

U字形ゲート構造MOSFETモデリング(2)電流モデル

KOJIMA, Toshiaki / Dang, Ryo / 檀, 良 / 小島, 敏明

(出版者 / Publisher)

法政大学工学部

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学工学部研究集報 / 法政大学工学部研究集報

(巻 / Volume)

23

(開始ページ / Start Page)

47

(終了ページ / End Page)

57

(発行年 / Year)

1987-03

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00004013>

U字形ゲート構造MOSFETモデリング(その2)

——電流モデル——

小島 敏明**・檀 良*

Modeling A U-Shaped Gate MOSFET (2)

——A Model for Drain Current——

Toshiaki KOJIMA** and Ryo DANG*

Abstract

Pao-Sah model and Dang model are applied to the calculation of channel current for a stepped gate MOSFET. Computer simulation results for a two-step structure show excellent agreement between the two models. However, in terms of CPU time, Pao-Sah model is much more expensive than Dang model.

§ パラメータ表

L	チャネル長
Z	チャネル幅
T_{ox}	酸化膜厚
ϵ_{ox}	酸化膜の誘電率
ϵ_s	半導体の誘電率
q	電子1個当りの電荷量
N_B	基板不純物濃度(ここでは一定)
n_i	真性濃度
n	キャリア濃度(電子)
p	キャリア濃度(正孔)
D_n	拡散定数(電子)
D_p	拡散定数(正孔)
μ_n	移動度(電子)
μ_p	移動度(正孔)
y_i	キャリアが存在しなくなる場所

*電気工学科
**大学院電気工学専攻

C_{ox}	酸化膜の容量(ϵ_{ox}/T_{ox})
γ	ボディ因数($\sqrt{(2\epsilon_s q N_B)/C_{ox}}$)
λ	デバイ長($\sqrt{\epsilon_s kT/2N_B q^2}$)
V_G	ゲート電圧
V_S	ソース電圧
V_D	ドレイン電圧
V_B	バルク電圧
$1/\beta$	サーマルボルテージ(kT/q)
ϕ_n	電子の準フェルミ・ポテンシャル
ϕ_p	正孔の準フェルミ・ポテンシャル
ϕ_F	フェルミ・ポテンシャル
ψ_s	表面ポテンシャル
χ_s	正孔と電子の擬フェルミ準位の差($\phi_n - \phi_p$)
$V_s(0)$	ソース側の表面電位($\psi_s(0) + V_S - V_B$)
$V_s(L)$	ドレイン側の表面電位($\psi_s(L) + V_D - V_B$)
U_c	規格化したゲート電圧(qV_G/kT)
U_D	規格化したドレイン電圧(qV_D/kT)
W_s	規格化した表面ポテンシャル($q(\psi_s - \phi_F)/kT$)
J_n	電子電流密度
J_p	正孔電流密度
I_D	ドレイン電流

§ ま え が き

微細MOSFET形成において、ポリシリコンのゲートパターンをマスクにセルフアラインでドレイン/ソースのイオン注入をしてからの後酸化により、ゲート酸化膜がチャンネルの両端で鳥の口ばしのようにやや厚くなった構造となる(図1)。ゲート電極を断面的に見るとその形状が“U”の字に似ていることから、我々はこの構造をU字形ゲートMOSFETと呼んでいる。この構造の一つの特徴はチャンネルが短くなるとしきい電圧が上るという「逆短チャンネル効果¹⁾」が見られるのである。

我々は前報²⁾においてこのU字形ゲートMOSFETに対し逆短チャンネル効果を良く表したしきい電圧式を導出した。しかし前報においては、ゲート酸化膜厚の不均一によって生ずる表面ポテンシャルの変化を無視したものであった。今回は表面ポテンシャルの変化を考慮に入れ、不均一ゲート構造MOSFET電流モデリングを試みた。この場合任意なゲート形状をステップ

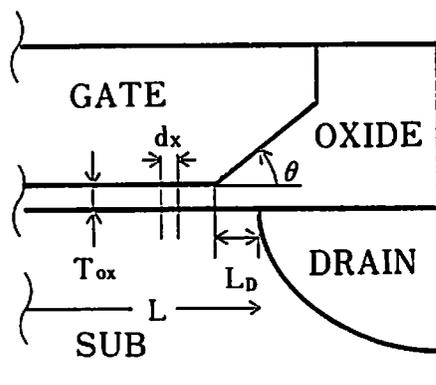


図1 ゲートバースピーク構造 MOSFET断面図

状に近似し、ステップごとにPao-Sah³⁾の電流モデルとDang⁴⁾の電流モデルを適用して、比較検討を行った。

§ U字形ゲート構造MOSFET電流モデリング

図2(a)は、U字形ゲート構造MOSFET断面図である。前報では、このような構造に対してしきい電圧モデルを提案した。この場合ゲート酸化膜の不均一な部分で当然表面ポテンシャルが変化するがこの変化が微小であるためしきい電圧式の導出においては一応一定とした。ここでは、この変化を考慮した場合の電流モデルを検討する。

図2(b)のようなU字形構造をした微小部分に分割する場合図2(b)のようなSTEP状になると考えられる。そこでこのステップごとに従来の電流モデル式を適用すれば、本構造の一般に任意なゲート酸化膜の形をもったMOSFETは電流が得られるはずである。

図3に示すようにゲートの形が任意形状であるMOSFETは、N段の均一なゲート構造MOSFETとして近似できる。図の下方に示すパラメータ群はこのようなMOSFETにおいて変化するものである。当然、ステップごとの酸化膜厚 T_{ox} 、チャンネル長 L はそれぞれ異なる。また電子の準フェルミ・ポテンシャル ϕ_n はソース側で0、ドレイン側でドレイン電圧 V_D の範囲で連続に変化する。しかし表面ポテンシャル ϕ_s については、酸化膜厚のSTEP状の変化のためやはりステップとステップの境界においてステップ状に変化するとする。

ところで図4のような2段のゲートを持つMOSFETに対し2次元シミュレーションを行い等電位面を見るとSTEPの境目で連続に変化しているのが分かる。この仮定は段数を増やすことによってステップ状のポテンシャルを限りなく真の(連続の)ものに近づけることができる。

次にステップごとにPao-Sahのモデル式³⁾とDangのモデル式⁴⁾を適用して任意な形状のゲートを有するMOSFETの電流について考える。なお付録ではこの2つのモデルを典型的な均一ゲートの場合において比較した結果を示す。

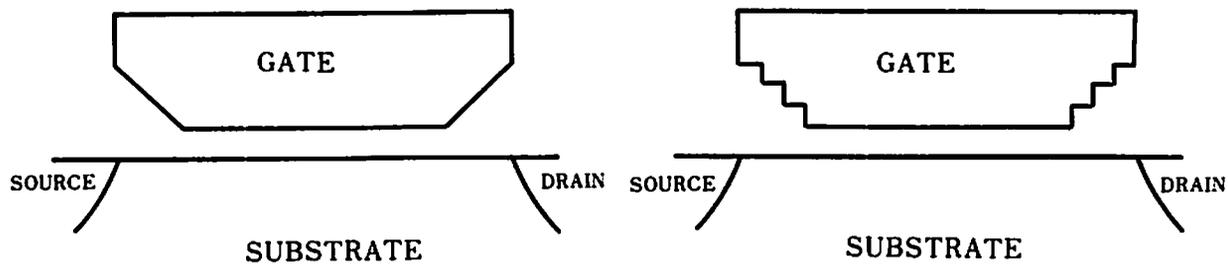


図2 (a) U字形ゲート構造MOSFET断面図

図2 (b) U字形をしたSTEPゲート構造MOSFET

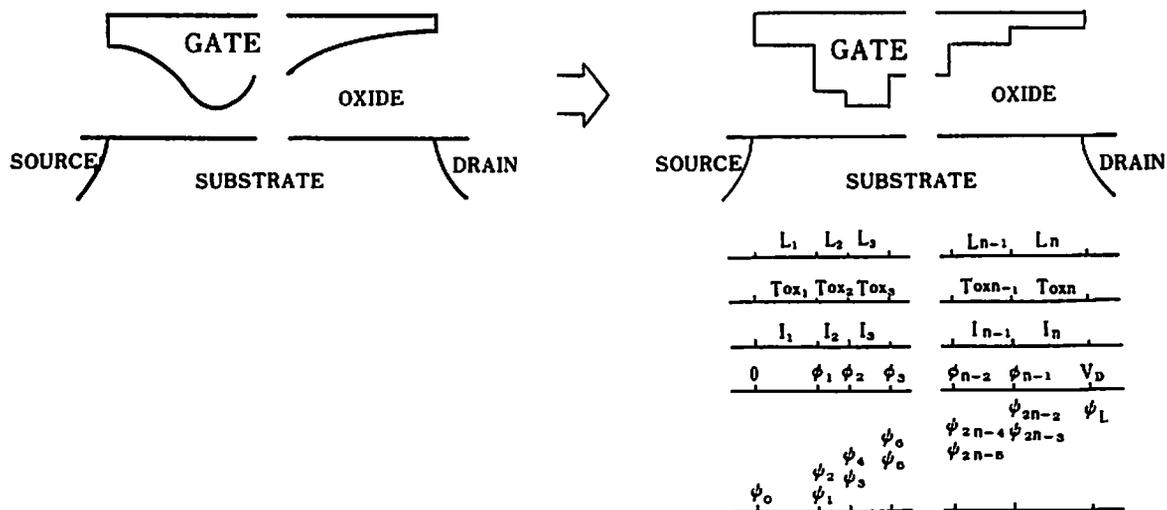


図3 一搬性を持ったN段ゲート構造MOSFET

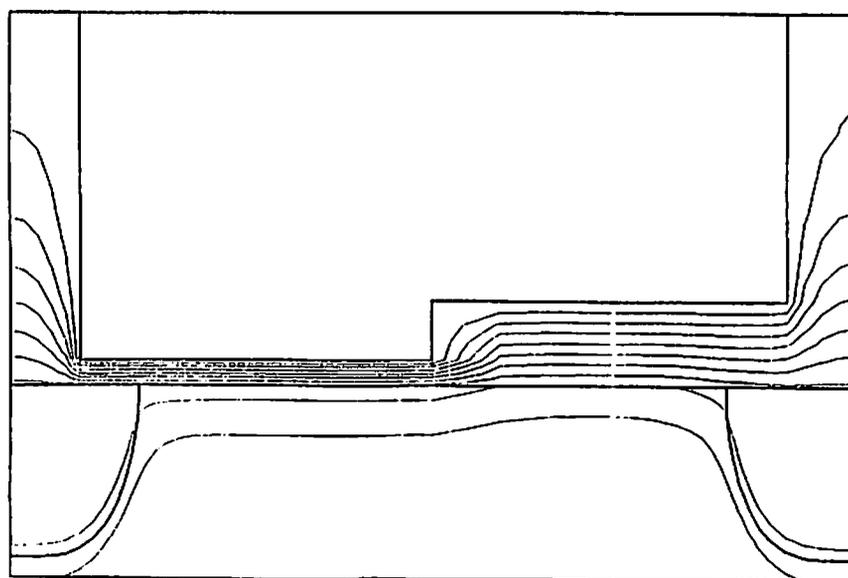


図4 2次元解析による2段ゲート構造MOSFET等電位面

一般にPao-Sahのモデルは

$$I_D = (Z/L) \left(\frac{q}{kT} \right)^2 \lambda D_n q n_i \int_{x_{s(0)}}^{x_{s(L)}} \int_{\phi_F}^{\psi_s(x)} \{ \exp \beta(\psi_s - x_s - \phi_F) / F \} d\psi_s d x_s \quad (1)$$

で表示され2重積分の形をする。上式ではキャリアの密度は、ボルツマン近似で行っている。

Dangのモデルでは

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{Z}{L} \left\{ \frac{1}{2} (V_{s(L)}^2 - V_{s(0)}^2) + (2\gamma/3) [\sqrt{V_{s(L)}^3} - \sqrt{V_{s(0)}^3}] - (V_G + kT/q)(V_{s(L)} - V_{s(0)}) - (kT/q)\gamma(\sqrt{V_{s(L)}} - \sqrt{V_{s(0)}}) \right\} \quad (2)$$

で表せる。このモデルは、表面でしか電流が流れない、いわゆる“sheet current”を仮定したため、Pao-Sahモデルの様な積分記号がはずれた簡単な形となっている。

最初にPao-Sah電流モデル式を一段ごとに適用し書き並べると、ステップごとの電流 $I_1 \sim I_n$ まで次のように表せる。ここでは後のコンピュータ・シミュレーションを容易ならしめるため規格化したポテンシャル(ボルツマンポテンシャルで規格化した場合)による表式⁶⁾を用いることにする。

$$I_1 = \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \left(\frac{C_{ox(1)}}{2L_{(1)}} Z \right) \gamma_1 \mu_n \int_{W_{s(0)}}^{W_{s(1)}} \int_0^{W_s} \frac{e^{W+U_F-U_n}}{(e^{U_F}(e^{-W}+W-1) + e^{-(U_F+U_n)}(e^W-1))^{1/2}} dW \cdot dW_s$$

$$I_2 = \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \left(\frac{C_{ox(2)}}{2L_{(2)}} Z \right) \gamma_2 \mu_n \int_{W_{s(2)}}^{W_{s(3)}} \int_0^{W_s} \frac{e^{W+U_F-U_n}}{(e^{U_F}(e^{-W}+W-1) + e^{-(U_F+U_n)}(e^W-1))^{1/2}} dW \cdot dW_s$$

⋮

$$I_{n-1} = \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \left(\frac{C_{ox(n-1)}}{2L_{(n-1)}} Z \right) \gamma_{n-1} \mu_n \int_{W_{s(2n-4)}}^{W_{s(2n-3)}} \int_0^{W_s}$$

$$I_n = \left(\frac{kT}{q} \right)^2 \left(\frac{C_{ox}(n)}{2L(n)} Z \right) \gamma_n \mu_n \int_{W_s(2n-3)}^{W_s(L)} \int_0^{W_s} \frac{e^{W+U_F-U_n}}{(e^{U_F}(e^{-W}+W-1) + e^{-(U_F+U_n)}(e^W-1))^{1/2}} dW \cdot dW_s$$

ところで規格化された表面ポテンシャルの関係も、縦方向での一次元ポアソン方程式を解くことにより、

$$\begin{aligned}
 U_G &= W_s(0) + \gamma_{(1)} (e^{U_F} (e^{-W_s(0)} + W_s(0) - 1) + e^{-(U_F+0)} (e^{W_s(0)} - 1))^{1/2} \\
 U_G &= W_s(1) + \gamma_{(1)} (e^{U_F} (e^{-W_s(1)} + W_s(1) - 1) + e^{-(U_F+U_n)} (e^{W_s(1)} - 1))^{1/2} \\
 U_G &= W_s(2) + \gamma_{(2)} (e^{U_F} (e^{-W_s(2)} + W_s(2) - 1) + e^{-(U_F+U_n)} (e^{W_s(2)} - 1))^{1/2} \\
 &\quad \vdots \\
 U_G &= W_s(2n-3) + \gamma_{(n-1)} (e^{U_F} (e^{-W_s(2n-3)} + W_s(2n-3) - 1) \\
 &\quad + e^{-(U_F+U_n(n-1)} (e^{W_s(2n-3)} - 1))^{1/2} \\
 U_G &= W_s(2n-2) + \gamma_{(n)} (e^{U_F} (e^{-W_s(2n-2)} + W_s(2n-2) - 1) \\
 &\quad + e^{-(U_F+U_n(n-1)} (e^{W_s(2n-2)} - 1))^{1/2} \\
 U_G &= W_s(L) + \gamma_{(n)} (e^{U_F} (e^{-W_s(L)} + W_s(L) - 1) + \\
 &\quad + e^{-(U_F+U_D)} (e^{W_s(L)} - 1))^{1/2}
 \end{aligned} \tag{3}$$

が導出される。これら電流の式と表面ポテンシャルの式を連立して解くことにより電流 I が求まる訳である。

次に同じ様に Dang の電流モデルを適用した場合について示す。ステップごとの電流 $I_1 \sim I_n$ は、

$$\begin{aligned}
 I_1 = & \mu_n \frac{Z}{L_{(1)}} C_{oz(1)} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 [(U_G + 1) (W_{s(1)} - W_{s(0)}) \\
 & - \frac{1}{2} (W_{s(1)}^2 - W_{s(0)}^2) - \frac{2}{3} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \gamma_{(1)} \{ (W_{s(1)} - 1)^{3/2} \\
 & - (W_{s(0)} - 1)^{3/2} \} + \gamma_{(1)} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \{ (W_{s(1)} - 1)^{1/2} \\
 & - (W_{s(0)} - 1)^{1/2} \}]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_2 = & \mu_n \frac{Z}{L_{(2)}} C_{oz(2)} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 [(U_G + 1) (W_{s(3)} - W_{s(2)}) \\
 & - \frac{1}{2} (W_{s(3)}^2 - W_{s(2)}^2) - \frac{2}{3} \left(\frac{q}{kT} \right) \gamma_{(2)} \{ (W_{s(3)} - 1)^{3/2} \\
 & - (W_{s(2)} - 1)^{3/2} \} + \gamma_{(2)} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \{ (W_{s(3)} - 1)^{1/2} \\
 & - (W_{s(2)} - 1)^{1/2} \}]
 \end{aligned}$$

⋮

$$\begin{aligned}
 I_{n-1} = & \mu_n \frac{Z}{L_{(n-1)}} C_{oz(n-1)} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 [(U_G + 1) (W_{s(2n-3)} \\
 & - W_{s(2n-4)}) - \frac{1}{2} (W_{s(2n-3)}^2 - W_{s(2n-4)}^2) \\
 & - \frac{2}{3} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \gamma_{(n-1)} \{ (W_{s(2n-3)} - 1)^{3/2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - (W_{s(2n-4)} - 1)^{3/2} \} + \gamma_{(n-1)} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \\
& \{ (W_{s(2n-3)} - 1)^{1/2} - (W_{s(2n-4)} - 1)^{1/2} \} \\
I_n = & \mu_n \frac{Z}{L(n)} C_{ox(n)} \left(\frac{kT}{q} \right)^2 [(U_G + 1) (W_{s(L)} - W_{s(2n-2)}) \\
& - \frac{1}{2} (W_{s(L)}^2 - W_{s(2n-2)}^2) - \frac{2}{3} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \gamma_{(n)} \\
& \{ (W_{s(L)} - 1)^{3/2} - (W_{s(2n-2)} - 1)^{3/2} \} \\
& + \gamma_{(n)} \left(\frac{q}{kT} \right)^{1/2} \{ (W_{s(L)} - 1)^{1/2} - (W_{s(2n-2)} - 1)^{1/2} \}]
\end{aligned}$$

と書くことが出来る。また表面ポテンシャルの関係式は(4)と同じものである。

§ 電流特性

今回はPao-SahのモデルとDangのモデルの電流式を適用した新しいモデル式を使って、2段ゲート構造の場合について解析を行った。実線と破線は、それぞれDangモデルとPao-Sahモデルを示す。図5はゲート電圧をパラメータとした解析結果である。Pao-SahモデルとDangモデルの電流値の差は微少である。しかし計算時間で比較すれば、Pao-Sah電流モデル式では2重積分について計算を行わなければならないため60倍程度の時間が掛かる。因に電流一点の計算に要する時間は、Pao-Sahモデルの場合0.3秒、Dangモデルの場合18秒程度である。尚、コンピュータは、FACOM360APとした。図6では先程よりも酸化膜の厚みを増やした場合である。先程よりも電流値は、低くなっている。この場合でも電流値の差は微少である。

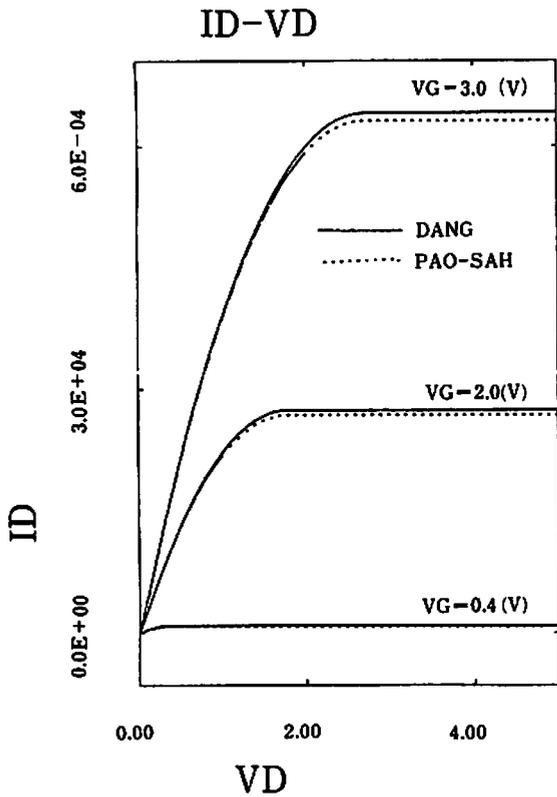


図5 2段ゲート構造MOSFET ID-VD 特性
 $T_{ox}(1) = 100(\text{\AA})$, $T_{ox}(2) = 200(\text{\AA})$, $L(1) = 2.5(\mu\text{m})$
 $L(2) = 2.5(\mu\text{m})$, $W = 5(\mu\text{m})$, $N_B = 5.0E+15 (/cm^2)$
 $\mu_n = 745 (cm^2/V.S)$

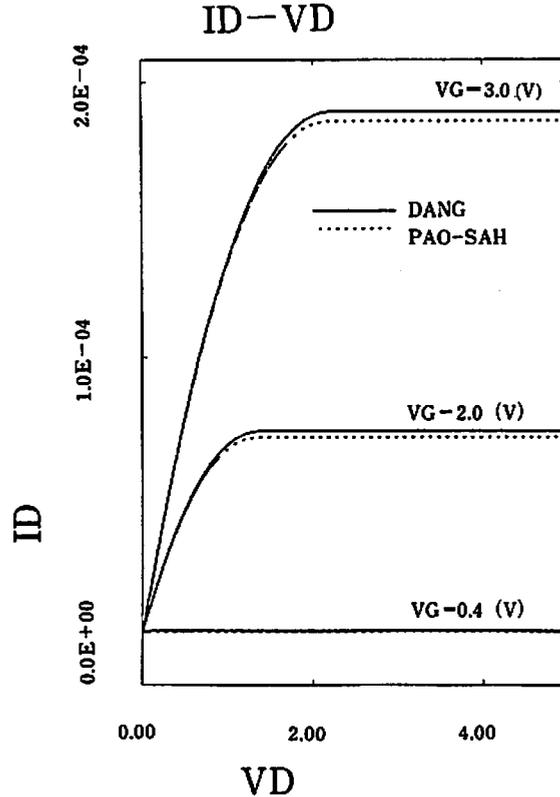


図6 2段ゲート構造MOSFET ID-VD 特性
 $T_{ox}(1) = 250(\text{\AA})$, $T_{ox}(2) = 500(\text{\AA})$, $L(1) = 2.5(\mu\text{m})$
 $L(2) = 2.5(\mu\text{m})$, $W = 5(\mu\text{m})$, $N_B = 5.0E+15 (/cm^2)$
 $\mu_n = 745 (cm^2/V.S)$

§ 結 論

我々はゲート酸化膜の不均一なn段ゲートMOSFETの電流式を導出した。この電流式はPao-SahモデルとDangモデルの2種類を使っている。電流値の誤差は数%以内だが、時間的にはPao-Sahのモデルの方が、60倍程度かかる。

そこで段数を増やして計算させる際には、Dangモデルで十分であることが言える。

謝 辞

種々な協力及び助言をいただいた秋山、中村両氏に深く感謝する。

付 録

一般にデバイス幅を流れる電流はボルツマンの輸送方程式より次の式を得る。

(電子電流)

$$J_n = -q(\mu_n \cdot n \cdot \text{grad } \psi - D_n \cdot \text{grad } n) \tag{A-1}$$

(正孔電流)

$$J_p = -q(\mu_p \cdot p \cdot \text{grad } \psi - D_p \cdot \text{grad } p) \tag{A-2}$$

今nチャネルMOSについて考える場合、チャネルを流れる電流は、電子電流である。この式より導出される2つの式の比較を行う。

(1) Dangのモデル⁴⁾

このモデルでは、電流は表面付近しか流れないいわゆる“sheet current”を仮定したものである。最終的には

$$I_D = \mu_n Z C_{ox} / L \left\{ \frac{1}{2} (V_{S(L)}^2 - V_{S(0)}^2) + 2 \gamma / 3 (\sqrt{V_{S(L)}^3} - \sqrt{V_{S(0)}^3}) - (V_G + kT/q) (V_{S(L)} - V_{S(0)}) - (kT/q) \gamma (\sqrt{V_{S(L)}} - \sqrt{V_{S(0)}}) \right\} \quad (A-3)$$

で表せる。ただし

$$V_{S(0)} = \psi_{S(0)} + V_s - V_B$$

$$V_{S(L)} = \psi_{S(L)} + V_D - V_B$$

としさらに ψ_s は次式の解とするものである。

$$\beta(V_G - \psi_{S(x)})^2 / \gamma^2 - \beta \psi_{S(x)} + 1 - \exp(-\beta \psi_{S(x)}) - \exp(-\beta(2\phi_F + \chi_{S(x)})) (\exp(\beta \psi_{S(x)}) - 1) = 0 \quad (A-4)$$

ここで $\chi_{S(x)} = V_{S(x)} - V_B$ で正孔と配子の擬フェルミ準位の差である。

(2) Pao-Sahモデル³⁾

このモデルは(A・1)式を縦方向は表面からバルクの底まで、チャネル長方向はソースからドレインまで積分を行ったものである。

$$I_D = (Z/L) \int_0^L D_n q n (dx_s/dx) \int_0^{y_i} n(x, y) dx dy \quad (A-5)$$

さらに電荷量nをボルツマン近似を適用すれば

$$I_D = (Z/L) \left(\frac{q}{kT} \right)^2 \lambda D_n q n_i \int_{x_{S(0)}}^{x_{S(L)}} \int_{\phi_F}^{\psi_{S(x)}} \exp \beta (\psi_s - x_s - \phi_F) / F \} d\psi_s \cdot dx_s \quad (A-6)$$

$$F(\psi_{s(x)}) = \{-1 + \beta\psi_{s(x)} + \exp(-\beta\psi_{s(x)}) + \exp(-\beta[2\phi_F + \phi_{n(x)}]) (\exp(\beta\psi_{s(x)}) - 1)\}^{1/2}$$

で表せる。

この両式による電流値の比較を行った。実線破線はそれぞれDangとPao-Sahのモデル式によるものである。(図7)を見ても分かるように、電流値の差は微少である。

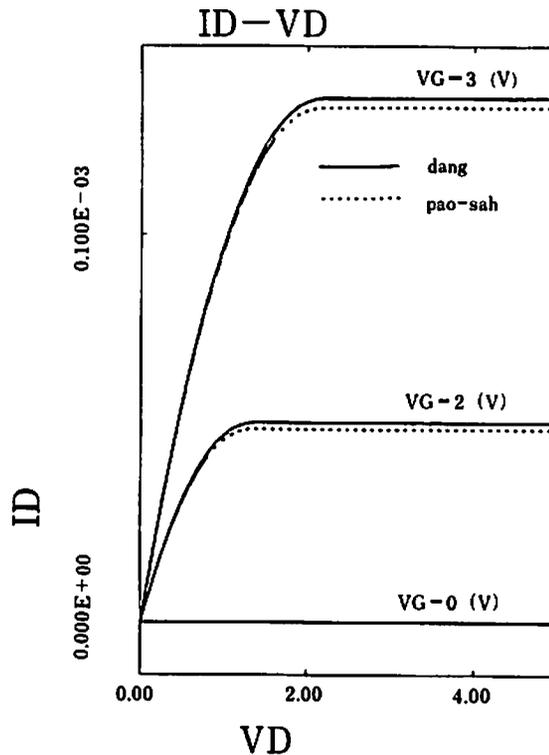


図7 通常構造MOSFET ID-VD特性
 TOX=500(Å), L=5(μm), W=5(μm)
 NB=5.0E+15(/cm³), μn=745(cm²/V.S)

参 考 文 献

- 1) M.Yoshimi, et al. : 1986 Natl. Conv. Rec., IECE Japan, 287 (March 1986).
- 2) 檀良, 小島敏明“U字形ゲート構造MOSトランジスタモデリング(その1)ーしきい電圧モデル”法政大学工学部研究集報 第22号 P37(1986).
- 3) H.C. Pao and C.T.Sah “Effects of diffusion current on characteristics of metal-oxide(insulator)-semiconductor transistor” Solid-State Electronics, Vol, 9, P927(1966).
- 4) L.M.Dang “A one dimensional theory on the effects of diffusion current and carrier velocity saturation on E-type IGFET current-voltage characteristics” Solid-State Electronics, Vol, 20, P781(1977).
- 5) Jr. R.M Warner, and B.L. Grung, Transistors-Fundamentals for the Integrated-Circuit Engineer, John-Wiley & Sons(1983).