

HEMT를 이용한 Ku-band 혼합기의 설계에 관한 연구

正會員 成 赫 濟* 正會員 具 然 健*

A Study on the Design of Ku-band Mixer Using a HEMT

Hyuck-Jea Sung*, Yeon-Geon Koo* *Regular Members*

요 약

종래에서는 혼합기제작에 수동소자인 다이오드를 이용하였으나 다이오드는 수동소자이므로 변환손실을 가져 IF증폭기를 설치하여야 하는 단점이 있으며 잡음이 커서 DBS 수신기의 전단부에 사용하기에는 적합치 못하다.

GaAs MESFET 혼합기는 다이오드 혼합기보다 우수한 잡음지수와 혼변조 level을 얻을 수 있다.

특히 위성에서 직접 수신되는 신호는 아주 미약하기 때문에 수신부 전체의 감도를 향상시키기 위해 저잡음 특성을 갖는 소자가 요구된다. HEMT(High Electron Mobility Transistor)는 전자의 이동도가 매우 빠르므로 GaAs MESFET보다 transconductance가 커서 큰 변환이득과 우수한 잡음특성을 가지며, millimeter-wave 주파수 영역에서도 좋은 잡음특성을 나타내고 있다.

본 연구에서는 18 GHz대역까지 사용가능한 저잡음 증폭기용으로 설계된 OKI사의 HEMT소자인 KGF 1860을 이용하여 혼합기를 제작하였고, LO 주파수를 10.6GHz, RF중심주파수를 11.9GHz로하여 설계하여 RF를 11.4 GHz에서 12.2 GHz까지 변화시키면서 측정한 결과 1~1.4 GHz의 IF대역에서 변환이득을 얻었으며 RF power -20.53 dBm, LO power 0.01 dBm에서 최대변환이득 3.7 dB를 얻었다.

또한 출력단의 $\lambda/4$ 개방스터브를 제거하였을 경우 RF를 11.1GHz에서 12.7GHz까지 변화시키면서 측정한 결과 930MHz~1.8GHz 대역에서 최대변환이득 1.35dB를 얻었다.

Abstract

Diodes and GaAs have been commonly used in a mixer design until recently. However, diodes are not preferred to use at the front-end of DBS receiver due to the conversion loss large noise. HEMT has larger conversion gain and better noise characteristics comparing with GaAs MESFET. This paper describes the design procedure, structure, and performance of a mixer, utilizing HEMT designed by OKI Co.. A mixer configuration in which the local oscillator(LO) signal is applied to the gate is used. When the LO power is 0.01 dBm, the conversion gain of 3.7dB is obtained at IF and the 3 dB bandwidth is 400MHz.

*弘益大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Hong-ik Univ.
論文番號 : 93-96

I. 서 론

반도체 기술의 향상으로 초고주파용 반도체소자의 동작주파수가 점점 높아지고 있으며 모든 전자부품의 소형화, 경량화 추세에 따라 능동소자를 이용한 혼합기의 필요성이 증대하고 있다. 종래에는 혼합기 설계제작에 수동소자인 다이오드를 이용하였으나 다이오드는 수동소자이므로 변환손실을 가져 IF증폭기를 설치하여야 하는 단점이 있으며 잡음이 커서 DBS 수신기의 전단부에 사용하기에는 적합치 못하다.

GaAs MESFET 혼합기는 다이오드 혼합기보다 우수한 잡음지수와 혼변조 level을 얻을 수 있다.

특히 위성에서 직접 수신되는 신호는 아주 미약하기 때문에 수신부 전체의 감도를 향상시키기 위해 저잡음 특성을 갖는 소자가 요구된다. HEMT(High Electron Mobility Transistor)는 전자의 이동도가 매우 빠르므로 GaAs MESFET보다 transconductance가 커서 큰 변환이득과 우수한 잡음특성을 가지며, millimeter-wave 주파수 영역에서도 좋은 잡음특성을 나타내고 있다.

본 연구에서는 18 GHz대역까지 사용가능한 저잡음 증폭기용으로 설계된 OKI사의 HEMT소자인 KGF 1860을 이용하여 혼합기를 제작하였고, LO 주파수를 10.6GHz, RF중심주파수를 11.9GHz로 하여 설계하였으며, 마이크로스트립 선로 제작은 3M사의 비유전율(ϵr)이 2.5, 유전체두께(h)가 0.722(mm), 도체두께(t)가 0.03556(mm)인 GT-0312-50-11 기판을 사용하였다.

RF신호와 LO신호는 입력단에서 간섭을 일으키지 않게 하기 위하여 3dB 방향성결합기를 사용하여 게이트에 인가하는 게이트혼합기를 설계하였고, 또한 게이트혼합기는 $I_{DS}(V_{GS})$ 비선형 특성을 이용하므로, 비선형성이 뛰어난 $V_{GS} = -0.25 V$ 에서 $I_{DS} = 8mA$, $V_{DS} = 2 V$ 일때 산란계수를 이용하여 입, 출력 정합 회로를 구성하였으며, 출력단은 차단주파수가 1.8 GHz이고 ripple이 0.01 dB인 Tchebysheff 저역통과여파기를 구현하였고, RF, 영상, LO신호에 대해 저임피던스를 제공하도록 하기 위해 특성임피던스가 작은 $\lambda/4$ 개방스터브를 연결하여 이 스텐브를 제거했을 경우와 IF특성을 비교하였다.

입, 출력단으로 DC 성분이 유입되는 것을 막기 위해 용량이 9 pF, 47 pF인 capacitor를 각각의 입, 출력단에 사용하였으며, DC 바이어스 회로는 $\lambda/4$ 개방스터브를 사용하였다.

II. 산란계수를 이용한 혼합기 설계

2.1 혼합 및 증폭기 이론

혼합은 소자의 비선형특성을 이용하는데, 소오스-게이트사이의 Schottky barrier가 비선형특성을 가지므로 주파수 변환이 일어나고 변환된 주파수가 HEMT 자체에 의해 증폭되므로 변환된 IF전력은 RF전력보다 커지게 된다. 일반적으로 HEMT는 MESFET에 비해 트랜스컨덕턴스 g_m 이 커서 차단주파수가 크므로 고주파 영역에서도 사용이 가능하며, 채널에서 캐리어의 이동도가 빠르고 게이트 길이가 작으므로 fringing 효과가 작아서 잡음지수가 작은 특성을 가지고 있다.

HEMT의 소신호등가소자가 LO의 대신호에 의해 주기적으로 변할 때 혼합이 일어나며 $I_D(V_{GS})$ 특성곡선의 비선형성을 이용한 게이트혼합기의 경우 트랜스컨덕턴스 g_m 은 V_{GS} 에 따라 민감하게 변한다. V_{GS} 가 고정되어 있을 때 대신호인 LO신호가 게이트에 인가되면 g_m 은 LO와 같은 주기를 갖는 시변함수가 되므로 ω_0 를 LO주파수라 하면 $g_m(t)$ 는

$$g_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k e^{jk\omega_0 t} \tag{1}$$

이고

$$g_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(t) e^{-jk\omega_0 t} d(\omega_0 t) \tag{2}$$

이다.

시변전압증폭인자 $\mu(t)$ 는 드레인저항 R_d 의 평균값 $\bar{R}_d = R_o$ 를 이용하여 $\mu(t) \approx R_d g_m(t)$ 라고 쓸수 있으며 C_{gs} 에 주파수가 $\omega_1 (\neq \omega_0)$ 인 소신호 전압 $V_g(t)$ 인 가되면 시변트랜스컨덕턴스의 혼합작용에 의해 전압 $\mu(t)V_g(t)$ 가 드레인 회로에 발생하며, 이신호는 측대역주파수성분 $|n\omega_0 \pm \omega_1|$ 를 갖는다. 여기서 n은 정수이며 $IF = |\omega_0 - \omega_1|$ 이 된다.

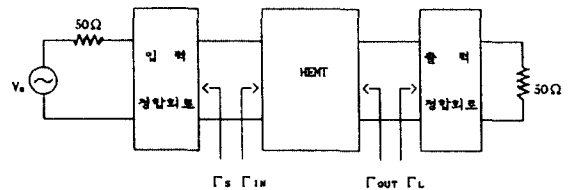


그림 1.4 단자 회로망

다음은 증폭기 설계에 관한 일반적인 이론에 대해 기술한다.

본 연구에서는 계산이 편리하고, 회로 시뮬레이터에 쉽게 이식할 수 있으며, 바이어스 의존성이 강한 소신호산란계수를 이용하여 회로를 구현하였다.

그림 1에서 입력반사계수(Γ_{IN}), 출력반사계수(Γ_{OUT})는 다음과 같다.

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (3)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (3)$$

안정도(K)는

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|}{2 |S_{12} - S_{21}|} \quad (5.1)$$

$$|\Delta| = |S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| \quad (5.2)$$

회로가 절대 안정할 조건은

$$K > 1, |\Delta| < 1 \quad (6)$$

이며, 이때 Smith Chart 상에서 불안정영역은 존재하지 않게 된다.

따라서 동시공액정합은 $K > 1, |\Delta| < 1$ 일 경우에만 가능하다.

회로가 조건부 안정일 조건은

$$K < 1 \text{ 또는 } |\Delta| > 1 \quad (7)$$

이며, 이 경우에는 불안정 영역을 피하여 정합회로를 구성하여야 한다. 그러나 불안정영역에서 멀리 떨어져질수록 이득이 떨어지므로 원하는 이득을 얻기 위해서는 정합회로 구성시 입·출력 안정도 원에서 적절한 이득곡선을 선택하여야 한다.

본 연구에 사용된 HEMT(KGF 1860)의 산란계수는 $V_{DS} = 2 \text{ V}$, $I_{DS} = 8 \text{ mA}$ 일때 데이터 sheet에 주어진 값을 사용하였고, through-hole이 인덕턴스성분을 가지므로 인덕턴스성분을 최소화 하도록 직경 0.5mm로 하였다. 각각의 주파수에 대한 산란계수와 안정도(K) 값을 표 1에 나타내었다.

표 1. 데이터 sheet에 의한 HEMT(KGF 1860)의 산란계수

주파수 (MHz)	S_{11} (Mag) (Ang)	S_{21} (Mag) (Ang)	S_{12} (Mag) (Ang)	S_{22} (Mag) (Ang)	K
1300	0.932 -25.01	5.141 156.27	0.035 70.23	0.606 -26.08	0.249
10600	0.737 -156.10	2.662 35.74	0.099 -20.62	0.491 -132.60	0.589
11900	0.733 -167.03	2.525 23.76	0.096 -29.70	0.497 -143.38	0.634

이 소자는 모든 사용주파수에 대해 $K < 1$ 이므로, 조건부 안정인 소자로서 입, 출력단을 동시에 정합시키기 위해서는 불안정영역을 피하여야 하며, LO신호와 RF신호를 동시에 정합하는 회로를 구성하는 것은 불가능하므로 LO신호는 단지 주파수 변환에만 관여하는 것으로 간주 하였다.

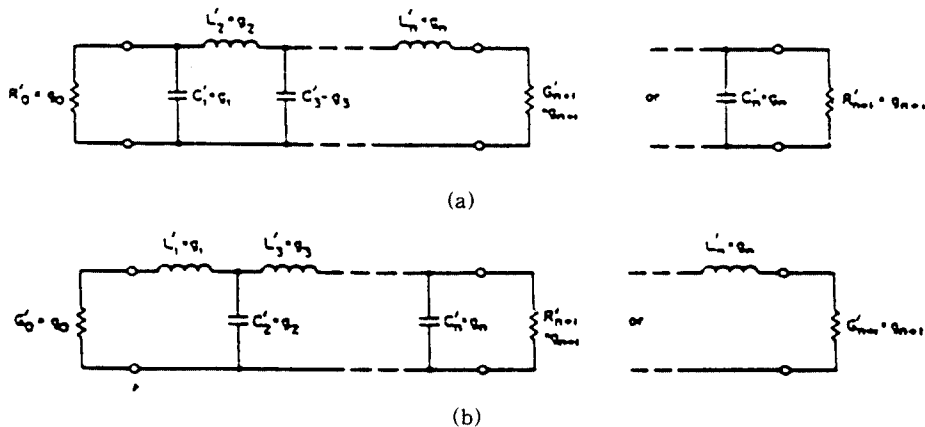


그림 2. 저역통과여파기 파라미터 정의

2.2 출력단회로의 설계

본 연구에 적용한 여파기는 차단주파수가 1.8GHz 이며 4GHz에서 30dB이상의 손실을 갖도록 소자수를 4개로 하였으며 ripple이 0.01dB인 Tchebyschef 저역통과여파기를 설계하였다. 그림 2는 본 연구에 사용한 저역통과여파기 파라미터의 정의를 나타낸다.

그림 2에서 소자값들은 다음과 같이 변환된다.

$g_k \mid k=1-n =$ 인덕턴스 또는 커패시턴스

$g_0 =$ generator resistance R_0'

$g_{n+1} =$ load conductance G_{n+1}'

표 2. $g_0=1, \omega_1=1$ 인 Tchebyscheff 여파기의 소자값

소자수(n)	0.01 dB ripple				
	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007

각각의 소자값들은 $g_0=1, \omega_1'$ 로 만들기 위해 규격화되었으며, 변환식은 다음과 같다.

$$R = \left(\frac{R_0}{R_0'}\right) R' \text{ 또는 } G = \left(\frac{G_0}{G_0'}\right) G' \quad (8)$$

$$L = \left(\frac{R_0}{R_0'}\right) \left(\frac{\omega_1'}{\omega_1}\right) L' = \left(\frac{G_0}{G_0'}\right) \left(\frac{\omega_1'}{\omega_1}\right) L' \quad (9)$$

$$C = \left(\frac{R_0}{R_0'}\right) \left(\frac{\omega_1'}{\omega_1}\right) C' = \left(\frac{G_0}{G_0'}\right) \left(\frac{\omega_1'}{\omega_1}\right) C' \quad (10)$$

표 2의 소자값과 식(8) ~ (10)을 이용하여 저역통과여파기를 구성하는 인덕턴스와 커패시턴스를 표 3 보였다.

표 3. 설계한 인덕턴스와 커패시턴스

소 자(L, C)	값
L_1	19.8(nH)
C_2	13.34(pF)
L_3	36.7(nH)
C_4	7.2(pF)

여파기가 가능한 예리한 손실특성을 갖도록 하기 위해 L의 특성임피던스(Z_{oL})는 125Ω으로 크게하였

고 C의 특성임피던스(Z_{oC})는 20 Ω으로 아주 작게 하였다.

각각의 마이크로스트립선로 길이(l)와 폭(W)은 표 4에 보였다.

표 4. 저역통과여파기의 마이크로스트립 실현

특성임피던스(Ω)	λ_g (mm)	W(mm)	l(mm)
$Z_{oC} = 20$	110.78	$W_C = 6.877$	$l_{c1} = 5.86, l_{c3} = 11.15$
$Z_{oL} = 125$	121.98	$W_L = 0.265$	$l_{L2} = 11.25, l_{L4} = 5.99$
$Z_o = 50$	115.59	$W_o = 2.01$	

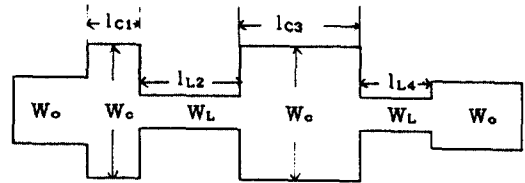


그림 3. 설계한 저역통과 여파기

출력단정합회로는 특성임피던스가 작은 $\lambda/4$ 개방 스타터브를 연결하여 RF, 영상, LO신호에 대해 저임피던스를 제공하도록 회로를 구성 하였다. 식(4)에서 최대출력전력이 전달될 조건은 다음과 같다.

$$\Gamma_{OUT}^* = \Gamma_L \quad (11)$$

설계한 저역통과여파기를 RF중심주파수(11.9 GHz)와 LO 주파수(10.6 GHz)에 대해 측정된 반사계수(Γ_L')는

$$\Gamma_L' = 1 \angle 160^\circ \quad (12)$$

그러나 이 영역은 불안정영역이므로 이영역을 피하여 설계하여야 하므로

$$\Gamma_L = 1 \angle 110^\circ \quad (13)$$

로 하여 정합회로를 구성하였다. 이때 IF(1.3GHz)주파수에 대해 측정된 반사계수(Γ_{LIF})는

$$\Gamma_{LIF} = 0.03 \angle -178^\circ \quad (14)$$

가 되었으며, 이 값을 임피던스(Z_{LIF})로 환산하면 다음과 같다.

$$Z_{LIF} = 46.79 - j 0.12 \quad (15)$$

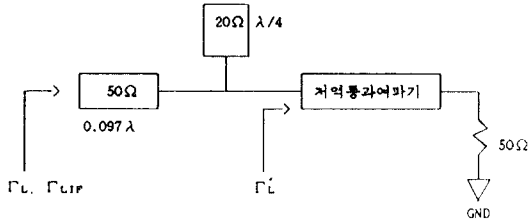


그림 4. 출력정합회로

2.3 입력단회로의 설계

혼합기설계의 이득여부는 LO와 RF신호가 입력단에서 최소감쇄를 하면서 게이트에 인가되도록 하는데 달려있다. RF신호와 LO신호는 방향성 결합기를 이용하여 삽입손실이 30dB이상이 되도록 최적화설계를 통해 제작하여 게이트에 인가하였다.

방향성결합기에 여러가지 구조가 있으나 대역폭이 작은 2단구조의 단점을 보완하고 마이크로스트립 선로구현이 용이한 3단 Branch-line 결합기를 사용하였으며, 결합계수는 3dB, 아이솔레이션은 25dB이상이 되도록 설계하였다.

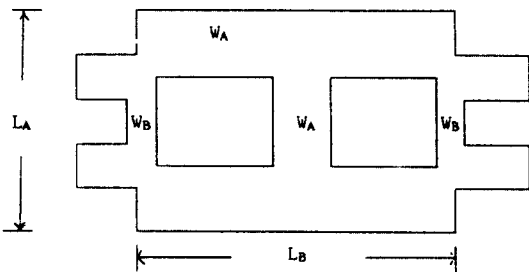


그림 5. 설계한 3단 branch-line 방향성 결합기 및 제원

표 5. 설계한 3단 branch-line 방향성 결합기 및 제원

특성임피던스(Ω)	35.36	12.7
Width W(mm)	$W_A = 3.32$	$W_B = 0.298$
Length L (mm)	$L_A = 15.5$	$L_B = 31$

큰변환이득과 낮은 잡음지수를 얻기 위해서는 입력단을 IF에 대해 최적으로 종단시켜야 하며, 게이트 바이어스회로는 IF에 대해 저임피던스 종단을 제공하면서 RF신호에 대해 정합이 이루어지도록 해야 한다. 또한 최대출력전력은 입력단에서 공액정합이 이루어져야 얻을 수 있으므로

$$\Gamma_{IN}^* = \Gamma_s \quad (16)$$

이 되어야 하며, 식(13)을 식(3)과 (16)에 대입하여 계산하면 Γ_s 는 다음과 같다.

$$\Gamma_s = 0.6743 \angle -162.4 \quad (17)$$

가 된다.

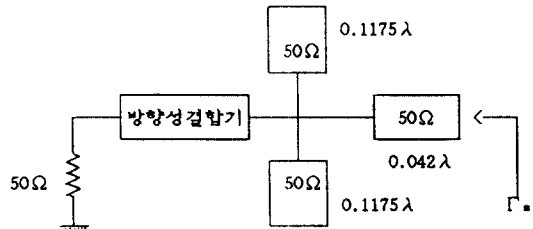


그림 6. 입력정합회로

2.4 제작 및 측정

1) 제작

본 연구에서는 18 GHz대역까지 사용가능한 저잡음 증폭기용으로 설계된 OKI사의 HEMT소자인 KGF 1860을 이용하여 혼합기를 제작하였고, LO 주파수를 10.6GHz, RF중심주파수를 11.9GHz로하여 설계하였으며, 마이크로스트립 선로 제작은 3M사의 비유전율(ϵ_r)이 2.5, 유전체두께(h)가 0.722(mm), 도체두께(t)가 0.03556(mm)인 GT-0312-50-11 기판을 사용하였다. 마이크로 스트립 선로의 설계는 Wheeler, Schneider, Hammerstard에 의해 제안된 실험식을 적용하였으며, 특히 Ku-band에서는 마이크로 스트립 선로의 폭, 두께, 실효유전상수등이 주파수의 함수가 되므로 이점을 고려하였다. 바이어스회로는 외부에서 바이어스를 인가하는 양전원방식을 이용하였다.

다음의 그림 7은 설계한 혼합기의 lay-out film이다.

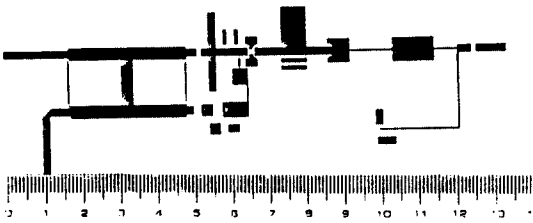


그림 7. 설계한 혼합기의 lay-out film

2) 측정

그림 8은 제작된 혼합기의 성능 측정을 위한 계통도이다. 바이어스회로는 양전원방식으로 회로구성을 구성하여 power supply로부터 혼합기에 직접인가하였으며 data의 산란계수는 $V_{DS} = 2V$, $I_{DS} = 8mA$ 에서 측정한 값으로 실험과정에서 비직선성이 가장 크게 나타나는 $V_{GS} = -0.25V$ 을 바이어스전압으로 선택하였다.

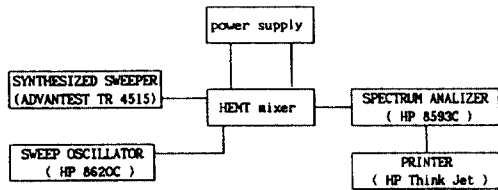


그림 8. 실험 장치 계통도

III. 실험결과

본 연구에서는 OKI사의 HEMT소자인 KGF 1860을 이용하여 LO 주파수를 10.6GHz, RF중심주파수를 11.9GHz로하여 설계하였으며, RF를 11.4 GHz에서 12.2 GHz까지 변화시키면서 측정한 결과 1~1.4 GHz의 IF대역에서 변환이득을 얻었고, RF power -20.53 dBm, LO power 0.01 dBm에서 최대변환이득 3.7 dB를 얻었으며, 대역폭은 400 MHz가 되어 수신대역이 300 MHz인 DBS에서 사용가능한 것으로 판명되었다. 또한 출력단의 $\lambda/4$ 개방스터브를 제거하였을 경우 RF를 11.1GHz에서 12.7GHz까지 변화시키면서 측정한 결과 930MHz~1.8GHz 대역에서 최대변환이득 1.35dB를 얻었다. 그림 10은 HEMT의 혼합효과와 증폭효과에 의해 나타난 IF의 이득변화를 나타낸것이며, 신호가 고르지 못한것은 feeding

line에서 주파수 의존성 감쇄에 의한것과 소스의 접지에서 생기는 기생인덕턴스로 인해 산란계수의 변화에 의한것으로 간주된다. 그림 11은 LO power의 변화에 따른 변환이득의 변화를 나타낸것으로 LO레벨이 증가하면 변환이득이 커지나, 0.01dBm이상이 되면 변환이득이 감소함을 알수 있다.

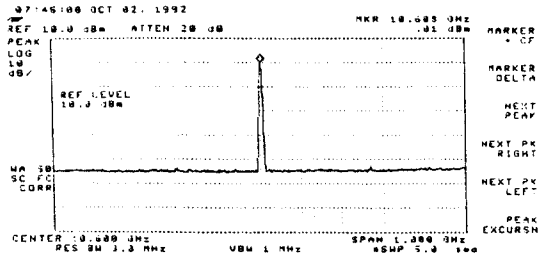


그림 9. LO주파수의 출력 power

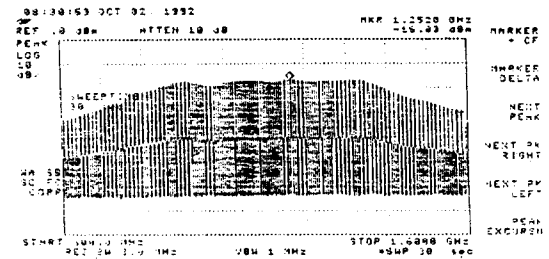
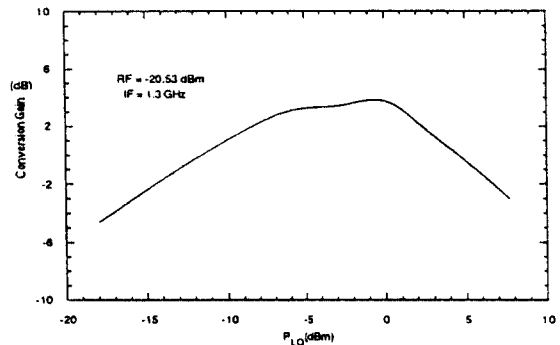


그림 10. 측정된 IF power



IV. 결론

불안정영역이 존재하는 소자를 사용하여 혼합기를

제작할 때 이영역을 피하여 설계를 하여야 한다. 혼합기의 설계에 있어서 가장 중요한 관건은 출력단의 저역통과여파기설계와 입력단의 게이트바이어스회로가 IF에 대해 단락되는지 여부에 있어서 불안정영역이 존재하지 않는 소자의 경우에 저역통과여파기를 통해 출력단이 RF와 LO 주파수에 대해 단락이 되도록 하여야 한다.

그러나 본연구에서 사용한 소자의 출력단의 반사계수가 -1이 되는 점은 불안정영역이므로 특성임피던스가 작은 $\lambda/4$ 개방스터브를 사용하여 RF, LO, 영상신호에 대해 저임피던스를 제공하도록 출력단을 정합시켰는데 $\lambda/4$ 개방스터브를 사용하였기 때문에 RF와 LO주파수에 대해 출력단을 동시에 단락시키기 어려웠으나 $\lambda/4$ 개방스터브를 사용하였을 경우 IF의 대역폭은 좁아지지만 이득은 커진다는 사실을 확인할 수 있었다.

장래에는 혼합기를 설계할 때 안정한 소자를 사용하거나, 대신호 해석적 모델링에 의한 회로구성을 한다면 성능 향상을 기대할 수 있을 것으로 사료되며, 여파기나 결합기의 제작이 필요없는 dual gate를 이용하여 혼합기를 제작하면 더 높은 이득을 얻을 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

1. Kazuo Imai and Hisao Nakakita, "A 22-GHz-Band Low-noise Down-Converter for Satellite Broadcast Receivers," IEEE Transact. on mi-

crowave theory and techniques, VOL. 39, NO. 6, pp. 993-999, Jun. 1991.
 2. J. A. G. Malherbe, Microwave Transmission Line Couplers, ARTECH HOUSE, INC., pp. 53-65, 1988.
 3. Peter Harrop, "Gallium arsenide field effect transistor mixers: theory and applications," ACTA ELECTRONICA, 23, pp 291-297, 4., 1980.
 4. Steven Cripps, "The All FET Front End-A Step Closer To Reality," MICROWAVES, pp. 52-58, Oct. 1978.
 5. Reinumt K. Hoffmann, Handbook of Microwave Integrated Circuits, ARTECH HOUSE, INC., pp. 20-37, 1987.
 6. Tadahiko Sugiura, Zkazuhiko Honjo and Tsutomu Tsuji, "12-GHz-Band GaAs Dual-Gate MES-FET Monolithic Mixers," IEEE Transact. on microwave theory and techniques, VOL. MTT-33, NO. 2, pp. 105-110, Feb. 1985.
 7. Stephen A. Maas, "Design and Performance of a 45-GHz HEMT Mixer," IEEE Transact. on microwave theory and techniques, VOL. MTT-34, NO. 7, pp. 799-803, July, 1986.
 8. Gulillermo Gonzalez, MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS Analysis and Design, prentice-hall, INC., pp. 114-125, 1984.



成 赫 濟 (Hyuck-Jea Sung) 정회원
 1960년 4월 20일생
 1986년 2월 : 홍익대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1989년 2월 : 홍익대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
 1990년 5월 ~ 현재 : 한국통신 위성사업단 전임연구원

1992년 3월 ~ 현재 : 홍익대학교 대학원 전자공학과 박사과정

具 然 健 (Yeon-Geon Koo) 정회원
 1939년 3월 29일생
 1965년 2월 : 서울대학교 전기공학과
 1967년 2월 : 서울대학교 전자공학과
 1976년 2월 : 건국대학교 대학원 전자공학과

1974년 9월 ~ 1979년 2월 : 단국대학교 전자공학과 교수
 1979년 3월 ~ 현재 : 홍익대학교 전자공학과 부교수