

2.4GHz 무선랜용 가변이득 저잡음 증폭기 설계

강 태 영, 박 영 호, 임 지 훈, 박 정 호

고려대학교 전자 컴퓨터 공학과

전화 : 02-924-8021 핸드폰 : 019-9007-2076

Variable gain LNA Design for 2.4GHz Wireless LAN

Tae Young Kang, Young Ho Park, Ji Hoon Lim, Jung Ho Park
Dept. of Electronics Engineering, Korea University
E-mail : mmic-tayo@korea.ac.kr

Abstract

In this paper, two Cascode Low Noise Variable Gain Amplifiers are proposed for wide dynamic range and constant Noise Figure for frequency range of 2.4GHz. Designed Variable Gain Low Noise Amplifier are for Wireless Local Area Network (WLAN) applications. A gain is higher than 17dB and the noise figure is approximately 1.3dB and the input VSWR is better than 2:1.

I. 서론

무선통신 시스템을 통한 인터넷 접속을 제공하기 위해 단말기는 high-bit rate 데이터를 유지해야 한다. 단말기의 수신기는 저 전력 입력신호에 대해 충분한 bit-error rate를 보장하기 위해 넓은 동작 범위(wide dynamic range)를 가져야 한다. 넓은 동작 범위를 위해서는 잡음지수(NF)는 작아야 하고 input 3rd-order-intercept point(IIP3)는 커야한다. 하지만 NF와 IIP3는 트랜지스터의 성능에 제한을 받으므로 저잡음 증폭기에 가변이득 기능을 추가해 동작 범위를 넓혀 줄 수 있다. 이러한 방법은 고 전력 입력신호에 대해 이득을 줄이면서 일정한 IIP3를 유지 할 수 있다. 본 논문은 25dB 이상의 이득 범위와 최대 이득에서

1.3 dB의 낮은 NF를 갖는 가변이득 저잡음 증폭기를 2.4 GHz 대역의 무선랜에 사용 할 수 있게 설계 및 제작 하였다. 소자는 enhancement mode HEMT 인 ATF-55143를 사용하였고, 설계는 HP사의 ADS2001을 사용하였으며, $\epsilon_r=4.56$, $H=0.4mm$, $t=0.018mm$ 인 FR-4 기판을 사용하였다.

II. 본론

2.1 가변 이득 이론

그림 1.에서와 같은 Cascode 증폭기는 높은 출력 임피던스와 이득을 가변함에 있어 용이하기 때문에 가변 증폭기에 많이 사용한다. HEMT E1의 게이트에 전압을 인가하면 E1의 V_{gs} 에 해당 하는 전압이 E2의 게이트와 E1의 드레인 사이에 인가되고 E2의 게이트 전압에 따라 E1이 Saturation mode에서 동작하게 된다. 이러한 바이어스 방법을 이용해 E2의 게이트 전압(V_{g2})을 제어하면서 이득을 가변 시킬 수 있다[1],[2]. V_{g2} 를 감소시키면 E1의 드레인 전압도 따라서 감소하게 되지만, 실제 이득이 변하는 영역은 E1이 Triode 영역에서 동작 할 때이므로 선형성이 저하된다. 이러한 단점을 보완한 회로가 그림1.(b) 이다.

그림1.(b)에서 제어전압(V_{con})은 R1, R2, R3의 전압 분배기를 통해 E1과 E2의 게이트에 바이어스를 공급

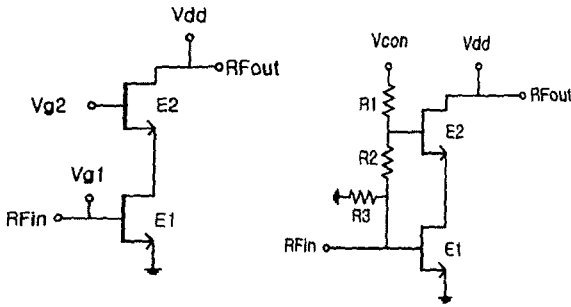


그림 1.(a) Cascode 증폭기 (b) 제안된 저잡음 VGA (넓은 동작범위)

하고 제어전압을 통해 그림 2와 같이 E1의 트랜스컨덕턴스(g_m)를 변화시킨다. 그림 3에서 A는 일반적인 Cascode 증폭기의 V_{g2} 를 변화 시킬때의 동작점의 변화와 B는 제안된 회로에서의 동작점의 변화를 나타낸다. B는 A와 달리 Saturation 영역에서 이득을 가변한다.

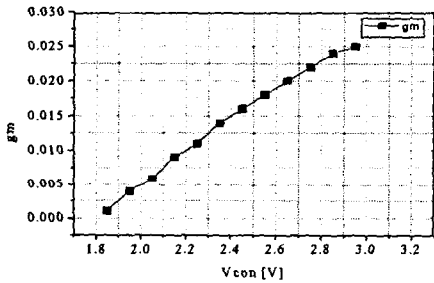


그림 2. 제어전압에 따른 g_m 의 변화

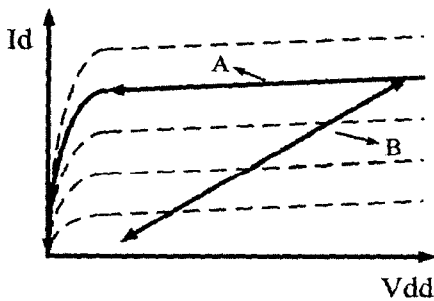


그림 3. 제어전압에 따른 E1의 동작점 변화

2.2 Cascode 증폭기의 잡음지수

두 번째 HEMT인 E2의 잡음기여는 E1의 출력에서 잡음전류로 생각 할 수 있다 [5]. 드레인 잡음전류인 i_{nd} 와 게이트 잡음전류인 i_{ng} 와의 상관관계를 고려하

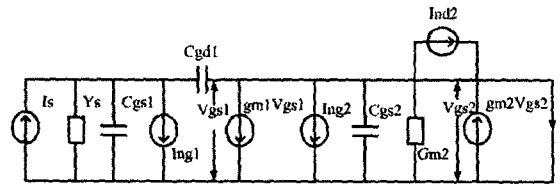


그림 4. Cascode 증폭기의 잡음 모델

면 식 (1)과 같다. i'_{ng} 는 i_{nd} 에 종속적이고 i''_{ng} 는 i_{nd} 에 독립적인 항이다.

$$\begin{aligned} i_{ng1} &= i'_{ng1} + i''_{ng1} \\ i_{ng2} &= i'_{ng2} + i''_{ng2} \end{aligned} \quad (1)$$

드레인 잡음전류와 게이트의 잡음전류는 식(2)와 같이 주어지고 Cascode 증폭기의 잡음지수는 그림 4의 잡음모델 등가회로에서 식(3)과 같이 나타낼 수 있다 [4].

$$\begin{aligned} \overline{i_{nd}^2} &= 4kT\gamma g_{d0} \\ \overline{i_{ng}^2} &= 4kT\gamma g_g \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} NF = 1 + & \frac{\delta_1 g_s (1 - |d|^2)}{g_s} \\ & + \frac{R_{n1}}{g_s} \left| y_s + jaC_{gs1} + jaC_{gd} - (g_{m1} - jaC_{gd})c \sqrt{\frac{\gamma_1 g_{d01}}{\gamma_2 g_{d02}}} \right|^2 \\ & + \frac{R'_{n1}}{g_s} \left| y_s + jaC_{gs1} + jaC_{gd} \right|^2 \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 y_s 는 소스 어드미턴스, g_s 는 소스 컨덕턴스, c 는 드레인 잡음전류와 게이트 잡음전류간의 상관계수, R_{n1} 은 E1의 드레인 잡음전류에서 발생하는 등가 잡음 저항으로 식(4)에 표현 되어 있다. R'_{n1} 은 E2의 영향에 의 등가 잡음 저항으로 C_1 는 E1의 드레인의 전체 커패시턴스이다..

$$R_{n1} = \frac{\gamma_1 g_{d01}}{g_{m1}^2}, \quad R'_{n1} = \frac{\gamma_2 g_{d02}}{g_{m1}^2} \left(\frac{\omega_0 C_1}{g_{m2}} \right)^2 \quad (4)$$

식(4)를 식(3) 대입하면 다음과 같다.

$$NF = 1 + \gamma_1 g_{d01} R_s \left(\frac{\omega_0}{\omega_r} \right)^2 \left\{ 1 + \left(\frac{\omega_0 C_1}{g_{m2}} \right)^2 \left(\frac{\gamma_2 g_{d02}}{\gamma_1 g_{d01}} \right) \right\} \quad (5)$$

식(5)에서 C_1 는 E2의 잡음기여가 적을 수 록 줄어든다. 일반적으로 C_1 는 C_{gs} 와 비슷한 값을 가지므로 식(6)과 같이 표현 가능하며, 식(5)를 다시 표현하면 식(7)과 같다.

$$\left(\frac{\omega_0}{\omega_T}\right)^2 \approx \left(\frac{\omega_0 C_1}{g_{m2}}\right)^2 \quad (6)$$

$$NF_{E2} = 1 + \gamma_2 g_{d02} R_s \left(\frac{\omega_0}{\omega_T}\right)^2 \left(\frac{\omega_0 C_1}{g_{m2}}\right)^2 \approx NF_{E1} \left(\frac{\omega_0}{\omega_T}\right)^2 \quad (7)$$

일반적으로 $\omega_0 \ll \omega_T$ 로 설계를 하므로 E2의 잡음기여는 E1에 비해 매우 적다. 즉, E2의 g_m 을 제어한다면 전체 동작범위에서 잡음지수가 거의 일정 할 수 있다. 그림 5의 가변이득 증폭기는 E1의 드레인과 E2의 소스 사이의 바이어스를 제어해 이득을 가변 할 수 있는 회로이다.

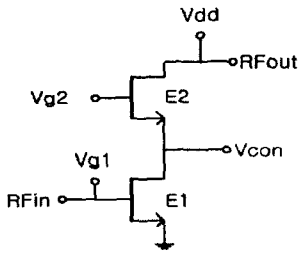


그림 5 제안된 저잡음 VGA (일정 잡음지수)

2.3 가변이득 저잡음 증폭기의 설계 및 제작

그림 6.에는 앞에서 제안된 2개의 가변이득 증폭기의 회로도가 나타나 있다. 그림 6.(a)는 E1과 E2의 게이트 바이어스를 제어해 E1의 g_m 을 변화시키는 회로이다. R_5 는 매우 작은 저항 값으로 저주파 발진을 억제하기 위해 사용 되었고 R_4 는 큰 저항 값으로 E1의 게이트 전류를 제한하기 위해 사용되었다. C_1, C_2, L_1, L_2 는 모두 입출력 매칭 회로로 사용되었다. 그림 6.(b)는 E1과 E2 사이에 인가되는 바이어스 전압을 제어전압을 통해 제어하는 회로이다. 최대 이득 에서 E1과 E2에 인가되는 바이어스 값을 제어전압을 통해 증가시키면 E2의 V_{gs} 가 감소해서 그림2와 같이 E2의 g_m 이 감소한다.

그림 7.과 그림 8.은 두 가변이득 저잡음 증폭기의 최대 이득에서의 S-파라미터와 잡음지수의 시물레이션 결과이다. 그림에서와 같이 두 회로는 거의 같은 결과를 갖는다. S_{21} 은 17dB 이고 S_{11}, S_{22} 모두 -10dB이하, 잡음지수는 1.1dB이다. 그림 9.는 실제 PCB 보드에 제작된 가변이득 저잡음 증폭기의 실물사진이다. 왼쪽이 그림6.(a)의 회로이고 오른쪽이 6.(b)의 회로이다.

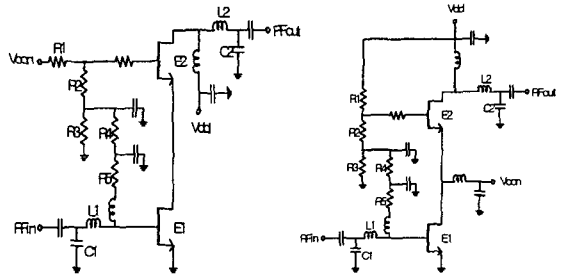


그림 6.(a) 넓은 동작범위 VGA (b)일정 잡음지수 VGA

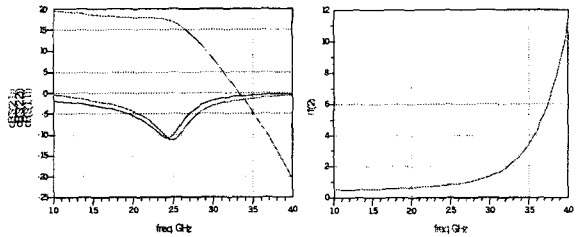


그림 7. (a)넓은 동작범위 VGA의 S-파라미터 (b) 잡음지수

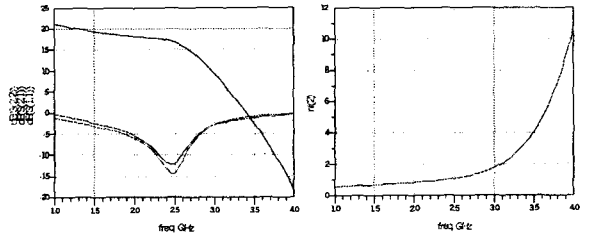


그림 8. (a)일정 잡음지수 VGA의 S-파라미터 (b)잡음지수

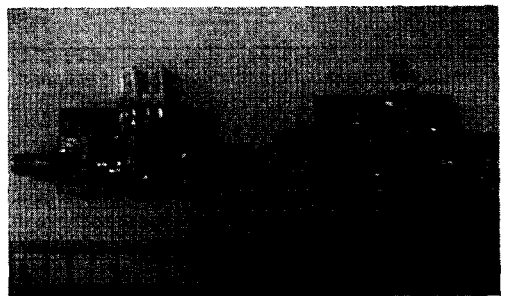


그림 9.제작된 가변이득 저잡음 증폭의 실물사진

2.4 측정 결과

그림 10.과 그림 11.은 각각 넓은 동작범위 가변이득 저잡음 증폭기와 일정 잡음지수 저잡음 증폭기의 측정 결과이다.

넓은 동작범위 저잡음 증폭기는 최대이득이 17.4dB이고 S₁₁, S₂₂는 각각 -11.1dB, -18.9dB를 얻었다. LNA의 선형성을 나타내는 IIP3와 OIP3는 각각 최대이득에서 3.2dBm과 20.1dBm이다.

일정 잡음지수 저잡음 증폭기는 그림 11.에서와 같이 최대이득은 20.7dB, S₁₁, S₂₂ 각각 -10.1dB, -15.3dB이고 IIP3와 OIP3는 각각 30.5dBm과 7.8dBm이다.

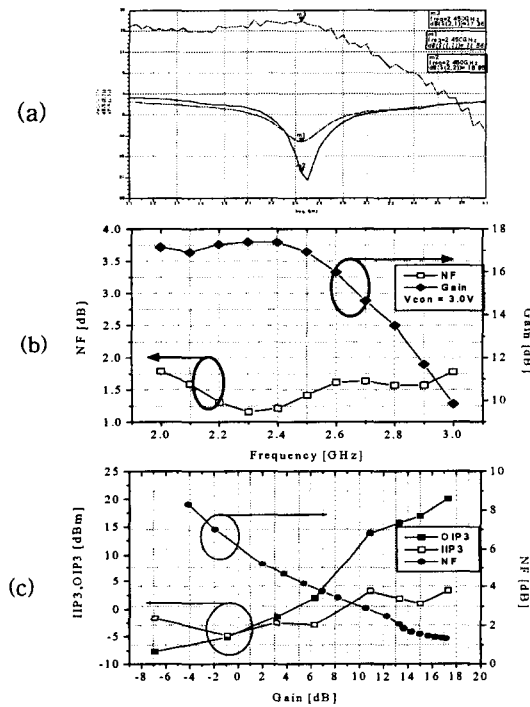


그림 10. 넓은 동작범위 VGA의 (a)S-파라미터 (b)최대이득 대 잡음지수 (c)이득의 변화에 따른 IIP3, OIP3,잡음지수의 변화

III. 결론

본 논문은 넓은 동작범위 와 일정 잡음지수에 대한 2.4GHz 무선랜용 가변이득 저잡음 증폭기를 설계 및 제작, 측정 하였다.

무엇보다 큰 두 증폭기의 차이는 잡음지수와 이득 제어 범위이다. 넓은 동작범위 저잡음 증폭기는 이득 제어 범위가 25dB 이상이고, 일정 잡음지수 저잡음 증폭기는 이득제어범위는 15dB 정도지만 잡음지수가 전체 이득제어범위 내에서 2dB 이하의 우수한 잡음특성을 갖는다.

제안된 회로는 5GHz 대역의 무선랜에서 사용 할 수 있게 제작 가능하고 MMIC로 제작되면 리시버의 크기를 줄이고 파워 소모를 줄 일 수 있다.

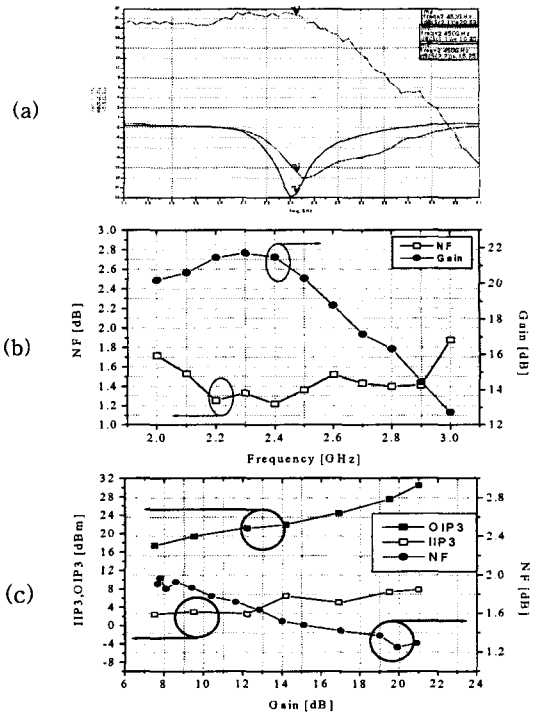


그림 11. 일정 잡음지수 VGA의 (a)S-파라미터 (b)최대이득 대 잡음지수 (c)이득의 변화에 따른 IIP3, OIP3,잡음지수의 변화

참고 문헌

- [1] Masashi Nakatsugawa, "An L-Band Ultra-Low-Power-Consumption Monolithic Low-Noise Amplifier," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., VOL. 43 NO 7 JULY 1995
- [2] Frank Ellinger Rolf Vogt, and Werner Bachtold "Comparison of Variable Gain LNA MMICs at C-Band Using GaAs Enhancement, Depletion or Deep-Depletion MESFETs," IEEE MTT-S IMOC proceedings, 2001
- [3] Tommy K. K. Tsang and Mourad N. El-Gamel, "Gain Controllable Very Low Voltage 8-9GHz Integrated CMOS LNA's," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2001
- [4] Wei GUO, Daquan HUANG, 'The Noise and Linearity Optimization for A 1.9-GHz CMOS Low Noise Amplifier,' ASIC ,IEEE ASIC-Pacific Conference on ,2002
- [5] A.Van der Ziel, Noise in Solid State Devices and Circuits, New York: Wiley, 1986