

저잡음 MOSFET를 위한 효과적인 파라미터 추출

(Efficient Parameter Extraction for Low Noise MOSFET)

李 尚 培*, 車 均 鉉**

(Sang Bae Lee and Kyun Hyon Tchah)

要 約

드레인 전류와 잡음스펙트럼밀도의 성능규격(performance specification)을 만족하는 수율(yield)이 최대인 MOSFET의 새로운 최적화 기하학적 파라미터들의 공칭값(nominal value)을 결정하는 알고리즘과 프로그램을 개발하였다.

고려한 소자의 총수는 500으로 하고 기하학적 파라미터들의 각각의 값들은 공칭값의 $\pm 3\%$ 의 범위 내에서 정규분포를 형성하도록 랜덤하게 발생시켰다.

Abstract

We developed a general algorithm and program to determine nominal value of new optimum geometric parameters of MOSFET when yield satisfying specification of drain current and noise spectral density is maximum. In this paper, the total number of considered devices is 500, and each parameters of geometric parameter was generated randomly within the limits of $\pm 3\%$ of nominal value, and the distribution of 500 geometric parameters is gaussian distribution.

I. 서 론

요즘 MOSFET의 잡음 개선에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. MOSFET가 신호를 전송시키는 역할로 사용될때 어떤 기준 드레인전류에 대해서 잡음이 작게 발생하도록 잘 설계되어야 할 것이다. 그래서, 여기서는 드레인전류와 잡음스펙트럼밀도를 기준 성능규격(performance specification)으로 잡아

서, 어떤 드레인전류에 대해서 잡음스펙트럼밀도가 작게 발생하도록 MOSFET를 효과적으로 설계하는 것이다. 이렇게 하기 위해서 MOSFET의 기하학적 파라미터들의 허용오차와 상관관계를 고려한 상태에서 최적화 이론의 수율예측 및 분산예측식과 몬테칼로법을 사용해서 드레인전류와 잡음스펙트럼밀도의 성능규격을 만족하는 수율(yield)이 최대일 때의 새로운 기하학적 파라미터들의 공칭값(nominal value)을 결정하는 알고리즘과 프로그램을 개발한다. 그리고 새로운 기하학적 파라미터들의 공칭값을 구하는 방법은, 먼저 주어진 샘플로써 드레인전류와 잡음스펙트럼밀도를 구해서 성능규격을 세운다. 또, 초기 파라미터들의 공칭값의 $\pm 3\%$ 범위내에서 랜덤하게 각각 500개의 파라미터 값들을 발생시켜서 드레인전류는 $525\mu A$ 이상, 잡음스펙트럼밀도는 각각 주파수에

*正會員, 韓國海洋大學校 電子通信工學科
(Dept. of Elec. & Comm. Eng., Korea Maritime Univ.)

**正會員, 高麗大學校 電子電算工學科
(Dept. of Elec. & Comp. Eng., Korea Univ.)
接受日字: 1988年 7月 27日

해당하는 기준값 이하인 성능규격을 만족하는 비율인 초기의 수율을 구한다. 다음은 수율예측 및 분산 예측식을 사용해서 수율과 분산을 구해서 그래프로 그린다. 그때 수율은 급하게 증가하다가 서서히 증가하고, 분산은 서서히 증가하다가 급하게 증가하는, 즉, 수율은 서서히 증가하기 시작하고 분산은 급하게 증가하기 시작하는 점의 $\|x_0\|$ 값을 찾아서 그 값을 새로운 파라미터의 공칭값을 결정하는 방법에 대입해 새로운 파라미터들의 공칭값을 구한다.

II. MOSFET의 드레인전류와 잡음스펙트럼밀도

이 장에서는 MOSFET의 성능규격을 구하는데 필요한 드레인전류와 잡음스펙트럼밀도를 나타낸다. MOSFET 모델의 물리적인 구조와 단면도를 나타내면 다음과 같다.

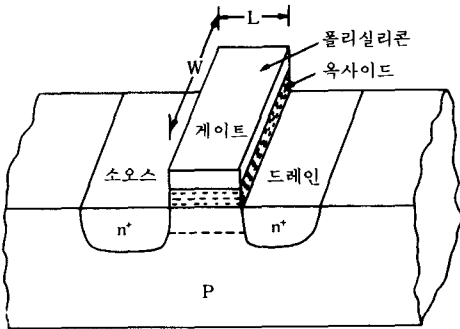


그림 1. MOSFET의 물리적인 구조
Fig. 1. Physical Structure of MOSFET.

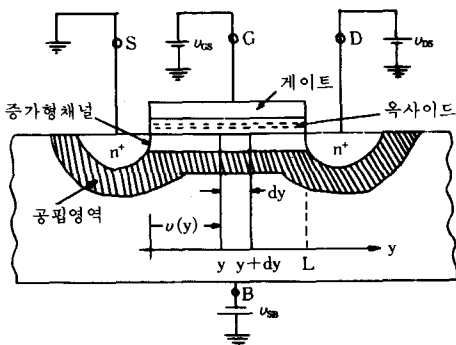


그림 2. MOSFET의 단면도
Fig. 2. Cross Section of MOSFET.

게이트 아래의 p-형 물질의 미소한 수평층에서 원래 포함한 정공의 이동전하 dQ는

$$dQ = q(-N_A) dX_d \tag{1}$$

이다.

여기서, X_d 는 공핍층의 폭이고, N_A 는 p-형 반도체에서의 엑셉터의 밀도이다.

표면전위의 변화 $d\phi_s$ 는 이동전하 dQ로 바꾸는 것이 요구된다.

$$d\phi_s = -X_d dE = -X_d \left(\frac{dQ}{\epsilon_{s1}} \right) = \frac{qN_A X_d dX_d}{\epsilon_{s1}} \tag{2}$$

여기서, ϵ_{s1} 는 실리콘의 유전상수로써 $11.7\epsilon_0$ 이다.

$$(\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-14} \text{F/cm})$$

양변을 적분하면

$$\phi_s = \frac{qN_A X_d^2}{2\epsilon_{s1}} + \phi_F \tag{3}$$

여기서, ϕ_F 는 적분상수이고, p-형 반도체에 대해서 정의된 등 정전위 (equilibrium electrostatic potential) 로써

$$\phi_F = V_t \ln(n_i/N_A) \tag{4}$$

이다.

여기서, n_i 는 실리콘의 고유밀도로써 300°K 에서 $1.45 \times 10^{10}/\text{cm}^3$ 이고 $V = KT/q$ 로써 실온에서 25.9mV 이다.

n-형 반도체에 대해서는

$$\phi_F = V_t \ln(N_D/n_i) \tag{5}$$

여기서, N_D 는 n-형 반도체에서 도우너의 밀도이다. 식(3)을 $|\phi_s - \phi_F| \geq 0$ 로 취하고, X_d 에 대해서 풀면,

$$X_d = \left[\frac{2\epsilon_{s1} |\phi_s - \phi_F|}{qN_A} \right]^{1/2} \tag{6}$$

엑셉터에 기인한 부동전하는

$$Q = -qN_A X_d \tag{7}$$

식(6)을 식(7)에 대입해서

$$Q = -qN_A \left[\frac{2\epsilon_{s1} |\phi_s - \phi_F|}{qN_A} \right]^{1/2} = -\sqrt{2qN_A \epsilon_{s1} |\phi_s - \phi_F|} \tag{8}$$

식(8)에서 $u_{GS} = V_T$ 에 대한 계산을 위해서 ϕ_s 대신 $-\phi_F$ 를 대입하면 이 전하 Q_{bo} 는

$$Q_{bo} = -\sqrt{2qN_A \epsilon_{s1} |-2\phi_F|} \tag{9}$$

가 된다.

만약 역바이어스 v_{bs} 가 pn접합을 가로질러 적용되면 식(9)는 다음과 같이 된다.

$$Q_b \approx \sqrt{2qN_A \epsilon_{si} | -2\phi_F + v_{sb} |} \quad (10)$$

실리콘 게이트 소자에 대해서 ϕ_{GB} 는

$$\phi_{GB} = \phi_F(\text{substrate}) - \phi_F(\text{게이트})$$

metal 게이트 소자에 대해서

$$\phi_{GB} = \phi_F(\text{substrate}) - \phi_F(\text{metal}) \text{이다.}$$

그리고 oxide와 bulk 실리콘 사이에 불순물과 결합에 기인한 바람직하지 않는 양 전하 Q_{ss} 가 존재한다.

이것은 $-Q_{ss}/C_{ox}$ 의 게이트 전압에 의해서 보상되어야 한다.

그러므로, MOSFET의 임계전압은

$$\begin{aligned} V_T &= [\phi_{GB}] + \left[-2\phi_F - \frac{Q_b}{C_{ox}} \right] + \left[\frac{-Q_{ss}}{C_{ox}} \right] \\ &= \phi_{GB} - 2\phi_F - \frac{Q_{b0}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} - \frac{Q_b - Q_{b0}}{C_{ox}} \end{aligned} \quad (11)$$

이다.

임계전압은 다음과 같이 다시 정의된다.

$$V_T = V_{T0} + \gamma(\sqrt{|-2\phi_F + v_{sb}|} - \sqrt{|-2\phi_F|}) \quad (12)$$

여기서,

$$V_{T0} = \phi_{GB} - 2\phi_F - \frac{Q_{b0}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \quad (13)$$

이다.

그리고, bulk 임계 파라미터 γ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si}N_A}}{C_{ox}} \quad (14)$$

그림 2에서와 같이 채널이 드레인과 소오스 사이에 형성되면 또, v_{ds} 가 채널을 가로질러 존재하면 드레인전류 i_D 가 흐른다.

MOSFET에서 드레인전류의 단자전압에의 의존은 그림 2에서 dy 로써 묘사된 채널의 길이증가를 고려하는 것에 의해서 야기된다. 채널에서 단위면적당 전하 $Q_1(y)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Q_1(y) = C_{ox}[v_{GS} - v(y) - V_T] \quad (15)$$

단위 길이 dy 당 채널에서의 저항은

$$dR = \frac{dy}{\mu_n Q_1(y) W} \quad (16)$$

이다.

여기서, μ_n 은 채널에서 전자의 이동도이다.

y 방향에서 채널을 따라 소오스에 언급된 전압강하는

$$dv(y) = i_D dR = \frac{i_D dy}{\mu_n Q_1(y) W} \quad (17)$$

혹은

$$i_D dy = W \mu_n Q_1(y) dv(y) \quad (18)$$

이다.

$y=0$ 에서 $y=L$ 까지 채널을 따라 적분하면

$$\begin{aligned} \int_0^L i_D dy &= \int_0^{v_{DS}} W \mu_n Q_1(y) dv(y) = \\ &= \int_0^{v_{DS}} W \mu_n C_{ox} [v_{GS} - v(y) - V_T] dv(y) \\ i_D &= \frac{\mu_n C_{ox} W}{L} \left[(v_{GS} - V_T) v(y) - \frac{v^2(y)}{2} \right] \Big|_0^{v_{DS}} \\ &= \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} [2(v_{GS} - V_T) v_{DS} - v_{DS}^2] \end{aligned} \quad (19)$$

이식은, $v_{GS} \geq V_T$ 와 $v_{DS} \leq (v_{GS} - V_T)$ 일때 정당하다.

또, $\mu_n C_{ox}$ 는 다음과 같이 정의된다.^{[9][6]}

$$K' = \mu_n C_{ox} = \frac{\mu_n \epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (20)$$

식(19)를 채널변조 효과를 고려하기 위해서 다음과 같이 수정했다.^{[9][6]}

즉,

$$i_D = \frac{\mu_0 C_{ox} W}{L} [(v_{GS} - V_T) - (v_{DS}/2)] v_{DS} (1 + \lambda_1 v_{DS}) \quad (21)$$

여기서,

μ_0 = 채널에서의 이동도 ($\text{cm}^2/\text{volt} \cdot \text{seconds}$)

$C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$ = 게이트 oxide의 단위면적당 커패시턴스 (F/cm^2)

W = 유효채널 폭.

L = 유효채널 길이.

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{1}{L v_{DS}} \left[\frac{2\epsilon_{si}}{qN} \right]^{1/2} \left\{ \frac{v_{DS} - v_{DS}(\text{sat})}{4} + \right. \\ &\quad \left. \left[1 + \left(\frac{v_{DS} - v_{DS}(\text{sat})}{4} \right)^2 \right]^{1/2} \right\} \end{aligned}$$

로써, 채널길이 변조 파라미터이고, $v_{DS}(\text{sat}) = v_{GS} - V_T$ 이다.

n -채널 트랜지스터에 대해서, 임계전압 V_T 와 $v_{sb} = 0$ 일때의 임계전압 V_{T0} 는

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{2|\phi_F| + u_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right]$$

$$V_{T0} = V_T(u_{SB} = 0)$$

$$= V_{FB} + 2|\phi_F| + \frac{\sqrt{2q\epsilon_{s1}N_{sub}2|\phi_F|}}{C_{ox}}$$

이다.
여기서,

$$\gamma = \text{bulk 임계파라미터 (volts}^{1/2}\text{)} = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{s1}N_{sub}}}{C_{ox}}$$

$$\phi_F = \text{표면 역 전압 (volts)}$$

$$= \frac{KT}{q} \ell_n \left(\frac{N_{sub}}{n_i} \right)$$

$$V_{FB} = \text{flatband 전압 (volts)} = \phi_{CB} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}}$$

$$\phi_{CB} = \phi_F(\text{substrate}) - \phi_F(\text{게이트})$$

$$\phi_F(\text{substrate}) = \frac{KT}{q} \ell_n \left(\frac{n_i}{N_{sub}} \right)$$

(p-substrate)의 NMOS)

$$\phi_F(\text{게이트}) = \frac{KT}{q} \ell_n \left(\frac{N_{gate}}{n_i} \right)$$

(n⁻polysilicon 게이트)의 NMOS)

$$Q_{ss} = \text{oxide 전하} = N_{ss} \cdot q$$

$$K = \text{Boltzmann's 상수} (1.381 \times 10^{-23} \text{J}^\circ\text{K})$$

$$T = \text{절대온도} (^\circ\text{K})$$

$$n_i = \text{고유 캐리어밀도} (1.45 \times 10^{10} \text{Cm}^{-3})$$

이다.

회로 설계의 영역에서 물리적인 파라미터 보다 전기적인 항으로 모델 방정식을 표현하는 것이 바람직하다. 그러므로, 드레인전류는 다음과 같이 표현된다.^[6]

$$i_D = \beta \left[(u_{GS} - V_T) - \frac{u_{DS}}{2} \right] u_{DS} (1 + \lambda_1 u_{DS})$$

$$= K' \frac{W}{L} \left[(u_{GS} - V_T) - \frac{u_{DS}}{2} \right] u_{DS} (1 + \lambda_1 u_{DS}) \quad (22)$$

여기서, 트랜스컨덕턴스 파라미터 β 는 다음과 같은 물리적인 파라미터의 항으로 주어진다.

$$\beta = (K') \frac{W}{L} \cong (\mu_0 C_{ox}) \frac{W}{L} \text{ (amps/volts}^2\text{)} \quad (23)$$

소자가 불포화영역에서 특징되어 질때 K' 에 대한 값은 간단한 모델에서 거의 $\mu_0 C_{ox}$ 와 같다.

그리고, 소자가 포화영역에서 특징되어 질때 K' 는 보통 더 작다. 식(21)에서 $u_{GS} - V_T \leq 0$ 이면 MOS 소자는 차단영역이다.

그래서 식(21)은

$$i_D = 0, \quad u_{GS} - V_T \leq 0 \quad (24)$$

가 된다.

이 영역에서 채널은 개방회로 같이 작용한다. 그리고, $u_{DS}(\text{sat}) = u_{GS} - V_T$ 이면 MOS 소자는 포화영역이다.

만약, $u_{DS} < u_{DS}(\text{sat})$ 이면 그때 MOSFET는 불포화영역이다. 그때 식(21)은 다음과 같이 된다.

$$i_D = \frac{\mu_0 C_{ox} W}{L} \left[(u_{GS} - V_T) - \frac{u_{DS}}{2} \right] u_{DS} (1 + \lambda_1 u_{DS})$$

$$0 < u_{DS} \leq (u_{GS} - V_T) \quad (25)$$

그리고, u_{DS} 가 $u_{DS}(\text{sat})$ 혹은 $u_{GS} - V_T$ 보다 더 크면 i_D 는 채널길이 변조 효과 λ_1 에 의해서 모델되고, 식(21)에서 $(1 + \lambda_1 u_{DS})$ 항을 제외한 u_{DS} 는 $u_{DS}(\text{sat}) = u_{GS} - V_T$ 에 의해 대체되어 다음과 같이 된다.

$$i_D = \frac{\mu_0 C_{ox} W}{2L} (u_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda u_{DS})$$

$$0 < (u_{GS} - V_T) \leq u_{DS} \quad (26)$$

그리고, 잡음 스펙트럼밀도를 설명하기 위해서 잡음 전류를 포함하는 소신호 MOSFET 모델을 나타내면 다음과 같다.

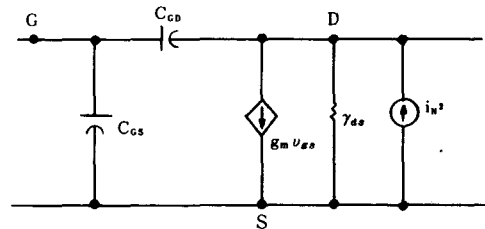


그림 3. 잡음전류를 포함하는 소신호 MOSFET 모델

Fig. 3. Small signal MOSFET model including noise current.

여기서, 제곱평균 잡음전류원은 다음과 같이 정의된다.^[3,5]

$$i_n^2 = \left[\frac{8KT g_m (1 + \eta)}{3} + \frac{(KF) I_D}{f C_{ox} L^2} \right] \Delta f \text{ (amp}^2\text{)} \quad (27)$$

여기서, Δf 는 주파수 f 에서의 대역폭이고, K 는 Bol-

tzmann's 상수이고, T는 절대온도(°K)이고, g_m 는 게이트-채널간 소신호 트랜스컨덕턴스 이고, g_{mbs} 는 소오스-bulk간 소신호 트랜스컨덕턴스 이고, KF는 flicker 잡음계수(Farad Amperes) 이고, f는 주파수(Hz) 이고, η 는 g_{mbs}/g_m 이다. 이 식에서 낮은 주파수영역에서는 두번째 항이 지배적으로 나타난다. 그러므로 이것을 낮은 주파수영역에서 나타내면 제곱평균 잡음전류는

$$i_n^2 = \left[\frac{(KF)I_b}{fC_{ox}L^2} \right] \Delta f \quad (\text{amp}^2) \quad (28)$$

이다.^[3]

그림 3에서와 같이 제곱평균 잡음전류는 트랜지스터에 대한 소신호 모델에서 드레인과 소오스를 인가하는 전류원으로써 나타난다. 그러므로, 입력제곱평균 잡음전압은 다음과 같이 나타낸다.

$$\overline{v_n^2} = \frac{i_n^2}{g_m^2} = \left[\frac{(KF)I_b}{g_m^2 f C_{ox} L^2} \right] \Delta f \quad (\text{volt}^2) \quad (29)$$

또, 포화영역에서

$$g_m = \sqrt{(2K'W/L) |I_b| \cdot (1 + \lambda_1 v_{DS})} \cong \sqrt{2K'(W/L) I_b} \quad (30)$$

이므로,

$$\overline{v_n^2} = \left[\frac{KF}{2f C_{ox} W L K'} \right] \Delta f \quad (\text{volt}^2) \quad (31)$$

이다.

그리고, 입력잡음 전압스펙트럼밀도는 다음과 같다.

$$e_{no}^2 = \frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f} = \frac{KF}{2f C_{ox} W L K'} \quad (\text{volt}^2) \quad (32)$$

$$\sqrt{e_{no}^2} = \sqrt{\frac{\overline{v_n^2}}{\Delta f}} = \sqrt{\frac{KF}{2f C_{ox} W L K'}} \quad (\text{volt}) \quad (33)$$

여기서, 유도한 드레인전류와 입력잡음전압 스펙트럼밀도의 식에 MOSFET의 기하학적 파라미터들의 초기의 공칭값을 대입해서 각각의 주파수에 대한 드레인전류와 입력잡음전압 스펙트럼밀도를 구하여, 성능규격을 만족하는 비율인 수율을 계산하는데 필요한 성능규격을 정한다.

III. 수율예측과 분산예측식

이 장에서는 MOSFET의 수율이 증가할때의 새로운 기하학적 파라미터들의 공칭값을 찾는데 필요한 수율예측식과 분산예측식을 유도했다. 이 방정식들

은 수율을 증가시키는데 사용되어 진다. 이 논문에서 수율의 정의는 MOSFET를 많이 만들었을때 잡음스펙트럼밀도 등의 성능규격을 만족하는 MOSFET의 발생비율로써 정의된다. 즉, 제조하는 MOSFET의 전체수에 대한 성능규격을 만족하는 MOSFET수의 비율이 된다. 이 장에서 유도한 알고리즘은 기존 알고리즘(참고문헌 5)에 비교해서 간략화한 식으로 수율과 분산예측식을 구한 것이지만 컴퓨터 프로그램으로 시뮬레이션 해본 결과 수율이 감소한 대신 분산도 감소했으므로 반도체 디자인 센터링에는 기존 알고리즘 보다 그 성능이 떨어지지 않는다는 것을 알았다. 그럼, 여기서 유도한 수율예측과 분산예측식을 나타내면 다음과 같다.

확률밀도 함수가 $g_0(p)$ 로 부터 $g(p)$ 로 변할때의 소자 수율은 다음과 같다.

$$Y = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \delta(p) \cdot g_0(p) \cdot \frac{g(p)}{g_0(p)} \cdot dp = E_{g_0} \left[\delta(p) \cdot \frac{g(p)}{g_0(p)} \right] \quad (34)$$

여기서, 확률밀도 함수를 다음과 같은 조건하에서^[4]

$$g_0(p, \xi_0, C_0) = \frac{\exp \left[-\frac{1}{2} (p - \xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot (p - \xi_0) \right]}{(2\pi)^{N/2} \cdot \sqrt{\det C_0}} \quad (35)$$

$$g(p, \xi, C) = \frac{\exp \left[-\frac{1}{2} (p - \xi)^T \cdot C^{-1} \cdot (p - \xi) \right]}{(2\pi)^{N/2} \cdot \sqrt{\det C}}$$

유도하면 수율 Y는 다음과 같다.

$$Y = E_{g_0} \left[\delta(p) \frac{\sqrt{\det C_0} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} (p - \xi)^T \cdot C^{-1} \cdot (p - \xi) \right]}{\sqrt{\det C} \cdot \exp \left[-\frac{1}{2} (p - \xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot (p - \xi_0) \right]} \right] \quad (36)$$

또한, 디자인센터링을 분산-공분산 매트릭스는 변하지 않고, 평균값만 변한다는 조건하에서 하면 이 조건은 $\Delta \xi = \xi - \xi_0$, $C = C_0$ 으로 나타나므로 이 관계를 식(36)에 대입하면 다음식이 유도된다.

$$Y = E_{g_0} \left[\delta(p) \cdot \exp \left[(p - \xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi - \frac{1}{2} \Delta \xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi \right] \right] \quad (37)$$

식 (37) 을

$$Y = \theta_1(\Delta\xi) \cdot E_{\#0}[\delta(p) \cdot \theta_2(p, \Delta\xi)] \quad (38)$$

로 놓으면, 식 (37) (38)에서 다음 관계가 나온다.

$$\begin{aligned} \theta_1(\Delta\xi) &\cong 1 - \xi_0^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi - \frac{1}{2} \\ &\quad \Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot [C_0 - \xi_0 \cdot \xi_0^T] C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \\ E_{\#0}[\delta(p) \cdot \theta_2(p, \Delta\xi)] &\cong Y_0 \left\{ 1 + \xi_H^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi + \frac{1}{2} \right. \\ &\quad \left. \Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot (C_H + \xi_H \cdot \xi_H^T) \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right\} \quad (39) \end{aligned}$$

식 (39)를 식 (38)에 대입해서 수율예측식을 유도하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y &\cong Y_p(\Delta\xi) = Y_0 \left\{ 1 + (\xi_H - \xi_0)^T C_0^{-1} \cdot \Delta\xi - \frac{1}{2} \right. \\ &\quad \left. \Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} [C_0 - C_H - (\xi_H - \xi_0) \right. \\ &\quad \left. (\xi_H - \xi_0)^T] C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right\} \quad (40) \end{aligned}$$

그리고, 초기의 소자 수율 Y_0 의 추정 (estimation) \hat{Y}_0 는

$$\hat{Y}_0 = \frac{1}{N_0} \sum_{p=1}^{N_0} \delta(p^{(n)}) \quad (41)$$

분산 $V[\hat{Y}_0]$ 는

$$\begin{aligned} V[\hat{Y}_0] &= \frac{1}{N_0} E_{\#0} [(\delta(p) - E[\delta(p)])^2] \\ &= \frac{1}{N_0} Y_0 (1 - Y_0) \quad (42) \end{aligned}$$

$g_0(p)$ 에 관한 분산은

$$V[\hat{Y}] = \frac{1}{N_0} E_{\#0} \left[\left[\delta(p) \frac{g(p)}{g_0(p)} - Y \right]^2 \right] \quad (43)$$

여기서, 수율과 같은 방법으로 유도하면,

$$\begin{aligned} V[\hat{Y}] &= \frac{1}{N_0} E_{\#0} \left[\left[\delta(p) \cdot \frac{\sqrt{\det C_0} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(p-\xi)^T \cdot C^{-1} \cdot (p-\xi)\right]}{\sqrt{\det C} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(p-\xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot (p-\xi_0)\right]} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - Y \right]^2 \right] \quad (44) \end{aligned}$$

그리고,

$$\Delta\xi = \xi - \xi_0, \quad C = C_0 \text{라는 조건하에서}$$

다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} V[\hat{Y}] &= \frac{1}{N_0} E_{\#0} \left[\left[\delta(p) \cdot \exp\left[(p-\xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{1}{2} \Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right] - Y \right]^2 \quad (45) \end{aligned}$$

식 (37)과 식 (45)로 부터 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} V[\hat{Y}] &= \frac{1}{N_0} \left\{ E_{\#0} \left[\left[\delta(p) \cdot \exp\left[(p-\xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right. \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. - \frac{1}{2} \Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right] \right]^2 \right] - Y^2 \right\} \quad (46) \end{aligned}$$

식 (46)으로 부터 다음식이 유도된다.

$$\begin{aligned} V[\hat{Y}] &= \frac{1}{N_0} \left\{ Y_0 \left[1 + 2(\xi_H - \xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta\xi - 2\Delta\xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot [C_0 - C_H \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (\xi_H - \xi_0)(\xi_H - \xi_0)^T] C_0^{-1} \cdot \Delta\xi \right] - Y^2 \right\} \quad (47) \end{aligned}$$

여기서,

Y_0 는 초기의 수율이고, Y 는 임의의 수율이고, $V[\hat{Y}]$ 는 분산이고, ξ_0 는 파라미터의 초기평균값 벡터이고, ξ_H 는 채택할 수 있는 영역의 평균값 벡터이고, $\Delta\xi$ 는 파라미터평균값 벡터의 변화량이고, C_0 는 초기의 분산-공분산 매트릭스이고, C_H 는 채택할 수 있는 영역의 분산-공분산 매트릭스이고, N_0 는 고려된 소자의 초기의 총수이다.

여기서, 분산 $V[\hat{Y}]$ 의 크기가 클수록 수율예측의 불확실도가 커진다. 고로, $V[\hat{Y}]$ 의 크기가 작을수록 통계상의 확실도가 좋다.

IV. 잡음개선을 위한 MOSFET의 효과적인 설계

이 장에서는 MOSFET의 수율이 증가할때에 새로운 기하학적 파라미터들의 공칭값을 결정한다. 수율예측식에서 우리는 수율이 최대일 때에 $\Delta\xi$ 를 결정해야 한다.

즉,

$$Y_{\max} \cong Y_p(\Delta\xi) = Y_0(1 + F_f(\Delta\xi)) \quad (48)$$

여기서, $\Gamma_e(\Delta\xi)$ 는

$$\Gamma_e(\Delta\xi) = (\xi_u - \xi_o)^T \cdot C_o^{-1} \cdot \Delta\xi - \frac{1}{2} \Delta\xi^T \cdot C_o^{-1} \cdot [C_o - C_u - (\xi_u - \xi_o)(\xi_u - \xi_o)^T] C_o^{-1} \cdot \Delta\xi \quad (49)$$

파라미터의 변화 $\Delta\xi$ 의 정규화된 크기 $\|\Delta\eta\|$ 를 다음과 같은 조건하에서⁽⁴⁾⁽⁵⁾ 즉,

$$\|\Delta\eta\| = \sqrt{\Delta\eta^T \cdot \Delta\eta} = \sqrt{\Delta\xi^T \cdot C_o^{-1} \cdot \Delta\xi} = \text{const} \quad (50)$$

라는 조건하에서 $\Gamma_e(\Delta\xi)$ 를 최대시키는 $\Delta\xi$ 를 찾도록 하면 $\Delta\xi$ 와 $\Delta\eta$ 의 관계와 C_o^{-1} 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \Delta\eta &= R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot \Delta\xi \\ C_o^{-1} &= (\Sigma_o \cdot K_o \cdot \Sigma_o)^{-1} = \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \end{aligned} \quad (51)$$

여기서, Σ_o 는 표준편차를 포함하는 diagonal 매트릭스이고, K_o 는 상호관계 계수를 포함하는 상호관계 매트릭스이고, R_o 는 real upper triangular 매트릭스이다.

그리고, $C_o^{-1} = \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1}$ 을 방정식 (49)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \Gamma_e(\Delta\xi) &= (\xi_u - \xi_o)^T \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot \Delta\xi \\ &\quad - \frac{1}{2} \Delta\xi^T \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot [C_o - C_u - (\xi_u - \xi_o)(\xi_u - \xi_o)^T] \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot \Delta\xi \end{aligned} \quad (52)$$

이것을 $\Delta\eta$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Gamma_\eta(\Delta\eta) &= (\xi_u - \xi_o)^T \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot \Delta\eta \\ &\quad - \frac{1}{2} \Delta\eta^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1} [C_o - C_u - (\xi_u - \xi_o)(\xi_u - \xi_o)^T] \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T \cdot \Delta\eta \end{aligned} \quad (53)$$

여기서,

$$\begin{aligned} R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot [C_o - C_u - (\xi_u - \xi_o)(\xi_u - \xi_o)^T] \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T &= U \cdot D \cdot U^T \\ x &= U^T \cdot \Delta\eta \\ b &= U^T \cdot R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot (\xi_u - \xi_o) \end{aligned} \quad (54)$$

라. 놓으면, (단, U는 시스템 매트릭스 $R_o \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot [C_o - C_u - (\xi_u - \xi_o)(\xi_u - \xi_o)^T] \cdot \Sigma_o^{-1} \cdot R_o^T$ 의 모든 eigenvectors를 포함하는 orthogonal 매트릭스이고, D는 시스템 매트릭스의 모든 eigenvalues를 포함하는 diagonal 매트릭스

이다)

방정식 (53)은

$$\Gamma(x) = b^T \cdot x - \frac{1}{2} x^T \cdot D \cdot x \quad (55)$$

로 된다.

여기서, $x^T \cdot x = \text{const}$ 를 만족시키며 식 (55)를 최대로 하는 x를 구하기 위하여 Lagrange multiplier λ 을 사용한 항을 추가해야 한다.⁽⁴⁾⁽⁵⁾

그때,

$$\Gamma_m(x) = b^T \cdot x - \frac{1}{2} x^T \cdot D \cdot x - \frac{1}{2} \lambda \cdot x^T \cdot x \quad (56)$$

이 된다.

여기서, x의 매트릭스 형태를 구하면 다음과 같다.

$$x = \left[\frac{b_1}{\lambda + |d_1|} \dots \frac{b_\rho}{\lambda + |d_\rho|} \dots \frac{b_r}{\lambda + |d_r|} \right]^T \quad (57)$$

그리고, eigenvalue 분해에 있어서 eigenvalue의 단 몇 개가 만약 음의 부호가 존재한다면 그 음의 eigenvalue 때문에 x의 단일구성요소의 saddle-point behavior가 생길 우려가 있으므로 d_ρ 에 절대치를 붙혀 다소 suboptimal한 해를 얻는다.⁽⁵⁾⁽¹⁰⁾

$$x_o = \left[\frac{b_1}{\lambda + |d_1|} \dots \frac{b_\rho}{\lambda + |d_\rho|} \dots \frac{b_r}{\lambda + |d_r|} \right]^T \quad (58)$$

여기서 x_o 를 정규화 하면 다음과 같이 나타내어진다.

$$\|x_o\| = \sqrt{\sum_{\rho=1}^r \frac{d_\rho^2}{(\lambda + |d_\rho|)^2}} \quad (59)$$

여기서 $\|x_o\|$ 는 MOSFET의 기하학적 파라미터 변화값 매트릭스의 정규화된 크기이다.

식 (59)을 식 (55)에 대입하면 다음과 같이 나타내어 지고

$$\Gamma(x) = \sum_{\rho=1}^r b_\rho^2 \cdot \frac{\lambda + |d_\rho| - \frac{1}{2} d_\rho}{(\lambda + |d_\rho|)^2}$$

식 (60)을 식 (48)에 대입해서 다음과 같은 함수를 얻는다.

$$Y \doteq Y_f(\Delta\xi) = Y_o \left[1 + \sum_{\rho=1}^r b_\rho^2 \cdot \frac{\lambda + |d_\rho| - \frac{1}{2} d_\rho}{(\lambda + |d_\rho|)^2} \right] \quad (61)$$

이것을 $\|x_o\|$ 의 함수인 $Y = f_1(\|x_o\|)$ 로 나타낼 수 있으며, 또한 x, y축 좌표상에서 $\|x_o\|$ 를 x축, 수율 Y를 y축으로 해서, $\|x_o\|$ 의 변화에 따른 수율 Y의

변화를 그래프로 나타낼 수 있다.

또, $x=x_0$ 에서 분산예측식의 값을 구하면 분산예측식인

$$V(\hat{Y}) = \frac{1}{N_0} [Y_0(1+2(\xi_H-\xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi + \Delta \xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi - 2\Delta \xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot (C_0 - C_H - (\xi_H - \xi_0)^T) C_0^{-1} \cdot \Delta \xi) - Y^2] \quad (62)$$

에서

$$V(\hat{Y}) = \frac{1}{N_0} [Y_0[1 + \Gamma_e(\Delta \xi)] - Y^2] \quad (63)$$

로 놓으면

$$\Gamma_e(\Delta \xi) = 2(\xi_H - \xi_0)^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi + \Delta \xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi - 2\Delta \xi^T \cdot C_0^{-1} \cdot [C_0 - C_H - (\xi_H - \xi_0) (\xi_H - \xi_0)^T] \cdot C_0^{-1} \cdot \Delta \xi \quad (64)$$

로 된다.

식(64)에 $C_0^{-1} = \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1}$ 를 대입하면

$$\Gamma_e(\Delta \xi) = 2(\xi_H - \xi_0)^T \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot \Delta \xi + \Delta \xi^T \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot \Delta \xi - 2\Delta \xi^T \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot (C_0 - C_H - (\xi_H - \xi_0) (\xi_H - \xi_0)^T) \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot \Delta \xi \quad (65)$$

로 되고

이것을 $\Delta \eta$ 로 나타내면

$$\Gamma_\eta(\Delta \eta) = 2(\xi_H - \xi_0)^T \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot \Delta \eta + \Delta \eta^T \cdot \Delta \eta - 2\Delta \eta^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot (C_0 - C_H - (\xi_H - \xi_0) (\xi_H - \xi_0)^T) \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T \cdot \Delta \eta \quad (66)$$

로 된다.

여기서

$$R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot [C_0 - C_H - (\xi_H - \xi_0) (\xi_H - \xi_0)^T] \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot R_0^T = U \cdot D \cdot U^T \\ x = U^T \cdot \Delta \eta \\ b = U^T \cdot R_0 \cdot \Sigma_0^{-1} \cdot (\xi_H - \xi_0) \quad (67)$$

라 놓으면

$$\Gamma(x) = 2b^T \cdot x + x^T \cdot x - 2x^T \cdot D \cdot x \quad (68)$$

로 된다.

여기서, 수율을 결정하는 순서와 같은 방법으로 다

음을 얻는다.

$$\Gamma(x) = \sum_{i=1}^r b_i^2 \cdot \frac{2(|d\rho| + \lambda) + 1 - 2d\rho}{(|d\rho| + \lambda)^2} \quad (69)$$

식(61)과 식(69)를 식(63)에 대입해서 다음식을 얻는다.

$$V(\hat{Y}) = \frac{1}{N_0} \left[Y_0 \left[1 + \sum_{i=1}^r b_i^2 \cdot \frac{2(|d\rho| + \lambda) + 1 - 2d\rho}{(|d\rho| + \lambda)^2} \right] - \left[Y_0 \left(1 + \sum_{i=1}^r b_i^2 \cdot \frac{\lambda + |d\rho| - \frac{1}{2}d\rho}{(\lambda + |d\rho|)^2} \right) \right]^2 \right] \quad (70)$$

이것을 $\|x_0\|$ 의 함수인 $V(\hat{Y}) = f_2(\|x_0\|)$ 로 나타낼 수 있고 x, y 축상의 좌표에 $\|x_0\|$ 를 x 축, 분산예측 $V(\hat{Y})$ 를 y 축으로 해서 $\|x_0\|$ 의 변화에 따른 $V(\hat{Y})$ 의 변화를 그래프로 나타낼 수 있다.

다음에, 새로운 파라미터들의 공칭값을 결정하는 방법을 나타내면 다음과 같다.^[6]

먼저, Y 와 $V(\hat{Y})$ 를 $\|x_0\|$ 의 함수로 나타내어 그래프로 그린다. 그래프에서 Y 는 급하게 증가하다가 서서히 증가하고, $V(\hat{Y})$ 는 서서히 증가하다가 급하게 증가하는 최적값 $\|x_0\|$ 를 찾기위해서 Y 의 증가율과 $V(\hat{Y})$ 의 증가율을 $\|x_0\|$ 에 대해서 나타내어 Y 의 증가율곡선과 $V(\hat{Y})$ 의 증가율곡선이 만나는 $\|x_0\|$ 의 값을 찾는다. 그 $\|x_0\|$ 값에 해당하는 최적값 매트릭스 x_0 를 구한다. 그리고 매트릭스 x_0 로 부터 $\Delta \xi_0 = \Sigma_0 \cdot R_0^{-1} \cdot U \cdot x_0$ 에 의해 $\Delta \xi_0$ 를 구해서 방정식 $\xi_1 = \xi_0 + \Delta \xi_0$ 에 의해 새로운 파라미터 매트릭스 ξ_1 를 구한다. 여기서, ξ_0 는 FET의 초기의 기하학적 파라미터 매트릭스이고, ξ_1 은 FET의 새로운 기하학적 파라미터 매트릭스이고, $\Delta \xi_0$ 는 FET의 기하학적 파라미터 변화값 매트릭스이다.

V. 실험결과

우리는 표 1의 MOSFET 초기파라미터들을 사용해서 드레인전류와 잡음스펙트럼 밀도의 식에 의해 계산된 값으로 그림 4와 같은 성능규격을 세웠다. 이 경우에 고려하는 샘플을 500개로 해서 컴퓨터 시뮬레이션 해본결과 해당하는 성능규격을 만족하는 수율, 즉, 드레인전류는 $525 \mu A$ 이상인 동시에, 잡음스펙트럼밀도는 각각 주파수에서의 기준값 이하를 만족하는 소자는 45%였다. 그런데, 여기서 유도한 알고리즘을 이용해서 수율을 57%까지 올렸으며 그때의 최적한 기하학적 파라미터들의 공칭값을 구하였다. 그 때 수율과 분산그래프는 그림 5와 같다. 여기서 수율은 급하게 증가하다가 서서히 증가하고 분

표 1. MOSFET의 샘플
Table 1. Sample of MOSFET.

파라미터	공칭값
W[μm]	100.
L[μm]	10.
t_{ox} [\AA]	800.
N[10^{18}cm^{-3}]	10.
drain voltage[V]	5.
gate voltage[V]	3.
source voltage[V]	0.
bulk voltage[V]	0.
V_{TO} [V]	1.
μ_0 [$\text{cm}^2/\text{v}\cdot\text{s}$]	580.
ϵ_{x1} [F/cm]	1.0359×10^{-12}
ϵ_{ox} [F/cm]	3.45×10^{-13}
KF	10^{-28}

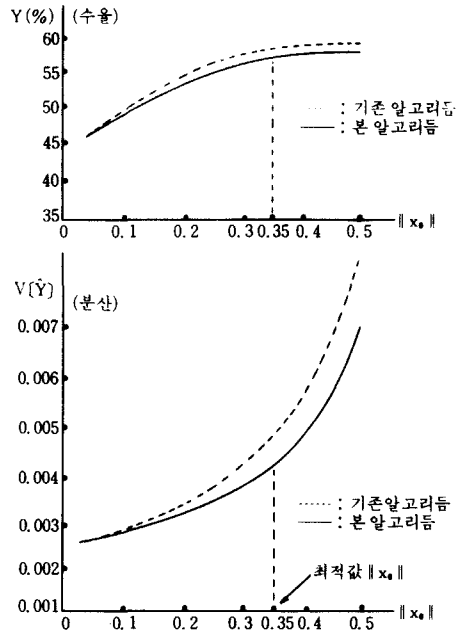
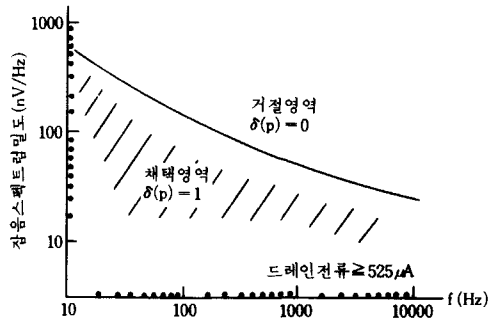


그림 5. 수율과 분산그래프
Fig. 5. Graph of yield and variance.



주파수 f(Hz)	드레인전류(μA) (최소값)	잡음스펙트럼밀도 (nV/Hz) (최대값)
50	≥ 525	≤ 309.0
100	≥ 525	≤ 219.0
300	≥ 525	≤ 126.2
600	≥ 525	≤ 89.2
1,000	≥ 525	≤ 71.0
3,000	≥ 525	≤ 39.9
7,000	≥ 525	≤ 26.1

그림 4. MOSFET의 수행 명세서 (드레인전류와 잡음스펙트럼밀도)
Fig. 4. Performance specification of MOSFET (drain current and noise spectral density).

산은 서서히 증가하다가 급하게 증가하는 최적값 $\|x_0\|$ 를 찾기위해서 수율의 증가율과 분산의 증가율을 $\|x_0\|$ 의 값에 대해서 나타내어 보면 그림 6과 같다. 여기서 두 증가율곡선이 만나는 $\|x_0\|$ 에 해당하는 매트릭스 x_0 를 구해 이 매트릭스 x_0 를 $\Delta\xi_0 = \Sigma_0 \cdot R_0^{-1} \cdot U \cdot x_0$ 에 대입해 $\Delta\xi_0$ 를 구한다. 이 $\Delta\xi_0$ 로부터 방정식 $\xi_1 = \xi_0 + \Delta\xi_0$ 에 의해 새로운 기하학적 파라미터들의 공칭값을 구하니 표 2와 같았다. 그리고, 여기서 구한 새로운 공칭값으로 샘플을 500개로 하고 각각 파라미터들(W, L, t_{ox} , N)의 공칭값에서 $\pm 3\%$ 의 범위내에서 정규분포를 형성하며 랜덤하게 발생시켜 컴퓨터시뮬레이션 해본결과 성능규격을 만족하는 비율인 수율은 57%였다. 여기서, t_{ox} , N이 변화하면 V_{TO} 가 변화해서 드레인 전류가 변화한다. 그래서 새로운 공칭값으로써 성능규격을 만족하는 비율인 수율을 구할때는 변화한 V_{TO} 를 계산해서 그것을 이용해 수율을 구하였다. 그리고, 실제로 기하학적 파라미터 W등이 $100\mu\text{m}$ 에서 $103\mu\text{m}$ 로 정확하게 조절하여 제조한다는 것은 불가능하다. 그러나, 이 $100\mu\text{m}$ 와 $103\mu\text{m}$ 는 공칭값으로 사용된다는 것이다 즉, $103\mu\text{m}$ 의 공칭값으로 사용해도 $100\mu\text{m}$ 의 값이 나올 수 있지만, $100\mu\text{m}$ 를 공칭값으로 해서 공칭값의 $\pm 3\%$ 범위내에서 정규분포를 형

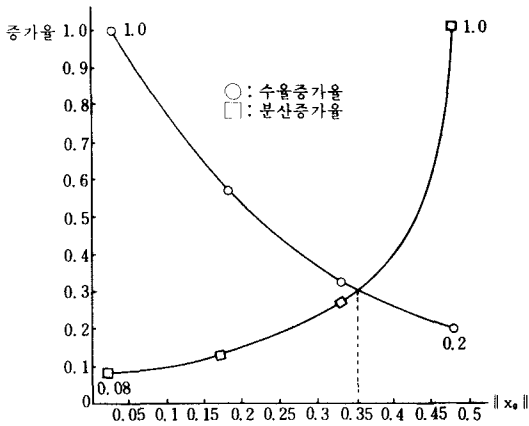


그림 6. 수율과 분산의 증가율곡선
 Fig. 6. Graph of increasing rate for yield and variance.

표 2. 기하학적 파라미터들의 공칭값
 Table 2. Nominal value of geometrical parameters.

파라미터	초기의 공칭값 (수율=45%)	새로운 공칭값 (수율=57%)
W [μm]	100.	103.
L [μm]	10.	9.8
t_{ox} [\AA]	800.	780.
N [10^{15}cm^{-3}]	10.	10.26
drain voltage [V]	5.	
gate voltage [V]	3.	
source voltage [V]	0.	
bulk voltage [V]	0.	
V_{T0} [V]	1.	
μ_0 [cm/v-s]	580.	
ϵ_{si} [F/cm]	1.0359×10^{-12}	
ϵ_{ox} [F/cm]	3.45×10^{-13}	
KF	10^{-28}	

성하며 랜덤하게 발생시키는 것보다는 $103\mu\text{m}$ 를 공칭값으로 해서 공칭값의 $\pm 3\%$ 범위내에서 정규분포를 형성하며 랜덤하게 발생하는 것이 성능규격을 만족하는 비율인 수율이 높아진다는 것이다. 그러므로, 기하학적 파라미터들의 초기의 공칭값보다는 새로운 공칭값으로 MOSFET를 설계하는 것이 저잡음 MOSFET를 많이 발생할 수 있다는 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

MOSFET가 신호를 전송할때 잡음을 적게 발생하

여야 하는 것은 필수적이다. 그래서, 기준 드레인전류에 대해서 잡음스펙트럼밀도가 작도록 MOSFET를 효과적으로 설계하는 것이 필요하다. 그래서 MOSFET의 기하학적 파라미터들의 허용오차와 상관관계를 고려한 상태에서 드레인전류와 잡음스펙트럼밀도의 성능규격을 만족하는 수율이 증가하도록 효과적으로 설계하는 알고리즘과 프로그램을 개발하였다. 고로, 이것을 앞 샘플의 MOSFET에 적용하여 수율이 45%에서 57%로 증가할때의 새로운 기하학적 파라미터들의 공칭값을 구하였다. 고로, 이 알고리즘이 저잡음 MOSFET의 설계에 효과적이라는 것을 알았다.

參 考 文 獻

- [1] C.D. Motchenbacher, F.G. Fitchen, "Low-noise electronic design," New York: John Wiley and Sons, 1973.
- [2] J. Mavor, M.A. Jack, P.B. Denyer, "Introduction to MOS LSI design."
- [3] Phillip E. Allen, Douglas R. Holverg, "CMOS analog circuit design."
- [4] K.J. Antreich, R.K. Koblitz, "A new approach to design centering based on a multiparameter yield-prediction formula." *IEEE Trans on Circuits and Systems*. 1980.
- [5] K.J. Antreich, R.K. Koblitz, "Design centering by yield prediction." *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. CAS 29, no. 2, Feb. 1982.
- [6] Amar Mukherjee, "Introduction to NMOS & CMOS VLSI systems design." Prentice-Hall.
- [7] D.C. Stone, J.E. Schroeder, et al., "Analog CMOS building blocks for custom and semicuston applications." *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. SC-19, pp. 55-61, Feb. 1984.
- [8] Roubik Gregorian, Gabor C. Temes, "Analog MOS integrated circuits for signal processing."
- [9] K.H. Tchah, et al., "Monte-carlo circuit simulation." Research Report Submitted to Semiconductor Research Institute, Seoul National University, Jun. 1986.
- [10] K.H. Tchah, S.B. Lee, "Efficient parameter extraction of MESFET by monte-carlo method." *IEEE Region 10 Conference*, vol. 3, of 3. 1987. *

著 者 紹 介



李 尚 培 (正會員)

1956年 1月 14日生. 1981年 2月 동아대학교 전자공학과 졸업. 1983年 2月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학석사학위 취득. 1989年 2月 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업 공학박사학위 취득.

1983年 3月~1985年 2月 경기공업개방대학 강사. 1985年 3月~1987年 2月 연암공업전문대학 전자공학과 전임강사. 1987年 3月~1989年 2月 연암공업전문대학 전자공학과 조교수. 1989年 3月~현재 한국 해양대학 전자통신공학과 전임강사. 주관심분야는 통신용 반도체 및 CAD 등임.

車 均 鉉 (正會員) 第25卷 第9號 參照

현재 고려대학교 전자전산공학과 교수