

論文95-32A-3-12

다단자 반도체 소자에서의 steady-state Nyquist 정리를 이용한 FET의 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스 모델링

(Modeling of the Minimum Noise Figure and the Optimum Source Impedance of FETs using the Steady-state Nyquist Theorem for Multi-terminal Semiconductor Devices)

李禎培*, 閔弘植*, 朴榮俊*

(Jung-Bae Lee, Hong-Shick Min, and Young-June Park)

요약

다단자 반도체 소자에서의 steady-state Nyquist 정리를 사용하여 얻어진 FET의 잡음 등가 회로로부터 초고주파 FET에서의 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스에 대한 새로운 공식이 유도되었다. 유도된 이론식은 잡음 등가 회로의 잡음원들과 물리량들 사이의 관계를 명확히 할 뿐 아니라 게이트 누설 전류가 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스에 주는 영향까지 설명할 수 있다. 이미 발표된 측정값들과의 비교를 통해 이론식의 타당성 및 유용성을 확인하였다.

Abstract

New formulas for the minimum noise figure and the optimum source impedance of microwave FETs are derived using the noise equivalent circuits obtained from the steady-state Nyquist theorem for multi-terminal semiconductor devices. The derived formulas manifest the relationships between the noise sources and the physical parameters of a noise equivalent circuit. Furthermore the formulas can explain the effect of gate leakage current on the minimum noise figure and the optimum source impedance. Comparisons with the published experimental data confirm the validity and usability of our formula.

1. 서론

저잡음 증폭기등에 사용되는 MESFET과 HEMT 등의 초고주파 FET에서 그들의 성능을 나타내는 가장 중요한 특성은 이득과 잡음이다^[1]. 이 중에서 잡음

특성이 좋은 저잡음 트랜지스터의 최적설계를 위해서는 이들 소자의 잡음 특성에 대한 정확한 이해가 필요하다. 잡음 특성의 개선을 위해서 소자의 구조 또는 재료를 변경하고자 할 때는 소자의 잡음 모델이 먼저 알려져 있어야 한다. 그런데 저잡음 시스템에서 시스템 내에 있는 FET들에서 발생하는 잡음이 시스템에 주는 영향을 나타내는 최소 잡음 지수(minimum noise figure F_{min}) 및 최적 소오스 임피던스(optimum source impedance Z_s^{opt})에 대해서는 아직까지 적당한 모델이 세워져 있지 않다. 지금까지의 연구를 대표

* 正會員, 서울대학교 電子工學科 및 半導體 共同 研究所

(Dept. of Elec. Eng., Inter-Univ. Semiconductor Research Center., Seoul National Univ.)

接受日字 : 1994年 9月 15日

한다고 할 수 있는 Pucel^[2]의 이론식은 그 식이 복잡하여 적용하기 어렵고 도입된 계수들간의 관계가 물리적으로 정확히 규명되어 있지 않다는 단점이 있다. 이에 비해 Fukui의 실험식^[3]은 간단하여 적용하기 쉽다는 장점이 있으나, 그 식이 주파수에 대하여 1차 식이어서 넓은 주파수 영역의 측정결과를 잘 설명해 주지 못하고, 식의 계수가 갖는 물리적 의미가 명확하지 않다는 단점이 있다. 이를 보완하기 위한 시도는 지금까지 계속되고 있으나, 물리적으로 의미가 명확하면서 적용하기도 편한 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스의 모델은 아직 구해지지 않았다고 할 수 있다^[4,5]. 한편, 최근의 MESFET이나 HEMT에서는 성능 개선을 위하여 도우핑 농도가 높으면서도 얇은 active 영역위에 길이가 짧은 게이트를 형성하기 때문에 게이트 누설 전류(gate leakage current)가 증가하게 된다. 지금까지는 이 게이트 누설 전류가 소자의 잡음 특성에 미치는 영향을 설명하기 위해서 수치해석적인 방법이 사용되고 있으나^[6,7], 아직 이를 설명하는 해석적 모델은 없는 상태이다.

위에서 설명한 문제를 해결하기 위해, 본 논문에서는 2단자 이상의 여러 단자를 갖는 반도체 소자에서의 열잡음을 기술하기 위해 최근에 유도된 steady-state Nyquist 정리^[8,9]를 hot-carrier 효과를 고려하여 확장한 후 MESFET이나 HEMT등 FET에 적용하여 이들 트랜지스터의 잡음 등가 회로를 구성하고, 여기에 게이트 누설 전류가 주는 산탄잡음(shot noise)의 영향까지 고려하여 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스를 모델링하고 여기서 얻어진 결과를 발표된 실험 결과와 비교한다.

II. 다단자 반도체 소자에서의 steady-state Nyquist 정리

지금까지 이루어진 FET에서의 열잡음에 관한 연구는 대부분의 경우에 문제를 간단히 하여 1차원적인 잡음 분석 방법을 이용하여 수행되었다^[2,10,11]. 그러나 게이트와 채널 사이에 결합(coupling)이 생기는 초고주파 영역에서는 이러한 접근 방법이 실제 3차원 다단자 소자인 FET의 잡음을 기술하는데 충분하다고 볼 수 없다. 이와 같은 필요에 의해 최근에 3차원 다단자 반도체 소자에서의 열잡음을 기술하는 steady-state Nyquist 정리가 Langevin-type Boltzmann 수송방정식으로부터 유도되었다^[8,9].

그림 1 과 같은 단자가 3개인 n-type 반도체 소자에서 각 단자가 교류적으로 단락(ac-wise short-circuit)되었을 때 흐르는 잡음전류인 i_1, i_2, i_3 의

spectral intensity가 참고문헌^[9]에서 유도되었다. 그림 1에서 얇은 선은 ac-equipotential 곡면들이고, 굵은 선은 하나의 ac-equipotential 곡면이면서 전체 소자를 세 부분으로 나누는 곡면으로서, 참고문헌 [9]에서는 partitioning equipotential 곡면이라고 불리어졌다. ac-equipotential 곡면이 dc 전류 방향에 수직인 dc-equi-quasi-Fermi level 곡면과 일치한다고 가정하면, 주어진 바이어스에서 ac-equipotential 곡면과 partitioning equipotential 곡면은 소자 시뮬레이터(device simulator)를 이용하여 항상 구할 수 있다. 참고문헌 [9]에 의하면, i_1, i_3 의 spectral intensity인 $S_n(\omega), S_b(\omega)$ 와 이들의 cross spectral intensity인 $S_{a,a}(\omega)$ 는 다음과 같이 얻어진다.

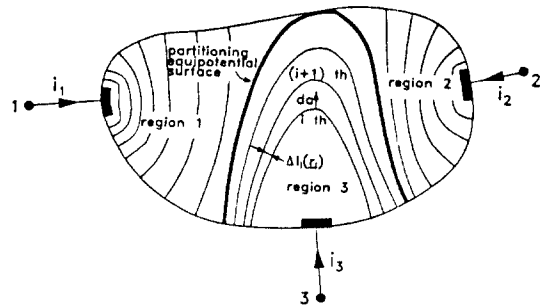


그림 1. 일반적인 3 단자 소자에서의 ac-equipotential 곡면들. 굵은 선은 같은 크기의 ac-potential을 갖고 소자를 세 부분으로 나누는 곡면으로 partitioning equipotential 곡면이라고 불리운다.

Fig. 1. ac-equipotential surfaces in an arbitrary 3-terminal device. The thick line is the partitioning equipotential surface which divides the device into 3 regions.

$$S_{i1}(\omega) = 4KT \frac{\text{Re}\{(\beta + \gamma)(\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha)^*\}}{|\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha|^2}, \quad (1)$$

$$S_{i3}(\omega) = 4KT \frac{\text{Re}\{(\alpha + \beta)(\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha)^*\}}{|\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha|^2}, \quad (2)$$

$$S_{i1,i3}(\omega) = -4KT \frac{\text{Re}\{\beta(\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha)^*\}}{|\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha|^2}. \quad (3)$$

식 (1)-(3)에서 Re는 실수부, *는 켈레복소수(complex conjugate)를, K는 Boltzmann 상수를, 그리고 T는 소자의 절대 온도를 나타내고, 이 식들은 전송자 분포가 국부적 평형상태(local equilibrium) 분포로부터 많이 벗어나지 않은 경우, 즉 hot-carrier 효과가 없는 경우에 성립한다. 위의 식 (1)-(3)에서

α , β , γ 는 다음과 같이 정의된 양이다.

$$\alpha = \sum_i^{\text{region1}} \frac{1}{\Delta g_i + \int_{S_i} da \frac{j\omega\epsilon}{\Delta l_i(r_i)}} \quad (4)$$

$$\beta = \sum_i^{\text{region2}} \frac{1}{\Delta g_i + \int_{S_i} da \frac{j\omega\epsilon}{\Delta l_i(r_i)}} \quad (5)$$

$$\gamma = \sum_i^{\text{region3}} \frac{1}{\Delta g_i + \int_{S_i} da \frac{j\omega\epsilon}{\Delta l_i(r_i)}} \quad (6)$$

$$\Delta g_i = \int_{S_i} da \frac{\sigma(r_i)}{\Delta l_i(r_i)} \quad (7)$$

여기서 S_i 는 partitioning equipotential 곡면에 의해 나누어진 그림 1의 영역 1, 2, 3에서의 i 번째 곡면을 가리키고, da 는 각 곡면 위의 작은 면적이고, r_i 는 i 번째 곡면 위의 임의의 위치를 나타내고, $\Delta l_i(r_i)$ 는 S_i 위의 r_i 에서 S_i 와 S_{i+1} 에 동시에 수직인 선을 따라 측정된 두 곡면 사이의 거리이며, ϵ 은 유전율, $\sigma(r_i)$ 는 r_i 점에서의 전도도를 나타낸다. 따라서 식 (7)의 Δg_i 는 각 영역에서 i 번째 곡면과 $(i+1)$ 번째 곡면사이의 콘덕턴스를 나타내고, 식 (4)-(6)에서 합 의 기호는 각 영역에 속한 곡면들에 대한 합을 의미한다. 따라서 α , β , γ 는 각 영역의 임피던스를 의미한다고 할 수 있다. 위에서 유도된 식 (1)-(3)을 FET에 적용하기 위해서는 hot-carrier의 영향을 고려하여 이론을 확장할 필요가 있다. 이를 위해 각 영역에서의 등가 잡음 온도를 T_1 , T_2 , T_3 라고 한 후, 참고문헌 [9]에서 식 (1)-(3)을 구한 과정을 다시 밟으면 다음의 식들이 얻어진다.

$$S_{n_1}(\omega) = 4K \frac{|\beta|^2(T_3\gamma + T_1\alpha) + |\gamma|^2(T_2\beta + T_1\alpha) + 2Re[\beta\gamma^*T_1]}{|\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha|^2} \quad (8)$$

$$S_{n_2}(\omega) = 4K \frac{|\alpha|^2(T_2\beta + T_3\gamma) + |\beta|^2(T_3\gamma + T_1\alpha) + 2Re[\alpha\beta^*\gamma T_3]}{|\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha|^2} \quad (9)$$

$$S_{n_3}(\omega) = -4K \frac{|\beta|^2(T_3\gamma + T_1\alpha) + T_1\alpha\beta\gamma^* + T_3\gamma\alpha\beta^* - T_2\beta\gamma^*\alpha}{|\alpha\beta + \beta\gamma + \gamma\alpha|^2} \quad (10)$$

식 (8)-(10)에서 주목할 점은 각 영역의 등가 잡음 온도가 서로 다르다면 잡음 전류의 cross spectral intensity가 앞의 식 (3)에서와는 달리 더 이상 실수가 아니고 복소수가 된다는 점이다.

III. Steady-state Nyquist 정리를 이용한 FET의 최소 잡음 지수 모델링

앞에서 살펴본 다단자 반도체 소자를 위한 steady-

state Nyquist 정리를 FET에 적용하기 위해서는 그림 2와 같은 구조의 MESFET에서 dc-equi-quasi-Fermi 곡면과 ac-equipotential 곡면이 일치한다는 가정하에, ac-equipotential 곡면과 partitioning equipotential 곡면을 그리고, 이로부터 α , β , γ 를 구해야 한다. α , β , γ 는 각 영역의 임피던스에 해당하므로, α , β , γ 를 구한다는 것은 소자의 소신호 등가 회로의 각 파라미터를 구하는 것이 된다.

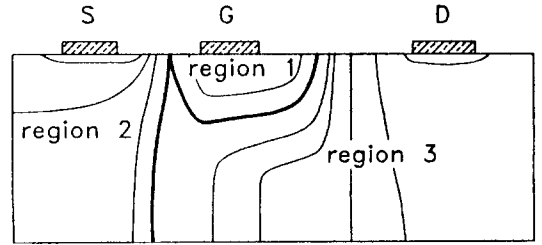
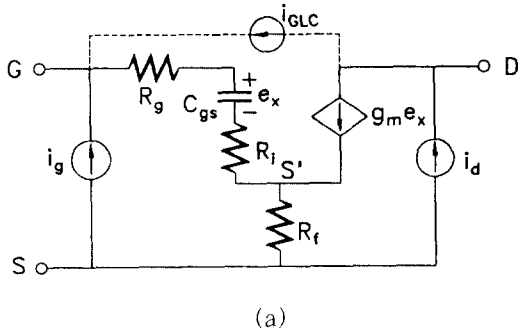


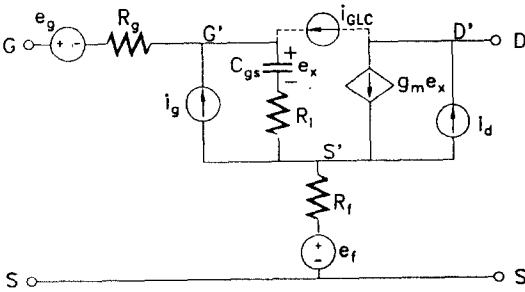
그림 2. MESFET에서의 ac-equipotential 곡면
Fig. 2. ac-equipotential surfaces in a MESFET.

이 소신호 등가회로에 잡음원을 넣으면 소자의 잡음 모델링을 위해 필요한 잡음 등가 회로가 얻어진다. 우리는 그림 2로부터 다음과 같은 두 가지의 잡음 등가 회로를 생각할 수 있다. 하나는 그림 2의 S, G, D 단자를 외부단자로 보고 이들을 교류적으로 단락시켰을 때의 단자 잡음 전류를 구하여 얻어지는 것으로 그림 3.(a)가 이에 해당된다. 다른 하나는 실제 소자에서 진성(intrinsic) MESFET를 구분해 낸 후 이 진성 MESFET만의 단자 잡음 전류와 기생 소자의 잡음 전류를 따로 계산하여 얻어지는 것으로 그림 3.(b)가 이에 해당된다. Pucel등의 잡음 모델은 바로 그림 3.(b)의 잡음 등가 회로를 사용하여 얻어진 것이다¹². 하지만 그림 3(b)의 경우 진성소자의 잡음원과 기생소자의 잡음원 사이에 연관 관계(correlation)가 있을 경우, 정확한 잡음 등가 회로가 되지 못한다. 비선형 소자에서는 두 잡음원 사이의 연관이 생길 가능성이 있으므로 소자를 인위적으로 진성 MESFET과 기생 저항등으로 나누지 않는 그림 3(a)가 바람직한 잡음 등가 회로로 생각된다. 우리는 두 등가 회로 모두에 steady-state Nyquist 정리를 적용하여 각 잡음 등가 회로의 열잡음 전류원 및 등가 회로의 파라미터들을 모델링하고 이로부터 구해진 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스를 비교해보고자 한다. 아울러 열잡음과는 그 발생 기작(mechanism)이 다른 게이트 누설 전류에 의한 산탄 잡음의 영향을 고려하기 위하여 등가 회로에서 드레인과 게이트 사이에 산탄 잡음원 i_{GLC} 를 그려넣었다. 이의 spectral intensity S_{iGLC} 는

$S_{iGLC} = 2qI_{GLC}$ 로 주어지는데, 여기서 q 는 전자의 전하량이고, I_{GLC} 는 게이트 누설 전류이다.



(a)



(b)

그림 3. (a) 진성 MESFET를 따로 구분하지 않을 경우의 잡음 등가 회로
(b) 진성 MESFET를 따로 구분하는 경우의 잡음 등가 회로. 그림에서 G', S', D'가 진성소자의 단자들이다.

Fig. 3. (a) The noise equivalent circuit of MESFET where the intrinsic MESFET is not treated separately
(b) The noise equivalent circuit of MESFET where the intrinsic MESFET is treated separately. G', S', D' in the figure represent the terminals of intrinsic MESFET.

먼저 그림 2와 그림 3.(a)의 잡음 등가 회로를 고려하여 각 영역에서 임피던스를 생각하면 $\alpha = (R_f + R_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}}$, $\beta \approx R_f$, $\gamma = \frac{\bar{T}_n}{T} \frac{V_{DS'}}{I_D}$ 로 쓸 수가 있을 것이다. 여기서 $V_{DS'}$ 는 D와 S' (그림 3(a) 참조) 사이의 dc 전압이고, I_D 는 dc 드레인 전류이며, \bar{T}_n 는 영역 3에서 전자가 갖는 평균운동로서, 1차원 채널 열잡음 모델링에서 이미 사용되었었다^[12]. 이제 앞장에서 언급한, hot-carrier 효과를 고려하여 확장된 steady-state Nyquist 정리(식 (8)-(10))를 이

용하고, 여기에 산탄잡음을 독립적으로 고려하여 $S_{id}(\omega)$, $S_{ig}(\omega)$, $S_{ig, id}(\omega)$ 를 구하면 다음의 식들이 얻어진다.

$$S_{id}(\omega) \approx 4KT \left(\frac{\bar{T}_n}{T} \frac{I_D}{V_{DS'}} \right) + S_{iGLC}, \quad (11)$$

$$S_{ig}(\omega) \approx 4KT(R_f + R_i + R_g)\omega^2 C_{gs}^2 + S_{iGLC}, \quad (12)$$

$$S_{ig, id}(\omega) \approx -S_{iGLC} - j\omega C_{gs} R_f S_{id}. \quad (13)$$

마찬가지 과정을 그림 3.(b)의 잡음 등가회로에 대해 반복하면 진성 MESFET에서의 α , β , γ 는 $\alpha = (R_f + R_g) + \frac{1}{j\omega C_{gs}}$, $\beta \approx 0$, $\gamma = \frac{\bar{T}_n}{T} \frac{V_{D'S'}}{I_D}$ 로 얻어지는데, 여기서 $V_{D'S'}$ 는 D'과 S' (그림 3.(b) 참조) 사이의 dc 전압이다. 이로부터 $S_{id'}(\omega)$, $S_{ig'}(\omega)$, $S_{ig', id'}(\omega)$ 를 구하면,

$$S_{id'}(\omega) \approx 4KT \left(\frac{\bar{T}_n}{T} \frac{I_D}{V_{D'S'}} \right) + S_{iGLC}, \quad (14)$$

$$S_{ig'}(\omega) \approx 4KT R_i \omega^2 C_{gs}^2 + S_{iGLC}, \quad (15)$$

$$S_{ig', id'}(\omega) \approx -S_{iGLC} - j\omega C_{gs} R_f S_{id'}(\omega) \approx -S_{iGLC} \quad (16)$$

의 식들이 얻어진다. 식 (16)에서 cross spectral intensity 중 산탄 잡음에 의한 성분을 제외한 허수의 열잡음 성분이 거의 0인 것은 진성 MESFET에서는 영역 2가 거의 없어서 $\beta \approx R_f \approx 0$ 이기 때문이다^[5]. 위의 식 (11)-(13)과 식 (14)-(16)의 결과가 갖고 있는 장점은 S_{ig} 와 $S_{ig, id}$ (혹은 $S_{ig'}$ 과 $S_{ig', id'}$)가 소신호 등가 회로의 소자값 및 S_{id} (혹은 $S_{id'}$)와 직접적인 관계를 갖고 있다는 것이다. 아울러서 주목할 점은 게이트 누설 전류에 의한 산탄잡음이 cross spectral intensity에 실수 성분을 도입한다는 사실이다. 이제 그림 3.(a)과 그림 3.(b)의 잡음 등가회로에서 각각 최소 잡음 지수 F_{min} 과 이를 주는 최적 소오스 임피던스 $Z_s^{opt} = R_s^{opt} + jX_s^{opt}$ 의 값을 회로 해석법을 이용하여 구할 수 있다. 이들을 구할 때 실제 소자에서의 값들을 고려하면 다음과 같은 근사를 할 수 있다. 즉, $I_{GLC} \leq 10^{-5}$ (A), $S_{id} \approx S_{id'} \gg S_{ig} \approx S_{iGLC}$, $\frac{\omega C_{gs}}{g_m} = \frac{\omega}{\omega_f} \ll 1$. 흥미로운 것은 이와 같은 근사를 하면 그림 3(a)와 그림 3(b)의 두 등가 회로에서 구해지는 F_{min} 과 $Z_s^{opt} = R_s^{opt} + jX_s^{opt}$ 가 두 경우 모두에서 같다는 점이다. 이때 구해진 결과는 다음과 같다.

$$X_s^{opt} \approx \frac{1}{\omega C_{gs}} \frac{1}{1 + \left(\frac{g_m}{\omega C_{gs}} \right)^2 \frac{S_{iGLC}}{S_{id}}}, \quad (17)$$

$$R_s^{opt} \cong \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \sqrt{\frac{R_f + R_i + R_g}{S_{id}}} \sqrt{1 + \frac{1}{(k\omega)^2} \frac{S_{id} S_{dLC}}{g_m^2 (4KT)^2} + \left(\frac{g_m}{\omega C_{gs}}\right)^2 \frac{S_{dLC}}{S_{id}}} \quad (18)$$

$$F_{min} = 1 + 2P_1 + 2(k\omega) \sqrt{1 + \frac{P_1 P_2}{(k\omega)^2} + \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2} \frac{P_1}{P_2}} + 2(k\omega)^2 + \frac{(k\omega)^3}{\sqrt{1 + \frac{P_1 P_2}{(k\omega)^2} + \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2} \frac{P_1}{P_2}}} \quad (19)$$

$$k = \frac{C_{gs}}{g_m} \sqrt{\frac{S_{id}}{4KT}} \sqrt{R_f + R_i + R_g}$$

$$P_1 = \frac{1}{g_m} \frac{S_{dLC}}{4KT}, \quad P_2 = \frac{1}{g_m} \frac{S_{id}}{4KT}$$

식 (19)를 살펴보면, 최소 잡음 지수 F_{min} 이 k, P_1, P_2, ω_T 값에 의해서 결정됨을 알 수 있다.

특별히 게이트 누설 전류를 의한 산탄 잡음을 무시할 수 있을 때는 식 (17)-(19)로부터 다음의 결과가 얻어진다.

$$X_s^{opt} \cong \frac{1}{\omega C_{gs}} \quad (20)$$

$$R_s^{opt} \cong \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \sqrt{\frac{R_g + R_i + R_f}{S_{id}}} \quad (21)$$

$$F_{min} = 1 + 2(k\omega) + 2(k\omega)^2 + (k\omega)^3 \quad (22)$$

$$k = \frac{C_{gs}}{g_m} \sqrt{\frac{S_{id}}{4KT}} \sqrt{R_g + R_i + R_f}$$

식 (22)를 보면 F_{min} 이 오직 k 에 의해서만 결정되며, $(k\omega)$ 를 독립변수로 보았을 때 F_{min} 은 $k\omega$ 에 대해 간단한 3차 함수가 됨을 알 수 있다. 이의 타당성을 검증하기 위하여 이미 발표된 F_{min} 의 측정값과 식 (22) 및 Fukui의 실험식을 비교한 것이 그림 4에 나타나 있다^[4,13-16]. 그림에서 보듯이 각 측정 데이터마다 k 값을 적당히 조절한 후에 F_{min} 을 $(k\omega)$ 의 함수로 그래프에 그려보면 모든 측정 데이터가 식 (22)에서 예상했던대로 하나의 곡선을 형성한다. 그리고 새롭게 유도된 식 (22)가 Fukui의 실험식보다 더 넓은 주파수 범위에서 실험 결과와 잘 맞음을 볼 수 있다. 식 (22)의 가장 큰 장점은 F_{min} 의 주파수 특성이 하나의 파라미터 k 에 의해 결정되고, k 값이 소신호 동가 회로의 파라미터 값과 관계를 갖고 있다는 것이다. 아울

러 소자의 최적 소오스 임피던스는 식 (20), (21)에서 ω 에 반비례하는데, 그림 5를 보면 유도된 이론식이 이미 발표된 측정 결과를 잘 설명함을 확인할 수 있다^[7,15].

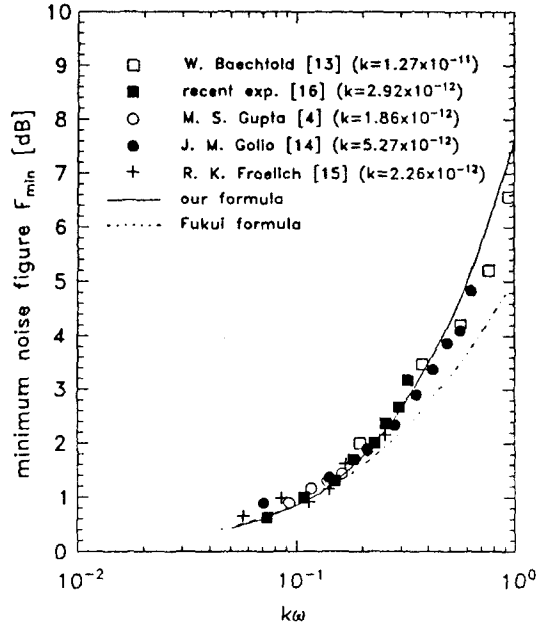
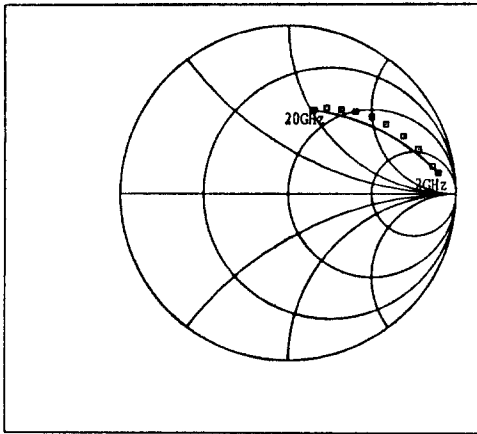


그림 4. 최소 잡음 지수 F_{min} 에 대한 발표된 측정 값과 유도된 이론식 및 Fukui 실험식의 비교. 그림에서 'our formula'로 나타나 있는 실선은 식 (22)에 해당된다.

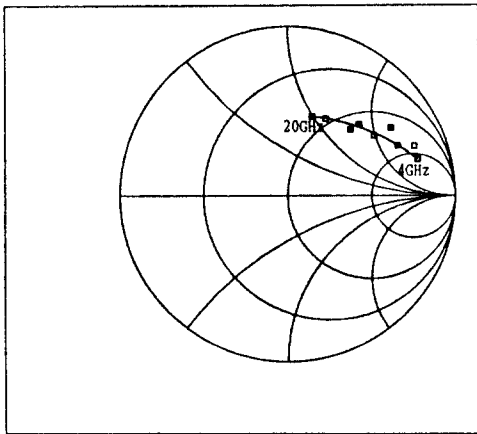
Fig. 4. A comparison between the theory and the experimental data for the minimum noise figure. Fukui formula and our formula Eq.(22) are plotted together with the published experimental data.

이제 게이트 누설 전류를 무시할 수 없는 경우를 살펴보자. 일반적으로 게이트 누설 전류는 MESFET에서보다는 HEMT에서 더 큰 것으로 알려져 있다^[6,7]. 식 (19)를 보면, S_{dLC} 가 무시될 수 없고 오히려 지배적인 경우는 F_{min} 이 주파수가 줄어들수록 1이 아니라, $1+2P_1$ 으로 수렴한다. 특별히 $\left(\frac{\omega_T}{\omega}\right)^2 \frac{P_1}{P_2} \ll 1$ 이 만족되는 경우에는 F_{min} 이 주파수가 줄어들수록 근사적으로 $1+2\sqrt{P_1 P_2}$ 로 수렴한다. 이러한 현상은 실제 상용 HEMT 등에서 관찰되는 것으로^[17], 최근에 Danneville등과 Strifler등이 산탄잡음을 수치 해석적인 방법으로 고려하여 설명한 바 있다^[6,7]. 그림 6은 우리가 해석적인 방법으로 구한 식 (19)가 이와 같은 상용 HEMT의 잡음 특성^[17]을 잘 설명할 수 있다는

것을 보여 준다.



(a)



(b)

그림 5. 최적 소오스 임피던스에 대한 발표된 측정값^[7,15]과 유도된 이론식의 비교. 그림에서 각각형은 측정값으로 (a)의 데이터는 참고문헌 [7]로부터 인용되었고, (b)의 데이터는 참고문헌 [15]로부터 인용되었다. 실선은 식 (20), (21)로부터 실험값을 설명할 수 있도록 계수를 조정하여 얻어진 것이다.

Fig. 5. A comparison between the theory and the experimental data^[7,15] for the optimum source impedance. The two sets of experimental data for (a) and (b) come from Ref. [7] and Ref. [15], respectively. The theoretical data represented by solid lines are obtained from Eqs. (20), (21) by fitting the coefficients.

식 (19)를 살펴볼 때, FET의 잡음 특성을 개선하기 위해서는 k , P_1 , P_2 를 모두 작게 해야 하는데, 이를 위해서는 1) C_{gs} 를 작게 하고, 2) g_m 을 크게 하고, 3) S_{id} 를 작게 하고, 4) $\sqrt{R_k + R_i + R_l}$ 를 작게 해야 하며, 5) 게이트 누설 전류도 줄여야 함을 알 수 있으며, 이는 지금까지 경험적으로 알려져있는 사실과 일치함을 알 수 있다.

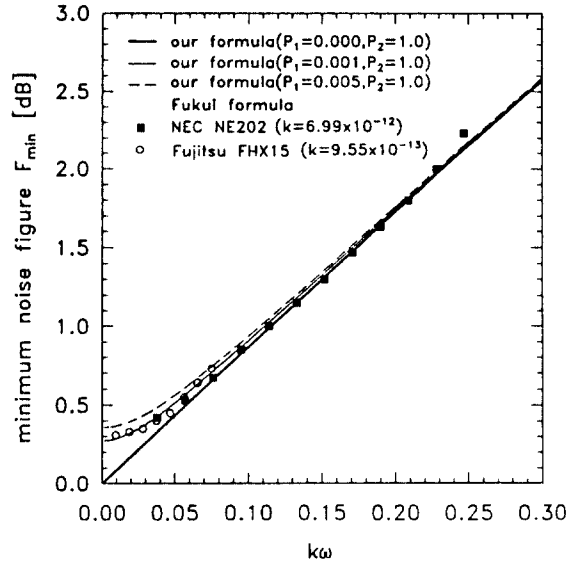


그림 6. 게이트 누설 전류에 의한 산탄 잡음이 최소 잡음 지수에 주는 영향을 고려한 최소 잡음 지수의 계산값과 상용 HEMT의 최소 잡음 지수 측정값의 비교. 그림에서 'our formula'는 식 (19)에 해당된다.

Fig. 6. The calculated minimum noise figure with the effect of the shot noise due to the gate leakage current, and the measured minimum noise figures for commercial HEMTs. Our formula in the plot corresponds to Eq. (19).

IV. 결론

MESFET이나 HEMT등 FET의 잡음이 시스템에 주는 영향을 나타내는 최소 잡음 지수 및 최적 소오스 임피던스에 대한 새로운 공식이 유도되었다. 유도된 공식은 3차원 다단자 반도체 소자에서의 열잡음을 기술하는 steady-state Nyquist 정리를 hot-carrier 효과까지 고려하여 확장한 후 FET에 적용하여 얻어진 잡음 등가 회로에 게이트 누설 전류까지 고려하여 얻어졌다. 이 식은 이미 발표된 여러 측정 데이터들을 잘

설명하며 소자의 소신호 등가 회로 모델의 각 파라미터들이 갖는 물리적 의미를 명확히 할 뿐 아니라 경험적으로 사용할 수 있는 파라미터가 하나이므로 적용하기도 용이하여서, 저잡음 FET의 최적 설계에 도움이 될 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 연구비로 수행되었음을 밝힙니다. 그리고 그림 4의 측정값 중에서 'recent exp.'로 나타나 있는 것은 한양대학교의 오 재웅 교수님께서 제공해 주신 것임을 밝힙니다.

참 고 문 헌

- [1] *Low-Noise Microwave Transistors & Amplifiers*, H. Fukui, Ed., New York : IEEE Press, 1981.
- [2] R. A. Pucel, H. A. Haus, and H. Stutz, "Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field-effect transistors," in *Advances in Electronics and Electron Physics*, vol.38, L. Marton, Ed. New York: Academic Press, 1975.
- [3] H. Fukui, "Optimal noise figure of microwave GaAs MESFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol.ED-26, pp. 1032-1037, 1979.
- [4] M. S. Gupta, O. Pitzalis, Jr., S. E. Rosenbaum, and P. T. Greiling, "Microwave noise characterization of GaAs MESFET's Evaluation by on-wafer low-frequency output noise current measurement," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp.1208-1218, 1987.
- [5] M. W. Pospieszalski, "Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp.1340-1350, 1989.
- [6] F. Danneville, G. Dambrine, H. Happy, and A. Cappy, "Influence of the gate leakage current on the noise performance of MESFET's and MODFET's," in *1993 IEEE MTT-Symposium Digest*, pp. 373-376, 1993.
- [7] W. A. Strifler, B. T. Pugh, R. D. Remba, "Shot noise in GaAs metal semiconductor field effect transistors with high gate leakage current," *Solid-State Electron.*, vol.37, pp.1763-1764, 1994.
- [8] H. S. Min, "Steady-state Nyquist theorem for nondegenerate semiconductor s," *J. Appl. Phys.*, vol.64, pp.6339-6344, 1988.
- [9] J. B. Lee, H. S. Min, and Y. J. Park, "Steady-state Nyquist theorem for multi-terminal nondegenerate semiconductor devices," *J. Appl. Phys.*, vol.75, pp.8182-8194, 1994.
- [10] A. van der Ziel, "Thermal noise in Field Effect Transistors," *Proc. IRE*, vol.50, pp.1808-1812, 1962.
- [11] F. M. Klaassen and J. Prins, "Thermal noise of MOS transistors," *Philips Res. Rep.*, vol.22, pp.505-514, 1967.
- [12] D. H. Song, J. B. Lee, H. S. Min and Y. J. Park, "Theory of thermal noise in MOS transistors," *Proceedings of International Conf. on Noise in Physical Systems and 1/f Fluctuations*, ed. T. Musha, S. Sato, and M. Yamamoto, Ohmsa Ltd., Tokyo, Japan, 1991.
- [13] W. Baechtold, "Noise behavior of GaAs field-effect transistor with short gate length," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-19, pp.674-680, 1972.
- [14] *Microwave MESFETs & HEMTs*, J. M. Golio, Artech House, Norwood, 1991.
- [15] R. K. Froelich, "An improved model for noise characterization of microwave GaAs FET's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp.703-706, 1990.
- [16] 오 재웅, private communication.
- [17] B. Hughes, "A linear dependence of F_{min} on frequency for FETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.

MTT-41, pp.979-982, 1993.

----- 저 자 소 개 -----



李 禎 培(正會員)

1989년 2월 서울대학교 전자공
학과(공학사). 1991년 2월 서울
대학교 전자공학과(공학석사).
1995년 2월 서울대학교 전자공
학과 (공학박사). 현재 삼성전자
근무. 주관심 분야는 반도체 소자

물리 및 모델링 등임.

閔 弘 植(正會員) 제 27권 제 6호 참조

현재 서울대학교 전자공학과 교수

朴 榮 俊(正會員) 제 27권 제 6호 참조

현재 서울대학교 전자공학과 부교
수