

# Ion-Implanted Short Channel E-IGFET의 Threshold 전압과 I - V 특성에 관한 연구(II)

## (A Study on the Threshold Voltage and I-V Characteristics in the Ion-implanted Short Channel E-IGFET(II))

孫尚熙\*, 金弘培\*\*, 郭桂達\*

(Sang Hee Son, Hong Bae Kim and Kae Dal Kwack)

### 要 約

Ion-implanted E-IGFET의 도핑 profile을 임의로 가정하여 threshold 전압을 구하였고, short-channel 에 적용할 때 correction factor K의 개념을 사용하였다. Threshold 전압의 이론치는 실험치와 잘 일치하였고, 또한 I-V특성도 실험치와 잘 일치하였다. 아울러 이 program을 package化 하여 실용화시켰다.

### Abstract

A simple model for the impurity profile in an ion-implanted channel layer of an enhancement type IGFET is assumed and a simple expression for the threshold voltage is derived by the assumed impurity profile. In application, the concept of correction factor K is used and the value of threshold voltage is well agreed with experimental value. Also, I-V characteristics curve is well agreed with experimental value. In addition, this program is packaged and is utilized.

### 기 호 정 의

$$(V_0 = 2\phi_F)$$

- q : 전하량
- $\epsilon_{ox}$  : SiO<sub>2</sub>의 유전율
- $\epsilon_s$  : 반도체의 유전율
- D<sub>n</sub> : 전자의 diffusion 상수
- n<sub>i</sub> : 진성 캐리어농도
- $\phi_F$  : 반도체의 fermi potential
- V : 표면 band bending
- V<sub>0</sub> : strong inversion일때 표면 band bending

- V<sub>GG</sub> : 가해진 gate 전압
- V<sub>T</sub> : threshold 전압
- V<sub>SS</sub> : 가해진 source 전압
- V<sub>DD</sub> : 가해진 drain 전압
- V<sub>DDS</sub> : 포화시의 V<sub>DD</sub>
- V<sub>B</sub> : substrate bias
- V<sub>FB</sub> : flat band 전압
- V<sub>G</sub> : V<sub>GG</sub> + V<sub>FB</sub>
- I<sub>T</sub> : triode 영역에서의 drain 전류
- I<sub>P</sub> : pentode 영역에서의 drain 전류
- N<sub>B</sub> : substrate 농도
- Q<sub>d</sub> : depletion charge
- Q<sub>i</sub> : inversion charge
- t<sub>ox</sub> : gate 공핍층 두께
- C<sub>ox</sub> : 단위면적당의 gate capacitance

---

\*正會員, 漢陽大學校 電子工學科  
(Dept. of Electron. Eng., Hanyang Univ.)

\*\*正會員, 淸州大學校 半導體工學科  
(Dept. of Semiconductor Eng., Cheongju Univ.)

接受日字: 1985年 1月 8日

- L : 채널길이 (length)
- W' : 채널 폭 (width)
- W : 공핍층의 깊이
- x<sub>J</sub> : source와 drain접합의 깊이
- D : 이온주입층의 깊이
- K : short-channel효과를 위한 correction factor
- μ<sub>00</sub> : 캐리어의 low field mobility
- θ : mobility의 gate 전압 의존성을 나타내는 parameter (mobility reduction coefficient)
- η : drain 전압에 의한 채널길이 변화를 나타내는 parameter (fitting parameter)
- y<sub>x</sub> : channel 표면에서의 junction의 공핍층 두께 (여기서 x는 drain이나 source를 지칭한다)
- R<sub>x</sub> : source나 drain junction의 밑 부분에서의 공핍층의 두께

I. 序 論

이온주입층내의 도핑 profile을 임의로 가정하였고, 가정한 도핑 profile을 이용하여 threshold 전압을 구하였으며 실험치와 비교하였을때 잘 일치하여 가정한 도핑 profile의 타당성을 입증한 바 있었다.<sup>[1]</sup>

이 경우는 long-channel 디바이스에 한해 적용하였으나, 여기서는 correction factor K의 개념을 도입하여,<sup>[2]</sup> short-channel까지 확대 해석하였다. 또한, carrier mobility의 gate 전압의존성과 drain전압의 의존성을 고려하여 single device의 특성 뿐만 아니라, circuit simulation에도 잘 적용될수 있는 전류-전압 관계를 simulation 해 보았고 이 program을 package化하여 실용화시켰다.

II. Doping Profile과 Threshold전압모델<sup>[1]</sup>

본 논문에서는 이온주입된 불순물이 이온주입층내에서 다음과 같은 불순물 분포를 가진다고 가정하였다.

$$N(y) = N_B + (N_0 - N_B) \cdot [1 - (y/D)^n] \quad (1)$$

이 분포식에서 profile factor n에 의해 불순물 분포가 다양한 형태를 갖게되나, 우리가 관심을 갖는 것은

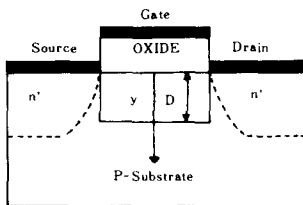


그림 1. 이온주입형 E-IGFET의 구조  
Fig. 1. Structure of ion-implanted E-IGFET.

gaussian 분포이고 이 경우에 n=0.2가 된다. (以下식 전개상 n을 그대로 표기한다)

그림 1과 같은 구조를 가지는 n-channel single device에서 공핍층의 두께를 W라하면, W와 D의 크기에 따른 threshold 전압은 식(1)을 이용하면 다음과 같이 유도되어진다.<sup>[11]</sup> 이 때 최대 공핍층의 두께를 W<sub>m</sub>이라 하면 각각의 경우의 threshold 전압에 관한식은 다음과 같다.

i)  $W_m \leq D$

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F + K \cdot \frac{q}{C_{ox}} N_B \cdot W_m \left[ 1 + \left( 1 + \frac{1}{n} \right) \cdot \frac{D_{ose}}{N_B \cdot D} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{n+1} \left( \frac{W_m}{D} \right)^n \right] \right] \quad (2)$$

ii)  $W_m \geq D$

$$V_T = V_{FB} + 2\phi_F + K \cdot \frac{q}{C_{ox}} [N_B \cdot W_m + D_{ose}] \quad (3)$$

이때 W<sub>m</sub>과 D의 크기관계를 판별하기 위해 식(1)을 이용하여 poisson방정식을 풀면 다음과 같은 결과가 얻어진다.<sup>[11]</sup>

i)  $W_m \leq D$

$$\frac{2}{n+2} \left( \frac{N_0}{N_B} - 1 \right) \cdot \left( \frac{W_m}{D} \right)^{n+2} - \frac{N_0}{N_B} \cdot \left( \frac{W_m}{D} \right)^2 + \frac{V_0}{V^*} = 0 \quad (4)$$

ii)  $W_m \geq D$

$$W_m^2 = D^2 \cdot \left( 1 + \frac{V_0}{V^*} - \frac{1}{n+2} \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right) \quad (5)$$

위 두식에서  $V_0 = 2\phi_F - V_B$ 이고  $V^* = qN_B D^2 / 2\epsilon_s$ 이다. 식(4), (5)에서  $W_m = D$ 라 놓았을 때의 전압값은 다음과 같다.  $W_m = D$ 일때의  $V_0$ 값을  $V_{0, crit}$ 라 한다면

$$V_{0, crit} = \frac{1}{n+2} \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \cdot V^* \quad (6)$$

식(6)이 W<sub>m</sub>과 D의 크기를 구분할 수 있는 판별식이 된다. 즉, V<sub>0</sub>값이 V<sub>0, crit</sub> 값보다 작다면  $W_m \leq D$ 의 경우에 해당되고 V<sub>0</sub>값이 V<sub>0, crit</sub> 값보다 크다면  $W_m \geq D$ 의 경우에 해당한다.

III. Correction Factor for Short Channel Effect

Source와 drain사이의 유효채널길이가 짧아지게 될 때 source와 drain전압에 의한 공핍층의 영향을 무시할 수 없게되며, gate 단자 바로 밑 부분의 전계는 source와 drain에 의해 더욱 많은 영향을 받게되어, threshold 전압은 감소한다. 이러한 short-channel 효과에 의해 threshold전압이 감소하는 현상을 해석한 많은 研究중에는 Yau,<sup>[3]</sup> Taylor,<sup>[4]</sup> Fichtner<sup>[5]</sup>의 모델 등이 있으나, 본 논문에서는 short-channel下에서 보다 정확한 해석을 하기위해 그림 2와 같은 기하학적 모델을 이용하여 correction factor K에 관한 식을 유도하였다.

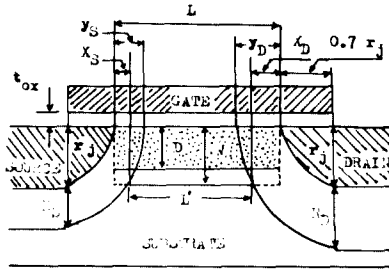


그림 2. Short-channel E-IGFET의 기하학적 모델  
Fig. 2. The geometrical model of short-channel E-IGFET.

그림 2의 구조를 바탕으로 하여 이온주입하지 않은 IGFET의 경우<sup>12)</sup>로부터, 이온주입한 IGFET의 구조를 고려하여 가정한 도핑 profile 식(1)을 이용한다면 correction factor K를 유도하는 식은 다음과 같이 구할 수 있다.

i)  $W_m \leq D$ 인 경우

$$\frac{2}{n+2} \cdot \left( \frac{N_0}{N_B} - 1 \right) \cdot \left( \frac{W_m}{D} \right)^{n+2} - \frac{N_0}{N_B} \cdot \left( \frac{W_m}{D} \right)^2 + \frac{V_0}{V^*} = 0 \quad (4)$$

$$R_x = [2 \epsilon_s (V_{bi} + V_B + V_{xx}) / q N_B]^{1/2} \quad (7)$$

$$y_x = \left[ \frac{N_B}{Dose/D + N_B} \right]^{1/2} \cdot (0.7 r_j) \cdot [0.0631353852 + 0.801329125 \cdot (R_x / 0.7 r_j) - 0.0111077557 \cdot (R_x / 0.7 r_j)^2] \quad (8)$$

$$K = 1 - \frac{1}{2L} \left\{ [(y_s + 0.7 r_j) \cdot (1 - W_m^2 / (R_s + r_j)^2)^{1/2} - 0.7 r_j] + [(y_d + 0.7 r_j) \cdot (1 - W_m^2 / (R_d + r_j)^2)^{1/2} - 0.7 r_j] \right\} \quad (9)$$

식(4), (7), (8)로부터 각각  $R_x$ ,  $y_x$ ,  $W_m$ 를 구하여 식(9)에서 K를 구할 수 있다.

ii)  $W_m \geq D$ 인 경우

$$W_m^2 = D^2 \cdot \left\{ 1 + \frac{V_0}{V^*} - \frac{1}{n+2} \cdot \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right\} \quad (5)$$

$$R_x = [2 \epsilon_s (V_{bi} + V_B + V_{xx}) / q N_B]^{1/2} \quad (7)$$

$$y_x = \left[ \frac{N_B}{Dose/D + N_B} \right]^{1/2} \cdot (0.7 r_j) \cdot [0.0631353852 + 0.801329125 \cdot (R_x / 0.7 r_j) - 0.0111077557 \cdot (R_x / 0.7 r_j)^2] \quad (8)$$

$$K = 1 - \frac{1}{2L} \{ (y_s + 0.7 r_j) \cdot (1 - W_m^2 / (R_s + r_j)^2)^{1/2} - 0.7 r_j \} + [(y_d + 0.7 r_j) \cdot (1 - W_m^2 / (R_d + r_j)^2)^{1/2} - 0.7 r_j] \quad (9)$$

식(5), (7), (8)에서  $W_m$ ,  $R_x$ ,  $y_x$ 를 구하여 식(9)에서 K값을 구할 수 있다. 식(8)에서  $[(N_B / Dose / D + N_B)]^{1/2}$ 의 항은 이온주입한 경우를 고려하여 첨가한 factor이다. 즉, 일정한 junction 전압하에서 공핍층 영역 W와 도

핑농도 N는  $W \propto 1/\sqrt{N}$ 의 관계가 성립하므로, 근사적으로  $W_{ion} = [N_B / (Dose / D + N_B)]^{1/2} \cdot W_0$ 의 관계식으로 부터 도입된 factor이다. 여기서  $W_0$ 는 이온주입하지 않은 경우의 공핍층 영역이고  $W_{ion}$ 은 이온 주입한 경우의 공핍층 영역이다.

한편, 식(9)의 K의 관계식은 punch through가 일어나지 않는 범위내에서의 계산식이고 punch through가 일어날 때의 K의 계산식은 다르게 나타난다(see. appendix)

#### IV. 전류-전압 특성

앞에서 가정한 도핑 profile과 threshold계산식을 이용하여 I-V 특성식을 유도할 때 drain 영역에서 캐리어 속도가 포화에 도달했다고 가정하였고,<sup>16)</sup> 2-section 채널 근사를 적용하였다. 그리고 source 영역에서 constant mobility를 고려하는 것 대신에<sup>16)</sup>, 다음과 같은 mobility를 고려하였다.<sup>15,17)</sup>

$$v(V_{GC}, V_{DD}) = \mu_0 E_{11} / (1 + \mu_0 E_{11} / v_s) \quad (10)$$

$$\mu_0 = \mu_{00} / (1 + \theta (V_{GC} - V_T)) \quad (11)$$

여기서  $E_{11}$ 은 longitudinal field의 세기이고,  $\theta$ 는 mobility 감소계수이다.<sup>13)</sup> 윗식은 간단하면서도, gate와 drain 전압에 대한 mobility의 의존성을 대체로 잘 나타내고 있으므로 본 논문에서는 이 식을 사용하였다. 아울러 I-V 특성영역을 triode 영역(非포화영역)과 pentode 영역(포화영역)으로 나누어 다음과 같이 전개하였다.

i)  $W \geq D$

a) Triode 영역에서의 drain 전류 ( $I_D$ )

Source 영역에서의 채널전류는 오로지 inversion charge에만 기인한다고 하고,<sup>16)</sup> drift 전류외에 diffusion 전류를 고려한다면<sup>16)</sup>

$$I_D = W' \left[ \mu_n E_x Q_i + D_n \frac{dQ_i}{dx} \right] \\ = W' \left\{ \mu_n \cdot \left[ E_x Q_i + \frac{kT}{q} \frac{dQ_i}{dx} \right] \right\}$$

윗식을  $x=0$ 에서  $x=L$ 까지 적분하고  $E = -dv/dx$ 의 관계를 이용하면 다음식과 같이 된다.

$$I_D = \frac{W'}{L} \cdot \mu_n \cdot \left\{ - \int \frac{V(L)}{V(0)} Q_i \cdot dV + \frac{kT}{q} \int_{Q_{i0}}^{Q_{iL}} dQ_i \right\} \quad (12)$$

식(12)에서 V는 surface band bending이고,  $Q_i$ 는 inversion charge이며  $Q_{i0}$ 는 source,  $Q_{iL}$ 은 drain에서의 inversion charge이다.

한편, 전하보존법칙에 의하면

$$Q_{ox} = C_{ox} (V_{GC} + V_{FB} - V) = Q_i + K \cdot Q_d \quad (13)$$

그리고,

$$Q_a = q \int_0^W N(y) dy = q [N_B \cdot W + D_{ose}] \quad (14)$$

식(13), (14)에서

$$Q_i = C_{ox} \cdot (V_{GC} + V_{FB} - V) - K \cdot q [N_B \cdot W + D_{ose}] \quad (15)$$

한편, 식 (5)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$W^2 = D^2 \cdot \left[ 1 + V/V^* - \frac{1}{n+2} \cdot \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right] \quad (16)$$

이때, W는 공핍층의 길이로 표면potential V의 함수이다. (W<sub>m</sub>은 표면 potential V가 V<sub>o</sub>(=2φ<sub>F</sub>: strong inversion)일 때이다). 식(16)을 식(15)에 대입하여 dQ<sub>i</sub>를 구하면

$$dQ_i = - \left[ C_{ox} + \frac{1}{2} \cdot \frac{K \cdot q \cdot N_B \cdot D}{V^*} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{V}{V^*} - \frac{1}{n+2} \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right)}} \right] dV \quad (17)$$

다시, 식(15)와 식(17)을 식(12)에 대입하면 다음과 같다.

$$I_D = \frac{W'}{L} \cdot \mu' \cdot \left[ - \int_{V(0)}^{V(L)} \left\{ C_{ox} \cdot (V_{GC} + V_{FB} - V) - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \text{SQR} \left( 1 + \frac{V}{V^*} - \frac{1}{n+2} \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right) - K \cdot q \cdot D_{ose} \right\} dV - \frac{kT}{q} \int_{V(0)}^{V(L)} \left[ C_{ox} + \frac{K \cdot q \cdot N_B \cdot D}{2 V^*} \cdot \frac{1}{\text{SQR} \left( 1 + \frac{V}{V^*} - \frac{1}{n+2} \left( n \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right)} \right] dV \right] \quad (18)$$

적분하여 정리하면(적분구간은 V(0)=V<sub>o</sub>와 V(L)=V<sub>DD</sub>+V<sub>o</sub>=V<sub>D</sub>이고, n=0 2를 대입하였음)

$$I_D (\text{triode 영역}) = \left( \mu_0 \cdot \frac{W'}{L} \right) \cdot \left[ \left\{ C_{ox} \cdot (V_{GC} + V_{FB} + \frac{kT}{q} - V_o - \frac{1}{2} V_{DD}) \cdot V_{DD} - k \cdot q \cdot D_{ose} \cdot V_{DD} \right\} - \frac{2}{3} K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot V^* \cdot \left[ \left\{ 1 + \frac{V_{DD} + V_o}{V^*} - \frac{1}{2.2} \left( 0.2 \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right\}^{3/2} - \left\{ 1 + \frac{V_o}{V^*} - \frac{1}{2.2} \left( 0.2 \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right\}^{3/2} \right] + \left( \frac{kT}{q} \right) \cdot K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ \left\{ \left[ 1 + \frac{V_{DD} + V_o}{V^*} - \frac{1}{2.2} \left( 0.2 \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right]^{1/2} - \left[ 1 + \frac{V_o}{V^*} - \frac{1}{2.2} \left( 0.2 \frac{N_0}{N_B} + 2 \right) \right]^{1/2} \right\} \right] \right] \quad (19)$$

$$I_T = (1 + \mu_0 V_{DD} / V_S L)^{-1} \cdot I_o \quad (20)$$

위 식(19)에서 I<sub>o</sub>는 mobility의 drain전압 의존성이 무시되어졌을 때의 triode 영역에서의 전류이다. 그리고 식(20)에서 고려한 factor (1+μ<sub>o</sub>V<sub>DD</sub>/V<sub>S</sub>L)<sup>-1</sup>을 주목할 수 있는데, 이 factor는 drain전압 의존성을 고려하여 mobility 효과를 포함시킨 reduction factor이다. 매우 긴 long-channel에서 이 factor는 1로 되고 식(20)은 식(19)로 줄어들음을 볼 수 있다.

b) Pentode 영역에서의 drain전류(I<sub>p</sub>)

그림 3과 같이 drain 영역에서 캐리어 속도가 포화에 도달했다고 가정하면 2-section 채널 근사가 가능하므로, 2차원 poisson 방정식을 1차원으로 줄여서 풀수가 있다.<sup>(6,7,11)</sup>

$$\frac{d^2V}{dx^2} = - \frac{1}{\epsilon_s} \cdot \{ q \cdot (D_{ose}/D + N_B) + I_p / \eta \cdot x_s \cdot v_s \cdot W' \} \quad (21)$$

여기서 η은 포화된 후 캐리어가 흐를 때의 junction 면적비이고, fitting parameter라 한다.

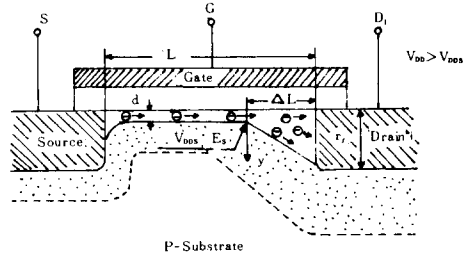


그림 3. 포화상태에서의 IGFET구조  
Fig. 3. IGFET structure in saturation.

식(21)의 poisson 방정식을 풀기위해 (-dV/dx)<sub>(L-ΔL)</sub>=Es, V(L)-V(L-ΔL)=V<sub>DD</sub>-V<sub>DDs</sub>와 (I<sub>p</sub>/I<sub>DS</sub>)=L/(L-ΔL)의 조건을 고려하여 적분하면 pentode 영역에서의 전류-전압관계식은 다음과 같다. (여기서 ΔL은 V<sub>DD</sub>>V<sub>DDs</sub>일때 drain 영역의 공핍층의 길이를 나타낸다)

$$V_{DD} = V_{DDs} + L \cdot (1 - I_{DS}/I_p) \cdot \{ E_s + (L/2 \epsilon_s) \cdot (1 - I_{DS}/I_p) \cdot [q \cdot (D_{ose}/D + N_B) + I_p / \eta \cdot x_s \cdot v_s \cdot W'] \} \quad (22)$$

식(22)에서 I<sub>p</sub>를 구하기 위해 필요로 되어지는 포화 drain 전압 V<sub>DDs</sub>, 포화 drain 전류 I<sub>DS</sub>를 다음과 같이 구한다. 우선,

$$\frac{dI_T}{dV_{DD}} = - (1 + \alpha V_{DD})^{-2} \cdot \alpha I_o + (1 + \alpha V_{DD})^{-1} \cdot \frac{dI_o}{dV_{DD}} = 0 \quad (23)$$

에서 식(23)을 만족하는 V<sub>DD</sub>가 V<sub>DDs</sub>이다.

(여기서 α=μ<sub>o</sub>/V<sub>S</sub>L이다)

ii) W ≤ D

a) Triode 영역에서의 drain 전류(I<sub>T</sub>)

이 경우

$$Q_d = q \int_0^W N(y) dy = q N_B \cdot W \left[ 1 + \left( 1 + \frac{1}{n} \frac{D_{ose}}{N_B D} \right) \cdot \left[ 1 - \frac{1}{n+1} \left( \frac{W}{D} \right)^n \right] \right] \quad (24)$$

한편, 식(4)에서  $n=0.2$ 를 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{6}{11} \cdot \frac{D_{ose}}{D \cdot N_B} \cdot \left(\frac{W}{D}\right)^{2.2} - \left(1 + 6 \frac{D_{ose}}{DN_B}\right) \cdot \left(\frac{W}{D}\right)^2 + \frac{V}{V^*} = 0$$

다시, 뒷식에  $Y=W/D=V^P(P : 임의의 상수)$ 를 대입하면

$$\frac{6}{11} \cdot \frac{D_{ose}}{DN_B} \cdot V^{1.2P} - \left(1 + 6 \frac{D_{ose}}{DN_B}\right) \cdot V^{2P} + \frac{V}{V^*} = 0 \quad (25)$$

그리고, 전하보존법칙에 의해  $Q_i$ 를 구하면 다음과 같다.

$$Q_i = C_{ox} (V_{GC} + V_{FB} - V) - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ V^P + 6 \frac{D_{ose}}{N_B \cdot D} \cdot \left( V^P - \frac{1}{1.2} V^{1.2P} \right) \right] \quad (26)$$

$$dQ_i = \left\{ -C_{ox} - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ 1 + 6 \frac{D_{ose}}{N_B \cdot D} \cdot \left( 1 - V^{0.2P} \right) \right] \cdot P \cdot V^{P-1} \right\} dV \quad (27)$$

식(26), (27)을 식(12)에 대입하여 적분하고 정리하면 다음과 같다.

$$I_D = \frac{W'}{L} \mu_n \cdot \left\{ - \int_{V(0)}^{V(L)} Q_i dV + \frac{kT}{q} \int_{Q_{i0}}^{Q_{iL}} dQ_i \right\} \\ = \frac{W'}{L} \mu_n \cdot \left\{ - \int_{V(0)}^{V(L)} \left[ C_{ox} (V_{GC} + V_{FB} - V) - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ V^P + 6 \frac{D_{ose}}{N_B \cdot D} \cdot \left( V^P - \frac{1}{1.2} V^{1.2P} \right) \right] \right] dV + \frac{kT}{q} \int_{V(0)}^{V(L)} \left[ -C_{ox} - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ 1 + 6 \frac{D_{ose}}{N_B \cdot D} \cdot \left( 1 - V^{0.2P} \right) \right] \cdot P \cdot V^{P-1} \right] dV \right\} \quad (28)$$

따라서,

$$I_0 \text{ (triode 영역)} = \left( \mu_n \cdot \frac{W'}{L} \right) \cdot \left\{ - \left[ C_{ox} \cdot \left( (V_{GC} + V_{FB}) \cdot V_{DD} - \frac{1}{2} (V_{DD}^2 + 2 V_{DD} \cdot V_0) \right) - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ \frac{1}{P+1} (V_b^{P+1} - V_0^{P+1}) + 6 \frac{D_{ose}}{N_B D} \cdot \left( \frac{1}{P+1} (V_b^{P+1} - V_0^{P+1}) - \frac{1}{1.2} \cdot \frac{1}{1+1.2P} \cdot (V_b^{1.2P+1} - V_0^{1.2P+1}) \right) \right] \right] + \frac{kT}{q} \left[ -C_{ox} \cdot V_{DD} - K \cdot q \cdot N_B \cdot D \cdot \left[ (V_b^P - V_0^P) - \frac{1}{1.2} (V_b^{1.2P} - V_0^{1.2P}) \right] \right] \right\} \quad (29)$$

$$I_T = (1 + \mu_n V_{DD} / v_s L)^{-1} \cdot I_0 \quad (30)$$

위 식(29)에서 필요한  $P$ 값은 식(25)에서 strong inversion 일때 ( $V=V_0$ ) 방정식을 풀어  $P$ 값을 구한다.

b) pentode 영역에서의 drain 전류 ( $I_P$ )

i)의 경우와 같은 방법으로 식(29), (30)을 이용하면 된다.

위의 i), ii)의 경우에서 캐리어 포화속도  $v_s$ 와 이때 field의 세기  $E_s$ 의 값은 이론상으로  $E_s = \infty$ 일때 캐리어 속도가  $v_s$ 로 되나, 실제로 이것은 불가능하므로 본 논문에서는 scharfetter-gummel의 공식<sup>[11]</sup>을 이용한 그림 4<sup>[12]</sup>로 부터 계산에 필요한 parameter인 캐리어 포화속도  $v_s$ 와 field의 세기  $E_s$ 의 값을 각각  $E_s = 10^6$  (V/cm),  $v_s = 10^7$  (cm/sec)로 하여 계산하였다.

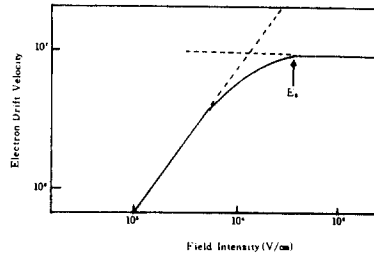


그림 4. 전계에 대한 전자 drift 속도<sup>[12]</sup>  
Fig. 4. Electron drift velocity in terms of electric field.

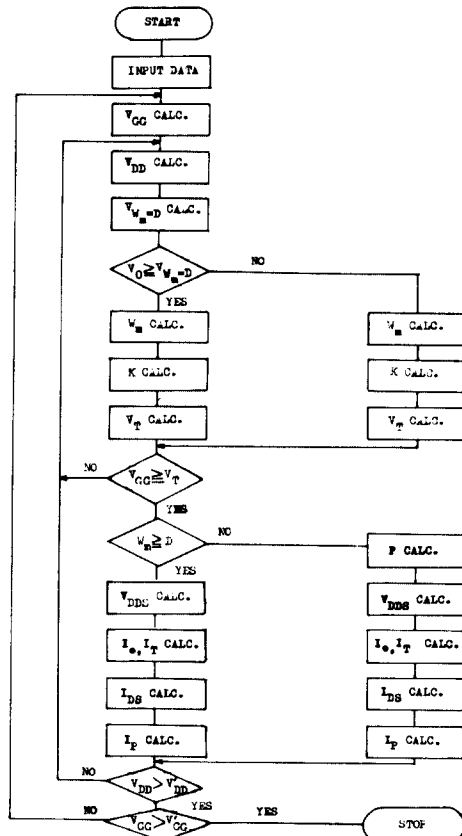


그림 5. 흐름도  
Fig. 5. Flow-chart.

V. 계산 Algorithm 설정

Short-channel correction factor K와 공핍층의 두께 W 및 W와 D의大小관계를 판별 할 때, 그리고,  $V_{DSS}$ 를 구하고자 할 때 여가러지 고려사항이 요구되는데, 이들을 체계적으로 확립하여 program을 package 化 할 수 있도록 flow-chart를 이용하여 계산 알고리즘을 나타내었다. 이 알고리즘에서 볼 수 있듯이 몇개의 고차방정식을 풀 경우가 생긴다. 이 경우에는 주로 newton-raphson 방법과 bisection method를 사용하였다.

VI. Simulation Analysis

앞에서 전개한 이론의 당위성을 증명하기 위해 몇개의 sample에 대해 비교를 해보았다. (silicon gate, n-channel substrate, silicon dioxide insulator)

A) Threshold voltage

Short-channel correction factor K를 도입하여 short-channel IGFET에 대하여 threshold 전압을 계산한 값과 실험값을 다음과 같이 표 1에 나타내었다.

표 1. Threshold값의 샘플 데이터

Table 1. Sample data of threshold value.

Sample number; 7-7-E-4  
 Input data ;  $N_B = 1.88E15 (cm^{-3})$   
 $T_{ox} = 480 \text{ \AA}$ ,  $X_j = 0.3 \mu m$   
 $Dose = 3.2E11 (at 80 Kev)$ ,  $D = 0.078 \mu m$   
 $W' = 100 \mu m$ ,  $V = 1.042 v$

W' / L	100/2	100/3	100/4	100/6
L (eff)	1.02 $\mu m$	2.04 $\mu m$	3.02 $\mu m$	5.25 $\mu m$

$V_T$		Drain voltage 0.05 (V)							
$V_B$	meas.	calc.	meas.	calc.	meas.	calc.	meas.	calc.	
0	0.625	0.6209	0.69	0.6837	0.705	0.7018	0.72	0.7109	
-0.25	0.655	0.6681	0.74	0.7318	0.76	0.7502	0.78	0.7596	
-1.0	0.73	0.7783	0.855	0.8450	0.885	0.8644	0.915	0.8746	
-2.25	0.82	0.9142	0.97	0.9856	1.025	1.006	1.06	1.0180	
-4.0	0.91	1.0587	1.1	1.137	1.16	1.1600	1.215	1.1733	
-5.0	0.955	1.1299	1.2106	1.2106	1.234	1.2345	1.285	1.2487	

$V_T$		Drain voltage 5.0 (V)							
$V_B$	meas.	calc.	meas.	calc.	meas.	calc.	meas.	calc.	
0	0.32	0.5080	0.59	0.6273	0.65	0.6637	0.67	0.6890	
-0.25	0.34	0.5505	0.64	0.6730	0.71	0.7105	0.73	0.7367	
-1.0	0.385	0.6512	0.725	0.7815	0.81	0.8214	0.86	0.8499	
-2.25	0.445	0.7776	0.825	0.9173	0.94	0.9603	1.0	0.9914	
-4.0	0.505	0.9150	0.935	1.0648	1.05	1.1111	1.15	1.1452	
-5.0	0.55	0.9818	0.985	1.1366	1.12	1.1845	1.22	1.2200	

위의 표 1의 결과에서 볼 수 있듯이 대체로 실험치와 이론치의 값이 잘 일치하고 있으나, 유효채널길이가 1.02  $\mu m$ 인 경우  $V_{DD} = 5 (V)$ 일때 비교적 큰 오차를 가진다. 이것은 디바이스가 punch through가 일어난 경우로서, 이때에는 correction factor를 사용한 이 모델이 잘 적용되지 않았기 때문이라 사료된다. (see appendix)

그러나, 어떤 종류의 punch-through나 avalanche와 같은 효과들이 IGFET에서 중요하게 여겨질때 그 디바이스는 LSI 회로에서의 기본적인 소자로서 더 이상 쓸모가 없기때문에 이 경우는 별로 의미가 없다 하겠다.

B) I - V 특성

그림 6, 그림 7에 table II와 같은 제원을 가지는 디바이스에 대하여 I - V 특성을 simulation하여 실험치와 비교하였다. 이 그림에서 dot point (·)는 계산치이고 □는 측정치이다. 이 그림에서 확인할 수 있듯이 고려되어진 drain과 gate 전압범위내에서 실험치와 계산치는 잘 일치함을 볼 수 있었다. (아래 그림은 HP-85 8-bit microcomputer를 이용하여 계산하고 plotting한 것이다)

표 2. 샘플 데이터

Table 2. Sample data.

L ( $\mu m$ )	$N_B (cm^{-3})$	Dose ( $cm^{-2}$ )	D ( $\mu m$ )	$T_{ox} (\text{ \AA})$	$X_j (\mu m)$	W' ( $\mu m$ )	$\theta$	$\eta$	$V_{ts}$	$V_{ps}$	$U_{ps}$	$E_{a, V_s}$
2	1.9E15	2.2E11	0.2	710	0.3	100	0.038	0.5	0.881	1.045	850	$10^7, 10^8$
98.16	9.2E14	2.3E11	0.2	870	0.8	98.06	0.038	0.5	0.881	1.045	850	$10^7, 10^8$

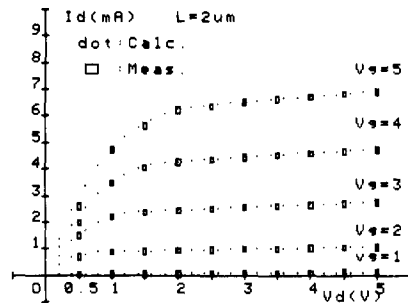


그림 6. I - V 특성 (L = 2  $\mu m$ )  
 Fig. 6. I - V characteristics (L = 2  $\mu m$ ).

위 그림 6의 실험 data는 東芝 I.C Lab의 실험 data를 인용하였으며, 그림 7의 실험 data는 K. I. E. T 실험 data<sup>(14)</sup>를 인용하였음을 아울러 밝혀둔다.

다음 그림 8의 (a), (b), (c), (d)는 table I 과

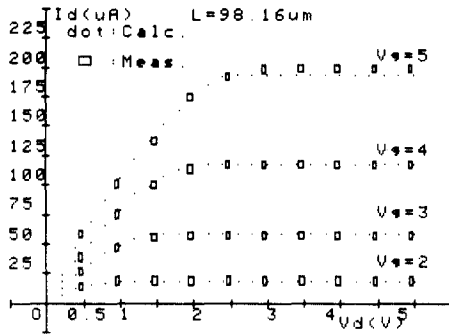
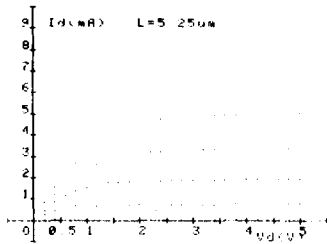


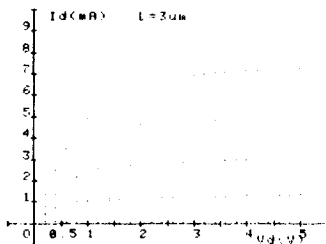
그림 7. I - V 특성 (L=98.16 μm)  
Fig. 7. I - V characteristics (L=98.16 μm).

같은 제원을 가지는 디바이스에 대하여 channel 길이를 변화시켜가면서 이 program package를 이용하여 simulation 한 그림이다.

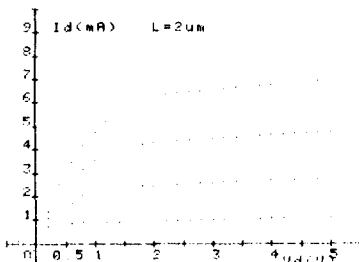
그림 8에서 볼수 있듯이 (a) → (b) → (c) → (d)로 옮겨감에 따라 drain 전류의 포화치가 뜨는 현상(flight 현



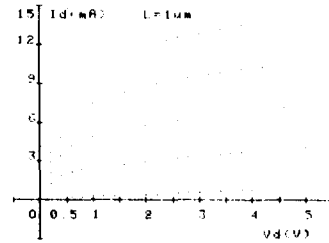
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8. Table 1의 파라메타를 가지는 디바이스에 대한 I - V 특성 시뮬레이션  
Fig. 8. I - V characteristics simulation for device having the parameters of table I.

상)을 볼수 있는데 이는 minimum size effect (mobility 감소, 캐리어 속도 포화, drain-induced barrier lowering, short-channel 효과, narrow-channel 효과)에 의한 것이다. 그러나 본 논문에서는 narrow-channel 효과는 고려하지 않았다.

### VI. 結 論

본 논문에서는 임의로 가정한 이온주입층内の 도핑 profile<sup>[1]</sup>을 short-channel 이온 주입형 IGFET에 적용시켜 보았다. 적용시키는 과정에서 correction factor K의 개념<sup>[2]</sup>을 도입하여 본 논문 나름대로 해석을 시도하여 보았고, 이 경우 threshold 전압의 계산치는 실험치와 punch through가 일어나지 않는 범위內에서 잘 일치하였다.

한편, 캐리어 mobility의 gate 전압의존성과 drain 전압의존성을 고려하여 single device의 특성 뿐만 아니라 circuit simulation에도 잘 적용될 수 있는 전류-전압 관계식을 가정한 도핑 profile 식을 이용하여 유도하였고 이 program을 package化 하였다. 실제로 이 program을 이용하여 임의의 샘플에 대해 I - V 특성을 구해보았고 그 결과는 실험치와 잘 일치하였다. 그러나 본 논문에서는 short-channel 효과와 mobility의 gate 전압의존성과 이로 인한 캐리어 속도포화등을 고려하였으나, 완전한 device simulator가 되기 위해서는 narrow-width 효과, subthreshold conduction과 breakdown 모델등의 확립이 과제사항으로 남아있다고 하겠다.

### 參 考 文 獻

[1] 손 상희, 오 응기, 박 계달 "Ion-implanted E-IGFET의 도핑 profile과 Threshold 전압과의

관계에 관한 연구(1)", 대한전자공학회지, vol. 23, no. 4, pp. 58-64, July 1984.

[2] 박 광민, 김 흥배, 광 계달 "short-channel IGFET의 Threshold 전압 모델에 관한 연구" 전자공학회 반도체 학술발표회, vol. 8, no. 1, May 1984

[3] L. D. Yau, "A simple theory to predict the threshold voltage of short-channel IGFET's" *Solid-state Electron*, vol. 17, pp. 1059-1063, 1974.

[4] Geoffrey W. Taylor, "Subthreshold Conduction in MOSFET's" *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-25, no. 3, pp. 337-350, 1978.

[5] W. Fichtner and H. W. Potzl, *MOS Modeling by Analytical Approximations. I. Subthreshold Current and Threshold Voltage*. Int. J. Electron, 46, 33(1979).

[6] 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 Electron*, vol. 20, pp. 781-788, 1977.

[7] P. Rossel, H. Martinot, and G. Vassilief, "Accurate two sections model for MOS transistor in saturation," *Solid-state Electron*, vol. 19, pp. 51-56, 1976.

[8] J. J. Barnes, R. J. Lomax, and G. I. Haddad, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-23, pp. 1042-1048, 1976.

[9] L. M. Dang and H. Yanai, "Current-voltage characteristics of the junction-gate field effect transistors with field-dependent mobility" *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-17, pp. 577-586, 1970.

[10] D. P. Kennedy and P. C. Murley, *Steady State Mathematical Theory for the Insulated Gate Field Effect Transistor*. IBM J. RES, DEVELOP, pp. 2-12, January, 1973.

[11] D. L. Scharfetter and H. K. Gummel, "Large signal analysis of a silicon read diode oscillator," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-16, pp. 64-77, Jan. 1969.

[12] Masao Fukuma and Yuji Okuto, "Analysis of short-channel MOSFET's with field dependent carrier-drift mobility", *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-27, no. 11, pp. 2109-2114, 1980.

[13] R. H. Crawford, *MOSFET in Circuit Design*, New York, McGraw-Hill, pp. 68,

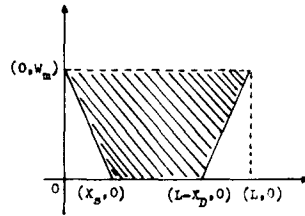
1967.

[14] 중간연구보고서, MOS TECHNOLOGY DEVELOPMENT에 관한 연구, 한국전자기술 연구소, 1983.

Ⅶ. Appendix.

그림 2 를 참고로 하였을 때

i)  $X = x_s + x_d \leq L$



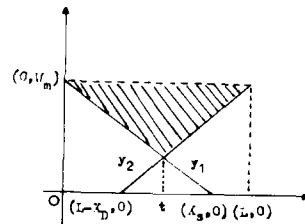
$$K = \frac{L \cdot W_m - \left( \frac{1}{2} W_m \cdot x_s + \frac{1}{2} W_m \cdot x_d \right)}{L \cdot W_m}$$

$$= 1 - \frac{X}{2L} \dots\dots\dots (A-1)$$

여기서,

$$X = \{ [(y_s + 0.7r_s) \cdot (1 - W^2 / (R_s + r_s)^2)^{1/2} - 0.7r_s] + [(y_d + 0.7r_d) \cdot (1 - W^2 / (R_d + r_d)^2)^{1/2} - 0.7r_d] \}$$

ii)  $X = x_s + x_d \geq L$  (punch through 時)



$$y_1 = -\frac{W_m}{x_s} x + W_m$$

$$y_2 = \frac{W_m}{x_d} x + \frac{W_m}{x_d} (x_d - L)$$

$$y_1 = y_2 \text{에서 교차점 } t = \frac{L}{1 + \frac{x_d}{x_s}} \Big| \text{ 이고,}$$

$$\text{이때 } y(t) = W_m \left( 1 - \frac{L}{x_s + x_d} \right)$$

따라서, 빗금 친 부분의 면적은

$$\left\{ W_m - W_m \left( 1 - \frac{L}{x_s + x_d} \right) \right\} \cdot \frac{L}{2} = \frac{1}{2} W_m \cdot \frac{L}{x_s + x_d} \cdot L$$

$$\therefore K = \frac{\frac{1}{2} \cdot W_m \cdot \frac{L}{x_s + x_d} \cdot L}{L \cdot W_m} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L}{x_s + x_d} = \frac{L}{2X} \quad (A-2) *$$