Modèle du transistor MOS valable dans un grand domaine de courants

Autor(en): **Oguey, H. / Cserveny, S.**

Objekttyp: **Article**

Zeitschrift: **Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, de l'Association des Entreprises électriques suisses**

Band (Jahr): **73 (1982)**

Heft 3

PDF erstellt am: **28.05.2024**

Persistenter Link: https://doi.org/10.5169/seals-904926

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Inhalten der Zeitschriften. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern.
Die auf der Plattform e-periodica veröffentlichten Dokumente stehen für nicht-kommerzielle Zwecke in Lehre und Forschung sowie für die private Nutzung frei zur Verfügung. Einzelne Dateien oder Ausdrucke aus diesem Angebot können zusammen mit diesen Nutzungsbedingungen und den korrekten Herkunftsbezeichnungen weitergegeben werden.
Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Die systematische Speicherung von Teilen des elektronischen Angebots auf anderen Servern bedarf ebenfalls des schriftlichen Einverständnisses der Rechteinhaber.

Haftungsausschluss

Alle Angaben erfolgen ohne Gewähr für Vollständigkeit oder Richtigkeit. Es wird keine Haftung übernommen für Schäden durch die Verwendung von Informationen aus diesem Online-Angebot oder durch das Fehlen von Informationen. Dies gilt auch für Inhalte Dritter, die über dieses Angebot zugänglich sind.

Ein Dienst der *ETH-Bibliothek*
ETH Zürich, Rämistrasse 101, 8092 Zürich, Schweiz, www.library.ethz.ch

http://www.e-periodica.ch

Modèle du transistor MOS valable dans un grand domaine de courants

H. Oguey et S. Cserveny

621.3.049.774.2:621.382.3;

Présentation d'un modèle du transistor MOS qui représente son comportement statique par un système unique d'équations valable dans tout le domaine des tensions et des courants. Ce modèle constitue un moyen précis de simulation sur ordinateur. Les équations du modèle se simplifient en faible et en forte inversion, ce qui permet un calcul manuel.

Es wird ein Modell des MOS-Transistors vorgestellt, dessen statisches Verhalten durch ein einziges Gleichungssystem dargestellt wird. Dieses Gleichungssystem ist im ganzen Spannungs- sowie Strombereich gültig. Dieses Modell ermöglicht genaue Computersimulationen. Die Gleichungen des Modells lassen sich in der starken sowie in der schwachen Inversion vereinfachen, wodurch eine Berechnung auch ohne Computer möglich wird.

1. Introduction

Au fur et à mesure que progresse la technique des circuits intégrés complexes, le recours à la conception assistée par ordinateur devient une étape de plus en plus importante dans la simulation et la mise au point de ces circuits. Pour qu'une simulation soit en accord avec la réalité, il faut disposer de modèles précis des éléments. On désigne par modèle l'ensemble des relations mathématiques qui décrivent le comportement de l'élément donné.

De nombreux modèles du transistor MOS existent. Ils décrivent en général l'une des trois situations typiques suivantes (fig. 1) dans le cas d'un canal n: [1])

a) Faible inversion ($V_G < V_T$). La densité des porteurs libres est faible et n'influence pas la répartition du potentiel. Le courant a lieu par diffusion, et dépend exponentiellement des tensions V_G, V_S et V_D.

b) Forte inversion ($V_G > V_T$), non-saturation ($V_D < V_{Dsat}$). La densité des porteurs tout le long du canal est si élevée qu'elle limite le potentiel de surface. Le champ vertical est très intense par rapport à une composante horizontale drain-source. Variation parabolique du courant avec les tensions.

c) Forte inversion ($V_G > V_T$), saturation ($V_D > V_{Dsat}$). Le canal est en forte inversion côté source, jusque près du drain. Une courte région, côté drain, est caractérisée par un champ horizontal intense, que les porteurs parcourent à grande vitesse. Le courant n'évolue presque plus en fonction de V_D.

Ces trois situations typiques conduisent à des relations mathématiques relativement simples. Toutefois, il existe des situations intermédiaires où aucune des formulations n'est satisfaisante, car les équations correspondant à ces 3 cas ne se raccordent pas. Ceci est particulièrement désagréable si le régime de travail du transistor se situe au voisinage de ces situations intermédiaires.

2. Formulation du modèle

Un modèle du transistor a été développé, dont le tableau I résume les caractéristiques. Il est basé sur une structure idéalisée (semiconducteur à dopage constant, canal pas trop court, pour éviter le perçage et les effets bidimensionnels).

L'élaboration de ce modèle (fig. 2) est fondée sur la formulation de *Pao* et *Sah* [1], qui suppose un canal long (champ horizontal négligeable par rapport au champ vertical) et une mobilité constante. Cette formulation tient compte à la fois des effets de champ et de la diffusion. Elle est donc valable dans les 3 domaines. Mais elle aboutit à une intégrale, liée à une fonction implicite. Le modèle comporte une formulation analytique approchée de cette intégrale, dont les paramètres ont été ajustés par comparaison avec une résolution numérique. Une extension des équations aux canaux relativement courts ($L \geqq 4$ µm) [2; 3] et à la mobilité variable [4; 5; 6] est

Caractéristiques du modèle CEMOS — Tableau I

1. Système d'équations unique valable dans un grand domaine de tensions (0–5 V) correspondant à un grand domaine de courant (> 8 décades).
2. Formulation explicite du courant et des conductances (dérivées) par des fonctions mathématiques élémentaires.
3. Précision relative meilleure que 10%.
4. Approximations simples dans les 3 domaines:
   - Faible inversion, régime exponentiel.
   - Forte inversion, régime non saturé.
   - Forte inversion, régime saturé.
5. Interprétation physique des paramètres si la structure est idéalisée.
6. Possibilité d'extraire les paramètres à partir de mesures, pour améliorer la précision et caractériser une technologie (moyennes, écarts types, corrélations, etc.).

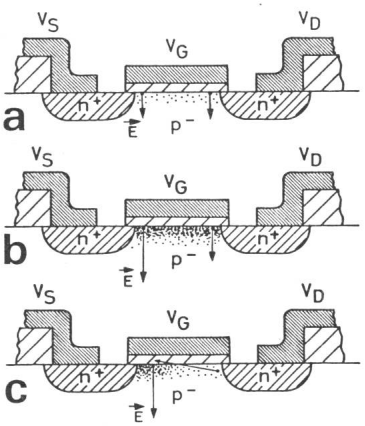

Fig. 1 Situations physiques typiques dans un transistor à canal n

a Faible inversion ($V_G < V_T$). La faible densité des porteurs n'influence pas la répartition du potentiel

b Forte inversion ($V_G > V_T$), non saturation ($V_D < V_{Dsat}$). La forte densité des porteurs jusqu'au drain limite le potentiel de surface. Champ vertical prépondérant. Courant non saturé

c Forte inversion ($V_G > V_T$), saturation ($V_D > V_{Dsat}$). Densité des porteurs décroissant de la source au drain. Zone de charge d'espace côté drain, à fort champ horizontal. Courant saturé

[1]) Les potentiels sont définis par rapport au substrat. V_T est la tension de seuil en extrapolant à $i = 0$ la caractéristique linéaire $\sqrt{i}$ en fonction de V_G en forte inversion et en saturation. V_{Dsat} est la tension de drain au seuil de la saturation.

faite «à posteriori» en choisissant des corrections conformes aux mesures, pour aboutir au modèle complet.

Le tableau II présente les relations de base du modèle, qui comporte les étapes suivantes:

1. Définition d'une «tension de commande» V_C fonction de $V_G - V_{TO}$ (fig. 3a). L'intérêt de cette définition provient de constatations faites sur le comportement théorique de la structure idéalisée. La tension de commande V_C correspond au potentiel de surface en régime faible inversion. Elle correspond aussi à la tension de drain V_{Dsat} au seil de la saturation. V_C est en fait la tension de grille d'un transistor à oxyde infiniment mince parcouru par le même courant que le transistor réel.

2. Conformément à l'expression intégrale de *Pao* et *Sah*, le courant peut se décomposer en deux composantes (fig. 3b), l'une dépendant de la tension de commande V_C et de la tension de source V_S, l'autre dépendant de la tension de commande V_C et de la tension de drain V_D. Les coefficients qui précèdent ont leur signification habituelle (μ = mobilité, W et L = dimensions du transistor, ε_{ox} = permittivité de l'oxyde d'épaisseur d_{ox}, $U_{TH} = kT/q$, potentiel thermodynamique).

3. Les composantes y du courant normalisé sont liées aux potentiels V_C et V_X (où $V_X = V_S$ ou V_D) par l'intermédiaire de deux fonctions auxiliaires f_w et f_h (fig. 3c) linéaires en V_C et V_X. f_w est valable en faible inversion (fig. 3d) et donne une contribution exponentielle au courant. f_h est valable en forte inversion (fig. 3e) et donne une contribution parabolique au courant. Le passage d'une fonction à l'autre se fait d'une façon continue grâce à une fonction d'interpolation.

4. Pour rendre compte d'une faible variation du courant en saturation, on introduit une longueur effective de canal L, qui est la longueur physique L_0 diminuée d'une longueur l_{dep} correspondant à une zone de désertion côté drain. L'expression de l_{dep} est choisie de façon à passer graduellement du cas non saturé ($l_{dep} \approx 0$) au cas saturé.

5. La mobilité effective μ est inférieure à la mobilité à champ nul μ_0 et diminue sous l'effet d'un champ vertical (1re parenthèse) et d'un champ horizontal (2e parenthèse).

Le modèle proposé étant purement analytique, on peut en extraire facilement les conductances (dérivées du courant par rapport à l'une des tensions).

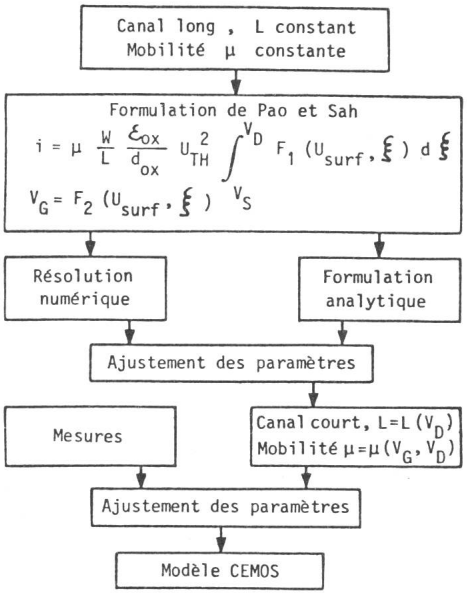

Fig. 2 Elaboration du modèle de simulation CEMOS

3. Comportement asymptotique

Le rôle de la tension de commande V_C et des fonctions f_w et f_h ressort mieux du comportement asymptotique du courant (tableau III). En forte inversion, le courant dépend des fonctions f_h associées à la source (dans tous les cas) et au drain (régime non saturé seulement). Les expressions qui en résultent sont fonctions de $V_{DS\,sat}$, qui vaut $V_C - V_S$. Ces expressions sont simples si L et μ sont constants; mais leur variation conduit à une meilleure précision de la simulation. En faible inversion, la fonction f_w prédomine, et l'on obtient une dépen-

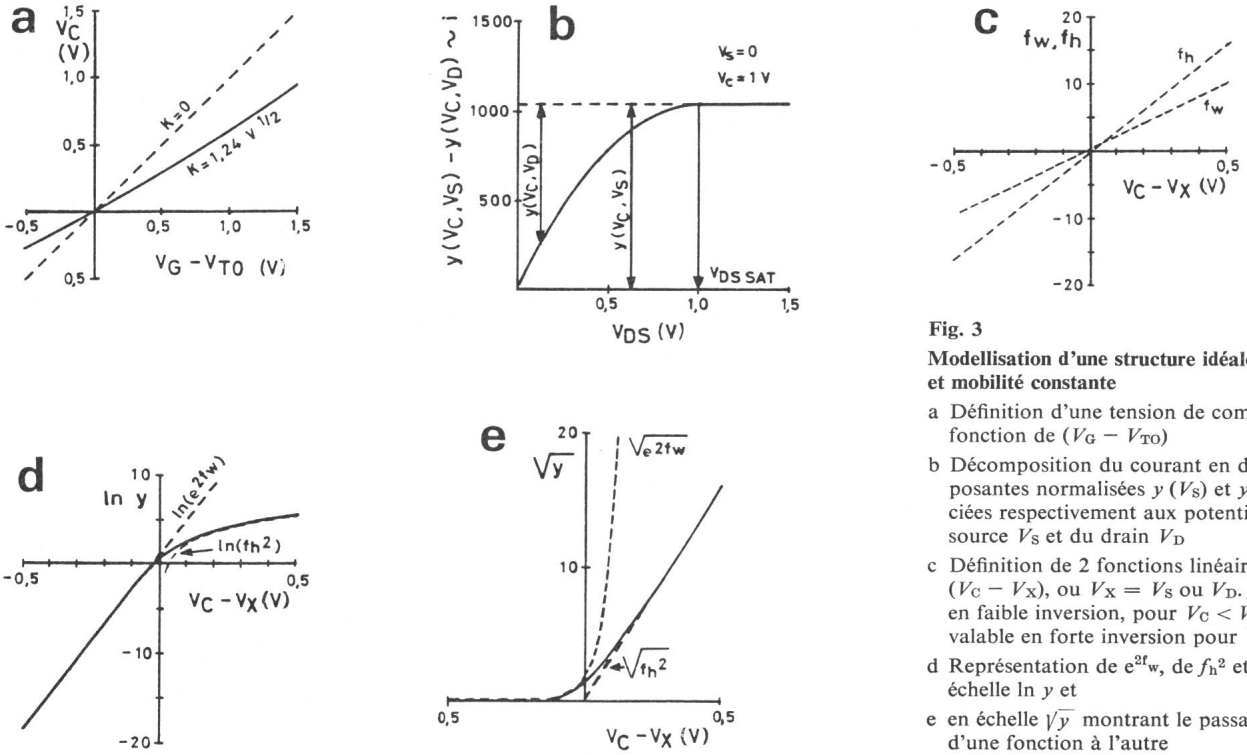

Fig. 3

Modellisation d'une structure idéale à canal long et mobilité constante

a Définition d'une tension de commande V_C, fonction de ($V_G - V_{TO}$)

b Décomposition du courant en deux composantes normalisées y (V_S) et y (V_D) associées respectivement aux potentiels de la source V_S et du drain V_D

c Définition de 2 fonctions linéaires en ($V_C - V_X$), ou $V_X = V_S$ ou V_D. f_w est valable en faible inversion, pour $V_C < V_X$, f_h est valable en forte inversion pour $V_C > V_X$

d Représentation de e^{2f_w}, de f_h^2 et de y en échelle ln y et

e en échelle $\sqrt{y}$ montrant le passage progressif d'une fonction à l'autre

Modèle CEMOS. Relations de base — Tableau II

1. Définition d'une tension de commande V_C, fonction de $V_G - V_{TO}$ (V_{TO}: tension de seuil à $V_S = 0$)

$$V_C = V_G - V_{TO} - K\left[\sqrt{V_G - V_{TO} + \left(\frac{K}{2} + \sqrt{2\,\Phi_F}\right)^2} - \left(\frac{K}{2} + \sqrt{2\,\Phi_F}\right)\right]$$

où $K = \frac{d_{ox}}{\varepsilon_{ox}}\sqrt{2\,\varepsilon_s\,q\,N_B}$ (effet substrat)

$\Phi_F = U_{TH}\ln(N_B/n_i)$ (potentiel de *Fermi*)

ε_s Permittivité du semiconducteur

q Charge de l'électron

N_B Dopage moyen du substrat

n_i Concentration intrinsèque

2. Courant de canal à deux composantes

$$i = \mu\frac{W}{L}\frac{\varepsilon_{ox}}{d_{ox}}U_{TH}^2\left[y(V_C, V_S) - y(V_C, V_D)\right]$$

3. Composantes du courant normalisé ($V_X = V_S$ ou V_D)

$$y(V_C, V_X) = \ln^2[1 + e^{f_w} + e^{f_h}]$$

avec $f_w = a_w\frac{V_C}{U_{TH}} - b_w\frac{V_X}{U_{TH}} + \ln b_h\sqrt{2\,k_w}$ (faible inversion)

$f_h = b_h\frac{V_C - V_X}{U_{TH}}$ (forte inversion)

4. Longueur effective du canal

$$L = L_0 - l_{dep}$$

$$l_{dep} = \lambda_2\sqrt{\frac{2\,\varepsilon_s}{q\,N_B}\cdot\frac{V_D - V_C + U_{TH}\sqrt{y(V_C, V_D)}\,/\,b_h}{1 + \lambda_1\,y(V_C, V_S)}}$$

5. Mobilité effective

$$\mu = \frac{\mu_0}{(1 + \Theta\,V_C)\left(1 + \frac{V_C - U_{TH}\sqrt{y(V_C, V_D)}\,/\,b_h - V_S}{E_c\,L_0}\right)}$$

Comportement asymptotique du modèle CEMOS — Tableau III

Forte inversion (*h*igh inversion)

$V_X < V_C$, $0 < f_w < f_h$

$$y(V_C, V_X) = f_h^2 = \left(b_h\frac{V_C - V_X}{U_{TH}}\right)^2$$

Régime non saturé

$V_S < V_C$ et $V_{DS} < V_{DSsat} = V_C - V_S$

$i \sim f_h^2(V_C, V_S) - f_h^2(V_C, V_D)$

$$i = \mu\frac{W}{L}\frac{\varepsilon_{ox}}{d_{ox}}\cdot 2\,b_h^2\,V_{DS}\left(V_{DSsat} - \frac{1}{2}V_{DS}\right)$$

$L = L_0$

$$\mu = \frac{\mu_0}{(1 + \Theta\,V_C)\left(1 + \frac{V_{DS}}{E_c\,L_0}\right)}$$

Régime saturé

$V_S < V_C$ et $V_{DS} > V_{DSsat} = V_C - V_S$

$y(V_C, V_D) \ll y(V_C, V_S) \rightarrow i \sim f_h^2(V_C, V_S)$

$$i = \mu\frac{W}{L}\frac{\varepsilon_{ox}}{d_{ox}}\cdot b_h^2\,V_{DSsat}^2$$

$$L = L_0 - \lambda_2\sqrt{\frac{2\,\varepsilon_s}{q\,N_B}\cdot\frac{V_{DS} - V_{DSsat}}{1 + \lambda_1\,y(V_C, V_S)}}$$

$$\mu = \frac{\mu_0}{(1 + \Theta\,V_C)\left(1 + \frac{V_{DSsat}}{E_c\,L_0}\right)}$$

Faible inversion (*w*eak inversion)

$V_X > V_C$, $f_h < f_w < 0$

$y(V_C, V_X) = e^{2f_w}$

$$i = \mu\frac{W}{L}\frac{\varepsilon_{ox}}{d_{ox}}U_{TH}^2\cdot 2\,k_w\,b_h^2\exp\left(2\,a_w\frac{V_C}{U_{TH}} - 2\,b_w\frac{V_S}{U_{TH}}\right)\left[1 - \exp\left(-2\,b_w\frac{V_{DS}}{U_{TH}}\right)\right]$$

dance exponentielle du courant par rapport aux tensions. Les ordres de grandeur des paramètres auxiliaires sont

$$2\,a_w \approx 2\,b_w \approx 2\,b_h^2 \approx 1;\quad k_w \approx 2$$

Ces valeurs sont utiles à connaître pour effectuer des calculs sommaires.

Les valeurs numériques précises de tous les paramètres peuvent s'obtenir de deux manières:

1. S'agissant d'une structure pour laquelle les hypothèses physiques sont valables, on peut partir des grandeurs physiques pour déterminer les paramètres du modèle. Cette approche est peu précise, car la structure physique est mal connue et s'écarte plus ou moins des hypothèses.

2. A partir d'un choix convenable de points de mesure, répartis dans les trois domaines caractéristiques, il est possible de définir une procédure systématique d'extraction des paramètres. Il s'en suit que les caractéristiques du modèle passeront par ces points de mesure et s'écarteront assez peu des caractéristiques mesurées dans le domaine de tensions et de courant défini au tableau I.

4. Exemples de simulation

Quelques exemples montreront la comparaison de simulations à l'aide du modèle avec les caractéristiques mesurées d'un transistor à canal n de dimensions $W/L = 20/22$.

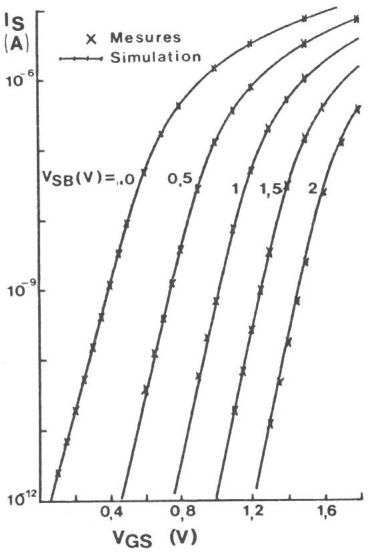

Fig. 4 Caractéristiques mesurées et simulées d'un transistor à canal n de dimensions $W/L = 20/22$ (µm)

Courant de saturation en échelle logarithmique en fonction de la tension grille-source. Drain connecté à la grille ($V_{DS} = V_{GS}$)

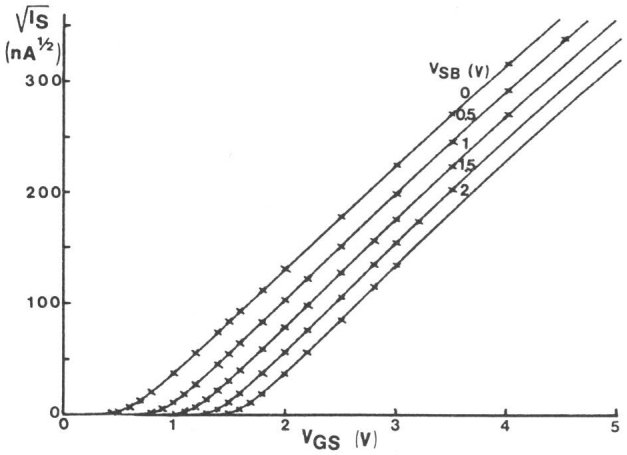

Fig. 5 **Mêmes caractéristiques qu'à la figure 4, en échelle $\sqrt{i}$**

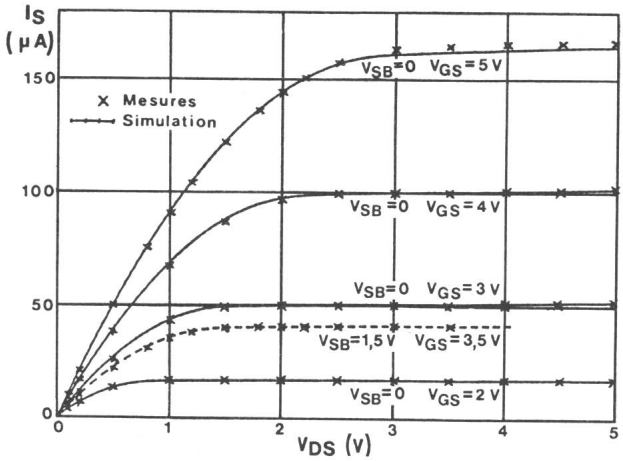

Fig. 7 **Mêmes caractéristiques qu'à la figure 6, pour des tensions de grille plus élevées**

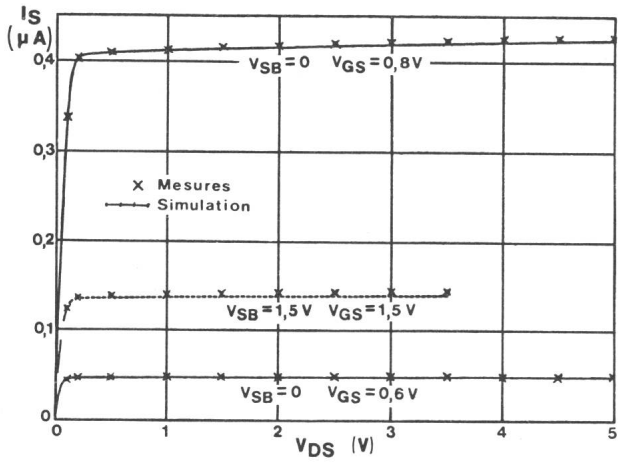

Fig. 6 **Courant de canal en fonction de la tension drain-source, pour de faibles tensions grille-source V_{GS}, et deux valeurs de la tension source-substrat V_{SB}**

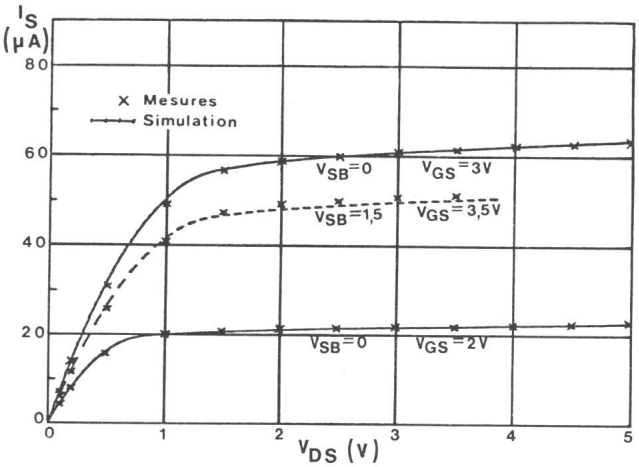

Fig. 8 **Mêmes caractéristiques qu'à la figure 7, d'un transistor à canal plus court: $W/L = 6/8$ (μm) (dimensions sur masque)**

La figure 4 montre en échelle logarithmique le courant de saturation en fonction de la tension de grille $V_D = V_G$. Les croix représentent les points de mesures et les caractéristiques simulées sont des traits continus. On notera la bonne concordance dans tout le domaine allant de la faible à la forte inversion y compris la transition. L'effet de modulation du substrat décale les caractéristiques en fonction de V_{SB}. Le choix du paramètre K est fait pour optimiser la concordance mesure-simulation à $V_{SB} = 1{,}5$ V. On constate une imprécision croissante pour V_{SB} dépassant 2 V.

La figure 5 représente les mêmes caractéristiques sur une échelle en $\sqrt{i}$. Là aussi, la concordance est excellente jusqu'à des densités de courant élevées, grâce à une prise en compte d'une réduction de mobilité.

Les figures 6 et 7 montrent les caractéristiques $i = f(V_{DS})$ à de faibles tensions et à de fortes tensions de grille.

Enfin, pour un transistor à canal n relativement court ($L_0 = 6$ μm), on voit à la fig. 8 que la simulation des caractéristiques de sortie $L = f(V_{DS})$ est encore très bonne.

5. Conclusion

Le modèle proposé représente le comportement statique du transistor MOS par un système unique d'équations valable dans tout le domaine utile des tensions et des courants. Ces équations se simplifient dans les régimes connus de faible et forte inversion, ce qui permet un calcul manuel. Sous leur forme la plus générale, elles constituent un moyen précis de simulation sur ordinateur. Ce modèle a déjà été implanté avec succès dans le programme de simulation DOMOS développé par l'Université de Dortmund [5; 6] et son implantation dans d'autres programmes de simulation est en cours.

Bibliographie

[1] *H.C. Pao* and *C.T. Sah:* Effects of diffusion current on characteristics of metal-oxide(insulator)-semiconductor transistors. Solid-State Electronics 9(1966)10, p. 927...937.

[2] *D. Frohman-Bentchkowsky* and *A.S. Grove:* Conductance of MOS transitors in saturation. IEEE Trans. ED 16(1969)1, p. 108...113.

[3] *P. Rossel, H. Martinot* and *G. Vassilieff:* Accurate two sections model for MOS transistor in saturation. Solid-State Electronics 19(1976)1, p. 51...56.

[4] *G. Merckel, J. Borel* and *N. Cupcea:* An accurate large-signal MOS transistor model for use in computer-aided design. IEEE Trans. ED 19(1972)5, p. 681...690.

[5] *B. Hoefflinger, H. Sibbert* and *G. Zimmer:* Model and performance of hot-electron MOS transistors for VLSI. IEEE Trans. ED 26(1979)4, p. 513...520.

[6] *H. Sibbert:* Modellierung und Netzwerkanalyseprogramm für MOS-Schaltungen mit hoher Leistungsfähigkeit. Dissertation der Universität Dortmund, 1977.

Adresse des auteurs

H. Oguey et *S. Cserveny,* Centre Electronique Horloger S.A., Maladière 71, 2000 Neuchâtel 7.