

論文99-36D-1-6

## 0.25 $\mu$ m T형 게이트 P-HEMT 제작 및 특성 평가와 MMIC 저잡음 증폭기에 응용

(Fabrication and characterization of the 0.25 $\mu$ m T-shaped gate P-HEMT and its application for MMIC low noise amplifier)

金炳奎\*, 全英珍\*, 丁潤夏\*

(Byung-Gyu Kim, Young-Jin Jeon, and Yoon-Ha Jeong)

### 요 약

본 논문에서는 0.25 $\mu$ m T형 게이트 P-HEMT의 제작 및 특성 평가를 하였고, 제작된 P-HEMT를 X-밴드용 3단 MMIC 저잡음 증폭기 설계에 응용하였다. 제작된 P-HEMT의 DC 특성은 최대 외인성 전달 컨덕턴스가 400mS/mm이고, 최대 드레인 전류는 400mA/mm이었다. RF 및 잡음 특성은 전류 이득 차단 주파수( $f_T$ )가 65GHz이고, 주파수 9GHz에서 최소 잡음 지수는 0.7dB, 관련 이득은 14.8dB이었다. 이때의 바이어스 조건은  $V_{ds}$ 가 2V이고,  $I_{ds}$ 는 60% $I_{dss}$ 이었다. 저잡음 증폭기 설계에 있어서, 회로 Topology는 인덕턴스 직렬 궤환(Series Feedback)으로 쇼트 스텐브(Short Stub)를 사용하였다. 이때 최적의 쇼트 스텐브 길이를 찾기 위해, 직렬 궤환에 의한 잡음 지수와 이득 특성, 그리고 안정성에 대한 영향을 조사하였다. 설계된 회로의 특성은 주파수 8.9-9.5GHz에서 이득이 33dB이상, 잡음 지수가 1.2dB이하, 그리고 입출력 반사 계수가 각각 15dB와 14dB이하로 우수한 성능을 보였다. 따라서 제작된 소자가 고이득 X-밴드용 저잡음 증폭기에 매우 적합한 소자임을 확인할 수 있었다.

### Abstract

0.25 $\mu$ m T-shaped gate P-HEMT is fabricated and used for design of X-band three stage monolithic microwave integrated circuit(MMIC) low noise amplifier(LNA). The fabricated P-HEMT exhibits an extrinsic transconductance of 400mS/mm and a drain current of 400mA/mm. The RF and noise characteristics show that the current gain cut off frequency is 65GHz and a minimum noise figure(NFmin) of 0.7dB with an associated gain of 14.8dB at 9GHz. In the design of the three stage LNA, we have used the inductive series feedback circuit topology with the short stub. The effects of series feedback to the noise figure, the gain, and the stability have been investigated to find the optimal short stub length. The designed three stage LNA showed a gain of above 33dB, a noise figure of under 1.2dB, and a input/output return loss of under 15dB and 14dB, respectively. The results show that the fabricated P-HEMT is very suitable for a X-band LNA with high gain.

### I. 서 론

\* 正會員, 浦項工科大学校 電子電氣工學科  
(Dept. of Electronic and Electrical Engineering,  
POSTECH)

接受日字:1998年9月8日, 수정완료일:1998年12月23日

MMIC(Microwave Monolithic Integrated Circuit)들 중 저잡음 증폭기(Low Noise Amplifier: LNA)는 통신 시스템의 수신부 중 제일 앞 단에 위치하는 부품으로 전체 수신부의 입력 반사 손실(Input

Return Loss)과 잡음 지수(Noise Figure)를 결정한다. 그리고 저잡음 증폭기의 뒤를 따르는 여러 부품들이 전체 수신부의 잡음 지수에 주는 영향을 줄이기 위해서, 충분히 큰 이득(Power Gain)을 가져야 한다. 따라서 저잡음 증폭기에 사용되는 능동 소자들은 초고주파 대역에서 낮은 잡음 지수와 큰 이득을 가져야 한다.<sup>[1]</sup>

현재 HEMT(High Electron Mobility Transistor)가 저잡음 증폭기의 능동소자로서 널리 사용되고 있다. 특히 P-HEMT(Pseudomorphic HEMT)는 채널층을 GaAs보다 밴드갭이 작은 InGaAs를 사용함으로써, 양자 우물(Quantum Well)에서의 전자 구속력을 좋게 하여 Conventional AlGaAs/GaAs HEMT 보다 더 큰 면전하 밀도와 전자 이동도(Electron Mobility)를 얻을 수 있어서, 초고주파, 밀리미터파 저잡음 증폭기용으로 가장 각광 받고 있는 능동 소자이다. 그리고, 큰 이득과 작은 잡음 지수를 얻기 위해서는 게이트 길이를 줄이는 것이 필수적인데, 이 경우 게이트 단면적 감소로 인한 기생 저항의 증가로 잡음 지수를 충분히 낮추기 힘들게 된다. 이런 문제를 해결하기 위해, T형 게이트를 이용하는 것이 일반적이다.<sup>[2-4]</sup> 본 연구에서는 전자 이동도를 향상시키기 위해 도핑이 되지 않은 Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As층에 Si 델타 도핑된(Si-delta doped) GaAs층을 삽입하였다.<sup>[5]</sup> 그리고 이득과 잡음 지수를 더욱 개선하기 위해서, 게이트 길이를 0.25 $\mu$ m로 줄였고, 다층 레지스트(Multilevel Resist)를 이용해서 T형 게이트를 제작하였다.

한편, 저잡음 증폭기의 요구 조건인 낮은 잡음 지수와 낮은 입력 반사 손실은 서로 상충(Trade-off)관계를 갖는다. 즉, 잡음 지수를 낮추기 위해서 잡음 정합(Noise Matching)을 할 경우, 입력 반사 손실이 커지게 되고, 반면 입력 반사 손실을 낮추기 위한 입력 전력 정합(Input Power Matching)을 할 경우는, 반대로 잡음 지수가 커지게 된다. 하지만, 능동소자의 소오스단에 직렬 케환(Series Feedback)을 삽입함으로써, 잡음 정합과 입력 전력 정합을 동시에 이룰 수 있고, 회로의 안정성도 증가시킬 수 있다.<sup>[6-8]</sup> 본 연구에서는 먼저, 제작된 P-HEMT의 소오스단에 직렬 케환으로써 쇼트 스텐브(Short Stub)를 삽입한 후, 쇼트 스텐브의 길이를 변화시키면서 나타나는 특성을 분석해서 최적의 쇼트 스텐브의 길이를 결정하였다. 그리고 각 단의 정합점을 결정하기 위해 LNA의 요구 조건인 입력 전력 정합의 조건에서, 설계에 관계된 모

든 파라미터(Parameter)들을  $\Gamma_S$ -Plane으로 옮겨, 설계의 용이성을 확보하였다.<sup>[9-10]</sup> 다음, 각 정합점을 결정 후, 주파수 8.9-9.5GHz에서 동작하는 3단 저잡음 증폭기를 설계하였다.

## II. 0.25 $\mu$ m T형 게이트 Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As /In<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As P-HEMT 제작 및 특성

Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As/In<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As P-HEMT 제작에 사용된 에피층(Epi-layer)은 저압 유기기상성장법(Low-Pressure Metal Organic Chemical Vapor Deposition : LP-MOCVD)를 이용하여 결정 성장한 것으로, 그 구조는 그림 1과 같다.

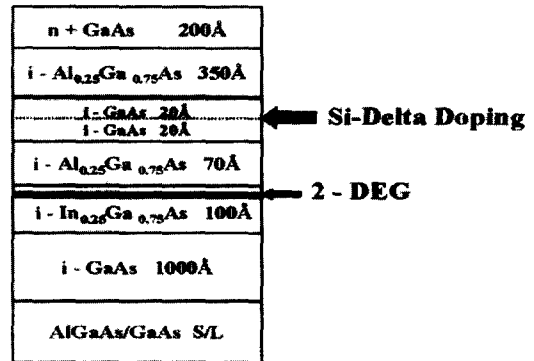


그림 1. 저압 유기기상성장법(LP-MOCVD)을 이용하여 성장시킨 Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As/In<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As P-HEMT의 에피구조

Fig. 1. The epitaxial structure of the Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As/In<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As P-HEMTs grown by LP-MOCVD.

에피 구조의 안정화를 위해, 가장 아래에 AlGaAs/GaAs 초격자(SuperLattice)구조를 사용하였고, 그 위에 버퍼층으로 GaAs를 1000Å성장시켰다. 채널층으로 이용된 InGaAs층은 전자 이동도와 면전하 밀도를 고려하여, In의 몰분율을 0.25로 하였고, 그 두께는 임계 두께를 고려하여 100Å으로 하였다. 채널층 위에 i-AlGaAs(70Å), i-GaAs(20Å), i-AlGaAs(350Å) 순으로 성장시키고, i-GaAs층에는 Si 델타 도핑을 함으로써, 높은 2-DEG 밀도와 전달 컨덕턴스(Transconductance), 그리고 높은 항복전압(Break-down Voltage) 등을 얻을 수 있도록 했다. 맨 위층에는 음성 접촉(Ohmic Contact)을 좋게 하기 위해,

$n^+$  GaAs(200Å)층을 성장시켰다. Hall 측정으로, 성장시킨 에피층의 전자 이동도와 면전하 밀도는 온도가 300K일 때, 각각  $7300\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ 와  $2.0 \times 10^{12}/\text{cm}^2$ 이었다.<sup>[5]</sup>

소자 제작 공정으로는, 먼저 소자간의 격리를 위하여 메사 에칭을 하였다. 에칭 용액으로  $\text{H}_3\text{PO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 : \text{H}_2\text{O} = 1 : 1 : 25\text{ml}$ 를 이용하여 50초간 에칭 하였다. 음성 접촉을 위해 AuGe/Ni/Au를 각각 1000Å/280Å/1800Å로 증착한 후, RTP(Rapid Thermal Processor)를 이용하여, 440°C에서 30초간 합금(Alloy)을 하였다. 그 다음 전자빔(Electron Beam)에 대한 민감도(Sensitivity)가 다른 두 레지스트(Resist)를 이용하여, T형 게이트 패턴을 형성하였다. 두 레지스트 중 실질적인 게이트 길이를 형성하는 레지스트에 PMMA(Poly Methyl Meth Acrylate)를 사용하였고, 게이트의 기생 저항을 줄이기 위해서, PMMA위에 Copolymer(Methyl Methacrylate and Methacrylic Acid)를 사용하였다. 이때 사용되는 Copolymer는 PMMA보다 4배정도 더 높은 민감도를 가지고, 열적으로도 안정하다. 전자빔을 조사 후, 패턴의 현상(Develop)을 MIBK : IPA = 1 : 1의 용액에서 25초, MIBK : IPA = 1 : 3에서 30초간 행하였다. 채널 전류를 조절하기 위해,  $\text{H}_3\text{PO}_4 : \text{H}_2\text{O}_2 : \text{H}_2\text{O} = 3 : 1 : 80\text{ml}$ 용액을 이용하여, 리세스(Recess)공정을 하였고, 마지막으로 쇼트키 접촉(Schottky Contact)을 위해 Ti/Pt/Au = 350Å/200Å/3500Å을 전자빔 증착기를 이용하여 진공 증착 하였다.



그림 2. GaAs위에 PMMA와 Copolymer에 의해 형성된 0.25  $\mu\text{m}$  T형 게이트

Fig. 2. The 0.25  $\mu\text{m}$  T-shaped gate on GaAs formed by PMMA/Copolymer.

일반적으로 P-HEMT는 게이트의 길이가 감소할수록 잡음이 줄어들고, 이득도 증가하게 된다. 그러나 게이트 길이가 감소하게 되면, 게이트의 단면적이 감소하게 되어 게이트의 기생 저항이 증가하게 된다. 특히 0.5  $\mu\text{m}$ 이하가 되면 증가된 게이트 기생 저항이 소자의 잡음 특성에 큰 영향을 미치게 되므로, 게이트 기생 저항의 영향을 줄이기 위해 게이트 위 부분의 단면적을 증가시키는 T형 게이트를 이용한다.<sup>[4]</sup> 제작된 T형 게이트를 그림 2에 나타내었다.

제작된 능동 소자(0.25  $\times$  75  $\mu\text{m}^2$  P-HEMT)의 직류(DC)특성으로, 전류-전압(I-V) 곡선과 게이트 전압에 따른 외인성 전달 컨덕턴스(Extrinsic Transconductance)와 드레인 전류 밀도를 HP4145B 장비로 측정하였고, 측정된 결과를 그림 3에 나타내었다. 최대 외인성 전달 컨덕턴스는 400mS/mm이고, 최대 드레인 전류 밀도는 400mA/mm이었고, 핀치 오프(Pinch-off) 특성이 좋아, 출력 컨덕턴스가 매우 작았다.

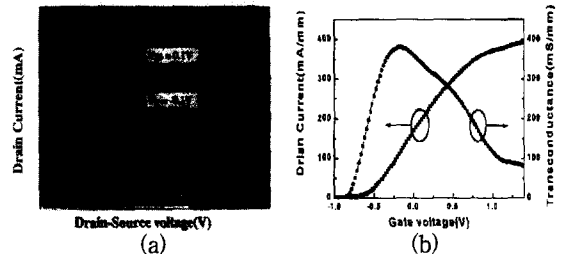


그림 3. (a) 제작된 P-HEMT소자들의 전류-전압 곡선 (b) 2V의 드레인 전압에서 제작된 소자의 게이트 전압에 따른 전달 컨덕턴스와 드레인 전류 곡선

Fig. 3. (a) Drain current-voltage characteristics of the fabricated P-HEMTs (b) Measured extrinsic transconductance and drain current of the P-HEMTs for fixed drain voltage of 2V

제작된 소자의 산란 파라미터(Scattering parameter : S-parameter)들은 드레인 전압( $V_{ds}$ )을 2V로 가한 상태에서, 게이트 바이어스 전압( $V_{gs}$ )을 0V에서 -0.5V까지 변화 시키면서 HP-8510B Network Analyser 장비로 측정하였다. 측정된 산란 파라미터들 중,  $V_{gs}$ 를 -0.2V(60%  $I_{dss}$ )로 인가해서 측정된 결과로 제작된 P-HEMT의 소신호 등가 모델을 CAD 프로그램인 HP-MDS(Microwave Design System)을 이용해서 추출하였다. 추출한 소신호 등가 모델과

그 파라미터 값들을 각각 그림 4에 나타내었다. 측정된 산란 파라미터로 얻어진 전류 이득( $H_{21}$ )을 -6dB/octave의 기울기로 보외법(Extrapolarization)을 이용해서 얻은 전류 이득 차단 주파수( $f_T$ )는 65GHz이었다. 이 결과는 게이트의 길이가 비교적 길어도 얻어진 전류 이득 차단 주파수는 최근에 보고된 결과에 비교할 만 하였다.<sup>[11]</sup>

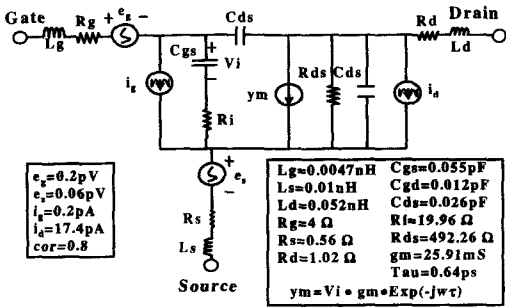


그림 4. 제작된 P-HEMT의 잡음원들을 포함한 소신호 등가 모델과 각 파라미터들의 값  
 Fig. 4. Small signal equivalent circuit including noise sources and parameters value of the fabricated P-HEMT.

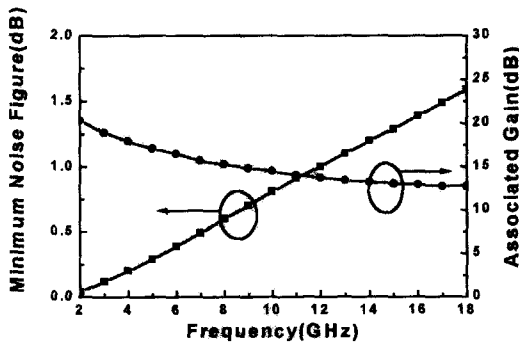


그림 5. 60% Idss에서 측정된 P-HEMT의 최소 잡음 지수와 관련 이득  
 Fig. 5. Measured minimum noise figure and associated gain of the P-HEMTs at 60% Idss.

그리고 같은 바이어스 상태에서 측정된 잡음 지수와 관련 이득을 그림 5에 나타내었다. 주파수가 9GHz일 때, 최소 잡음 지수는 0.7dB이고, 관련 이득은 14.8dB을 나타내었다. 측정된 잡음 파라미터들( $N_{fmin}$ ,  $R_n$ ,  $opt$ ) 값들을 이용해서 제작된 P-HEMT의 잡음원(Noise Source)들 값을 구하였다. 이때 A. Gasmi et al<sup>[12]</sup>가 제안한 방법을 이용해서 잡음 전류원(Noise Current Source)들과 상호 관계 계수(Correlation

Coefficient)의 초기값을 구한 후, CAD 프로그램인 HP-MDS를 이용해서 최적화 하여, 최종적인 크기를 구하였다. 그 값들은 소신호 등가 모델과 함께 그림 4에 나타내었다.

제작된 0.25  $\mu\text{m}$  T형 게이트 P-HEMT의 특성들과 D. Scherrer et al.<sup>[12]</sup>에 의해 보고된 0.25  $\mu\text{m}$  T형 게이트 MESFET과 P-HEMT의 특성들을 표 1에 나타내었다. 제작된 P-HEMT가 다른 것과 비교시 이득이 크을 알 수 있기 때문에, 고이득의 저잡음 증폭기 설계에 응용할 수 있을 것이라 생각된다.

표 1. 제작된 P-HEMT와 보고된 같은 게이트 길이를 가지는 MESFET과 P-HEMT와의 특성 비교

Table 1. Comparison the fabricated P-HEMT with reported MESFET and P-HEMT having same gate length.

Characterization	The fabricated P-HEMT	The reported MESFET	The reported P-HEMT
Transconductance (gm)	400mS/mm	350mS/mm	500mS/mm
Current gain cut off frequency ( $f_T$ )	65GHz	61GHz	70GHz
Minimum Noise Figure ( $N_{fmin}$ ) (10GHz)	0.81dB	0.7dB	0.7dB
Associated Gain (10GHz)	14.4dB	12dB	12dB

### III. 직렬 레환 (Series Feedback)에 의한 P-HEMT의 특성변화

일반적인 P-HEMT에서 잡음 정합을 할 경우, 이득 정합을 이룰 수 없게 되어, 입력 반사 손실이 증가하게 된다. 그러나 저잡음 증폭기에서는 입력 반사 손실이 작아야 되기 때문에, 잡음 정합과 이득 정합을 동시에 이루어져야 한다. 그래서 가장 많이 사용되는 방법이, P-HEMT의 소오스단에 인덕턴스를 삽입하는 직렬 레환 회로를 많이 사용하는 것이다.<sup>[6-8]</sup> 그런데, 인덕턴스를 구현하기 위해 인덕터와 같은 Lumped Element를 이용할 수 있으나, 주파수가 X밴드에서는 인덕터의 기생 저항 성분이 회로에 영향을 주게 되므로, 본 논문에서는 인덕터 대신 쇼트 스테르브를 사용하였다. 쇼트 스테르브의 길이의 변화에 따른 P-HEMT의 특성 변화를 표 2에 나타내었다. 이때 쇼트 스테르브에

마이크로스트립 트랜스미션 라인(Microstrip Transmission Line)을 이용하였고, 그 조건은 넓이가 22 μm, 두께가 3 μm, 기판의 두께는 150 μm로 하였다.

표 2에서 알 수 있듯이 쇼트 스텐브의 길이가 증가함에 따라, 최소 잡음 지수와 잡음 저항이 감소함을 알 수 있었다. 잡음 저항이 감소한다는 것은, 부정합(Mismatching)에 따른 잡음의 변화가 줄어든다는 의미이다.

표 2. 주파수가 9GHz때 쇼트 스텐브(W=22 μm)의 길이에 따른 P-HEMT의 특성 변화

Table 2. Variation of the P-HEMT characteristics as varying length of short stub(W=22 μm) at 9GHz.

Short Stub Length (μm)	S <sub>11</sub> *	Γ <sub>opt</sub>	NF <sub>min</sub> (dB)	R <sub>n</sub> (Ohm)	G <sub>a</sub> (dB)	K-factor
0	0.950 ∠ 25.8	0.830 ∠ 15.0	0.700	54	14.8	0.259
150	0.901 ∠ 24.7	0.825 ∠ 15.0	0.698	52.2	14.0	0.496
300	0.864 ∠ 22.8	0.821 ∠ 15.0	0.695	50.5	13.4	0.695
450	0.839 ∠ 20.5	0.816 ∠ 15.0	0.693	48.8	12.8	0.838
600	0.826 ∠ 18.0	0.810 ∠ 15.0	0.691	47.2	12.3	0.928
750	0.822 ∠ 15.7	0.805 ∠ 14.9	0.688	45.5	11.8	0.979
900	0.825 ∠ 13.7	0.799 ∠ 14.9	0.686	43.9	11.3	1.007
1050	0.832 ∠ 11.9	0.793 ∠ 14.8	0.684	42.2	10.9	1.020
1200	0.843 ∠ 10.5	0.785 ∠ 14.6	0.682	40.5	10.4	1.025

다음 최적의 쇼트 스텐브의 길이를 결정하기 위해서 Albinsson<sup>[9]</sup>과 Chang<sup>[10]</sup>이 제안한 방법, 즉 설계에 관계된 모든 파라미터를 Γ<sub>s</sub>-Plane이나 Γ<sub>L</sub>-Plane 한 쪽으로 옮겨, 직렬 케환에 따른 특성 변화를 살펴 보았다. 먼저 Two-port 소자의 잡음 지수와 입력 임피던스는 아래의 두식으로 표현할 수 있다.<sup>[13]</sup>

$$F = F_{mim} + \frac{4r_n \Gamma_x - \Gamma_{opt}^2}{(1 - |\Gamma_x|^2)(1 + \Gamma_{opt}^2)} \quad (1)$$

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (2)$$

식 (1)에서 잡음 지수는 부하 반사 계수(Γ<sub>L</sub>)에 영향을 받지 않는데 비해, 식 (2)에서 입력 반사 계수(Γ<sub>in</sub>)는 Γ<sub>L</sub>의 함수임을 알 수 있다. 따라서 식 (3)과 같이 입력 정합과 잡음 정합을 동시에 만족할 수 있는 Γ<sub>L</sub>이 존재하게 된다. 그러나 대부분의 P-HEMT 경우, 식 (3)을 만족하는 Γ<sub>L</sub>는 음의 실수값을 가져, 구

현 할 수가 없게 된다.

$$\Gamma_{in}(\Gamma_L) = (\Gamma_{opt})^* \quad (3)$$

이런 문제는 앞에서 설명했듯이 직렬 케환을 삽입하면 해결할 수 있다. 그러나 S<sub>12</sub>가 0이 아닌 양방향(Bilateral)한 설계에서는, 직렬 케환에 의한 Γ<sub>s</sub>-Plane과 Γ<sub>L</sub>-Plane상의 파라미터(이득 특성, 입출력 임피던스, 잡음 정합점, 안정성등) 변화를 정확히 고찰하기 힘들다. 따라서 본 논문에서는, 설계에 관계된 모든 파라미터를 Γ<sub>s</sub>-Plane이나 Γ<sub>L</sub>-Plane 한 쪽으로 옮겨, 직렬 케환에 따른 특성 변화를 살펴 보았다. 식 (4)과 식(5)는 입력 정합과 출력 정합의 조건에서 Γ<sub>s</sub>와 Γ<sub>L</sub>의 관계식을 보여준다.<sup>[13]</sup>

$$\Gamma_s^* = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{11} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (4)$$

$$\Gamma_L^* = \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{11} S_{21} \Gamma_s}{1 - S_{11} \Gamma_s} \quad (5)$$

특히, 식 (4)는 입력 정합의 조건에서 Γ<sub>s</sub>와 Γ<sub>L</sub>이 쌍선형 변환(Bilinear Transformation)관계가 있음을 보여주는 것으로, 입력 정합과 잡음 정합을 동시에 만족해야 하는 저잡음 증폭기의 첫째 단 설계에 특히 유용하다. 그림 6은 식 (4)을 이용하여, 주파수가 9GHz 때 쇼트 스텐브의 길이(L=0, 300, 600, 900 μm)에 따른 Γ<sub>L</sub>-Plane의 단위원(|Γ<sub>L</sub>|=1)과 Γ<sub>opt</sub>의 변화를 Γ<sub>s</sub>-Plane에 나타내고 있다.

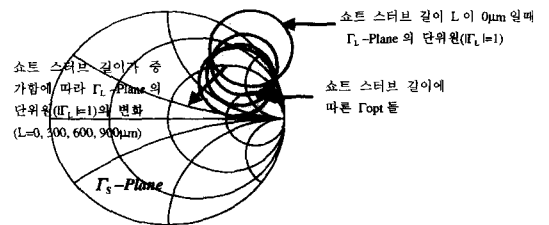


그림 6. 주파수가 9GHz때 입력 정합 조건에서 P-HEMT 소오스단의 쇼트 스텐브(W=22 μm) 길이에 따른 |Γ<sub>L</sub>|=1 원과 Γ<sub>opt</sub>의 변화  
Fig. 6. Variation of |Γ<sub>L</sub>|=1 circle and Γ<sub>opt</sub> as varying length of short stub(W=22 μm) at the condition of input matching at 9GHz.

그림 6에서 볼 수 있듯이, P-HEMT 소오스 단에 직렬 쇼트 스텐브를 삽입하지 않은 경우, Γ<sub>opt</sub>이 |Γ<sub>L</sub>|=1원 밖에 있어서, 식을 만족하는 Γ<sub>L</sub>은 음의 실

수값을 가져야 함을 알 수 있었다. 그리고 쇼트 스테르브의 길이가  $600\mu\text{m}$  이상이 될 때부터,  $\Gamma_{\text{opt}}$ 이  $|\Gamma| = 1$  원 안으로 들어오는 것을 알 수 있었다. 그러나 K-factor가 쇼트 스테르브의 길이가  $600\mu\text{m}$  때는 1보다 크지 않기 때문에, 회로의 안정성을 고려해서, 최종적으로 적절 제한으로서 쇼트 스테르브의 길이를  $900\mu\text{m}$  으로 결정하였다.

#### IV. X밴드용 3단 P-HEMT 저잡음 증폭기의 설계

다단 증폭기에서 전체 회로의 잡음 지수는 다음의 Friss' 공식으로 계산 할 수 있다.<sup>[13]</sup>

$$F_{\text{TOT}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \frac{F_4 - 1}{G_{A1}G_{A2}G_{A3}} + \dots \quad (6)$$

$F_n$ : n번째 단의 잡음지수  $G_{AN}$ : n번째 단의 가용 이득

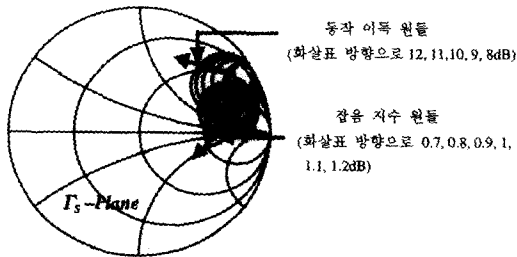


그림 7. 주파수가 9GHz때 입력 정합 조건에서  $\Gamma_S$ -Plane에 그린 제작된 P-HEMT의 잡음 지수 원들과 동작 전력 이득 원들

Fig. 7. Noise figure circles and operating power gain circles of the fabricated P-HEMT on  $\Gamma_S$ -Plane at the condition of input matching at 9GHz.

식 (6)에서 알 수 있듯이, 두번째단 이후의 잡음 지수는 앞 단의 누적 가용 전력 이득(Available Power Gain)만큼 영향이 줄어들므로, 첫째 단의 잡음 지수가 가장 중요함을 알 수 있다. 그리고 저잡음 증폭기는 수신부의 제일 앞에 위치하므로, 입력 반사 손실이 작아야 한다. 따라서 첫째단은 잡음 정합과 입력 정합을 동시에 만족하도록 하여야 한다. 그래서 첫째단의 정합점을, 동작 전력 이득(Operating Power Gain) 원들과 잡음 지수 원들을  $\Gamma_S$ -Plane에 표현 후, 적당한 이득과 잡음을 얻을 수 있도록 결정하였다. 그림 7은 주파수가 9GHz때, 쇼트 스테르브의 길이가  $900\mu\text{m}$ 일 때

동작 전력 이득 원들과 잡음 지수 원들을  $\Gamma_S$ -Plane에 나타내고 있다.

결과적으로 잡음 지수가 0.7dB과 동작 전력 이득이 10dB이 되는  $\Gamma_S$ 와  $\Gamma_L$ 점을 선택하였다. 둘째단의 정합점은 잡음 지수가 1.2dB이고 동작 전력 이득이 12dB이 되는  $\Gamma_S$ 와  $\Gamma_L$ 점을 선택하였다. 마지막 셋째단은 출력 반사 손실을 작게 하기 위해서, 그림 8에 가용 전력 이득 원들과 잡음 지수 원들을  $\Gamma_S$ -Plane에 나타낸 후 정합점을 선택하였다. 이때의 주파수는 9GHz였다. 결과적으로 가용 전력 이득이 12.5dB이고 잡음 지수가 1.4dB이 되는  $\Gamma_S$ 와  $\Gamma_L$ 점을 선택하였다.

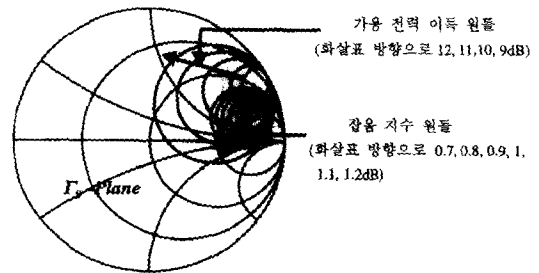


그림 8. 주파수가 9GHz때  $\Gamma_S$ -Plane에 그린 제작된 P-HEMT의 잡음 지수 원들과 가용 전력 이득 원들

Fig. 8. Noise figure circles and available power gain circles of the fabricated P-HEMT on  $\Gamma_S$  Plane at 9GHz.

각 정합점을 선택한 다음, 정합점에 대응하는 정합 회로를 설계 한 후, 전체 회로를 구성하였다. 전체 회로를 구성할 때, 바이어스 회로를 따로 구성하지 않기 위해, 모든 정합회로에 쇼트 스테르브를 이용하였다. 그리고 DC 차단 커패시터의 크기를  $3.4\text{pF}$ 으로 하였고, 사용되는 모든 마이크로스트립 트랜스미션 라인의 두께는  $3\mu\text{m}$ 로, GaAs 회로 기판의 두께는  $150\mu\text{m}$ 으로 하였다. 구성된 회로는 HP-MDS 회로 시뮬레이터 (Circuit Simulator)를 이용하여, 최적화 과정을 거쳤고, 최적화된 회로와 그 특성을 그림 9과 10에 나타내었다. 그리고 그림 10에 회로의 다른 파라미터들은 변하지 않고, 설계에 사용되는 능동소자의 데이터를, 제작된 P-HEMT의 측정 데이터를 이용해서 설계된 결과와 측정 데이터를 이용해서 추출한, 잡음원들을 포함한 소신호 등가 모델을 이용해서 설계된 결과를 함께 나타내었다.

그림 10(a)는 설계된 저잡음 증폭기의 주파수에 따른 잡음 지수와 관련 이득을 나타내었다. 주파수가

8.9~9.5GHz일 때, 잡음 지수는 1.2dB이하, 이득 특성은 33dB이상을 나타내었다. 그림 10(b)는 주파수에 따른 입력 및 출력 단의 반사 계수를 나타내며, 그 특성은 입출력 반사 계수가 각각 -15dB와 -14dB를 나타내었다. 그리고 회로의 K-factor는 주파수 1GHz에서 10GHz까지 1.6이상을 나타내고 있기 때문에 무조건 안정성(Unconditionally Stability)을 만족하였다. 소신호 등가 모델을 이용해서 설계된 저잡음 증폭기의 결과와 비교시, 비교적 차이가 없기 때문에 추출된 모델이 X밴드에서 비교적 정확함을 알 수 있었다.

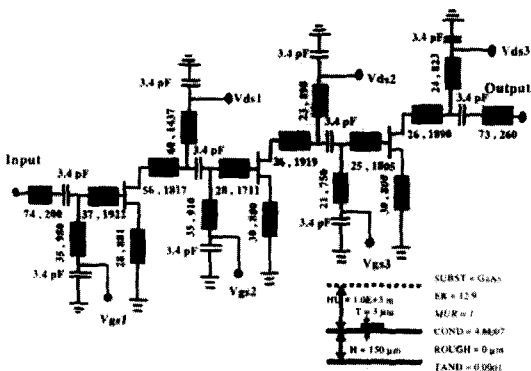


그림 9. 제작된 P-HEMT를 이용해서 설계된 X밴드용 3단 저잡음 증폭기의 회로도  
 Fig. 9. The X-band three stage LNA circuit of designed using the fabricated P-HEMT.

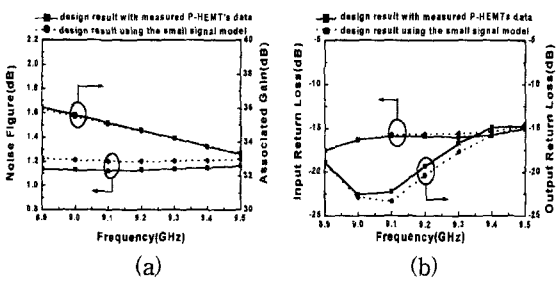


그림 10. (a) 설계된 3단 저잡음 증폭기의 잡음 지수와 관련 이득 (8.9-9.5GHz)  
 (b) 설계된 3단 저잡음 증폭기의 입출력 반사 손실 (8.9-9.5GHz)  
 Fig. 10. (a) Noise figure and associated gain characteristics of the designed three stage LNA (8.9-9.5GHz)  
 (b) Input and output return loss of the designed three stage LNA (8.9-9.5GHz)

지금까지 발표된 X밴드 MMIC LNA들의 특성들을 표 3에 나타내었다.

표 3. X밴드 MMIC LNA들의 비교

Table 3. Comparison of X-band MMIC LNAs.

Author	Active Device	Stages of LNA	NF (dB)	Gain/Stage (dB)	Reference
Y.I. Jeon et al.	MESFET	3	2.6	7.5	[6]
R. Lehmann et al.	MESFET	3	1.8	10	[7]
N. Shiga et al.	MESFET	4	1.7	6.0	[8]
M. Yanane et al.	HEMT	2	1.3	7.7	[14]
N. Ayaki et al.	HEMT	2	1.6	7.0	[15]
S. Chak et al.	MESFET	4	1.7	8.2	[16]
This work	HEMT	3	1.2	11	

비록 설계된 결과이지만, 다른 보고된 결과들과 비교하면 이득이 매우 큼을 알 수 있었다. 따라서 제작된 P-HEMT가 고이득 저잡음 증폭기에 매우 적합함을 알 수 있었다.

V. 결론

본 연구에서는 0.25  $\mu\text{m}$  T형 게이트 P-HEMT를 제작하였고, 이를 이용해서 X-밴드(8.9-9.5GHz)용 3단 저잡음 증폭기를 설계하였다. 제작된 소자의 최대 외인성 전달 컨덕턴스는 400mS/mm이고, 최대 드레인 전류는 400mA/mm이었고, 전류 차단 주파수( $f_T$ )는 65GHz이었다. 주파수가 9GHz때, 잡음 지수는 0.7dB이고, 이득은 14.8dB으로 고이득 저잡음 능동 소자로서 좋은 특성을 나타내었다. 그리고 회로 설계에 있어서, 먼저 직렬 케환에 의한 제작된 P-HEMT의 특성 변화를 분석 후, 최종적인 쇼트 스테르브의 길이를 900  $\mu\text{m}$ 로 정하였다. 저잡음 증폭기 각 단의 정합점은 쌍선형 변환을 이용해서, 잡음 지수 원들과 전력 이득 원들을  $\Gamma_s$ -Plane에 나타낸 후, 결정하였다. 최종적으로 설계된 회로의 잡음 지수는 주파수 8.9-9.5GHz에서 1.2dB이하, 이득은 33dB이상, 그리고 입출력 반사 계수는 각각 -15dB와 -14dB이하로서 뛰어난 특성을 보였다. 제작된 0.25  $\mu\text{m}$  T형 게이트 P-HEMT가 X-밴드용 저잡음 증폭기로서 매우 적합한 소자임을 알 수 있었다.

참고 문헌

[1] L. M. Burns, "Applications for GaAs and

- silicon integrated circuits in next generation wireless communication systems," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1088-1095, 1995.
- [2] D. Scherrer, P. Apostolakis, J. Middleton, P. J. Mares, J. Kruse and M. Feng, "Noise and gain comparison of  $0.25\mu\text{m}$  gate MESFETs and PHEMTs for low power wireless communication circuits," *Solid-State Electronics*, vol. 39, no. 4, pp. 431-437, 1996.
- [3] S. Takamiya, N. Yoshida, N. Hayafuji, T. Sonoda and S. Mitsui, "Overview of recent development of HEMTs in the mm-wave range," *Solid-State Electronics*, vol. 38, no. 9, pp. 1581-1588, 1995.
- [4] J. H. Lee, H. S. Yoon, C. S. Park, and H. M. Park, "Ultra low noise characteristics of AlGaAs/InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMTs with wide head T-shaped gate," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 16, no. 6, 1995.
- [5] Y. J. Jeon, Y. H. Jeong, B. Kim, W. P. Hong, and M. S. Lee, "DC and RF performance of LP-MOCVD grown AlGaAs/InGaAs( $x=0.15-0.28$ ) P-HEMT's with si-delta doped GaAs layer," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 563-565, 1995.
- [6] Y. J. Jeon, M. Y. Jeon, J. M. Kim, Y. H. Jeong, D. H. Jeong, and D. M. Kim, "Monolithic feedback low noise X-band amplifiers using  $0.5\mu\text{m}$  GaAs MESFETs: Comparative theoretical study and experimental characterization," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 275-279, 1998.
- [7] R. Lehmann, "X-band monolithic series feedback LNA," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 33, no. 12, pp. 1560-1566, 1985.
- [8] N. Shiga, S. Nakajima, K. Otobe, T. Sekiguchi, N. Kuwata, K. Matsuzaki, and H. Hayashi, "X-band MMIC amplifier with pulsed-doped GaAs MESFETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 12, pp. 1987-1994, 1991.
- [9] B. M. Albinsson, "A graphic design method for matched low noise amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, pp. 118-122, 1990.
- [10] S. S. Bor, et al., "Plots with matching circles for optimizing the performance of a low noise amplifier," *Microwave and Optical Tech. Lett.*, vol. 6, pp. 141-148, 1993.
- [11] Y. J. Delorme, A. D. Lustrac, P. Crozat, K. Yazbek, R. Adde, G. Vernet, Y. Jin, B. Etienne, and H. Launois, "Electronic parameter evaluations against gate length and bias in ultra short gate AlGaAs/GaAs HEMTs," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 7, pp. 642-643, 1993.
- [12] A. Gasmi, B. Huyart, E. Bergeault, and L. Jallet, "A new calculation approach of transistor noise parameters as a function of gatewidth and bias current," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 3, 1997.
- [13] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifier*, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, ch. 3-4, 1996.
- [14] M. Yanane, M. Mori, S. Takahashi, and M. Noda, "Low-noise 2 DEGFET MMIC amplifier for DBS," in *3rd Asia-Pacific Microwave Conf. Proc.*, Tokyo, 1990, pp. 951-954.
- [15] N. Ayaki, A. Inoue, T. Katoh, M. Komaru, M. Noda, M. Kobiki, K. Nagahama, and N. Tanino, "A 12GHz-band monolithic HEMT low-noise amplifier," in *GaAs IC Symp. Tech. Dig.*, pp. 101-104. Oct. 1988.
- [16] S. Chaki, T. Takagi, Y. Tsukahara, H. Matsubayashi, N. Andoh, Y. Sasaki, and M. Otsubo, "A miniaturized X-band 4-stage LNA designed using a novel layout optimization technique," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, CA, June 1996, vol. 3, pp. 1213-1216.



## 저 자 소 개



## 金炳奎(正會員)

1974년 10월 9일생. 1997년 경북대학교 전자전기공학과 졸업. 1997년 3월 ~ 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 석사과정. 주관심분야는 초고주파 회로 설계 및 제작

## 丁潤夏(正會員)

1997년 5월 전자공학회논문지 第 34卷 D編 第 5號 參照. 1974년 경북대학교 전자공학과 졸업. 1976년 경북대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1987년 Univ. of Tokyo 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년 3월 ~ 현재 포항공과대학교 전자전기공학과 조교수, 부교수, 교수. 1990년 1월 ~ 1991년 2월 Bell 통신 연구소 기술고문. 1997년 6월 ~ 1998년 7월 Univ. of Washington 객원교수. IEEE Senior Member. 주관심분야는 초고주파 반도체 소자, 수신 OEIC, 초고주파 회로 설계 및 제작, 단일전자 트랜지스터 연구 등임.

## 全英珍(正會員)

1997년 5월 전자공학회논문지 第 34卷 D編 第 5號 參照. 1970년 10월 18일생. 1993 경북대학교 전자공학과 졸업. 1996년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(공학석사). 1998년 8월 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업(공학박사). 현재 LG반도체 선임 연구원