

드레인 전류 잡음원만을 고려한 스케일링이 가능한 바이어스 의존 P-HEMT 잡음모델

정희원 윤경식*, 이창석**, 맹성재***, 이진희***, 박철순****

A Scalable Bias-dependent P-HEMT Noise Model with Single Drain Current Noise Source

Kyung-Sik Yoon*, Chang-Seok Lee**, Sung-Jae Maeng***, Jin-Hee Lee***,

Chul-Soon Park****, *Regular Members*

요 약

게이트 길이가 $0.2\mu\text{m}$ 인 P-HEMT에 대하여 드레인 바이어스 전류의 변화 및 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 잡음모델을 제안하였다. 본 논문에서는 S-파라미터를 정확히 예측하기 위하여 τ 를 제외한 intrinsic 파라미터는 offset를 도입하여 정규화 한 후 스케일링을 하였다. 드레인 포화전류에 대한 드레인 전류의 비율과 게이트 폭을 변수로 하는 소신호 모델 파라미터의 맞춤함수를 구하였다. 또한, 잡음 파라미터를 정확히 예측하기 위하여 진성저항 잡음 온도 T_g , 게이트 단 전류 잡음원 동가잡음 컨덕턴스 G_m , 드레인 단 전류 잡음원 동가잡음 컨덕턴스 G_{no} 를 잡음 모델정수로 사용하여 그 값을 추출하여 스케일링 하였다. 잡음 온도 T_g 는 드레인 전류와 게이트 폭에 거의 관계없으며 이의 평균값은 주변온도와 유사한 값으로 G_m 는 회로 특성에 영향을 미치지 않을 정도로 작은 값으로 추출되었다. 그러므로, G_{no} 만을 잡음 모델정수로 하는 잡음모델과 T_g , G_m , G_{no} 를 잡음 모델정수로 하는 잡음모델을 측정값과 비교하여 본 결과 G_{no} 만을 갖는 잡음모델도 측정된 잡음 파라미터와 잘 일치하였다. 따라서, 모델 정수 추출이 간단한 G_{no} 만을 갖는 잡음모델은 게이트 폭과 바이어스 전류에 대해 스케일링이 가능한 실용적인 잡음모델임을 확인하였다

ABSTRACT

Bias-dependent noise models of $0.2\mu\text{m}$ gate length P-HEMT's which are scalable with gate width are proposed. To predict S-parameters of the P-HEMT's the intrinsic parameters except for τ subtracted the offsets introduced in this paper are normalized to the gate width and then scaled. The small-signal model parameters are expressed as fitting functions of the drain current to I_{ds} ratio and gate width. In addition, to estimate accurately noise parameters the noise temperature T_g of the intrinsic resistance, the equivalent noise conductance G_m of the gate current noise source, and the equivalent noise conductance G_{no} of the drain current noise source are adopted as the noise model parameters. The extracted values of T_g are nearly independent of drain current and gate width and their average is about

* 고려대학교 전자 및 정보공학부 (ksyoon@tiger.korea.ac.kr),

** 대전산업대학교 정보통신공학과,

*** 한국전자통신연구원 회로소자기술연구소,

**** 한국정보통신대학원대학교

논문번호 : 99103-0323, 접수일자 ; 1999년 3월 23일

* 본 연구는 한국전자통신연구원과 한국학술진흥재단(대학부설연구소과제)의 연구비 지원에 의해 수행되었음.

around the ambient temperature. The extracted values of G_{ni} are small enough to be neglected to the circuit characteristics. From the comparison of the noise model with only G_{no} and that having T_g , G_{ni} , and G_{no} to the measured data it is found that even the former model is in good agreement with the measured noise parameters. Thus, from a practical point of view the noise model having only the drain current noise source is confirmed as a scalable bias-dependent noise model.

I. 서론

초고주파 및 밀리미터파대 회로설계에서 주파수가 높아짐에 따라 회로의 성능은 능동소자에서 발생하는 잡음에 의해 많은 영향을 받게 된다. 그러므로, 소자가 발생하는 잡음이 회로에 미치는 영향을 최소화 시키려면 회로설계에 사용할 정확한 잡음모델이 요구된다. 일반적으로 P-HEMT를 이용한 초고주파 집적회로(M-MIC) 설계에는 게이트 길이는 고정된 후 게이트 폭만을 스케일링하여 설계한다. 특히 LNB설계나 비선형 회로 설계시에는 드레인 전류와 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 잡음모델이 필요하다.

그동안 대표적인 초고주파 소자인 GaAs MESFET 또는 GaAs/AlGaAs HEMT의 잡음모델에 대해 많은 연구가 이루어져왔다. 물리적 잡음모델은 소자의 구조 및 동작의 해석으로부터 도출되므로 소자 구조와 물성이 요구되며, 따라서 최소 잡음을 갖는 소자의 설계에는 매우 유용하지만 회로설계자가 사용하기는 불편하다. 이에 반해 경험적 잡음모델은 주파수를 변화시켜가며 측정된 S-파라미터와 잡음 파라미터(noise parameter)를 이용하여 주파수에 무관한 잡음 모델정수를 구하고 이를 이용하여 다른 주파수에서의 특성을 계산할 수 있도록 모델링하는 방법이다. 이 방법은 측정결과만이 요구되므로 회로설계자가 이용하기가 용이하며 측정하지 않은 주파수에서의 잡음 특성을 예측할 수 있는 장점이 있다. 그러나, 지금까지의 잡음 모델은 게이트 폭과 드레인 전류의 변화에 대한 잡음특성을 예측하여 회로설계에 사용하기에 모델정수의 추출과정이 복잡할 뿐 아니라 결과의 불일치로 한계가 있었다. 본 연구에서는 회로설계자가 회로설계에 쉽게 이용할 수 있도록 드레인 전류와 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 실용적인 모델 생성방법을 제안하고자 한다.

본 연구에 사용된 능동소자는 한국전자통신연구원 회로소자기술연구소에서 제작한 20GHz대 LMDS

용으로 게이트 길이가 $0.2\mu m$ 이며 단위 게이트 폭(Unit Gate Width)은 $50\mu m$ 으로 게이트 가지수(Number of Gate Fingers)가 2, 4, 8로 총 게이트 폭이 각각 $100\mu m$, $200\mu m$, $400\mu m$ 인 P-HEMT이며 HP Network Analyzer 8510C와 ATN NP-5잡음측정 시스템을 이용하여 드레인 전압 2V, 드레인 전류는 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 75%, 100% I_{dss} 에서 26~40GHz범위의 S-파라미터와 잡음 파라미터를 측정하였다. 이들에서 게이트와 드레인 측정패드에 의한 기생 커패시턴스 C_{pg} 와 C_{pd} 는 각각 20fF로 기생 인덕턴스 L_{pg} 와 L_{pd} 는 각각 30pH로 제거 (de-embedding)한 잡음 파라미터에서 게이트 폭과 드레인전류에 대해 스케일링이 가능한 잡음 모델정수를 추출하여 게이트 폭과 드레인 포화전류(I_{dss})에 대한 드레인 전류의 비율을 함수로 하는 잡음모델을 상용 회로 시뮬레이터인 HP EEsos사의 Libra를 이용하여 구현하였다.

II. 스케일링이 가능한 소신호 등가회로 모델 파라미터 추출

최근에는 GaAs MESFET 및 HEMT의 한 바이어스점에서 잡음특성을 서로 상관관계가 없는 2개 또는 3개의 독립된 잡음원으로 모든 주파수의 측정결과와 일치시킬 수 있는 잡음모델이 보고되었다 [1,2,3]. 그러나, 본 연구에서는 게이트 폭과 드레인 전류에 대해 스케일링이 가능한 경험적 잡음모델을 도출하기 위해 게이트단에 전압 잡음원은 진성저항 R_i 의 잡음온도 T_g 로 전류잡음원은 등가잡음 컨덕턴스 G_{ni} 로, 드레인단에 전류 잡음원은 등가잡음 컨덕턴스 G_{no} 로 모델링하였다[4]. 그림 1은 잡음원을 포함한 소신호 등가회로를 나타내며 점선 사각형내의 L_{pg} 와 C_{pg} 는 게이트 측의 측정 패드에 의한 기생 인덕턴스와 기생 커패시턴스이며 L_{pd} 와 C_{pd} 는 드레인측의 측정 패드에 의한 기생성분을 나타낸다.

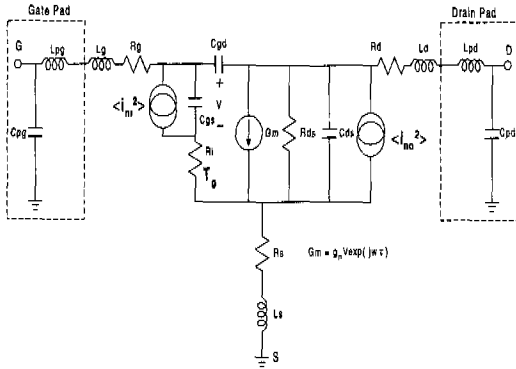
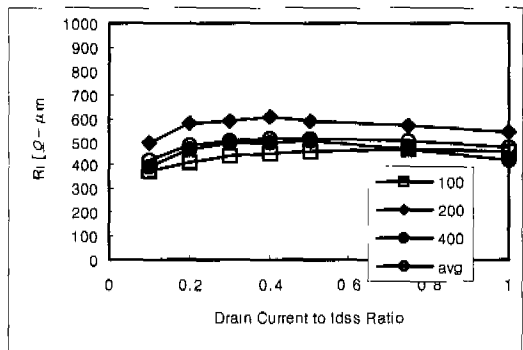
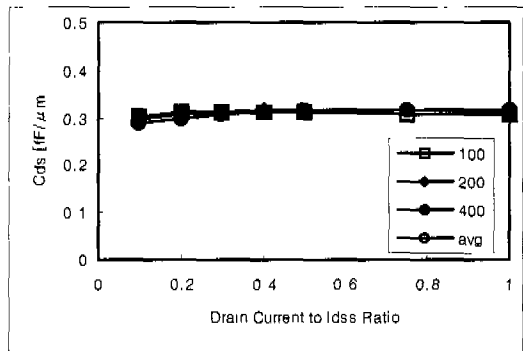
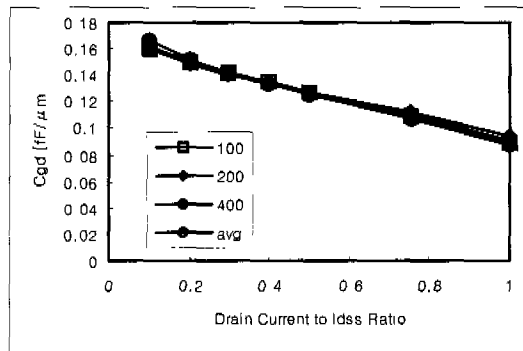
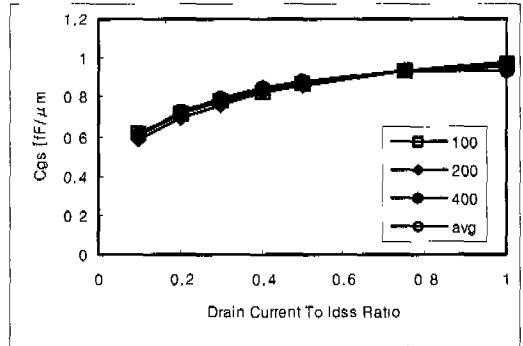


그림 1. 잡음원이 포함된 P-HEMT의 소신호 등가회로

게이트 폭과 드레인 전류에 대하여 스케일링이 가능한 잡음 모델정수 T_g , G_{ni} , G_{no} 를 추출하기 위하여 HP8510C Network Analyzer와 ATN NP-5 잡음측정시스템을 이용하여 단위 게이트 폭이 $50\mu\text{m}$ 이고 게이트 가지수가 2, 4, 8 인, 즉 총 게이트 폭이 $100\mu\text{m}$, $200\mu\text{m}$, $400\mu\text{m}$ 인 P-HEMT에 대하여 드레인-소오스 전압 2V이고 드레인 전류는 10, 20, 30, 40, 50, 75, 100%의 I_{dss} 에서 26~40GHz의 주파수 구간에서 잡음 파라미터와 S-파라미터를 1GHz간격으로 측정하였다. 여기서 측정 패드의 영향을 제거하기 위해 잡음 파라미터와 S-파라미터에서 패드에 의한 기생 커패시턴스 C_{pg} 와 C_{pd} 는 각각 20fF로 기생 인덕턴스 L_{pg} 와 L_{pd} 를 각각 30pH로 제거하였다. 기생성분이 제거된 S-파라미터로부터 참고문헌[5]의 3장에서 제안한 방법으로 소신호 등가회로 모델파라미터를 추출하였다. 드레인 전류를 변화시켜 추출한 소신호 파라미터중에서 intrinsic 파라미터의 게이트 폭에 대한 의존성을 살펴보니 게이트 폭에 정확하게 비례하기 보다는 어떤 offset이 제거된 후에 게이트 폭에 비례함을 알 수 있었다. 따라서, 이 offset 값은 $100\mu\text{m}$, $200\mu\text{m}$, $400\mu\text{m}$ 의 intrinsic 파라미터에서 offset을 뺀 후에 게이트 폭으로 정규화 시킨 값들의 차이를 최소화 시키는 방법으로 간단히 구할 수 있다.

그림 2에서 기호 □는 게이트 폭이 $100\mu\text{m}$, 기호 ◆는 게이트 폭이 $200\mu\text{m}$, 기호 ●는 게이트 폭이 $400\mu\text{m}$ 인 P-HEMT의 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 75%, 100%의 I_{dss} 에서 추출한 intrinsic 파라미터에서 offset를 각각 제거후 게이트 폭으로 정규화 시킨 값들을 보여주고 있다. 또한 기호 ○는 이들의 평균값을 의미한다. 그림에서 보는 바와 같이 매우 일관성 있는 파라미터가 추출되었다. 그러나 τ

경우는 게이트 폭에 대한 의존성을 보이지 않는 파라미터이므로 $100\mu\text{m}$, $200\mu\text{m}$, $400\mu\text{m}$ 의 단순평균을 취하였다.



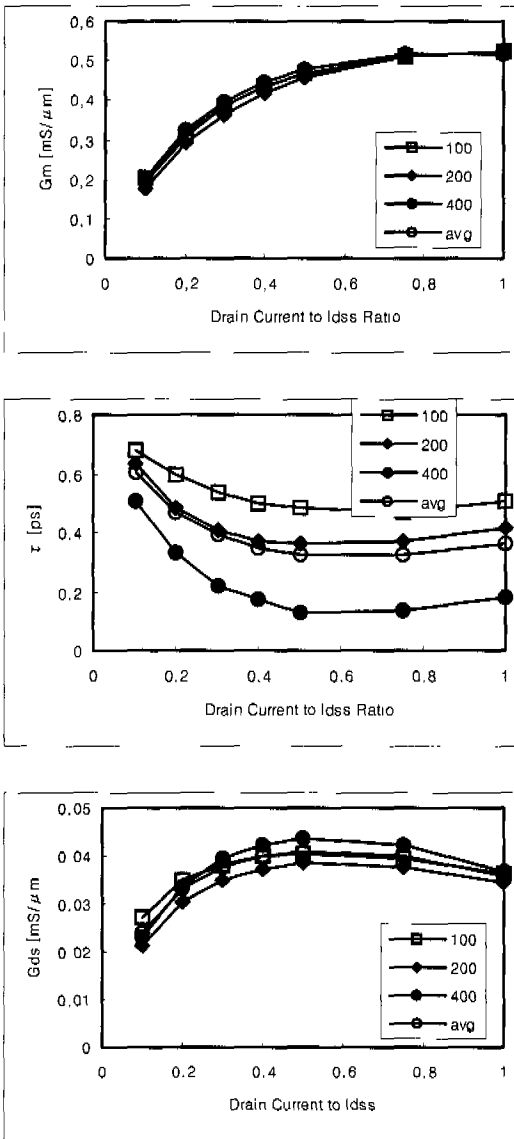


그림 2. $V_{ds}=2V$ 에서 드레인 전류에 대해 추출한 P-HEMT의 intrinsic 파라미터

추출된 intrinsic 파라미터를 드레인 바이어스 전류에 관한 식으로 나타내기 위하여 게이트 폭에 대하여 정규화 시킨 값들의 평균값을 드레인 포화전류에 대한 드레인 전류의 비율을 x 라 하여 x 의 다항식으로 근사시켰다. 일례로 intrinsic 파라미터중에서 C_{gs} 를 x 의 2차식으로 근사시킨 결과를 그림 3에 나타내었다.

또한, intrinsic 파라미터를 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 식으로 표현하기 위해, 위에서 언

급한 바와 같이 τ 를 제외한 intrinsic 파라미터값들은 offset를 뺀 후 정규화 시켰으므로 게이트 폭을 급한 후에 offset 만큼 더해 주어야 한다. 여기서 게이트 폭은 단위 게이트 폭에 게이트 가지수를 곱한 값이다.

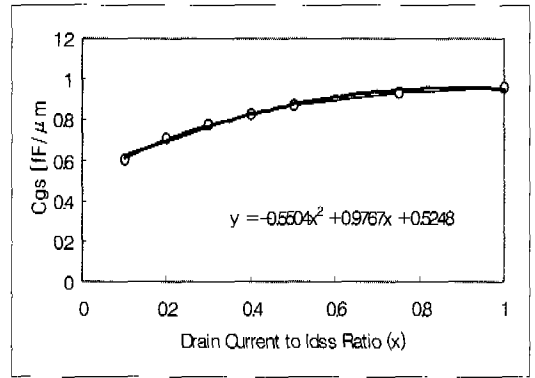


그림 3. 정규화시킨 C_{gs} 를 드레인 포화 전류에 대한 비율 x 의 2차식으로 근사

따라서, intrinsic 파라미터를 드레인 포화전류에 대한 드레인 전류의 비율(x)과 게이트 폭($UGW * NGF$)을 변수로 하는 다항식으로 표현하면 표 1과 같은 맞춤함수를 얻었다. 그러나, τ 는 게이트 폭에 의존하지 않으므로 드레인 전류 비율만의 함수로 나타내었다.

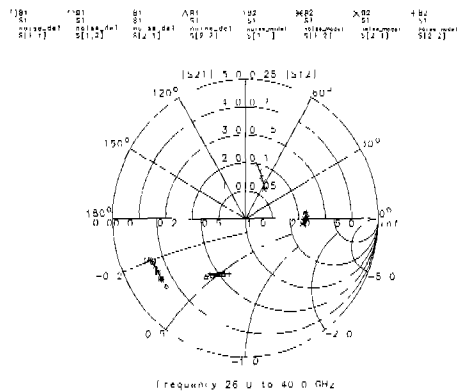


그림 4. 게이트 폭 200 μm , 드레인 전류 50% I_{dss} 일 때 측정 S-파라미터와 모델값과의 비교

그리고 소신호 모델에서 extrinsic 파라미터는 바이어스에 무관하며 소오스단 직렬저항 R_s , 드레인

직렬저항 R_d 는 게이트 폭에 반비례한다. 또한, 게이트 저항 R_g 는 단위 게이트 폭에 비례하고 게이트 가지수에 반비례한다. 기생 인덕터 성분 L_s, L_g, L_d 는 게이트 폭에 대한 의존성이 보이지 않아 이들의 단순 평균값을 취하였다.

표 1의 모델 방정식의 타당성을 검증하기 위해 $NGF = 4$ 로 게이트 폭이 $200\mu m$ 이고 드레인 전류는 드레인 포화전류의 50%인 경우, 즉 $x = 0.5$ 일 때 측정 S-파라미터와 모델 방정식으로부터 구한 S-파라미터를 그림 4에 비교하였다. 그림에서 보는 바와 같이 측정값과 모델값이 잘 일치함을 볼 수 있다.

III. 스케일링이 가능한 잡음 모델정수 추출

그림 1의 잡음원이 포함된 소신호 등가회로에서 잡음 모델정수 T_g, G_{m1}, G_{no} 를 추출하여 드레인 전류와 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 잡음 모델을 도출하기 위해 $NGF=2, 4, 8$ 에 대해 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 75%, 100% I_{dss} 의 드레인 전류에서 잡음 파라미터를 측정하였다. 각각의 게이트 가지수에 대해 드레인 전류를 변화시켜 가며 측정된 잡음 파라미터에 잘 일치하도록 T_g, G_{m1}, G_{no} 의 최적값을 RF회로 시뮬레이터인 Libra의 최적화 기능을 이용하였다. 각각의 게이트 폭에 대하여 바이어스 전류를 변화시켜 가며 추출한 진성 저항 R_i 의 잡음온도 T_g 를 그림 5(a)에 도시하였다. 여기서, 기호 \square 는 게이트 폭이 $100\mu m$, 기호 \blacklozenge 는 게이트

폭이 $200\mu m$, 기호 \bullet 는 게이트폭이 $400\mu m$ 인 P-HEMT의 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 75%, 100% I_{dss} 의 드레인 전류에서 추출한 T_g 값들을 보여 주고 있다. 또한 기호 \circ 는 이들의 평균값을 의미한다. 그러나 그림에서 보는 바와같이 게이트 잡음 온도는 게이트 폭에 대한 의존성이 보이지 않으며 T_g 평균값을 드레인 바이어스 전류에 대해 x 의 1차 식으로 근사시켜 그림 5 (b)에 나타내었다.

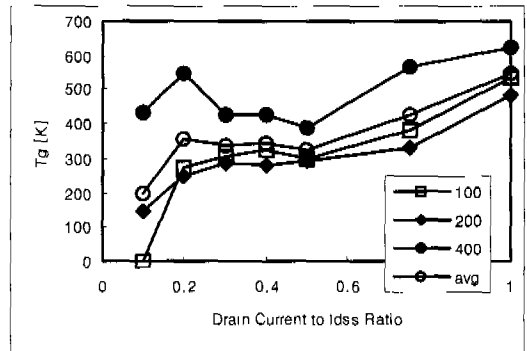


그림 5. (a) 잡음 온도 T_g

또한, 게이트 단 전류잡음원의 등가잡음 컨덕턴스 G_{m1} 는 매우 작은 값으로 추출되었으며 드레인 전류에 대한 의존성은 보이지 않고 평균값 $2.133 \times 10^{-7} mS/mm$ 을 중심으로 불규칙하게 분포되었다. 드레인 단 전류잡음원의 등가잡음 컨덕턴스 G_{no} 의 추출 값을 그림 6(a)에 도시하였다.

표 1. 소신호 모델 파라미터를 드레인 전류비(x)와 게이트 폭(UGW*NGF)의 함수로 표현

Model Parameters		Model Equations
Intrinsic Parameters	$C_{gs}[fF]$	$(-0.5504x^2 + 0.9767x + 0.5248) * UGW * NGF + 18.7454$
	$C_{gd}[fF]$	$(-0.0771x + 0.1666) * UGW * NGF + 4.2982$
	$C_{ds}[fF]$	$(-0.0391x^2 + 0.0576x + 0.2951) * UGW * NGF + 4.0635$
	$R_i[\Omega]$	$(-354.97x^2 + 418.89x + 402.44) / (UGW * NGF) + 0.2695$
	$G_m[S]$	$10^{-3} / (0.365 / x + 1.4412) * UGW * NGF$
	$G_{ds}[S]$	$10^{-3} ((-0.0578x^2 + 0.0735x + 0.0192) * UGW * NGF - 1.4846)$
	$\tau [psec]$	$1 / (-4.6566x^2 + 6.2758x + 1.0821)$
Extrinsic Parameters	$R_s[\Omega]$	$52.915 / (UGW * NGF) + 0.493$
	$R_g[\Omega]$	$0.0619 * UGW / NGF - 0.2975$
	$R_d[\Omega]$	$674.55 / (UGW * NGF) + 0.0415$
	$L_s[pH]$	2.09
	$L_d[pH]$	13.69

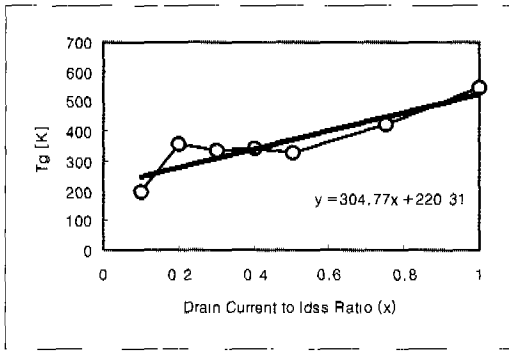
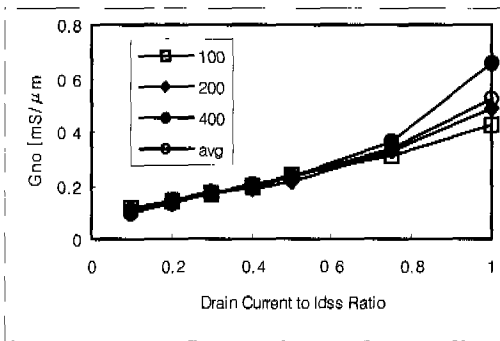
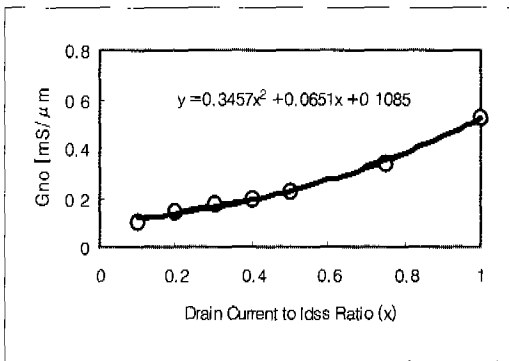


그림 5. (b) T_g 에 대한 x 의 1차식



(a)



(b)

그림 6. (a) 등가잡음 컨덕턴스 G_{no} 와 (b) G_{no} 에 대한 x 의 2차식

여기서, 기호 □는 게이트 폭이 $100\mu m$, 기호 ◆는 게이트 폭이 $200\mu m$, 기호 ●는 게이트 폭이 $400\mu m$ 인 P-HEMT의 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 75%, 100% I_{dss} 의 드레인 전류에서 추출한 G_{no} 를 게이트 폭으로 정규화 시킨 값으로 보여주고 있다. 또한 기호 ○는 이들의 평균값을 의미한다. 그림

6(b)에서 보는 바와 G_{no} 의 평균값은 x 의 2차식으로 근사시켰다.

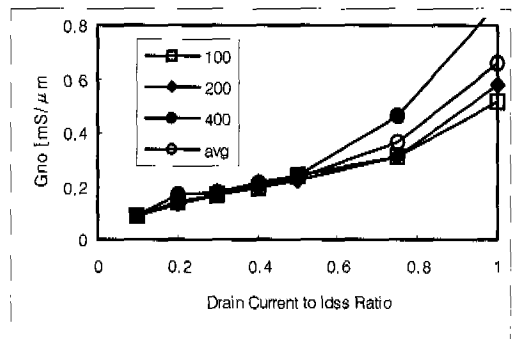
따라서 추출된 잡음 모델정수 T_g , G_{ni} , G_{no} 를 드레인 포화전류에 대한 드레인 전류의 비율 x 와 게이트 폭의 함수로 표현하면 표 2와 같다.

표 2. 잡음 모델 파라미터를 드레인 전류비(x)와 게이트 폭 ($UGW*NGF$)의 함수로 표현

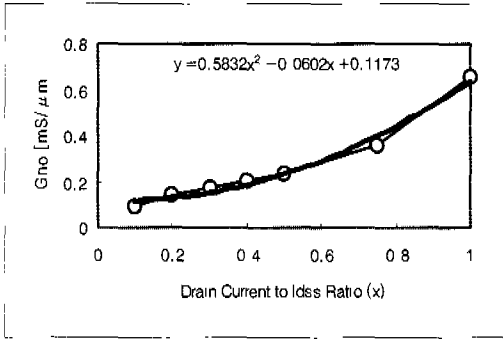
Noise Model Parameters	Model Equations
T_g [K]	$304.77x + 220.31$
G_{ni} [mS]	$2.1333 * 10^{-7} * UGW * NGF$
G_{no} [mS]	$(0.3457x^2 + 0.0651x + 0.1085) * UGW * NGF$

잡음 모델 정수 중에서 전체 회로의 잡음 파라미터에 영향이 작은 부분을 생략하면 잡음모델을 더욱 간단하게 할 수 있다. 그림 5(b)을 살펴보면 $x=0.1(10\% I_{dss})$ 과 $x=1(100\% I_{dss})$ 를 제외하면 T_g 의 x 에 대한 의존성이 작으므로 이들의 단순 평균값을 구해보면 358K이며 G_{ni} 는 무시할 수 있을 정도로 작으므로 무시할 수 있다. 따라서, T_g 를 300K로 가정하고 $G_{ni} = 0$ 이라 가정하여 각각의 크기와 바이어스에서 측정된 잡음 파라미터에 잘 맞추는 G_{no} 만을 다시 추출하면 바이어스전류의 변화와 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 잡음 모델의 구현이 더욱 쉬워진다. Libra를 이용하여 구한 G_{no} 는 그림 7(a)와 같으며 이의 맞춤함수는 그림 7(b)에 표현하였으며 다음과 같은 x 의 2차식으로 주어진다.

$$G_{no} = (0.5832x^2 - 0.0602x + 0.1173) * UGW * NGF$$



(a)

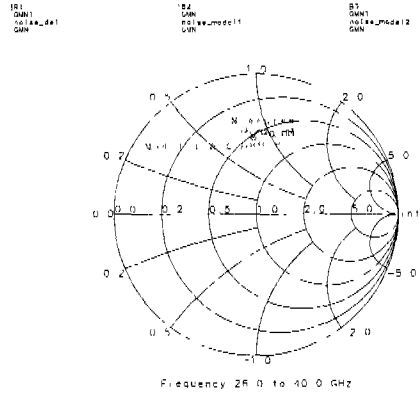


(b)

그림 7. (a) 동가잡음 컨덕턴스 G_{no} 와 (b) G_{no} 에 대한 x 와 2차식 ($T_g=300K$, $G_{ni}=0$ 이라 가정)

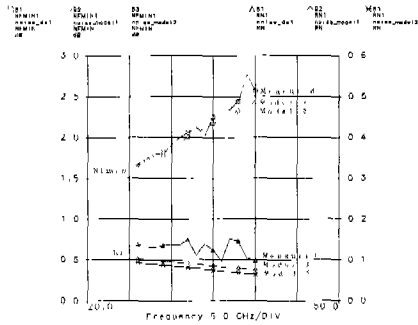
IV. 측정 잡음 파라미터와 잡음 모델 비교

본 논문에서 제안한 잡음 모델의 타당성을 검증하기 위해 게이트 폭이 $100\mu m$ ($NGF=2$)인 경우 드레인 전압 2V일 때 30% I_{dss} 의 드레인 전류에서 26~40GHz범위에서 측정된 잡음지수(NF_{min})와 잡음저항(R_n)을 그림 8(a)에 입력단 최적 반사계수 Γ_{opt} 은 그림 8(b)에 각각의 모델값과 비교하였다. 게이트 폭이 $400\mu m$ ($NGF=8$)인 경우 75% I_{dss} 의 드레인 전류에서 26~40GHz범위에서 측정된 잡음지수(NF_{min})와 잡음저항을 그림 9(a)에 Γ_{opt} 은 그림 9(b)에 모델값과 비교하였다. 그림 8과 9에서 model-1은 잡음 모델정수 T_g , G_{ni} , G_{no} 를 포함하는 경우이며 model-2는 G_{no} 만을 갖는 모델이다.

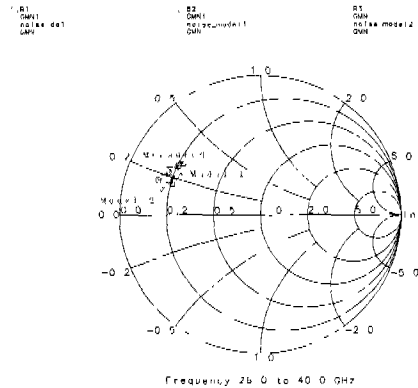


(b) Gamma Opt

그림 8. $NGF=2$, $V_{ds}=2V$, 30% I_{dss} 일 때 잡음모델과 측정 잡음 파라미터 비교

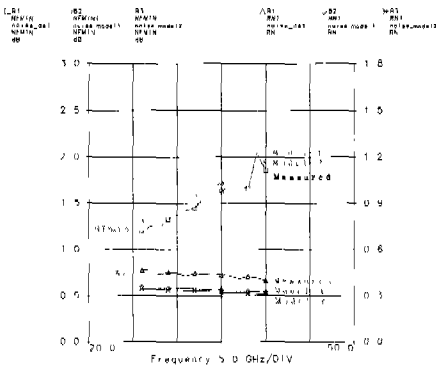


(a) F_{min} 과 R_n



(b) Gamma Opt

그림 9. $NGF=8$, $V_{ds}=2V$, 75% I_{dss} 일 때 잡음모델과 측정 잡음 파라미터 비교



(a) F_{min} 과 R_n

그림 8과 9에서 보는 바와 같이 model-1과 model- 2의 차이가 무시할 정도이며, 잡음모델로 계산한 결과와 측정결과가 잘 일치함을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 사용한 P-HEMT의 경우에는 하나의 잡음 모델정수 G_{no} 만을 사용하여 잡음 파라미터의 주파수 특성 뿐 아니라 드레인 전류 및 게이트 폭의 변화에 따른 잡음 파라미터 특성을 예측할 수 있음을 알 수 있다.

V.결론

드레인 바이어스 전류의 변화 및 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 잡음모델을 생성하기 위해 게이트 길이가 $0.2\mu m$ 이며 단위 게이트 폭이 $50\mu m$ 으로 게이트 가지수가 2, 4, 8로 총 게이트 폭이 각각 $100\mu m$, $200\mu m$, $400\mu m$ P-HEMT를 드레인 전압 2V에서 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 75%, 100% I_{dss} 의 드레인 전류에서 26~40GHz범위의 S-파라미터와 잡음 파라미터를 측정하였다. 각 바이어스에서 측정된 S-파라미터로부터 추출한 소신호 파라미터중에서 intrinsic 파라미터의 게이트 폭에 대한 의존성은 일반적으로 알려져 있는 바와 달리 게이트 폭에 단순 비례 또는 반비례하는 관계를 사용하기보다는 offset를 고려함으로써 측정 값과 잘 일치시킬 수 있음을 알 수 있었다. 그러므로, intrinsic 파라미터는 게이트 폭에 대해 스케일링이 가능한 식으로 표현하기 위해, τ 를 제외한 intrinsic 파라미터값들은 offset를 뺀 후 정규화 시켰으므로 게이트 폭을 곱한 후에 offset 만큼 더해 주어 소신호 파라미터를 게이트 폭과 드레인 포화전류에 대한 드레인 전류의 비율 x 의 변수로 하는 맞춤함수를 구하였다.

회로 시뮬레이터 Libra의 최적화 기능을 이용하여 측정된 잡음 파라미터를 fitting시키는 잡음 모델정수 T_g , G_{ni} , G_{no} 를 추출하여 게이트 폭과 x 의 함수로 잡음모델을 도출하였다. 진성저항 잡음 온도 T_g 는 드레인 전류와 게이트 폭에 관계없이 주변은 도와 유사한 값의 상수로 볼 수 있으며 게이트 단 전류 잡음원 등가잡음 컨덕턴스 G_{ni} 는 회로 특성에 영향을 미치지 않을 정도의 작은 값이다. 그러므로, G_{no} 만을 잡음 모델정수로 하는 잡음모델과 T_g , G_{ni} , G_{no} 를 잡음 모델정수로 하는 잡음모델을 비교하여 본 결과 G_{no} 만을 갖는 잡음모델도 세계의 잡음원을 포함하는 모델만큼 측정 잡음 파라미터와 잘 일치함을 보여주었다. 따라서, 잡음모델 도출이 간단한

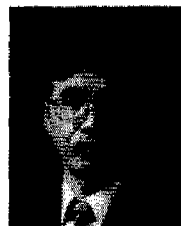
드레인 전류 잡음원의 등가잡음 컨덕턴스 G_{no} 만을 갖는 잡음모델을 게이트 폭과 바이어스 전류에 대해 스케일링이 가능한 실용적인 P-HEMT의 잡음모델로 제안하였다. 또한, 본 잡음모델은 측정된 S-파라미터와 잡음 파라미터의 맞춤 함수로부터 생성되므로 P-HEMT 소자구조나 공정에는 무관할 것으로 판단된다.

참고 문헌

- [1] M.W. Pospieszalski, "Modeling of noise parameter of MESFETs and MODFETs and their frequency and temperature dependence", IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol.37, no.9, pp. 1340-1350, Sept. 1989.
- [2] A. Cappy, "Noise modeling and measurement techniques", IEEE Trans. Micro-wave Theory Tech., vol.36, no.1, pp.1-10, Jan. 1988.
- [3] R. Reuter, S. Van Waasen, F.J. Tegude, "A new noise model of HFET with special emphasis on gate-leakage", IEEE Trans.on Electron Device Letters, vol.16, no.2, pp.74-76, Feb. 1995.
- [4] 안상현, 윤경식, 이창석, 맹성재, 이진희, 박철순, "IMD 특성을 고려한 LMDS용 저잡음 증폭기 MMIC 설계", 한국통신학회 1998년도 추계 종합학술대회 논문집(하),pp.1391-1394, 1998.
- [5] 윤경식, "고주파 소자 모델링에 관한 연구", 고려대학교, 1998.

윤 경 식(Kyung-Sik Yoon)

정회원



1971년 2월 : 서울대학교 공과대학 졸업

1977년 7월 : Louis Pasteur de Strasbourg대학 D.E.A.

1988년 8월 : Utah대학교 전자공학과 박사

1978년 5월~1982년 9월 : 한국 해양연구소 해양기
기설 실장

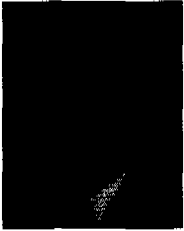
1988년 9월~현재 : 고려대학교 전자 및 정보공학부
교수

<주관심 분야> 반도체소자 모델링, 초고주파회로 설계

1985년 2월~1999년 1월 : 한국전자통신연구원 책임 연구원
1999년 2월~현재 : 한국정보통신대학원대학교 공학부 부교수

이 창 석(Chang-Seok Lee)

정회원



1984년 2월 : 경북대학교 전자공학과 학사
1986년 2월 : 한국과학기술원 전기 전자공학과 석사
1996년 2월 : 한국과학기술원 전기 전자공학과 박사

<주관심 분야> 초고주파집적회로

1986년 2월~1998년 3월 : 한국전자통신연구원 책임연구원

1998년 4월~현재 : 대전산업대학교 정보통신공학과 조교수

1999년 7월~현재 : (주)rfss 기술이사 겸임

<주관심 분야> 고주파 집적회로 설계

맹 성 재(Sung-Jae Maeng)

정회원

1984년 2월 : 서울대학교 무기 재료 공학과 졸업

1986년 2월 : 한국과학기술원 재료공학과 석사

1996년 2월 : 한국과학기술원 재료공학과 박사

1986년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원

<주관심 분야> MMIC 설계 및 제작

이 진 회(Jin-Hee Lee)

정회원

1980년 2월 : 영남대학교 물리학과 졸업

1982년 2월 : 영남대학교 물리학과 석사

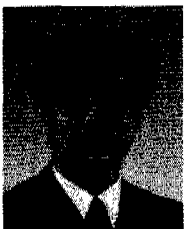
1987년 2월 : 영남대학교 물리학과 박사

1984년 7월~현재 : 한국전자통신연구원 책임연구원

<주관심 분야> HEMT 소자 제작, MMIC 공정 및 설계

박 철 순(Chul Soon Park, 朴喆淳)

정회원



1980년 2월 : 서울대학교 금속공학과 졸업

1982년 2월 : 한국과학기술원 재료공학과 석사

1985년 2월 : 한국과학기술원 재료공학과 박사