d'énergie sont situés entre $E_{f,acc}$ et $E_{em,h}$, les trous sont émis de la surface vers le volume du substrat donnant naissance à un courant de trous.

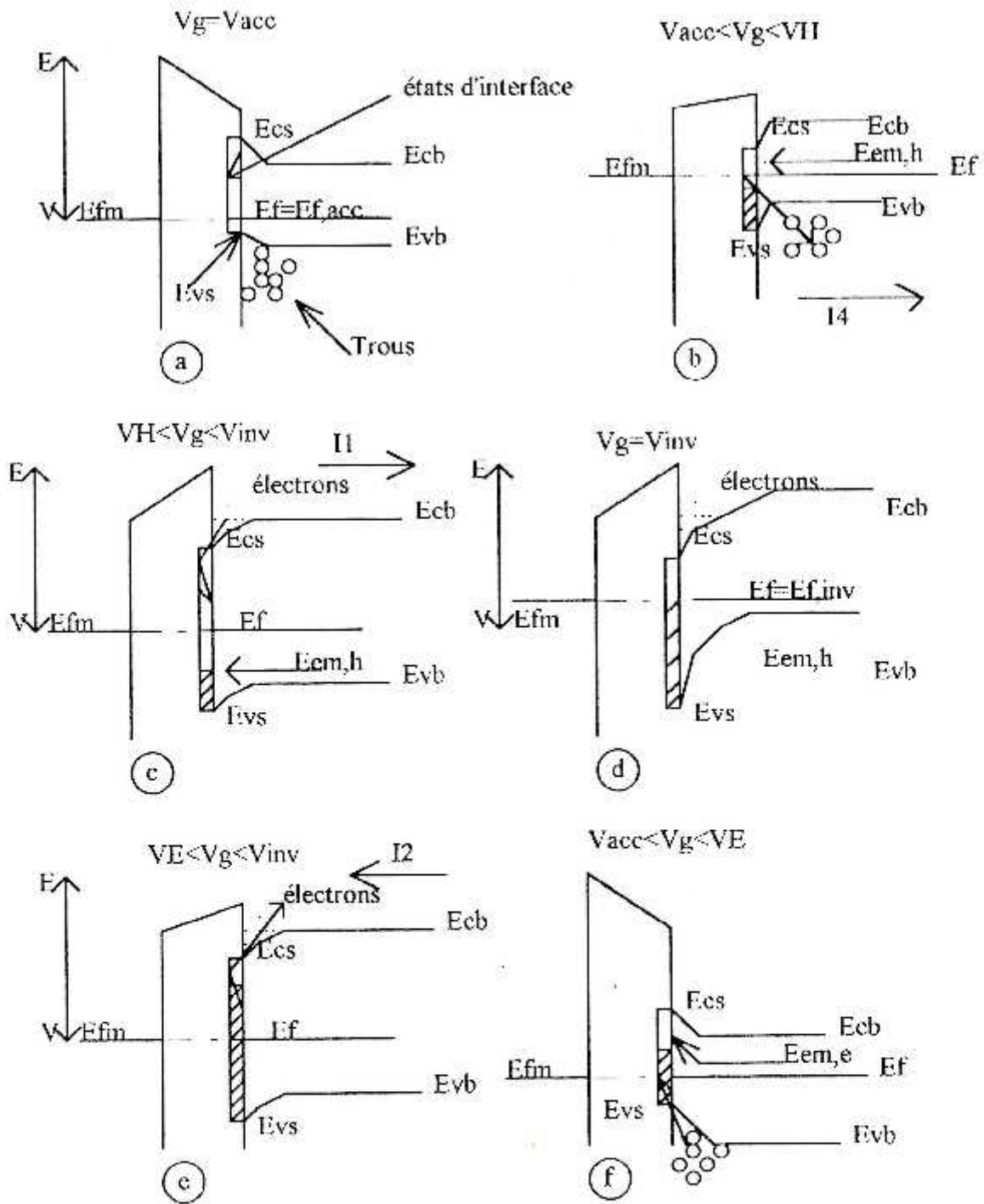


Figure 1.4: Evolution de la configuration électronique et énergétique lors de la variation de la polarisation.

D'après la relation (1.2) et compte tenu de :

$$\Delta \psi_s = \frac{\Delta E}{q} = \frac{(E_{em,h} - E_{f,acc})}{q}, \text{ ce courant est exprimé par:}$$

$$I_4 = q \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot f \cdot A_{eff} \cdot (E_{em,h} - E_{f,acc}) \quad (1.4)$$

3) $V_H < V_g < V_{inv}$:

Les porteurs minoritaires, c'est à dire les électrons provenant des régions de source et de drain sont capturés par les états d'interface non encore vidés de trous (comme indiqué sur la figure 1.4.c).

Il y a donc création d'un courant d'électrons I_1 à partir de la source et du drain vers les états d'interface dont l'intensité peut s'exprimer par :

$$I_1 = -q \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot f \cdot A_{eff} \cdot (E_{f,inv} - E_{em,h}) \quad (1.5)$$

4) $V_g = V_{gh} = V_{inv}$.

La couche d'inversion est formée . Tous les états d'interface situés, d'un point de vue énergétique, en dessous de $E_{f,inv}$ sont pleins d'électrons ; on revient à une situation d'équilibre avec les bandes d'énergie (comme illustré sur la figure 1.4.d)

5) $V_E < V_g < V_{inv}$

Les mêmes mécanismes se produisent lorsqu'on passe de l'inversion à l'accumulation . Le substrat passe de l'inversion à la désertion forte.

Les électrons sont émis des états d'interface et retournent vers la source et le drain jusqu'à ce que E_F atteigne le niveau $E_{em,e}$ de fin d'émission des électrons.

Ce mécanisme d'émission est illustré dans la figure 1.4.e.

Il y a génération d'un courant d'électrons des états d'interface vers la source et le drain dont l'intensité est donnée par:

$$I_2 = q \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot f \cdot A_{eff} \cdot (E_{f,inv} - E_{em,e}) \quad (1.6)$$

6) $V_{acc} < V_g < V_E$.

Les trous provenant du substrat sont capturés par les états d'interface non vides d'électrons (comme représenté dans la figure 1.4.f).

Ce courant de trous est exprimé par :

$$I_3 = -q \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot f \cdot A_{eff} \cdot (E_{em,e} - E_{f,acc}) \quad (1.7)$$

Finalement, l'analyse des mécanismes d'émission et de recombinaison figure 1.6.a et b nous conduit à établir l'expression du courant de pompage de charge qui est la suivante:

$$I_{cp} = I_3 + I_4 = q \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot f \cdot A_{eff} \cdot (E_{em,h} - E_{em,e}) \quad (1.8)$$

dans laquelle $E_{em,h}$ et $E_{em,e}$ sont les niveaux de fin d'émission des trous et des électrons.

1.5 Calcul du courant pompé.

Pour déterminer l'expression finale du courant pompé, il est nécessaire de connaître les expressions de $E_{em,h}$ et $E_{em,e}$ en fonction des paramètres des pièges d'interface et les caractéristiques du signal de grille.

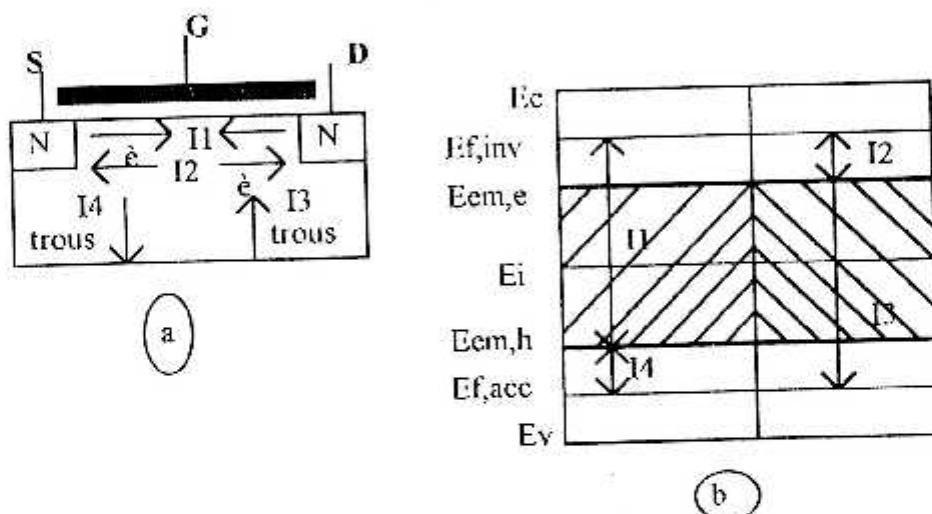


Figure 1.6: a) Représentation des courants dans le transistor.
b) Régions énergétiques dans la bande interdite associées

1.5.1. Calcul des niveaux d'émissions.

Pour un système contenant une distribution uniforme de pièges dans la bande interdite du SC, Simmons et Wei obtiennent les expressions suivantes [9]

$$E_{em,h} - E_i = +kT \cdot \log \left(V_{th} \cdot \sigma_p \cdot n_i \cdot t_{em,h} + \exp \left(\frac{E_{f,acc} - E_i}{kT} \right) \right) \quad (1.9)$$

$$E_{em,e} - E_i = -kT \cdot \log \left(V_{th} \cdot \sigma_n \cdot n_i \cdot t_{em,e} + \exp \left(\frac{-E_{f,inv} + E_i}{kT} \right) \right) \quad (1.10)$$

Avec V_{th} la vitesse thermique des porteurs ($V_{th} = \sqrt{3kT/m}$).

m : la masse de l'électron. σ_p (σ_n) la section efficace de capture des états d'interface pour les trous (pour les électrons), n_i la concentration intrinsèque et $t_{em,h}$ ($t_{em,e}$) la durée d'émission hors équilibre des trous (des électrons).

En négligeant les termes en exponentielles, on peut simplifier les expressions (1.9) et (1.10).

$$E_{em,h} = E_i + kT \cdot \log(V_{th} \cdot \sigma_p \cdot n_i \cdot t_{em,h}) \quad (1.11)$$

$$E_{em,e} = E_i - kT \cdot \log(V_{th} \cdot \sigma_n \cdot n_i \cdot t_{em,e}) \quad (1.12)$$

Si l'on considère en première approximation que l'émission hors équilibre apparaît seulement quand la surface est déplétée ($V_{fb} < V_g < V_{th}$), d'après [7] les durées d'émission sont donc égales à :

* Pour un signal trapézoïdal :

$$t_{em,e} = \frac{V_{fb} - V_{th}}{\Delta V_g} \cdot T_r \quad \text{et} \quad t_{em,h} = \frac{V_{fb} - V_{th}}{\Delta V_g} \cdot T_r \quad (1.13)$$

* Pour un signal triangulaire :

$$t_{em,e} = \frac{V_{fb} - V_{th}}{\Delta V_g} \cdot \frac{\alpha}{f} \quad \text{et} \quad t_{em,h} = \frac{V_{fb} - V_{th}}{\Delta V_g} \cdot \frac{(1 - \alpha)}{f} \quad (1.14)$$

Les temps T_r et T_f étant définis sur la figure 1.2.a, les quantités α et $(1 - \alpha)$ étant définies sur la figure 1.2.b.

1.5.2. Expression du courant pompé.

Compte tenu des valeurs des niveaux énergétiques d'émission (1.11) et (1.12) l'intensité du courant pompé s'écrit :

$$I_{cp} = 2 \cdot q \cdot f \cdot \langle Dit \rangle \cdot A_{eff} \cdot kT \cdot \log(V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} \cdot \sqrt{t_{em,e} \cdot t_{em,h}}) \quad (1.15)$$

Pour des impulsions à profil trapézoïdal, on obtient une variation linéaire de I_{cp} avec la fréquence.

$$I_{cp} = 2 \cdot q \cdot f \cdot \langle Dit \rangle \cdot A_{eff} \cdot kT \cdot \log(V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} \cdot \frac{|V_{fb} - V_{th}|}{\Delta V_g} \cdot \sqrt{T_r \cdot T_f}) \quad (1.16)$$

Dans le cas des signaux triangulaires, I_{CP} n'est pas une fonction linéaire.

$$I_{cp} = 2 \cdot q \cdot f \cdot \langle Dit \rangle \cdot A_{eff} \cdot kT \cdot \text{Log}(V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} \cdot \frac{|V_{fb} - V_{th}|}{\Delta V_g} \cdot \sqrt{\frac{(1-\alpha) \cdot \alpha}{f^2}}) \quad (1.17)$$

1.6 Paramètres contrôlant la réponse en pompage de charge.

Les conditions de mesure et les différents paramètres du signal ont beaucoup d'influence sur la réponse en pompage de charge d'un transistor [7].

1.6.1 Influence de la polarisation inverse V_{rev} .

Lorsqu'on polarise la source et le drain en inverse, il y a variation de I_{cp} ainsi que V_{th} (plus V_{rev} augmente plus I_{cp} diminue). La longueur effective du canal diminue, donc l'aire du canal électriquement actif diminue et donc moins d'états d'interface sont actifs pour contribuer au courant.

La tension de seuil du transistor est donnée ci dessous par [10].

$$V_{th} = V_{fb} + 2\psi_b + V_{rev} + \left(\frac{2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_a \cdot (V_{rev} + 2\psi_b)}{C_{ox}} \right)^{1/2} \quad (1.18)$$

$$\Delta V_{th} = - \frac{q \cdot N_a \cdot L_{S,D} \cdot r_j}{L \cdot C_{ox}} \cdot \left(\sqrt{\left(1 + \frac{2 \cdot L_{S,D}}{r_j} \right) - 1} \right) \quad (1.19)$$

Où $L_{S,D}$ est la largeur des zones de charge d'espace autour de la source et du drain, N_a le dopage en surface, r_j la profondeur des jonctions source/substrat et drain/substrat, ψ_s le

potentiel de surface, $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ la capacité d'oxyde.

En utilisant un modèle unidimensionnel [10] on obtient pour l'aire effective du canal :

$$A_{eff} = W \cdot (L - 2 \cdot L_{S,D}(V_{rev})) = W \cdot \left(L - 2 \left(\frac{2 \epsilon_{si}}{q \cdot N_a} (V_{rev} + 2\psi_b) \right)^{1/2} \right) \quad (1.20)$$

Dans le cas des signaux triangulaires, I_{CP} n'est pas une fonction linéaire.

$$I_{cp} = 2 \cdot q \cdot f \cdot \langle Dit \rangle \cdot A_{eff} \cdot kT \cdot \text{Log}(V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} \cdot \frac{|V_{fb} - V_{th}|}{\Delta V_g} \cdot \sqrt{\frac{(1-\alpha) \cdot \alpha}{f^2}}) \quad (1.17)$$

1.6 Paramètres contrôlant la réponse en pompage de charge.

Les conditions de mesure et les différents paramètres du signal ont beaucoup d'influence sur la réponse en pompage de charge d'un transistor [7].

1.6.1 Influence de la polarisation inverse V_{rev} .

Lorsqu'on polarise la source et le drain en inverse, il y a variation de I_{cp} ainsi que V_{th} (plus V_{rev} augmente plus I_{cp} diminue). La longueur effective du canal diminue, donc l'aire du canal électriquement actif diminue et donc moins d'états d'interface sont actifs pour contribuer au courant.

La tension de seuil du transistor est donnée ci dessous par [10].

$$V_{th} = V_{fb} + 2\psi_b + V_{rev} + \left(\frac{2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_a \cdot (V_{rev} + 2\psi_b)}{C_{ox}} \right)^{1/2} \quad (1.18)$$

$$\Delta V_{th} = - \frac{q \cdot N_a \cdot L_{S,D} \cdot r_j}{L \cdot C_{ox}} \cdot \left(\sqrt{\left(1 + \frac{2 \cdot L_{S,D}}{r_j} \right) - 1} \right) \quad (1.19)$$

Où $L_{S,D}$ est la largeur des zones de charge d'espace autour de la source et du drain, N_a le dopage en surface, r_j la profondeur des jonctions source/substrat et drain/substrat, ψ_s le

potentiel de surface, $C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$ la capacité d'oxyde.

En utilisant un modèle unidimensionnel [10] on obtient pour l'aire effective du canal :

$$A_{eff} = W \cdot (L - 2 \cdot L_{S,D}(V_{rev})) = W \cdot \left(L - 2 \left(\frac{2 \epsilon_{si}}{q \cdot N_a} (V_{rev} + 2\psi_b) \right)^{1/2} \right) \quad (1.20)$$

$$I_{s,d}(V_{rev}) = \left(\frac{2 \cdot \epsilon_{si}}{q \cdot N_a} \cdot (V_{rev} + 2\psi_b)^{1/2} \right) \quad (1.21)$$

1.6.2 Extraction des paramètres des états d'interface.

La densité moyenne des états d'interface $\langle D_{it} \rangle$ et la moyenne des sections efficaces de capture (σ) pour les électrons et les trous sont des paramètres caractéristiques des états d'interface accessibles par la technique de pompage de charges.

CALCUL DE $\langle D_{it} \rangle$ ET DE (σ).

a) Signaux trapézoïdaux.

Soit ΔV_{g0} l'amplitude du signal de grille correspondant à un courant pompé nul.

$$\frac{I_{cp}}{2 \cdot q \cdot f \cdot \langle D_{it} \rangle \cdot kT} - \text{Log}(V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} \cdot \frac{|V_{fb} - V_{th}|}{\Delta V_g} \cdot \sqrt{T_r \cdot T_f}) = 0 \quad (1.22)$$

⇒

$$V_{th} \cdot n_i \cdot \langle \sigma \rangle \cdot \frac{|V_{fb} - V_{th}|}{\Delta V_{g0}} \cdot \sqrt{T_r \cdot T_f} = 1 \quad (1.23)$$

$$\text{Soit } \langle \sigma \rangle = \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} = \frac{\Delta V_{g0}}{V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{T_r \cdot T_f} \cdot |V_{fb} - V_{th}|} \quad (1.24)$$

La mesure du courant pompé fournit directement la valeur de $\langle D_{it} \rangle$.

$$\langle D_{it} \rangle = \frac{dI_{cp}}{df} \cdot \frac{1}{2 \cdot q \cdot kT \cdot A_{eff} \cdot \text{Log}\left(\frac{\Delta V_{g0}}{\Delta V_g}\right)} \quad (1.25)$$

b) signaux triangulaires.

La pente de la courbe I_{cp}/f en fonction de $|\log(f)|$ détermine la densité moyenne $\langle D_{it} \rangle$ des états d'interface.

$$\langle \sigma \rangle = \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} = \frac{\Delta V_{g0}}{V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\alpha(1-\alpha)} \cdot |V_{fb} - V_{th}|} \cdot f_0 \quad (1.26)$$

f_0 étant la fréquence pour la quelle le courant est nul.

$$\langle D_{it} \rangle = \frac{d\left(\frac{I_{cp}}{f}\right)}{d(\text{Log}f)} \cdot \frac{\text{Log}(e)}{2 \cdot q \cdot A_{eff} \cdot kT} \quad (1.27)$$

1.6.3 Détermination de la densité spectrale des états d'interface.

On détermine la distribution des états d'interface D_{it} d'énergie E dans la moitié supérieure du gap pour un temps de montée T_r fixe et un temps de descente T_f variable.

La densité d'états d'interface dans l'autre moitié du gap est obtenue en gardant T_r variable et T_f fixe [11]

La charge qui se recombine pendant une période du signal de grille a pour expression :

$$Q_{it} = q \cdot \int_{E_{em,h}}^{E_{em,e}} D_{it}(E) \cdot dE \quad (1.28)$$

En dérivant cette expression par rapport au temps de montée T_r et au temps de descente T_f , on obtient :

$$\frac{dQ_{it}}{dT_r} = q \cdot \left(D_{it}(E_{em,e}) \cdot \frac{dE_{em,e}}{dT_r} - D_{it}(E_{em,h}) \cdot \frac{d(E_{em,h})}{dT_r} \right) \quad (1.29)$$

$$\frac{dQ_{it}}{dT_f} = q \cdot \left(D_{it}(E_{em,e}) \cdot \frac{dE_{em,e}}{dT_f} - D_{it}(E_{em,h}) \cdot \frac{d(E_{em,h})}{dT_f} \right) \quad (1.30)$$

Si T_r est constant et T_f variable, on obtient :

$$\frac{dQ_{it}}{dT_f} = q \cdot \left(D_{it}(E_{em,e}) \cdot \frac{dE_{em,e}}{dT_f} \right) \quad (1.31)$$

Pour un signal trapézoïdal

$$\frac{dE_{em,e}}{dT_f} = \frac{-kT}{T_f} \quad (1.32)$$

d'où

$$D_{it}(E_{em,e}) = \frac{-T_f}{q \cdot kT} \cdot \frac{dQ_{it}}{dT_f} = \frac{-T_f}{q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot kT} \cdot \frac{dI_{cp}}{dT_f} \quad (1.33)$$

et si T_r est variable et T_f fixe, on obtient.

$$\frac{dQ_{it}}{dT_r} = -q \cdot (D_{it}(E_{em,h}) \cdot \frac{dE_{em,h}}{dT_r}) \quad (1.34)$$

et

$$\frac{dE_{em,h}}{dT_r} = \frac{kT}{T_r} \quad (1.35)$$

Finalement, on obtient :

$$D_{it}(E_{em,h}) = \frac{-T_r}{q \cdot kT} \cdot \frac{dQ_{it}}{dT_r} = \frac{-T_r}{q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot kT} \cdot \frac{dI_{cp}}{dT_r} \quad (1.36)$$

1.7. Approche spectroscopique du pompage de charge.

1.7.1. Signaux spectroscopiques

Le pompage de charge spectroscopique est une technique de pompage de charge classique à deux niveaux de tension faisant intervenir le paramètre température. Le principe consiste à suivre l'évolution du courant pompé en fonction de la température, pour deux signaux de grille présentant des temps de montée T_r (ou de descente T_f) différents, les autres paramètres des signaux étant identiques, comme indiqué sur la figure 1.7.a [12].

La moitié inférieure (respectivement supérieure) de la bande interdite est ainsi balayée par une fenêtre énergétique définie par T_{r1} et T_{r2} à T_f constant (respectivement T_{f1} et T_{f2} à T_r constant) se déplaçant sur l'échelle des énergies sous l'action de la rampe de température figure 1.7.b.[11].

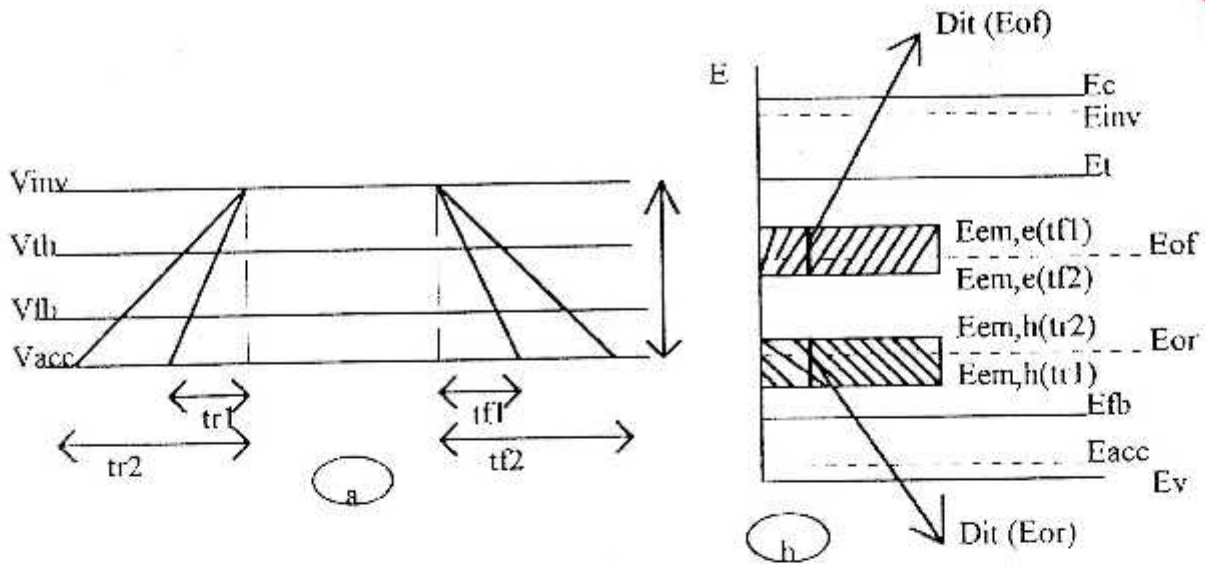


Figure 1.7: a) Signal de grille à deux niveaux de tension utilisé en pompage spectroscopique.
b) Diagramme énergétique correspondant.

D'après (1.28) la charge pompée au niveau du substrat par période du signal de grille et par unité d'aire a pour expression :

$$Q_{cp}(T_r, T_f) = q \cdot \int D_{it}(E) \cdot dE \quad (1.37)$$

Une analyse détaillée du processus d'émission des porteurs de charge par les états rapides de l'interface [11] conduit aux expressions suivantes :

$$E_{em,h}(T_r) = E_i + kT \cdot \text{Log}(V_{i_{th}}, h \cdot n_i \cdot \sigma_p \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta V_g} \cdot T_r) \quad (1.38)$$

$$E_{em,e}(T_f) = E_i + kT \cdot \text{Log}(V_{i_{th}}, e \cdot n_i \cdot \sigma_n \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta V_g} \cdot T_f) \quad (1.39)$$

L'expression du courant pompé au niveau du substrat s'écrit :

$$I_{cp}(T_{r1}, T_{r2}) = q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot \int_{E_{em,h}(t_{r2})}^{E_{em,e}(t_{f1})} D_{it}(E) \cdot dE \quad (1.40)$$

Cette expression dépend fortement de la température.

On appelle signal spectroscopique, correspondant à la fenêtre d'énergie déterminée par T_{r1} et T_{r2} à T_f constant, la quantité :

$$Sr(T_{r1}, T_{r2}) = I_{cp}(T_{r1}, T_f) - I_{cp}(T_{r2}, T_f)$$

D'après (1.40),

$$Sr(T_{r1}, T_{r2}) = q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot \int_{E_{em,h}(tr_2)}^{E_{em,h}(tr_1)} D_{it}(E) \cdot dE \quad (1.41)$$

$$Sr(T_{r1}, T_{r2}) = q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot D_{it}(Eor) (E_{em,h}(T_{r2}) - E_{em,h}(T_{r1})) \quad (1.42)$$

Avec

$$(Eor) = E_i + kT \cdot \text{Log} \left(V_{th}^{i} \cdot n_i \cdot \sigma_p \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta Vg} \cdot \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2} \right) \quad (1.43)$$

et $D_{it}(Eor)$: Densité moyenne des états d'interface dans la fenêtre d'énergie Eor .

Finalement l'expression (1.42) peut s'écrire:

$$Sr(T_{r1}, T_{r2}) = q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot D_{it}(Eor) \cdot kT \cdot \text{Log} \left(\frac{T_{r2}}{T_{r1}} \right) \quad (1.44)$$

De la même manière, on appelle signal spectroscopique correspondant à la fenêtre d'énergie moyenne Eof déterminé par T_{f1} et T_{f2} à T_r constant, la quantité.

$$Sr(T_{f1}, T_{f2}) = q \cdot f \cdot A_{eff} \cdot D_{it}(Eof) \cdot kT \cdot \text{Log} \left(\frac{T_{f2}}{T_{f1}} \right) \quad (1.45)$$

Avec

$$(Eof) = E_i - kT \cdot \text{Log} \left(V_{th}^{i} \cdot n_i \cdot \sigma_n \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta Vg} \cdot \frac{T_{f1} + T_{f2}}{2} \right) \quad (1.46)$$

1.7.2 Calcul des spectres $D_{it}(E)$.

Les quantités $\Delta Er = kT \cdot \text{Log} \left(\frac{T_{r2}}{T_{r1}} \right)$ et $\Delta Ef = kT \cdot \text{Log} \left(\frac{T_{f2}}{T_{f1}} \right)$,

représentent les largeurs des intervalles d'énergie qui contribuent aux signaux spectroscopiques.

Ces derniers sont proportionnels respectivement à $D_{it}(Eor)$ et $D_{it}(Eof)$.

En faisant varier la température, il est possible de déterminer $D_{it}(E)$ ainsi que les positions énergétiques moyennes (calculées à partir de (1.43) et (1.46)), en supposant les valeurs des sections efficaces connues.

Ces dernières sont indépendantes de la température et égales à la valeur moyenne $\langle \sigma \rangle$ obtenue par pompage de charge classique.

1.7.3 Calcul des sections efficaces de captures.

Vandenbosh et al [13] ont montré que, théoriquement, la détermination énergétique des sections efficaces de captures pour les électrons et les trous est incertaine.

Pour cela, soit E^* un niveau d'énergie de la bande interdite dans la partie inférieure du gap, à une température T_1 , et une fenêtre d'émission (T_{r1}, T_{r2}) .

De même ce niveau est atteint à T_2 , et par une fenêtre (T_{r3}, T_{r4}) .

D'après (1.44), on peut écrire :

$$\frac{Sr_2}{Sr_1} = \frac{T_2}{T_1} \cdot \frac{\text{Log}\left(\frac{T_{r4}}{T_{r3}}\right)}{\text{Log}\left(\frac{T_{r2}}{T_{r1}}\right)} \quad (1.47)$$

Si les rapports $\frac{T_{r4}}{T_{r3}}$ et $\frac{T_{r2}}{T_{r1}}$ sont égaux, on arrive à

$$\frac{Sr_2}{Sr_1} = \frac{T_2}{T_1} \quad (1.48)$$

d'où $Sr_2 \cdot T_1 = Sr_1 \cdot T_2$ (1.49), relation simple entre les couples de valeurs (Sr_2, T_2) et (Sr_1, T_1) .

D'après (1.43) Le niveau E^* est donné par :

$$\begin{aligned} E^* &= E_i + kT_1 \cdot \text{Log}\left(Vi_{th} \cdot n_i \cdot \sigma_p \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta Vg} \cdot \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}\right) \\ &= E_i + kT_2 \cdot \text{Log}\left(Vi_{th} \cdot n_i \cdot \sigma_p \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta Vg} \cdot \frac{T_{r3} + T_{r4}}{2}\right) \end{aligned} \quad (1.50)$$

Considérons que les sections efficaces ne dépendent pas de T, (1.50) permet d'évaluer σ_p sous la forme donnée par [14] :

$$\sigma_p = \frac{1}{\frac{T_{r1} + T_{r2}}{2} \cdot (N_{th} \cdot n_i \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta V_g})} \cdot \left(\frac{T_{r3} + T_{r4}}{T_{r2} + T_{r1}} \right)^{T_1 - T_2} \cdot \left(\frac{(N_{th} \cdot n_i \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta V_g})_2}{(N_{th} \cdot n_i \cdot \frac{V_{th} - V_{fb}}{\Delta V_g})_1} \right)^{\frac{T_2}{T_2 - T_1}} \quad (1.50)$$

Les indices 1 et 2 se réfèrent aux température T_1 et T_2 .

une section efficace de $10 \cdot e^{-15} \text{ cm}^{-2}$ est prise par défaut comme valeur des sections efficaces des pièges de l'interface Si / SiO_2 .

1.8 Conclusion.

Ce chapitre a été consacré à une introduction au phénomène de pompage de charge, qui constitue un outil d'analyse électrique permettant l'investigation et l'évolution des paramètres des pièges d'interface des TMOS submicroniques.

Si la méthode classique de détermination de la densité des états d'interface est intéressante, car facile à mettre en oeuvre, son approche spectroscopique l'est d'avantage car l'étendue de la zone explorée dans la bande interdite est très large. Néanmoins, ces deux méthodes ne permettent pas de déterminer les sections efficaces de capture d'une manière précise, nous avons recours à une nouvelle technique de pompage de charge, que nous décrivons au chapitre suivant.

CHAPITRE 2

Le pompage de charge à trois niveaux.

2.1 Introduction.

La technique de pompage de charge à trois niveaux, a été introduite par Tseng [16], comme moyen d'étude des propriétés électriques des états d'interface Si/SiO_2 .

Cette méthode consiste à déterminer la distribution énergétique de la densité d'états d'interface sans tenir compte des mécanismes d'émission et de piégeage des porteurs par les pièges électroniques. Elle permet aussi de déterminer la distribution énergétique des sections efficaces de captures dans le cadre du formalisme Schockley -Read - Hall (SRH) des pièges électroniques.

Dans la dernière partie de ce chapitre, quelques méthodes de pompage de charge à trois niveaux, actuellement connues, sont présentées.

2.2 Théorie du pompage de charge à trois niveaux.

2.2.1 signal de grille utilisé.

Le signal appliqué sur la grille d'un transistor MOS, utilisé par cette technique, est un signal à trois niveaux de tension, tel que celui présenté sur la figure 2.1.

Le dispositif expérimental est le même que celui étudié au chapitre 1.

Généralement, la période du signal, comme le montre la figure 2.1, est divisée en six temps caractéristiques.

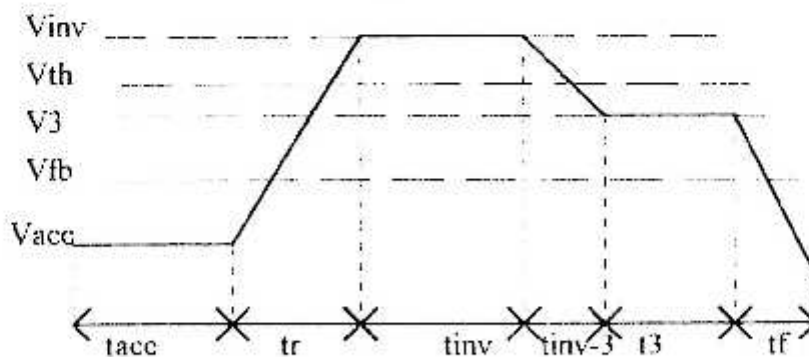


Figure 2.1: Signal de grille utilisé dans la technique de pompage de charge à trois niveaux.

Un temps d'accumulation (t_{acc}), un temps de montée (t_r), un temps d'inversion (t_{inv}), un temps de descente intermédiaire (t_3) et un temps de descente (t_f).

Le troisième niveau de tension est introduit lors du passage de l'inversion à l'accumulation alors que le passage de l'accumulation à l'inversion est direct.

2.2.2 Analyse des phénomènes physiques.

Selon les régimes du pompage de charge, la surface du semi - conducteur passe alternativement par trois états physiques à chaque période T du signal de grille.

Accumulation forte ($V_{acc} < V_{fb}$), inversion forte ($V_{inv} > V_{th}$) et un état intermédiaire défini par la tension V_3 .

La modélisation des phénomènes physiques développées par **Chung et Muller** [17] s'oppose au fait que la composante "géométrique" du courant pompé, définie au chapitre 1, soit négligeable [7]. Dans leur approche, ces auteurs définissent trois potentiels de surface

$$\psi_{acc}, \psi_{inv}, \psi_3$$

1) temps d'accumulation (t_{acc}). durant ce temps, le canal est en accumulation et la structure est en quasi - équilibre ($E_F = E_{Fn}$).

Les états d'interface au dessous de E_F sont remplis d'électrons, le potentiel de surface est négatif et une concentration de trous importante existe à la surface du semi - Conducteur.

Le diagramme des bandes d'énergie du système est représenté sur la figure 2.2.a.

2) temps de montée (t_r). Pendant ce temps (figure 2.2.b.), il y a apparition des mécanismes de recombinaison, l'énergie de Fermi des électrons de surface (E_{Fn}) correspond à un niveau

$$E_{em,h} \text{ (fin d'émission des trous),}$$

Les états d'interface en dessous de $E_{em,h}$ sont remplis de trous émis à partir du substrat, tandis que les états au dessus de $E_{em,h}$ sont remplis par les électrons provenant de la source et le drain.

Pour un transistor à canal n, la charge correspondant à l'émission de trous est négative et donnée par :

$$Q_{em,h} = -q \int_{-q\psi_{acc}}^{E_{em,h}} D_{it}(E) dE \quad (2.1)$$

De même, la charge correspondant à la capture des électrons est donnée par :

$$Q_{cp,e} = -q \int_{E_{em,h}}^{-q\psi_{inv}} D_{it}(E) dE \quad (2.2)$$

Ces quantités de charges dépendent fortement des paramètres : D_{it} , τ_r , V_{acc} , V_{inv} , V_{th} , V_{fb} et des sections efficaces de capture des états d'interface, mais sont indépendante de t_3 , t_{inv-3} , et V_3 .

3) Temps d'inversion (t_{inv}) : Pendant ce temps, la structure revient à sa position de quasi-équilibre, il y a formation d'une couche d'inversion constituant le canal à la surface du semi-conducteur, et tous les pièges d'états d'interface en dessous de E_F sont occupés par des électrons, comme le montre la figure 2.2.c : Le potentiel de surface est positif, et une forte concentration d'électrons apparaît à la surface

4) Temps de descente intermédiaire (t_{inv-3}) : Les mécanismes transitoires de recombinaison apparaissent de nouveau, après une quasi totalité d'équilibre de la structure, (figure 2.2.d) :

Un processus d'émission d'électrons prédomine lorsque $V_g < V_{th}$, ces derniers sont piégés dans les états situés au dessous de E_3 .

$$E_3 = -q \cdot \psi_3 \quad (2.3)$$

Cependant le processus de capture de trous restera négligé.
La charge émise a pour expression:

$$Q_{em,e} = q \int_{-q\psi_3}^{-q\psi_{inv}} D_{it}(E) dE \quad (2.4)$$

Cette charge étant positive, le transfert se fait de la source et du drain vers l'interface.
Comme le montre la figure 2.2.d, un nombre d'électrons apparaît au niveau du substrat, en même temps qu'une injection de trous à la surface du semi-conducteur.

5) Temps intermédiaire (t_3) : Pendant ce temps, la structure est dans un état de quasi-équilibre ($E_F = E_{Fn} = E_3 = -q \cdot \psi_3$).

Cet état est illustré sur la figure 2.2.e, le canal du transistor est en déplétion (faible inversion), le potentiel de surface est égal à ψ_3 . Les états d'interface d'énergie inférieurs à E_{Fn} sont pleins d'électrons, alors que ceux supérieurs à E_{Fn} émettent leurs électrons vers la bande de conduction.

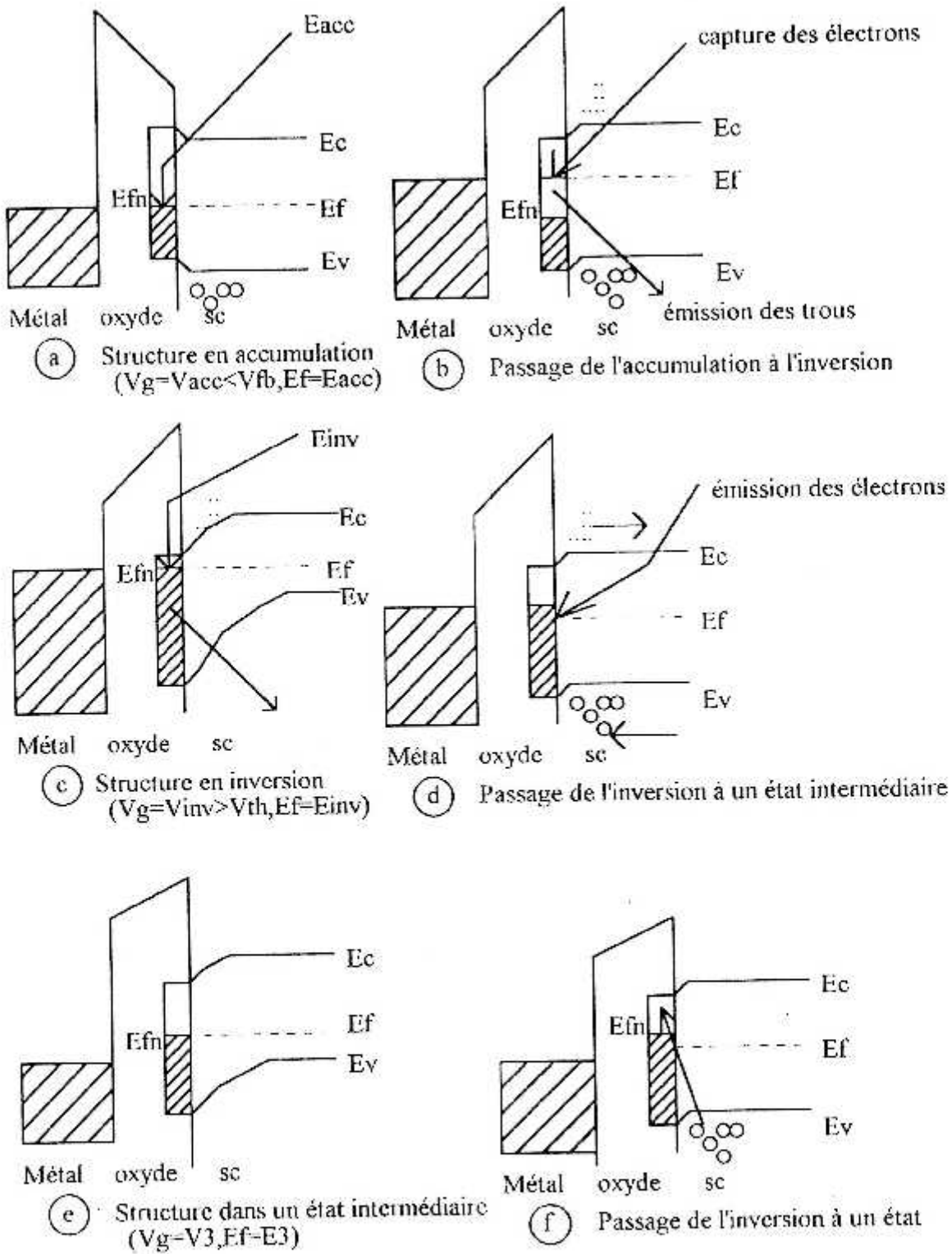


Figure 2.2 : Evaluation du diagramme des bandes d'énergie de la structure passant par les différents états de polarisation :

6) Temps de descente (t_f) : Sur la figure 2.2.f sont représentés les mécanismes de recombinaison qui ont lieu pendant ce laps de temps.

L'émission d'électrons domine lorsque $V_g < V_3$, mais pour des temps de descente très petits (inférieurs à t_3) la tension de grille inférieure à V_{fb} rend l'émission des électrons négligeable.

Les électrons piégés dans les états d'interface en dessous de E_3 se recombinent à travers le processus de capture de trous.

La charge injectée dans le substrat à partir des états compris entre V_{fb} et ψ_3 est donnée par :

$$Q_{cp,h} = q \int_{-q\psi_{acc}}^{-q\psi_3} D_{it}(E) dE \quad (2.5)$$

2.3 Expression du courant pompé.

A partir des équations (2.1) et (2.5), la charge totale pompée dans le substrat, (Q_{sub}) est donnée par :

$$Q_{sub} - Q_{it} = Q_{em,h} + Q_{cp,h} = q \int_{E_{em,h}}^{-q\psi_3} D_{it}(E) dE \quad (2.6)$$

De même, selon les équations (2.2) et (2.4), la charge totale fournie par la source et le drain aux états d'interface est donnée par :

$$Q_{s/d} = Q_{em,e} + Q_{cp,e} = -q \int_{E_{em,h}}^{-q\psi_3} D_{it}(E) dE \quad (2.7)$$

D'après Chung et Muller [17], les mécanismes de pompage de charge à trois niveaux, sont représentés sur la figure 2.3.

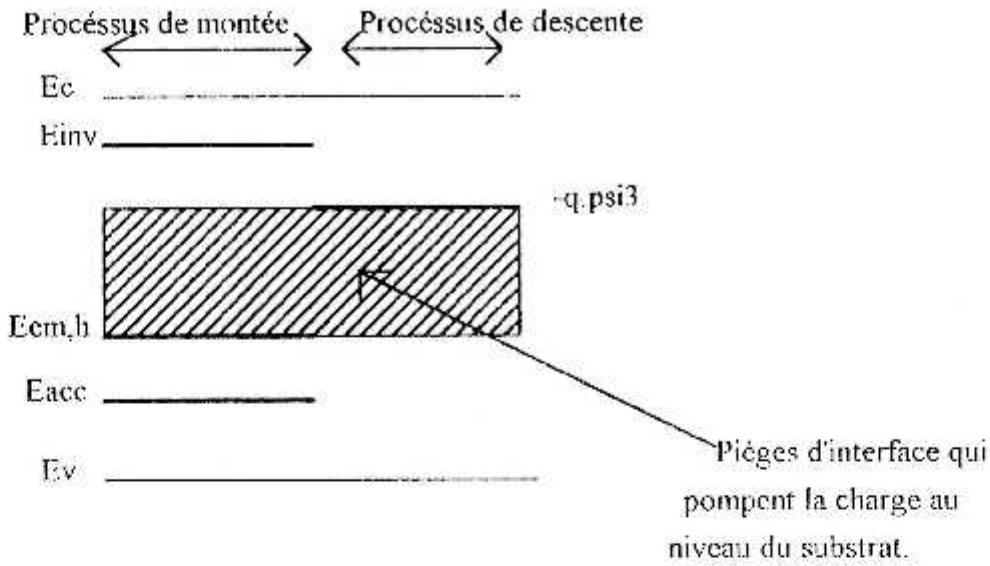


Figure 2.3: Représentation des mécanismes de pompage de charge à trois niveaux

Le niveau intermédiaire ($E_3 = -q \cdot \psi_3$) du signal de grille contrôle le remplissage par des électrons issus de la source et du drain et des pièges ayant une énergie comprise entre $E_{cm,h}$ et $q \cdot \psi_3$.

Finalement le courant pompé a pour expression :

$$I_{cp} = f \cdot Q_{sub} = -q \cdot f \cdot A_{eff} \int_{E_{cm,h}}^{-q\psi_3} D_{it}(E) dE \quad (2.8)$$

f étant la fréquence du signal de grille .

2.4 Calcul de la densité d'états d'interface.

En supposant que $E_{cm,h}$ est indépendant de ψ_3 et en dérivant l'expression de I_{cp} par rapport à ψ_3 , on obtient :

$$D_{it}(\psi_3) = \frac{1}{q^2 \cdot f \cdot A_{eff}} \cdot \frac{dI_{cp}}{d\psi_3} \quad (2.9)$$

et comme le courant est mesuré en fonction d'une tension de polarisation de grille qui est V_3 , nous aurons :

$$D_{it}(\psi_3) = \frac{1}{q^2 \cdot f \cdot A_{eff}} \cdot \frac{dI_{cp}}{dV_3} \cdot \frac{dV_3}{d\psi_3} \quad (2.10)$$

Une méthode simple, facile à mettre en oeuvre et rapide, proposée par **Berglund** [18] et basée sur un calcul numérique d'intégration (méthode de **Simpson** [18]), est utilisée pour la détermination de la relation $\psi_3(V_3)$; elle est donnée par :

$$\psi_3(V_3) = \int \left(1 - \frac{C(\xi)}{C_{ox}}\right) \cdot d\xi \quad (2.11)$$

Avec :

C_{ox} : capacité d'oxyde de la structure.

C : capacité de la structure.

ξ : champ électrique à l'interface.

Un exemple type de courbe représentant la variation de $D_{it}(\psi_3)$ [50] est illustré sur la figure 2.4 dont les conditions de mesures sont :

$V_{inv} = 3.2V, V_{acc} = -2.2V, t_{acc} = t_{inv} = t_3 = 100\mu s, t_r = 5\mu s, t_{inv-3} = 10\mu s, t_f = 1\mu s$

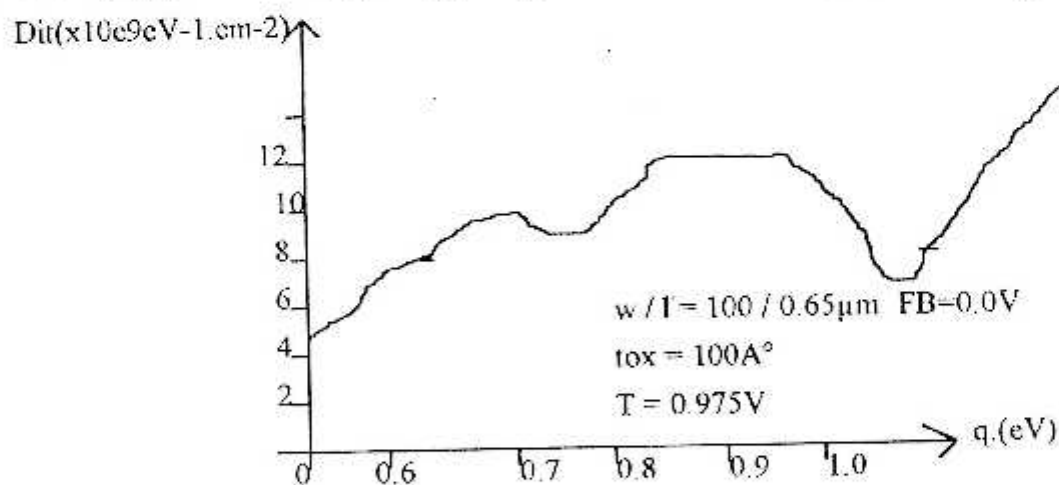


Figure 2.4 : Variation de D_{it} en fonction de q , d'après [31]

2.5. Méthodes de pompage de charge à trois niveaux.

Plusieurs méthodes de pompage de charge à trois niveaux ont été proposées. Dans ce paragraphe, nous présentons les plus récentes de ces méthodes.

2.5.1. Méthode de Saks et Ancona [32]

C'est une méthode où les deux paramètres de transition V_3 et t_3 varient, ce qui permet de déterminer non seulement la variation de la densité d'états d'interface en fonction de V_3 mais aussi en fonction du temps d'émission des électrons et des trous (donc des sections efficaces).

Le principe est le suivant :

Pour une tension V_3 donnée, t_3 varie, tandis que les durées t_{inv} et t_{acc} sont ajustées de façon à maintenir la fréquence du signal constante.

Saks et Ancona, montrent que le courant pompé diminue lorsque t_3 augmente, jusqu'à ce que le régime de saturation (qui dépend de V_3) est atteint .

Un exemple de cette méthode est représenté sur la figure 2.5.

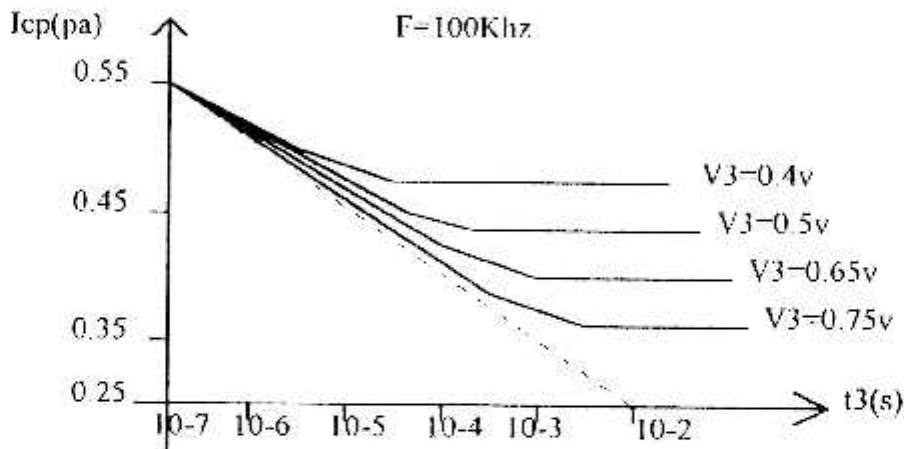


Figure 2.5: Courbe $I_{cp}(V_3, t_3)$ obtenue sur un transistor à canal p de dimensions $W/L=100/10\mu m$

En négligeant les phénomènes d'émission durant $t_{inv}-3$ et t_f , l'équation (2.9) peut s'écrire comme suit :

$$D_{if}(E) = \frac{1}{q \cdot f \cdot A_{eff}} \cdot \frac{dI_{cp}}{dt_3} \cdot \frac{dt_3}{dE} \quad (2.12)$$

Or, la constante de temps τ d'émission d'un état d'interface chargé est une fonction exponentielle de son énergie E_t dans la bande interdite, donnée par [20] :

$$\tau = \frac{1}{V_{th} \cdot n_i \cdot \sigma \cdot \exp\left(q \cdot \frac{E_t - E_i}{kT}\right)} \quad (2.13)$$

En identifiant t_3 à la constante de temps, On obtient :

$$\frac{dt_3}{dE} = \frac{-t_3}{kT} \cdot \left(1 + \frac{kT}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dE}\right) \quad (2.14)$$

L'équation (2.12) peut s'écrire sous la forme:

$$D_{it}(E) = \frac{-t_3}{q \cdot kT \cdot f \cdot A_{eff}} \cdot \left(1 + \frac{kT}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dE}\right) \cdot \frac{dI_{cp}}{dt_3} \quad (2.15)$$

Soit,

$$D_{it}(E) = \frac{-1}{q \cdot kT \cdot f \cdot A_{eff}} \cdot \left(1 + \frac{kT}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dE}\right) \cdot \frac{dI_{cp}}{d(\text{Log}t_3)} \quad (2.16)$$

Si σ est supposée indépendante de l'énergie, l'équation (2.16) se réduit à :

$$D_{it}(E) = \frac{-1}{q \cdot kT \cdot f \cdot A_{eff}} \cdot \frac{dI_{cp}}{d(\text{Log}t_3)} \quad (2.17)$$

Notons que cette équation est identique aux expressions (1.33) et (1.36) du modèle statique, dans lesquelles t_r et t_f sont remplacés par t_3 .

Le phénomène de saturation obtenu par la théorie de Saks et Ancona s'explique par le fait qu'il n'est tenu compte que d'une seule constante de temps d'émission, conformément au modèle SRH (chaque niveau a sa propre valeur de temps d'émission, donc une seule valeur de section efficace de capture est attribuée aussi bien aux électrons qu'aux trous).

Le temps t_3 à partir duquel apparaît la saturation est donné par :

* Pour l'émission des électrons :

$$t_3 = \tau_{e,e} = \frac{1}{V_{i_{th}} \cdot n_i \cdot \sigma_e} \cdot \exp\left(\frac{E_f - E_i}{kT}\right) \quad (2.18)$$

* et pour l'émission de trous :

$$t_3 = \tau_{e,h} = \frac{1}{V_{i_{th}} \cdot n_i \cdot \sigma_h} \cdot \exp\left(\frac{E_f - E_i}{kT}\right) \quad (2.19)$$

Ces constantes de temps sont déterminées par construction graphique, comme le montre la figure 2.6.

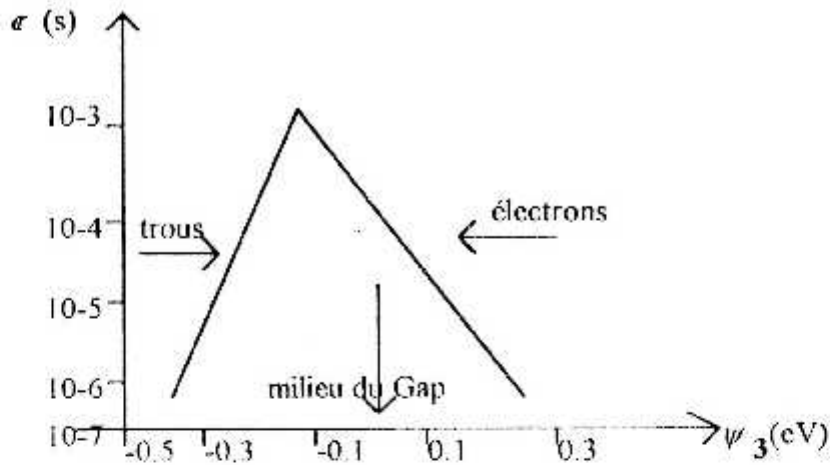


Figure 2.6: Répartition énergétique des constantes de temps dans la bande interdite du silicium.

Les valeurs des sections efficaces de capture sont données par les expressions suivantes :

$$\sigma_e = \frac{1}{V_{th} \cdot n_i \cdot \tau_{e,e}} \cdot \exp\left(-\frac{E_t - E_i}{kT}\right) \quad (2.20)$$

et

$$\sigma_p = \frac{1}{V_{th} \cdot n_i \cdot \tau_{e,h}} \cdot \exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right) \quad (2.21)$$

2.5.2 Méthode de Kejhar [21].

Cette méthode est une variante de celle de **Saks et Ancona**, elle consiste à remplacer la source de polarisation constante (**Vrev**) des jonctions source/substrat et drain/substrat lors du pompage de charge classique par un deuxième générateur d'impulsions.

Ce générateur est synchronisé avec le générateur du signal de grille.

Sur la figure 2.7 sont représentés le montage expérimental et les deux signaux trapézoïdaux utilisés dans cette méthode.

La tension **Vrev** prend deux valeurs différentes, une valeur **Vrr** faible (proche de 0V) durant les phases d'accumulation et d'inversion, et une valeur **Vrd** plus importante durant la phase d'émission.

D'après l'auteur, l'avantage majeur de cette méthode "double pulse" est d'éliminer la composante géométrique du courant pompé. Le **tin_{v-3}** (= **tid** sur la figure 3.7.a) est très petit et ceci par l'effet de la polarisation **Vrd** plus élevée qui permet l'évacuation latérale des

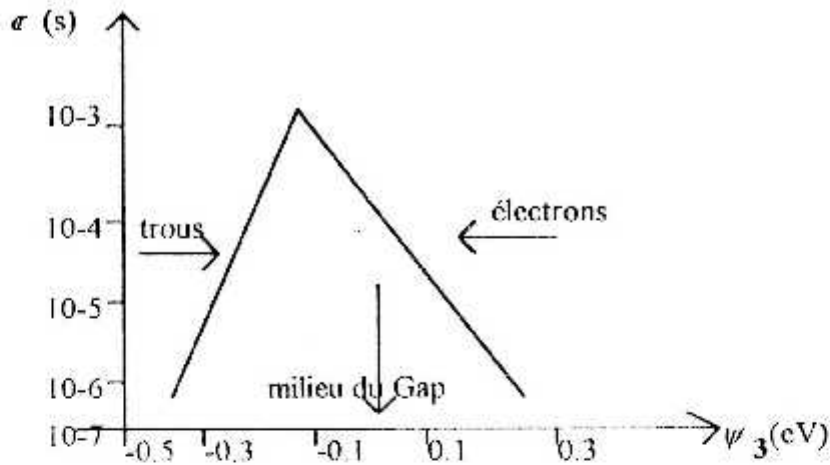


Figure 2.6: Répartition énergétique des constantes de temps dans la bande interdite du silicium.

Les valeurs des sections efficaces de capture sont données par les expressions suivantes :

$$\sigma_e = \frac{1}{V_{th} \cdot n_i \cdot \tau_{e,e}} \cdot \exp\left(-\frac{E_t - E_i}{kT}\right) \quad (2.20)$$

et

$$\sigma_p = \frac{1}{V_{th} \cdot n_i \cdot \tau_{e,h}} \cdot \exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right) \quad (2.21)$$

2.5.2 Méthode de Kejhar [21].

Cette méthode est une variante de celle de **Saks et Ancona**, elle consiste à remplacer la source de polarisation constante (**Vrev**) des jonctions source/substrat et drain/substrat lors du pompage de charge classique par un deuxième générateur d'impulsions.

Ce générateur est synchronisé avec le générateur du signal de grille.

Sur la figure 2.7 sont représentés le montage expérimental et les deux signaux trapézoïdaux utilisés dans cette méthode.

La tension **Vrev** prend deux valeurs différentes, une valeur **Vrr** faible (proche de 0V) durant les phases d'accumulation et d'inversion, et une valeur **Vrd** plus importante durant la phase d'émission.

D'après l'auteur, l'avantage majeur de cette méthode "double pulse" est d'éliminer la composante géométrique du courant pompé. Le **inv-3** (= **tid** sur la figure 3.7.a) est très petit et ceci par l'effet de la polarisation **Vrd** plus élevée qui permet l'évacuation latérale des

porteurs libres du canal vers la source et le drain tout en provoquant un élargissement des zones de désertion des jonctions source/substrat et drain/substrat.

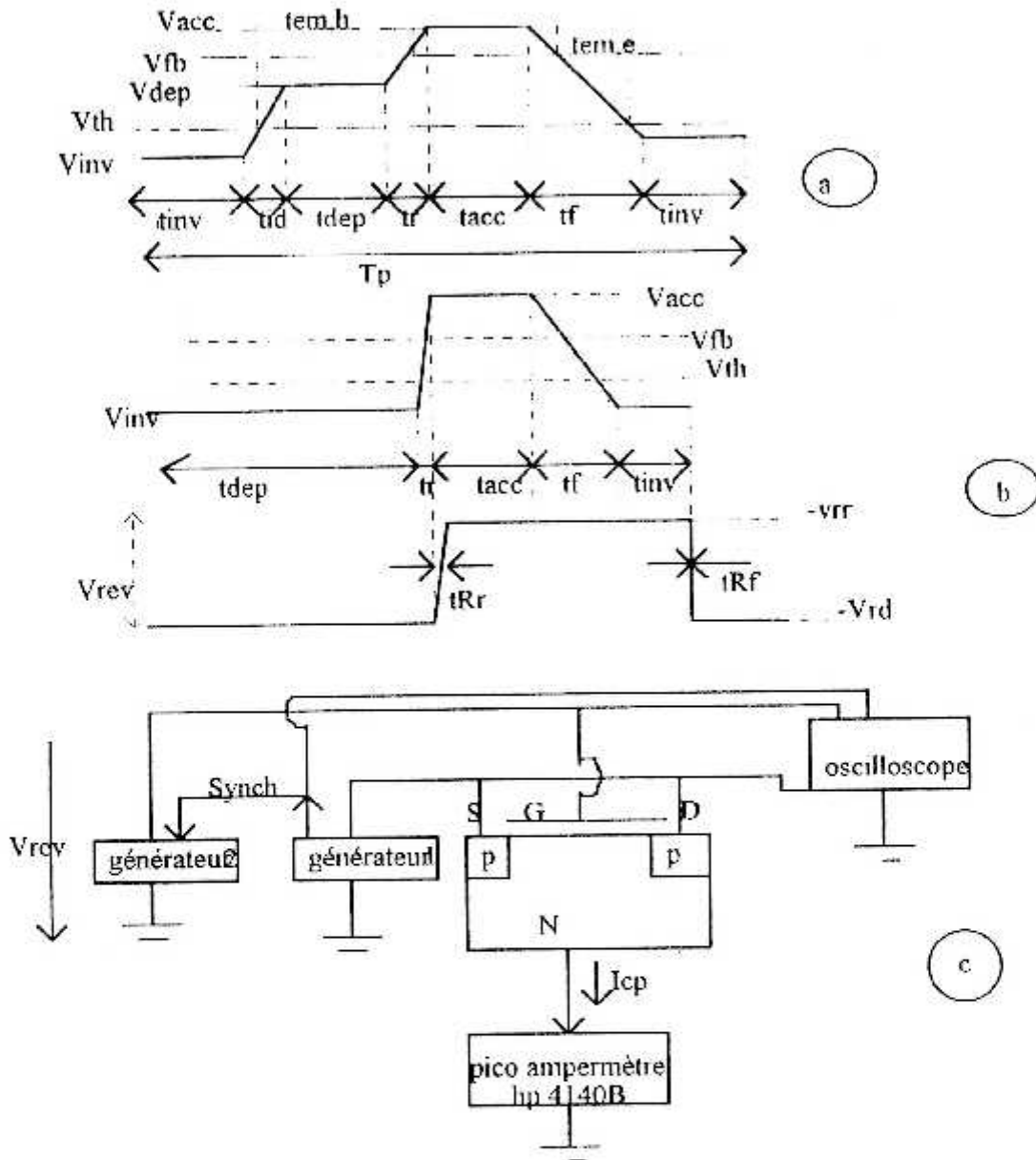


Figure 2.7: a) Signal de grille utilisé par Saks et Ancona.

b) Signaux appliqués sur la grille (V_g) et à la source et le drain (V_{rev}) dans la méthode "Double Pulse"

c) Montage expérimental utilisé par Kéjhar

2.5.3 Méthode de Chung et Muller [17].

Chung et Muller introduisent une discussion très intéressante sur la réponse spectrale des états d'interface en fonction de la fenêtre d'émission utilisée.

La distribution $D_{it}(E)$ est obtenue dans la partie supérieure (respectivement inférieure) de la bande interdite pour une structure type N (respectivement type P).

En particulier, ces auteurs constatent que le courant pompé augmente donc la densité des états d'interface augmente et ceci lorsque la durée du niveau intermédiaire augmente.

Enfin ces auteurs ont également suivi l'évolution de la qualité interfaciale après injection de porteurs chauds et injection Fowler - Nordheim. Ils ont démontré que la technique de pompage de charge à trois niveaux conduit à une étude précise et approfondie sur les mécanismes de dégradation.

2.6 Analyse des régimes d'émission et de capture.

Cette analyse repose sur les travaux de Saks et Ancona [22].

Suivant la position du niveau intermédiaire (V_3), on peut rencontrer plusieurs régimes d'émission et de capture, ces différentes possibilités sont résumées sur la figure 2.8.

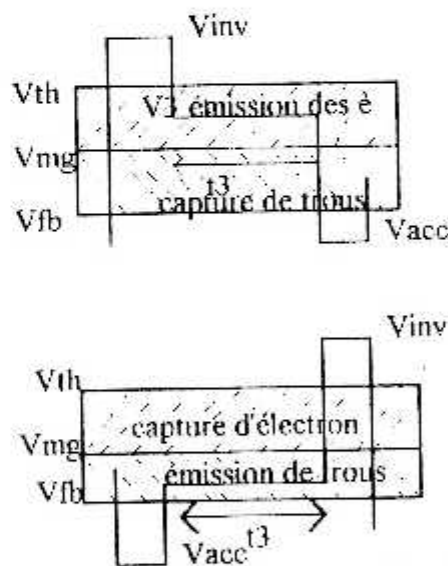


Figure 2.8: Représentation des signaux de grille et des différents régimes d'émission et de capture en fonction de V_3

Dans le cas du remplissage des états par les électrons, la charge pompée au niveau du substrat diminue lorsque V_3 dépasse la tension du milieu de la bande interdite. Cette diminution correspond à une émission d'électrons durant t_3 . Mais la capture de trous intervient majoritairement, à cause de l'augmentation des trous libres à l'interface; ce qui a pour effet de pomper une quantité plus importante de trous dans le substrat.

Dans le cas d'un remplissage par les trous, l'émission des porteurs piégés est effective tout au début de l'application de V_3 mais au bout d'un certain temps, la capture des porteurs de type opposé devient plus probable et l'emporte sur le processus d'émission.

2.7 Conclusion.

Nous avons présenté, dans ce chapitre, les techniques de pompage de charge à trois niveaux en insistant sur la compréhension des phénomènes physiques mis en jeu.

La méthode proposée par **Saks** et **Ancona** constitue le développement actuel le plus avancé des techniques de pompage de charge à trois niveaux de tensions. Elle permet de déterminer :

- Les répartitions énergétiques dans la bande interdite du semi - conducteur.
- La densité d'états d'interface, sans approximation sur les valeurs des sections efficaces.
- Les temps d'émission et les sections efficaces des pièges à électrons et à trous respectivement dans les parties supérieure et inférieure de la bande interdite (à partir du formalisme **SRH**).

CHAPITRE 3

Vieillessement du transistor MOS

3.1 Introduction

L'injection de porteurs chauds dans l'isolant de grille des transistors MOS induit un vieillissement de ces composants dû à la création d'états d'interface et au piégeage dans l'isolant.

Ce vieillissement est d'autant plus prononcé que les dimensions sont faibles, il représente le principal obstacle que la micro-électronique submicronique doit surmonter. La technique de pompage de charge a été utilisée pour analyser la dégradation des TMOS, qui conduit généralement à la création d'une charge fixe piégée dans la couche d'oxyde et de défauts électriquement actifs à l'interface oxyde-semi-conducteur, après l'application d'une contrainte de vieillissement (rayonnement ionisant, injection de porteurs).

3.2 Etude du vieillissement des TMOS par pompage de charge

3.2.1 Dégradations uniformes

Les mécanismes de dégradation uniforme, jouent un rôle primordial dans le vieillissement des structures MOS soumises à des rayonnements ionisants et / ou à une injection de porteurs dans la couche d'oxyde

La figure 3.1 représente les caractéristiques de pompage de charge $I_{cp}(V_{gl})$ d'un dispositif dégradé uniformément.

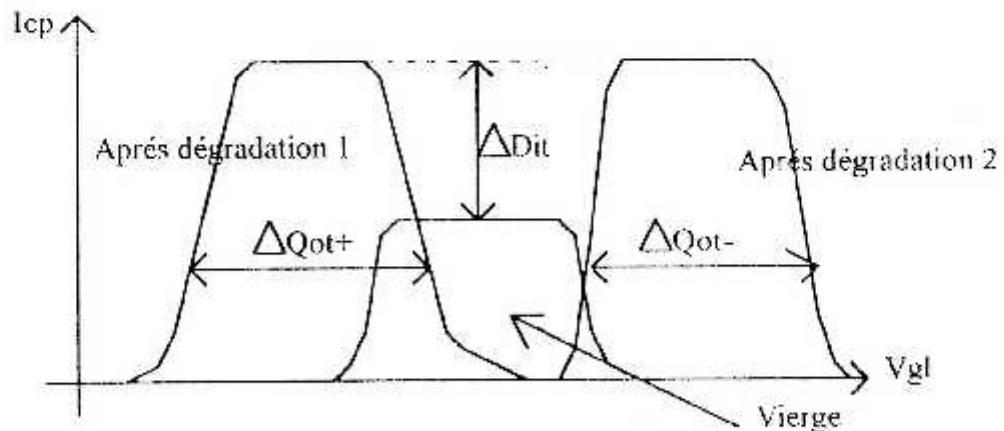


Figure 3.1: Représentation schématique des courbes $I_{cp}(V_{gl})$ d'un transistor MOS vierge et dégradé uniformément.

L'augmentation du courant pompé maximum traduit un accroissement de la densité d'états d'interface et donc une génération des pièges électriquement actifs à l'interface Si/SiO_2 .

Le décalage des flancs de courbes indique une variation des tensions de bandes plates et de seuil de la structure dégradée [23]. Ce décalage résulte d'une création de charges

fixes dans l'oxyde et / ou à l'interface qui sont chargées positivement (respectivement négativement) pour un déplacement de la courbe initiale vers les valeurs de tensions plus négatives (respectivement positivement)

3.2.2 Dégradations non uniformes

La dégradation non uniforme des transistors MOS par injection de porteurs chauds est généralement localisée dans la région proche du drain, à cause du champ électrique intense, ce qui permet aux porteurs du canal d'acquies une certaine énergie suffisante pour surmonter la barrière de potentiel à l'interface Si/SiO_2 [24], et créer d'une charge d'espace positive dans l'oxyde.

La technique de pompage de charge permet de distinguer entre les charges d'oxydes et les états d'interface, et nous renseigne sur la zone dégradée du canal [25].

La réponse en pompage de charge d'un transistor présentant une dégradation non uniformément distribuée le long du canal [25] est illustrée sur la figure 3.2

Le canal est divisé en 2 régions:

Région 1 (non dégradée) ayant pour paramètre D_{it1} et V_{th1} .

Région 2 (dégradée) : avec $D_{it2} > D_{it1}$ et $V_{th2} < V_{th1}$ et une charge d'oxyde positive.

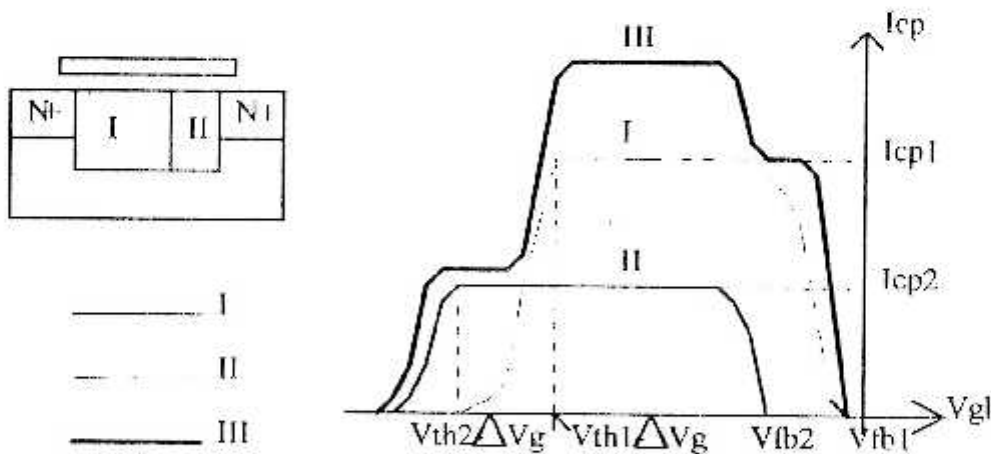


Figure 3.2: Représentation schématique des courbes $I_{cp}(V_{gl})$ pour un transistor à canal n dégradé d'une manière non uniforme d'après [14].

Les courbes I et II de la figure 3.2 représentent la réponse de chaque région.

La réponse globale du transistor MOS pour un V_{gl} donné est la somme des deux signaux précédents.

La figure 3.3 montre des résultats expérimentaux [26], [51]. Sur cette figure nous voyons qu'après une contrainte électrique de trois heures, il y a une dégradation non uniforme provoquée par une injection de trous, le long du canal. Le décalage entre les caractéristiques 3

et 4 est dû à une création supplémentaire de charges fixes d'oxyde, et le décalage entre les caractéristiques 1 et 3 est dû à une génération d'états d'interface près du drain [26], [51].

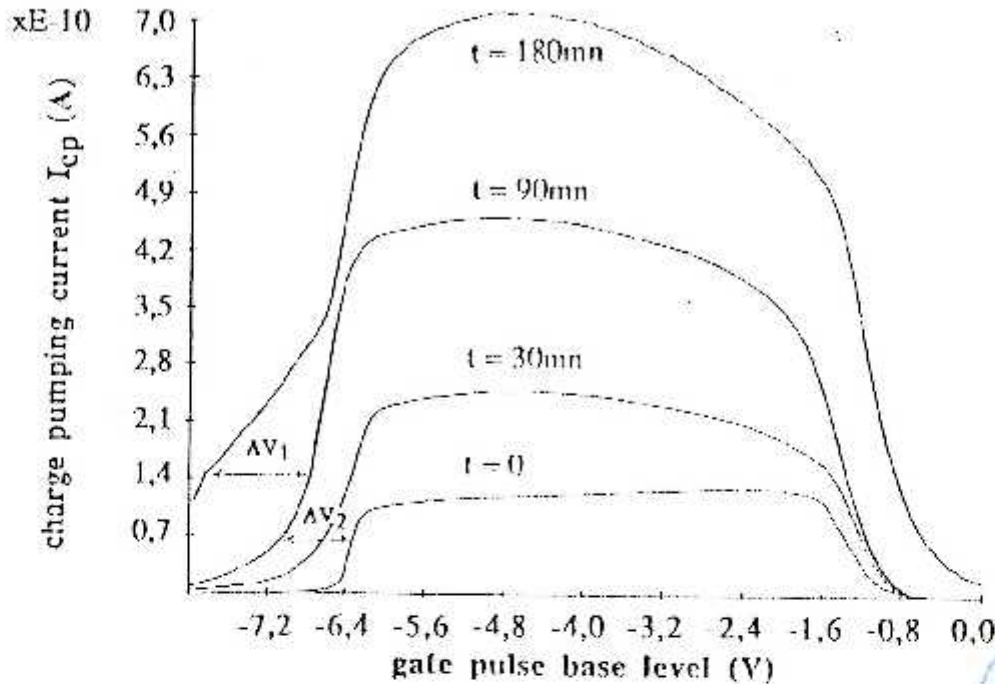


Figure 3.3. Courbes $I_{cp}(V_{gl})$ obtenues pour un transistor canal n stressé.

3.3 Injection des porteurs chauds dans l'oxyde

De nombreuses études [23] ont montré que la nature des défauts induits à l'interface Si/SiO_2 dépend des conditions de dégradation et de la technologie d'élaboration des dispositifs.

Deux principaux modèles ont été proposés pour expliquer cette génération de défauts

* Le premier modèle fait intervenir les trous générés dans l'oxyde :

Lorsque le système Si/SiO_2 est exposé à un rayonnement ionisant (figure 3.4) dont l'énergie est supérieure à la largeur de la bande interdite du SiO_2 (9eV), ou à un processus d'ionisation par impact (figure 3.4) dû à l'application d'un champ électrique intense aux bornes de l'oxyde (> 7 mV / cm pour $t_{ox} > 30$ nm), il y a génération de paires électrons - trous. Les électrons gagnent rapidement le métal, mais la plupart des trous sont piégés dans l'oxyde. Ces derniers migrent vers l'interface Si/SiO_2 par un phénomène de conduction par saut, avec une faible mobilité. Une fraction γ est alors piégée jouant un rôle dans la création des états d'interface après le recuit de la structure. L'autre partie est injectée dans le substrat.

Dans le cas d'une contrainte à champ électrique plus faible [27], l'ionisation par impact ne peut pas se produire, la création des états d'interface est plus lente que le processus de diffusion des trous en direction de l'interface [28]

* Le deuxième modèle considère le rôle de l'hydrogène (sous forme atomique moléculaire H_2).

L'hydrogène est toujours présent dans les structures MOS, lors du processus de fabrication (oxydation, recuits).



Durant l'injection des porteurs dans l'oxyde, des mesures SIMS (secondary Ion mass spectroscopy) ont montré une accumulation de l'hydrogène à l'interface Si/SiO_2 . La concentration d'hydrogène à cette interface est proportionnelle à la quantité de porteurs de charges injectés et peut être corrélée avec la génération d'états d'interface [14].

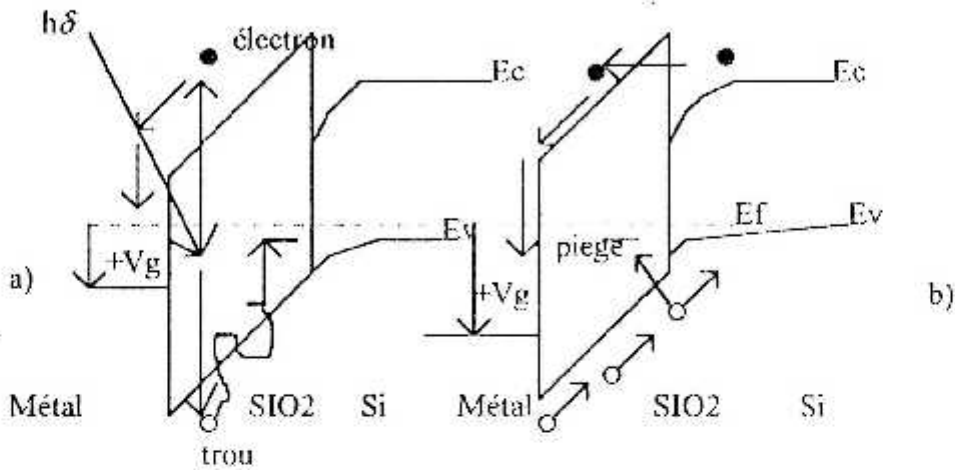


Figure 3.4: illustration du comportement des porteurs de charge dans le diagramme de bandes d'une structure MOS après génération de paires électron-trous par rayonnements (a) et par ionisation par impact (b).

3.4 Mécanismes d'injection de porteurs dans l'oxyde de grille

3.4.1 Introduction

Quatre sortes de charges présentes dans le système Si/SiO_2 [29] peuvent être distinguées

- La charge fixe d'oxyde (Q_f, N_f)
- La charge mobile d'oxyde (Q_m, N_m)
- La charge des états d'interface (Q_{it}, N_{it})
- La charge des pièges d'oxyde (Q_{ot}, N_{ot})

La figure 3.5 résume ces différents types de charges

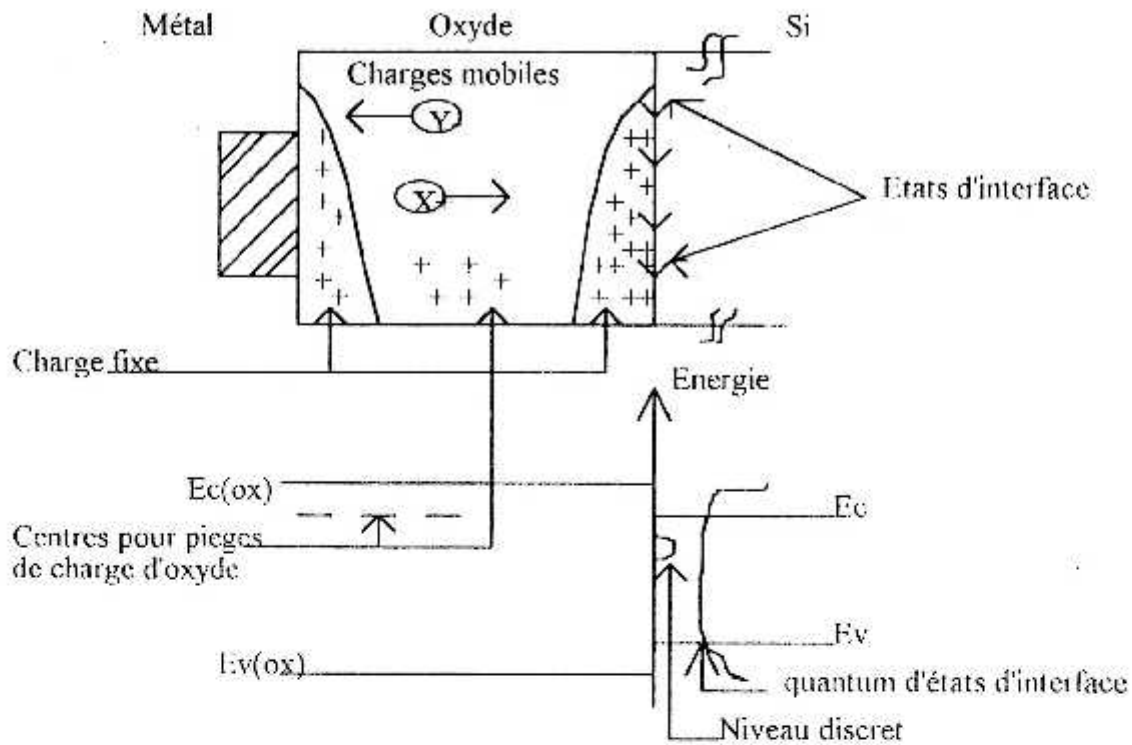


Figure 3.5: Localisation des quatre types de charges dans une structure MOS et diagramme de bande d'énergie correspondant.

Le symbole Q désigne la charge nette par unité de surface ($C.cm^{-2}$), tandis que le symbole N se rapporte à la densité de charge par unité d'aire (cm^{-2})

Pour une énergie donnée E dans la bande interdite $E_v < E < E_c$, la densité d'interface est définie par :

$$D_{it}(E) = \frac{\Delta N_{it}}{\Delta E} \quad (3.1)$$

Où ΔE est un petit intervalle d'énergie centré autour de la valeur de E et N_{it} le nombre d'états d'interface contenus dans cet intervalle. Cette quantité D_{it} s'exprime en $eV^{-1}.cm^{-2}$.

En intégrant sur toute la bande interdite on obtient :

$$N_{it} = \int D_{it}(E)dE \quad (3.2)$$

3.4.2 Charges dans l'oxyde

Les défauts d'oxyde [30] peuvent être classés en trois catégories (figure 3.5). Les défauts fixes chargés électriquement qui contribuent à Q_f , les pièges de volumes qui peuvent capturer ou émettre des porteurs de charge (charge Q_{ot}) et les ions mobiles formant la charge mobile Q_m .

La charge mobile Q_m est donnée par :

$$Q_m = \int N(x) dx \text{ sur toute l'épaisseur } t_{ox} \text{ de la couche d'oxyde.}$$

$N(x)$ est appelée la fonction de la distribution des charges dans l'oxyde

La charge fixe Q_f , localisée près de l'interface Si/SiO_2 cette charge et souvent appelée "**border traps**" échange électriquement des porteurs avec le Si par effet tunnel [31]. La charge fixe étant loin de l'interface grille / SiO_2 est inactive.

La charge Q_{ot} contenue dans les pièges d'oxyde peut varier au cours du "fonctionnement normal" d'un dispositif MOS (polarisation, V^o). Après une dégradation du système Si/SiO_2 induite par injection des porteurs, ces pièges d'oxyde sont considérés comme des "états lents" ayant des constantes de temps plus grandes qu'auparavant [32]. A ce titre, ils peuvent être qualifiés de "**border traps**" à condition qu'ils échangent des porteurs de charge avec le substrat, lors d'une mesure électrique.

Cette nomenclature est illustrée sur la figure 3.6. d'après Fleetwood et Al [33].

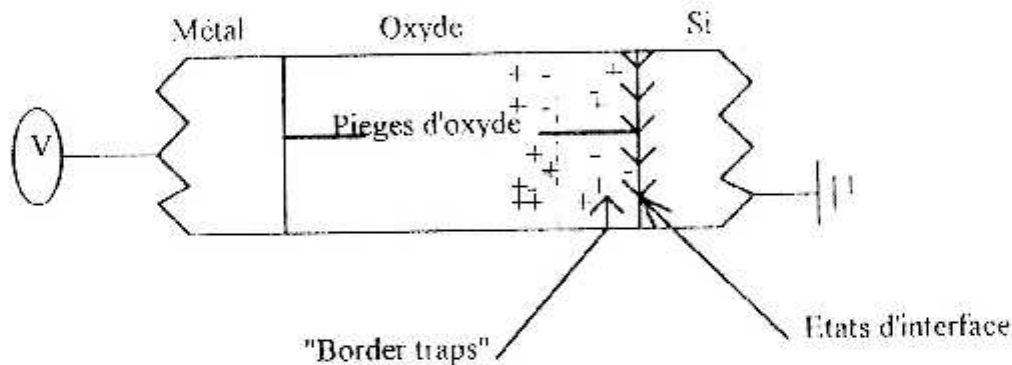


Figure 3.6. Nomenclature des défauts présents dans la structure MOS

3.4.3 Les états d'interface

Historiquement, la notion "d'états d'interface" dérive de celle "d'états de surface", mis en évidence pour la première fois par Tamm en 1932 [34]. Ils se trouvent à l'interface Si/SiO_2 et sont dus à la présence d'atomes d'impuretés et de défauts du silicium qui introduisent des niveaux d'énergie.

Quelle que soit la nature du défaut (intrinsèque ou extrinsèque) et quelque soit le système $S.C$ considéré, un état d'interface possède les propriétés suivantes [34]

* Il peut émettre ou capturer un porteur de charge avec une certaine constante de temps

$$\tau_{cn} = \frac{1}{v_{th} \cdot \sigma_n \cdot n_s} \quad (3.3)$$

$$\tau_{cp} = \frac{1}{v_{th} \cdot \sigma_p \cdot p_s} \quad (3.4)$$

n_s, p_s concentrations des électrons et des trous à la surface donnée par [35] .

$$n_s = Nd^- \cdot \exp\left(\frac{\psi_s}{U_T}\right) \text{ et } p_s = Nd^+ \cdot \exp\left(\frac{\psi_s + 2\phi_D}{U_T}\right) \quad (3.5)$$

où ϕ_D , la barrière de Fermi donnée par :

$$\phi_D = U_T \cdot \text{Log}\left(\frac{Nd^+}{U_T}\right) \text{ et } U_T = \frac{kT}{q} \quad (3.6)$$

* Son niveau d'énergie E_T se situe dans la bande interdite pour qu'il puisse avoir la possibilité de se charger ou de se décharger.

Le tableau 3.7 résume les valeurs des positions énergétiques de l'état correspondant à deux types de défauts introduisant chacun deux niveaux de transition (donneur, accepteur).

Défauts 1/2	Mesures C-V [36]	Mesures DLTS [36]
1. Donneur	$E_T = E_v + 0.3 \text{ eV}$	_____
1. Accepteur	$E_T = E_v + 0.85 \text{ eV}$	$E_T = E_v + 0.9 \text{ eV}$
2. Donneur	$E_T = E_v + 0.45 \text{ eV}$	_____
2. Accepteur	$E_T = E_v + 0.8 \text{ eV}$	$E_T = E_v + 0.70 \text{ eV}$

Tableau 3.7: Position énergétique d'un état d'interface

La section efficace de capture est un paramètre très important qui traduit l'efficacité de l'état à échanger un porteur de charge avec le semi - conducteur. Le tableau 3.8, résume les valeurs disponibles dans la littérature. Le changement de valeur de σ est du à une modification de la nature du piège, d'après Goguenheim [37] .

Types de défauts	σ
1. Si(111)	$\approx 10 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^2$
2. Si(100)	$\approx 8 \cdot 10 \cdot 10^{-15} \text{ cm}^2$
3. Si(100)	$\approx 5 \cdot 10 \cdot 10^{-16} \text{ cm}^2$

Tableau 3.8: Valeurs moyennes des sections efficaces de capture.

3.4.4 Différents types d'injection.

Il existe plusieurs mécanismes d'injection de porteurs du silicium vers l'oxyde. Nous représentons trois types d'injection d'électrons possibles sur la figure 3.9 [7].

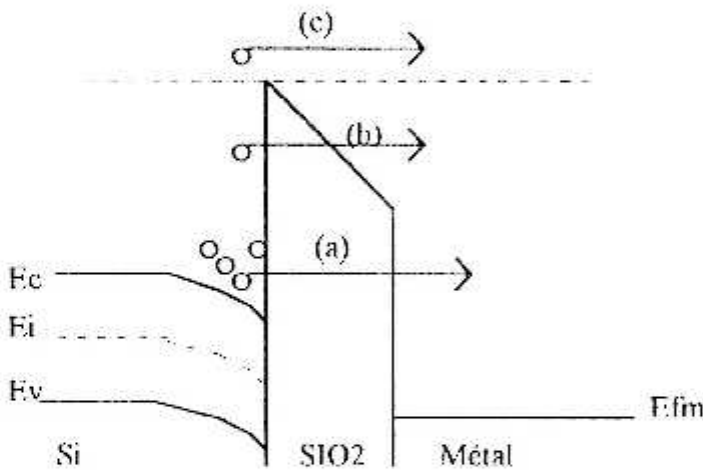


Figure 3.9. Représentation des types d'injection d'électrons

a) Emission tunnel directe.

L'injection d'électrons par effet tunnel directe n'est possible que pour des épaisseurs d'oxydes minces et des champs électriques élevés.

Pour $t_{ox} > 100 \text{ \AA}$ et $E < 5 \cdot 10^5 \text{ V/cm}$, l'émission des électrons par effet tunnel est négligeable.

b) Emission tunnel FOWLER - NORDHEIM

Les électrons ayant une énergie suffisante, mais plus petite que la barrière de potentiel de l'interface, peuvent passer par effet tunnel à travers la barrière triangulaire.

Pour des épaisseurs d'oxydes grandes, si la bande de conduction de l'oxyde est inclinée par l'action de la polarisation appliquée à la structure, l'émission tunnel peut avoir lieu.

Cette émission est appelée émission de champ ou émission tunnel **Fowler - Nordheim**.

c) Emission schottky.

Si l'énergie des électrons est suffisamment grande ils peuvent passer au dessus de la barrière de potentiel Si / SiO_2 . Ces porteurs seront capables de pénétrer dans l'oxyde en tant que porteurs libres, Cette émission est appelé émission **Schottky**.

3.5. Evaluation de la durée de vie du composant

Pendant la dernière décennie, les dimensions des composants ont été considérablement réduites, mais la tension d'alimentation des circuits intégrés est restée fixée à 5V . Les composants submicroniques auront besoin d'une tension d'alimentation moindre, par exemple 3,5V . Une telle diminution de la tension d'alimentation réduit la performance en vitesse de ces circuits et il serait très difficile de garder la compatibilité avec le standard 5V [38]

L'une des conséquences de la réduction des dispositifs VLSI est l'augmentation du champ électrique qui permet aux porteurs du canal d'inversion d'acquérir une énergie suffisante pour surmonter la barrière de potentiel Si / SiO_2 . Ceci favorise la multiplication des porteurs chauds dans l'oxyde de grille, et conduit à une dégradation des paramètres du transistor, donc à une limitation de ses performances

Takeda et Al [39] montrent que la durée de vie est liée au courant de substrat par:

$$\tau = A \cdot I_{sub}^{-l} \tag{3.7}$$

A et l des constantes, où $l \cong 2.5$ et I_{sub} , courant de substrat donné par [40].

$$\frac{I_{sub}}{I_D} = 2 \cdot \exp\left(-\frac{1,7 \cdot 10^6}{E_m}\right) \text{ et } E_m = \frac{V_D - V_{Dsat}}{0,2 \cdot t_{ox}^{1/3} \cdot x_j^{1/2}} \tag{3.8}$$

E_m Champ électrique .

La figure 3.10 montre une comparaison des durées de vie obtenues par calcul et expérimentalement, ainsi que le circuit utilisé [39]

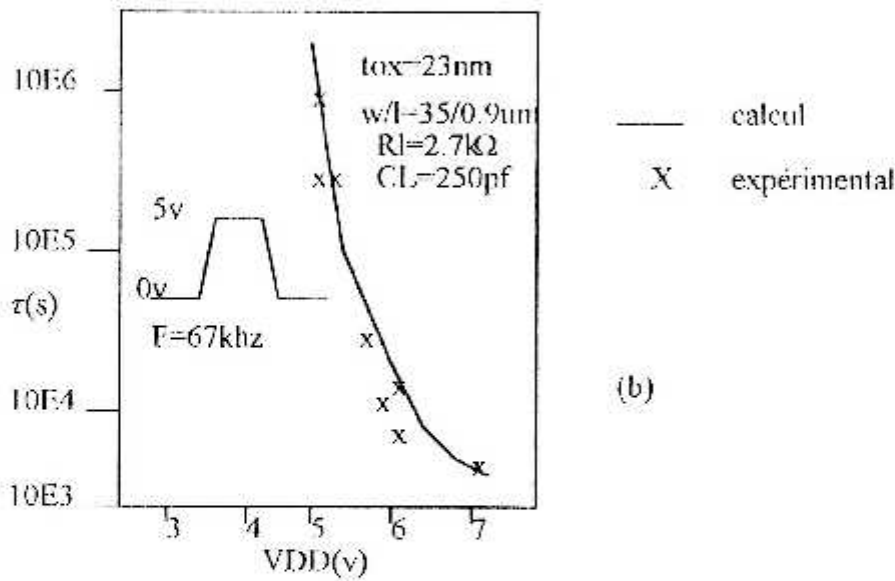
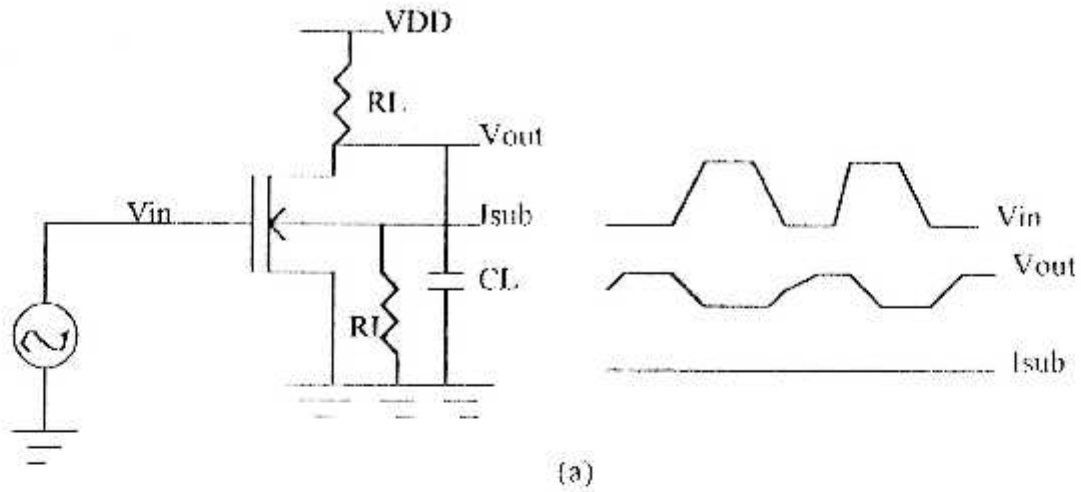


Figure 3.10 : Montage utilisé. (a)

Evaluation de la durée de vie du composant. (b)

3.6 Conclusion.

Nous avons décrit, dans ce chapitre, l'influence d'une contrainte de vieillissement sur la réponse en pompage de charge des transistors MOS. Une étude sur les défauts induits à l'interface Si/SiO_2 par des mécanismes de dégradation uniforme, et enfin les différents types d'injection de porteurs à travers la couche d'oxyde qui ont une grande influence sur les propriétés électriques de l'interface.

CHAPITRE 4

Modèle de la technique de pompage de charge.

4.1 Introduction

L'effet des porteurs chauds et la dégradation des dispositifs sont de plus en plus importants dans la technologie VLSI.

Le phénomène d'injection de ces porteurs conduit à la création des charges d'oxyde (Q_{ot}) et la formation des états d'interfaces (Di_t) à l'interface du système Si / SiO_2 .

Dans ce chapitre, est présenté un modèle de la technique de pompage de charge pour un TMOS à enrichissement.

Ce modèle tient compte des effets canal court prédominants (réduction de la tension de seuil, de la tension bande plate, dues à l'effet de la charge dans l'oxyde et à l'état d'interface, la dégradation de la mobilité et la modulation de la longueur du canal).

4.2 Expression de la charge et de la tension de seuil.

La résolution de l'équation de poisson à une dimension est un problème bien connu et très "classique" [41].

Dans le cas d'une structure MOS, celle ci peut s'écrire.

$$\frac{d^2 \psi(x)}{dx^2} = - \frac{\rho(x)}{\epsilon_{si}} \quad (4.1)$$

Où ψ : potentiel électrostatique.

x : coordonnée spatiale.

ϵ_{si} : permittivité diélectrique du semi-conducteur.

ρ : densité volumique de charges.

L'application du théorème de gauss permet de déterminer la charge d'espace du semi-conducteur.

$$Q_{sc} = - \epsilon_{si} \cdot E_s \quad (4.2)$$

E_s : le champ électrique à l'interface donné par [19].

$$E_s = (\exp(U_F) \cdot (\exp(-U_S) + U_S - 1) + \exp(-U_F) \cdot (\exp(U_S) - U_S - 1))^{1/2} \quad (4.3)$$

Avec :

$$U_S = \frac{\psi_s}{U_T} \quad \text{et} \quad U_T = \frac{kT}{q} \quad (4.4)$$

$$U_F = \frac{\psi_F}{U_T} \quad (4.5)$$

ψ_F Potentiel dans le volume.

Pour un TMOS canal n avec un substrat type P, la charge d'inversion Q_i est évaluée comme fonction du potentiel de surface selon les statistiques de Boltzmann par [42].

$$Q_i = \sqrt{((Q_D + Q_{SS})^2 + 4 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \frac{n_i^2}{Na} \cdot \exp\left(\frac{q\psi_s}{kT}\right) - (Q_D + Q_{SS}))} \quad (4.6)$$

Où

$$Q_D = \sqrt{(2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot Na \left(\psi_s - \frac{kT}{q} - V_{BS}\right))} \quad (4.7)$$

est la charge de déplétion et

$$Q_{SS} = q \cdot D_{it} \cdot \psi_s \quad (4.8)$$

la charge d'état d'interface, Avec :

q : charge de l'électron,

T : température absolue,

K : Constante de Boltzman,

n_i : concentration intrinsèque des porteurs,

D_{it} : densité des états d'interface.

V_{BS} : polarisation du substrat.

La tension de seuil peut être déduite de l'expression (4.6) en écrivant:

$$Q_i = Cox(Vg - V_{th}) \quad (4.9)$$

$$V_{th} = V_{fb} + 2\psi_F + \frac{\sqrt{(2 \cdot q \cdot \epsilon_{si} \cdot Na \cdot 2\psi_F)}}{Cox} \quad (4.10)$$

où $2\psi_F = \psi_s$ et ψ_F est le potentiel de Fermi.

L'application d'une tension drain signifie une modulation de la charge d'inversion et donc:

$$Q_i = Q_{i0} + \Delta Q_i$$

Cette variation de charge d'inversion illustrée sur la figure 4.1 induit une variation de tension de seuil du transistor donnée par [14].

$$\Delta V_{th} = \frac{-q \cdot N_a \cdot L_{s,d} \cdot r_j}{L \cdot C_{ox}} \cdot \left(\left(1 + \frac{2 \cdot L_{s,d}}{r_j} \right)^{1/2} - 1 \right) \quad (4.11.a)$$

$L_{S,D}$: Largeur des zones de charge d'espace .

r_j : Profondeur de la zone de charge d'espace .

N_a : Concentration de dopage .

La tension de grille est reliée simplement au potentiel de surface ψ_S par :

$$V_g = V_{fb} + \psi_S + \frac{Q_{SC}}{C_{ox}} \quad (4.11.b)$$

Où V_{fb} est la tension de bandes plates du dispositif et C_{ox} la capacité d'oxyde de grille par unité de surface.

La charge contenue dans le Semi - Conducteur est égale aux charges d'inversions de déplétion et d'interface Douc.

$$V_g = V_{fb} + \psi_S + \frac{Q_i + Q_D + Q_{SS}}{C_{ox}} \quad (4.12)$$

ΔV_{th} : Effet de la réduction de la tension de seuil du à la polarisation du drain.

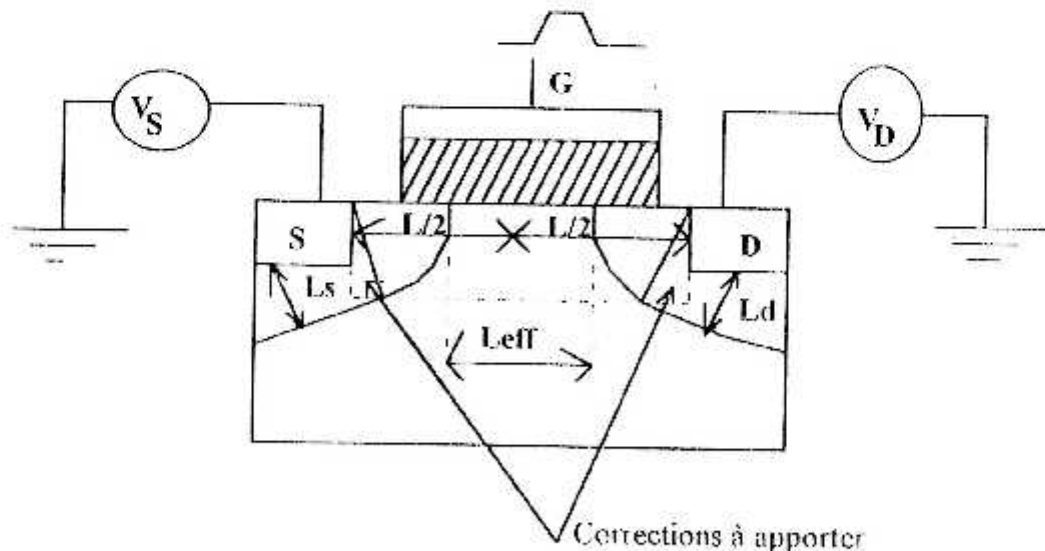


Figure 4 1: Effet de polarisation sur la tension de seuil.

4.3 Mobilité des porteurs .

Pour établir l'expression de la mobilité, il faut noter que les porteurs dans le canal sont soumis à l'action de deux forces:

La première est due au champ de grille ($E_x(\psi)$) qui induit une couche d'inversion à proximité de l'interface Si/SiO_2 , la seconde est due au champ latéral (E_x) supposé faible est négligé dans ce cas

La mobilité effective des porteurs est donnée par l'expression suivante [42]

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \frac{Q_i}{Q_c}} \quad (4.13)$$

Avec : μ_0 : mobilité des porteurs à champ nul

Q_i : charge d'inversion

Q_c : charge critique à partir de laquelle μ_{eff} commence à se dégrader à cause de la dégénérescence

$$Q_c \approx 1.2 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-2}$$

La charge d'inversion est donnée par :

$$Q_i = C_{ox} (V_g - V_{th}) \quad (4.14)$$

En substituant l'expression (4.14) dans (4.13), on aura:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_g - V_{th})} \quad (4.15)$$

θ Coefficient de la dégradation de la mobilité

La mobilité "d'effet de champ" est définie comme suit [42].

$$\mu_{FE} = \frac{C_{ox} \cdot C_i}{C_{ox} + C_i + C_d + C_{ss}} \cdot \frac{\mu_{eff}^2}{\mu_0} \quad (4.16)$$

sachant que:

$$C_i = \frac{dQ_i}{d\psi_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{((2 \cdot (C_D + C_{SS})) \cdot (Q_D + Q_{SS}) + 4 \cdot \epsilon_{si} \cdot \frac{n_i^2}{Na} \cdot \exp(\frac{q\psi_s}{kT})) - (C_D + C_{SS})}{2 \cdot \sqrt{(Q_D + Q_{SS})^2 + 4 \cdot \epsilon_{si} \cdot \frac{n_i^2}{Na} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \exp(\frac{q\psi_s}{kT})}} \quad (4.17)$$

où $C_{SS} = q \cdot D_{it}$ (4.18)

$$C_d = \frac{q \cdot \epsilon_{si} \cdot N_a}{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_a(\psi_s - \frac{kT}{q} - V_{sb})}} \text{ et } C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (4.19)$$

et

$$\mu_{FE} = \frac{\mu_0 (1 + (\frac{2\theta}{C_{ox}})(Q_d + Q_i(\frac{C_d}{C_i})))}{(1 + (\frac{\theta}{C_{ox}})(2Q_d + Q_i))^2} \quad (4.20)$$

l'expression (4.17) de μ_{eff} peut se mettre sous la forme :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \alpha D_{it}} \text{ avec } \alpha = \frac{\mu_0}{\mu_{FE}} \cdot \frac{C_{ox}}{C_{GC}} - 1$$

Généralement les expressions de μ_0 et α sont données par [48] :

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 3490 - 164 \text{Log}(Na) \\ \alpha &= -0.104 + 0.0193 \text{Log}(Na) \end{aligned} \quad (4.21)$$

4.4 Expression du Courant de Drain

4.4.1 Introduction .

Dans la modélisation il est souvent intéressant de lier l'étude transitoire (dans notre cas développement de la technique de pompage de charge, CPM) à l'étude statique qui consiste à suivre l'évaluation du courant drain, ainsi que les différents paramètres de modélisation du transistor MOS .

La relation (4.10) montre bien la relation que nous avons établie entre la technique de pompage de charge et l'étude statique avant et après la dégradation.

Le courant de drain est évalué pour les deux régions de fonctionnement du transistor : la région linéaire et la région de saturation .

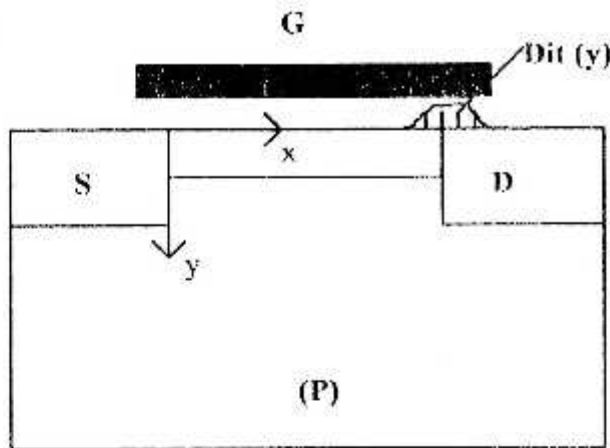


Figure 4.2: Représentation du Transistor MOS avec Densité d'état d'interface

a) région linéaire.

Le potentiel le long du canal peut s'exprimer par :

$$dV_c = I_D \cdot dR_c = \frac{-I_D \cdot dy}{W \cdot \mu \cdot Q'_n(y)} \quad (4.22)$$

$$Q'_n(y) = C_{ox} \cdot (V_g - V_{on} - V_c(y)) + qD_{it}(y) \quad (4.23)$$

Le courant de drain est évalué à partir de l'équation de transport donnée [48] par :

$$I_{DS} = -W \cdot \mu_{eff} \cdot Q'_n(y) \cdot \frac{dV_c}{dy} \quad (4.24)$$

avec $\frac{dV_c}{dy}$: Expression du champ latéral, et $\mu_{eff} \cdot \frac{dV_c}{dy}$: Vitesse de porteurs $V(y)$.

En multipliant l'expressions(4.24) par μ_0 / L puis en intégrant le long du canal, on obtient :

$$\frac{\mu_0 \cdot I_D \cdot dy}{\mu_{eff} \cdot L} = \frac{\mu_0 \cdot W}{L} \cdot C_{ox} \cdot (V_g - V_{on} - V_c(y)) dV_c - \frac{\mu_0 \cdot W}{L} \int_0^L q \cdot D_{it} \cdot dV_c \quad (4.25)$$

Le premier terme correspond au courant de drain avant dégradation

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \cdot \mu_0 \cdot C_{ox} \cdot (V_g - V_{on} - \frac{V_D}{2}) \cdot V_D \quad (4.26)$$

Le second terme correspond au courant de drain après dégradation donné par :

$$\frac{\mu_0 \cdot W}{L} \cdot \int_0^L q \cdot D_{it} \cdot \left(\frac{dV_c}{dy} \right) \cdot dy = \frac{\mu_0 \cdot W}{L} \cdot V_D \cdot q \cdot \overline{D_{it}} \quad (4.27)$$

où

$$\overline{D_{it}} = \frac{1}{L} \cdot \int_0^L D_{it}(y) \cdot dy \quad (4.28)$$

$\overline{D_{it}}$: Densité moyenne des états d'interface.

En combinant les expressions (4.27) et (4.28), on aura :

$$I_{DS} = \frac{\mu_0 \cdot W}{L} \cdot \left(\frac{C_{ox} \cdot (V_g - V_{on} - \frac{V_D}{2}) \cdot V_D - q \cdot D_{it} \cdot V_D}{1 + \alpha \cdot D_{it}} \right) \quad (4.29)$$

$$= \frac{W}{L} \cdot C_{ox} \cdot \frac{\mu_0}{1 + \alpha \cdot D_{it}} \cdot \left(V_g - V_{on} - \frac{q \cdot D_{it}}{C_{ox}} - \frac{V_D}{2} \right) \cdot V_D \quad (4.30)$$

$$= \frac{W}{2L} \cdot C_{ox} \cdot \mu_{eff} \cdot (2V_D (V_g - V_{on}) - \left(\frac{2q \cdot D_{it}}{C_{ox}} \cdot V_D + V_D^2 \right)) \quad (4.31)$$

Posons $\beta = \frac{2 \cdot q \cdot D_{it}}{C_{ox} \cdot V_D}$; l'expression du courant drain se met sous la forme finale :

$$I_{DS} = \frac{W}{2L} \cdot C_{ox} \cdot \mu_{eff} \cdot (2V_D (V_g - V_{on}) - (1 + \beta)V_D^2) \quad (4.32)$$

b) Région de saturation.

Dans cette région, la composante latérale du champ électrique est si importante que les approximations de la forte inversion et du canal graduel ne sont plus valables.

La solution exacte de la densité des porteurs et des distributions du champ ne peut être obtenue qu'à partir de la "simulation bidimensionnelle".

Pour obtenir des relations analytiques simple du courant de drain, on a recours aux approximations suivantes :

* L'amorce de la saturation de la vitesse des porteurs se produit pour $V_{ds} = V_{dsat}$.

* La concentration d'impuretés au voisinage de l'interface *Si/SiO2* est constante le long du canal.

Compte tenu de la valeur élevée du champ électrique dans la zone pincée du canal, il s'y produit une multiplication des porteurs du courant drain par ionisation par impact.

Le courant de trous générés par ionisation par impact peut être écrit comme fonction du champ électrique maximal E_m le long du canal

* Expression analytique de V_{DSat} :

L'expression de la tension de saturation est donnée par :

$$V_{DSat} = \frac{(V_g - V_{on}) \cdot L \cdot E_{sat}}{V_g - V_{on} + L \cdot E_{sat}} \quad (4.33)$$

avec E_{Sat} champ de saturation exprimé par :

$$E_{sat} = \frac{V_{sat}}{\mu_{eff}} \quad (4.34)$$

Dans la région de saturation ($E > E_{sat}$), la vitesse de saturation (V_{Sat}) est égale à $7 \cdot 10^6 \text{ V/cm}$. Mais dans la région linéaire ($E < E_{sat}$) la vitesse des porteurs est donnée par :

$$V = \frac{\mu_{eff} \cdot E}{1 + \frac{E}{E_{sat}}} \quad (4.35)$$

L'expression du courant de saturation est obtenue en remplaçant V_{ds} par V_{dsat} et L par L_{eff} dans l'expression (4.34), ce qui donne :

$$I_{DSat} = \frac{W}{2L} \cdot C_{ox} \cdot V_{sat} \cdot (2(V_g - V_{on}) - (1 + \beta)V_{DSat}) \quad (4.36)$$

À partir de (4.33), nous pouvons écrire :

$$I_{DSat} = \frac{W}{2L_{eff}} \cdot C_{ox} \cdot \mu_{eff} \cdot (2(V_g - V_{on})V_{DSat} - (1 + \beta)V_{DSat}^2) \quad (4.37)$$

4.4.2 Influence des résistances séries

L'influence des résistances séries **Source - Drain** ($R_{S,D}$), sur les caractéristiques électriques devient plus en plus prononcée, et ne peut plus être négligée.

Les résistances séries ($R_{S,D}$) ont une grande influence sur le coefficient de la dégradation θ qui sera remplacé par θ_{eff} pour avoir :

$$\theta_{eff} = \theta + 2 \cdot \beta_0 \cdot R_{S,D} \quad \text{avec} \quad \beta_0 = \frac{W}{L} \cdot \mu_0 \cdot C_{OX} \quad (4.38)$$

4.4.3 . Modèle Analytique de Transconductance .

Un modèle Analytique de transconductance pour MOSFET à enrichissement est présenté . Ce modèle, basé sur une dépendance de la mobilité avec la charge d'inversion, permet de calculer la transconductance des MOSFETs en fonction des paramètres tels que la polarisation du substrat, l'épaisseur d'oxyde de grille, la longueur du canal, la résistance série source - drain, la densité d'états d'interface, et le facteur de réduction de la mobilité . Le maximum de la mobilité d'effet de champ et la tension de seuil extrapolée déduites des caractéristiques de transfert sont Analysés en fonction de ces paramètres.

Il est finalement souligné que ce modèle de MOSFET, procure un outil simple mais utile pour l'investigation des limitations propres à la miniaturisation des dispositifs . La transconductance du MOSFET g_m est définie selon le modèle de Ghibaudo [42] comme étant la dérivée de I_{DS} par rapport à la tension de grille V_g sans tenir compte ni de la présence de charge d'oxyde, ni des états d'interface, ni de la dégradation de mobilité .

$$g_m = \frac{W}{L} \cdot \left(\frac{d\mu_{eff}}{dV_g} \cdot Q_i + \mu_{eff} \cdot \frac{dQ_i}{dV_g} \right) \quad (4.39)$$

Le modèle proposé et implanté dans SPICE3F4, tient compte des trois paramètres : D_{it} , Q_{ox} , et θ est donné comme suit .

$$A = \frac{1}{2} \cdot \frac{W}{L} \cdot C_{ox} \cdot \mu_{uz} \quad \text{et} \quad \mu_{uz} = \frac{\mu_0}{1 + \alpha \cdot D_{it}} \quad (4.40)$$

Dans la région linéaire la transconductance a pour expression :

$$g_m = 2 \cdot A \cdot V_{ds} \quad (4.41)$$

ou α (4.20) est un paramètre qui dépend fortement du coefficient de dégradation θ

Le courant drain est fonction du courant pompé (mesuré au niveau du substrat), il dépend en plus de ces trois paramètres, du champ électrique qui est a son tour inversement proportionnel à l'épaisseur d'oxyde de grille, et à la profondeur de la jonction source / drain et proportionnel à V_{dsat} (fonction de V_g s) donnée par l'équation (4.34)

4.5 Méthode numérique pour l'évaluation du courant pompé.

4.5.1 Formulation de $I_{cp}(V_{gh})$ et $I_{cp}(V_{gl})$

* ΔV_g variable.

Une méthode numérique a été proposée pour déterminer la densité des états d'interfaces et la charge d'oxyde induites par les porteurs chauds du canal et permettant une extraction du courant pompé en fonction de ces paramètres.

La procédure d'extraction de ces paramètres est donnée par un algorithme [4] montré sur la figure 4.3.

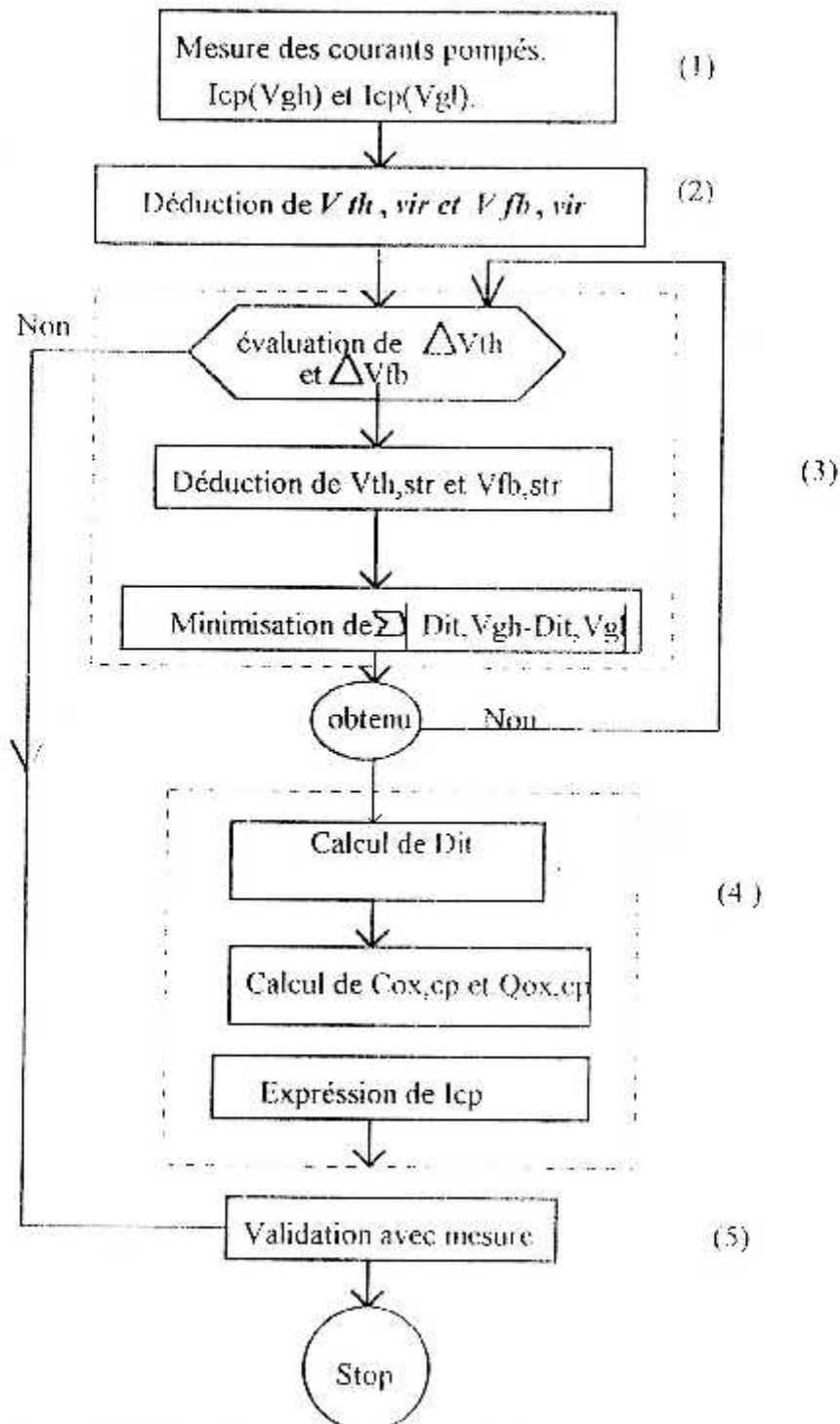


Figure 4.3. Algorithme proposé pour évaluer I_{cp} .



- (1) Mesure du courant pompé I_{cp} pour les composants testés avant et après la contrainte.
- (2) Dédution de la tension de seuil locale $V_{th,vir}$ et la tension de bandes plates $V_{fb,vir}$ pour des composants avant la contrainte
- (3) Détermination de la tension de seuil $V_{th,str} : V_{th,str} = V_{th,vir} + \Delta V_{th}$
 et la tension bande plate: $V_{fb,str} : V_{fb,str} = V_{fb,vir} + \Delta V_{fb}$.
- (4) Calcul de D_{it} et Q_{ox} sur la base des résultats de l'étape (3).
- (5) Validation et interprétation.

L'expression du modèle mathématique développée concernant le courant pompé est donnée par

$$I_{cp} = D_1 \cdot 1,587 \cdot (1 - \exp(-v_3)) + I_{fuite}$$

Avec $v_3 = \frac{\Delta V_g - V_{fb}}{V_{fb} - V_{th}}$, I_{fuite} : Courant de fuite, D_1 : expression qui dépend des différents paramètres de $I_{cp_{max}}$ et la valeur (1.587) est une constante déduite du produit de la charge

(q), du potentiel thermodynamique $(\frac{kT}{q})$ et de certaines grandeurs constantes.

Puisque la grandeur de I_{cp} est une mesure d'une valeur totale des densités d'états basée sur [1] et [4], la courbe I_{cp} en fonction de V_{gh} après contrainte peut s'exprimer par [4]

$$I_{cp}(V_{gh}) = q \cdot W \cdot f \cdot \int_{x_{Ls}}^{x_{Ld}} D_{it}(V_{gh}, x) (V_{gh} - V_{th,str}) dx \quad (4.42)$$

où

$$x_{Ls} = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{si}}{q \cdot Na}} \cdot ((V_{rev} + \psi_F)^{1/2} - (2\psi_F)^{1/2}) \quad (4.43)$$

$$x_{Ld} = L_{eff} + \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon_{si}}{q \cdot Na}} \cdot ((V_{rev} + \psi_F)^{1/2} - (2\psi_F)^{1/2}) \quad (4.44)$$

$$I_{cp}(V_{gh}) = q \cdot W \cdot f \cdot \int_{x_{L_s}}^{x_{L_d}} D_{it} \cdot V_{gl} \cdot u(V_{gh} - V_{th, vir} + \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}) dx \quad (4.45)$$

Pareillement, pour I_{cp} en fonction de V_{gl} après contrainte, nous avons

$$I_{cp}(V_{gl}) = q \cdot W \cdot f \cdot \int_{x_{L_s}}^{x_{L_d}} D_{it} \cdot V_{gl} \cdot u(V_{fb, str} - V_{gl}) dx \quad (4.46)$$

$$I_{cp}(V_{gl}) = q \cdot W \cdot f \cdot \int_{x_{L_s}}^{x_{L_d}} D_{it} \cdot V_{gl} \cdot u(V_{fb, vir} - V_{gl} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}}) dx \quad (4.47)$$

avec u est défini par pas de fonction [4].

$$u(f(x)) = \begin{cases} 0, & f(x) < 0 \\ 1, & f(x) \geq 0 \end{cases} \quad (4.48)$$

où

$$V_{th, str} = V_{th, vir} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \text{ et } V_{fb, str} = V_{fb, vir} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} \quad (4.49)$$

Dans (4.49), nous supposons que, le décalage de ΔV_{th} et ΔV_{fb} sont donnés par :

$$\Delta V_{th} = V_{th, str} - V_{th, vir} \text{ et } \Delta V_{fb} = V_{fb, str} - V_{fb, vir}$$

d'où :

$$\Delta V_{th} = \Delta V_{fb} \quad (4.50)$$

4.5.2 Détermination de la densité des états d'interface

Il est clair que la densité des états d'interface est basée sur la modulation de la longueur effective L_{eff} du canal par les tensions inverses des jonctions source/substrat et drain/substrat.

En effet, lorsqu'on augmente la ou les tensions inverses des jonctions (ce qui entraîne une diminution de L_{eff}), les états d'interface situés dans l'extension de la zone désertée (correspondant à l'incrément de tension) ne contribuent plus au courant pompé.

Cependant, il est possible d'estimer la densité d'états d'interface localement à la surface du canal par [43] :

$$D_{it, V_{gh}} = \left(\frac{C_{ox} + C_D}{q} \right) \cdot \left(\frac{\beta \cdot V_{gh}}{\alpha} \right) \quad (4.51)$$

et

$$D_{it, V_{gl}} = \left(\frac{C_{ox} + C_D}{q} \right) \cdot \left(1 - \frac{\beta \cdot V_{gl}}{\alpha} \right) \quad (4.52)$$

Avec : $\beta = \left(\frac{kT}{q} \right)^{-1}$, $\alpha = \beta \cdot V_D \cdot \left(\frac{m}{n} \right)$, $\frac{m}{n} = \frac{C_{ox} + C_D}{C_{ox} + C_D + C_{SS}}$, $C_D = \frac{\delta Q_D}{\delta \psi_s}$,

$$C_{SS} = \frac{\delta Q_{SS}}{\delta \psi_s} \text{ et } C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

4.6 Régime du pompage de charge.

4.6.1 Evaluation de $I_{cp}(v_{gl})$ pour ΔV_g fixe.

On dit que le régime de pompage de charge est atteint, lorsque le niveau haut (V_{gh}) du signal de grille dépasse la tension de seuil du transistor tandis que le niveau bas (V_{gl}) reste constamment inférieur à V_{fb} .

Si $V_{gh} > V_{th}$ et $V_{gl} < V_{fb, str}$:

$$I_{cp} - I_{cpmax} = 2 \cdot q \cdot f < D_{it} > \cdot A_{eff} \cdot kT \cdot \text{Log} \left(V_{th} \cdot n_i \cdot \sqrt{\sigma_n \cdot \sigma_p} \cdot \frac{|V_{fb} - V_{th}|}{\Delta V_g} \cdot \sqrt{f_r} \cdot T_f \right) \quad (4.53)$$

De même, le courant pompé est évalué pour deux autres régions de fonctionnement : Les deux régions linéaires correspondant à la transition de l'accumulation à l'inversion et vice-versa, ainsi que deux autres régions à accumulation, où l'intensité du courant pompé est le courant de fuite des jonctions source / substrat et drain / substrat.

4.6.2 Courant de fuite.

Le courant de fuite d'une jonction NP en sens inverse est donné par [38].

$$I = q \cdot A \cdot \left(\frac{D_n}{\tau_n} \right)^{1/2} \cdot n_i^2 + q \cdot A \cdot n_i \cdot \left(\frac{w}{\tau_e} \right) \quad (4.54)$$

$$n_i(T) = 3,9 \cdot 10^6 \cdot T^{3/2} \cdot e^{-E_g/2kT} \quad (4.55)$$

Avec :

q : La charge de l'électron, A : La surface de la jonction, et $D_n = \frac{kT}{q} \cdot \mu_n$ le Coefficient de diffusion des électrons où ;

τ_n : la durée de vie des électrons dans le Si type P.

n_i : La concentration intrinsèque des porteurs.

W : La profondeur de la zone de déplétion.

τ_n : La durée de vie effective des porteurs dans la zone de déplétion.

N_d : concentration du dopage.

E_g : La largeur de la bande interdite.

Le premier terme de l'expression (4.54) proportionnel à n_i^2 , représente le terme de diffusion, et le second, proportionnel à n_i , est le terme de génération - recombinaison

4.7 Tableau résumant les paramètres du modèle.

Paramètre	Définition	Unité	Valeur par défaut
L	Longueur du canal	cm	$0,8 \cdot 10^{-6}$
W	Largeur du canal	cm	$4 \cdot 10^{-6}$
V_{fb}	Tension de bande plate	V	-0.9351
T_{ox}	Epaisseur d'oxyde de grille	cm	$1,2 \cdot 10^{-6}$
N_{sub}	Densité du dopage du substrat	$1/cm^3$	$1 \cdot 10^{16}$
Φ_B	Potentiel de volume	V	0.2300
I_{mod}	Modulation de la longueur	-	-
L_d	Longueur effective	cm	-
W_k	Travail de sortie	V	0.9351
N_{ox}	Charges fixes de l'oxyde de grille	$1/cm^2$	-
V_{th}	Vitesse thermique	cm/S	$1 \cdot 10^{17}$
σ	Section efficace moyenne de capture	cm^2	$1 \cdot 10^{-15}$
V_{gh}	Niveau haut du signal	V	-

V_{gl}	Niveau bas du signal	V	-
ΔV_g	Variation d'amplitude	V	-
$Freq$	Fréquence du signal	Hz	-
D_{it}	Densité d'états d'interface	$ev^{-1}.cm^{-2}$	-
T_r	Temps de montée	S	-
T_f	Temps de descente	S	-
T_{pc}	Type de charge dans l'oxyde +1 positives -1 négative	-	-
μ_0	Mobilité en surface	$cm^2/V.S$	600
θ	Coefficient de dégradation de la mobilité	V/cm	-
V_{sat}	Vitesse de saturation	V/cm	1.10^{12}
$B_{V_{DS}}$	Tension maximale Drain - source	V	-
$R_{S,D}$	Résistance séries source - drain	Ω	-

4.8 Calcul des paramètres par défaut [46].

Si les paramètres ci-dessous ne sont pas spécifiés pendant la description du circuit, il seront calculés de la façon suivante :

1) Concentration du substrat .

$$N_{sub} = n_i \cdot \exp\left(\frac{q\psi_F}{2kT}\right) \quad (4.56)$$

2) potentiel de volume.

$$\psi_F = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log}\left(\frac{N_{sub}}{n_i}\right) \quad (4.57)$$

3) travail de sortie.

$$W_k = 0,05 - \frac{E_g + \psi_s}{2} \quad (4.58)$$

4) tension de bandes plates

$$V_{fb} = W_k - \frac{Q_{it}}{C_{ox}} \text{ avec } C_{ox} = \frac{\epsilon}{T_{ox}} \quad (4.59)$$

4.9 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons présenté un modèle concernant la technique de pompage de charge sur un **TMOS** canal n court.

Ce modèle décrit quelques effets physiques concernant les performances du transistor ainsi que leurs dégradations lorsque ce dernier est soumis ou non à une contrainte.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la structure du simulateur **spice3f4** et voir comment valider ce modèle et déterminer les limites de son utilisation.

CHAPITRE 5

Implantation Et Validation :

5.1 Introduction:

L'industrie électronique en général, et la micro-électronique en particulier utilisent énormément les simulateurs afin de déterminer les performances électriques du circuit et de définir les spécifications des différents composants au moindre coût, c'est à dire sans la nécessité d'élaborer un prototype, ce qui nous permet de gagner du temps et par conséquent beaucoup d'argent. Donc on peut dire que les simulateurs constituent un outil très important d'aide au développement de la technologie

Ils sont fondés sur un ensemble d'équations mathématiques (modèles), qui avec le progrès technologique ont acquis une certaine complexité due à la géométrie des dispositifs qui va en diminuant.

Avec cet outil, il devient possible à l'ingénieur de concevoir un nouveau produit et de prévoir ces performances en étant devant un terminal d'ordinateur [47] .

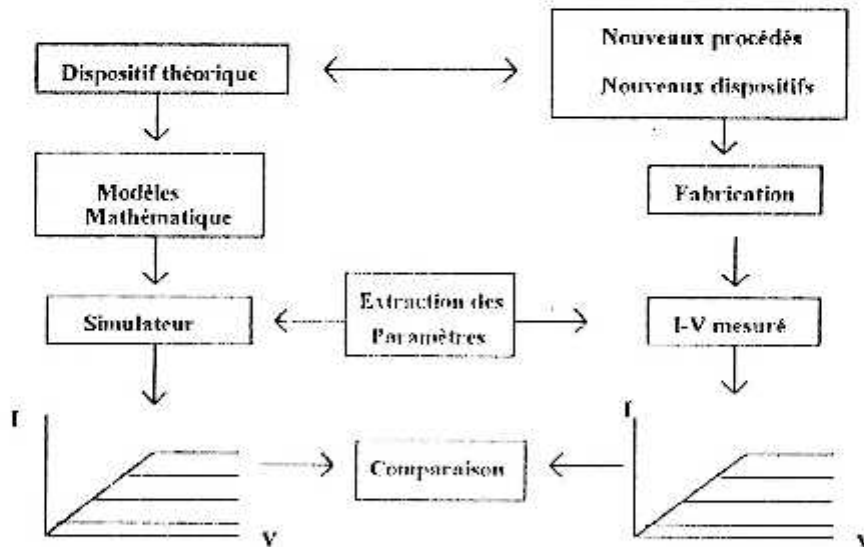


Figure 5.1: Différentes étapes de la modélisation

5.2 Implantation

5.2.1 Simulation électrique

La simulation électrique est l'une des premières étapes de conception d'un circuit intégré, car non seulement elle constitue une aide à sa mise au point mais permet de plus d'analyser et de prédire son comportement et ses performances, donc sa modification ainsi que son optimisation avant même son envoi en fabrication.

Dans le cas précis de la simulation électrique, il n'est plus question d'effectuer le calcul "à la main" du temps de commutation d'un inverseur (technologie CMOS) surtout si on tient compte de tous les phénomènes physiques tels que l'effet de substrat, la réduction de la mobilité, etc. Ces calculs risquent de devenir vite complexes voire inextricables. L'inverseur étant l'élément de base de tout circuit logique en technologie MOS, on comprend alors que pour des circuits complexes, le recours à la simulation électrique est inéluctable [48] .

5.2.2 Modélisation

Modéliser un dispositif électronique revient à faire une description électrique de son fonctionnement à l'aide d'expressions analytiques et de schémas. Puisqu'un modèle n'est qu'une approximation, et afin de réaliser le meilleur compromis entre complexité de calcul et approximation, il faut connaître les phénomènes physiques régissant le fonctionnement d'un dispositif et la limite de leurs validités [48] .

On distingue deux types de modèles:

❶ Modèle comportemental (tabulé):

On relève les réponses pour toutes les entrées possibles. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées: Approximations linéaires, polynomiales,... Il faudrait stocker en mémoire tous les points des caractéristiques (modèle tabulé). La quantité d'information fournie par ce type de modèles est maximale mais elle est compensée par la rapidité d'utilisation.

❷ Modèle analytique:

Obtenu par la mise en équation des lois physiques ou électriques régissant le fonctionnement du système. C'est un modèle générique facilement paramétrable en différents type d'un même modèle. Il permet d'obtenir des modèles de niveaux différents suivant la complexité souhaitée qu'il sera aisé de modifier. Son utilisation nécessite un temps de calcul très important et provoque une réduction de la quantité d'information.

La précision d'un modèle sera d'autant plus grande que le modèle sera complexe. Ce qui nécessite une large place mémoire et un temps de calcul très important, facteur que l'on cherche à minimiser le plus possible. Ainsi, pour une précision donnée, le meilleur modèle sera le plus simple.

5.2.3 Choix Du Simulateur Electrique

Le choix du simulateur a été fait selon deux critères :

❶ Ses performances en simulation.

❷ L'accessibilité aux modèles. On peut définir trois classes de simulateurs en fonction de leur accessibilité aux modèles [47] .

a) *Simulateurs ouverts*: **ASTE**C (CEA, CISI), et **ESACAP** (Université de Copenhague).

Les simulateurs à modèles ouverts sont des logiciels qui permettent d'écrire des formules directement dans le langage de description. Il se présentent sous la forme d'un programme exécutable pour lequel il a été prévu la possibilité de décrire extérieurement les modèles de dispositifs. Le programme de simulation autorise alors l'utilisateur à décrire un composant particulier par les équations caractéristiques de son comportement. On peut ainsi enrichir ou modifier des bibliothèques de composants et adapter le simulateur à des besoins précis.

b) *Simulateurs semi-ouvert*: **SPICE3** (Université de Berkeley) **CIRCEC** (Thomson, Racal-Redac)

Les simulateurs à modèles semi-ouvert se présentent sous la forme d'un programme exécutable livré avec un certain nombre de fichiers sources qui doivent permettre la description interne des nouveaux modèles de dispositifs par modification des fichiers concernés. La compilation et l'édition de lien de ces fichiers rendent opérationnels ces modèles.

c) *Les simulateurs fermés* : **SPICE2** (Université de Berkeley).

Les simulateurs à modèles fermés sont développés pour les concepteurs de circuits à cause de leur rapidité de calcul et leur souplesse d'utilisation. Les fournisseurs de ces programmes ne livrent, à l'utilisateur, que le programme exécutable avec des modèles figés sans possibilité de modifier l'expression des paramètres constituant la bibliothèque.

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes intéressés au simulateur **SPICE3**.

5.2.4 Simulateur **SPICE3**

SPICE3 (Simulation Program with Integrated Circuits Emphasis) mis au point par l'université de **BERCKELEY** a été développé par **B.JHONSON**, **T.QUARLES**, **A.R.NEWTON**, **D.O.PEDERSON** et **A.SANGIOVANNI-VINCENTELLI** [49]. Ce logiciel, entièrement réécrit, est développé en langage C. Sa structure a été repensée en termes de modules qui s'interconnectent. Cette nouvelle version introduit des concepts de multitâches et de graphisme, qui n'étaient pas concevables sous l'ancienne version (mode texte)

SPICE3 est divisé en deux parties principales :

- ⊗ Le module **SPICE** qui effectue la simulation proprement dite.
- ⊗ Le module **NUTMEG** qui récupère les résultats et les affiche sous forme graphique.

NUTMEG a été conçu comme une partie dépendante et intégrée dans **SPICE**, ce qui évite de quitter l'environnement Simulation pour passer à l'environnement Visualisation des résultats. Mais on peut utiliser **NUTMEG** indépendamment pour tracer, à posteriori, les caractéristiques de simulation lancées en arrière plan (mode Batch), ce qui est très intéressant pour les gros circuits.

Ce simulateur permet, en théorie, d'introduire de nouveaux composants, puisque l'ensemble des codes d'un élément ont été regroupés dans les fichiers d'un même répertoire. Il permet aussi de changer de méthode numérique de calcul de la solution ou de créer une nouvelle interface pour l'intégrer à un système de conception de circuit, par exemple. En effet, tous les codes sources sont fournis. Il est à la charge du développeur de faire les modifications qu'il désire.

La nouvelle restructuration de **SPICE3** permet d'avoir plusieurs modules, regroupés dans différents répertoires de petites tailles, suivant leur fonctionnalité. La figure 5.2 schématise la structure de **SPICE3** [49].

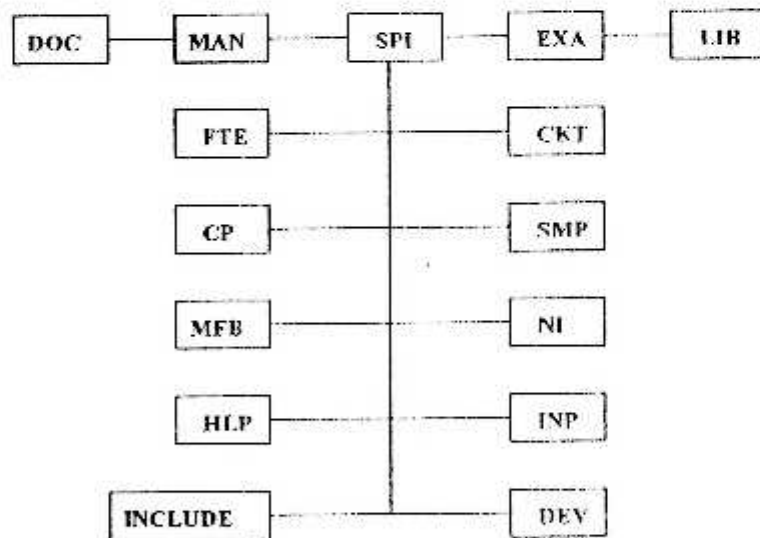


Fig 5.2 Structure de SPICE3

5.2.4.1 LE REPERTOIRE DOC

Le répertoire **DOC** (Document) contient la documentation fournie avec le logiciel **SPICE3**, on peut y trouver toutes les généralités concernant l'utilisation et le fonctionnement de **SPICE3**.

5.2.4.2 LE REPERTOIRE MAN

Le répertoire **MAN** (Manual) contient le manuel de **SPICE3**. Il s'intéresse plus particulièrement à expliquer le fonctionnement des divers modules constituant le logiciel. Les modules se trouvant sous le répertoire **DOC** étant eux plus orientés généralités.

5.2.4.3. LE REPERTOIRE EXA

Le répertoire **EXA** (Examples) contient différents fichiers exemples de circuits électriques qui peuvent être simulés avec **SPICE3**. Il s'agit de circuits classiques, tels que le circuit différentiel pair ou le circuit amplificateur MOSFET, dont le but est de montrer la potentialité du logiciel et de comparer les résultats : temps de calcul et précision.

5.2.4.4 LE REPERTOIRE LIB

Le répertoire **LIB** (Library) contient un **HELPDIR** dans lequel se trouvent toutes les informations d'aide au système ainsi que le fichier **MFBCAP** de description des codes des terminaux permettant la visualisation des résultats sous **NUTMEG**. N'importe quel terminal en mode texte permet de décrire un fichier de description de schéma électrique, mais l'affichage des résultats doit se faire sur un terminal graphique.

5.2.4.5 LE REPERTOIRE SPI

Le répertoire **SPI** contient les sous répertoires : **FTE**, **CKT**, **CP**, **NI**, **MFB**, **SMP**, **HLP**, **INP**, **INCLUDE** et **DEV**. Ces sous répertoires, présentes dans les paragraphes suivants, contiennent l'ensemble des codes sources utilisés par le programme de simulation électrique **SPICE3**.

● Le répertoire **FTE** (Front End) s'occupe de la gestion de l'interface du simulateur **SPICE3**. Il contient les routines permettant extérieurement au fichier description de lancer la partie **ANALYSE** du circuit. Il permet, notamment, l'arrêt d'une analyse et sa reprise, ce qui permet de fractionner une étude lors, par exemple, de problème de non convergence, de lancer un autre mode d'analyse, de modifier certaines variables du circuit, de comparer les résultats entre plusieurs études, etc. Ceci révèle une nette amélioration de la souplesse d'utilisation de **SPICE3** par rapport à **SPICE2**.

② Le répertoire **CKT** (Circuit) s'occupe de toute la gestion du circuit et des divers modes d'analyse relatifs à celui-ci. Cependant, les fonctions relatives au lancement de la simulation se trouve dans la structure **SIMinfo** du type **IFsimulator** (définie dans le fichier **IFsim.C**) présente dans le fichier **SIMinit.C**. Ce fichier définit en externe des informations sur les dispositifs (**SPICEdev *info**) et sur les analyses (**SPICEanalysis *info**). Dans ce module, les paramètres **NS** (NodeSet), **IC** (Initial Conditions) et **NodeType** sont aussi déclarés. Les différentes structures concernant les analyses (**SPICEanalysis *ANALInfo**), les modèles (**SPICEdev *Devices**) et la simulation (**SIMinfo**) se trouvent aussi déclarés dans ce module. La fonction "SIMinit" (Simulation Initialisation) prépare la simulation en plaçant un pointeur à l'adresse du début de simulation et appelle les fonctions appropriées.

③ Le répertoire **CP** (Command Program) contient les modules décrivant les commandes d'exploitation de l'interface. Ces commandes, de par leurs structures, ressemblent beaucoup à celles du système d'exploitation **UNIX** pour lequel ce programme a été écrit. Il s'occupe notamment des modules et des variables du "C Shell Parser" qui correspond à un langage de programmation et un langage de commande. La définition même du "Shell" rappelle l'appartenance du programme à l'environnement **UNIX**.

④ Le répertoire **NI** (Numeric Integration) s'occupe de tous les modes de calcul numérique, en particulier, les diverses méthodes d'intégration numérique : méthode de **GEARS** et la méthode trapézoïdale.

⑤ Le répertoire **MFB** contient les codes sources d'un processeur graphique développé par l'Université de **BERKELEY**. Ce programme, du domaine public, est utilisé par le module **NUTMEG** qui permet de visualiser les courbes résultats en mode graphique. Ces modules ont été écrits pour le système d'exploitation **DOS**, **UNIX** et **VMS**, leurs codes sources se trouvant chacun dans un sous répertoire de **MFB**.

⑥ Le répertoire **SMP** s'occupe de la résolution de la matrice **Admittance**. Il contient toutes les routines permettant la factorisation d'une matrice donnée par la méthode **LU**, puis son inversion par la méthode de substitution "**Forward-Backward**".

⑦ Le répertoire **HLP** (**H**elp) contient les routines permettant de lire les informations du système d'aide au logiciel **SPICE3**. Trois versions de ce code sont fournies : une pour **DOS**, une pour **UNIX** et une dernière pour **VMS**. Ces modules recherchent à partir du titre les informations se trouvant dans l'un des sous répertoires écrits sous **LIBMHELPDIR**.

⑧ Le répertoire **INP** (Input) s'occupe de la gestion des fichiers description. Il permet de vérifier la topologie du circuit et de construire la matrice en extrayant les paramètres nécessaires au calcul. Il incorpore au schéma électrique les modèles des dispositifs utilisés et teste le brochage. En cas d'erreur, la partie **ANALYSE** n'est pas effectuée.

⑨ Le répertoire **INCLUDE** contient la définition des variables globales utilisées par le programme, ainsi que toutes les structures mises en commun. L'instruction **INCLUDE** permet d'insérer le contenu du fichier d'en-tête **.h** (header).

5.2.4.6 LE REPERTOIRE DEV

Le répertoire **DEV** (Devices) contient toute la structure des différents composants de base et leurs modèles. L'ordre d'appel des différents modules constituant le dispositif est piloté d'un autre répertoire en fonction du type d'analyse demandé. Cependant, la structure reste identique. Les parties non implantées (une résistance n'a pas de module dynamique puisqu'elle a le même comportement qu'en statique) sont toutefois définies mais leur fonction renvoie **NULL**. Par conséquent, les paramètres ne subissent alors aucune modification. Ce répertoire contient les composants suivants :

- **BJT.DIR** : Le modèle du transistor Bipolaire.
- **BSIM1.DIR** : Le modèle **BSIM1** (MOS4) du transistor MOS.
- **BSIM2.DIR** : Le modèle **BSIM2** (MOS5) du transistor MOS.
- **CAP.DIR** : Le modèle de la capacité.
- **CCCS.DIR** : Le modèle d'une Source en courant contrôlée en courant.
- **CCVS.DIR** : Le modèle d'une Source de tension contrôlée en courant.
- **CSW.DIR** : Le modèle d'Interrupteur idéal contrôlé en courant.
- **DIO.DIR** : Le modèle de la diode.
- **IND.DIR** : Le modèle d'Inductance et mutuelle Inductance.
- **ISRC.DIR** : Le modèle d'une source de courant indépendante.
- **JFET.DIR** : Le modèle du transistor JFET.
- **MES.DIR** : Le modèle du transistor MESFET.
- **MOS1.DIR** : Le modèle du transistor MOS niveau 1.
- **MOS2.DIR** : Le modèle du transistor MOS niveau 2.
- **MOS3.DIR** : Le modèle du transistor MOS niveau 3.
- **MOS6.DIR** : Le modèle du transistor MOS niveau 6.
- **RES.DIR** : Le modèle de la Résistance.
- **CPM.DIR** : Le modèle **CPM** du **TMOS CPM** (que nous avons introduit).
- **SW.DIR** : Le modèle d'interrupteur.
- **TRA.DIR** : Le modèle de la Ligne de transmission.

- **URC.DIR** : Le modèle de la Ligne RC.
- **VCCS.DIR** : Le modèle d'une Source de courant contrôlée en tension.
- **VCVS.DIR** : Le modèle d'une Source de tension contrôlée en tension.
- **VSRC.DIR** : Le modèle d'une Source de tension indépendante.

Chacun des composants du répertoire DEV est défini comme un sous répertoire dans lequel les équations de l'élément sont définies. La structure de ces répertoires est identique quel que soit le dispositif.

5.2.5 Structure Du Répertoire CPM

Le répertoire **CPM** (qu'on a introduit) a été créé sous le répertoire **DEV**. Le programme principal de ce répertoire est **CPM.C** qui a pour seule fonction d'initialiser la variable **CPMinfo**, de type **SPICEdev** où sera complètement défini le composant en précisant le nombre de ses broches, son type, ses paramètres géométriques et technologiques (Stockés dans la pile **IFparam**).

La structure **CPMinfo**, se trouvant dans le fichier d'en-tête **CPMif.H**, est remplie de la manière suivante [47] :

```

SPICEdev CPMinfo = {
    { "CPM",
      "Charge pumping model ",

      &CPMnSize,
      &CPMnSize,
      CPMnames,

      &CPMpTSize,
      CPMpTable,

      &CPMmPTSize,
      CPMmPTable,
      DEV_DEFAULT
    },

    CPMparam,
    CPMmParam,
    CPMload,

```

```

    CPMsetup,

    CPMunsetup,

    CPMsetup,

    CPMtemp,

    CPMtrunc,
    NULL,

    CPMacload,
    NULL,

    CPMdestroy,
#ifdef DELETES

    CPMmDelete,

    CPMdelete,
#else /* DELETES */
    NULL,
    NULL,
#endif /* DELETES */

    CPMgetic,

    CPMask,

    CPMmAsk,
#ifdef AN_pz

    CPMpzLoad,
#else /* AN_pz */
    NULL,
#endif /* AN_pz */
#ifdef NEWCONV

    CPMconvTest,
#else /* NEWCONV */
    NULL,
#endif /* NEWCONV */
    NULL,
    NULL,
    NULL,
    NULL,
    NULL,
    NULL,
    NULL,
    NULL,
    NULL,

    &CPMiSize,

    &CPMmSize
};

```

Le remplissage de la structure CPMinfo comprend :

❶ Déclaration des paramètres géométriques de CPM à l'aide du tableau CPMpTable[], chaque ligne de ce tableau est une structure de type IFparam de la forme :

```
typedef Struct {
    Char *Key Word;
    int id;
    int dataType;
    Char Description;
} IFparam;
```

Où "Key Word" représente le nom du paramètre que doit introduire l'utilisateur en entrée, "id" est un nombre entier (défini dans le fichier CPMdefs.H) utilisé comme référence à ce paramètre, "dataType" indique le type de l'argument que peut prendre Key Word (réel, entier, vecteur, flag,...) et "Description" est une chaîne de caractère décrivant le paramètre en question.

❷ Déclaration des paramètres technologiques de CPM à l'aide du tableau CPMupTable[], chaque ligne de ce tableau est identique à celle des paramètres géométriques du composant.

❸ Définition des noeuds du dispositif à l'aide d'un pointeur de type "caractère" . Ces noeuds sont stockés dans le tableau CPMuames

❹ Allocation mémoire des tableaux : CPMnames, CPMpTable et CPMmpTable.

❺ Appel des programmes :

⊗ CPMparam (fichier CPMpar.C) : Lecture des paramètres géométriques.

⊗ CPMmodParam (fichier CPMmpar.C) : Lecture des paramètres technologiques.

⊗ CPMload (fichier CPMload.C) : Calcul des conductances linéaires équivalentes pour un point de polarisation Chargement de la matrice Admittance pour l'analyse en continu.

⊗ **CPMsetUp** (fichier **CPMset.C**) : Chargement de la structure (**CPMinfo**) pour optimiser les calculs. Définition des paramètres par défaut.

⊗ **CPMtemperature** (fichier **CPMtemp.C**) : Influence de la température sur les conductances. Définition des valeurs par défaut.

⊗ **CPMtrunc** (fichier **CPMtrun.C**) : Troncature des chiffres non significatifs.

⊗ **CPMfindBranch** : Recherche des équations concernant un dispositif.

⊗ **CPMacLoad** (fichier **CPMacLd.C**) : Linéarisation de la solution autour du point de fonctionnement. Chargement de la matrice Admittance pour l'analyse en petit signal (AC).

⊗ **CPMaccept** : demande l'acceptation d'un point temporel.

⊗ **CPMdestroy** (fichier **CPMdest.C**) : Destruction de toutes boucle sur un modèle et ses "instances". Restitution de l'espace mémoire.

⊗ **CPMmodDelete** (fichier **CPMmdel.C**) : Destruction d'une boucle sur un modèle et ses "instances". Restitution de l'espace mémoire.

⊗ **CPMdelete** (fichier **CPMdel.C**) : Destruction d'une "instance" d'un modèle. Restitution de l'espace mémoire.

⊗ **CPMgetIC** (fichier **CPMic.C**) : Lecture initiales de l'élément.

⊗ **CPMmask** (fichier **CPMask.C**) : Demande de détails sur le dispositif (paramètres géométriques). Lecture dans la pile **CPMinstance**.

⊗ **CPMmodAsk** (fichier **CPMmask.C**) : Demande de détails sur le modèle (paramètres technologiques). Lecture dans la pile **CPMmodel**.

⊗ **CPMpzLoad** (fichier **CPMpzLd.C**) : Calcul des conductances linéaires équivalentes en mode complexe. Chargement de la matrice Admittance pour l'analyse continu.

⊗ **CPMconvTest** (fichier **CPMcvte.C**) : Test de convergence des équations du composant.

5.3 Validation:

Dans notre travail, on s'est limité à la validation du modèle CPM (que nous avons implanté), selon deux études différentes : transitoire et statique.

Pour l'étude transitoire, on a évalué la variation du courant pompé (mesuré au niveau du substrat), lorsque la grille du transistor MOS est soumise à des impulsions à profil trapézoïdal, dont les différents paramètres sont : D_{if} , T_{ox} , L , W , N_{SS} et V_{rev} . D'une part cette analyse, nous permet de caractériser, avec grande précision l'interface oxyde-silicium des transistors MOSFETs de très faible dimension (submicronique), et d'autre part la comparaison des simulations aux mesures, dont ce dernier fait l'objet de ce chapitre.

Quant-à l'étude statique, elle porte sur la variation du courant de drain I_{DS} en fonction des tensions de polarisations, ainsi que sur la transconductance qui doit nous renseigner sur l'effet de dégradation (Vieillessement) des transistors MOS. Donc le lien entre cette étude statique et la technique de pompage de charge est donné par l'équation qui lie l'expression du courant pompé (I_{sub}) et celui du courant de drain donné par l'équation () du chapitre 3. Pour la validation en statique du modèle CPM, nous avons adopté les mesures effectuées par l'université de BERCKELEY sur les différents modèles tels que BSIM1 BSIM2 MOS6 ..., ceux de ESAT, Laboratory, Leuven, Belgium selon SGS technologie and service, puis on compare les caractéristiques de transfert (courbe $I_{DS} = f(V_{gs})$), les caractéristiques de sorties ($I_{DS} = f(V_{ds})$), la transconductance g_m en fonction des différentes valeurs du coefficient de dégradation θ , avec ceux simulés par notre modèle.

Enfin, un modèle mathématique a été développé après une longue étude sur l'analyse et le développement de certaines équations qui nous donnent un bon accord entre les prédictions théoriques et les mesures. Ce modèle mathématique est généralement utilisé dans la région de transition entre le cas d'accumulation et l'inversion.

Nous avons effectué deux types d'études; et dans chacune nous traitons plusieurs cas.

I) Etude transitoire : (Variation de $I_{cp} = f(V_{gh})$, $I_{cp} = f(V_{gl})$).

a) Premier cas : Transistor $L = 4\mu m$, $W = 0.8\mu m$, $T_{ox} = 12nm$

D'après les mesures effectuées sur les transistors à canal court et d'épaisseur d'oxyde faible, le courant mesuré au niveau du substrat, dit courant pompé, était trop petit (de l'ordre de picosampères (pA)), ce qui nous permet d'avoir de bon accords avec les mesures. Sur les courbes (6.3.1) et (6.3.2) il y a absence du flanc de montée lors du passage d'accumulation au région linéaire ce qui nous permet plus tard d'avoir une bonne continuité dans le modèle mathématique pour les deux régions : accumulation et région de transition. Mais pour les courbes (6.3.11) et (6.3.12) on observe une bonne variation du courant pompé à comparer

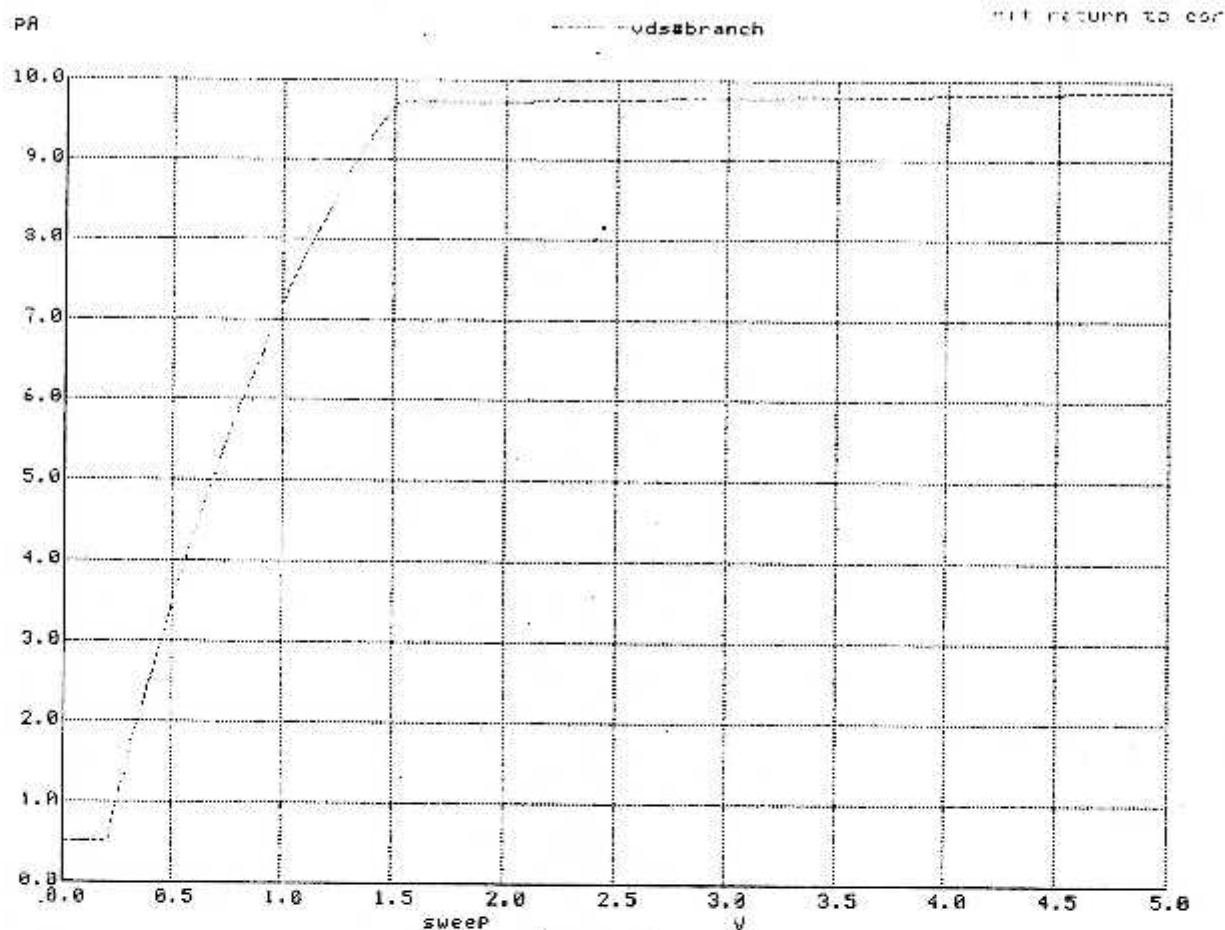
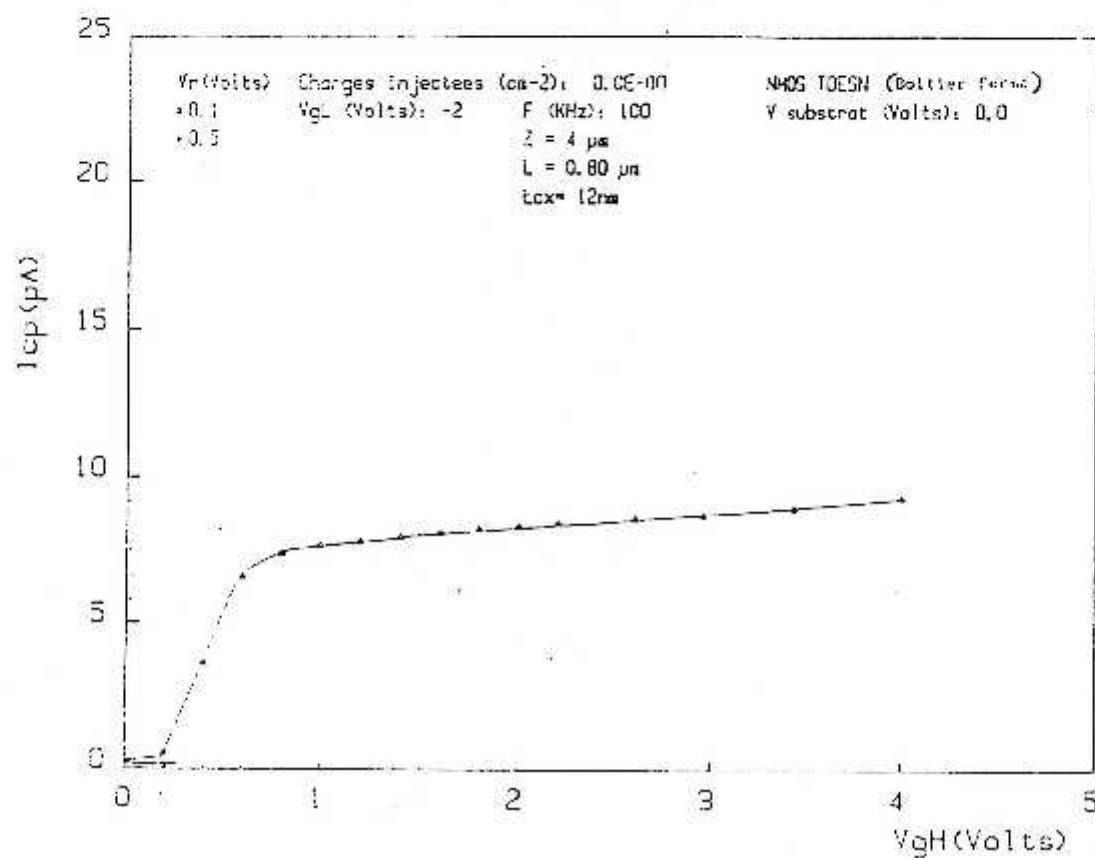


Fig (6.3.1) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 0.80\mu\text{m}$, $W = 4\mu\text{m}$, F (Khz) : 100, $t_{ox} = 12\text{nm}$, $V_{rev} = 0.1\text{V}$, $V_{gl} = -2\text{V}$ et Charges injectées = $0.00\text{E}+00$.



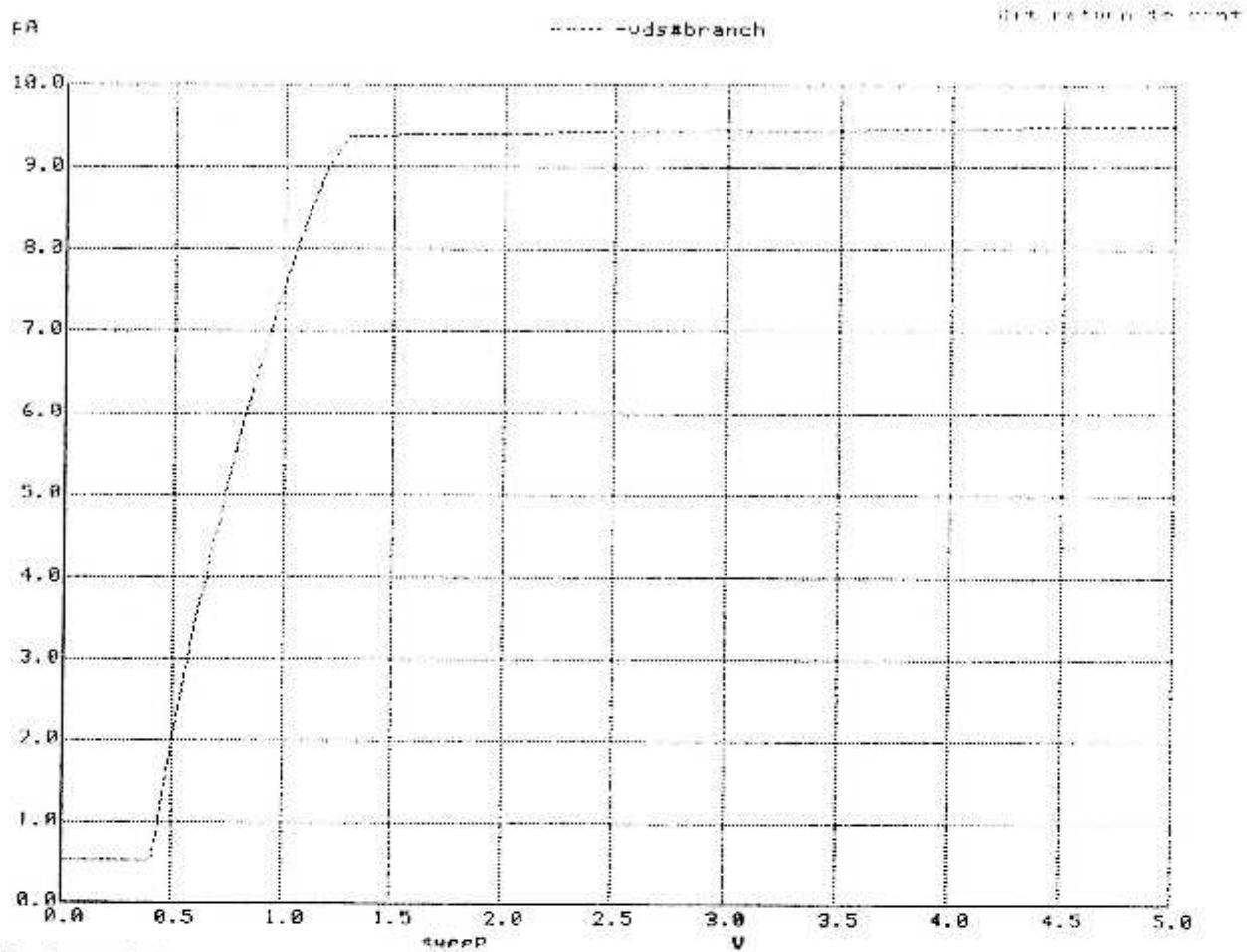
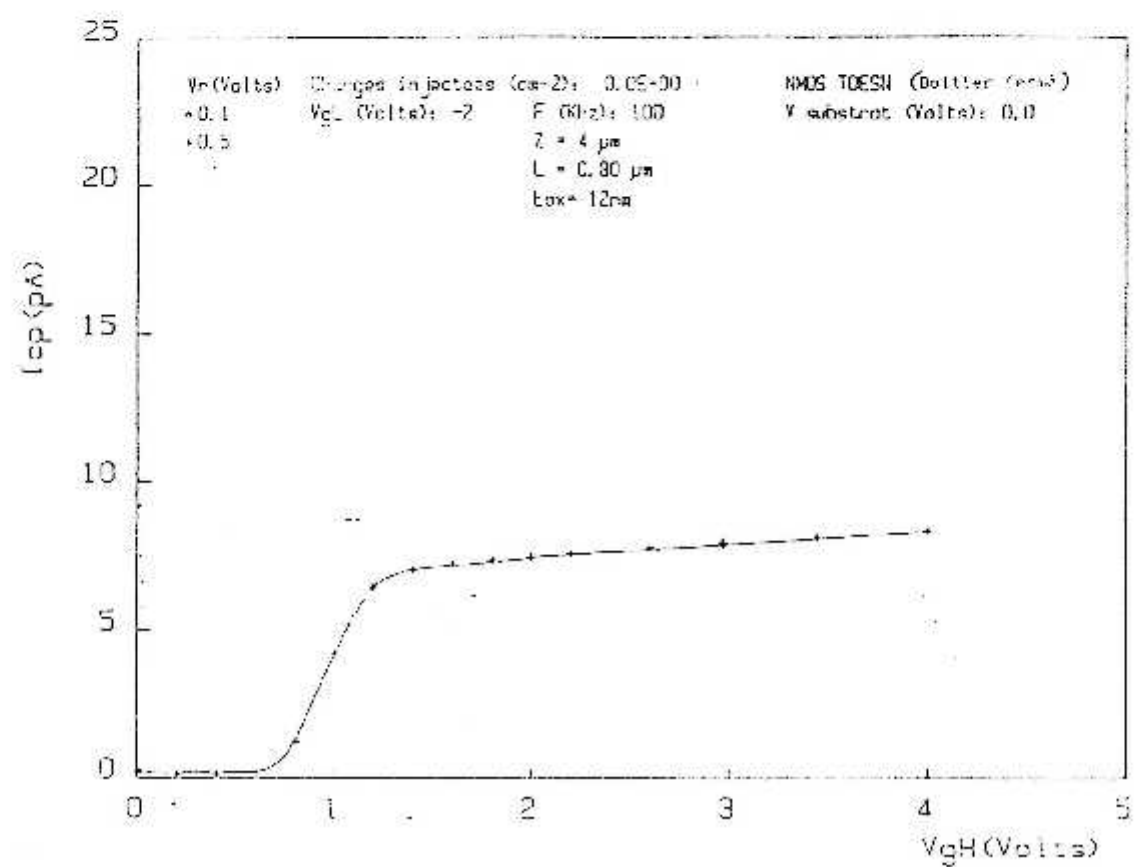


Fig (6.3.2) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gH})$ Pour : $L = 0.80\mu\text{m}$, $W = 4\mu\text{m}$, F (KHz) : 100, $t_{ox} = 12\text{nm}$, $V_{rev} = 0.5\text{V}$, $V_{gl} = -2\text{V}$, et Charges injectées = $0.00E+00$.



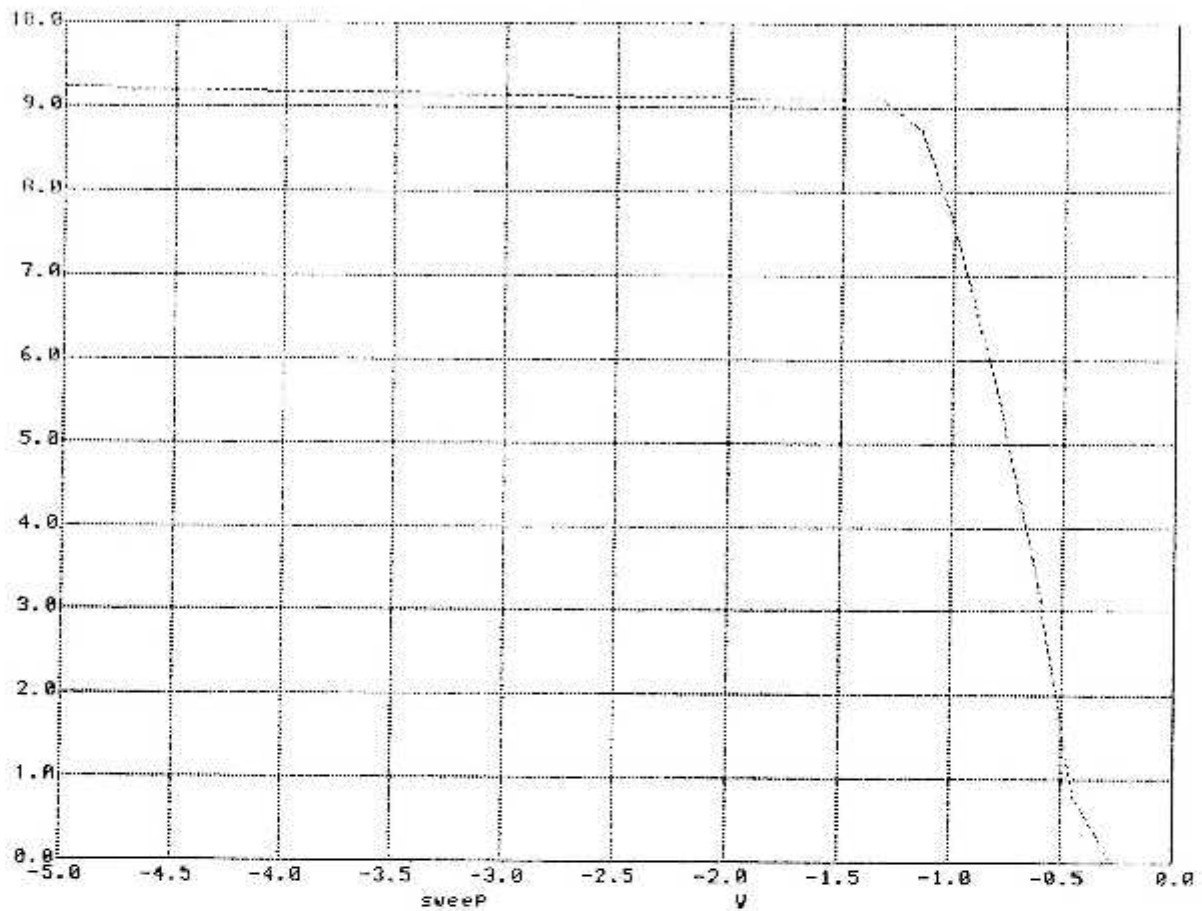
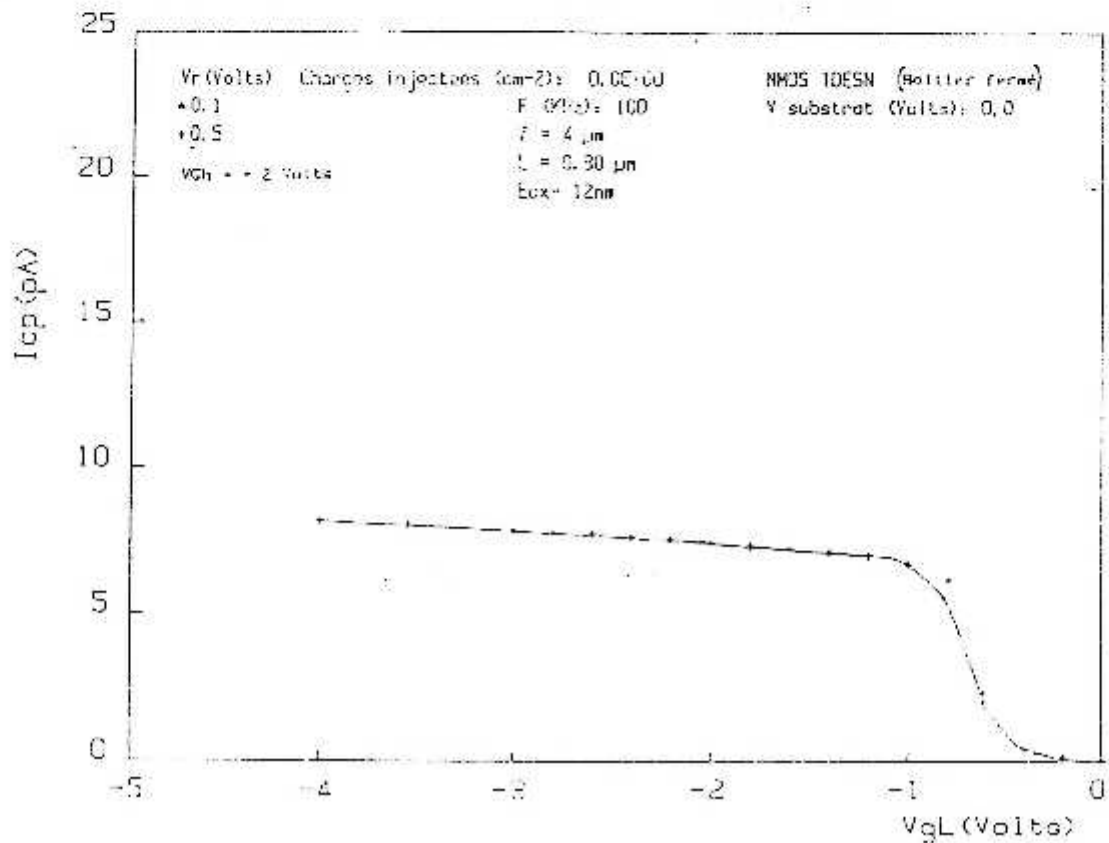
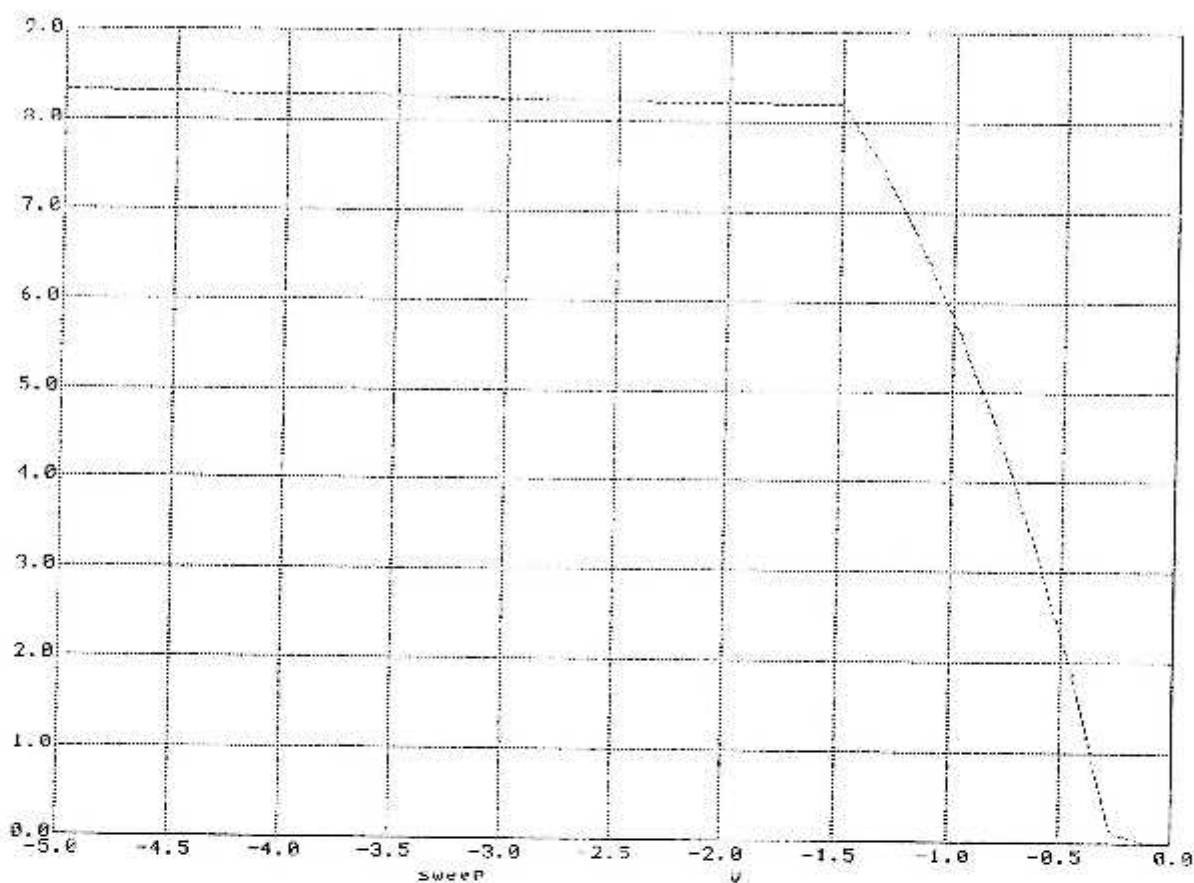
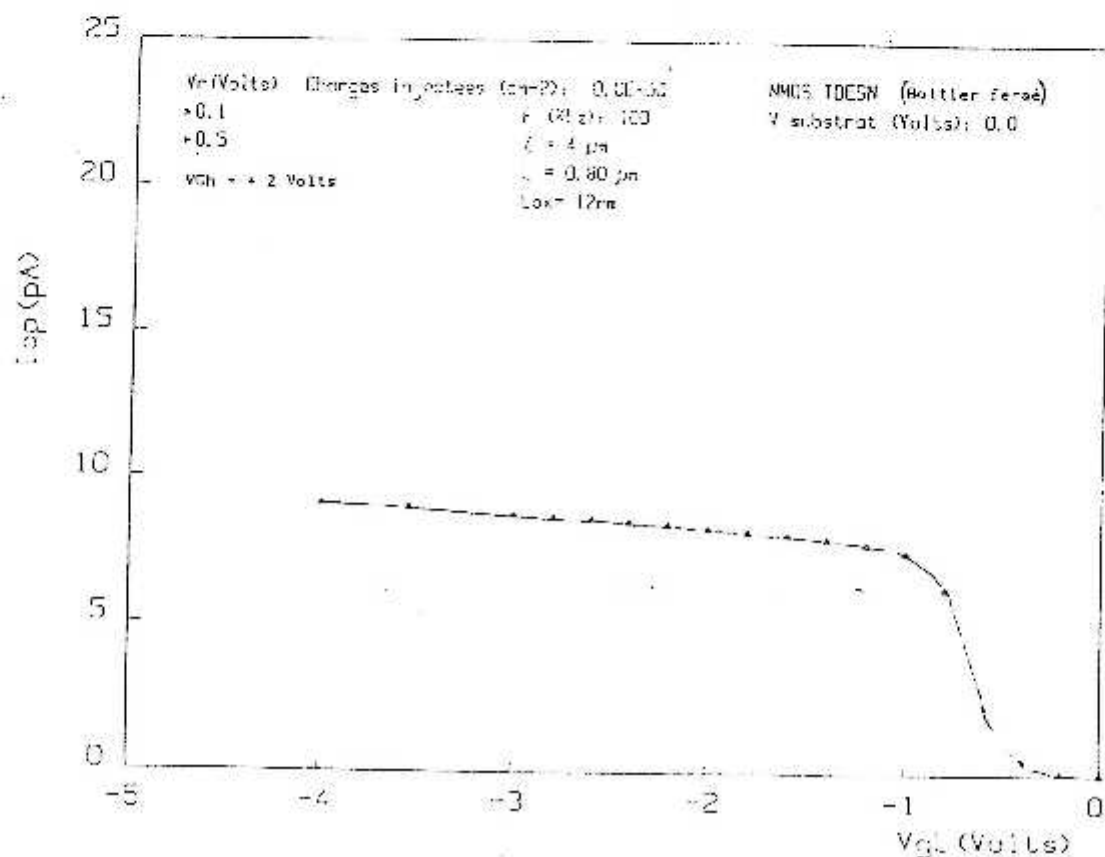


Fig (6.3.11) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{g1})$ Pour : $L = 0.80\mu\text{m}$, $W = 4\mu\text{m}$, F (KHz): 100
 $t_{ox} = 12\text{nm}$, $V_{rev} = 0.5\text{V}$, $V_{gh} = 2\text{V}$ et Charges injectées = $0.00E+00$.





**Fig (6.3.12) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gl})$ Pour : $l = 0.80\mu m$, $W = 4\mu m$, F (Khz):100
 $tox = 12nm$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{gh} = 2V$ et Charges injectées = $0.00E+00$.**



avec les résultats de mesures, car l'ordre de grandeur de courant de fuite simulé est presque négligeable devant la valeur maximale du courant pompé, il sera considéré pour le simulateur comme une grandeur nulle.

Quand la tension V_{rev} augmente, il y a une décroissance de la valeur de I_{cpmax} qui s'explique par la réduction de l'aire effective (A_{eff}) de la grille .

De même la variation de la tension de seuil (V_{th}) observée sur les courbes (6.3.1) et (6.3.2), qui est due à la variation de V_{rev} est bien claire . Seulement il y a un petit décalage décalage (0.1V) par rapport à la mesure . Ce dernier est du aux différents paramètres comme le dopage de substrat et la profondeur de jonction source-drain, qui sont pris par défaut dans la simulation .Enfin nous signalons que, pendant les mesures, la sensibilité de l'appareil servant à mesurer l'intensité du courant pompé et la stabilité du générateur d'impulsion jouent un rôle important par rapport à la simulation, néanmoins nous avons obtenu de bons résultats .

b)Deuxième cas . Transistor $L = 25\mu m$, $W = 25\mu m$, $T_{ox} = 12nm$.

Cette étude concerne un transistor à canal long et large .

L'augmentation des dimensions provoque une augmentation du courant (de l'ordre de nano-amperes (nA)) . De même, pour plusieurs valeurs données, à la tension V_{rev} , il n'y a aucun changement de valeurs de I_{cpmax} , mais il y a une légère variation de la tension de seuil . Ces courbes, (6.3.3) et (6.3.4) obtenus à $V_{gl} = -2V$ fixe durant toute la simulation, montre que notre modèle mathématique est en bon accord avec les résultats mesurés .

Pour les courbes (6.3.25) et (6.3.26), la variation de I_{cp} en fonction de V_{gl} pour AV_g fixe est obtenue avec des petites variations au niveaux des flancs de transition, la valeur maximale de I_{cp} simulé est en bon accord avec celle de la mesure .L'influence des charges d'oxyde et des états d'interface se traduit par un décalage de la courbe à droite ou à gauche, selon le type de charge (comme définie par T_{pc} dans le simulateur *spice3f4*) . En général, les résultats sont conformes aux différents mesures, seulement lors du passage de la saturation à l'accumulation, on remarque une absence de la région du courant nul , qui s'explique par le problème des sections efficaces de capture des électrons et trous, dont les valeurs choisies ne sont pas en accord avec celles choisies pour la mesure .

c) Troisième cas . Transistor $L = 0.7\mu m$, $W = 20\mu m$, $T_{ox} = 12nm$

Les caractéristiques simulées (6.3.8), (6.3.9) et (6.3.10) sont obtenues par une méthode numérique développée selon un algorithme dans lequel on a tenu compte des contraintes de vieillissement . Ces dernières ont une grande influence sur les tensions de seuil et de bandes plates . De même, l'expression des états d'interface sera variable en fonction des tensions appliquées .

Donc un décalage total de ces courbes est bien visualisé selon les valeurs et le type des charges injectées dans l'oxyde . L'ordre de grandeur est en bon accord avec celui de la mesure. Notons que l'expression du courant de fuite est prise en compte lors de la simulation, pour la validation elle est considérée nulle .

En utilisant le même principe de la méthode précédente, l'évolution du courant pompé illustré sur les courbes (6.3.13), (6.3.14), (6.3.15) et (6.3.16) sont aussi en très bon accord avec les mesures . Donc confronter les résultats de simulation avec les mesures revient au choix de la méthode utilisée, sachant que le sens physique des phénomènes reste inchangeable .

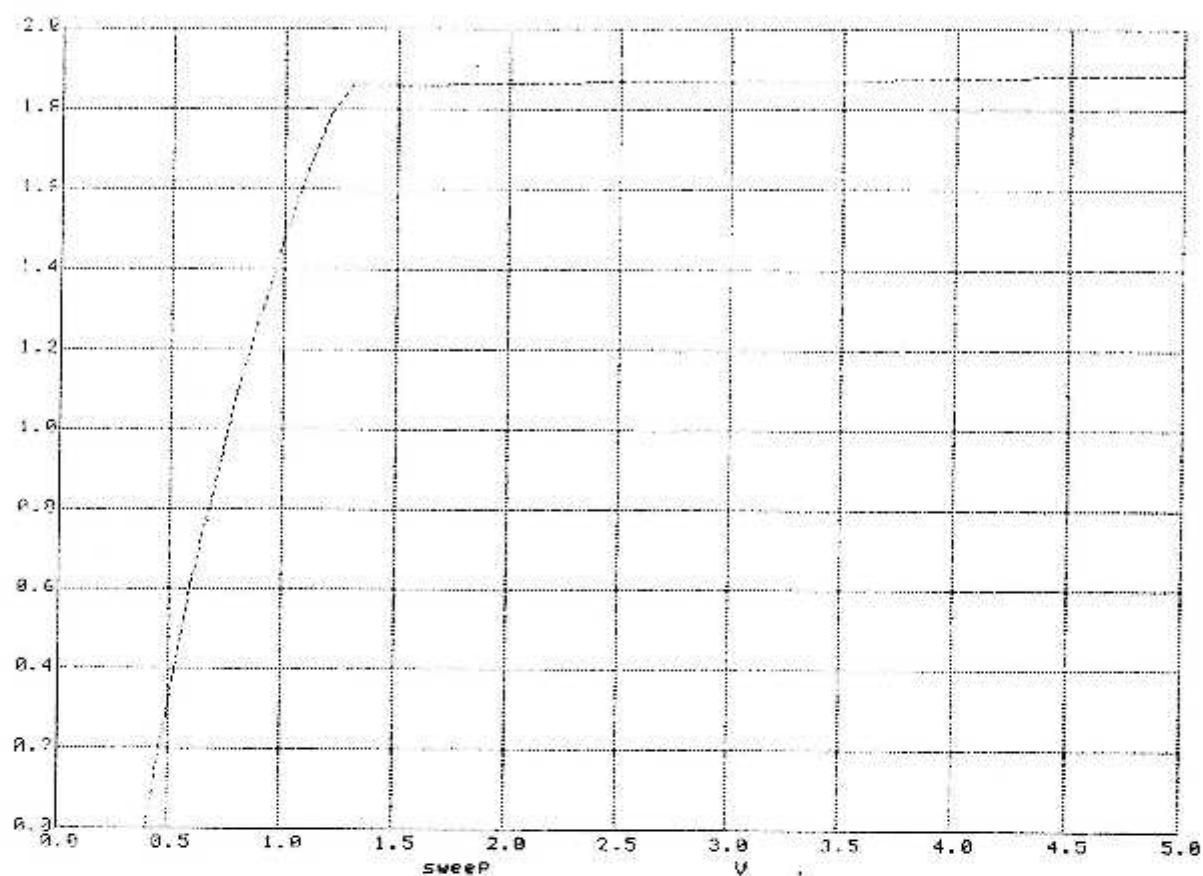
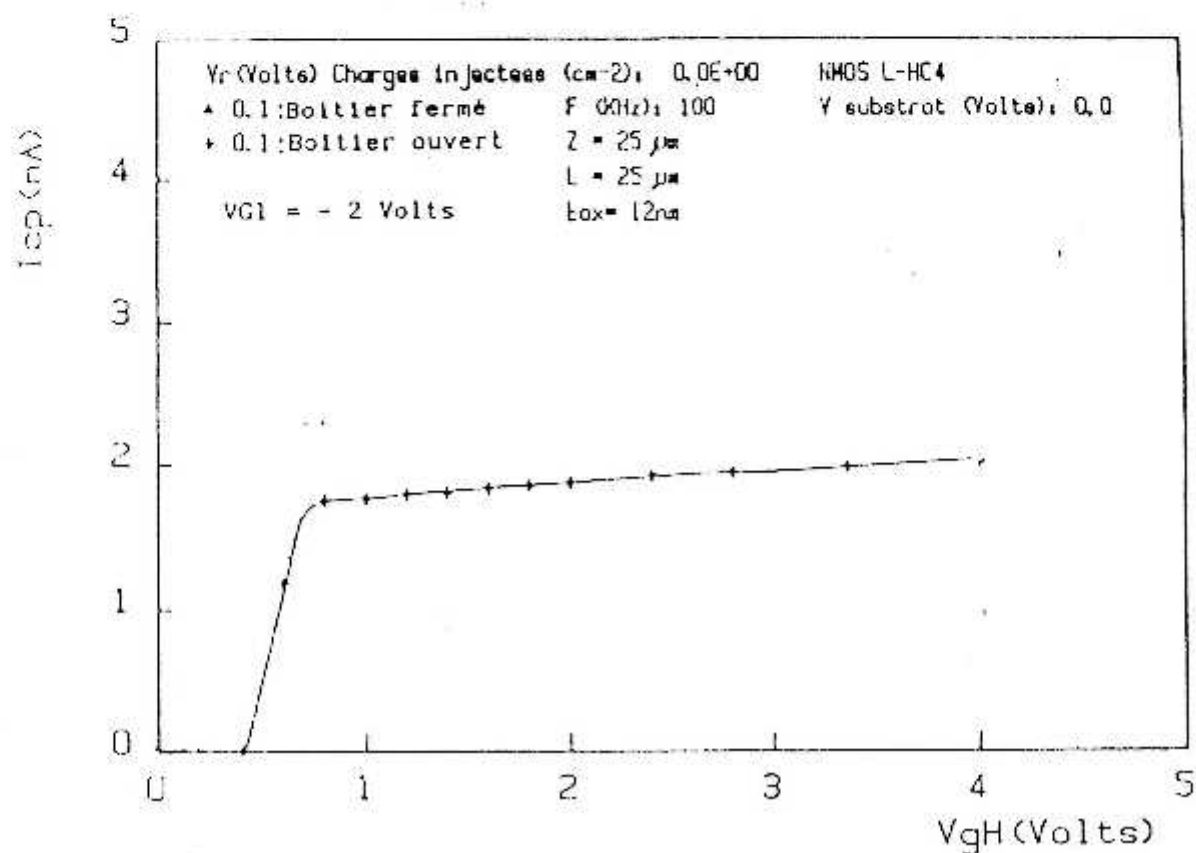


Fig (6.3.3) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 25\mu\text{m}$, $W = 25\mu\text{m}$, F (Khz) : 100, $\text{tox} = 12\text{nm}$, $V_{rev} = 0.1\text{V}$, $V_{g1} = -2\text{V}$, et Charges injectées $= 0.00\text{E}+00$.



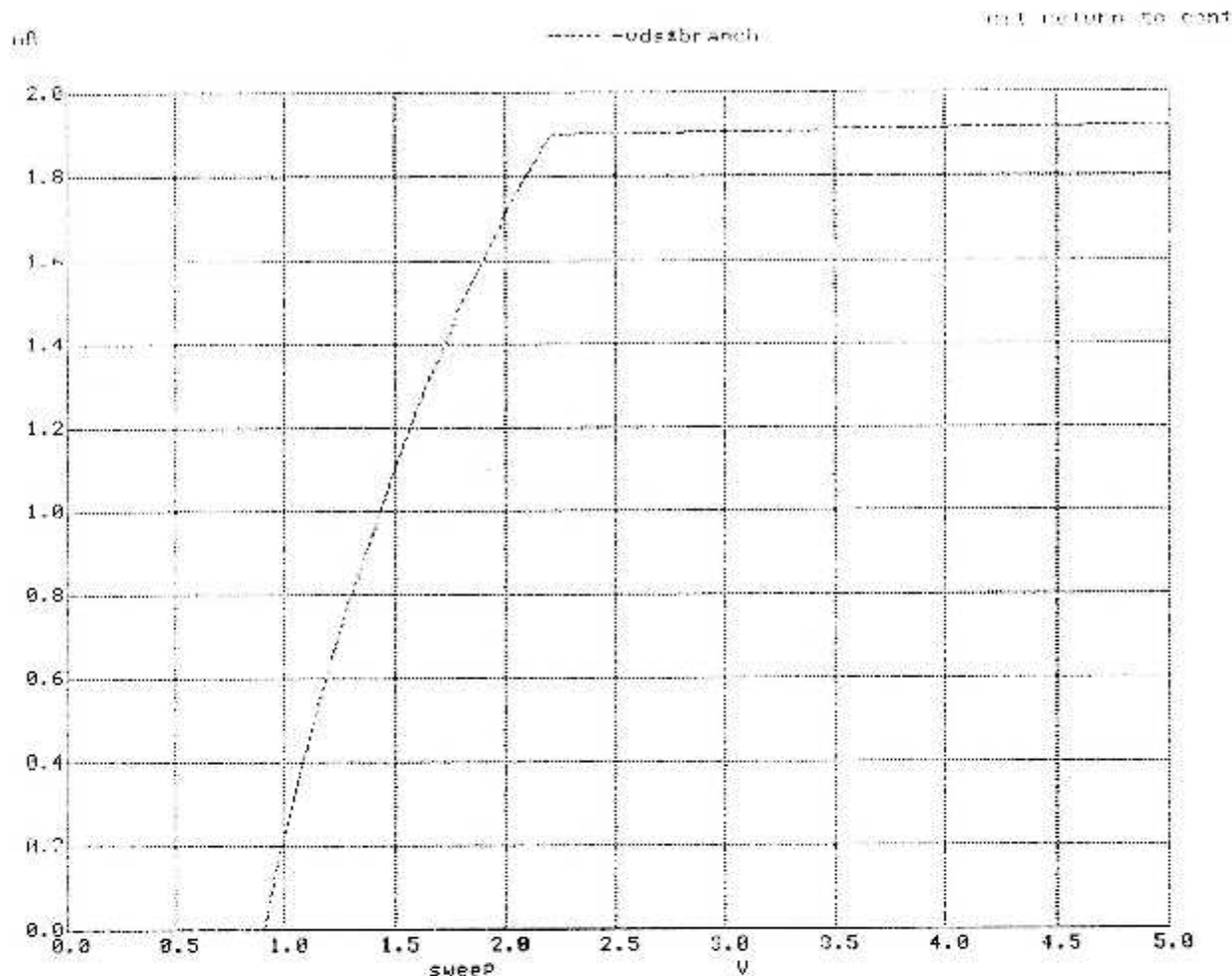
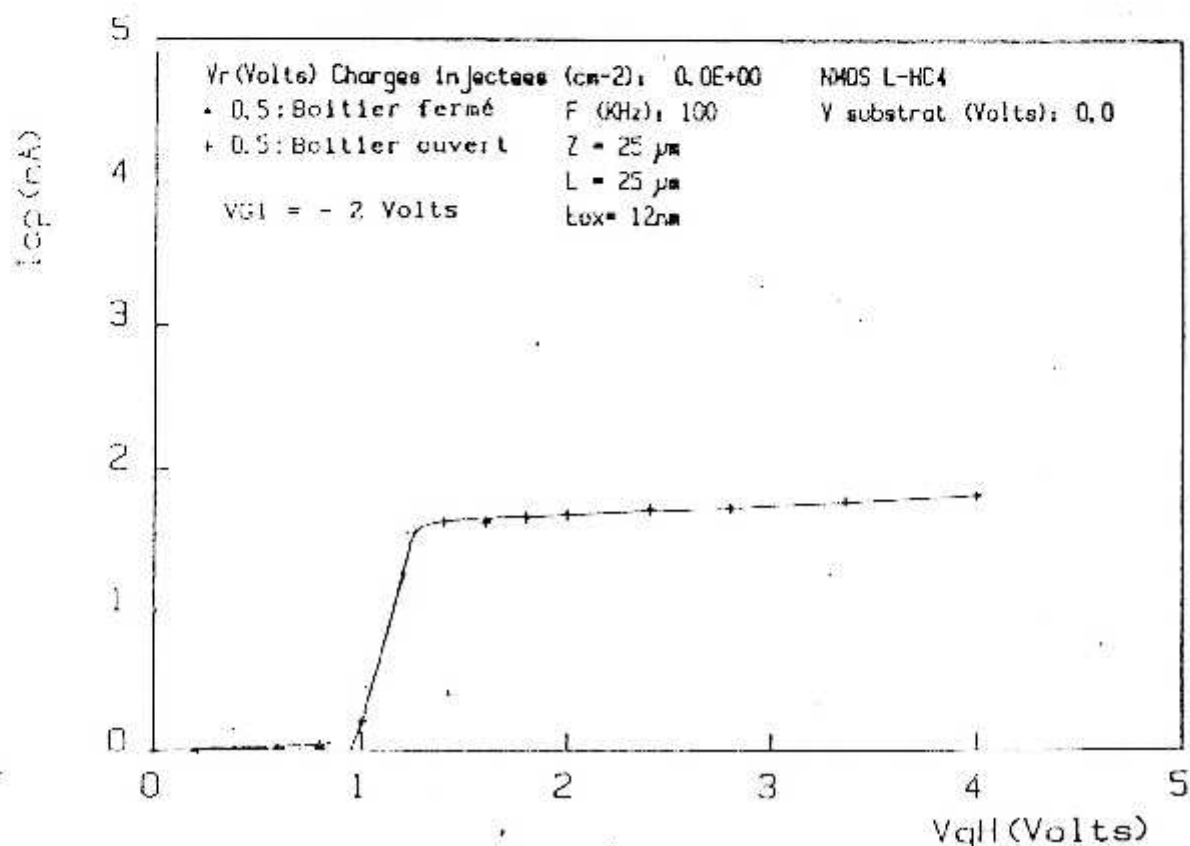


Fig (6.3.4) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 25\mu m$, $W = 25\mu m$, F (Khz) : 100, $t_{ox} = 12nm$, $V_{rcv} = 0.5V$, $V_{gl} = -2V$, et Charges injectées = $0.00E+00$.



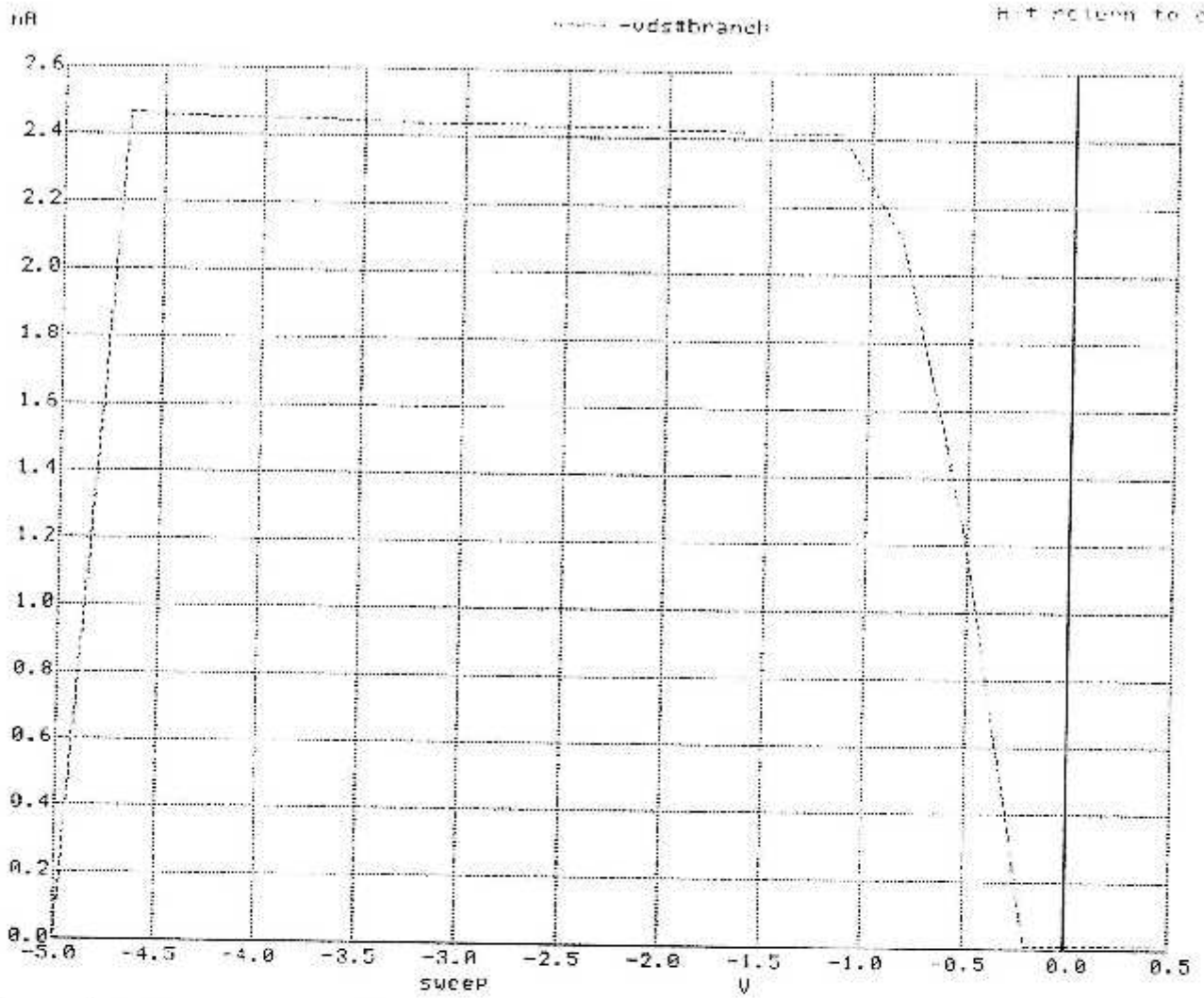
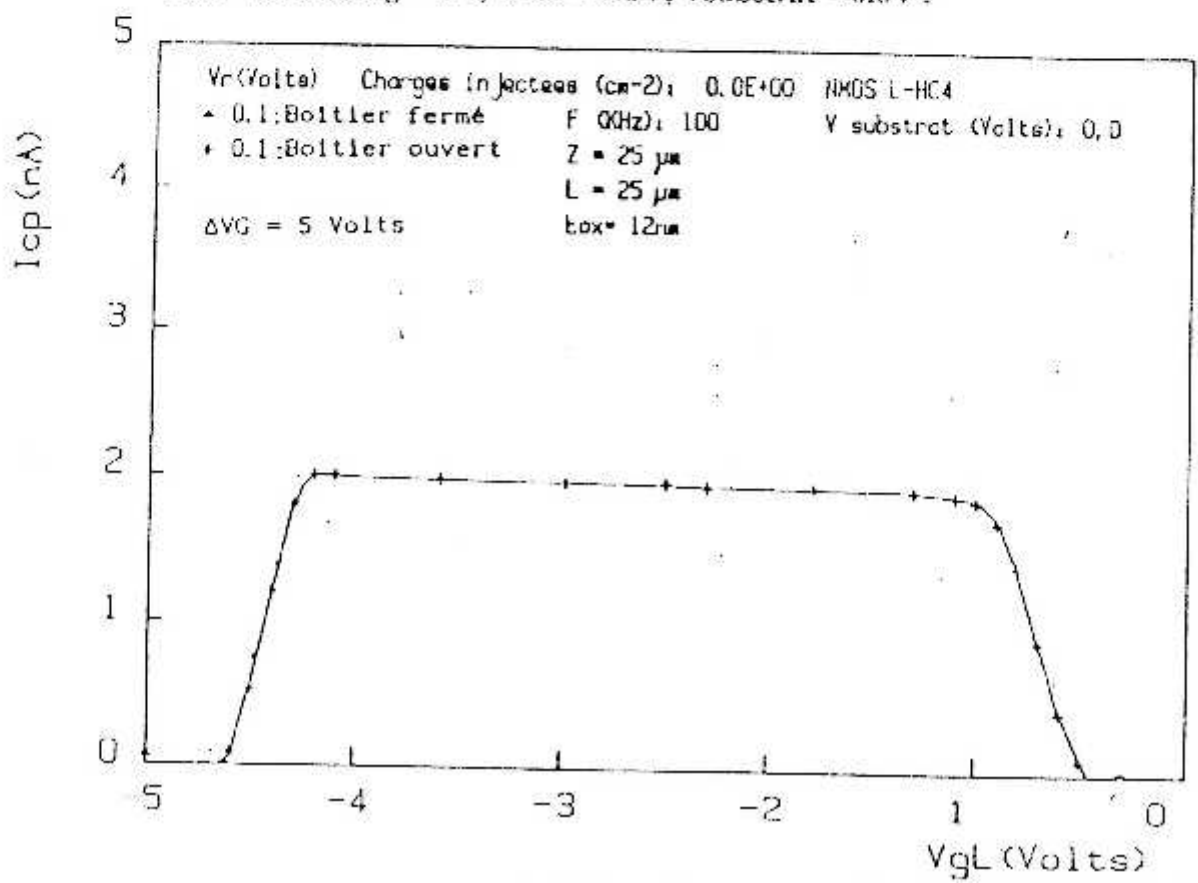


Figure (6.3.25) Caractéristique $I_{cp} = f(V_g)$ pour : $L = 25\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739$ V, $T_{ox} = 12$ nm, $\Delta V_g = 5$ V, $V_{rev} = 0.1$ V, $V_{substrat} = 0.0$ V.



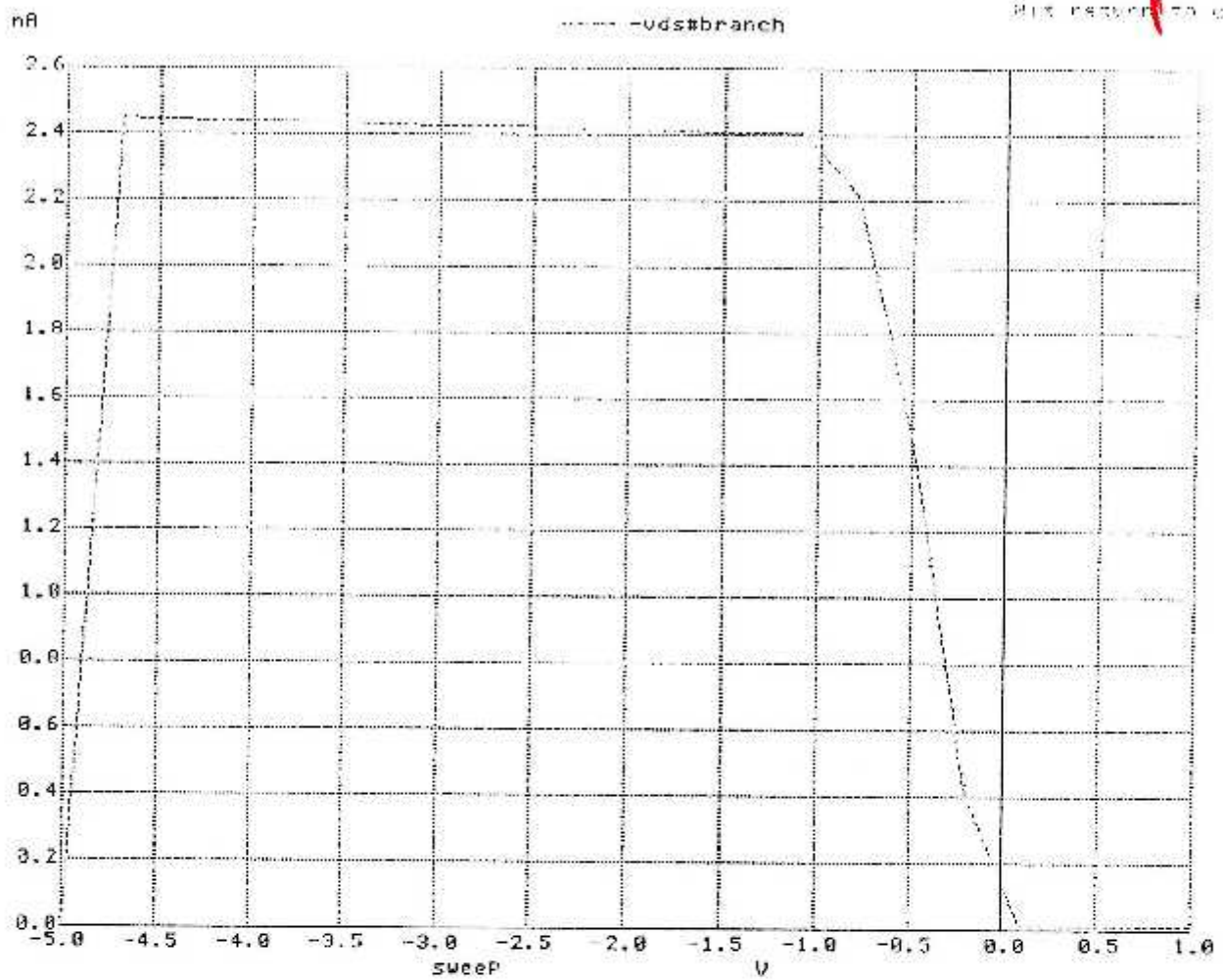
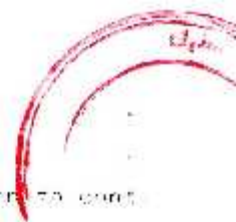
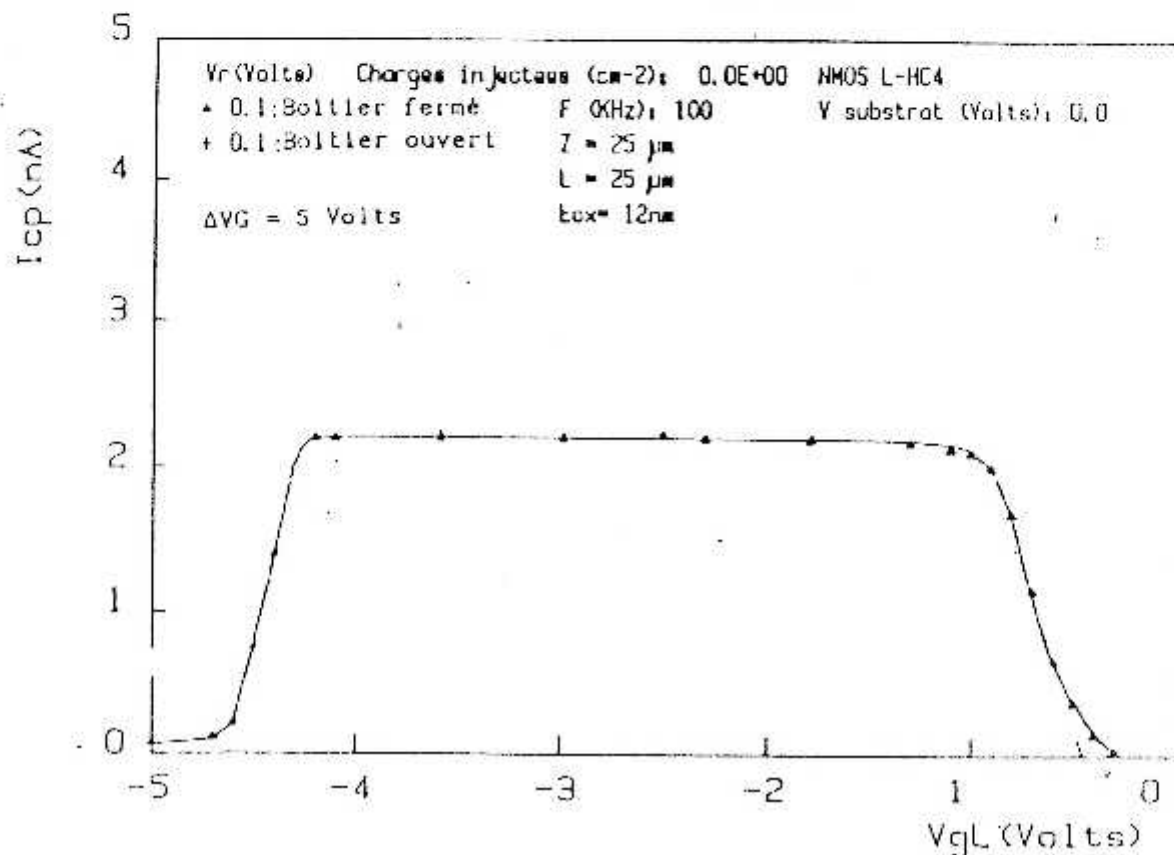


Figure (6.3.26) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gl})$ pour : $L = 25\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $T_{ox} = 12nm$, $\Delta V_g = 5V$, $V_{rev} = 0.1V$, $N_{ss} = 1.36e12$ et $V_{substrat} = 0.0V$.



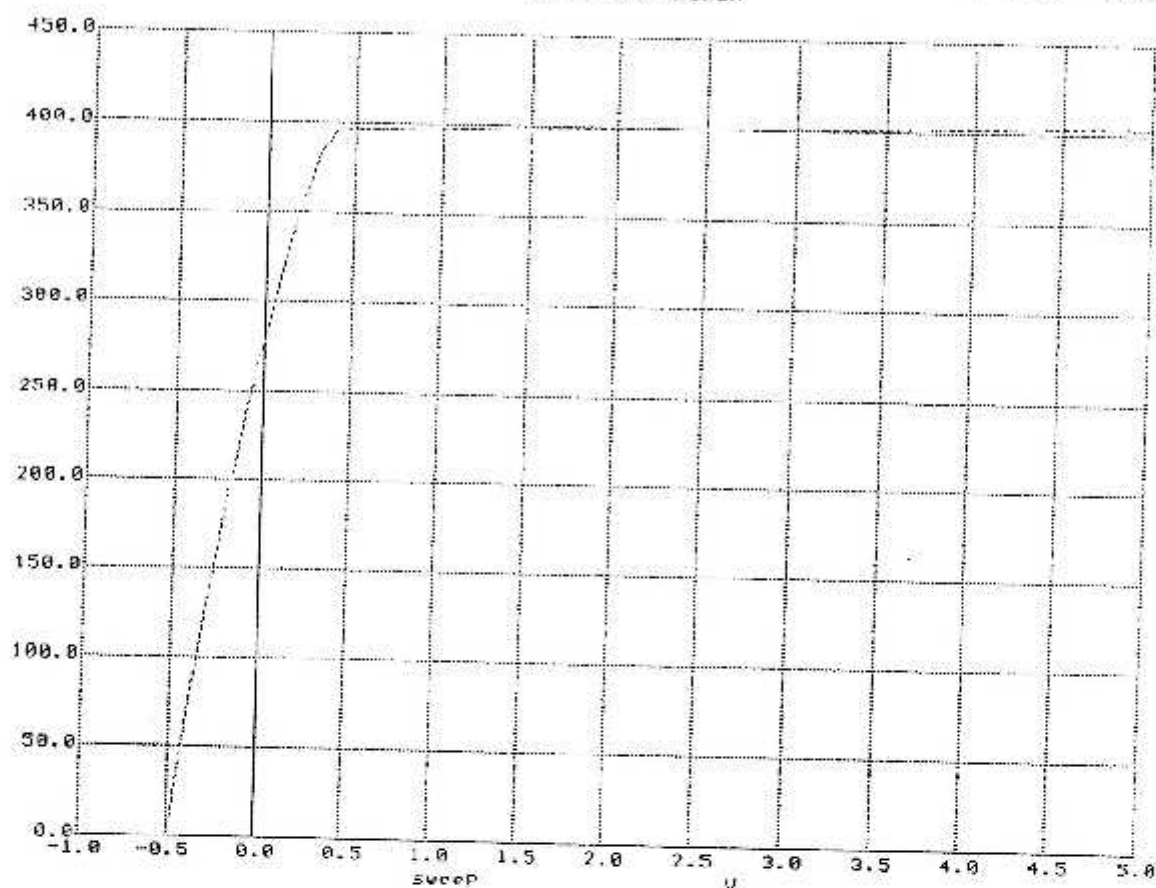
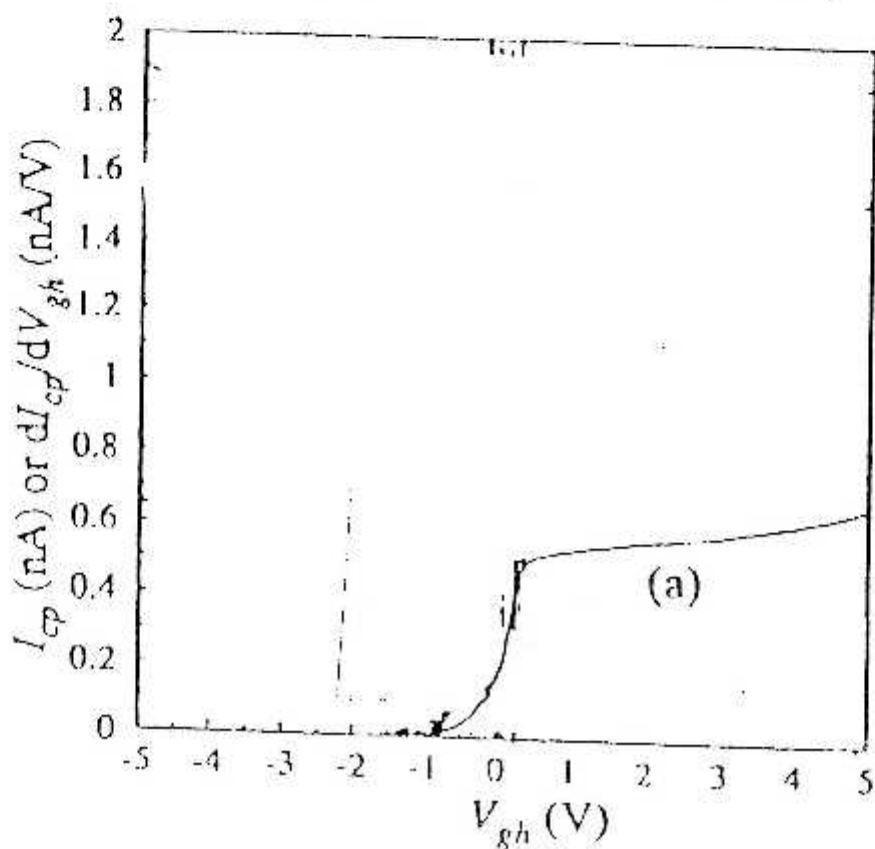


Fig (6.3.8) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 0.70\mu\text{m}$, $W = 20\mu\text{m}$, F (Khz): 100
 $t_{ox} = 12\text{nm}$, $V_{rev} = 0.5\text{V}$, $V_{gl} = -2\text{V}$ et Charges injectées = $1.36E+12$.



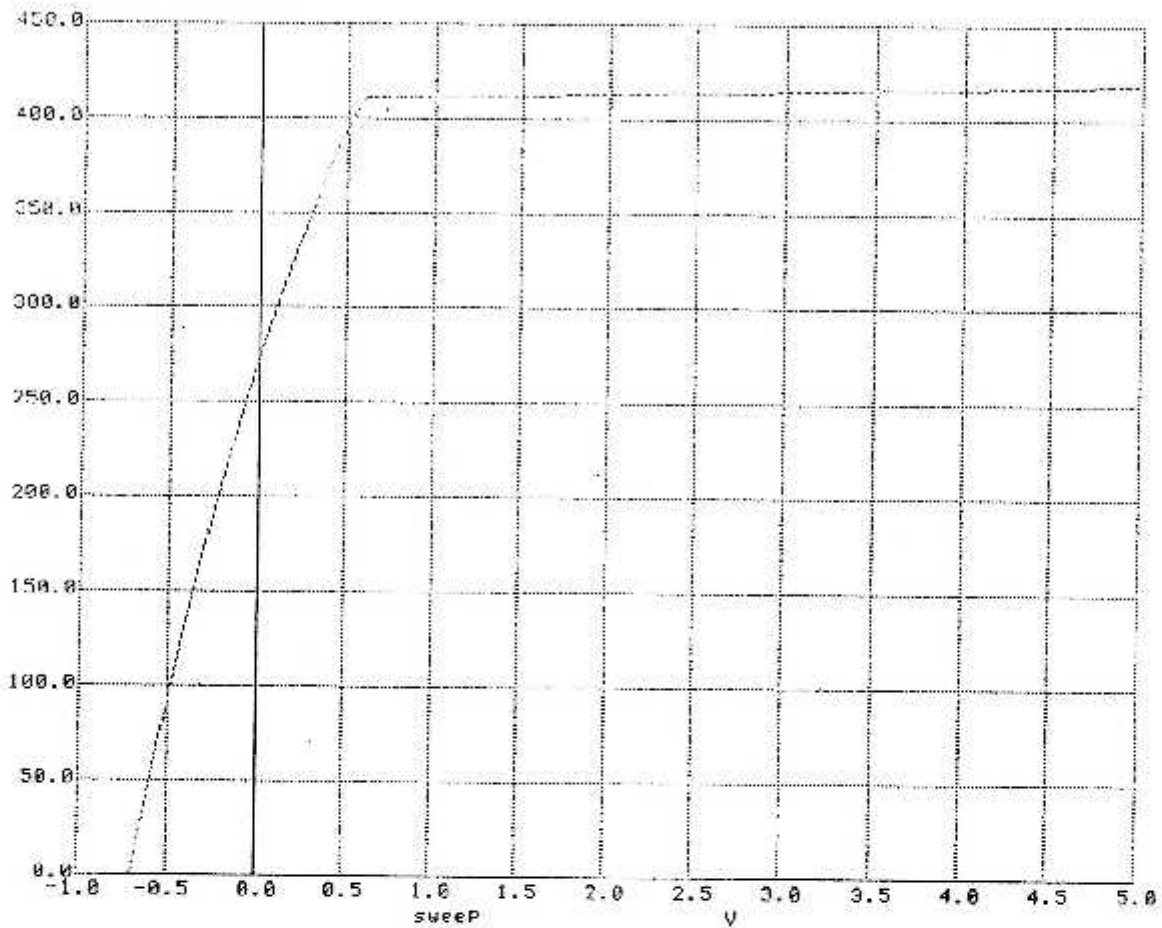
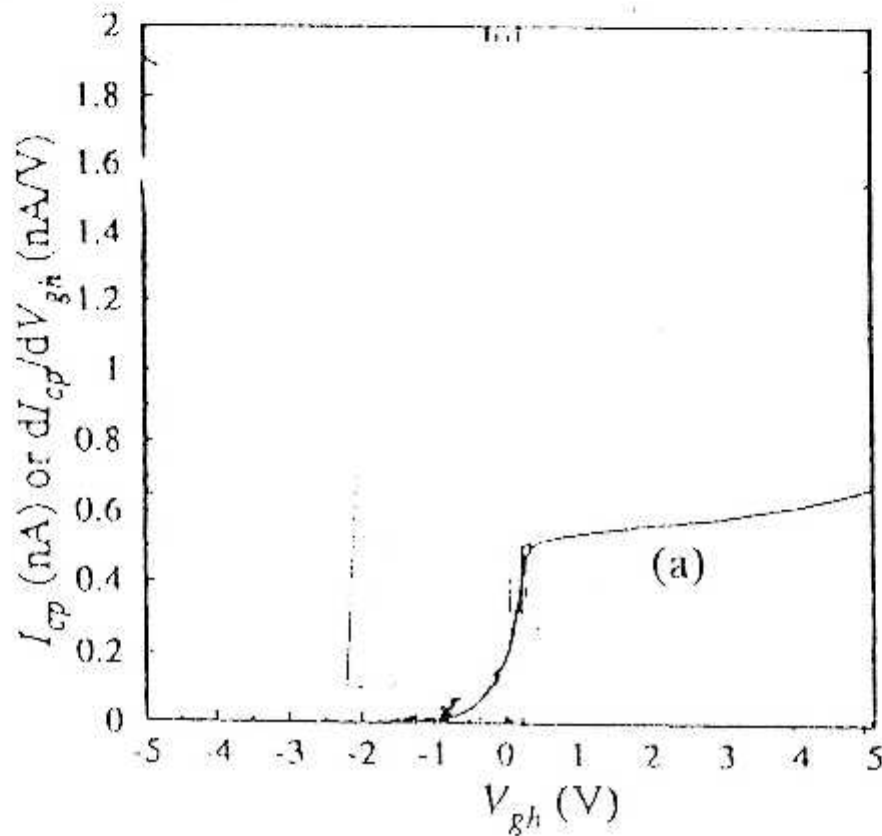
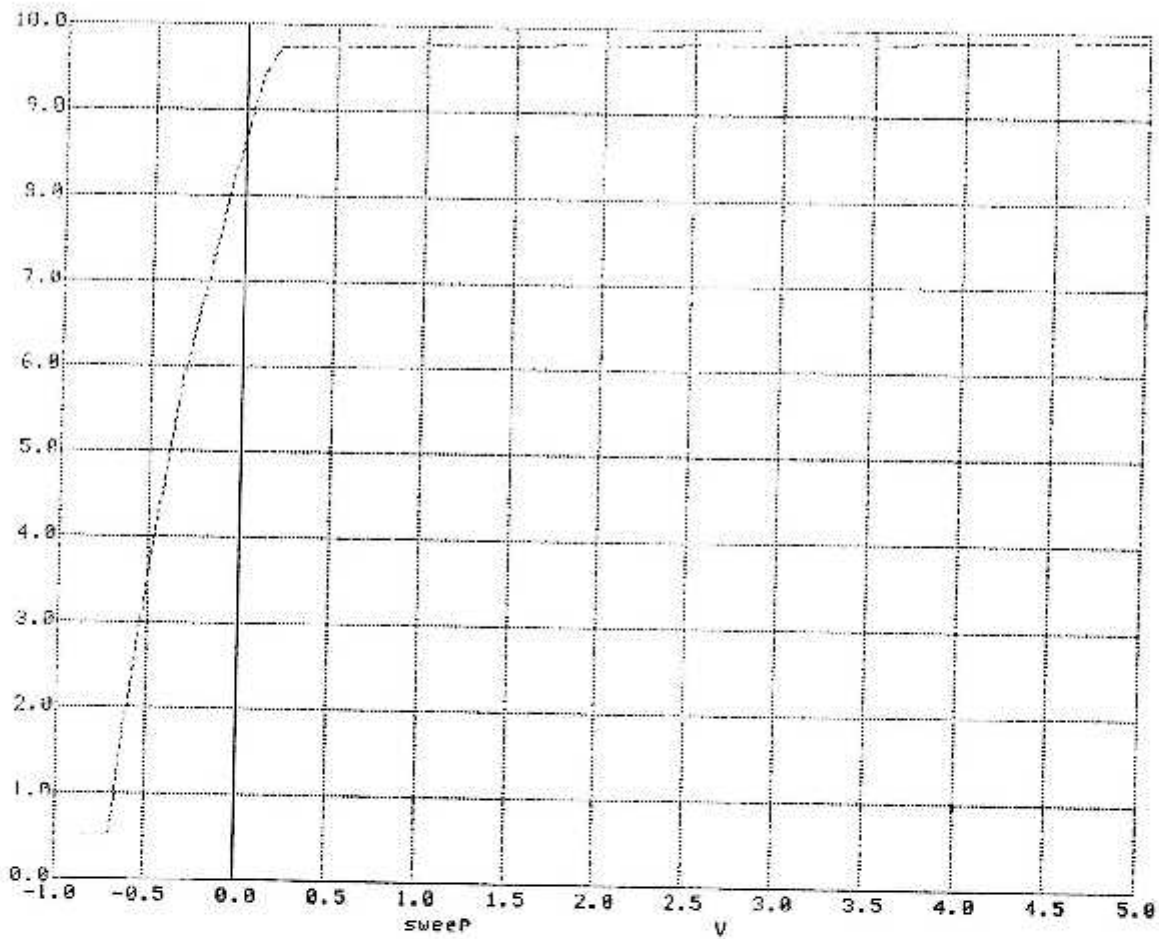
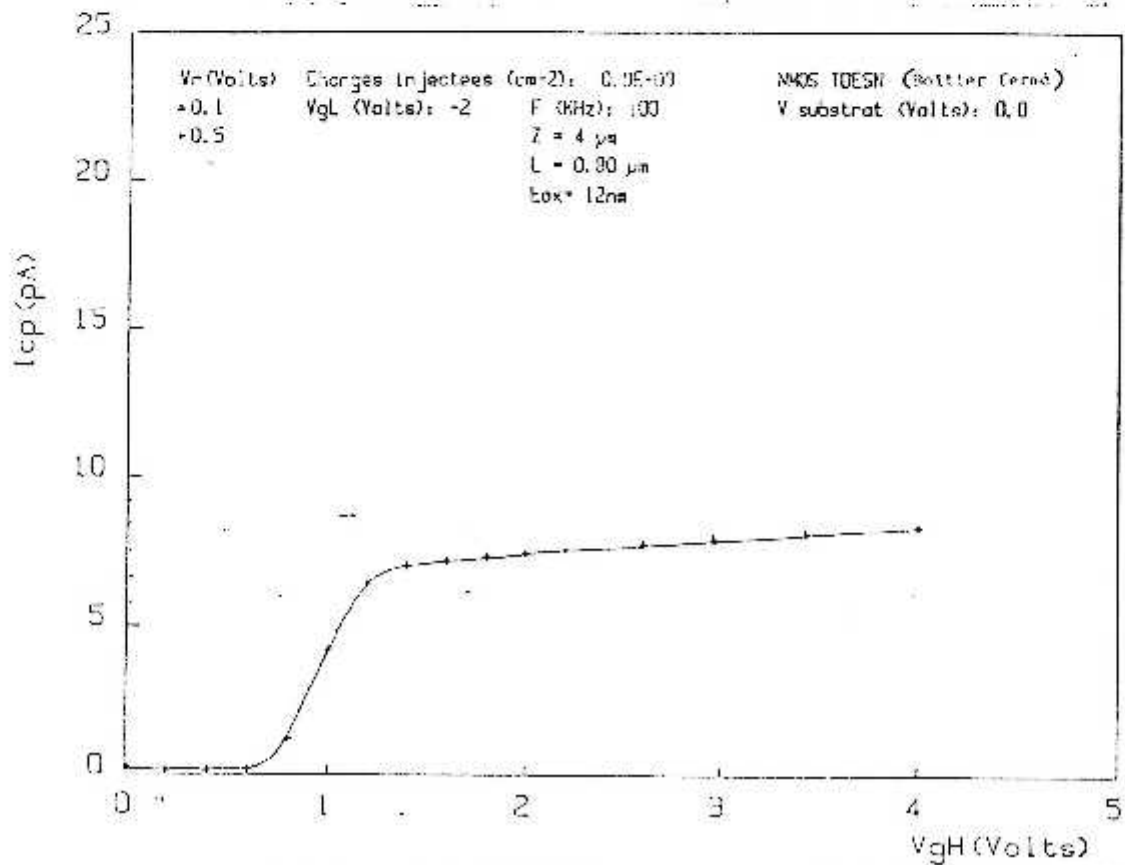


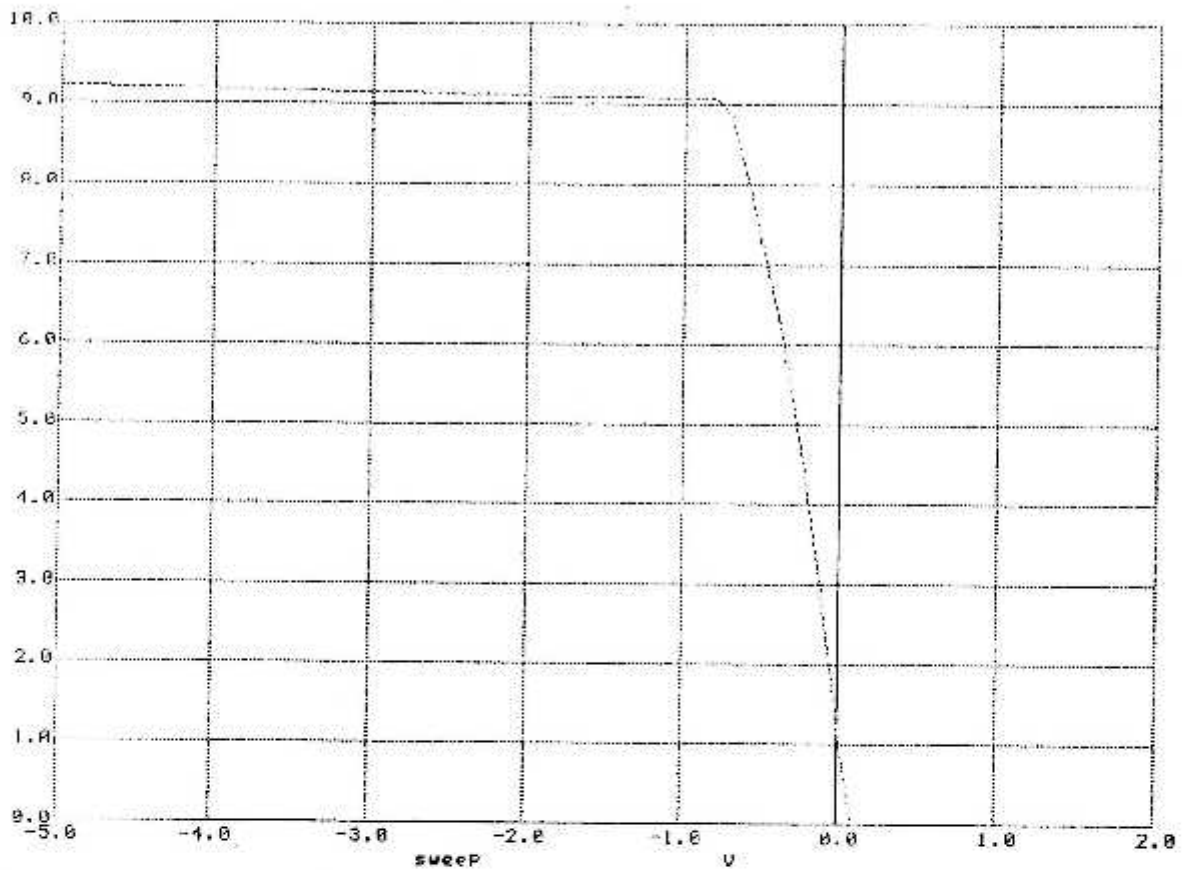
Fig (6.3.9) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 0.70\mu m$, $W = 20\mu m$, F (Khz):100
 $tox = 12nm$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{gl} = -2V$ et Charges injectées = $1.36E+12$.



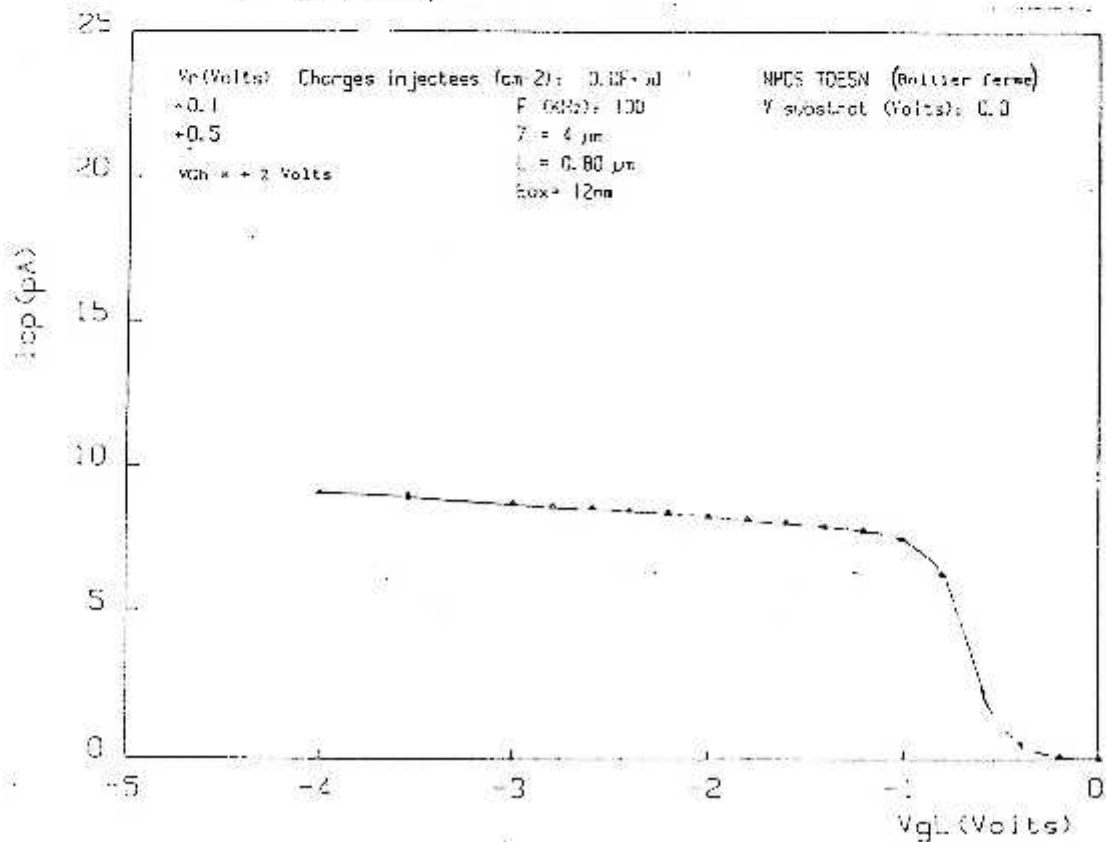


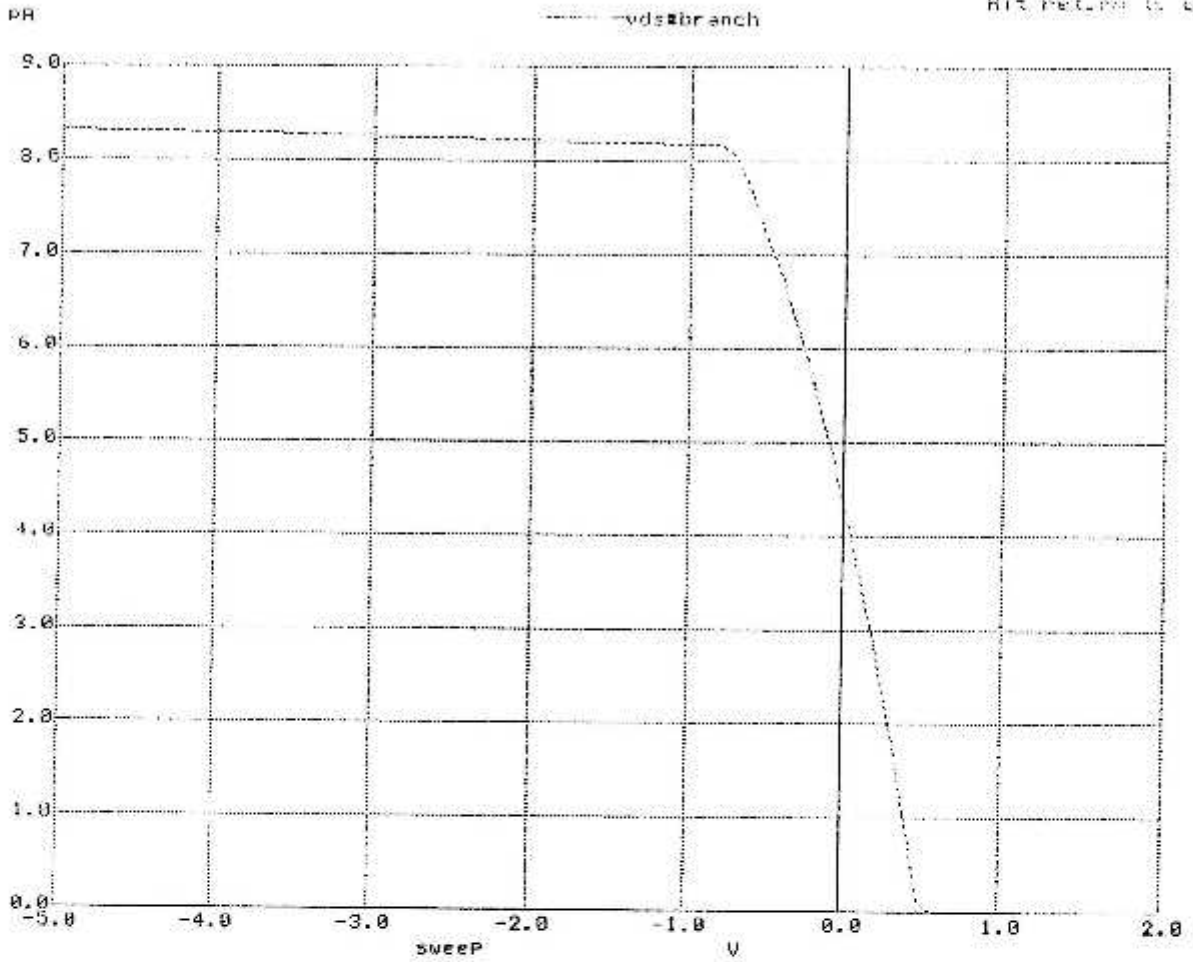
**Fig (6.3.10) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 0.80\mu m$, $W = 4\mu m$, F (Khz):100
 $t_{ox} = 12nm$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{gl} = -2V$ et Charges injectées = $1.36E+12$.**



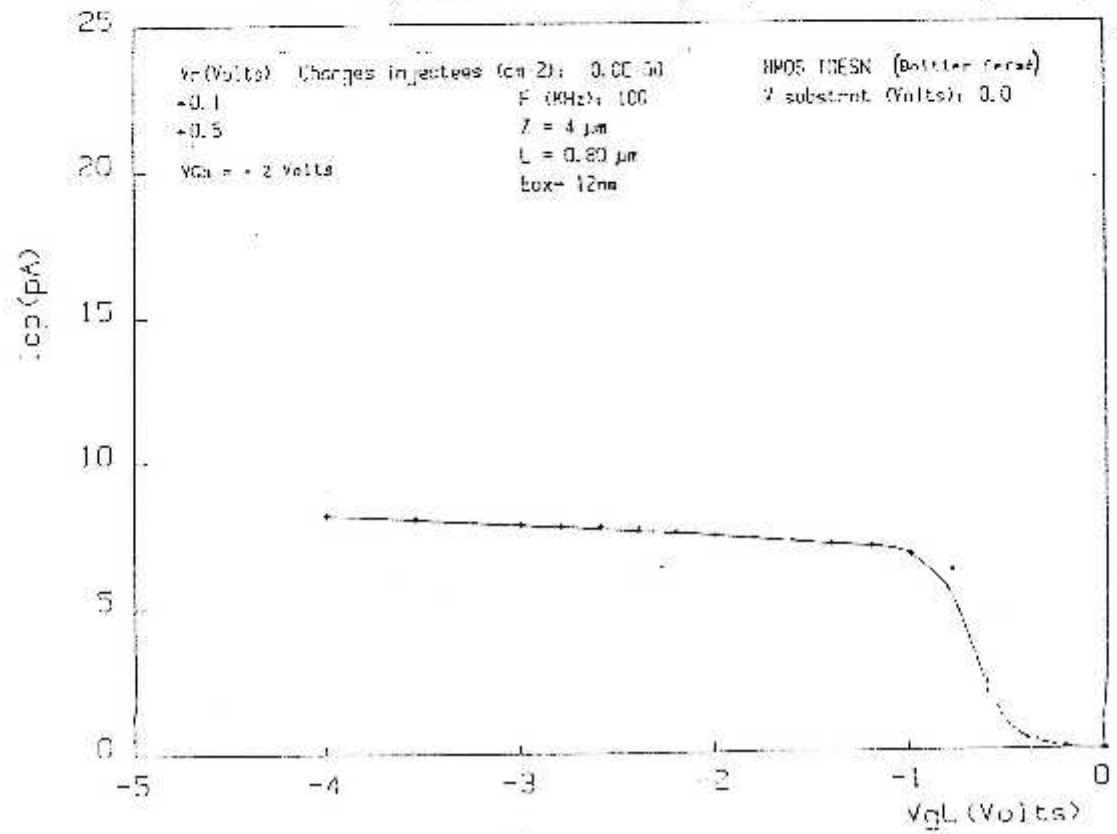


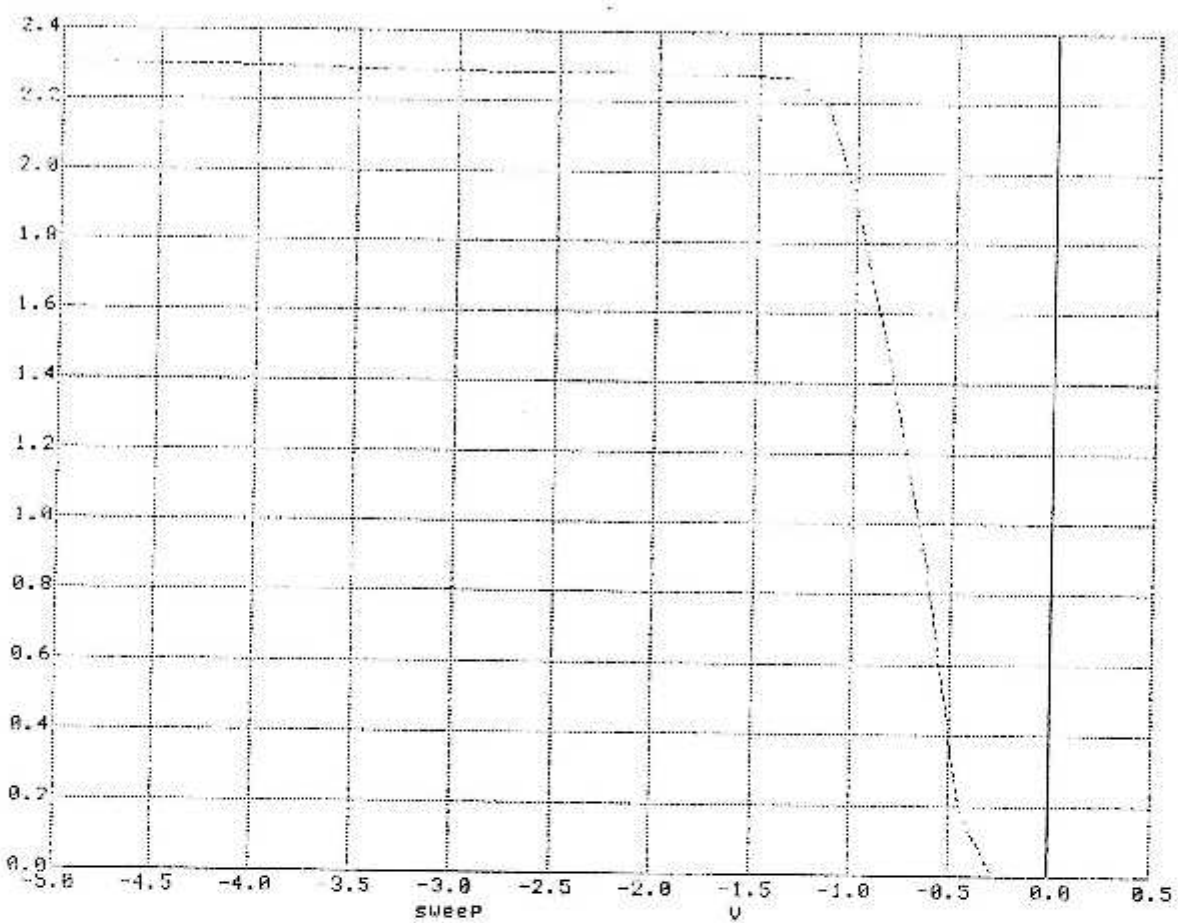
**Fig (6.3.13) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{g1})$ Pour : $L = 0.80\mu m$, $W = 4\mu m$, F (Khz):100
 $tox = 12nm$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{gh} = 2V$ et Charges injectées = $1.36E+12$.**



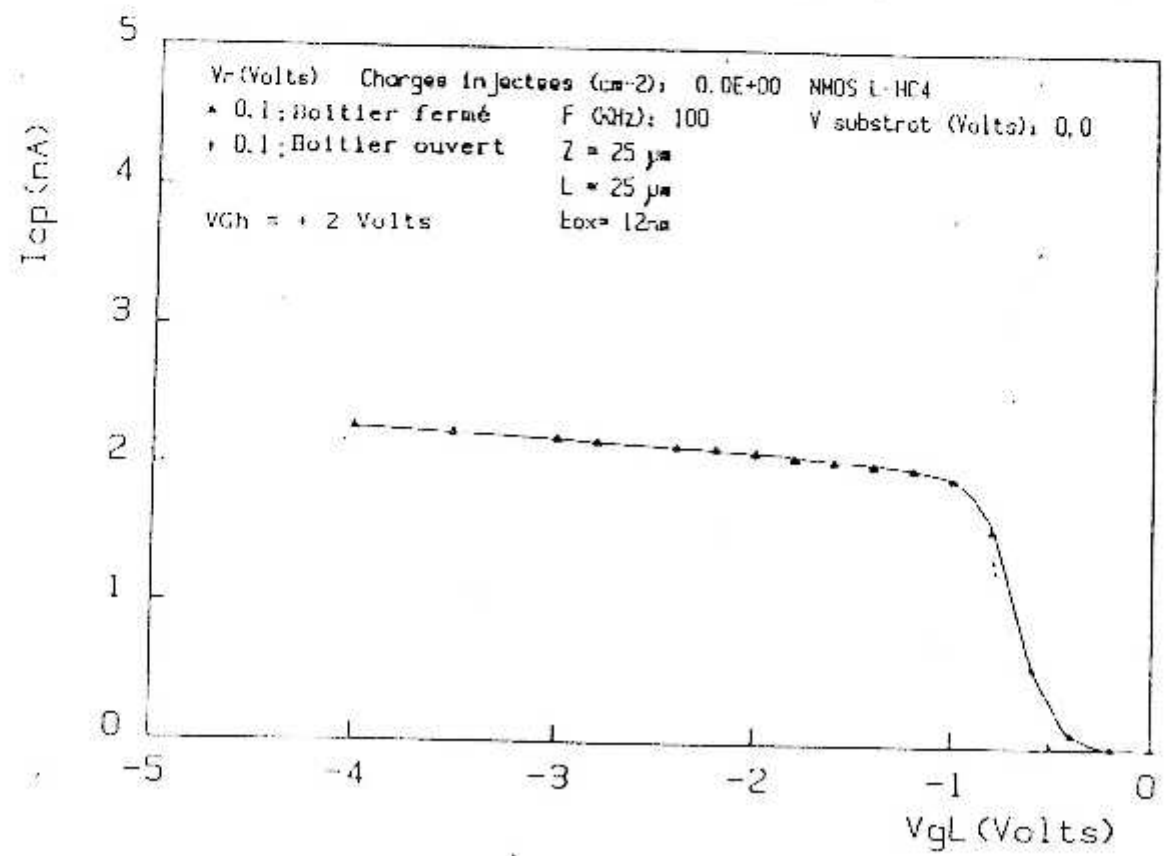


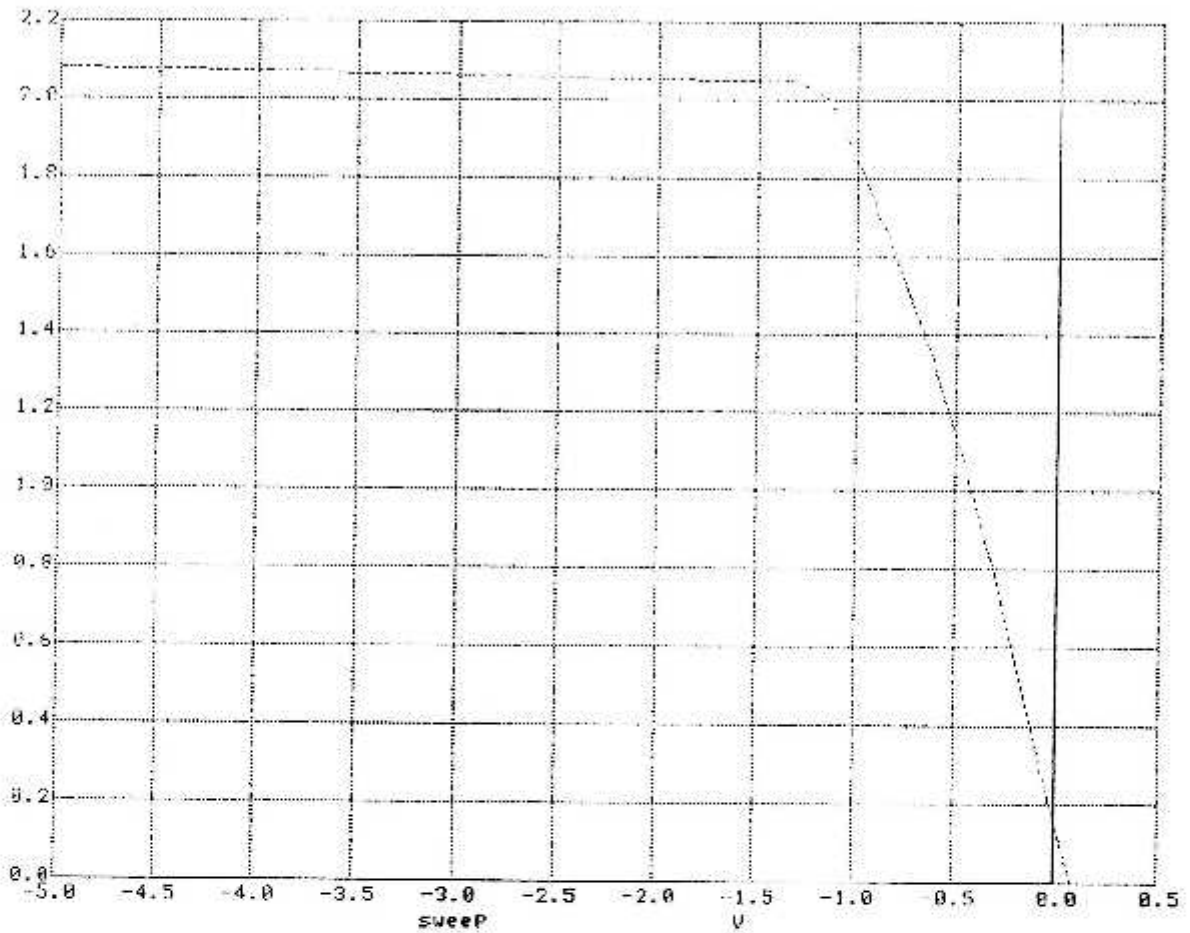
**Fig (6.3.14) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gl})$ Pour : $L = 0.80\mu m$, $W = 4\mu m$, F (Khz):100
 $tox = 12nm$, $V_{rev} = 0.5V$, $V_{gh} = 2V$ et Charges injectées = $1.36E+12$.**



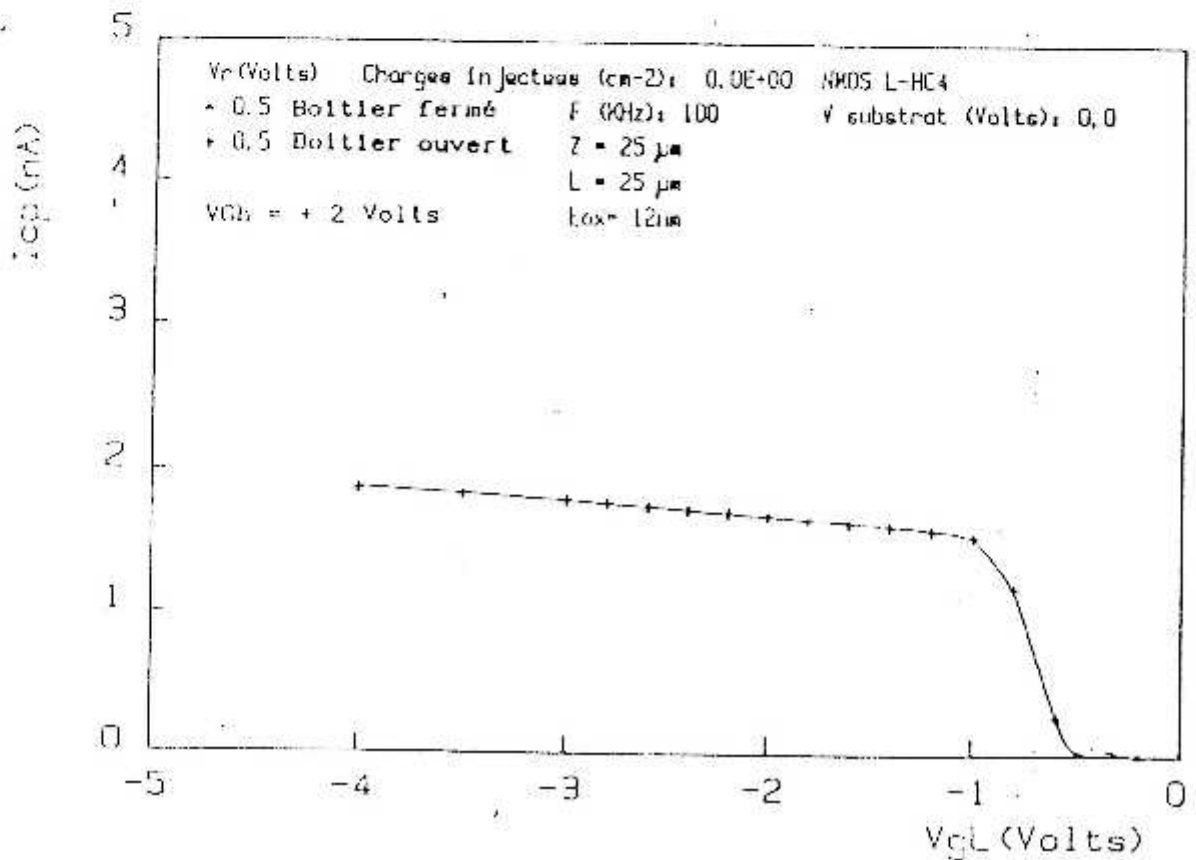


**Fig (6.3.15) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gl})$ Pour : $L = 25\mu m$, $W = 25\mu m$, F (Khz): 100
 $tox = 12nm$ $V_{rev} = 0.1V$, $V_{gh} = 2V$ et Charges injectées = $0.00E+00$.**





**Fig (6.3.16) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gl})$ Pour : $L = 25\mu m$, $W = 25\mu m$, F (KHz): 100
 $tox = 12nm$, $V_{rev} = 0.5V$, $V_{gh} = 2V$ et Charges injectées = $0.00E+00$.**



d) **Quatrième cas** : Transistor $L = 25\mu\text{m}$, $W = 25\mu\text{m}$, $T_{ox} = 25\text{nm}$

Les courbes (6.3.5), (6.3.6) et (6.3.7) montrent l'influence des tensions de polarisations inverse (V_{rev}) sur la variation de la tension de seuil. Le courant I_{cp} ne commence à varier que lorsque $V_{gh} \cong V_{th}(V_{rev})$.

Les résultats simulés sont en bon accord avec les mesures.

2) **Etude statique** : (Variation de $I_{DS} = f(V_{DS})$, $I_{DS} = f(V_{GS})$, g_m)

a) **Premier cas** : Transistor $L = 0.4\mu\text{m}$, $1.6\mu\text{m}$ et $2.5\mu\text{m}$, $W = 0.8\mu\text{m}$,
 $T_{ox} = 12\text{nm}$

Généralement, on suit toujours l'évolution de $I_{DS} \cdot g_m$ pour les mêmes paramètres donnés pour I_{cp} . Les courbes (6.3.17), (6.3.18), (6.3.19) et (6.3.20) montrent les caractéristiques tension-courant simulées. Ces courbes sont validées par rapport aux modèles propres de **spice3f4 (BSIM1, BSIM2, MOS6 ...)** qui ne tient pas compte de

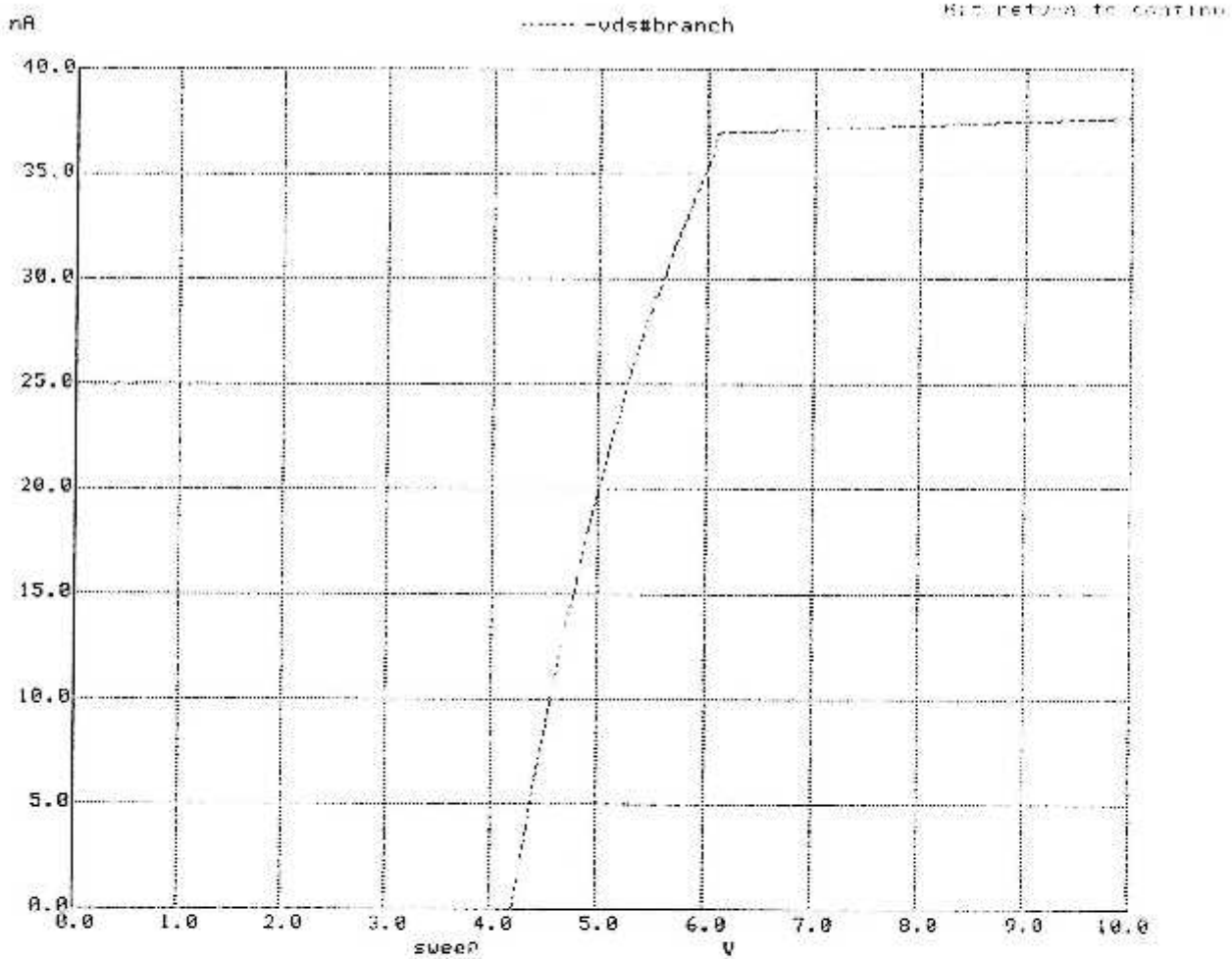
certaines paramètres comme D_{it} , T_r , T_f , $\langle \sigma \rangle$. Seulement les valeurs simulées indiquent qu'il y a une très grande variation du courant drain-source après la dégradation. Cette dégradation est due à l'injection des porteurs dans le canal de grille par ionisation par impact qui passent ensuite dans l'oxyde de grille. L'écart entre la simulation et les mesures est très faible ce qui nous permet d'affirmer encore une fois la validité du modèle implanté.

b) **Deuxième cas** : Transistor $L = 1.6\mu\text{m}$, $2.5\mu\text{m}$, $W = 2.5\mu\text{m}$ $T_{ox} = 12\text{nm}$.

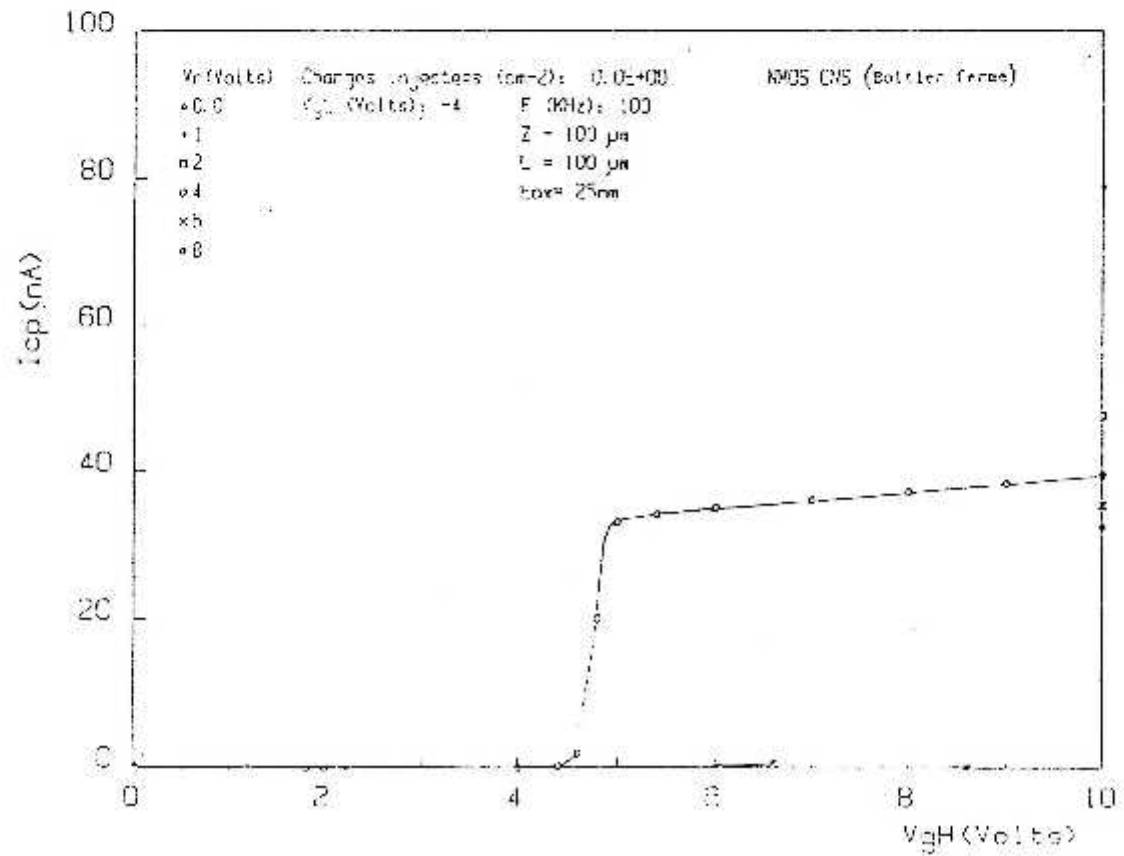
La caractéristique de transfert (6.3.21) présente les variations de $I_{DS} = f(V_{GS})$, qui relèvent de bons accords avec la mesure. Seulement la valeur maximale du courant de drain est inférieure à celle mesurée. Ceci revient toujours aux choix des différents paramètres qui sont parfois pris par défaut. Cependant les caractéristiques du transistor (**Tension de seuil, ...**) restent en bon accord avec la mesure. La valeur maximale de I_d n'est pas atteinte à cause de la présence d'un champ électrique qui empêche les porteurs de migrer majoritairement dans l'oxyde de grille. Dans notre modèle une seule composante de ce champs est prise en compte. Pour remédier à ce problème, lors de la dégradation de la mobilité? il faut tenir compte des deux composantes horizontale et verticale.

c) **Troisième cas** : Transistor $L = 0.4\mu\text{m}$, $W = 0.8\mu\text{m}$, $T_{ox} = 12\text{nm}$,
 $\theta = 0.08, 0.24, \text{ et } 0.35$.

L'expression de la transconductance est un modèle physique qui suit l'évolution du courant drain par rapport à la variation de la tension de grille. Les résultats de simulation pour la transconductance donnés par la figure (6.3.27) ne tiennent compte d'aucun paramètre de vieillissement, d'où la région linéaire reste constante. Cependant lorsque ces paramètres sont pris en compte, on observe une forte dégradation de la partie linéaire de g_m (6.3.28, 29, 30), due à la dégradation de la mobilité et de la prise en compte du paramètre θ .



**Fig (6.3.5) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gH})$ Pour : $L = 100\mu m$, $W = 100\mu m$, $F(KHz) : 100$
 $tox = 25nm$, $V_{rev} = 4V$, $V_{gl} = -4V$ et Charges injectées = $0.00E+00$.**



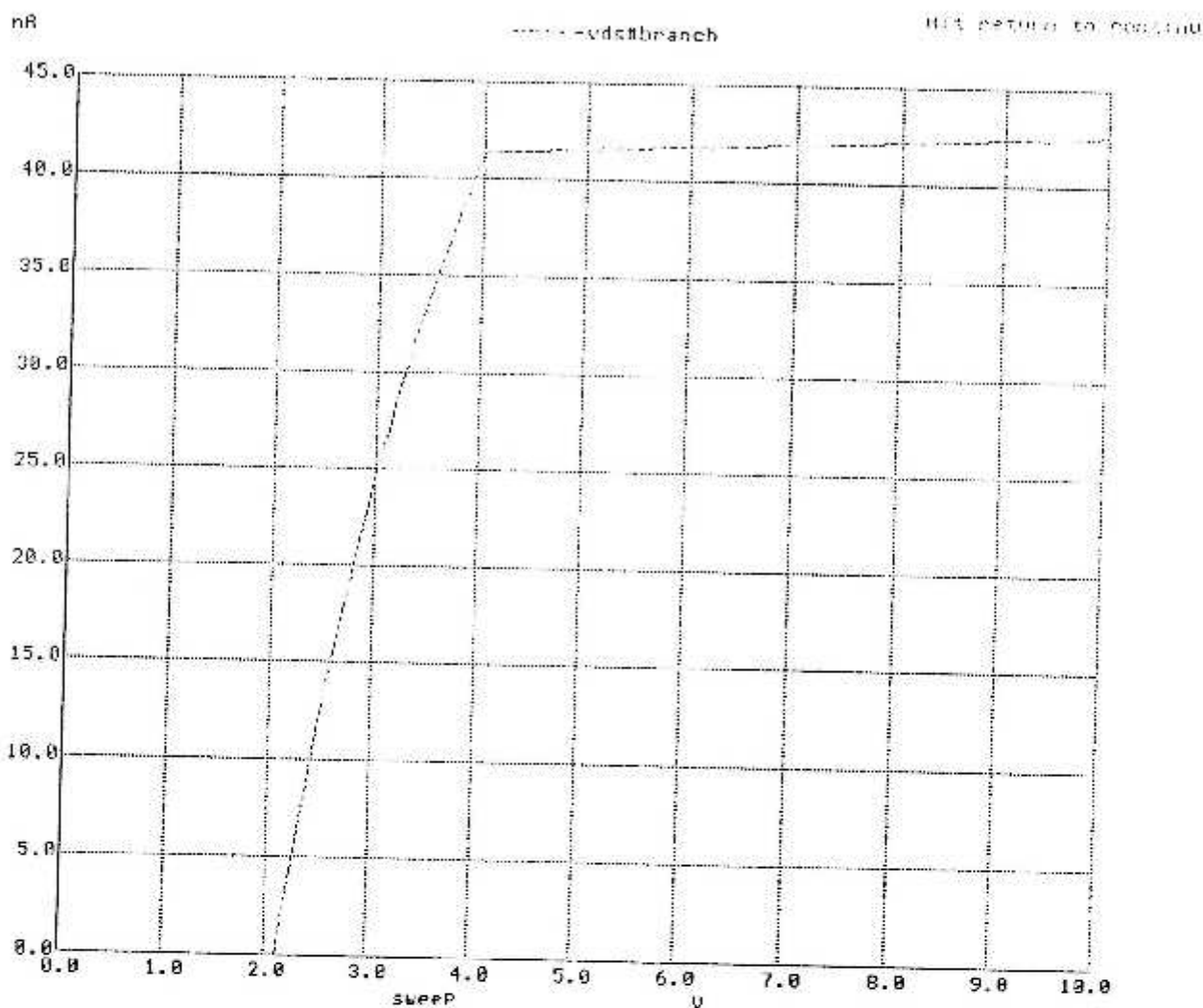
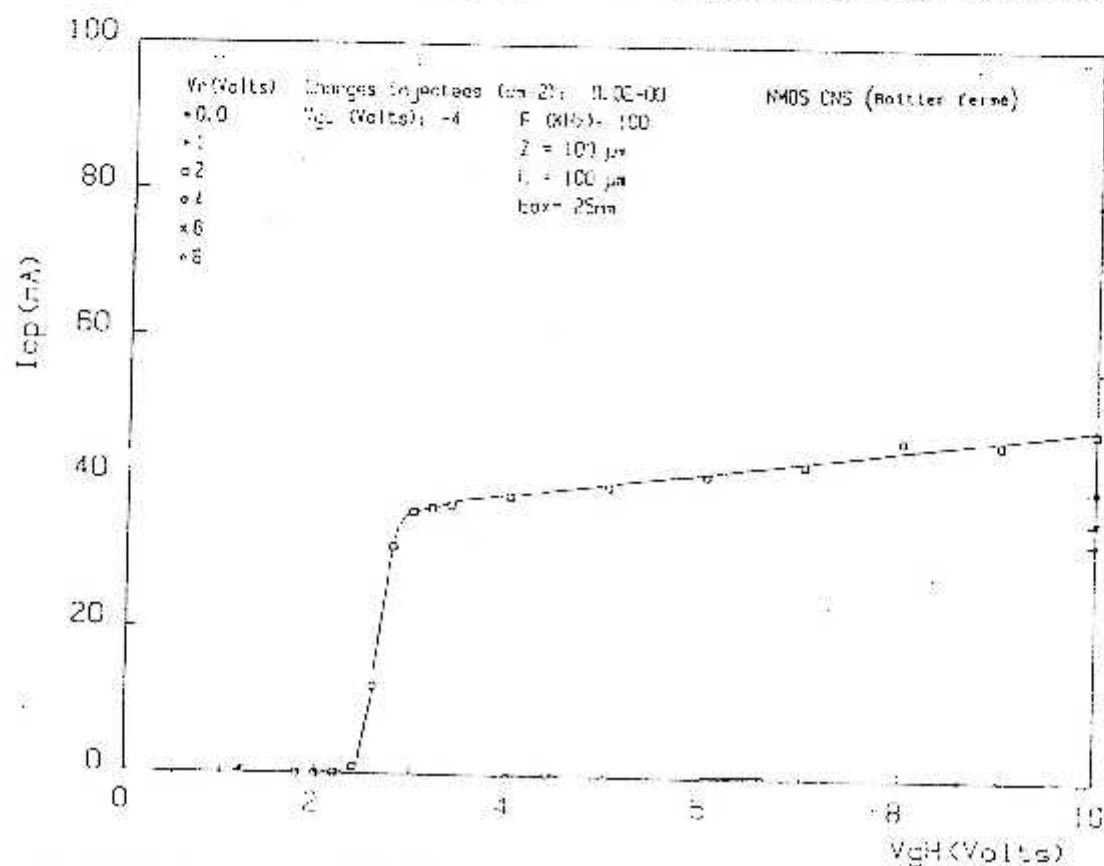
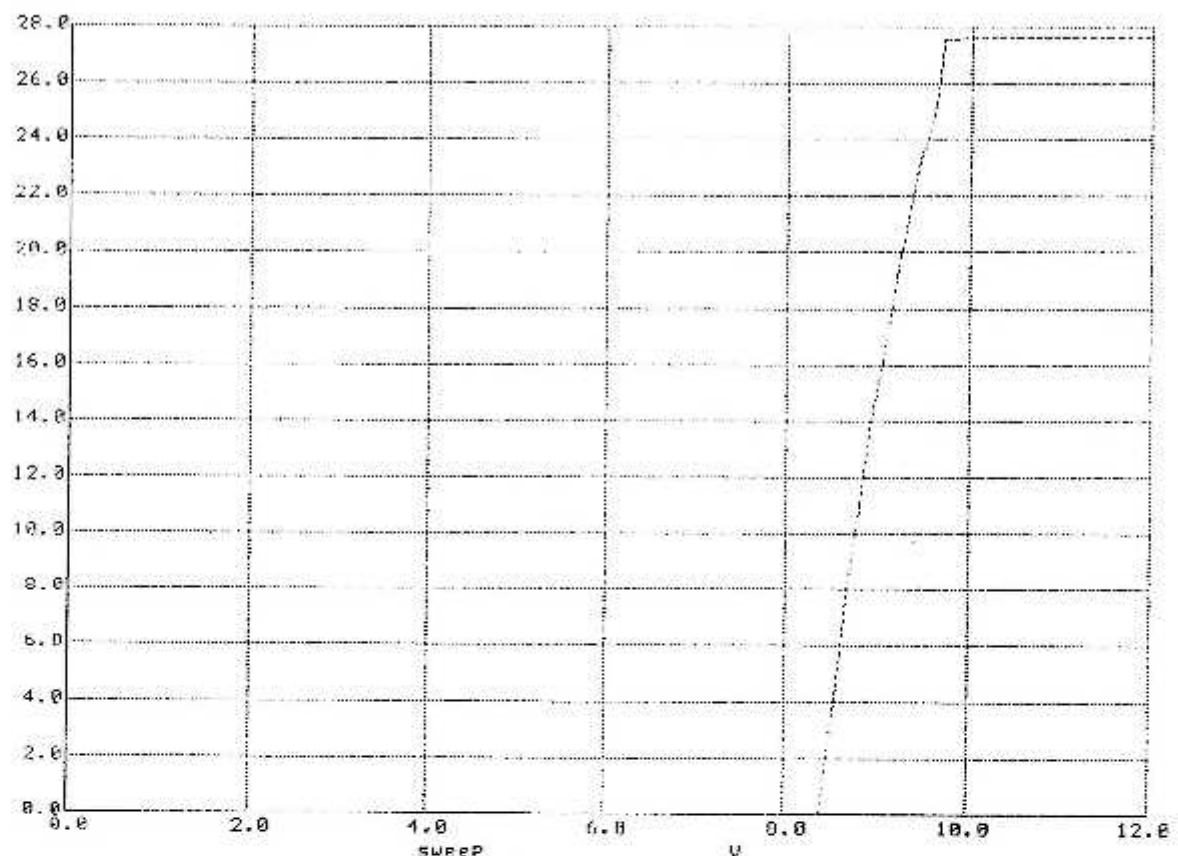
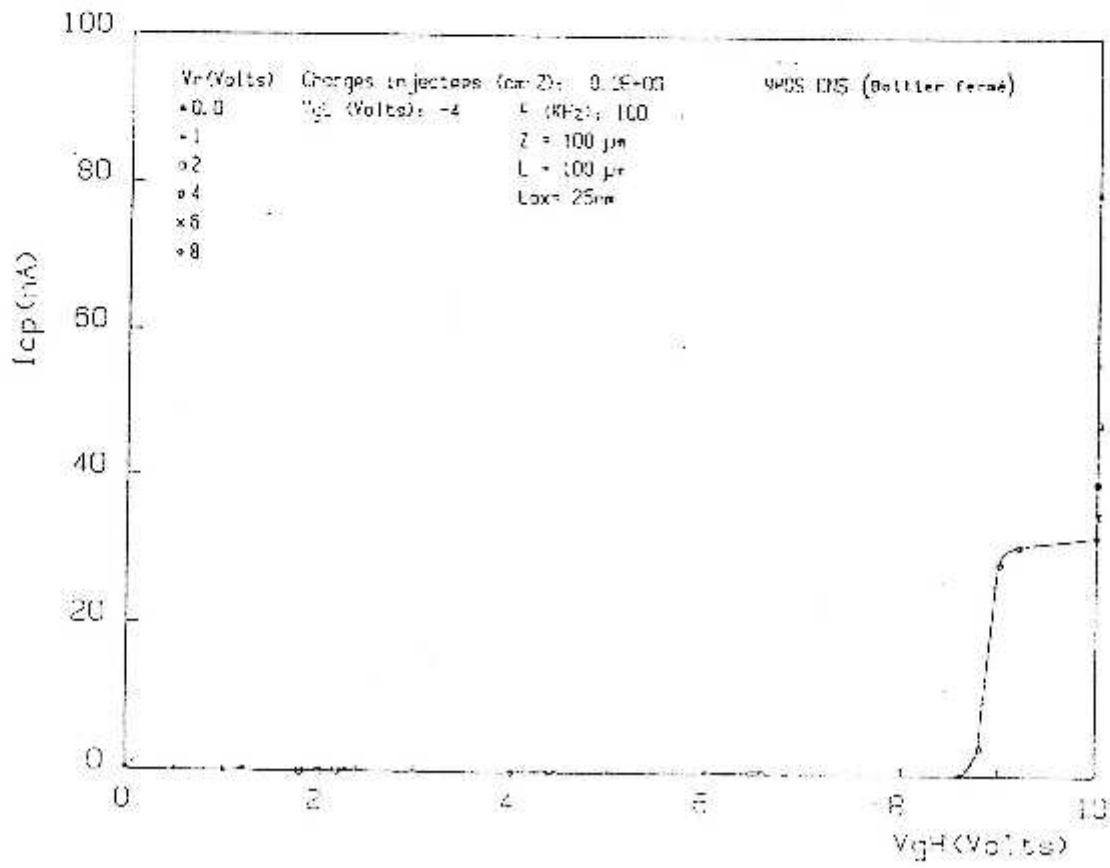


Fig (6.3.6) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 100\mu\text{m}$, $W = 100\mu\text{m}$, F (KHz):100
 $\text{tox} = 25\text{nm}$, $V_{rev} = 2\text{V}$, $V_{gl} = -4\text{V}$ et Charges injectées = $0.00E+00$.





**Fig (6.3.7) Caractéristique $I_{cp} = f(V_{gh})$ Pour : $L = 100\mu m$, $W = 100\mu m$, F (Khz):100
 $tox = 25nm$, $V_{rev} = 8V$, $V_{gl} = -4V$ et Charges injectées = $0.00E+00$.**



00

----- vds4branch

Hit return to continue

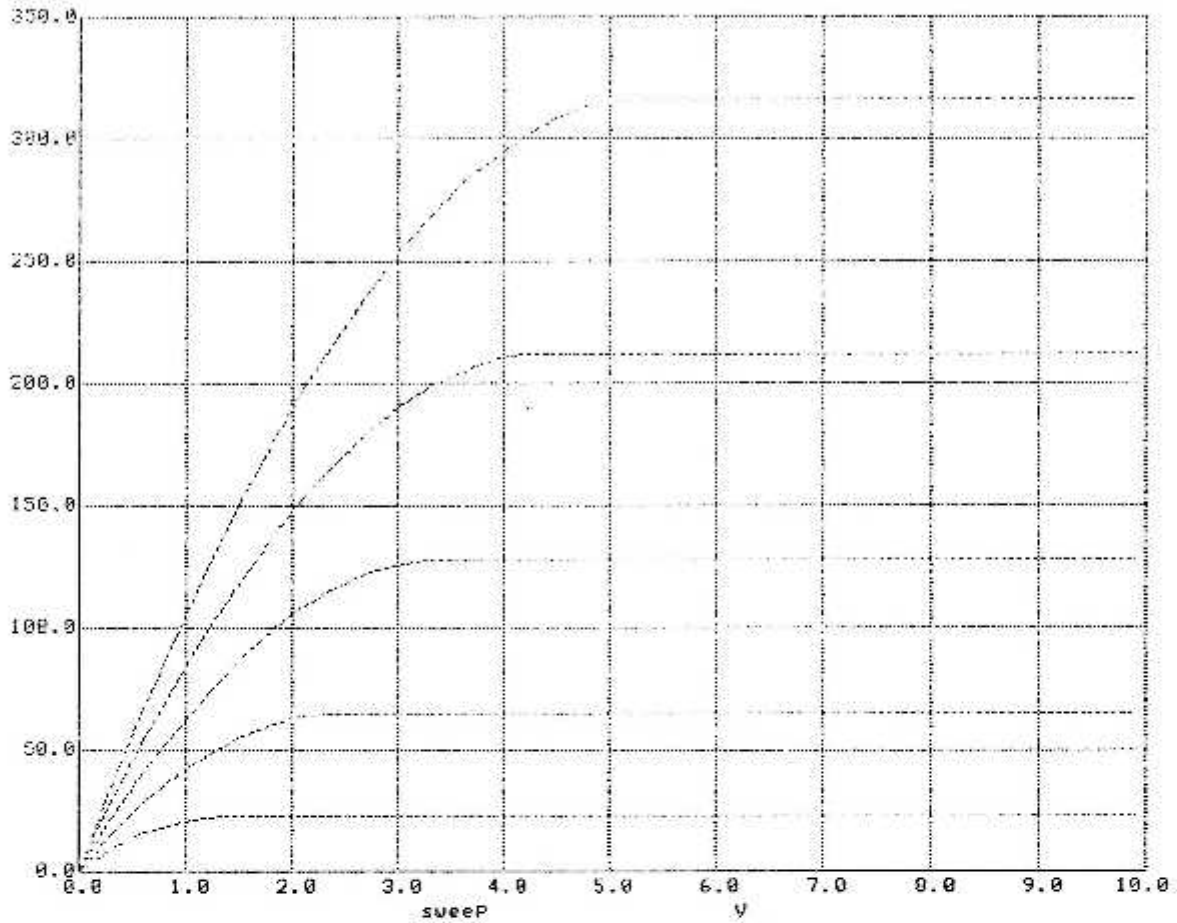
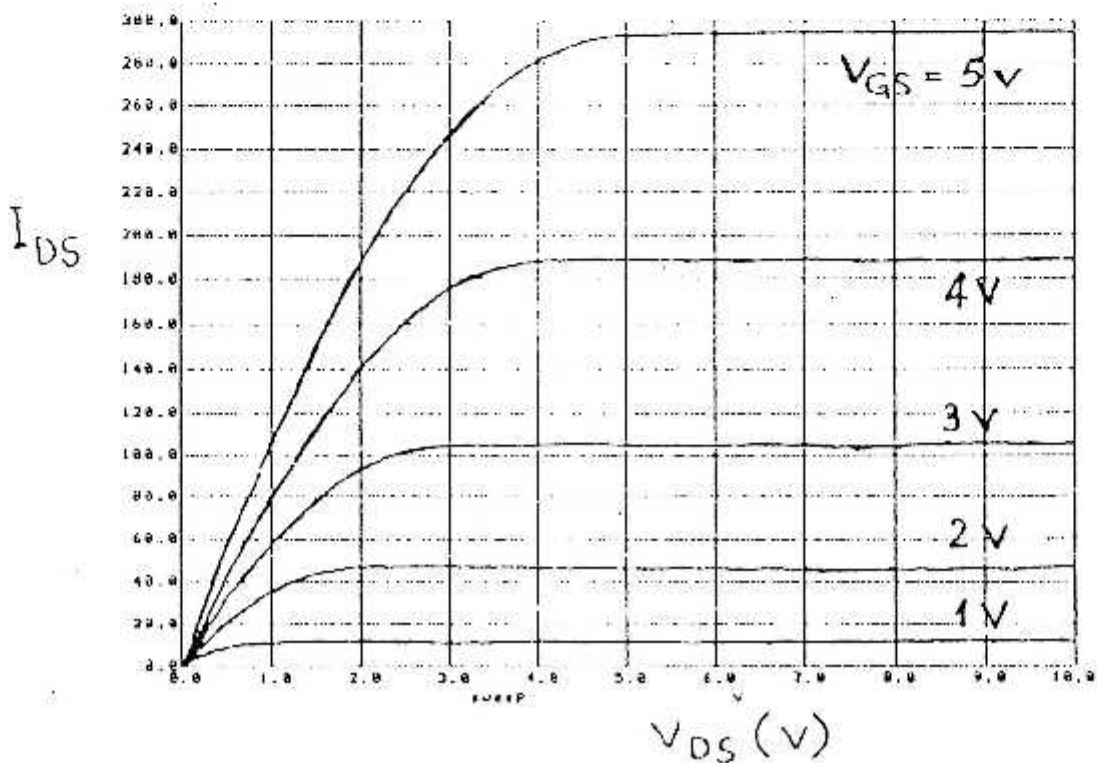


Figure (6.3.17) Caractéristique $I_{DS} = f(V_{DS})$ pour : $L = 0.4\mu$, $W = 0.8\mu$, $V_{fb} = -1.008V$,
 $Dit = 1e10$, $Nss = 1.36e12$ et $V_{rev} = 0.1V$.

m5 Model: BS181 L=0.4e-06 W=0.8e-06 Vfb=-1.008 Dit=1e10 Nss=1.36e12 Vrev=0.1



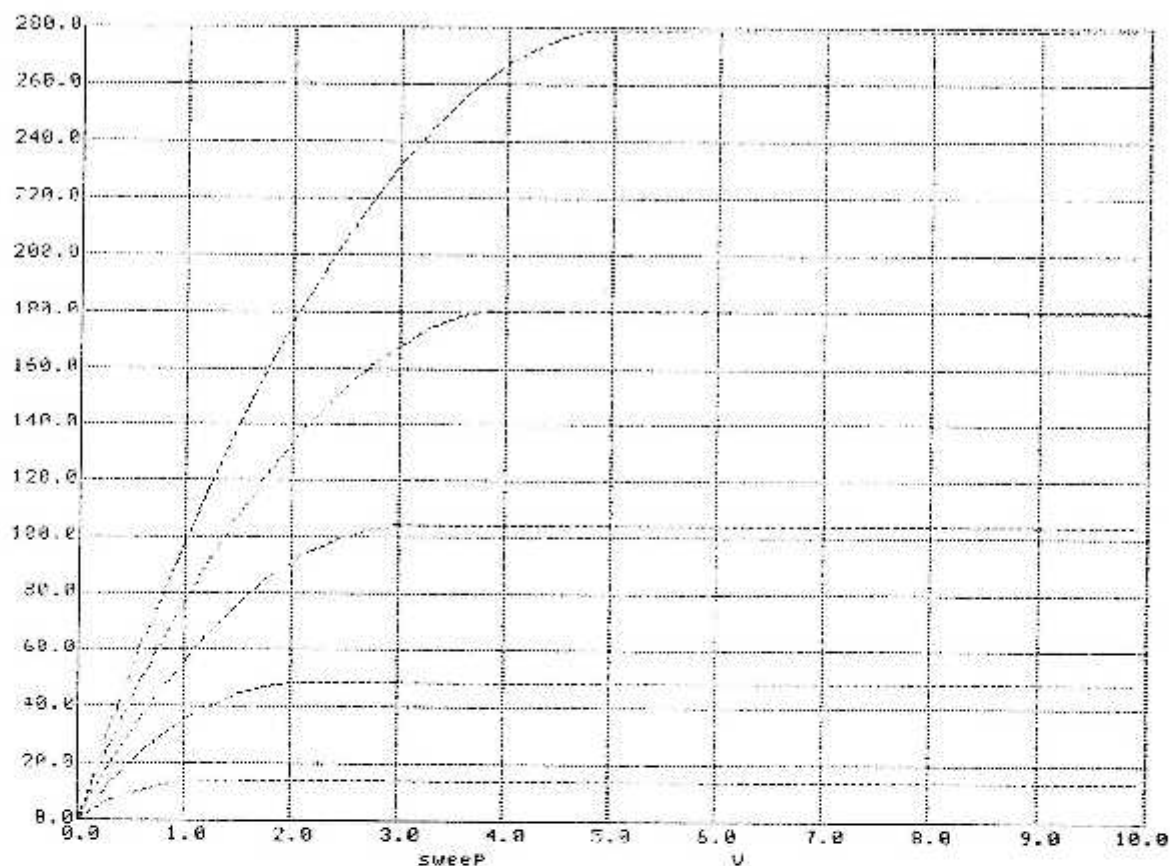
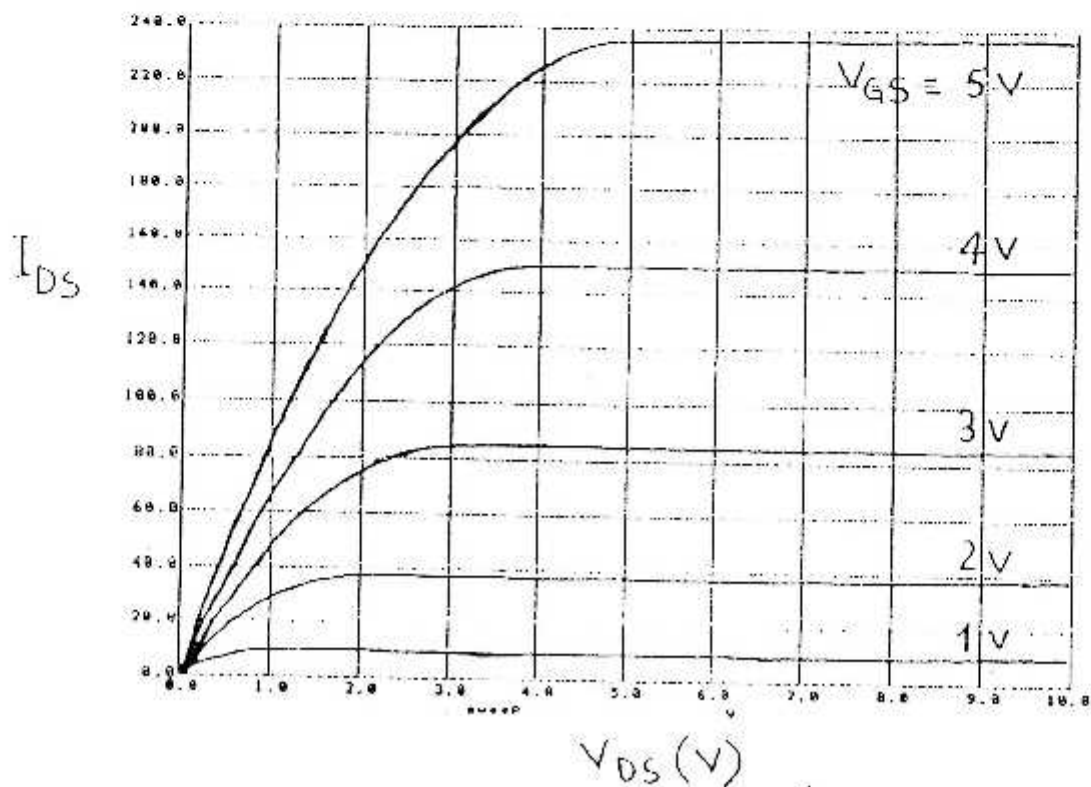


Figure (6.3.18) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour : $L = 0.4\mu$, $W = 0.8\mu$, $U_0 = 600$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$ et $V_{rev} = 0.1V$.

up Modèle HSPICE (MOSU) L=0.40 W=0.80 U0=600 DIT=1e10 Nss=1.36e12 Vrev=0.1 GAMMA=0.5



mF

----- -vds#branch

HIT RETURN TO CONT

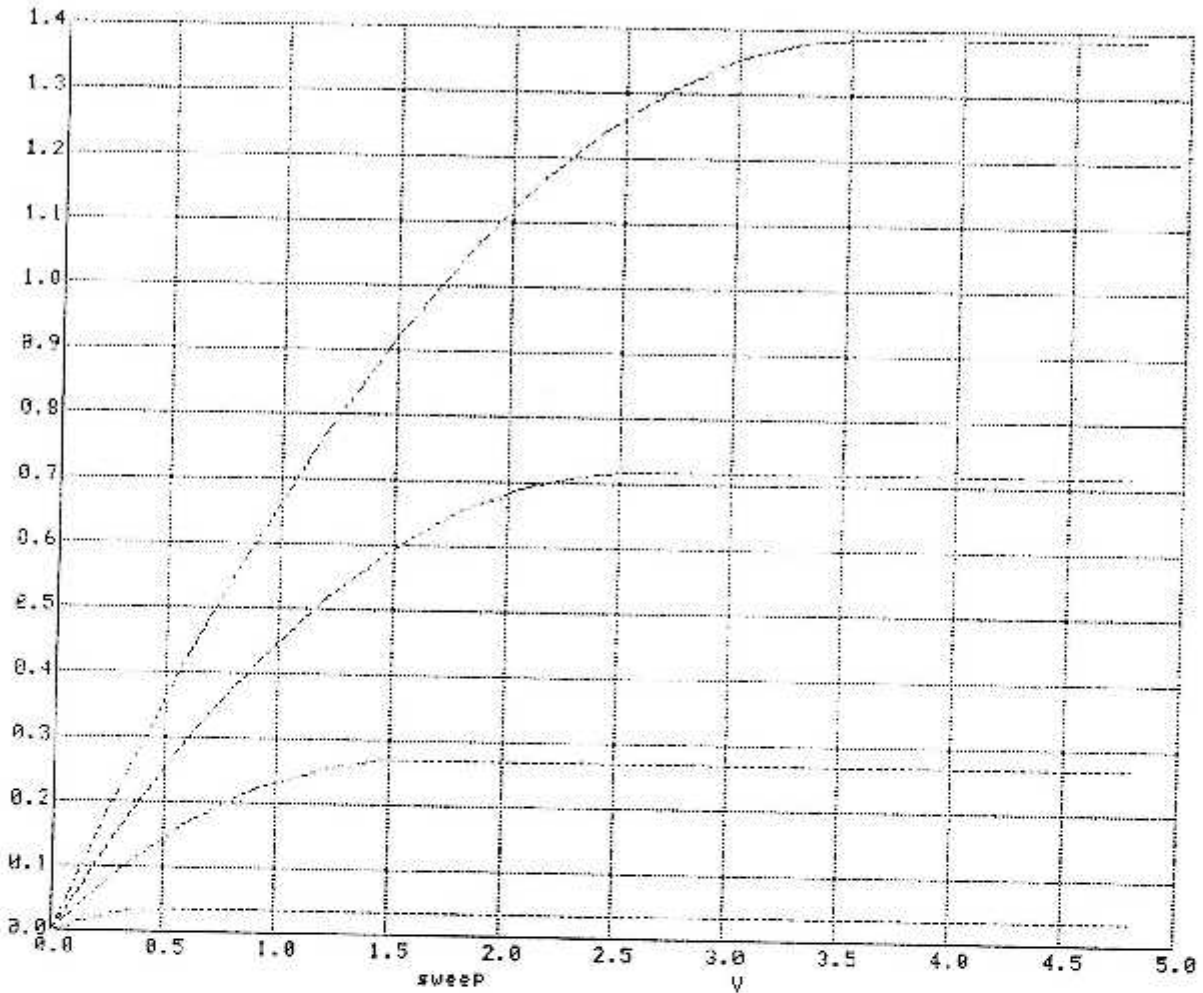
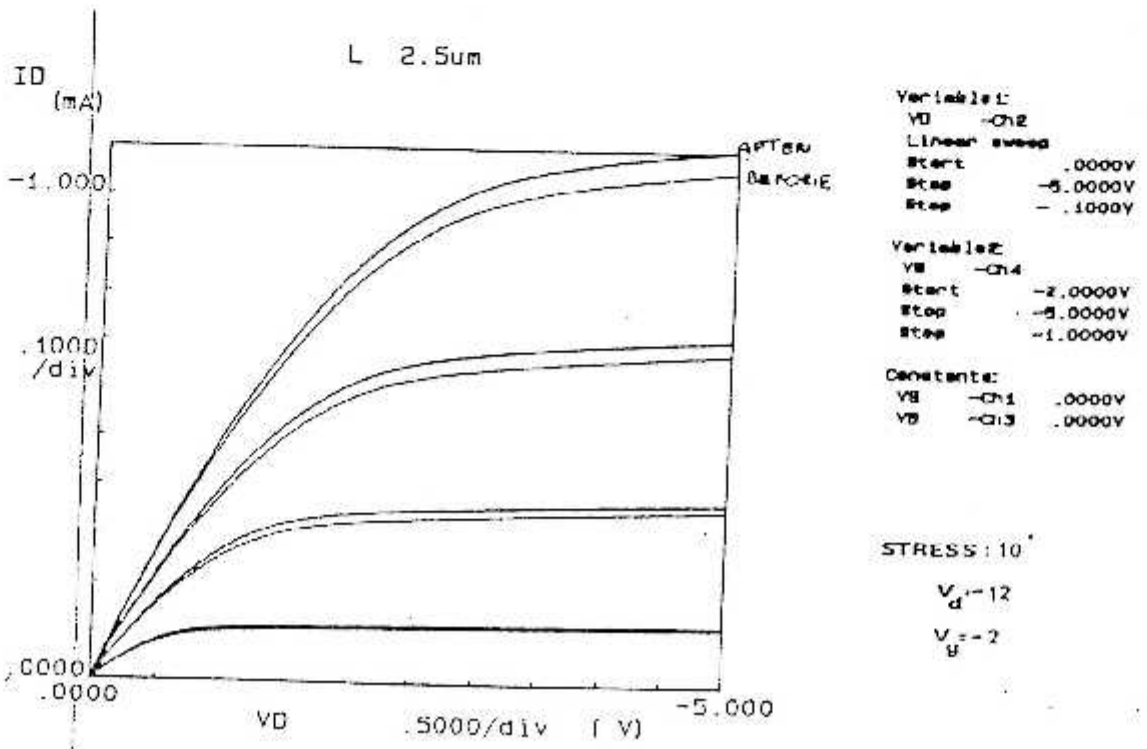


Figure (6.3.19) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour : $L = 2.5\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{ds} = 12V$, et $V_{gs} = 2V$.



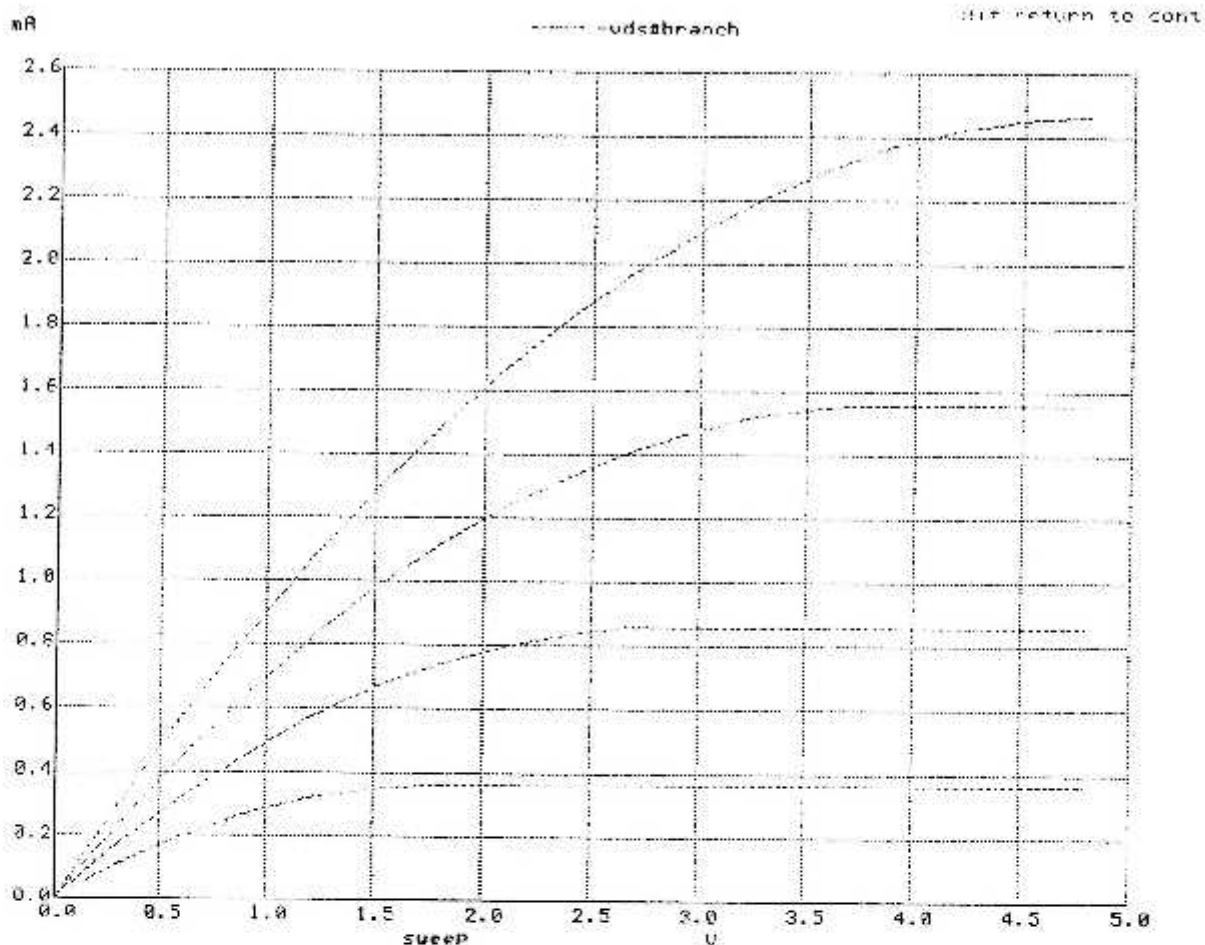
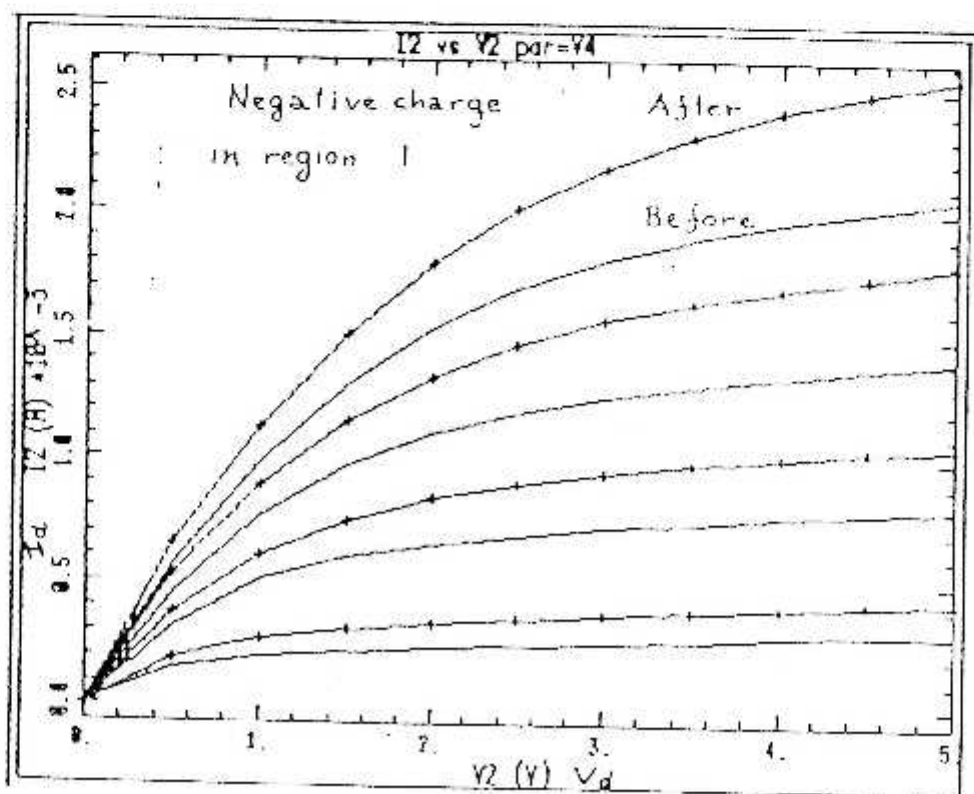


Figure (6.3.20) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour : $L = 1.6\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $Dit = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{ds} = 11V$, et $V_{gs} = 2V$.



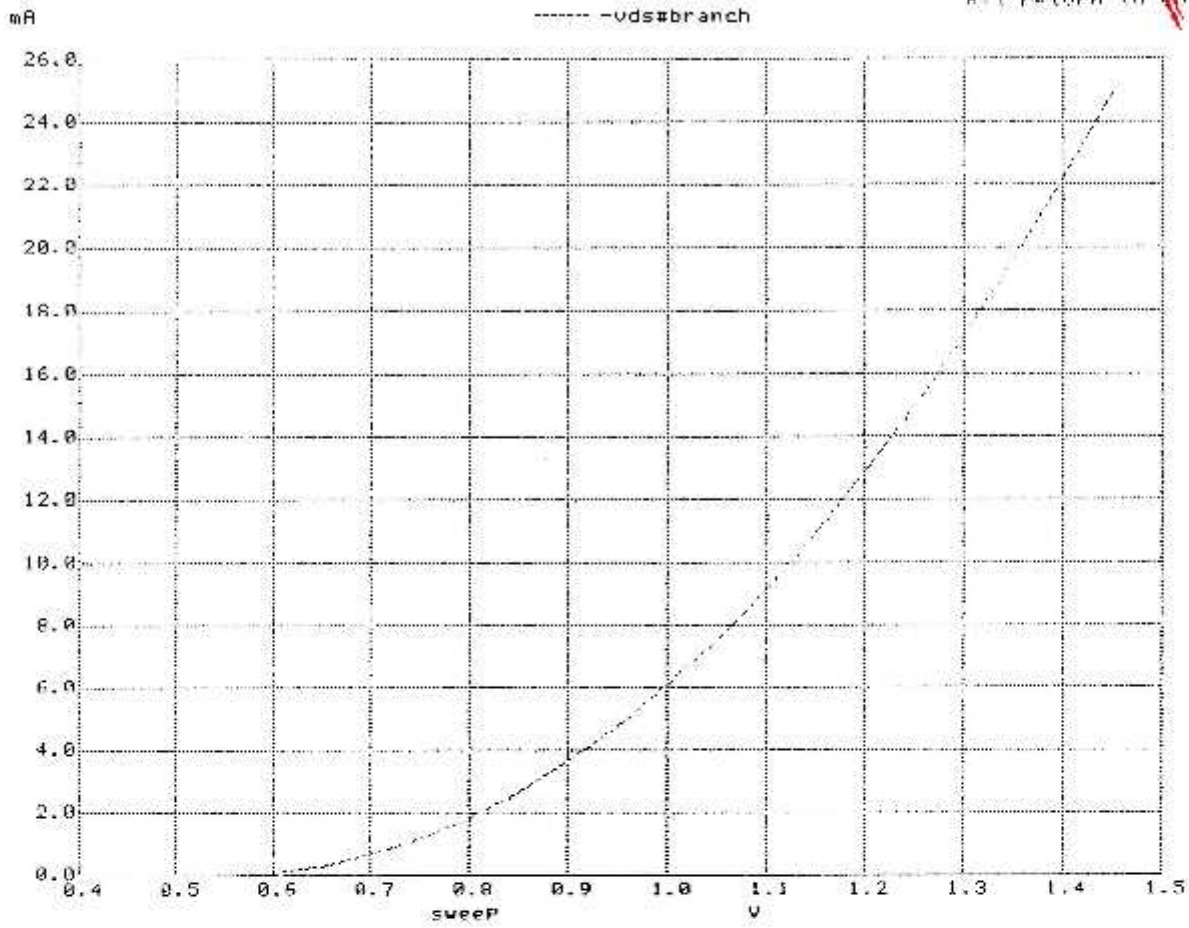


Figure (6.3.21) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour : $L = 1.6\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{ds} = 11V$, et $V_{gs} = -2V$.



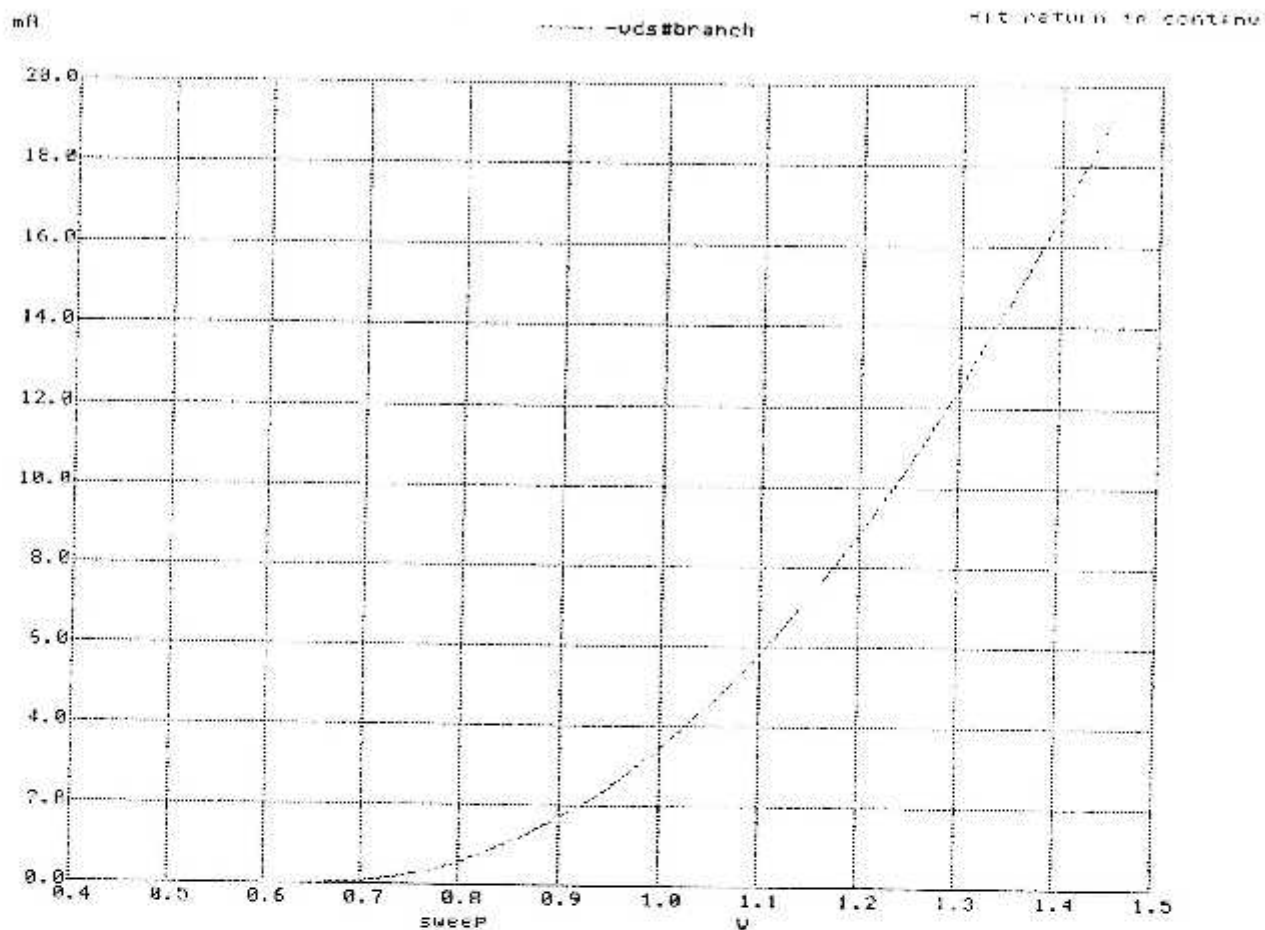


Figure (6.3.22) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour : $L = 2.5\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{ds} = 12V$, et $V_{gs} = -2V$.

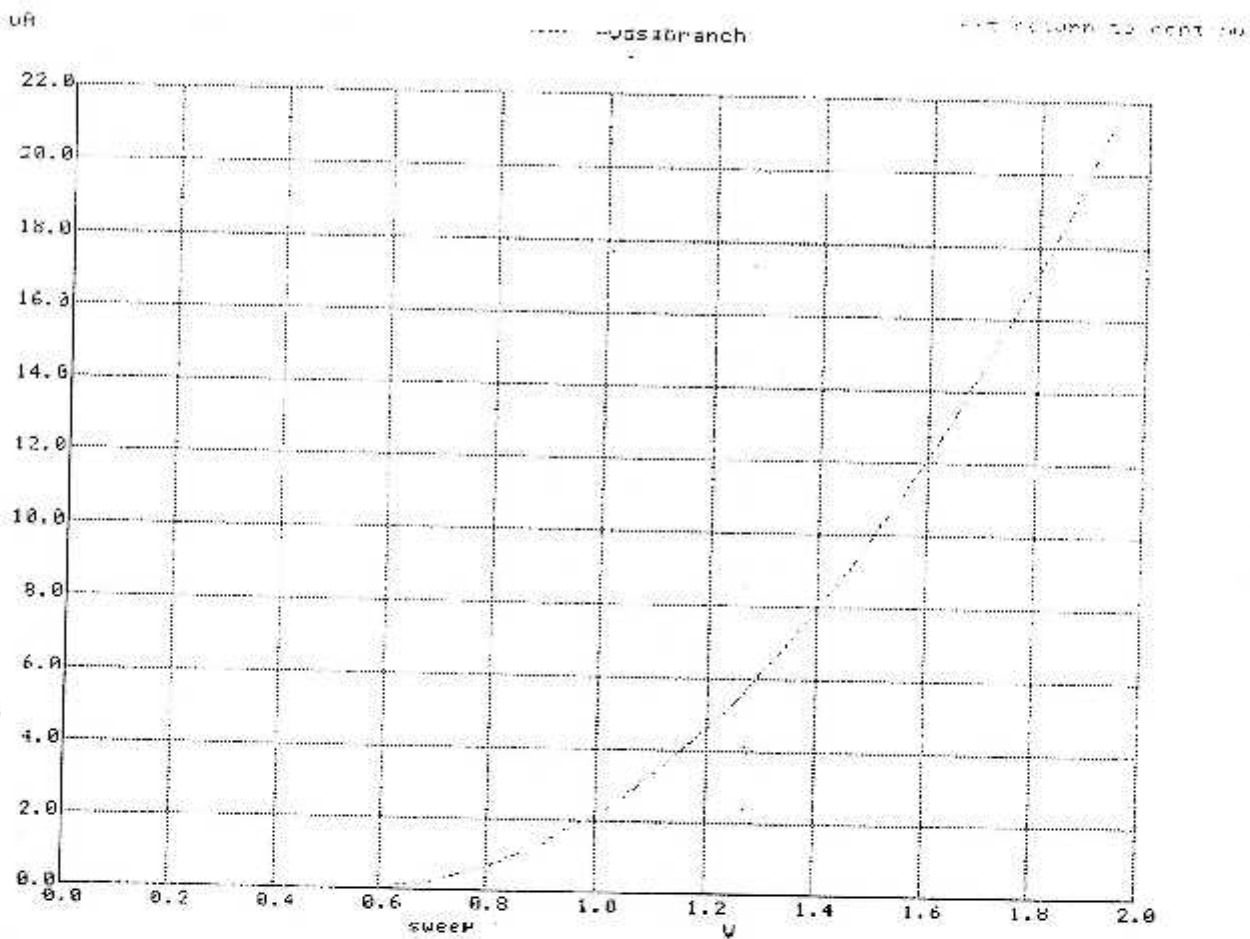
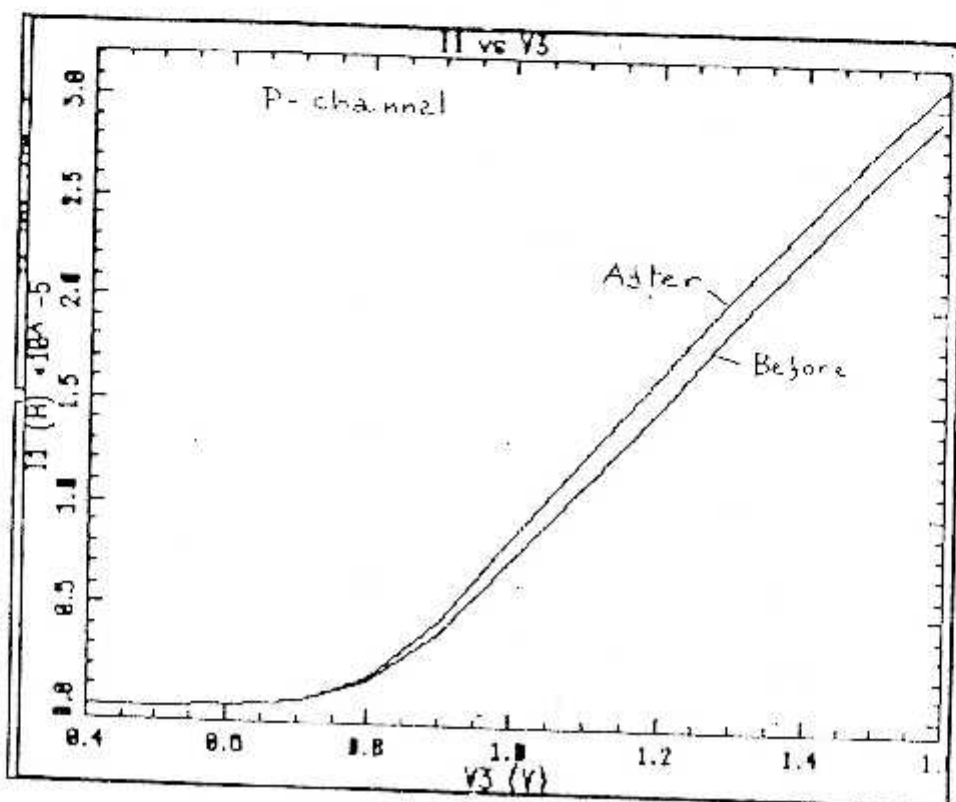


Figure (6.3.23) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour : $L = 1.6\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{ds} = 11V$, et $V_{gs} = 2V$.



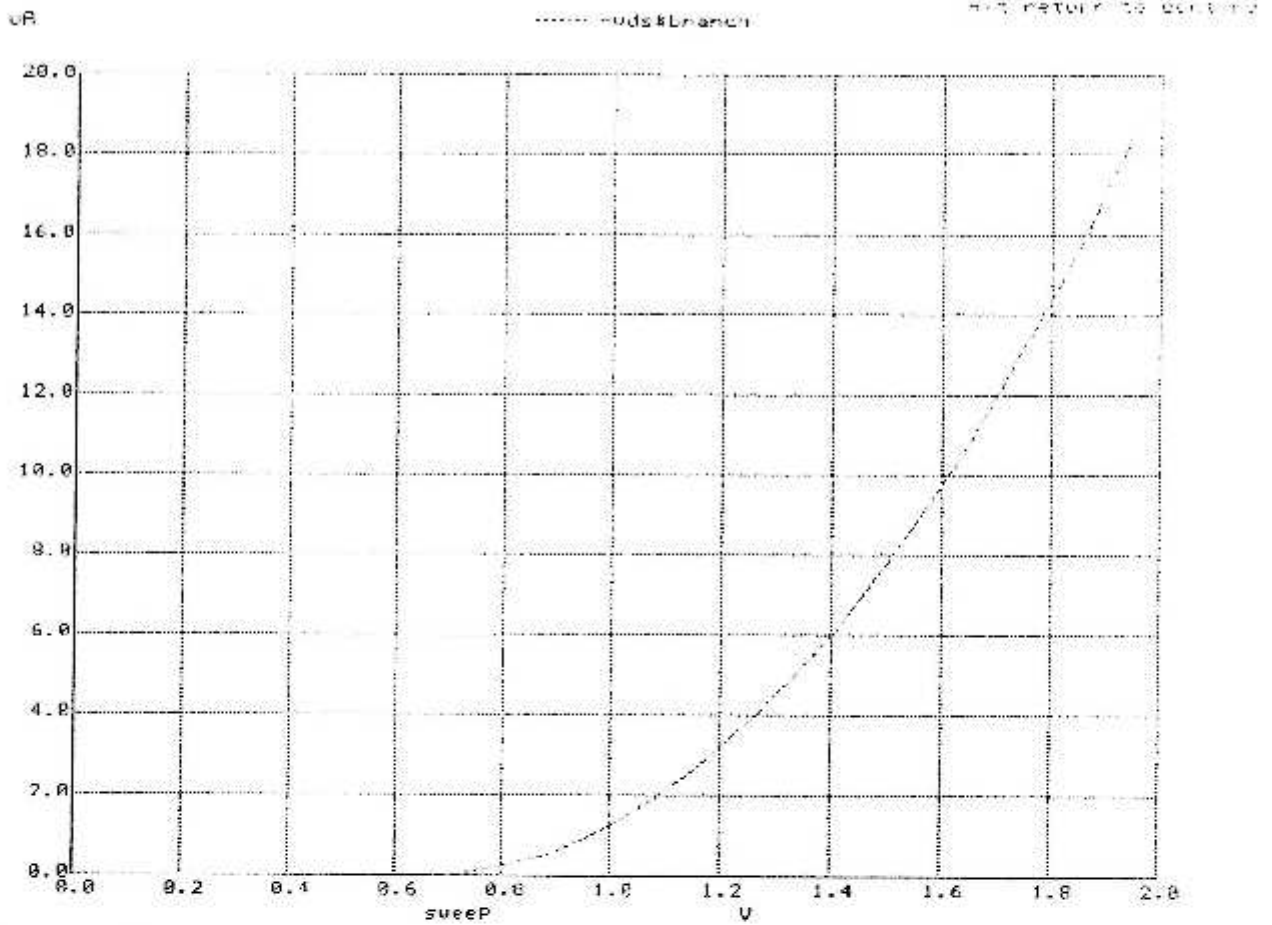
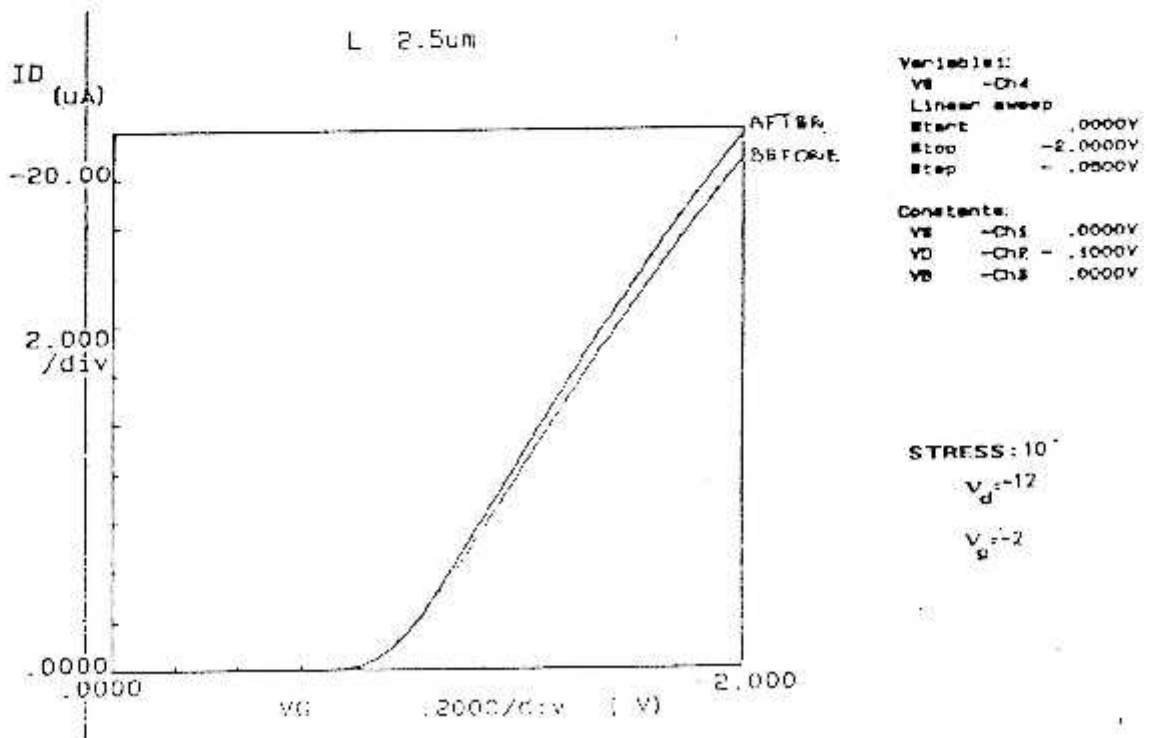


Figure (6.3.24) Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour : $L = 2.5\mu$, $W = 25\mu$, $V_{fb} = -0.739V$, $Dit = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$, $V_{rev} = 0.1V$, $V_{ds} = 12V$, et $V_{gs} = 2V$.



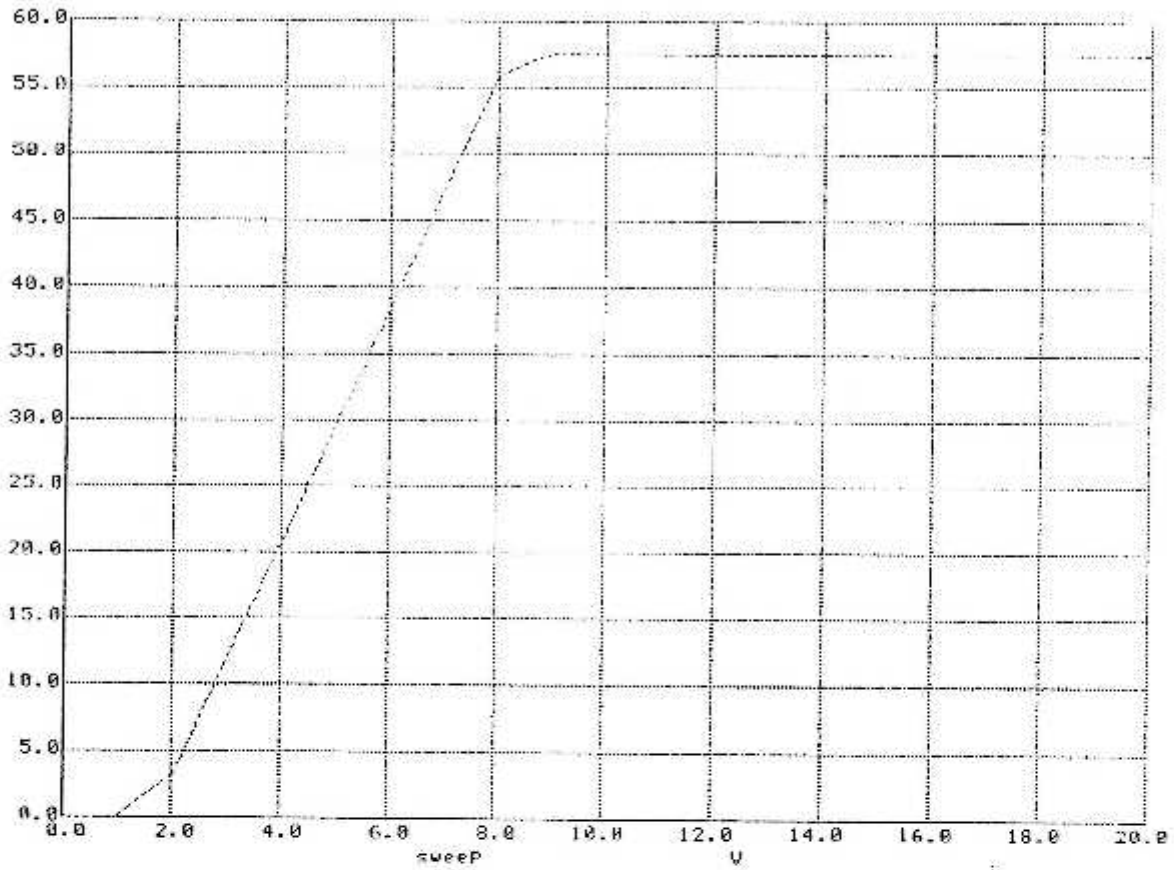
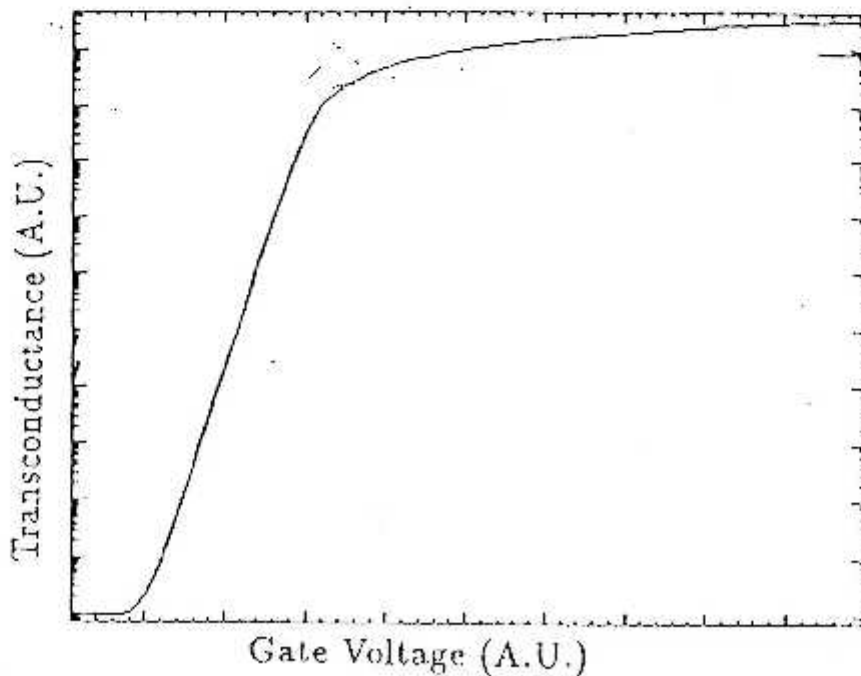


Figure (6.3.27) Caractéristique de Transconductance (gm) pour : $L = 1.2\mu$, $W = 25\mu$, $T_{ox} = 12nm$, $V_d = 8.0V$ et $V_g = 1.00V$.

Transconductances



Transconductances

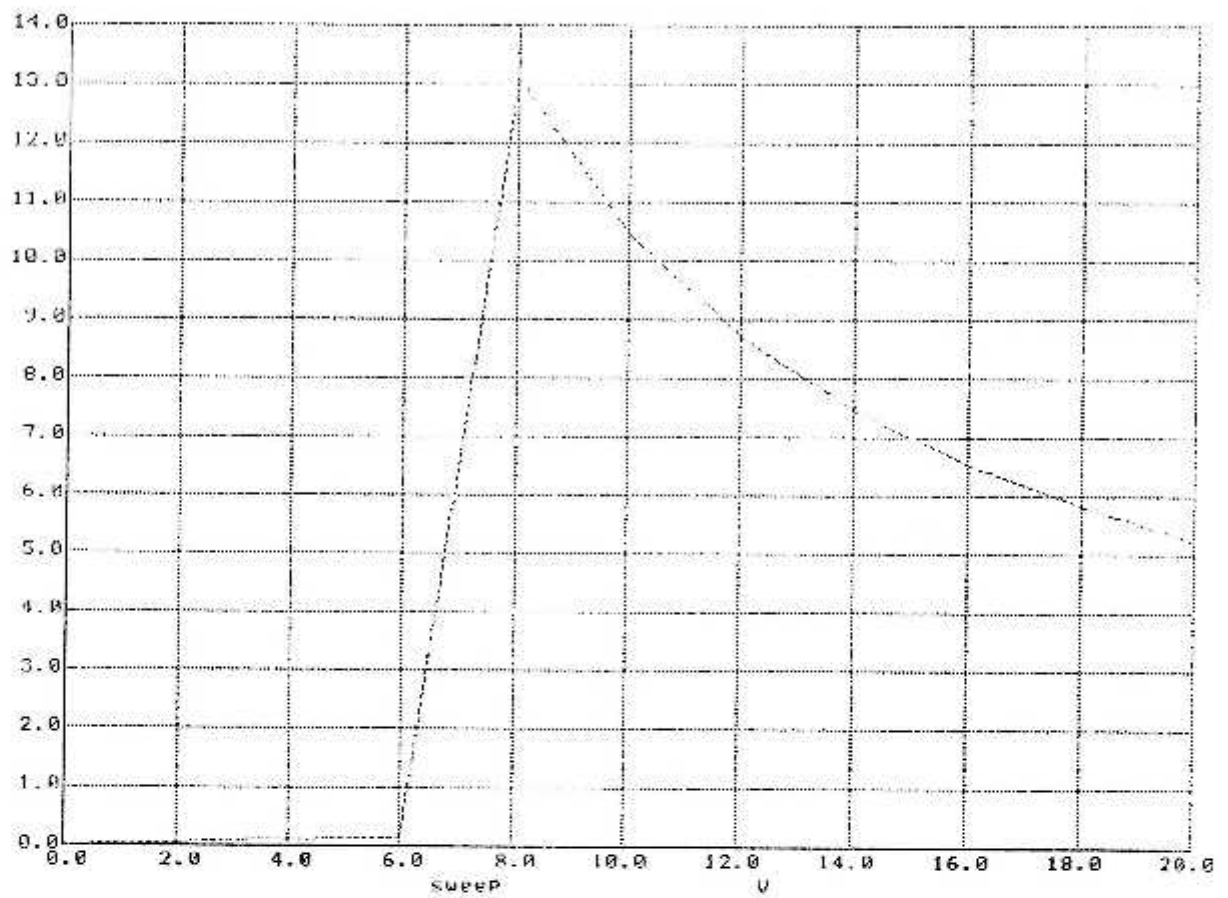
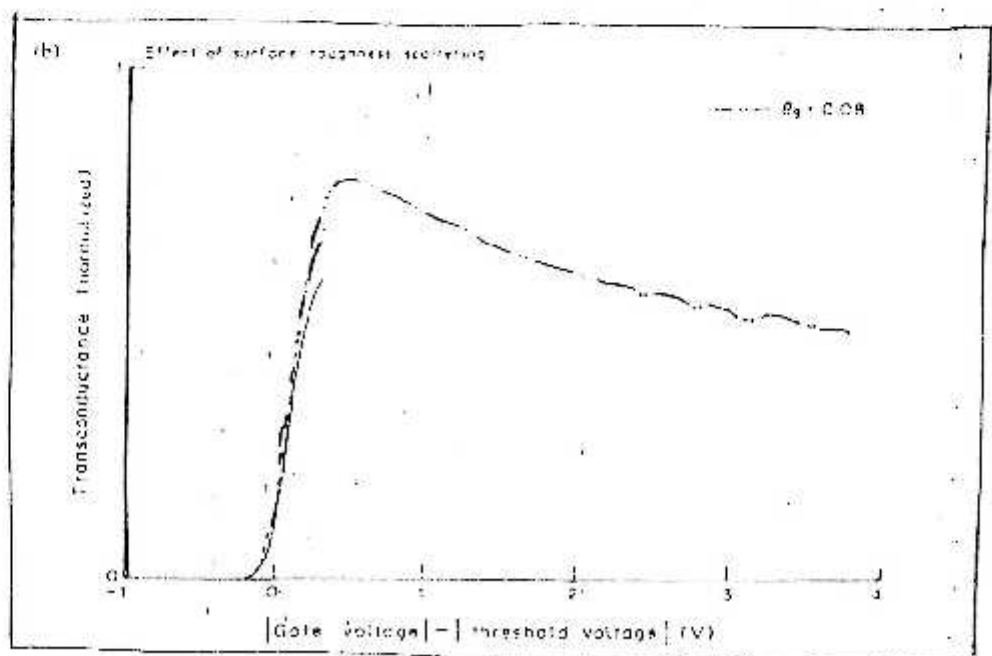


Figure (6.3.28) Caractéristique de Transconductance (g_m) pour : $L = 2.5\mu$, $W = 25\mu$, $T_{ox} = 12nm$, $V_d = 9.0V$, $V_g = 1.25V$, $Dit = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$ et $\theta_s = 0.08$.



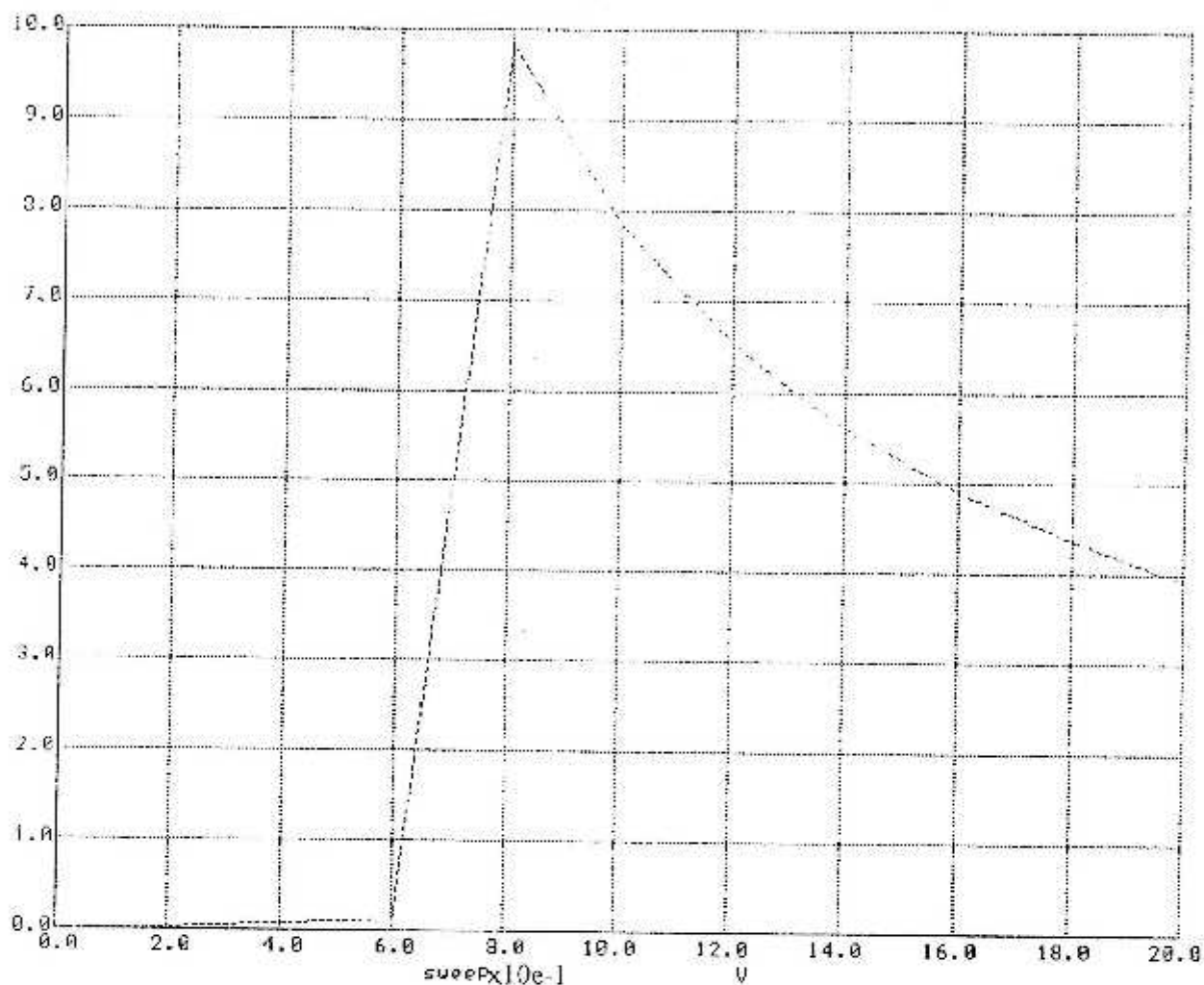
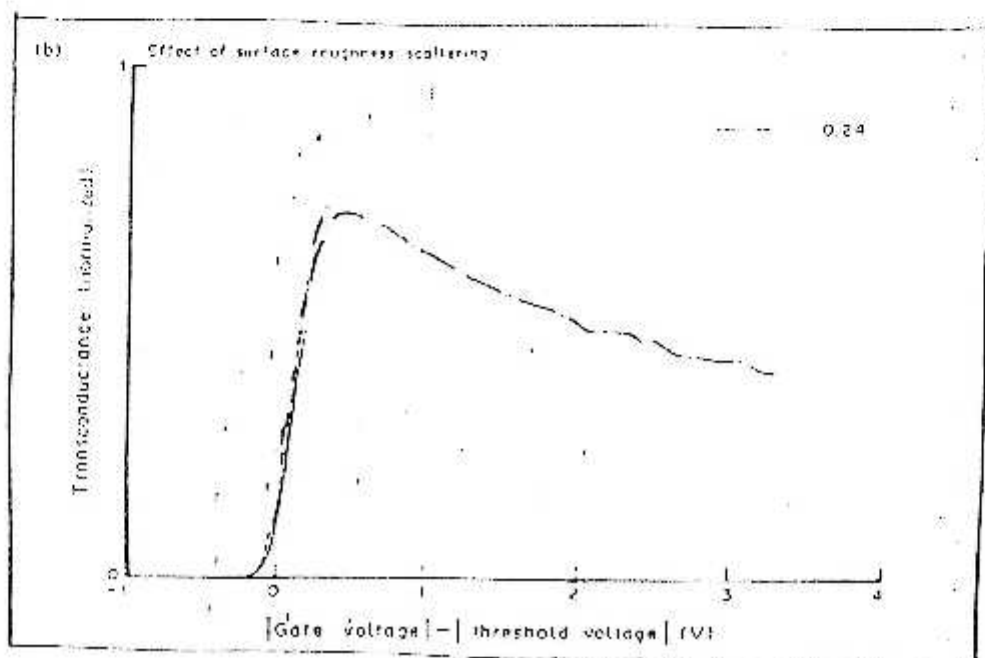


Figure (6.3.29) Caractéristique de Transconductance (g_m) pour : $L = 2.5\mu$, $W = 25\mu$, $T_{ox} = 12\text{nm}$, $V_d = 9.0\text{V}$, $V_g = 1.25\text{V}$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$ et $\theta_s = 0.24$.



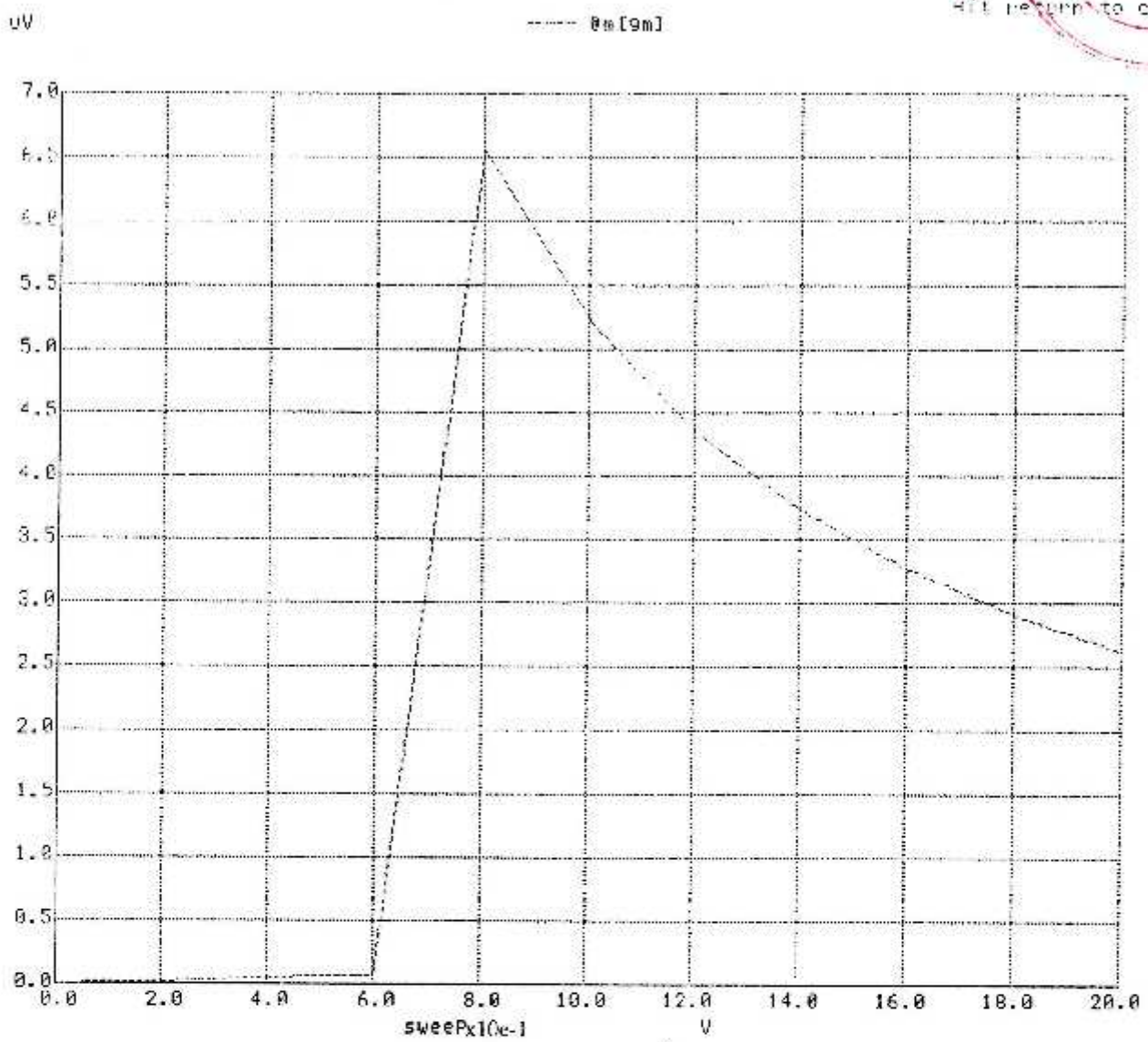
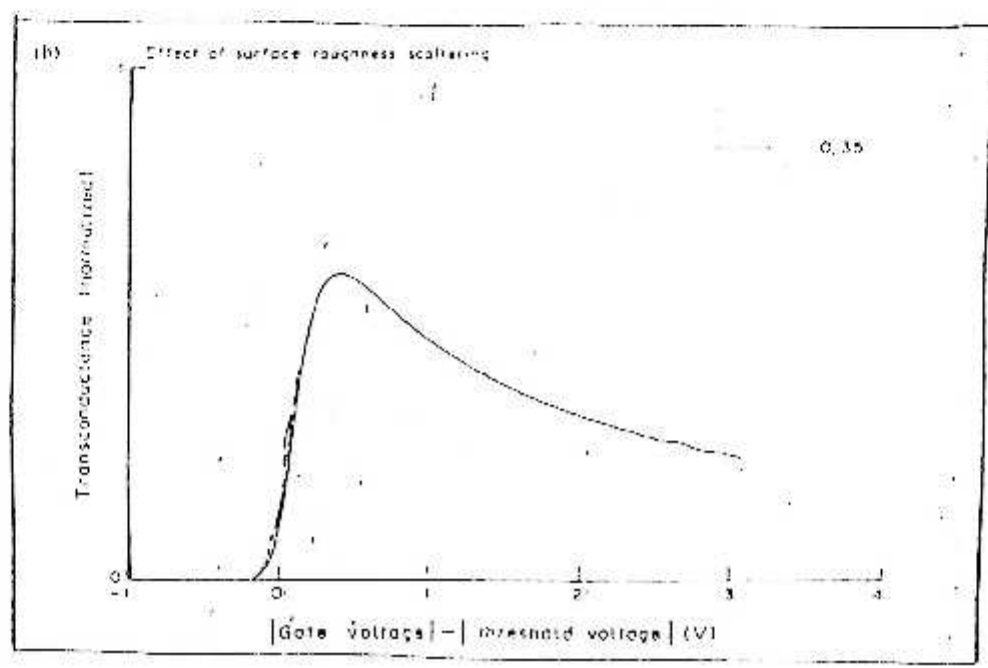


Figure (6.3.30) Caractéristique de Transconductance (g_m) pour : $L = 2.5\mu$, $W = 25\mu$, $T_{ox} = 12nm$, $V_d = 9.0V$, $V_g = 1.25V$, $D_{it} = 1e10$, $N_{ss} = 1.36e12$ et $\theta_s = 0.35$.



5.4 Conclusion

Compte tenu des résultats intéressants qui ont été obtenus à l'aide de notre modèle **CPM** ainsi que les bons accords avec les mesures, la poursuite de ce travail serait d'une grande importance. D'une part le **CPM** du transistor **MOS** sera présenté comme un modèle physique, submicronique pour étudier l'effet des charges et les états d'interface sur la grille du transistor, d'une autre part l'adaptation des nouvelles techniques (pompage de charge à trois niveaux, ...) au modèle **CPM** serait très intéressante

CONCLUSION GENERALE.

La modélisation électrique des composants électroniques, qui va de pair avec leur caractérisation, constitue, actuellement, un axe de recherche très convoité à travers le monde.

L'une des raisons de son essor est certainement l'évolution permanente de la technologie (réduction des dimensions physiques des composants et mise au point de nouvelles technologies.).

Pour suivre cette évolution, les modèles existants doivent être améliorés et de nouveaux modèles sont à développer. C'est ainsi que nous assistons régulièrement à des améliorations des logiciels de simulation (ceux de la famille spice par exemple.). Nous assistons également, depuis peu de temps, à l'arrivée sur le marché de simulateurs dits "ouverts" et "semi-ouvert", en ce sens qu'ils offrent la possibilité aux utilisateurs de développer leurs propres modèles. ESACAP et SPICE3 en constituent des exemples.

Tout au long de notre travail, nous avons présenté la technique de pompage de charge avec ces différentes variantes. Nous avons également effectué une étude sur le vieillissement des TMOS où la technique de pompage de charge est très utilisée.

Nous avons développé un modèle de transistor submicronique (canal court et étroit) pour l'étude du vieillissement du transistor par la technique de pompage de charge que nous avons dénommé CPM (Charge Pumping Model).

C'est un modèle où la majorité des effets physiques ont été incorporés pour les différentes régions de fonctionnement: il s'agit des effets de réduction de la mobilité, saturation de la vitesse des porteurs, modulation de la longueur du canal, canal court, variation de la tension de seuil avec la tension de polarisation inverse (V_{rev}), distribution des états d'interface.

Certes, toutes les possibilités qu'offrent les techniques de pompage de charge n'ont pas encore été explorées, mais nous avons présenté dans notre modèle l'effet des charges d'oxydes (positives, négatives) sur la variation du courant pompé au niveau du substrat, ce qui pourrait éventuellement donner des informations nouvelles sur les propriétés électroniques des pièges d'oxyde.

Nous avons aussi étudié la structure du simulateur électrique SPICE3F2, de type semi-ouvert, de l'université de Berkeley et nous avons constaté que la modularité et la structure hiérarchique du programme permettaient d'introduire, d'une manière relativement aisée, des nouveaux modèles utilisateurs. Nous avons alors implanté le modèle CPM que nous avons désigné par CPM LEVEL1 (niveau 1).

Enfin, la poursuite de ce travail serait d'une grande importance. Nous proposons ici quelques perspectives :

1- Le phénomène du vieillissement des transistors MOS est dû essentiellement au champ longitudinal coté drain qui renvoie les porteurs chauds dans l'oxyde de grille ou dans la grille elle-même, ce qui entraîne une répartition non uniforme des charges à l'interface Si/SiO₂. Il faudrait donc que les phénomènes d'avalanche et d'ionisation par impact soient pris en compte par CPM.

2- Un effort de recherche ultérieur devra porter sur une étude en Température du pompage de charge et sur la modélisation des mécanismes d'émission et de capture aux basses Températures.


3- On peut étendre, le développement des approches classique et à trois niveaux à des fréquences Hautes et Basses pour l'évaluation des pièges situés à l'interface et ceux situés profondément dans l'oxyde.

Bibliographie

- [1] BRUGLER I.S and JESPERS.P.G.S . Charge pumping in MOS devices, IEEE trans electron devices, 1969, Vol 16, pp.297-302 .
- [2] ELLIOT A.B.M . The use of charge pumping currents to measure surface states densities in MOS transistors, solid-state Electron, 1976, Vol 19, pp.241-247 .
- [3] HEREMANS P.WITTERS J GROESENEKEN and G.MAESH . Analysis of the charge pumping technique and its application for the evaluation of MOSFET degradation, IEEE trans-electron devices, 1989, Vol 36, 7, pp.1318-1335 .
- [4] R GIAHN-HORNG LEE, JEN SHIEN SU and STEVE S.CHONG . A new method for characterizing the spatial distributions of interface states and oxide-trapped charges in LDD n-MOSFET's, IEEE trans. on Electron devices, No 1, january 1996, pp 81-89 .
- [5] DECLERQ and M.JESPERS P . Analysis of interface properties in MOS transistors by means of charge pumping measurements, Acta Tech belgica, 1974, Vol 9, pp.244-249 .
- [6] MAES H.E and GROESENEKEN G . Determination of spatial surface state density distribution in MOS and SIMOS transistors after channel electron injection electronics lett, 1982, Vol 18, N° 9, pp.372-374 .
- [7] GROESENEKEN G MAES H E, BELTRAN N and DE KEERSMAECKER R.F . A reliable approach to charge pumping measurements in MOS transistors, IEEE trans-electron devices, 1984, Vol N° 1, pp.42-53 .
- [8] WACHNIK R.A and LOWNFY J.R . A model for the charge pumping current based on small rectangular voltage pulses, solid-state electron, 1986, Vol 29, N° 4, pp.447-460 .
- [9] SIMMONS J.G and WEI L.S . Theory of dynamic charge current and capacitance characteristics in MIS systems containing distributed surface traps,solid-state electron, 1973, Vol 16, pp.53-64 .
- [10] SZE S.M . Physics of semi conductor devices, 2nd edition new york wiley et sons, 1981, 868 p.

- [11] J.L-AUTRAN, F.SEIGNEUR, J.DELMAS, C.PLOSSU and B.BALLAND
Caractérisation des états d'interface dans des transistors MOS submicroniques par différentes techniques de pompage de charge, J.phys , octobre, 1993, pp.1947 .
- [12] VAN DEN BOSCH, GROESENEKEN G, HEREMANS P and MAES H.E . A new charge pumping procedure to measure interface trap energy distributions on MOSFET's, proc european solid state device res conf nottingham, 1990, pp.579-583 .
- [13] GROESENEKEN G, VAN DEN BOSCH,G, HEREMANS P, MAES H.E, Spectroscopic charge pumping, IEEE trans electron devices, Vol 38, N° 8, pp.1820-1831 .
- [14] J.L.AUTRAN . Contribution au developpement de nouvelles techniques de pompage de charge pour l'étude des défauts d'interface dans les transistors MOS silicium submicroniques, thèse de doctorat, INSA Lyon, octobre, 1994
- [15] J.L AUTRAN, SEIGNEUR F, PLOSSU C, DELMAS and J.BALLAND.B . Caractérisation des états d'interlâce dans des transistors MOS submicroniques par différentes techniques de pompage de charge, J phys, 1993, Vol 3, N° 10, pp.1947-1997 .
- [16] TSENG W.L. A new charge pumping method of measuring Si-SiO₂ interfaces states, j.appl.phys, 1987, Vol 62, N° 2, pp.591-599 .
- [17] Chung J.E and MULLER R.S . The development and application of a Si-SiO₂ interface-trap measurement system based on the staircase pumping, solid-state Electron, 1989, Vol.32,N°10, pp.867-882 .
- [18] SCHEID F . Analyse Numérique, cours et problèmes, Paris, Mc GRAW HILL,1985, 423p
- [19] SAKS N.S, ANCONA M.G . Determination of interface trap capture cross sections using three level charge pumping, IEEE Electron device lett , 1990, Vol 11, N° 8, pp.339-341 .
- [20] ANCONA M.G and SAKS N.S . Numerical simulation of three-level charge pumping J.app phys, 1992, Vol 71, N° 9, pp.4415-4421 .

- [21] KEJHAR.M . Double-pulse charge pumping technique, IEEE Electron Device Letters, 1992, Vol 13, N° 6, pp.344-346 .
- [22] SAKS N.S, ANCONAM.G and CHEN W . Interface trap measurements using three-level charge pumping, proc Insulat films semicond confliwer pool, 1991, pp.139-142 .
- [23] VAN DEN BOSH G, GROESENEKEN.G and HERMAN.E . On the geometric component of charge pumping Current in MOSFET's, IEEE Electron Device Letters, Vol 14, N°3, march, 1993, pp 107-109 .
- [24] GARRIGUES.M and, BALLAND.B . Hot carrier injection into SiO₂ Instabilities in silicon devices. Edited by G.BARBOTTIN and A.VAPAILLE NORTH-HOLLAND, elsevier science publishers B.V 1989, Vol 1, pp.441-502 .
- [25] HEREMANS.P, WITTERS.J, GROESENEKEN.G and MAES.H . Analysis of the charge pumping technique and its application for the evaluation of MOSFET degradation, IEEE trans-Electron devices, 1989, Vol 36, N°7, pp.1318-1335 .
- [26] DJAHLI.F, AUTRAN J.L, PLOSSU.C and, BALLAND.B . Use of charge pumping technique to understand non uniform n channel MOSFET degradation, Mat.Sci.eng B, 1994, Vol23, N°2, pp.120-122 .
- [27] GADI-KRIEGER, PETER.P CUEVAS and MICHAELN.MISHELOFF . The effect of impact ionisation induced bipolar action on n channel hot electron degradation, IEEE Electron devices letters, 1988, Vol 9, N°1, january, pp
- [28] SAKS N.S, DOZIER C.M and BROWN B . Time dependance of interface trap formation in MOSFET following pulsed irradiation, IEEE trans nucl, Sci, 1988, Vol 35, pp.1448-1457 .
- [29] DEAL.B.E, Standardized terminology for oxide charges associated with thermally oxidized silicon, IEEE trans Electron devices, 1980, Vol 27, pp.606-610 .
- [30] MARSHALL DAVIS and RAJEEVA-LAHRI, Gate oxyde charge-to-breakdown correlation to MOSFET hot-electron degradation .IEEE Electron Device Letters, Vol 9, N°4, april 1988, pp 183-185 .
- [31] BALLAND.B and PINARD.P . Interfacial tunnel interaction in MOS elements in depletion physica status solidi A, 1978, Vol 47, pp 251-256 .



[32] R.E. PAULSEN, R.R. SIERGIEJ, M.L. FRENCH and M.H. WHITE . Observation of near-interface oxide traps with the charge-pumping technique, IEEE Electron Device Letters, Vol 13, N°12, december, 1992, pp 627-628 .

[33] FLEETWOOD.D.M, WINOKUR.P.S . Effects of oxide traps, interface traps and border traps on métal-oxide-semiconductor devices J.app phys 1993, Vol 73, N°10, pp.5058-5074

[34] HELMOTH.G, J.P.LEBURTON and G.DORDA . Generation of interface states by hot hole injection in MOSFET'S, IEEE trans on electron devices, Vol Ed-29, N°5, may, 1982, pp.913-918 .

[35] PREDRAG HABAS . Charge pumping characteristics of virgin and stressed lightly doped drain MOSFET, solid state electronics, Vol 38, N°4, 1995, pp.891-904 .

[36] VUILLAUME.D . Nature et mécanisme de création des défauts induits à l'interface Si-SiO₂ par injections homogenes de porteurs à travers l'oxyde de grille, J.phys, 1992, Vol N°6, pp.947-978 .

[37] GOGUENHEIM.D . Etude théorique et expérimentale de la capture non radiative de porteurs libres dans les S.C, thèse de doctorat, université de Lille (USTL), 1992, 156 p.

[38] J.P.COLIMGE . "Silicon-on-insulator technology, material to VLSI" norwell, MA:klumer academic, 1991, ISBN.0.7923-9150-0 .

[39] T.HO RJVCHI, MICOSHIBA, K.NAKAMURA and K.HAMANO . A simple method to evaluate device lifetime due to hot carrier effect under dynamic stress, Electron Device Letters, Vol. EDL. 7, N° 6, june, 1986, pp 337-339

[40] T-C.ONG, P.K.KO and C.HU . Hot carrier effects in depletion -mode MOSFETs, solid state electronics Vol 32, N° 1, 1989, pp 33 -36 .

[41] SCHEID. F . Analyse numérique, cours et problèmes. Mc Graw-Hill, Paris, 1986, pp.423

[42] G. GHIBAUDO. An Analytical model of conductance and transconductance for enhanced-mode Mosfets, Phys, stat.sol(a) (95), 1986, pp.323.



[43] NELSON S. SAKS, MARIO G and ANCONA. Spatial uniformity of interface trap distribution in MOSFETs, trans on electron Devices, Vol 37, N° 4, April, 1990, pp 1057 -1063

[44] "CADENCE SPICE Reference manuel", March, 1991.

[45] B JHONSON, T.QUALES et AL, "Spice version F2 user's manuel", Département of computer sciences, university of California, Berkeley, October, 1992.

[46] T.QUALES, "Ading Devices to spice3 " Mémoire N° U.C.B/E.R.L. M89/45, Electronics Reseach Laboratory, University of California, Berkeley, April 1989.

[47] J-J-CHARLOT, "Implantation d'un model UNICEL dans spice3f2, " Notes techniques, ENST, Paris, Décembre, 1993.

[48] F C HSU and S.TAM "Relationship between MOSFET degradation and hot electron induced interface state generation, IEEE Electron Device Letters Vol EDL 5, N° 2, February 1984, pp 50 -52 .

[49] Z.J.MA.P.T.LAI and Y.C.CHENG . "Electrical characterization and simulation of substrate current in N MOSFETs with nitrated/ reoxidized-nitrated oxides as gate dielectrics", Solid State Electronics, Vol 35, N° 10, 1992, pp.1433-1439 .

[50] AUTRAN j.l., DJAHILI F., BALLAND B., PLOSSU C et GABORIEAU L.M. Three-level charge pumping on submicronic MOS transistors, Solid State Commun.,1992. Vol.84, N°6, pp 604-611.

[51] DJAHILI F. Mise au point d'un dispositif expérimental pour l'étude des structures MOS : application à l'étude du vieillissement des TMOS microniques par la technique de pompage de charge . Thèse Doct. : Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 1992, 141 p.