

論文99-36T-6-2

유효 채널길이를 고려한 n형 단채널 MOSFET의 문턱전압 모형화

(Threshold Voltage Modeling of an n-type Short Channel MOSFET Using the Effective Channel Length)

金能淵*, 朴奉任**, 徐桎河***

(Neung-Yeun Kim, Bong-Im Park, and Chung-Ha Suh)

요 약

본 논문은 MOSFET에서 2차원적 전위분포가 채널방향을 따라 준-선형적으로 변한다는 GCA(Gradual Channel Approximation)를 진성영역에서 수직 공핍층 폭이 준-선형적으로 변한다는 가정으로 대체하여 단채널 MOSFET에서도 적용 가능한 문턱전압의 해석적 모형을 제안하였다. 제안된 문턱전압 표현식은 유효 채널길이, 드레인전압, 기판(substrate) 바이어스 전압, 기판 도핑농도, oxide 두께 등에 대한 의존성을 통합적으로 나타내었으며, 계산된 결과는 BSIM3v3의 결과와 유사한 경향을 보이고 있다.

Abstract

In this paper, an analytical threshold voltage model is proposed by replacing the conventional GCA(Gradual Channel Approximation) with the assumption that a normal depletion layer width in the intrinsic region will vary quasi-linearly according to the channel direction. Derived threshold voltage expression is written as a function of the effective channel length, drain voltage, substrate bias voltage, substrate doping concentration, and the oxide thickness. Calculated results show almost similar trends with BSIM3v3's results in a satisfactory accuracy.

I. 서 론

최근 집적회로의 고집적화에 따라 MOSFET 소자 채널길이의 축소가 추고되어 왔는 바, 채널길이가 $1\mu m$ 이하의 소자에서는 장채널 소자에서 볼 수 없었던 여러 단채널 효과들이 현저하게 나타난다. 그 이유는 채널길이가 짧아짐에 따라 장채널 소자의 해석에서

주로 적용되어온 GCA^[1,2]가 근거를 잃게되고 소자 내의 2차원적 전위분포가 현저해지기 때문이다. 따라서 고집적 회로설계에 있어서 회로의 동작속도나 잡음 여유(noise margin) 등을 결정하는데 중요한 파라미터인 문턱전압 V_T 값의 estimation에 국한된 여러 연구가 발표되어 왔다. 단채널 소자에 대한 문턱전압 모형들은 물리적 이론식 도출을 주로 하는 해석적 모형^[3,4], 컴퓨터 계산에 주로 의존하는 수치해석적 모형^[5-7], 그리고 여러 실험식을 근간으로 하는 준-실험적(semi-empirical), 또는 compact 모형^[8]으로 나누어 볼 수 있다. 현재까지 발표된 해석적 모형은 대부분 단채널 효과를 부분적으로만 설명할 수 있거나, 지나치게 수식이 복잡한 면이 있다. 수치해석적 모형은 비교적 정확한 소자특성 도출을 얻을 수 있으나 계산 소요시간이 커서 IC 설계에 이용하기에는 부적절하

* 正會員, 동서울大學 電子科

(Dong Seoul College, Dept. of Electronics Eng.)

** 正會員, 弘益大學校 電子工學科

(Hongik Univ., Dept. of Electronics Eng.)

*** 正會員, 弘益大學校 電子工學科

(Hongik Univ., Dept. of Electronics Eng.)

接受日字:1999年5月10日, 수정완료일:1999年6月19日

다. 이 때문에 타협적인 방법으로 여러 fitting 파라미터를 사용하는 준-실험적 모형이 제시되었고, 물리적 근거가 떨어지는 단점에도 불구하고 그중 BSIM, BSIM3v3^[9] 등은 현재 IC 설계산업에서 상용되고 있다.

본 논문에서는 단채널 소자에서 2차원적 효과가 비교적 간단한 방법으로 고려될 수 있는 MOSFET의 해석적 문턱전압 모형화를 시도하였다. 이를 위해 MOSFET 공핍층 내 전위분포의 채널방향 y 에 대한 2계 미분을 무시하는 GCA를, 진성영역(intrinsic region)에서 수직 공핍층 쪽의 y 에 대한 2계 미분을 무시하는 것으로 대체·제한하였다. 이 결과 장채널 및 단채널에서 적용 가능한 문턱전압 표현식을 도출하였으며, 이 표현식에 따라 계산된 결과를 BSIM3v3^[9]의 결과와 비교·검토하였다.

II. 모형화

MOSFET의 동작특성을 해석하기 위해 2차원 Poisson 방정식의 해로부터 반도체(기판) 내의 전위분포를 구할 필요가 있다. 공핍근사(depletion approximation)와 판전하근사(charge sheet approximation)가 도입된 Poisson 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} = \frac{qN_A}{\epsilon_{si}}, \quad 0^+ \leq x \leq w(y) \quad (1)$$

단, x 는 반도체 표면(채널)에서 기판쪽으로, y 는 소오스에서 드레인쪽의 방향을 나타내는 좌표이다 (그림1 참조). $\Psi(x, y)$ 는 MOSFET의 2차원 전위분포이고, q 는 전자 전하량의 절대치, N_A 는 기판의 농도, ϵ_{si} 는 Si의 유전율이다. $w(y)$ 는 위치 y 에서의 수직 공핍층 폭이다. 식(1)의 경계조건은 다음과 같다.

$$\Psi(w(y), y) = 0 \quad (2)$$

$$\left\{ 1 + \left(\frac{dw}{dy} \right)^2 \right\} \frac{\partial \Psi}{\partial x} \Big|_{x=w(y)} - \frac{dw}{dy} \frac{d\Psi(w(y), y)}{dy} = 0 \quad (3)$$

$$\epsilon_{si} E_s(y) = \frac{e\alpha}{T_{ox}} \{ V_{GB} - V_{FB} - \Psi_s(y) \} + Q_n(y) \quad (4)$$

여기서, $E_s(y) = -\partial \Psi / \partial x|_{0^+}$ 는 표면수직전계, $\Psi_s(y) = \Psi(0, y)$ 는 표면전위, ϵ_{ox} 는 oxide의 유전율, T_{ox} 는 oxide의 두께, V_{GB} 는 기판에 대한 게이트전압, V_{FB} 은

flat-band 게이트 전압, $Q_n(y)$ 는 채널위치 y 에서 캐리어의 단위 면적당 판전하량을 나타낸다.

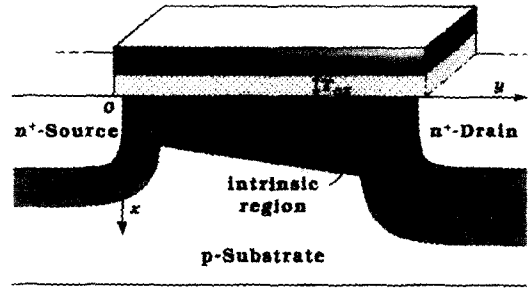


그림 1. 본 모형화의 MOSFET 단면도
Fig. 1. Cross-section of a MOSFET to be modeled.

식(1)의 양변에 $2(\partial \Psi / \partial x)$ 를 곱하고 $x=0^+$ 에서 $x=w(y)$ 까지 적분하면 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$\int_{x=w(y)}^{x=0^+} d \left(\frac{\partial \Psi}{\partial x} \right)^2 = 2 \int_0^{w(y)} \left(-\frac{qN_A}{\epsilon_{si}} - \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} \right) d\Psi \quad (5)$$

단채널 소자에서는 $\partial^2 \Psi / \partial y^2 \approx 0$ (GCA)을 적용할 수 없으므로 다음과 같이 2차원 효과를 고려하기로 하자. 먼저, 공핍층 전 영역을 p-n접합 효과가 우세한 $0 \leq y \leq y_S$, $y_D \leq y \leq L$ 영역과 MOS 효과가 우세한 $y_S \leq y \leq y_D$ 영역으로 나누어 생각하자. 여기서, 소오스(드레인)/기판 접합이 깊은 직사각형 구조인 경우에는 p-n접합 효과만 고려하여 y_S 와 $L-y_D$ 의 값을 각각 $\sqrt{2\epsilon_{si}(qN_A)'}^{-1}(V_{SB} + V_{bn})$ 와 $\sqrt{2\epsilon_{si}(qN_A)'}^{-1}(V_{DB} + V_{bn})$ 로 결정할 수 있을 것이다. 단, V_{bn} 는 p-n 접합의 built-in 전압이고 N_A' 는 $N_A(1 + N_A/N_D)$ 이다. $y_S \leq y \leq y_D$ 의 진성영역에서는 다음의 근사식이 적용 가능하다고 볼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} &\approx \frac{\partial^2}{\partial y^2} \left[\frac{qN_A}{2\epsilon_{si}} \{x - w(y)\}^2 \right] \\ &\approx \frac{qN_A}{\epsilon_{si}} \left\{ \left(\frac{dw}{dy} \right)^2 + \frac{d^2 w}{dy^2} \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_A}} \sqrt{\Psi} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

따라서 $E_s(y)$ 는

$$E_s \approx \sqrt{\frac{2qN_A}{\epsilon_{si}}} \Psi_s \left\{ 1 - \left(\frac{dw}{dy} \right)^2 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_A}} \frac{d^2 w}{dy^2} \Psi_s^{1/2} \right\} \quad (7)$$

이다. 공핍층 쪽 $w(y)$ 가 $y_S \leq y \leq y_D$ 의 영역에서,

$$\left| \frac{d^2 w}{dy^2} \right| \ll \frac{3}{2} \sqrt{\frac{qN_A}{2\epsilon_{si}}} \frac{1}{\sqrt{\Psi_s}} \left(\frac{dw}{dy} \right)^2 \quad (8)$$

임을 가정하여 $d^2 w/dy^2$ 항을 무시하면 식(7)은 아래 식으로 단순화될 수 있다.

$$E_s(y) \approx \sqrt{\frac{2qN_A}{\epsilon_{si}} (1-\eta) \Psi_s(y)} \quad (9)$$

단, η 는 2차원 효과를 비교적 단순하게 고려할 수 있도록 다음과 같이 정의·도입되었다.

$$\eta = \left\langle \frac{dw}{dy} \right\rangle^2 \approx \frac{2\epsilon_{si}}{qN_A} \frac{1}{L_{eff}^2} (\sqrt{\Psi_{sd}} - \sqrt{\Psi_{ss}})^2 \quad (10)$$

여기서, $L_{eff} = y_D - y_S$ 는 진성영역에서의 채널길이, 즉, 유효채널길이이고, Ψ_{ss} 와 Ψ_{sd} 는 각각 $\Psi_s(y_S)$ 와 $\Psi_s(y_D)$ 를 나타낸다. η 는 1보다 작아야 하므로

$$L_{eff} > \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_A}} (\sqrt{\Psi_{sd}} - \sqrt{\Psi_{ss}}) \quad (11)$$

의 조건이 요구된다. 이 조건은 드레인-소오스 간 전압이 그리 크지 않은 경우에 무리 없이 만족될 수 있다.

식(9)를 식(4)의 경계조건에 대입하면 $Q_n(y)$ 은 다음과 같이 표시된다.

$$Q_n(y) \approx -C_{ox} \{ V_{GB} - V_{fb} - \Psi_s(y) - \gamma \sqrt{(1-\eta) \Psi_s(y)} \} \quad (12)$$

단, $\gamma = \sqrt{2\epsilon_{si} q N_A} / C_{ox}$ 이다. 드레인-소오스 간 전압 V_{DS} 가 크지 않은 경우, $\sqrt{\Psi_s(y)}$ 는

$$\sqrt{\Psi_s(y)} \approx \sqrt{\Psi_{ss}} + \frac{1}{2\sqrt{\Psi_{ss}}} \{ \Psi_s(y) - \Psi_{ss} \} \quad (13)$$

로 두어, 식(12)는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$Q_n(y) \approx -C_{ox} \left[V_{GS} - V_T - \left(1 + \frac{\gamma \sqrt{1-\eta}}{2\sqrt{\Psi_{ss}}} \right) \{ \Psi_s(y) - \Psi_{ss} \} \right] \quad (14)$$

여기서, V_T 는 게이트전압에 의존하는 문턱전압으로 다음과 같이 도출된다.

$$V_T = -V_{SB} + V_{fb} + \Psi_{ss} + \gamma \sqrt{(1-\eta) \Psi_{ss}} \quad (15)$$

본 모형의 마무리를 위해서는 Ψ_{ss} 와 Ψ_{sd} 를 구해야 한다. 이를 위해서 판전하근사를 적용하지 않는 아래

의 Poisson 방정식의 해를 구해야 한다.

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} = \frac{q}{\epsilon_{si}} \{ N_A - p(x, y) + n(x, y) \} \quad (16)$$

정공밀도 $p(x, y)$ 와 전자밀도 $n(x, y)$ 는 아래와 같이 표시된다^[10].

$$p(x, y) \approx N_A e^{-\beta \Psi(x, y)} \quad (17)$$

$$n(x, y) = N_A e^{-\beta(\phi_F + \phi_f(y) - \Psi(x, y))} \quad (18)$$

단, ϕ_F 는 다수 캐리어(정공)의 준-페르미 전위이고, $\phi_f(y)$ 는 전자의 준-페르미 전위이다. p-n접합의 법칙을 적용하여 $y = y_S$ 와 $y = y_D$ 에서 ϕ_f 는 각각 $\phi_F + V_{SB}$ 와 $\phi_F + V_{DB}$ 로 둘 수 있다. $d^2 w/dy^2 \approx 0$ 를 고려한 식(6)과 식(17), (18)을 식(16)에 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} = \frac{q}{\epsilon_{si}} \{ (1-\eta) N_A - N_A e^{-\beta \Psi(x, y)} + N_A e^{-\beta(2\phi_F + \phi_f(y) + \beta \Psi(x, y))} \} \quad (19)$$

경계조건은 식(2), (3)을 만족하고, 식(4)의 조건은 아래의 식으로 바뀌게 된다.

$$\epsilon_{si} \frac{\partial \Psi(x, y)}{\partial x} \Big|_{x=0^+} \approx -C_{ox} \{ V_{GB} - V_{fb} - \Psi_s(y) \} \quad (20)$$

식(19)의 양변에 $2(\partial \Psi / \partial x)$ 를 곱하고 x 에 대해 적분하여 경계조건을 대입하면 다음의 관계식을 얻을 수 있다.

$$V_{GB} - V_{fb} - \Psi_{ss} = \gamma \sqrt{(1-\eta) \Psi_{ss} + \beta^{-1} \{ e^{-\beta \Psi_{ss}} - 1 + e^{-\beta(2\phi_F + V_{SB})} (e^{\beta \Psi_{ss}} - 1) \}} \quad (21)$$

$$V_{GB} - V_{fb} - \Psi_{sd} = \gamma \sqrt{(1-\eta) \Psi_{sd} + \beta^{-1} \{ e^{-\beta \Psi_{sd}} - 1 + e^{-\beta(2\phi_F + V_{DB})} (e^{\beta \Psi_{sd}} - 1) \}} \quad (22)$$

식(21), (22)와 식(10)을 연립하여 Ψ_{ss} 와 Ψ_{sd} 를 구할 수 있다. V_{DB} 가 작고 V_{GB} 가 큰 경우 Ψ_{ss} 는 $2\phi_F + V_{SB}$ 값으로 거의 고정되므로 게이트전압에 무관한 외삽된(extrapolated) 문턱전압 V_T^* 는 식(15)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_T^* \approx V_{fb} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{(1-\eta^*) (2\phi_F + V_{SB})} \quad (23)$$

여기서 η^* 는 V_{GS} 가 클 때의 η 값에 해당된다.

Ⅲ. 모의실험 결과 및 검토

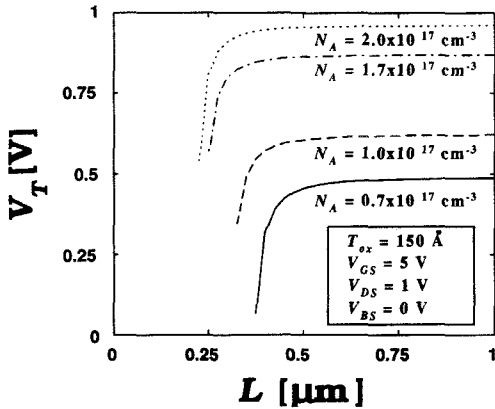


그림 2. 기판 도핑농도를 변화시켰을 때 채널길이에 대한 문턱전압

Fig. 2. Threshold voltage versus channel length for various substrate doping levels.

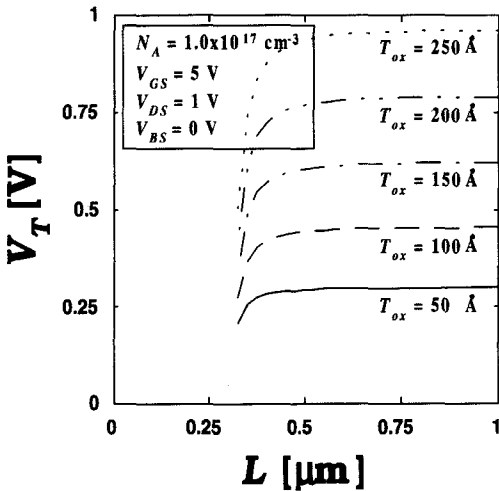


그림 3. Oxide 두께를 변화시켰을 때 채널길이에 대한 문턱전압

Fig. 3. Threshold voltage versus channel length for various oxide thicknesses.

계산에 사용된 파라미터 값들은 $T=300[K]$, n^+ -폴리게이트와 기판간의 일함수차 $\phi_{ms} = -0.555 - \beta^{-1} \ln(N_A/n_s)[V]$, oxide와 Si의 유전율, $\epsilon_{ox} = 3.9 \times 8.85 \times 10^{-14}[F/cm]$, $\epsilon_{si} = 11.8 \times 8.85 \times 10^{-14}[F/cm]$, 소오스 및 드레인의 도핑농도 $N_D = 2.0 \times 10^{18}[cm^{-3}]$ 로 두었다.

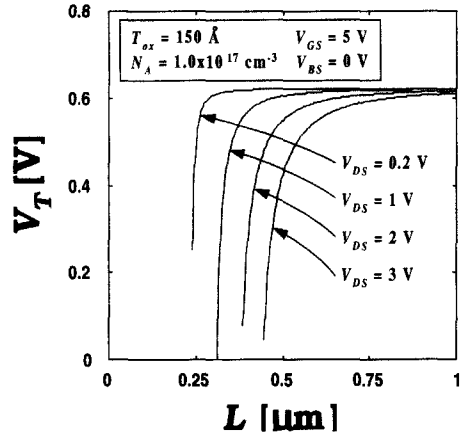


그림 4. 드레인전압을 변화시켰을 때 채널길이에 대한 문턱전압

Fig. 4. Threshold voltage versus channel length for various drain voltages.

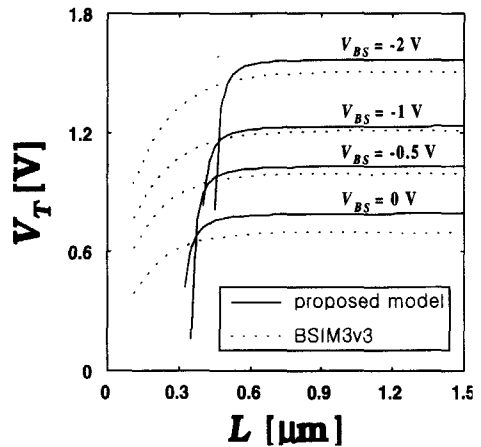


그림 5. 기판전압을 변화시켰을 때 채널길이에 대한 문턱전압의 제안된 모형과 BSIM3v3와의 비교

Fig. 5. Comparison of the threshold voltage versus channel length obtained by proposed model and BSIM3v3.

그림 2, 3, 4는 여러가지 기판 도핑농도, oxide 두께, 드레인전압에 대해 채널길이에 대한 문턱전압의 변화를 보여준다. 식(11)로부터, 기판 도핑농도가 $N_A = 7 \times 10^{16}[cm^{-3}]$ 인 경우 $\sqrt{\psi_{sd}} - \sqrt{\psi_{ss}} \approx 1[V]$ 에 대해 최소 L_{eff} 는 $0.136 \mu m$ 정도로 되어 매우 짧은 소자에 대해서도 본 모형이 적용 가능함을 보이고 있다. 그림 5는 본 모형과 BSIM3v3의 채널길이에 대한 문턱전압의 변화를 여러 가지 기판전압에 따라 나타내고 있다. BSIM3v3 모형은 균일하지 않은 기판 도핑농도에 의한 효과를 고려하기 위해서 채널방향에 대해

수직·수평 방향의 비균일 도핑농도를 가정하고 있다. 본 모형은 균일한 기판 도핑농도를 가정하였으므로, 두 모형의 계산결과에 대한 직접적인 비교가 다소 모호하여 BSIM3v3의 채널 도핑농도를 본 모형의 기판 도핑농도로 설정·계산한 결과, 대체로 유사한 결과를 가져왔다. 그림 6은 본 모형에서 2차원 효과를 설명하기 위해 도입한 파라미터 η 의 채널길이에 대한 의존성을 여러 드레인전압에 대해 보이고 있다.

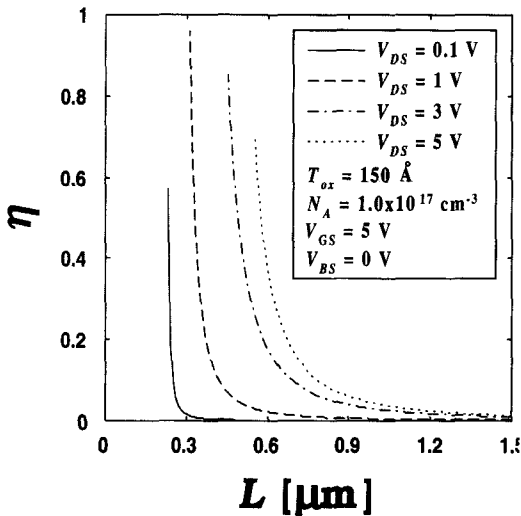


그림 6. 드레인전압을 변화시켰을 때 채널길이에 대한 파라미터 η

Fig. 6. Parameter η versus channel length for various substrate voltages.

IV. 결 론

제안된 모형은 장채널 모형에서만 적용 가능한 GCA 대신에 수직 공핍층 폭이 준-선형적으로 변한다는 가정을 도입하여 장채널 및 단채널 소자의 문턱전압 모형을 비교적 간단한 수식으로 도출하였다. 도입된 파라미터 η 는 장채널 소자에서는 0에 가까워져 GCA를 적용한 결과와 일치하며, 채널길이가 짧아질수록 증가하여, 수평전계의 채널방향에 대한 변화율을 고려할 수 있음을 볼 수 있었다. 계산된 결과는 단채널 소자의 문턱전압의 roll-off를 적절히 나타내며, 채널길이, 기판 도핑농도, oxide 두께, 드레인전압, 그리고 기판전압에 대한 의존성을 함께 표현함을 보이고 있다.

참 고 문 헌

- [1] H. C. Pao and C. T. Sha, "Effects of Diffusion Current on Characteristics of Metal-Oxide (Insulator)-Semiconductor Transistors," *Solid-State Electron.* 9, 927, 1966.
- [2] L. D. Yau, "A Simple Theory to Predict the Threshold Voltage of Short Channel IGFETs," *Solid-State Electron.* 17, 1059, 1974.
- [3] S.-Y. Ma and J. B. Kuo, "Concise analytical model for deep submicron n-channel metal-oxide-semiconductor devices with consideration of energy transport," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.33, p.228, 1994.
- [4] Z. H. Liu, C. Hu, J. H. Huang, T. Y. Chan, M. C. Jeng, P. K. Ko, and Y. C. Cheng, "Threshold Voltage Model for Deep-Submicrometer MOSFETs," *IEEE T-ED* ED-40, 86, Tan. 1993.
- [5] S. L. Jang and M. C. Hu, "An Analytical Drain Current Model for Submicrometer and Deep Submicrometer MOSFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol.44, 1897,1997.
- [6] J. A. Greenfield and R. W. Dutton, "Nonplanar VLSI device analysis using the solution of Poisson's equation," *IEEE Trans. Electron Device*, vol. ED-27, p.1520, 1980.
- [7] S. Selberherr, A. Schuts, and H. W. Potzl, "MINIMOS-A Two-Dimensional MOS Transistor Analyzer," *IEEE T-ED* ED-27, 1540, 1980.
- [8] D. P. Foty, "MOSFET Modeling with SPICE: Principles and Practice", Prentice Hall, 1997.
- [9] Y. Cheng, "BSIM3v3 Manual(Ver. 3.1)," University of California/Berkeley, Electronics Research Laboratory, 1997.
- [10] Y. P. Tsividis, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, McGraw-Hill, p. 451, 1988.

저 자 소 개

金 能 淵(正會員)

電子工學教育論文誌 第 11卷 第 1號 1997년 6월 參照
동서울大學 電子科 教授

徐 柱 河(正會員)

電子工學會論文誌 第 36卷 第 4號 1999년 4월 參照
弘益大學校 電子工學科 教授

朴 奉 任(正會員)

電子工學會論文誌 第 36卷 第 4號 1999년 4월 參照
弘益大學校 電子工學科 博士課程