

HEMT 저항성 혼합기에 대한 잡음지수의 분석적인 해석

정희원 고원*, 구경헌**, 권영우*

Analytical Analysis of Noise Figures for HEMT Resistive Mixers

Won Ko*, Kyung Heun Goo**, Youngwoo Kwon* *Regular Members*

요 약

HEMT 저항성 혼합기의 잡음지수(noise figure)를 분석적으로 해석하였다. 내부 잡음원 (intrinsic noise source) 을 설명하기 위해 잡음원에 대한 경험적인 모델을 사용하였다. 잡음지수에 대한 분석적이고 간소화 한 수식을 유도 하였고, 잡음 믹싱 메카니즘을 물리적으로 이해하기 위해 각 잡음원과 주파수의 기여를 페이저 다이어그램 (phasor diagram) 형태로 표현하였다. 모델된 잡음지수는 측정 데이터와 비교되어 잘 일치하였다.

ABSTRACT

An analytical analysis of noise figure in HEMT resistive mixers is presented. An empirical noise source model is employed to account for intrinsic noise source. A simplified analytical expression for noise figures is derived, and contributions of each noise source and frequency are represented in a phasor diagram form to allow physical understanding of noise mixing mechanisms. The modeled noise figure is compared with the measured data, yielding a good agreement.

1. 서 론

최근에 마이크로파 및 밀리미터파 송수신기는 보다 작은 왜곡(distortion) 현상과 스푸리어스 감도(spurious response)를 요구하고 있다. 송수신기의 왜곡현상과 스푸리어스 감도는 주로 혼합기에 의해 결정되는데, HEMT 저항성 혼합기는 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서 작은 왜곡을 갖는 고성능 송수신기에 매우 유망한 수동 혼합기이다. HEMT 저항성 혼합기는 다이오드 혼합기와 비교할 때, 유사한 LO 진력레벨에서 보다 좋은 선형성(linearity) 및 상호변조(intermodulation)와 비교할만한 변환손실(conversion loss) 및 잡음지수를 제시한다^[1]. 다이오드에 비해 HEMT 저항성 혼합기의 두드러진 장점 중의 하나는 저잡음 증폭기(low noise amplifier)와

전압조정발진기 (voltage controlled oscillator) 같은 HEMT를 기초로 제작되는 송수신기와 쉽게 집적될 수 있다는 것이다. 지금까지 저항성 혼합기의 해석은 상호변조와 변환이득(conversion gain)에 대한 해석에 집중되어 왔고^[2,4], 이것들은 다이오드 혼합기 해석과 유사하다. 그러나 HEMT 저항성 혼합기의 잡음지수 해석에 관하여 지금까지 어떤 형태의 연구도 이루어지고 있지 않다.

본 논문에서는 HEMT 저항성 혼합기의 잡음지수 를 분석적으로 해석하였다. 부가적으로, 각 잡음원 으로 인한 잡음 기여(contribution)를 알기 위해 부 하에서의 잡음전력(noise power)을 비교하였고, 내 부 잡음원으로 인한 잡음전력을 페이저 다이어그램 해석을 실행하였다. 마지막으로 HEMT 저항성 혼합 기의 잡음지수에 대한 간소화 한 수식을 유도 하였 다. 해석방법은 측정 결과와 비교, 검증되었다.

* 서울대학교 전기공학부 밀리미터파 집적 시스템 연구실(wko@snu.ac.kr),

** 인천대학교 전자공학과

논문번호 : 99371-0910, 접수일자 : 1998년 6월 8일

* 본 논문은 1997년도 한국학술진흥재단의 학술연구비(ISRC-97-E-3104)에 의하여 지원되었음.

II. 해석 방법

잡음원들을 포함한 HEMT 저항성 혼합기의 동작 회로는 그림 1과 같이 구성되었다^[5-7].

혼합기의 잡음지수는 RF 주파수 신호가 인가되는 단자에 존재하는 잡음원이 소자의 비선형성에 의해 부하에 전달하는 잡음전력만을 계산함으로써 구할 수 있다. 저항성 혼합기의 경우에는 그림 1과 같이 게이트에 LO 전력이 인가되는데, 이는 HEMT 소자와 채널 컨덕턴스($G_{ch}(f)$)의 비선형성을 유발하는데 이용될 뿐 잡음지수에 영향을 주지 않는다. RF 주파수 신호가 드레인 단자로 인가되기 때문에 잡음 동작회로를 구성할 때 게이트에 존재하는 잡음원(게이트의 기생 저항에 의한 잡음원과 게이트에 존재하는 내부 잡음원)을 고려할 필요가 없게 된다. 참고문헌^[5-7]에서와 같은 게이트 혼합기 경우에는 RF와 LO 주파수 신호가 게이트에 인가되기 때문에 게이트에 존재하는 모든 잡음원이 부하에 전달하는 잡음전력을 잡음지수 계산에 포함하여야 한다.

저항성 혼합기의 잡음전력 계산에 고려된 잡음원들은 HEMT의 드레인과 소오스에 존재하는 기생 저항들(R_s 와 R_d)에 의한 열잡음(그림 1에서 $\overline{v_{th}^2}$)과,

소자가 동작할 때 발생하는 바이어스에 따라 변하는 내부 잡음원(그림 1에서 $\overline{i_{in}^2}$)이다.

저항성 혼합기에서 최적화된 변환손실을 얻기 위해서 게이트 단자에는 핀치오프(pinch-off) 전압에, 드레인 단자에는 0V 전압에 바이어스를 가한다. 이러한 바이어스 조건에서 HEMT의 가장 큰 비선형 요소는 채널 컨덕턴스(G_{ch})이고, 간소화된 수식으로 저항성 혼합기의 변환손실을 예측할 수 있다^[4].

해석을 간단하게 하기 위하여 다음과 같은 가정을 하였다.

- 소자의 유일한 비선형 요소는 채널 컨덕턴스이다.
- 입력정합회로와 부하에서 적절한 정합회로에 의해, 잡음은 $Z_i(\omega)$ 에서 RF와 IM 주파수 성분만 존재하고, 반면에 부하($Z_L(\omega)$)에서는 IF 주파수만 존재한다.
- 2차 고조파 이상의 주파수에서 IF 주파수로의 변환손실은 RF 주파수에서 IF 주파수로의 변환손실에 비해 매우 작다.

잡음지수는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$F = 1 + \frac{\overline{i_{th}^2} + \overline{i_{in}^2}}{\overline{i_{is}^2}} \quad (1)$$

여기서 $\overline{i_{th}^2}$ 은 R_s 와 R_d 의 열잡음(thermal noise)에 의해 발생된 부하에서의 잡음전류전력(noise current power)이다. $\overline{i_{is}^2}$ 은 입력 정합회로의 저항으로 인한 부하에서의 잡음전력이고, $\overline{i_{in}^2}$ 은 내부잡음원으로 인한 부하에서의 잡음성분이다. 내부 잡음전류는 바이어스에 따라 변하므로, $\overline{i_{in}^2}$ 를 계산할 때 상관(correlation)을 고려해야 한다.

우선 $\overline{i_{in}^2}$ 은 참고문헌^[4,8]에서 유도된 변환손실 수식을 이용하여 계산할 수 있다. 변환손실 계산과 유일한 차이점은 하나 대신에 두개의 주파수, 즉 RF와 IM 주파수에서 잡음원이 존재한다는 것이다. 부하에 흐르는 잡음 전류를 계산하면 다음과 같이 표현된다.

$$i_{in} = L_{RF} \cdot v_{s,RF} + L_{IM} \cdot v_{s,IM} \quad (2)$$

여기서 L_{RF} 와 L_{IM} 은 각각 RF으로부터 IF 그리고 IM으로부터 IF 주파수로의 변환 컨덕턴스를 나타내고, $v_{s,RF}$ 와 $v_{s,IM}$ 은 잡음전압을 나타낸다. 일반적으로 변환손실에는 식 (2)의 $L_{RF} \cdot v_{s,RF}$ 항만이 존재

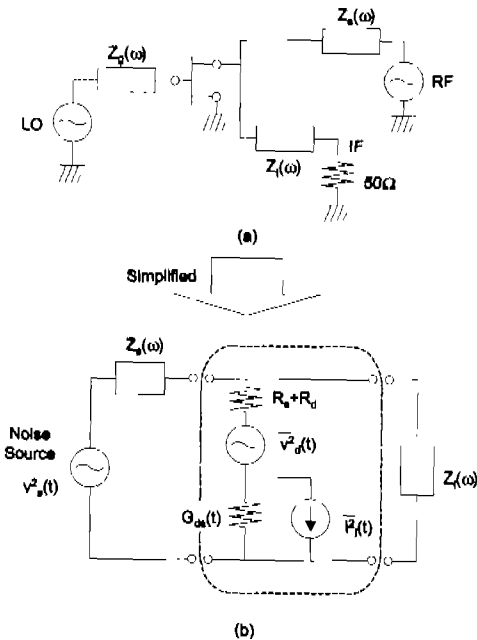


그림 1. (a) HEMT 저항성 혼합기의 schematic, (b) 잡음지수를 계산하기 위하여 간소화된 HEMT 저항성 혼합기의 잡음동작회로

하게 된다. 이는 단지 하나의 주파수, 즉 RF 주파수 신호가 IF 주파수로 변환되는 것을 의미하고, 이로부터 부하에 전달되는 전력을 계산하여 변환손실을 구할 수 있다. 그러나 그림 1의 v_s 가 잡음전압일 경우에는 RF 주파수에 존재하는 잡음전압과 같은 양의 잡음전압이 IM 주파수에 존재하게 되고, 이는 IF 주파수로 변환될 수 있으므로 부하에 흐르는 전체 잡음 전류는 식 (2)와 같이 표현된다. RF와 IM 주파수에서 잡음전력, $\overline{v_{s,RF}^2}$ 와 $\overline{v_{s,IM}^2}$ 은 $4KTB \cdot \text{Re}[Z_s(\omega_{RF})]$ 이다. i_{ss} 의 RF와 IM 잡음 성분사이에는 상관이 존재하지 않기 때문에, $\overline{i_{ss}^2}$ 은 다음과 같은 RF와 IM 성분의 선형 조합으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \overline{i_{ss}^2} &= \overline{i_{ss} \cdot i_{ss}^*} \\ &= 4KTB \left\{ \overline{|L_{RF}|^2} \cdot \text{Re}[Z_s(\omega_{RF})] \right. \\ &\quad \left. + \overline{|L_{IM}|^2} \cdot \text{Re}[Z_s(\omega_{IM})] \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $\overline{|\cdot|^2}$ 은 $|\cdot|^2$ 의 통계적인 평균값(statistical average) 또는 ensemble 평균값을 나타낸다.

입력정합회로에 의해 세개의 다른 주파수 RF, IF 그리고 IM에서 잡음이 존재하고, 잡음전력이 $4KTB(R_s + R_d)$ 이라는 것 외에, 같은 계산 방법이 $\overline{i_{da}^2}$ 계산에 적용된다.

$$\begin{aligned} \overline{i_{da}^2} &= 4KTB(R_s + R_d) \cdot \\ &\quad \left\{ \overline{|L_{RF}|^2} + \overline{|L_{IF}|^2} + \overline{|L_{IM}|^2} \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

내부 잡음원에 의한 $\overline{i_{ii}^2}$ 의 잡음전류전력 계산은 다음과 같은 상관관계를 주의 깊게 고려하여 계산한다. 내부 잡음원 i_i 에 의하여 부하에서의 잡음 전류 i_{ii} 는 세가지 항으로 구성된다.

$$i_{ii} = xi_{i,RF} + yi_{i,IF} + zi_{i,IM} \quad (5)$$

여기서 $x = L_{RF}[Z_s(\omega_{RF}) + R_s + R_d]$, $y = L_{IF}[Z_s(\omega_{IF}) + R_s + R_d]$ 그리고 $z = L_{IM}[Z_s(\omega_{IM}) + R_s + R_d]$ 이다. 식 (5)에서 각 항은 RF, IF 그리고 IM 주파수 성분으로 인한 잡음 기여(noise contribution)를 표현한다. x 와 z 는 변환이득을 표시하고, y 는 내부 잡음원으로부터 부하에 전달하는 선형전달함수(linear transfer function)를 의미한다.

내부 잡음원에 의한 잡음전류전력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \overline{i_{ii}^2} &= \overline{xx^* \overline{i_{i,RF}^2} + xy^* \overline{i_{i,RF} i_{i,IF}^*} + xz^* \overline{i_{i,RF} i_{i,IM}^*}} \\ &\quad + \overline{yx^* \overline{i_{i,IF} i_{i,RF}^*} + yy^* \overline{i_{i,IF}^2} + yz^* \overline{i_{i,IF} i_{i,IM}^*}} \quad (6) \\ &\quad + \overline{zx^* \overline{i_{i,IM} i_{i,RF}^*} + zy^* \overline{i_{i,IM} i_{i,IF}^*} + zz^* \overline{i_{i,IM}^2}} \end{aligned}$$

내부 잡음원은 열잡음원과는 다르게 상관관계가 존재하여 식 (6)과 같이 9개의 항으로 잡음전력이 표현된다. 열잡음과 같은 경우에는 $xy^* \overline{i_{i,RF} i_{i,IF}^*}$ 등과 같은 다른 주파수와의 상관항이 존재하지 않게 되어 식 (3)과 (4)와 같이 2 또는 3개의 항으로 표현된다. (6)을 계산하기 위하여 잡음 전류원 i_i 를 정확하게 결정하여야 한다. 참고문헌⁹⁾에서 다음과 같은 경험적인 수식을 계산에 이용한다.

$$\overline{i_i^2} = 4KTB \cdot \left(\frac{I_{ds}}{V_{ds}} \right) \cdot F \quad (7)$$

상수 P는 다양한 MESHEMT과 HEMT에 대하여 추출되어 왔고, 1에 가까운 값으로 드러났다.

i_i 의 m와 n차 믹싱 주파수들 사이에 대한 상관은 다음과 같은 수식으로 구할 수 있다¹⁰⁾.

$$\overline{i_{i,m} i_{i,n}^*} = 4KTB \left[\frac{I_{ds}(f)}{V_{ds}(f)} \right]_{m-n} \quad (8)$$

여기서 $[\]_{m-n}$ 은 (m-n)차 푸리에 계수(fourier coefficient)이다. Single-tone harmonic balance 해석이 전압과 전류 파형을 찾기 위해 실행되었고, FFT(fast fourier transform)를 적용하여 수식 (8)을 구하였다.

III. 간단한 수식 및 비교

해석 방법을 검증하기 위하여, X-band MIC (microwave integrated circuit) HEMT 저항성 혼잡기 칩 9.7 GHz의 RF, 10 GHz의 LO 그리고 300 MHz의 IF 주파수에서 설계하고, 그림 2와 같이 3.38의 유전율과 0.508mm의 두께를 갖는 듀로이드(duroid) 기판을 이용하여 제작하였다. 사용된 능동 소자는 Kukje KH1032 HEMT이고 지그에 마운트되었다. 저항성 혼잡기의 동작조건에 따라 편치오프 근처에 게이트 바이어스를 가하였고, 0V의 드레인 바이어스를 인가하였다.

다양한 LO 전력 레벨에서 전압과 전류 파형을 얻기 위해 table-based 비선형 모델을 이용하여 single-tone harmonic balance 해석을 실행하였다^[11]. 그림 3는 LO 전력이 -1dBm 일때, HEMT의 게이트와 드레인단에서의 전압 파형이다. 변환손실 및 잡음지수 해석에 필수적인 G_{db} 의 고조파 성분은 각 단에서의 전압파형으로부터 FFT를 이용하여 추출되었다. G_{db} 고조파 성분을 다양한 LO 전력레벨에 대하여 그림 4와 같이 도식하였다. G_{db} 고조파 성분과 입력력 임피던스를 이용하여 계산된 변환손실은 그림 5와 같이 측정값 및 EEsof LIBRA의 two-tone harmonic balance 해석값과 비교되었고 잘 일치함을 볼 수 있다.

HEMT 저항성 혼합기의 잡음지수를 계산하기 위하여 먼저 변환손실을 이용하여 각각의 잡음원(v_{n1}^2 , v_{n2}^2 그리고 i_{n1}^2)이 부하에 전달하는 잡음전력을 다

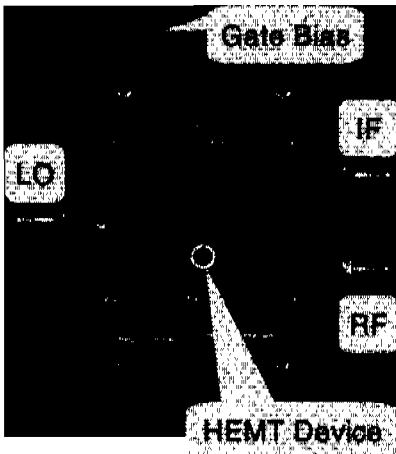


그림 2. 제작된 HEMT 저항성 혼합기의 사진

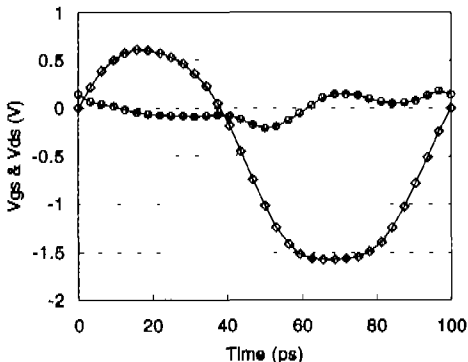


그림 3. 게이트와 드레인에서의 전압파형(@ $P_{LO}=-1dBm$)

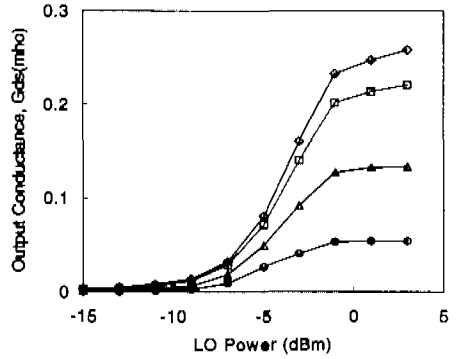


그림 4. LO 전력에 대한 G_{db} 고조파 성분

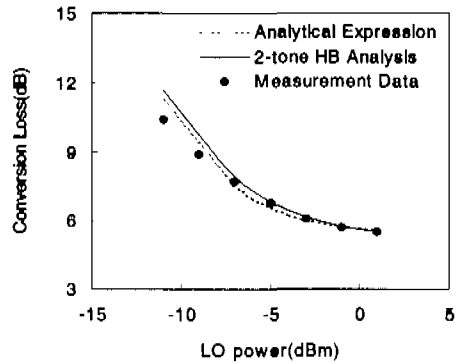


그림 5. LO 전력에 대한 변환손실의 측정값, EEsof LIBRA 2-tone harmonic balance 해석 그리고 분석적인 수식의 비교

양한 LO 전력 레벨에서 해석하였으며, 그 결과물 그림 6에서 보여준다. 그림 6은 내부 잡음원이 HEMT 저항성 혼합기의 잡음지수에 가장 큰 영향을 주는 것을 보여준다. 내부 잡음원의 각 주파수 성분에 대한 기여물 그림 7과 같이 페이지 다이어그램 형태로 표현하여 주된 성분을 쉽게 찾을 수 있었다. 그리고 내부 잡음원이 부하에 전달하는 잡음성분에 관하여 다음과 같은 것을 관찰할 수 있다.

- (6)에서 self 항은 in-phase로 더해진다.
- IF와 IM 그리고 IF와 RF 주파수 성분 사이의 상관은 self 항과 out-of-phase로 더해지고, 전체 잡음 레벨을 작게 한다.

각 잡음원에 의한 잡음 성분을 식 (1)에 대입하고, RF와 IM 주파수에서 입력정합회로 임피던스의 실수부가 같다고 가정하면 ($\text{Re}[Z_s(\omega_{RF})] = \text{Re}[Z_s(\omega_{IM})]$), 분석적이고 간소화된 수식을 다음과 같

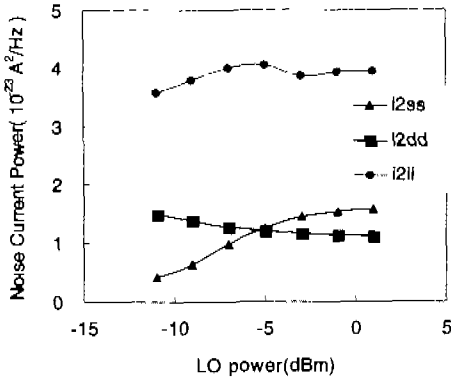


그림 6. LO 전력에 대한 각 잡음원이 부하에 전달하는 잡음전류전력

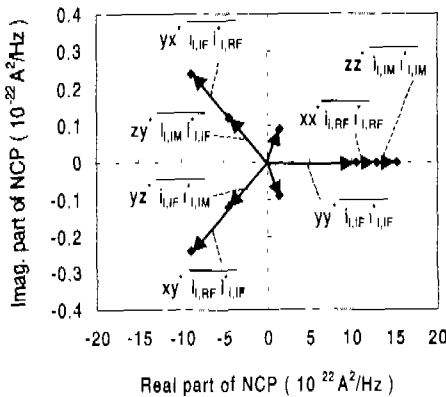


그림 7. 내부 잡음원에 의한 잡음전류전력(NCP: noise current power)의 페이저 다이어그램 (@P_{LO} = -1dBm). IF 주파수에서 선형 삼중기역률 표시하는 yy_{i,RF}² 항이 내부 잡음원에 가장 큰 영향을 미친다. IF와 RF 주파수 사이의 상관항인 xy_{i,RF,i,IF} 은 self 항과 out-of-phase로 더해진다.

은 형태로 얻을 수 있다. 잡음지수는 SSB(single side band)로 계산되었다.

$$F = 1 + \frac{1}{\text{Re}[Z_s(\omega_{RF})]} \cdot \left\{ \left(2 + \frac{|L_{IF}|^2}{|L_{RF}|^2} \right) (R_s + R_d) + \left(2 |Z_{s,RF}|^2 + \frac{|L_{IF}|^2}{|L_{RF}|^2} |Z_{i,IF}|^2 \right) G_{ds} + 2 \text{Re}[L_{RF} L_{IF}^* Z_{s,RF} Z_{i,IF}^* G_{ds}] \right\} \quad (9)$$

여기서 $Z_{s,RF} = Z_s(\omega_{RF}) + R_s + R_d$ 그리고 $Z_{i,IF} = Z_s(\omega_{IF}) + R_s + R_d$ 이다.

식 (9)에서 중괄호의 첫 번째 항은 R_s 와 R_d 의 기생 저항에 의한 열잡음이 부하에 전달하는 잡음전력을 나타내고, 두번째 항은 내부 잡음원의 RF 주파수 성분이 IF 주파수로 전달되는 잡음과 내부 잡음 IF 성분이 전달함수에 의해 IF 주파수로 전달되는 잡음을 나타낸다. 세 번째 항은 내부 잡음원의 RF와 IF 주파수 성분이 상관에 의해서 부하에 전달하는 잡음이다. 식 (9)는 HEMT 저항성 혼합기의 잡음지수에 대한 초석으로 사용될 수 있다.

모델된 잡음지수 데이터는 그림 8과 같이 측정 데이터와 비교되었고, 측정값과 모델된 잡음지수는 잘 일치하였다.

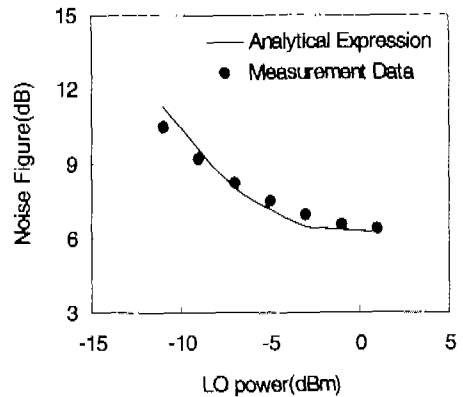


그림 8. HEMT 저항성 혼합기의 측정값과 모델된 잡음지수 비교

IV. 결론

HEMT 저항성 혼합기에서 잡음지수 계산에 대한 분석적인 해석 방법이 개발되었다. 경험적인 내부 잡음 모델을 이용하여 잡음지수에 대하여 분석적이고 간소화 된 수식을 유도하였고, 각 잡음원과 주파수에 대한 기여를 페이저 다이어그램 형태로 묘사하여, 비선형 잡음 메커니즘을 물리적으로 이해할 수 있었다. 마지막으로 모델은 측정값과 비교하여 검증되었다.

참고 문헌

[1] S. A. Maas, "A GaAs MESFET Mixer with Very Low Intermodulation", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, no. 4, pp. 425-429, Apr. 1987.
 [2] R. S. Virk and S. A. Mass, "Modeling

MESFETs for Intermodulation Analysis of Resistive FET Mixers”, in *1995 IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1247-1250, Jun. 1995.

- [3] S. Peng, P. McCleer and G. I. Haddad, “Intermodulation Analysis of FET Resistive Mixers Using Volterra Series”, in *1996 IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1377-1380, Jun. 1996.
- [4] S. Peng, “A Simplified Method to Predict the Conversion Loss of FET Resistive Mixers”, in *1997 IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 857-860, Jun. 1997.
- [5] G. K. Tie and C. S. Aitchison, “Noise Figure and Associated Conversion Gain of A Microwave MESFET Gate Mixer”, in *Proceedings of the 13th European Microwave Conference*, pp. 579-584, Sep. 1983.
- [6] J. Dreifuss, A. Madjar and A. Bar-Lev, “Novel Method for Calculating the Noise Figure of Microwave MESFET Mixers”, *IEE Proceedings*, vol. 136, no. 4, pp. 289-292, Aug. 1989.
- [7] W. Ko and Y. Kwon, “Improved Analytical Analysis of Noise Figures in HEMT Mixers”, in *1998 IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 579-584, Jun. 1998.
- [8] D. H. Held and A. R. Kerr, “Conversion Loss and Noise of Microwave and Millimeter-Wave Mixers: Part 1 - Theory”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-26, no. 2, pp. 49-55, Feb. 1978.
- [9] P. A. Folkes, “Thermal Noise Measurements in GaAs MESFET’s”, *IEEE Electron Dev. Lett.*, vol. EDL-6, no. 12, pp. 620-622, Dec. 1985.
- [10] C. Dragone, “Analysis of Thermal Shot Noise in Pumped Resistive Diodes”, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 1881-1902, 1968.
- [11] Y. Kwon, D. Pavlidis, P. Marsh, G.I. Ng, T.L. Brock, “Experimental Characteristics and Performance Analysis of Monolithic InP-Based HEMT Mixers at W-Band”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-41, no. 1, pp. 1-8, Jan. 1993.

고 원(Won Ko)

정회원



1996년 2월 : 고려대학교 전자공학과 졸업
 1998년 2월 : 서울대학교 전기공학부 석사
 1998년 3월~현재 : 서울대학교 전기공학부 박사과정

<주관심 분야> 밀리미터파 MMIC 설계 및 측정, 초고주파 비선형 회로의 비선형 잡음해석.

구 경 현(Kyung Heum Goo)

정회원



1981년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업
 1983년 2월 : 서울대학교 전기공학부 석사
 1991년 2월 : 서울대학교 전기공학부 박사

1984년~1985년 : 나우정밀주식 회사 연구원
 1986년 : 통신기술 주식회사 위촉연구원
 1987년~현재 : 인천대학교 공과대학 전자공학과(부교수)
 <주관심 분야> 선형, 고효율 RF/MW 회로 설계 및 측정, 전파통신 시스템 분석등임.

권 영 우(Youngwoo Kwon)

정회원



1988년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업
 1990년 : University of Michigan, M.S.E.E.
 1994년 : University of Michigan, Ph.D.

1994년~1996년 : Rockwell International Science Center, MTS
 1996년~현재 : 서울대학교 전기공학부 조교수
 <주관심 분야> MMIC 설계, 밀리미터파 회로 및 시스템, 능동소자 모델링, RF MEMS