

선형성이 우수한 GaAs MESFET 저항성 혼합기 설계

The Design of GaAs MESFET Resistive Mixer with High Linearity

이상호 · 김준수 · 황충선 · 박익모 · 나극환* · 신철재

Sang-Ho Lee · Jun-Soo Kim · Chung-Seon Hwang · Ik-Mo Park · Keuk-Hwan Ra* · Chull-Chai Shin

요 약

본 논문에서는 선형성이 우수한 MIC형태의 GaAs MESFET 저항성 혼합기를 설계하였다. 설계된 저항성 혼합기는 채널저항을 이용하기 위해 게이트단에만 바이어스 전압을 인가하였으며 LO 신호를 게이트단에 입력시키고 드레인단에는 LO-RF간의 적절한 격리도를 얻기 위하여 삽입된 7-pole hairpin 대역통과 여파기를 통하여 RF 신호를 가하여서 소오스단에서 단락회로와 저역통과 여파기를 통해 IF 신호를 얻는 것이다. LO 신호와 RF 신호에 대한 간략화된 등가회로를 추출하여 변환손실을 계산하였으며 하모닉 발란스 해석의 결과와 비교하였다. 제작된 S-band 수신용 혼합기의 변환손실은 7-pole hairpin 대역통과 여파기의 3.0~3.4 dB 정도의 삽입손실을 고려하여 8.2~10.5 dB로 얻을 수 있었고, 왜곡 특성에서 IP3in는 26.5 dBm의 선형적인 특성을 $V_g = -0.85 \sim -1.0$ V에서 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, a GaAs MESFET single-ended resistive mixer with high linearity and isolation is designed. The bias voltage of this mixer is applied only gate of GaAs MESFET to use the channel resistance. The LO is applied the gate and the RF is applied the drain through 7-pole hairpin bandpass filter to obtain the proper isolation thru LO-RF. The IF is extracted from the source with short circuit and lowpass filter. Using extracted equivalent circuits for LO and RF, conversion loss is calculated and compared with result of harmonic balance analysis. Measured conversion loss of this S-band down converter mixer is 8.2~10.5 dB by considering the measured 3.0~3.4 dB RF 7-pole hairpin bandpass filter loss and IP3in is 26.5 dBm at $V_g = -0.85 \sim -1.0$ V in distortion performance.

I. 서 론

통신 서비스는 음성뿐만 아니라 무선 호출, 영상, 데이터 전송의 디지털화와 멀티미디어화에

따라 RF단 특히 비선형 소자를 이용하는 전력 증폭기나 주파수 혼합기의 고 선형성이 요구되고 있다. 그래서 전력 증폭기는 고효율 증폭기(HPA)에서 선형 전력 증폭기(LPA)로 대체되고 있으며 주파수 혼합기에서도 변환 효율, 잡음지수 특성외에

아주대학교 전자공학부 초고주파 통신연구실(Microwave-Comm, Lab., School of Electronics Eng., Ajou University)

*광운대학교 전자공학과(Dept. of Elec. Eng., Kwangwoon Univ.)

· 논문 번호 : 980725-070

· 수정완료일자 : 1999년 1월 25일

비선형성을 개선하려는 노력이 계속되고 있다.

기존의 다이오드를 이용한 주파수 혼합기의 선형화를 위한 방법으로는 Lepoff와 Cowley^[1]는 평형형 주파수 혼합기의 평형성을 변화시켜 IF 출력의 우차수 혼변조왜곡을 제거하는 방법을 제시하였으며 Ernst^[2]는 바이어스와 LO 전력레벨을 적절히 조절하거나 부가적인 비선형성을 추가하여 고차 비선형특성을 제거하는 방식을 제안하였다. 근래들어 Mass^[3]에 의해 처음 제안된 GaAs ME-SFET 저항성 혼합기는 다이오드보다 선형적인 GaAs MESFET의 채널저항을 이용하는 것으로서 저 전력소모, 저 잡음, 저 왜곡, 넓은 동작영역 등의 많은 장점을 가지므로 단일 종단형, 단일평형, 이중평형의 다양한 형태로 구현되고^{[4]-[6]}, 해석되고 있다^{[7],[8]}. 이것은 대부분 소오스 접지 구조로 드레인단에는 바이어스되지 않고 게이트단에만 바이어스 전압을 가하여 GaAs MESFET가 I/V 특성 곡선상의 선형영역에 동작하게 하여 게이트의 바이어스 전압과 국부(LO) 신호로 채널 컨덕턴스를 변조시켜 드레인단의 RF 신호와 결합하여 IF 신호를 얻게 되는 것이다. 이러한 혼합기는 FET의 선형채널 저항으로 인해 이중평형 주파수 혼합기보다 우수한 선형성을 얻을 수 있었으나 드레인단에 동시에 RF를 입력시켜 IF를 추출하는 구조를 가지므로 설계가 어려우며 RF-IF, LO-IF 격리도특성이 약화되고 입, 출력 VSWR이 2.5~3.5로 큰 단점들이 있었다.

따라서 본 논문에서는 설계가 용이하면서 선형성뿐만 아니라 격리도개선을 위해 소오스단에서 IF 신호를 추출하는 변형된 형태의 단일 종단형 저항성 혼합기를 제안, 설계하였다. 이것은 GaAs MESFET의 선형 채널 저항을 이용하기 위해 게이트단에만 바이어스전압을 인가하였으며 드레인단에는 격리도를 위해 소형의 스크트특성이 우수한 7-pole hairpin 대역통과 여파기를 통해 RF 신호를 입력시켜 소오스단에서 LO, RF 신호에 대한 단락회로와 저역통과 여파기를 통해 IF 신호를 얻음으로서 선형성과 격리도를 향상시켰다. 제시한

구조를 입력되는 신호에 대한 간단한 등가회로를 통한 계산방식에 변형, 적용하여 계산된 변환손실과 초고주파용 모의 실험기인 HP사의 MDS(Micro wave Design System)의 하모닉 발란스 해석결과와 비교하였으며 S-band의 수신용 저항성 혼합기를 설계, 제작하여 측정하였다.

II. 저항성 주파수 혼합기의 원리

기존의 Schottky barrier diode를 이용한 주파수 혼합기는 다이오드의 큰 비선형 접합 컨덕턴스(junction conductance)로 인해 고조파, 혼변조등의 불요성분으로 성능 저하를 가져오게 되는데, 이를 보완하기 위해 발진기의 출력전력(PLO)을 증가시키면 잡음지수가 악화되는 단점이 있다.

GaAs MESFET 저항성 혼합기(GaAs MESFET resistive mixers)는 시변 채널 저항(time-varying channel resistance)을 주파수 변환의 주된 요소로 이용하는 것으로서 게이트단에만 negative voltage로 바이어스를 걸면 드레인 전압(V_{ds})이 거의 0에 가까운 선형영역에서 동작하게 되고, 채널저항은 게이트전압(V_g)에 의한 전압 제어 저항(voltage controlled resistor)으로 무한대에서 수 Ω 까지로 변화한다^[3]. LO 신호는 핀치오프 전압(V_p)으로 바이어스 되어있는 게이트단으로 입력되고 채널은 드레인단에 바이어스가 걸리지 않아서 I/V 특성 곡선상의 선형영역에서 동작하게 되며 인가되는 LO 신호에 의해 on-off되는 일종의 스위치 역할을 하게 된다. RF 신호는 드레인단으로 입력되어 GaAs MESFET의 시변 채널 컨덕턴스(time-varying channel conductance)로 두 신호의 차인 IF 신호를 드레인단이나 소오스단에서 추출하게 된다. 그림 1은 저항성 주파수 혼합기의 원리를 보여주고 있다.

그림 2에서는 $V_{ds}=0$ 에서 GaAs MESFET의 등가회로를 나타내었다. 포화 영역으로 바이어스 되어있다면 $C_{gs} \gg C_{gd}$ 이나 $V_{ds}=0$ 의 선형영역

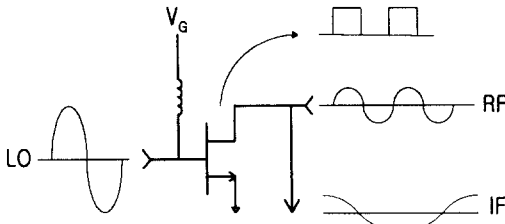


그림 1. GaAs MESFET 저항성 혼합기 원리
Fig. 1. Theory of GaAs MESFET resistive mixer.

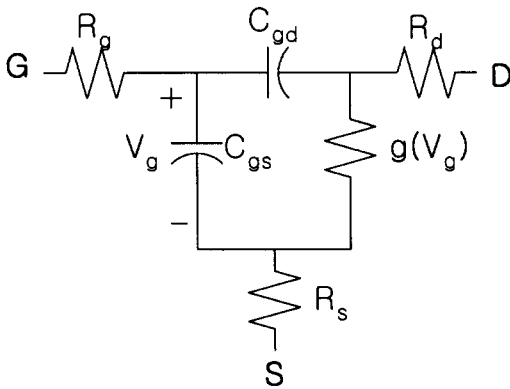


그림 2. $V_{ds} = 0$ 시의 GaAs MESFET의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of a GaAs MESFET at $V_{ds} = 0$.

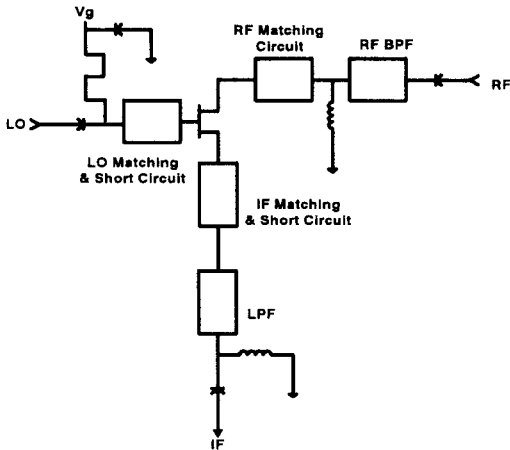


그림 3. 제안한 저항성 주파수 혼합기 블록도
Fig. 3. Block diagram of proposed resistive mixer.

에서 동작할때는 채널 캐패시턴스는 각각 $C_{gs} \cong C_{gd}$ 로 되어 LO-RF 격리도 특성을 악화시키는 단점이 있으므로 부가적인 회로가 필요하다.

본 연구에서는 적절한 변환손실과 우수한 선형성을 유지하면서 설계가 용이한 구조로 변환하여 정합과 격리도를 향상 시킬수 있는 그림 3과 같은 변형된 구조를 제안하였다. 회로 구성은 게이트단에는 바이어스 회로와 LO 신호를 위한 정합회로, RF-LO 격리도를 위해 RF 단락회로로 구성하고, 드레인단에 LO-RF 격리도를 위한 대역통과 여파기와 정합회로로 설계하고, 마지막으로 소오스 단에는 IF 정합회로와 LO, RF 단락회로, 저역통과 여파기를 조합하여 IF 신호를 얻는 것이다.

이러한 구조의 장점은 기존의 드레인단에서 다이플렉스나 저역통과 여파기와 대역통과 여파기를 이용하여 RF를 입력시키고 동시에 IF를 추출하는 구조에 비해서 우수한 선형성을 유지하면서 여파기와 단락회로를 이용하여 LO-RF, RF-IF, LO-IF 격리도를 개선할 수 있으며 정합이 용이해져서 RF 정합특성과 변환특성을 향상시킬 수 있다. 그리고 바이어스용 air coil로 튜닝이 용이한 장점을 가진다.

III. 등가회로에 의한 변환손실 계산

각 단의 정합회로와 단락회로를 포함한 임피던스를 그림 4와 같이 $Z_D(\omega)$, $Z_G(\omega)$, $Z_S(\omega)$ 라 할 때, 게이트에 $V_{LO}(t) = V_{LO}\cos(\omega_{LO}t)$ 의 LO 신호만 입력될 때의 등가회로는 채널 컨덕턴스에 전류가 흐르지 않기 때문에 그림 4의 (b)와 같이 나타낼 수 있다.

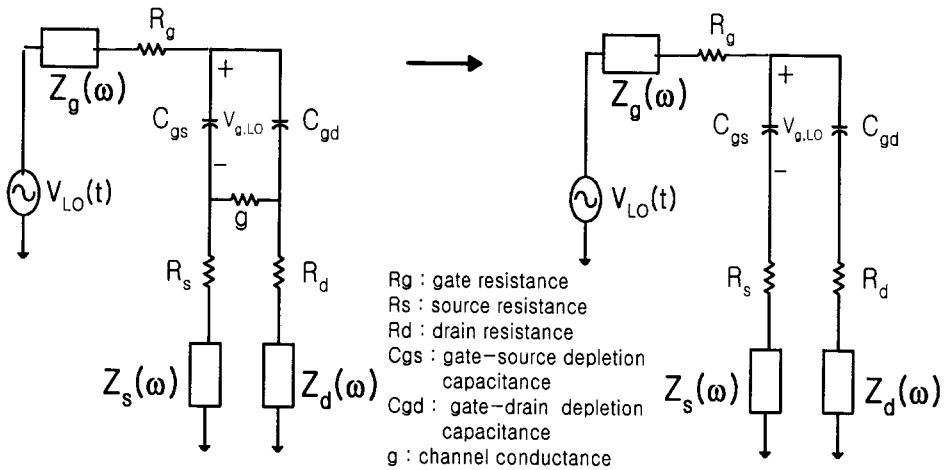
LO 신호의 비선형성분이 영향을 미치는 전달 컨덕턴스($g(V_{g,LO})$) 성분을 포함한 $V_{RF}(t) = V_{RF}\cos(\omega_{RF}t)$ 의 RF신호 입력시의 등가회로는 사용되는 RF 주파수 범위와 인가되는 LO 전력 레벨에서 $g(V_{g,LO}) \gg \omega C_{gd}$, $g(V_{g,LO}) \gg \omega C_{gs}$ 의 값을 가지므로 그림 5의 (b)와 같이 근사화되어 드레인단에서의 전류 i_d 는

$$i_d = \frac{g(V_{g,LO}) \cdot v_{RF} \cos(\omega_{RF}t)}{1 + |R_s + R_d + Z_{S,RF} + Z_{D,RF}| \cdot g(V_{g,LO})} \quad (1)$$

이다. $Z_{D,RF}$, $Z_{S,RF}$ 는 RF 주파수에 대한 드레인단과 소오스단의 임피던스이다. 여기서, 바이어스가 편치오프 전압 (V_p)로 인가된다면, 전달 컨덕턴스 ($g(V_{g,LO})$)는

$$g(V_{g,LO}) = \begin{cases} KV_{g,LO} \cos(\omega_{LO}t + \theta), & -\frac{\pi}{2} \leq \omega_{LO}t + \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ 0, & \frac{\pi}{2} \leq \omega_{LO}t + \theta \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (2)$$

이다. 이때 K 는 채널 컨덕턴스의 기울기이고 $V_{g,LO}$ 는 C_{gs} 양단에 걸리는 LO 신호에 의한 내

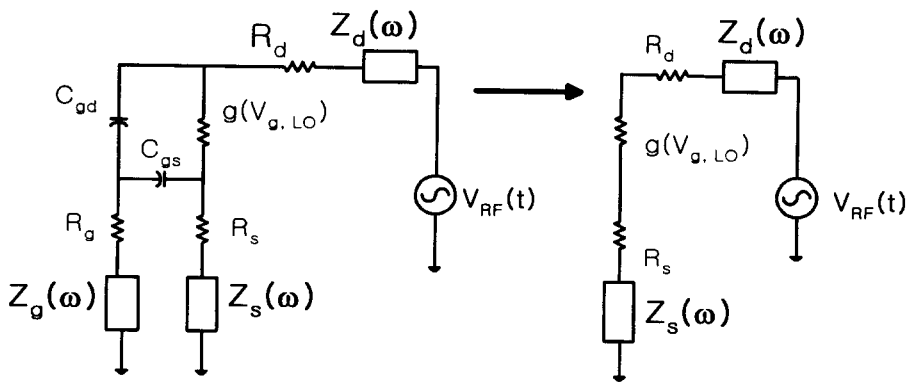


(a) 등가회로

(b) 근사화된 등가회로

그림 4. LO 신호에 대한 GaAs MESFET 등가회로

Fig. 4. LO equivalent circuit of GaAs MESFET.



(a) 등가회로

(b) 근사화된 등가회로

그림 5. 간략화된 GaAs MESFET의 소신호 등가회로

Fig. 5. Approximate small signal equivalent of GaAs MESFET.

부 전압으로 그림 4에서 구할 수 있다. 적분 영역의 변화를 통해 다른 바이어스 전압인 경우에도 표현이 가능하다.

IF 신호에 대한 드레인 전류($i_{d,IF}$)는

$$i_{d,IF} = \frac{g_1 v_{RF}}{2} \cos[(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \theta] \quad (3)$$

이고, 이때 LO 신호의 기본 주파수 성분의 계수(g_1)는 푸리에 급수(Fouries Series)에 의해

$$g_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{KV_{g,LO}(\cos(x))^2 dx}{1 + |R_d + R_s + Z_{D,RF} + Z_{S,RF}| \cdot KV_{g,LO}(\cos(\omega_{LO}t + \theta))} \quad (4)$$

이다.

IF 신호 출력전력(P_{IF})은

$$P_{IF} = \frac{1}{2} |i_{d,IF}|^2 Re(Z_{S,IF}) \quad (5)$$

$$= \frac{(g_1 v_{RF})^2}{8} Re(Z_{S,IF})$$

이므로 변환손실(conversion loss)은

$$conv. loss = \frac{P_{RF}}{P_{IF}} \quad (6)$$

$$= \frac{1}{g_1^2 \cdot Re(Z_{S,IF}) \cdot Re(Z_{D,RF})}$$

가 된다. 만약 K 가 무한히 크면 g_1 은 최대가 되고 따라서 저항성 주파수 혼합기는 최소의 변환손실을 얻게 된다.

IV. 저항성 혼합기 설계

본 논문의 저항성 주파수 혼합기로 사용한 GaAs MESFET은 HP사의 ATF-13736^[11]이며 이때 바이어스회로는 입, 출력 신호에 영향을 미치지

않는 개방회로처럼 보이도록 게이트단에 150Ω 정도의 높은 임피던스의 $\lambda/4$ 전송선로와 바이패스 캐패시터로 구성하고 드레인단과 소오스단에 각각 DC return용 인덕터로 구성을 하였다^[12]. LO-RF 격리도를 얻기위해 드레인단에 대역통과 여파기는 주로 병렬 결합 선로 여파기가 사용되어져 왔으나 S-band에서는 크기가 크고 스킵트 특성이 나빠 격리도 특성이 우수하지 못하므로 소형의 스킵트 특성이 우수한 7-pole의 hairpin 대역통과 여파기^[13]를 이용하였다. 주파수 혼합기의 회로 구성은 게이트단에 2.2GHz의 LO 신호에 대한 정합회로와 $\lambda/4$ 개방 스텐브를 이용하여 RF 단락회로를 구현하였다. 드레인단에는 7-pole hairpin 대역통과 여파기(중심주파수 2.5 GHz, 대역폭 200 MHz)와 정합회로를 사용하였으며, 소오스단은 0.2~0.4 GHz IF 신호를 얻기 위해 정합회로와 LO-IF 및 RF-IF 격리도 특성을 위한 각각 $\lambda/4$ 개방 스텐브와 구현이 용이한 소형의 L-C 집중소자 저역통과 여파기를 이용하였다. 각 포트들의 정합 순서로는 게이트단의 임피던스의 영향이 드레인단이나 소오스단에서의 임피던스 변화에 대한 영향보다 덜 민감하므로 게이트단을 먼저 정합하고 드레인단과 소오스단의 정합순으로 MDS를 이용하여 최적화 설계를 하였다. 2.75의 비유전율(ϵ_r)을 갖는 Taconic사의 테프론 기판(H=14.5 mil, T=0.5 oz)에 MIC형태로 제작하였다. 음화 필름은 그림 6에 나타나 있다.

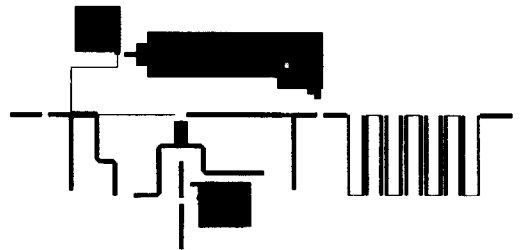


그림 6. 제작된 저항성 주파수 혼합기의 음화 필름 (10.2×4.3 cm)

Fig. 6. Negative film of fabricated resistive mixer (10.2×4.3 cm).

표 1. 추출된 ATF-13736의 등가회로 파라미터

Table 1. Extracted parameters of ATF-13736.

Rg	Rd	Rs	Lg	Ld	Ls	Cgs	Cgd
3.3 Ω	0.5 Ω	1.6 Ω	1.1 nH	1.2 nH	0.78 nH	0.21 pF	0.12 pF

V. 변환손실 계산 비교 및 측정결과 분석

5-1 변환손실 계산

추출된 ATF-13736 등가회로 파라미터는 표 1과 같고 채널 컨덕턴스의 기울기 $K=0.085$ 로 얻었다 [11].

III에서 제시한 계산방법에 측정된 인덕턴스값을 포함하여 계산하였으며 편의상 $Z_{D,LO} = Z_{G,LO} = Z_{D,RF} = Z_{S,IF} = 50$, $Z_{G,RF} = Z_{S,LO} = Z_{S,RF} = 0$ 으로 계산을 하였다. 계산값과 비교하기 위한 MDS 모의 실험은 참고 문헌 [11]에서 제시한 비선형 모델을 MDS내에 심볼화하여 삽입하고 Z_G , Z_D 는 각각 LO와 RF에 대해 50 Ω이 되도록 정합하고 Z_S 는 두 개의 $\lambda/4$ 개방 스텐브를 이용하여 LO와 RF에 대해 각각 단락으로 IF에 대해서는 50 Ω이 되도록 설계하여 제시한 계산방법과 Harmonic Balance 해석 결과를 비교하였다.

등가회로를 통한 계산결과와 MDS의 하모닉 발란스 해석 결과는 그림 7과 같다. 제시한 근사화된

등가회로 표현을 통해 계산한 변환손실 결과가 기존의 비선형 모델을 이용한 하모닉 발란스 해석의 변환손실과 P_{LO} 의 변화에 따라 비교적 잘 일치함을 보인다.

5-2 측정 결과 분석

먼저 대역통과 여파기, 각 포트들의 반사손실, 격리도를 측정된 후에 전체 저항성 주파수 혼합기의 변환손실, P_{1dB} , P_{IMD3} 를 측정하였다. HP 8510C 벡터 회로망 분석기를 이용한 7-pole hairpin 대역통과 여파기의 특성은 그림 8과 같으며, 제작시 첫 번째와 여덟 번째 선로의 0.1mm 간격을 애칭작업을 통해 구현하면서 설계 간격보다 더 넓게 나와 통과대역 삽입손실이 3.0 dB로 설계치와 약 1.3 dB의 차이를 보이나 스킵 특성은 우수하며 LO 주파수의 감쇠특성이 -56 dB이다. LO, RF 포트의 측정된 반사손실 특성은 그림 9와 같이 각각 15 dB, 11.3 dB 이며 최소의 변환손실을 갖도록 튜닝한 IF 포트에서 반사손실은 7.2 dB 였다. 그림 10은 IF 포트를 50 Ω 종단시켰을 때 LO, RF 포트간의 격리도 특성은 64.3 dB로 나타났다. LO-IF, RF-IF 격리도 특성도 소오스단의 단락회로와 저역통과 여파기로 인해 각각 46 dB 이상, 65 dB 이상의 측정결과를 얻을 수 있었다. 그림 11에서는 HP 83711A 신호 발생기와 Advantest R3361A 스펙트럼 분석기를 이용하여 $V_g = -0.95$ V, $f_{LO} = 2.2$ GHz $P_{LO} = 10$ dBm, $f_{RF} = 2.5$ GHz, $P_{RF} = -20$ dBm으로 입력되었을 때의 IF 출력 스펙트럼으로 대역통과 여파기의 3.0 dB 삽입손실을 포함한 변환손실이 8.85 dB임을 보이고 있다. 이러한 변환손실은 대역통과 여파기의 삽입손실을 줄이거나 드레인단과

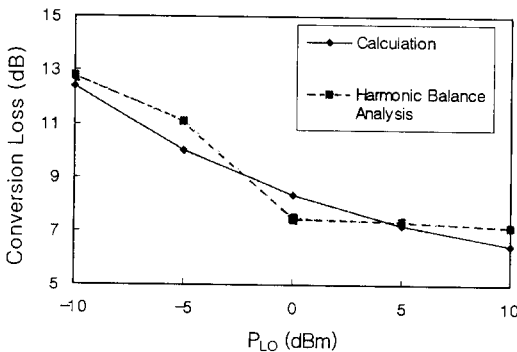
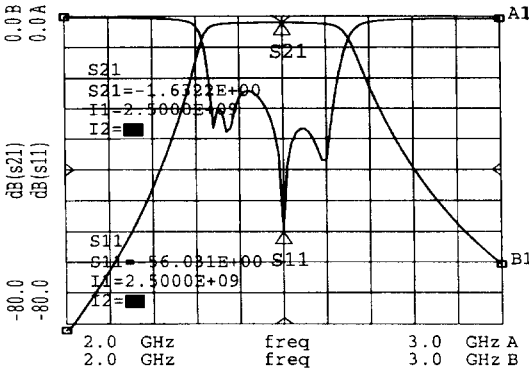
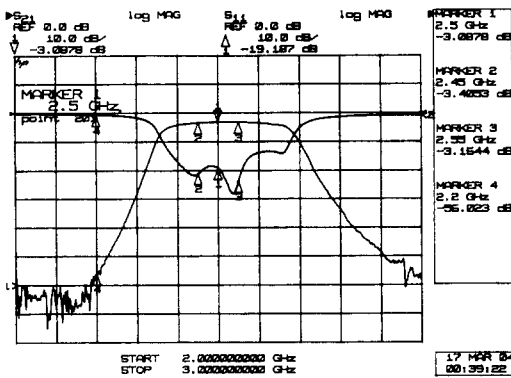


그림 7. P_{LO} 에 대한 변환손실 결과 비교

Fig. 7. Comparison of conversion loss versus P_{LO} .



(a) 설계 결과



(b) 측정 결과

그림 8. 측정된 7-pole hairpin 대역통과 여파기 특성
Fig. 8. Characteristics of 7-pole hairpin bandpass filter.

소오스단의 DC return용 인덕터값을 15 nH보다 낮춤으로써 V_{ds} 를 약간 증가시켜 개선할 수 있으나 이것은 선형성을 약화시키는 원인이 되기도 한다. 그림 12는 $P_{RF} = -20$ dBm으로 입력될 때 P_{LO} 변화에 대한 변환손실 특성으로 $P_{LO} = 0$ dBm 이상에서 10 dB이하의 변환손실을 가지며 비선형 모델을 통한 설계치와 약 2 dB 차이로 비교적 잘 일치하고 있다. 게이트단의 정합회로를 개선한다면 더 낮은 P_{LO} 에서 좋은 변환특성을 얻을 수 있을 것이다.

P_{RF} 를 변화시키면서 IF 출력과 3차 IMD 출력 전력의 결과는 그림 13과 같으며 입력 IP3는 26.5 dB

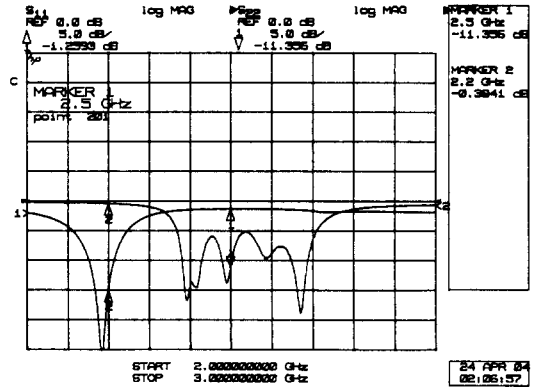


그림 9. 반사손실 특성 ($S_{11} : LO, S_{22} : RF$)

Fig. 9. Characteristics of return loss ($S_{11} : LO, S_{22} : RF$)

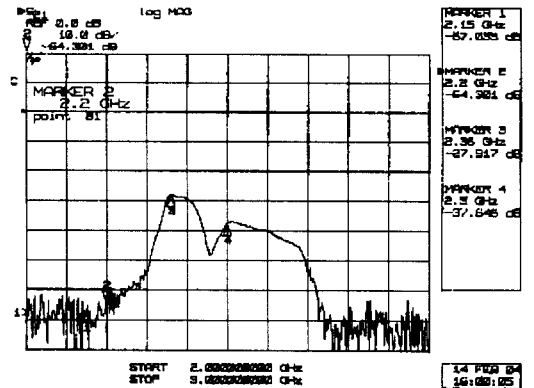


그림 10. LO-RF 격리도 특성

Fig. 10. Characteristics of LO-RF isolation.

를 나타내고 있다.

잡음지수 측정은 외부 신호발생기에서의 LO 주파수를 2.2 GHz, 10 dBm으로 고정시키고 HP 8970B noise figure meter, HP 8971C noise figure test set, HP 83711A synthesized CW generator를 이용하여 1.9 모드 상태에서 IF 주파수를 0.2~0.4 GHz로 변화시켰으며 ENR(Excessive noise ratio)은 HP 346C noise source를 통해 12.77dB로 하여 RF 입력단으로 입력시켜 측정하였다. 측정 결과는 그림 14와 같으며 이때의 잡음지수는 대역통과 필터를 제외한 값으로 6.4dB를 얻었다. 일반적인 pa-

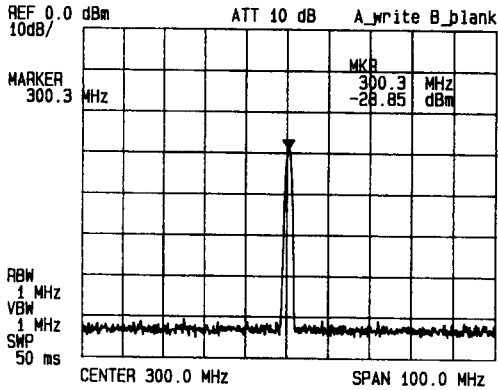


그림 11. IF 출력 스펙트럼
Fig. 11. IF output spectrum.

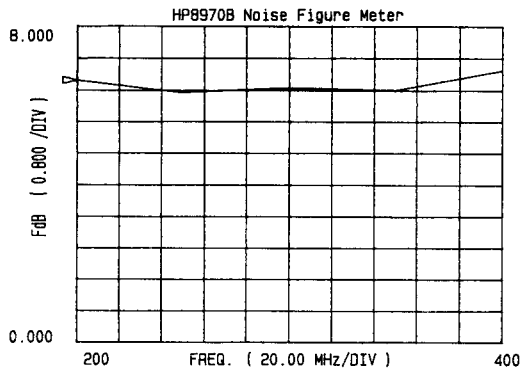


그림 14. 잡음지수 측정 결과
Fig. 14. Measured result of Noise Figure.

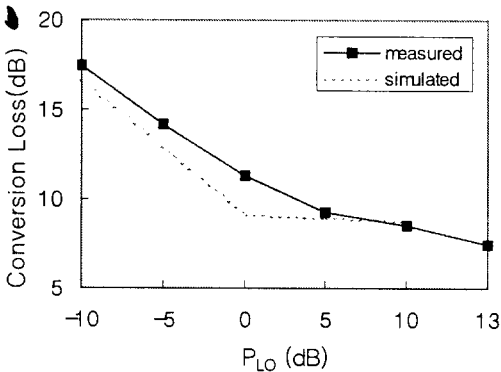


그림 12. P_{LO} 에 대한 변환손실
Fig. 12. Conversion loss versus P_{LO} .

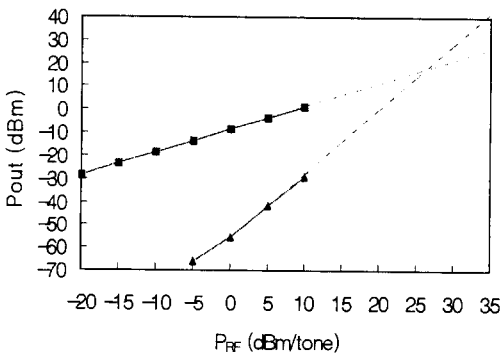


그림 13. P_{RF} 에 대한 IF 출력 전력과 3차 IMD 출력 전력
Fig. 13. IF output power and 3rd IMD output power versus P_{RF} .

ssive device의 잡음지수는 그것이 가지는 손실과 같거나 측정시 온도가 기준온도 (290 K) 이상이면 손실보다 약간 높은 값을 가지게 되는데 대역통과 필터의 손실(약 3 dB)을 포함하면 전체 변환손실과 잡음지수가 타당하다고 판단된다.

제작된 저항성 혼합기의 전체 결과는 표 2에 요약하였다.

표 2. 제작된 저항성 혼합기의 측정 결과

Table 2. Measured result of designed resistive mixer.

변환손실 (dB)	8.2~10.5
잡음지수(dB)	6.4
LO-RF 격리도 (dB)	> 64.3
LO-IF 격리도 (dB)	> 46
RF-IF 격리도 (dB)	> 65
$VSWR_{in} / VSWR_{out}$	1.7 / 2.5
P_{1dBin} (dBm)	10.5
IP_{3in} (dBm) ($\Delta f = 10$ MHz)	26.5
3차 IMD (dBc) ($\Delta f = 10$ MHz, $P_{RF} = -5$ dBm)	> 53.6
Bias (V)	-0.85 ~ -1.0

($f_{RF} = 2.45 \sim 2.55$ GHz, $f_{LO} = 2.2$ GHz, $P_{LO} = 10$ dBm)

변환손실: 3.0~3.4 dB BPF loss 포함시 결과,

잡음지수: 3.0~3.4 dB BPF loss 제외시 결과.

표 3. 혼합기의 특성 비교

Table 3. Comparison of mixers.

혼합기 종류	SB, diode mixer[14]	DB, WJ-MIG [14]	SE, resistive mixer[14]	DB, resistive mixer[15]	SE, Designed Mixer in this paper
RF 주파수 범위(GHz)	2.5~2.7	2.5~2.7	2.5~2.7	2~8	2.45~2.55
LO 전력(dBm)	13	8	8	23	10
최소변환손실(dB)	10.5	9	9	8	8.2
P_{1dBin} (dBm)	5	3	12	-	10.5
IP_{3out} (dBm)	10	6	18	23	18
LO-RF isolation(dB)	-	-	-	>25	>64

SB : single balanced, DB : double balanced, SE : single ended

표 3에서는 기존 발표된 S-band 혼합기들의 특성을 비교하였다. 본 논문에서 설계된 혼합기가 2단 브랜치라인 하이브리드를 이용한 단일평형 다이오드 혼합기^[14]와 Watkins-Johnson사의 이중평형형의 다이오드 혼합기^[14]보다 최소 5.5 dBm 이상의 높은 P_{1dBin} 를 가지며 IP_{3out} 는 8 dB가 높았다. 그리고 Radmanesh^[14]가 설계한 단일 종단 소오스 접지형의 저항성 혼합기와 비교해서는 변환손실은 0.8 dB 우수하였으나 P_{1dBin} 는 1.5 dBm이 낮았다. Weiner^[15]이 설계한 링구조의 이중평형형 저항성 혼합기와는 비슷한 변환손실 특성을 보이며 IP_{3out} 는 5 dBm가 낮았으나 이것은 LO 전력이 13 dBm이나 높은 경우이다. 대부분의 혼합기가 병렬선로 결합 여파기나 balun을 이용하여 20-30 dB의 LO-RF 격리도 특성을 보이는 반면 본 논문에서 설계된 혼합기는 7-pole hairpin 여파기로 인해서 64 dB 이상의 LO-RF간의 격리도를 얻을 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 우수한 선형성과 격리도를 얻을 수 있는 새로운 형태의 단일 종단형 GaAs MESFET 저항성 혼합기를 제안하고 설계하였다. 설계

된 저항성 혼합기는 게이트단에는 채널저항을 이용하기 위해 바이어스 전압과 LO 신호를 입력시켰으며 드레인단에는 LO-RF 격리도를 향상시키기 위해 7-pole hairpin 대역통과 여파기를 설계하여 RF 신호를 인가하여 소오스단에서 f_{LO} 와 f_{RF} 에 대한 단락회로와 저역통과 여파기를 통해 IF 신호를 얻는 것이다. 근사화시킨 등가회로를 계산 방법을 제시하여 변환손실을 계산할 수 있었으며 이 결과는 비선형모델을 이용한 하모닉발란스 해석 결과와 비교하여도 서로 유사한 결과를 얻을 수 있으므로 유용하게 응용 가능하리라 예상된다. 설계된 S-band 저항성 혼합기는 3.0 dB 대역통과 여파기의 삽입손실을 포함하여 8.2~10.5 dB의 변환손실과 26.5dB IP_{3in} , 입력 1-dB 억압점은 10.5 dBm로서 -0.95 V의 전력소모를 통해 얻을 수 있었다. 여파기의 제작시 추가된 손실과 $V_{ds}=0$ 일때의 소자 모델링의 차이로 설계치와 측정치가 약 1.5~3 dB의 차이를 보이므로 변환손실 개선을 위해 소형의 삽입손실 특성이 좋고, 격리도를 위한 대역의 감쇠특성이 우수한 RF 대역통과 여파기 연구와 좀더 정확한 변환손실 설계와 IM 해석을 위해 저항성 혼합기용 소자 모델링에 관한 연구가 계속 진행되어야 할 것이다. 그리고 HEMT나 MODFET등의 다양한 저잡음 화합물 반도체소자

를 이용한다면 변환손실과 잡음지수를 더 줄이며 우수한 선형성을 갖는 저항성 혼합기를 설계할 수 있으리라 예상된다.

본 논문에서 제안한 단일 기관의 설계가 용이하고 선형성과 격리도가 우수한 새로운 형태의 저항성 주파수 혼합기는 다양한 통신 시스템의 수신단의 성능향상과 간단한 단일 종단형태로 MMIC화 구현에 기여할 수 있으리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] J. H. Lepoff and A. M. Cowley, "Improved intermodulation rejection in mixers" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-14, pp. 618-623, Dec. 1966.
- [2] R. L. Ernst, P. Torriane, W. Y. Pan, and M. M. Morris, "Designing microwave mixers for incresed dynamic range," *IEEE Trans. Electromagn. compat.*, vol. EMC-11, pp. 130-138, Nov. 1969.
- [3] S. A. Mass, "A GaAs MESFET mixer with very low intermodulation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 425-429, Apr. 1987.
- [4] K. Yhland, N. Rorsman, and H. H. G. Zirath, "Novel Single Device Balanced Resistive HEMT Mixer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 12, pp. 2863-2867, Dec. 1995.
- [5] T. H. Chen, K. W. Chang, S. B. T. Bui, L. C. T. Liu, G. S. Dow, and S. Pak, "Broadband Singleand Double-Balanced Resistive HEMT Monolithic Mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 3, pp. 477-484, Mar. 1995.
- [6] J. Geddes, P. Bauhaha, and S. Swirhun, "A millimeter wave passive FET mixer with low 1/f noise," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1045-1047, 1991.
- [7] R. S. Virk and S. A. Mass, "Modeling MESFETs for intermodulation analysis of resistive FET mixer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-35, pp. 425-429, Apr. 1995.
- [8] S. Peng, P. McCleer, and G. I. Haddad, "Intermodulation analysis of FET resistive mixers using volterra series," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1377-1380, 1996.
- [9] S. A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, 1988.
- [10] S. Peng, "A simplified method to predict the conversion loss of FET resistive mixers," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 857-860, 1997.
- [11] 조영승, 신철재, "GaAs MESFET의 새로운 드레인 전류 모델," 전자공학회 논문지 제 32 권 A편 제 8호, pp. 64-70, 1995년 8월.
- [12] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, 2nd edition, Prentice-hall, pp. 162-165
- [13] E. G. Cristal and S. Frankel, "Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 719-728, Nov. 1972.
- [14] M. M. Radmanesh and N. A. Barakat, "State of the art s-band resistive FET mixer design," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1435-1438, 1994.
- [15] S. Weiner, D. Neuf, and S. Spohrer, "2 to 8 GHz double balanced MESFET mixer with +30 dBm input 3rd order intercept," *IEEE MTT-S Dig.*, 1988, pp. 1097-1100
- [16] R. S. Virk and S. A. Mass, "Modeling ME-

SFETs for Intermodulation Analysis of Resistive FET Mixers," *IEEE MTT-S Dig.*,

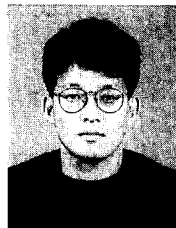
1995, pp. 1247-1250

이 상 호



1993년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
1995년 2월: 아주대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1995년 3월: 현재: 동대학원 박사과정 재학중
[주 관심분야] 이동통신 및 위성통신 부품설계, MMIC 및 부품모델링, 수치해석

박 익 모



1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학(공학사)
1989년: 일리노이대학교 전기전자공학(공학석사)
1994년: 일리노이대학교 전기전자공학(공학박사)
1994년~1996년: LG전자기술원 선

임연구원

1996년~현재: 아주대학교 전기전자공학과 조교수
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 수치해석

김 준 수



1996년 2월: 아주대학교 전파공학과 (공학사)
1998년 2월: 아주대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1998년 3월~현재: (주) 대영전자 PAGER팀 연구원
[주 관심분야] 이동통신 및 RF MIC

및 부품 개발

신 철 재



1964년: 연세대학교 전자공학과(공학사)
1968년: 연세대학교 전자공학과(공학석사)
1983년: 연세대학교 전자공학과(공학박사)

1970년~1977년: 광운대학교 조교수

1986년~1987년: 플로리다 대학교 방문교수
1977년~현재: 아주대학교 전기전자공학부 교수
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석, EMI/EMC, 초고주파 통신부품 개발, 전파전파

황 충 선

나 극 환



1973년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1977년 2월: 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1981년 7월: 불란서 ENSEEIHT 국립중합공과대학 전자공학과(공학박사)

1986년~현재: 광운대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 레이더 및 위성통신