

碩士學位論文

WLL 基地局用 單一終段  
게이트 혼합器 設計 및 製作

濟州大學校 大學院



제주대학교 중앙도서관  
通信工學科  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

李 貞 蘭

1999年 12月

# WLL 基地局用 單一終段 게이트 혼합器 設計 및 製作

指導教授 梁 斗 榮

李 貞 蘭

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함



李貞蘭의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 康 鎮 植 印

委 員 金 興 洙 印

委 員 梁 斗 榮 印

濟州大學校 大學院

1999年 12 月

# Design and Fabrication of the Single-ended Gate Mixer for the Base-station of WLL

**Jung-Ran Lee**

(Supervised by professor Doo-Yeong Yang)



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

1999. 12.

# 목 차

Abstract .....	1
I. 서론 .....	2
II. 혼합기의 원리와 종류 .....	4
1. 혼합기의 원리 .....	4
2. 혼합기의 분류 .....	10
1) 단일종단 혼합기 .....	11
2) 단일평형 혼합기 .....	11
3) 이중평형 혼합기 .....	12
3. RF 대역통과 필터 .....	12
4. 브랜치라인 결합기 .....	13
III. GaAs MESFET의 동작특성 .....	15
1. 외부회로 성분 .....	17
2. 내부회로 성분 .....	22
IV. 혼합기 설계 및 제작 .....	27
1. 출력단 회로의 설계 .....	29
2. 입력단 회로의 설계 .....	31
3. 혼합기 설계 .....	37
4. 혼합기 제작 및 측정 .....	41
V. 결론 .....	50
참고문헌 .....	51

## Abstract

In this thesis, the GaAs MESFET mixer for base-station of WLL is designed and fabricated. The GaAs MESFET mixer is obtained lower noise characteristic and better intermodulation level than diode mixer. The configuration of the mixer is a single-ended unit gate mixer. RF signal and LO signal are applied into the gate port, and IF signal is extracted from the drain port. RF signal passing through 3-pole hairpin-line bandpass filter to obtain a good isolation characteristic of LO/RF is applied into toward the hybrid branch-line coupler. In order to improve the isolation factor, RF signal and LO signal are applied into the gate port through hybrid branch-line coupler. For a good isolation characteristic of RF/IF and LO/IF, IF signal is extracted from the drain port passing along the lowpass filter. The nonlinearity of transconductance of MESFET at near pinch-off region is used in the gate mixer. The designed data of input and output matching circuit are obtained by scattering parameter in the state of bias voltage for the pinch-off ( $V_{GS} = -0.8V$  and  $V_{DS} = 2.98V$ ). To maximize conversion efficiency, input matching circuit should be constructed by not the LO signal but the RF signal. Also, output matching circuit ought to be operated as a short-circuit over against RF and LO signal.

The experiment results show that the isolation factor of LO/RF is  $-65.78\text{dBm}$ . Also the isolation factor of RF/IF and LO/IF are  $-65.5\text{dBm}$  and  $-64.4\text{dBm}$ , respectively.

# I. 서론

이동통신서비스가 날로 발전함에 따라 높은 효율의 통신시스템이 요구되고 있다. 통신시스템에 주로 사용되는 중요한 부품중의 하나인 혼합기는 수신신호를 중간 주파수대역으로 하향변환하거나 중간 주파수대역의 신호를 송신주파수대역의 전송신호로 상향변환하는 소자로서, 보다 효율적인 신호처리와 전송을 가능케 한다. 주파수 혼합은 본질적으로 체배기(multiplier)인 비선형소자에 의해 이루어진다. 초창기 무선 통신에서 혼합기는 수신 신호를 직접 기저대역으로 하향변환되도록 구성하였으나, 국부발진기의 안정도가 불안정하여 주파수 혼합특성이 좋지 않았다. 그 후 Edwin Armstrong은 수신 주파수를 중간주파수(IF) 대역으로 이동시켜 주파수 변조과정을 거치므로써 좋은 수신 감도와 높은 이득을 얻을 수 있었다. 혼합기에 관한 본격적인 연구는 제2차 세계대전 당시 레이더의 발전과 함께 MIT 레이더 연구소에서 주로 이루어졌다. 주파수를 혼합하기 위해서는 소자의 비선형성을 이용한다. 소자의 비선형요소 중 가장 큰 것은 전달컨덕턴스이다. 혼합기가 개발되던 초기에는 진공관과 크리스탈 정류기가 비선형소자로 사용되다가, 그후 반도체소자가 개발되면서 다이오드와 트랜지스터의 비선형 특성을 이용한 혼합기가 개발되고 있다. 다이오드는 잡음지수, 주파수 대역, 회로의 구성 등이 유리해서 70~80년대에는 주로 쇼트키 다이오드를 이용한 혼합기를 제작했다. 그후 화합물 반도체 제조기술의 발달로 밀리미터파 대역까지 사용가능하고, 잡음 특성이 우수한 트랜지스터인 GaAs MESFET, HEMT등이 개발되었다. 이들을 사용한 혼합기는 다이오드를 사용한 혼합기보다 잡음면에서 더 유리하고, 변환이득(conversion gain)은 훨씬 더 크다는 장점 때문에 트랜지스터를 이용한 혼합기를 더 많이 제작하고 있다. (Stephen A. Maas, 1993)

혼합기는 슈퍼헤테로다인방식 송수신기의 한 부품으로 RF(radio frequency) 및 LO(local oscillator) 신호를 비선형소자에 입력시켜 이 두 신호 주파수의 차인 IF(intermediate frequency) 출력신호를 발생시키는 회로이다. 두 신호 주파수의 차를 가지는 IF 신호를 얻기 위해서는 비선형적인 전압-전류 특성이 필수

적이다. 비선형 특성은 회로의 혼변조(intermodulation) 특성을 저해하기 때문에 비선형소자를 이용하여 주파수 혼합 특성을 극대화하기 위해서는 회로의 사양을 가장 적절하게 최적화시켜야 한다.

본 논문에서는 WLL(Wireless local loop) 통신방식에 사용되며, GaAs MESFET를 이용한 단일종단 게이트(single-ended gate) 혼합기를 설계하고, 제작한다. 그리고 혼합기의 가장 중요한 특성인 분리도를 개선시키고, 우수한 변환이득을 얻을 수 있도록 한다. 단일종단 혼합기는 단일평형(single-balanced) 혼합기나 이중평형(double-balanced) 혼합기에 비해 구조가 간단하고, 전력소모가 작은 장점이 있지만, 분리도 특성이 나쁘다는 단점이 있다. 본 논문에서는 이러한 분리도 문제를 해결하기 위하여 혼합기 회로에 RF 대역통과 필터와 IF 저역통과 필터뿐만 아니라, 하이브리드 브랜치라인 결합기(branch-line coupler)를 추가로 구현한다. 일반적인 게이트 혼합기 구조에서 게이트 입력단에는 RF 대역통과 필터만을 구현하여 LO/RF간 분리를 시키지만, 본 논문에서는 RF 입력단에 대역필터를 구현하고, 또한 브랜치라인 결합기를 통해 RF 신호와 LO 신호를 게이트에 인가함으로써 브랜치라인 결합기의 포트간 분리 특성을 이용하여 LO/RF 분리도 특성을 더욱 개선시킨다. 그리고 LO/IF 분리도와 RF/IF 분리도를 향상시키기 위하여 혼합기의 출력단에는 저역통과 필터를 구현하여 IF 신호만을 출력할 수 있도록 구성한다. 그리고 혼합기 주요 특성중의 하나인 변환이득을 높이기 위하여 적절한 바이어스 전압의 공급과 적절한 입·출력 정합회로를 구현한다.

본 논문의 구성은 제 I장에서는 혼합기 연구의 목적과 연구방향을 제시하고, 제 II장에서는 혼합기의 원리와 종류를 설명한다. 제 III장에서는 GaAs MESFET의 동작특성을 해석하고, 제 IV장에서는 혼합기의 설계과정과 제작특성을 분석한다 그리고 마지막 제 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다

## II. 혼합기의 원리와 종류

### 1. 혼합기의 원리

혼합기는 기본적으로 곱셈기의 원리와 같다. 능동소자의 비선형 동작특성에 의하여 여러 가지 고조파 성분이 나오게 된다. 혼합기는 상·하향변환기에서 요구하는 주파수로 변환시키는 역할을 하며, 최대한의 변환이득과 낮은 고조파 왜곡을 얻을 수 있도록 설계하여야 한다.

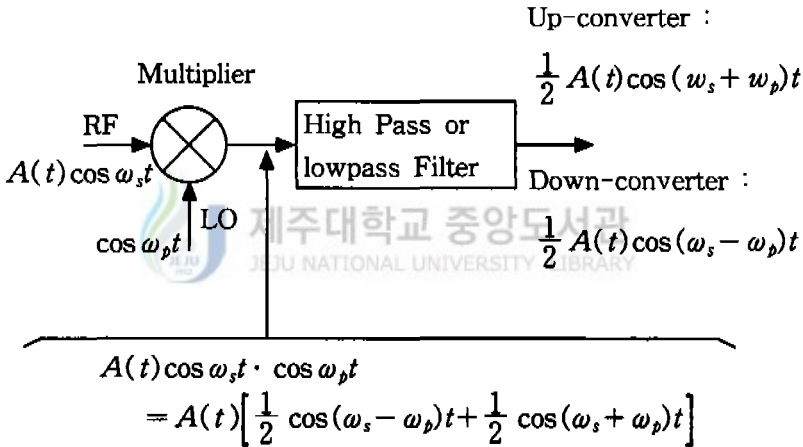


Fig. 1. Theory of mixer

Fig. 1과 같이 혼합기는 RF 주파수  $f_{RF}$ 와 국부발진 주파수  $f_{LO}$ 를 입력받고, 두 신호 주파수의 차주파수인 중간 주파수  $f_{IF}$ 를 출력으로 얻는 3포트 회로망으로, 비선형소자와 필터로 구현된다. RF 신호와 국부발진 주파수가 입력되면 비선형소자의 혼합기능에 의해 다음과 같이 출력된다.

$$A(t) \cos(\omega_s t) \cos(\omega_p t) = \frac{A(t)}{2} [\cos(\omega_s - \omega_p)t + \cos(\omega_s + \omega_p)t] \quad (1)$$



여기서  $A(t)\cos(\omega_s t)$ 는 RF 입력 신호이고,  $\cos(\omega_p t)$ 는 국부발진 신호이다.

Fig. 1에서 혼합기는 RF신호와 국부발진 신호를 입력받아 두 신호의 합과 차 성분을 형성할 수 있다. 이때 두 신호 합의 특성을 나타낼 때 상향변환기로서 작용하며 두 신호의 차의 특성은 하향변환기로서 응용된다. 상향변환 혼합기에서 주파수의 차 성분은 고역통과 필터에 의해 제거되어 합 주파수 성분만 출력되고, 하향변환 혼합기에서는 주파수의 합 주파수 성분은 저역통과 필터에 의해 제거되어 차 주파수 성분만 출력된다.

혼합기에 사용되는 비선형소자로는 다이오드와 FET가 있다. 다이오드 혼합기는 전압-전류 특성의 비선형성을 이용한 것이다. 다이오드 혼합기의 동작원리를 설명하기 위해 Fig. 2에 간단한 다이오드 혼합기 모형을 나타내었다.

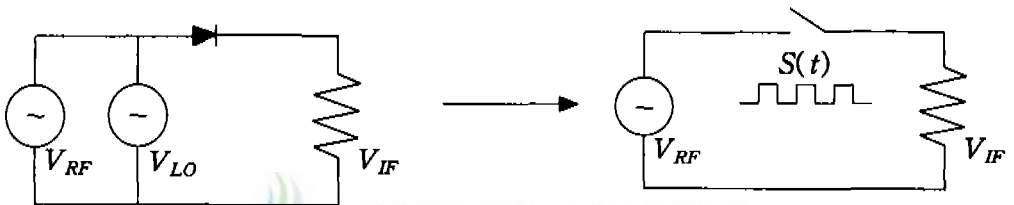


Fig. 2. Simple model of diode mixer

Fig. 2의 스위치는 다이오드가 LO신호의 주파수에 따라 스위치로 동작하는 것을 나타낸다. 출력단에 나타나는 신호는 다이오드의 스위칭에 의해 RF 신호의 기본파뿐만 아니라 변조된 파와 고조파 성분이 함께 나타나게 된다. LO 신호에 의한 다이오드의 스위칭 동작과 IF 단의 출력을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$V_{RF}(t) = \cos \omega_s t \quad (2)$$

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_p t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_p t + \dots \quad (3)$$

$$V_{IF} = \frac{1}{2} \cos \omega_s t + \frac{1}{\pi} \cos(\omega_s - \omega_p)t + \frac{1}{\pi} \cos(\omega_s + \omega_p)t - \frac{1}{3\pi} [\cos(3\omega_s + \omega_p)t + \cos(3\omega_s - \omega_p)t] + \dots \quad (4)$$

FET를 이용해 혼합기를 설계하는 경우, FET의 전달컨덕턴스( $g_m$ ), 게이트 소스간 캐패시턴스( $C_{GS}$ ), 드레인 소스간 저항( $R_{DS}$ ) 등은 중요한 비선형 요소이다. (Vicent D. Hwang and Tatsuo Itoh, 1988)

비선형 성분인  $g_m$ ,  $C_{GS}$ ,  $R_{DS}$ 를 이용하는 방법에 따라 세 가지 형태의 혼합기로 구분할 수 있다. 비선형성이 가장 두드러진 지점의 핀치오프 영역에서 전달컨덕턴스의 비선형성을 이용하여 혼합기를 구현한 것이 게이트 혼합기이고, 드레인 전류가 포화되는 지점에서 드레인 소스간 저항의 비선형성과 전달컨덕턴스의 비선형성을 이용하여 혼합기를 구현한 것이 드레인 혼합기이다. 그리고 비포화 영역에서 드레인 소스간 저항의 비선형성을 이용하여 IMD(intermodulation distortion)를 줄인 것이 저항성 혼합기이다. 게이트 혼합기는 전력소모가 적고 변환이득이 큰 장점이 있지만, 큰 LO 전력을 요구한다. 드레인 혼합기는 변환이득이 큰 반면, DC 전력소모가 많다. 저항성 혼합기는 전력소모가 아주 작고 선형성이 우수하며 잡음지수가 작은 반면, 변환손실이 있고 큰 LO 전력이 필요하며 LO과 RF간 분리도가 좋지 않은 단점이 있다. (Stephen A Maas, 1987)

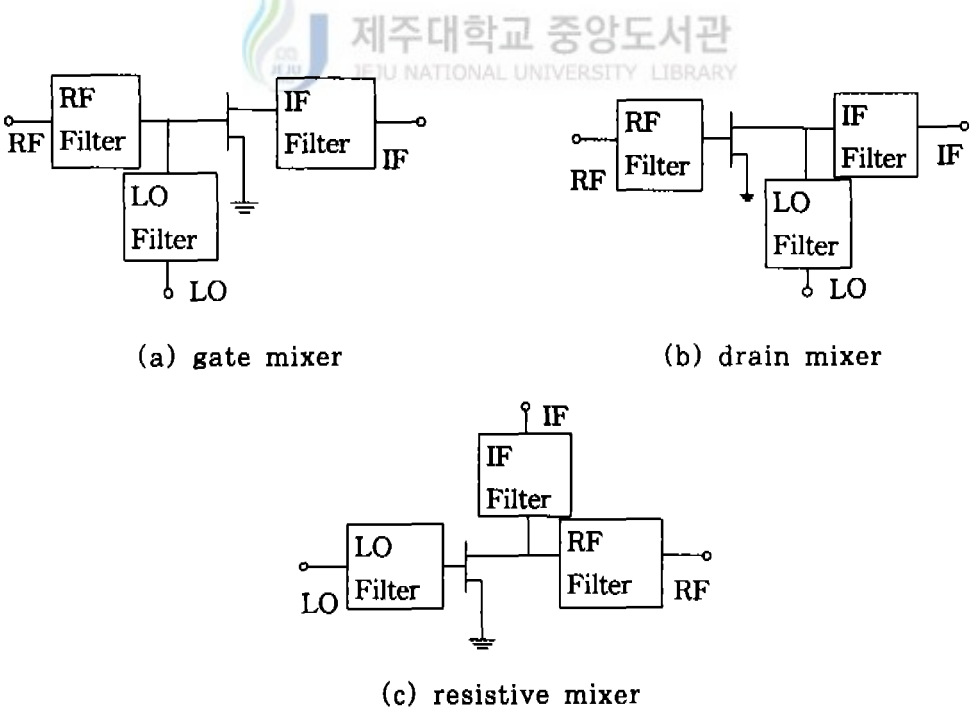


Fig. 3. Block diagram of mixer

Fig. 3(a)의 게이트 혼합기는 FET가 핀치오프 영역에서 동작하고, FET의 전달컨덕턴스의 비선형 특성에 의해서 주파수 혼합이 이루어진다. Fig. 4의 혼합기 구조에서 핀치오프로 바이어스 되어있는 FET의 게이트나 소스에 큰 LO 신호를 인가하면 전달컨덕턴스가 비선형적으로 크게 변화하게 되고, 게이트로 인가되는 RF 신호의 주파수 혼합과 함께 증폭이 되어 출력단에 나타나게 된다.

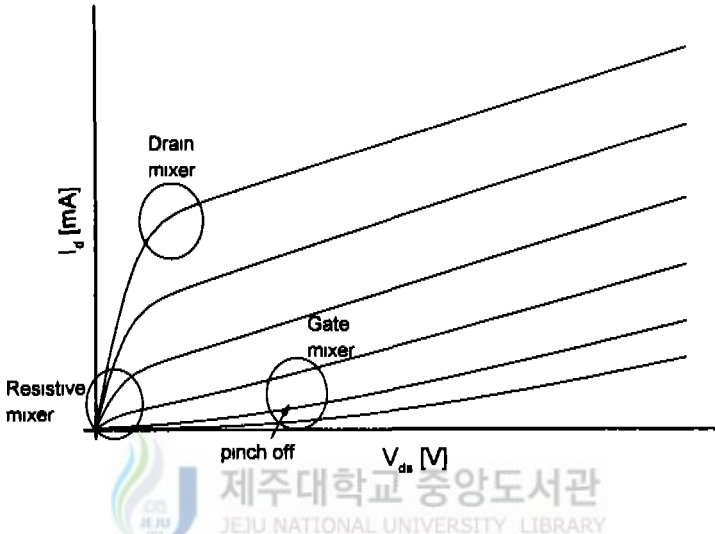
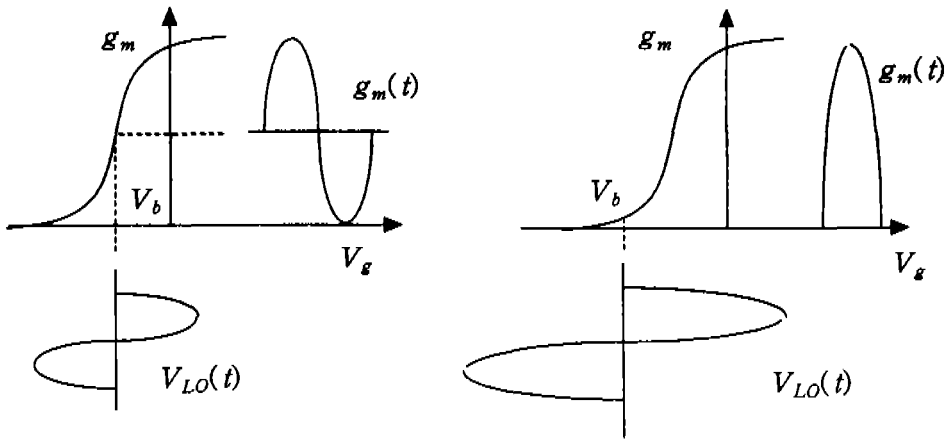


Fig. 4. Operating points of mixer



(a) active region

(b) near pinch-off

Fig. 5. Transconductance waveform to bias voltage

Fig. 5는 액티브 상태와 편치오프로 바이어스 되었을 때 LO 신호와 전달컨덕턴스의 관계를 나타낸 것이다 ( Stephen A. Maas, 1998) 여기서  $g_m$ 은 전달컨덕턴스이며,  $V_{LO}$ 는 LO 전압,  $V_g$ 는 게이트 전압, 그리고  $V_b$ 는 게이트 바이어스 전압을 나타낸다.  $g_m(t)$ 는 게이트 바이어스와 LO 입력 전압레벨에 따른 전달컨덕턴스 파형을 나타낸 것이다.

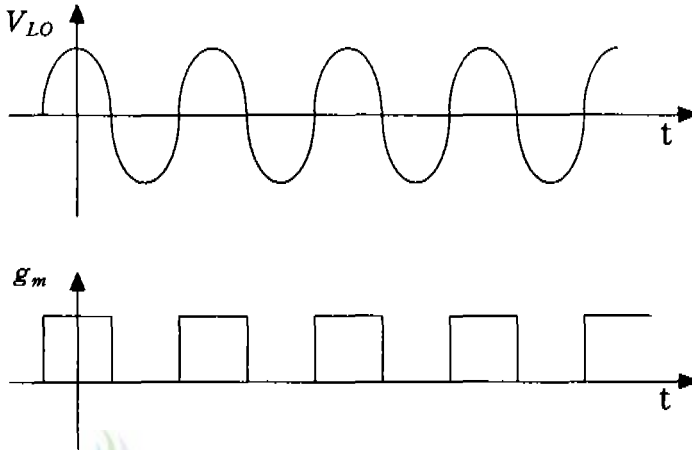


Fig. 6. LO voltage and transconductance waveform

Fig. 6은 LO 신호가 ON-OFF 특성을 가질 만큼 충분히 크고 FET의 액티브 영역에서 전달컨덕턴스가 일정한 상태일 때  $V_{LO}$ 와  $g_m$ 을 시간 축에 따라 나타낸 것으로,  $g_m$ 의 변화는 반파정류된 정현파와 비슷한 특성을 나타낸다. (Tetsuo Hirota and Hiroyo Ogawa, 1984)

FET의 전달컨덕턴스  $g_m$ 을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$g_m(t) = g_{ms} \left( \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_p t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_p t + \dots \right) \quad (5)$$

여기서  $g_{ms}$ 는 전달컨덕턴스의 직류성분을 나타낸다.

혼합기에 인가되는 RF 신호와 LO 신호를 식(6),(7)처럼 나타내면 게이트에 인가되는 신호는 식(8)로 나타낼 수 있다.

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos \omega_s t \quad (6)$$

$$V_{LO}(t) = V_{LO} \cos \omega_p t \quad (7)$$

$$\begin{aligned} V_g(t) &= V_{LO}(t) + V_{RF}(t) \\ &= V_{LO} \cos \omega_p t + V_{RF} \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (8)$$

FET의 다른 요소들은 일정한 값으로 유지시키고 게이트에  $V_g(t)$ 를 인가하면 드레인 전류  $i_d(t)$ 를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_d(t) &= g_m(t) V_g(t) \\ &= g_{ms} \left[ \frac{V_{LO}}{\pi} + \frac{1}{2} (V_{LO} \cos \omega_p t + V_{RF} \cos \omega_s t) + \frac{V_{LO}}{\pi} \cos 2\omega_p t + \right. \\ &\quad \left. \frac{V_{RF}}{\pi} \cos (\omega_p + \omega_s) t + \frac{V_{RF}}{\pi} \cos (\omega_p - \omega_s) t \right] + \dots \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에서 나타난 것처럼 FET의 드레인 전류에는  $f_{LO}$ ,  $f_{RF}$ ,  $nf_{LO} \pm mf_{RF}$  등의 주파수 성분이 나타나며,  $f_{RF} + f_{LO}$  또는  $f_{RF} - f_{LO}$  성분을 필터로써 선택해 내면 상향변환 또는 하향변환 혼합기가 된다

현재 혼합기 구현에 있어서 쇼트키 장벽 다이오드와 MESFET가 널리 사용되고 있다. 기존의 쇼트키 장벽 다이오드를 이용한 혼합기는 다이오드의 큰 비선형 접합 커패시턴스로 인해 고조파, 혼변조 등의 불요성분으로 성능 저하를 가져오게 되는데, 이를 보완하기 위해 국부발진기의 출력전력( $P_{LO}$ )을 증가시키면 잡음지수가 악화되는 단점이 있다. GaAs MESFET는 소스-게이트간 쇼트키 장벽의 비선형성 때문에 주파수 혼합이 가능하며, 바이어스 조정으로 변환이득이나 전력레벨을 변화시킬 수 있다. 또한 GaAs의 높은 전자이동도, 게이트 길이 그리고 게이트에서 전자의 이동시간이 매우 짧기 때문에 마이크로파 및 밀리미터파 영역에서 이용할 수 있다. FET 혼합기는 다이오드 혼합기에 비해 특성상 혼변조왜곡이 작

고 동작범위가 넓다. 또한 FET 혼합기는 변환이득이 높고 잡음 성능이 매우 우수하다는 장점이 있다. FET를 이용한 혼합기의 장점은 우선 변환이득을 가지며, FET 혼합기는 게이트, 소스 드레인 간의 분리도 성능이 우수하므로 증계기 구성의 단순화를 도모할 수 있다. 그리고 저전력 국부발진의 레벨에 의해서도 혼합기로서 동작이 가능하다. FET 혼합기는 다이오드 혼합기의 성능을 개선하는 여러 가지 장점으로 인해 그 이용이 계속 증가되어 왔다

## 2. 혼합기의 분류

FET의 비선형 성분인 전달컨덕턴스( $g_m$ )와 게이트와 소스간 캐패시턴스( $C_{gs}$ ), 드레인과 소스간 저항( $R_{ds}$ ) 등을 이용하는 방법에 따라 혼합기를 구분하면, 게이트 혼합기와 드레인 혼합기, 저항성 혼합기가 있다.

혼합기의 종류는 비선형소자와 수동회로의 구성 방법에 따라 단일종단 혼합기, 단일평형 혼합기, 이중평형 혼합기로 나뉘며, 각각 의사신호(spurious signal), 잡음지수, 격리도 등에서 차이를 나타낸다. 평형(balanced) 구조는 변환이득, 잡음지수(noise figure), 혼변조, 단자간 분리도(port to port isolation factor) 특성이 우수한 반면에 구조가 복잡하다. 혼합기를 용도에 따라 분류하면 영상제거 혼합기(image rejection mixer), 영상강조 혼합기(image enhancement mixer), 부고조파구동 혼합기(sub-harmonically pumped mixer) 등으로 나눌 수 있다. 용도에 따라 분류한 혼합기는 구성방법에 따라 분류한 혼합기들을 용도에 맞게 조합한 것이다. 다음은 구성방법에 따라 분류한 기본적인 세 가지 혼합기에 대해서 설명한다.

### 1) 단일종단 혼합기

단일종단 혼합기는 하나의 비선형소자를 이용하여 혼합기를 구성하는 방식으로

Fig. 7에 그 구조를 나타내었다. 단일종단 혼합기는 비선형소자를 한 개만 사용하기 때문에 회로의 구조가 간단하고 전력소모가 적은 장점이 있는 반면 각 단자 간의 분리도가 좋지 못하다. 또한 LO 신호와 RF 신호의 고조파 성분이 모두 IF 단에 나타나기 때문에 상향변환 혼합기에서 LO 신호 주파수와 IF신호 주파수가 근접해 있을 경우 IF 신호만 가려내기가 매우 어렵다.

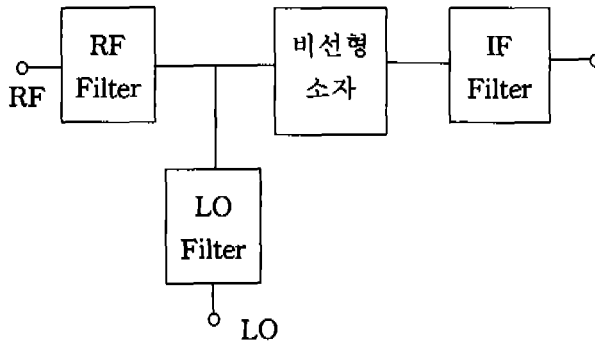


Fig. 7. Block diagram of single ended mixer



## 2) 단일평형 혼합기

단일평형 혼합기는 두 개의 단일종단 혼합기를 대칭적으로 배치한 것으로 LO 신호와 RF 신호를 인가하기 위한 3dB 결합기, 전력분배기, 트랜스포머 등이 필요하며, 단일종단 혼합기의 출력신호를 더해주는 90° 또는 180° 하이브리드 결합기가 필요하다. 단일평형 혼합기는 혼합기를 구성하는 결합기의 방법에 따라 입력 신호의 위상을 변화시켜 출력신호의 기수 또는 우수 고조파를 억제할 수 있으며, LO 잡음 억제, AM 잡음 억제, 그리고 LO/RF 분리도 개선 등의 장점이 있다.

Fig. 8은 FET를 이용한 단일평형 혼합기의 기본구조를 나타낸 것이다.

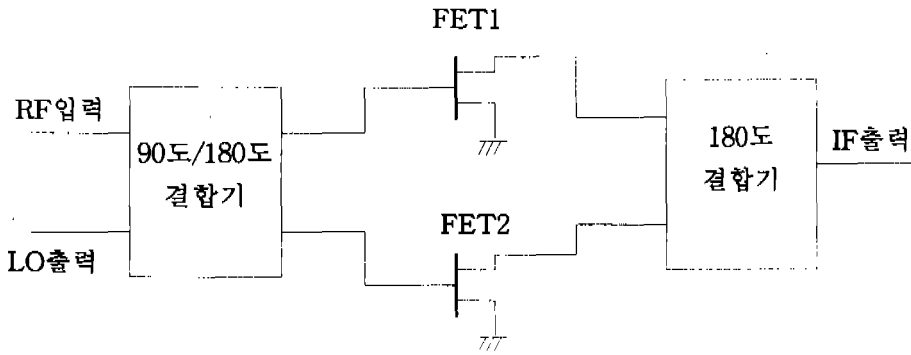


Fig. 8. Block diagram of single-balanced FET mixer

### 3) 이중평형 혼합기

이중평형 혼합기는 4개의 비선형소자와 2개의 하이브리드 소자를 이용하여 우수 고조파와 기수 고조파를 모두 억제시킨 혼합기이다. 이중평형 혼합기는 비선형 소자의 배치 모양에 따라 링 혼합기와 성형(star) 혼합기가 있다. 이중평형 혼합기에서 하이브리드 소자의 특성을 개선시킴으로써 필터를 사용하지 않아도 모든 단자간의 우수한 분리도를 얻을 수 있다. 또한 LO 잡음과 의사신호의 억제, 의사 응답 억제, 낮은 혼변조와 아주 넓은 주파수 대역에서 동작하는 등 많은 장점을 가지고 있다. 그러나 이중평형 혼합기는 구조가 매우 복잡하며, 다이오드를 이용할 경우 높은 LO 전력이 필요하고, 변환손실이 크다는 단점이 있다.

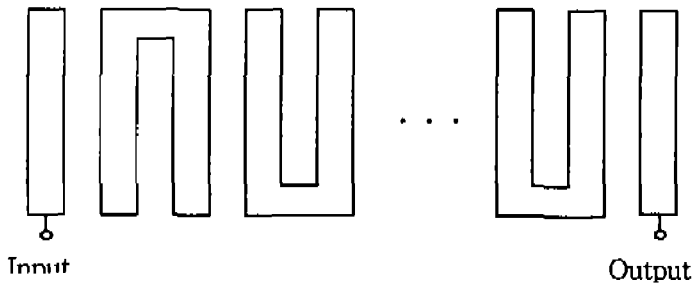
### 3. RF 대역통과 필터

마이크로스트립을 이용하여 대역통과 필터를 구현하는 대표적인 방법에는 종단 결합선로(edge-coupled line) 필터와 인터디지틀라인(interdigital-line) 필터가 있다. 헤어핀라인(Hairpin-line) 필터는 인터디지틀라인 필터의 한 종류이고, 종단결합선로 필터에 비해 병렬결합선로 필터의 사이즈를 현저하게 줄일 수 있다

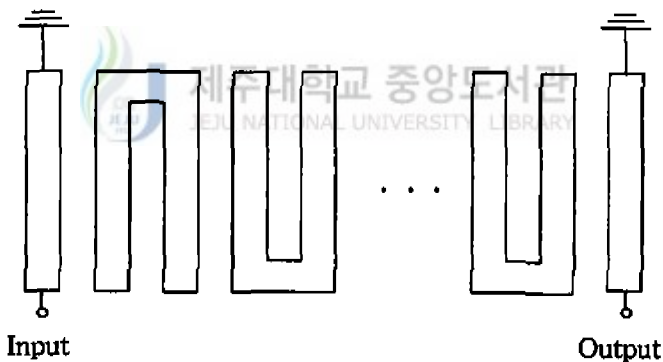


는 장점이 있다. 헤어핀라인 필터는 주로 두 가지 형태로 구분된다. 첫 번째는 Fig. 9(a)의 경우와 같이 입·출력 각 단의 종단이 개방인 형태이고, 두 번째는 Fig. 9(b)의 경우와 같이 입·출력 각 단의 종단이 단락인 형태이다. 그림에서 (b)의 구조는 마이크로스트립 구현 시 단락으로 만드는데 어려움이 있으므로 주로 (a)의 구조를 사용하게 된다.

(Edward G. Cristal, 1972)



(a) Open-circuited hairpin-line filter



(b) Short-circuited hairpin-line filter

Fig. 9. Hairpin-line filter

#### 4. 브랜치라인 결합기

직교 하이브리는 출력에서  $90^\circ$  위상차를 갖는 3dB 방향성 결합기이다. 이러

한 하이브리드 형태는 Fig. 10에서처럼 마이크로스트립으로 구성된다 이 외에도 직교 하이브리드 결합기로 사용되고 있는 소자로는 결합선로 결합기와 랑게 (Lange) 결합기 등이 있다.

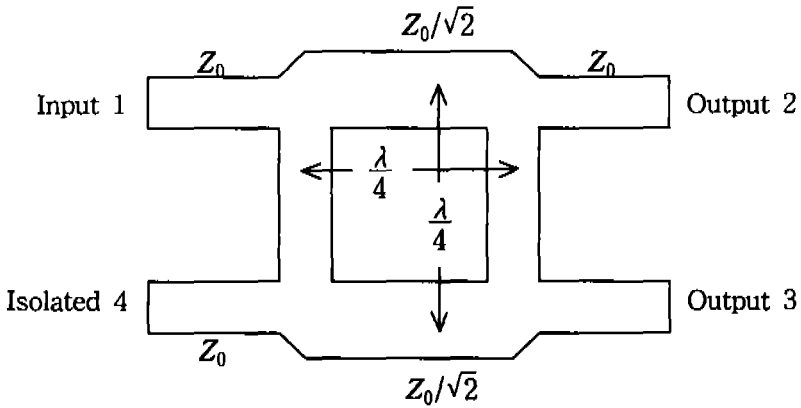


Fig. 10 branch-line coupler

모든 포트는 정합되고 포트 1에 전력이 입사되면 포트 2와 포트 3에 전력이 반씩 분배되고 출력신호 사이의 위상차는  $90^\circ$  이다. 이때 포트 4는 격리되어진다. 이런 형태를 산란 행렬로 표현하면 다음과 같다. ( David Pozar, 1998)

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

### III. GaAs MESFET의 동작특성

Fig. 11은 GaAs MESFET의 단면도 및 회로성분을 나타낸 등가모형이다.

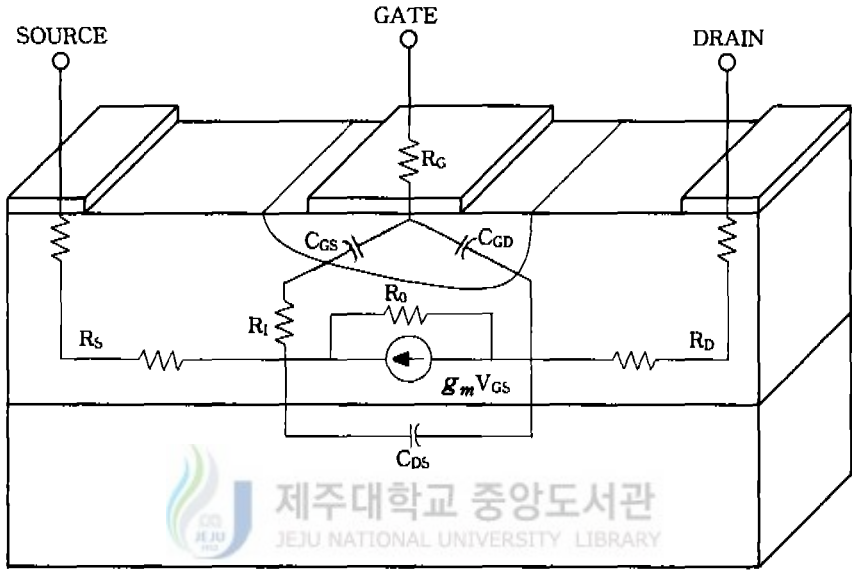


Fig. 11. Cross section and circuit component of GaAs MESFET

소자의 비선형 모델은 초고주파 전력증폭기, 발진기, 이상기, 혼합기, 스위치는 물론 거의 모든 회로의 해석을 가능케 한다. 또한 소자의 동작특성이 회로의 특성을 좌우하므로 소자의 비선형 모델을 구하는 것이 선행되어야 한다. 혼합기에서 이러한 해석의 목적은 혼합기의 입·출력 임피던스와 변환이득을 계산하는 것이다. 비선형 모델의 파라미터 추출은 각 바이어스 점에서 측정된 RF 산란행렬과 DC 측정으로부터 비선형성을 유추할 수 있다. 이러한 특성이 정립되면 여러 동작 조건과 여러 주파수에서 다양한 비선형성을 예상할 수 있으므로 입사전력에 따른 출력의 이득, 포화전력 등을 해석할 수 있다. 회로의 내부회로 성분들을 정확히 구하기 위해서는 패키지의 기생 인덕턴스 및 기생캐패시턴스 성분을 포함한 외부

회로를 정립하고, 특정한 바이어스 상태에서 측정된 산란행렬로부터 이 값들을 먼저 구해야 한다. 여러 동작점에서 산란행렬을 측정하고 외부회로 성분들을 이 해로부터 제거한 후, 내부회로 성분들의 파라미터를 결정해야 유일해로 이루어진 정확한 비선형 모델을 얻을 수 있다. ( Gilles Dambrine, 1988)

Fig. 12에 일반적인 MESFET의 소신호 등가모형을 나타내었다 외부 회로 성분은 게이트 저항( $R_G$ ), 소스 저항( $R_S$ ), 드레인 저항( $R_D$ ), 게이트 기생 인덕턴스( $L_G$ ), 드레인 기생 인덕턴스( $L_D$ ), 소스 기생 인덕턴스( $L_S$ ), 게이트 기생 커패시턴스( $C_{PG}$ ) 드레인 기생 커패시턴스( $C_{PD}$ )가 있다. 그리고 내부 회로 성분으로는 게이트-소스 공간전하 커패시턴스( $C_{GS}$ ), 게이트-드레인 공간전하 커패시턴스( $C_{GD}$ ), 드레인-소스 공간전하 커패시턴스( $C_{DS}$ ), 충전 채널저항( $R_I$ ), 채널 지연시간( $\tau$ ), 전달컨덕턴스( $g_m$ ), 출력저항( $R_0$ )이 있다.

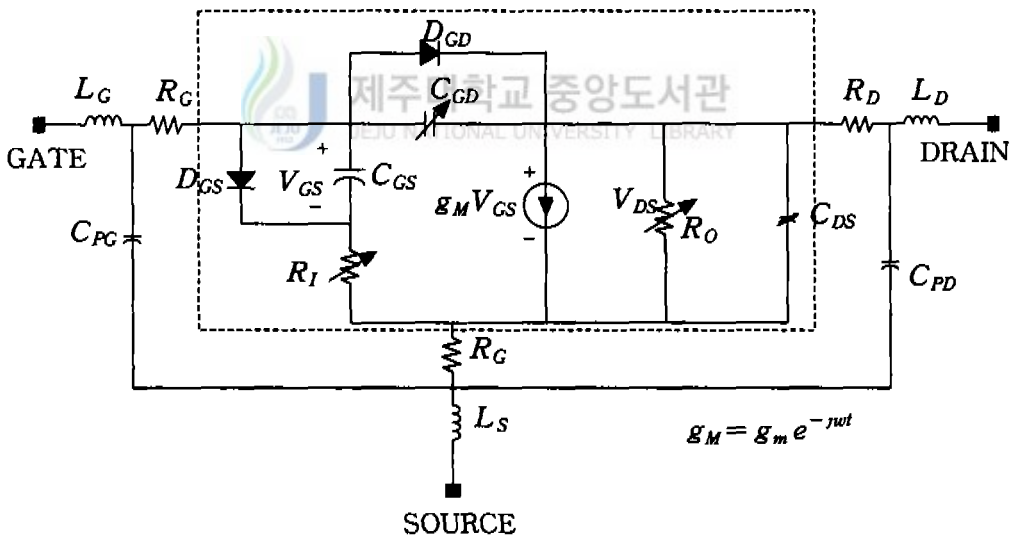


Fig. 12 Small-signal equivalent circuit of MESFET

## 1. 외부회로 성분

외부회로의 기생성분들을 구하기 위해서는 일반적으로 시험 패키지를 제작하여 측정해야 한다. 그러나 실제 사용자 입장에서는 제작이 어려우므로  $V_{DS}=0$  일 때  $V_{GS}$ 의 여러 바이어스에서 구한 산란 계수로부터 간접적으로 구할 수 있으며, 이 방법을 cold measurement라 한다. ( Gilles Dambrine, 1988)

$V_{DS}=0$ 이고,  $V_{GS}$ 는 순방향 바이어스일 때 기생 인덕턴스 및 저항 값을 구할 수 있으며, 이때  $g_m = \tau = 0$ ,  $R_0 = R_c$  이고 역방향 캐패시턴스가 존재하지 않으므로 등가회로는 Fig. 13과 같이 순방향 바이어스된 다이오드와 채널저항  $R_c$ 의 분포회로로 이루어진다.

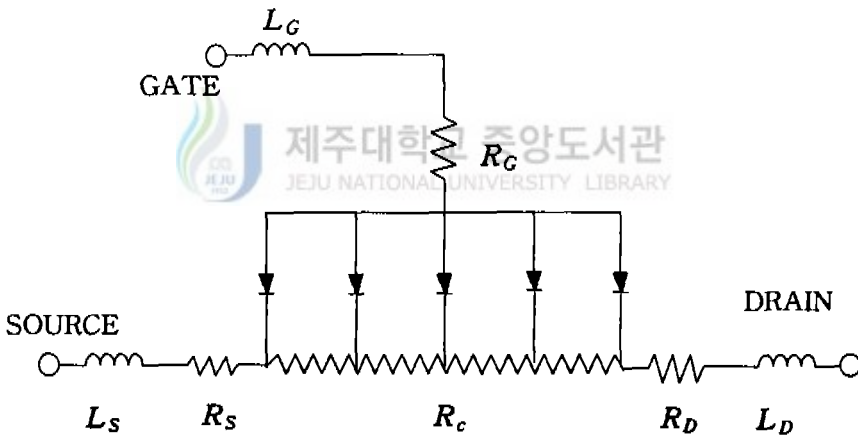


Fig. 13. Equivalent circuit of MESFET when  $V_{DS}=0$

이 경우 게이트에 어떤 바이어스 전압이 걸리더라도 FET의 임피던스 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_{11} = R_c/3 + Z_{dy} \quad (11)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_c/2 \quad (12)$$

$$Z_{22} = R_c \quad (13)$$

여기서,  $Z_{dy}$ 는 Schottky barrier의 동가 임피던스이다.

$$Z_{dy} = \frac{R_{dy}}{1 + j\omega C_g R_{dy}} \quad (14)$$

$$R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g} \quad (15)$$

이다. 여기서  $n$ 은 상수이고,  $k$ 는 볼츠만 상수,  $T$ 는 절대온도를 나타내며,  $C_g$ 는 공핍캐패시터이다.  $I_g$ 는 DC 게이트 전류를 나타낸다. 드레인 바이어스 전압이 0인 상태에서, 전류가 증가하면  $R_{dy}$ 는 감소하고  $C_g$ 값은 증가한다. 그러나  $V_{GS}$ 에 따른 지수함수인  $R_{dy}$ 가 주성분이 되므로, 게이트 전류밀도가 높아짐에 따라  $R_{dy} \cdot C_g \cdot \omega \rightarrow 0$ 가 된다. 이 경우에  $Z_{dy} \approx R_{dy} = \frac{nkT}{qI_g}$ 가 되고, 이러한 전류가 흐를 때  $Z_{11}$ 에서  $C_g$ 의 영향은 무시되고,  $Z_{11}$ 은 다음과 같이 된다.

$$Z_{11} = mR_c/3 + \frac{nkT}{qI_g} \quad (16)$$

FET에 외부회로 성분들을 포함시킨 전체의 임피던스 행렬은 다음과 같다

$$Z_{P11} = R_S + R_G + R_c/3 + nkT/qI_g + j\omega(L_S + L_G) \quad (17)$$

$$Z_{P12} = Z_{P21} = R_S + R_c/2 + j\omega L_S \quad (18)$$

$$Z_{P22} = R_S + R_D + R_c + j\omega(L_S + L_D) \quad (19)$$

이때 게이트 직렬저항  $R_G$ , 소스 직렬저항  $R_S$ , 드레인 직렬저항  $R_D$ 는 소자의 각 단자간을 등가적인 다이오드로 간주하여 Fig. 14와 같이 각 단자간 순방향전류 특성을 측정하여 결정한다. 측정된 3가지의 저항을 차례로  $R_A$ ,  $R_B$ ,  $R_C$  라 하면 각 기생직렬저항은 다음과 같다.

$$R_G = R_C \pm \sqrt{R_C^2 - R_C(R_A + R_B) + R_A R_B} \quad (20)$$

$$R_D = R_A - R_G \quad (21)$$

$$R_S = R_B - R_G \quad (22)$$

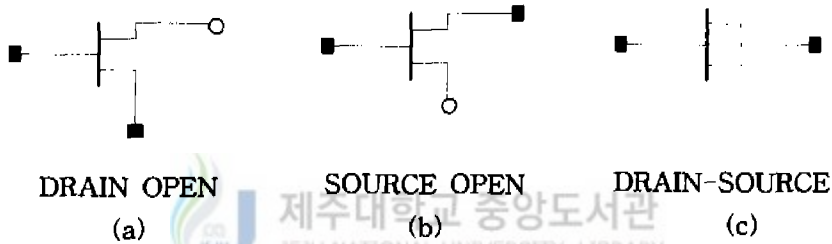


Fig. 14. Drawing out of the series resistance

식(20)에서  $R_G < R_C$  이므로 '-' 기호만을 취하며, 기생성분인 직렬저항들이 바이어스 전압에 따라 약간씩 변하는 것은 무시하고 일정한 값으로 간주한다.

외부의 직렬저항들은 MESFET의 두 단자간, 즉 게이트-드레인(소스 개방), 게이트-소스(드레인 개방) 및 드레인-소스의 PN접합 다이오드의 특성에 의해서 측정된다.

외부회로 성분중 나머지 커패시턴스 성분인 패키지 커패시턴스  $C_{PG}$ 와  $C_{PD}$ 는  $V_{DS}=0$  이고  $V_{GS} < V_P$  일 때 산관계수를 측정하여 이를 어드미턴스 행렬로 바꾸어 구한다. Fig. 15는 이때의 등가회로를 나타낸 것이다.

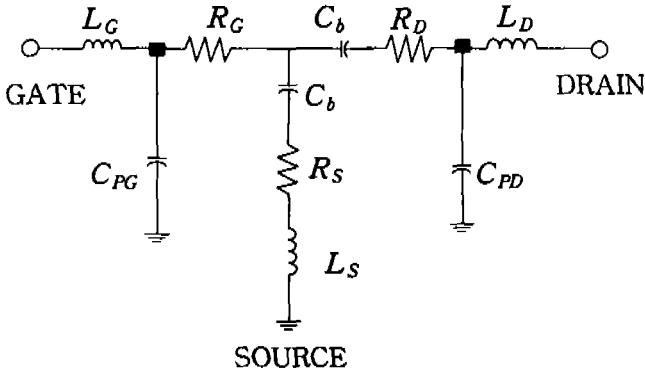


Fig. 15. Equivalent circuit of the MESFET when  $V_{GS} < V_P$ ,  $V_{DS} = 0$

이 상태에서  $g_m = r = 0$ ,  $C_{GS} = C_{GD} = C_b$ 이고 주파수가 GHz 단위일 때 저항 성분과 인덕턴스 성분은 Y 파라미터의 허수부분에 영향을 미치지 않게 되므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Im[Y_{F11}] = j\omega(C_{PG} + 2C_b) \quad (23)$$

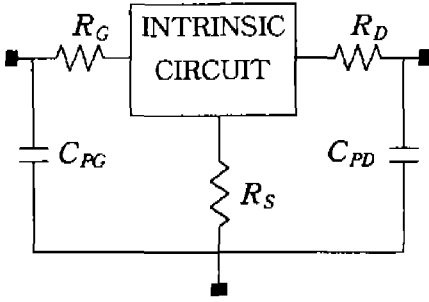
$$Im[Y_{F12}] = Im[Y_{21}] = -j\omega C_b \quad (24)$$

$$Im[Y_{F22}] = j\omega(C_{PD} + C_b) \quad (25)$$

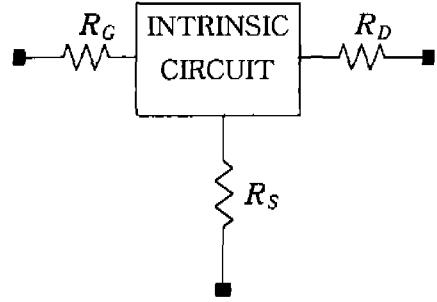
여기서  $C_b$ 는 채널이 완전히 공핍된 이후의 커패시턴스이다.

여러 동작 점에서 측정된 산란행렬로부터 외부성분들을 제거하고 순수한 내부회로만의 산란행렬을 얻기 위하여 측정된 산란행렬을 임피던스 행렬로 변환한 후에 Fig. 16과 같이 외부회로 성분들을 하나씩 제거한다. Fig. 16(a)는 외부 기생 인덕턴스 성분들을 제거한 형태이고, Fig. 16(b)는 기생 커패시턴스 성분들을 제거한 결과이다. 그리고 Fig. 16(c)는 기생 저항성분까지 제거한 최종 FET의 내부 회로성분만을 나타낸 것이다.

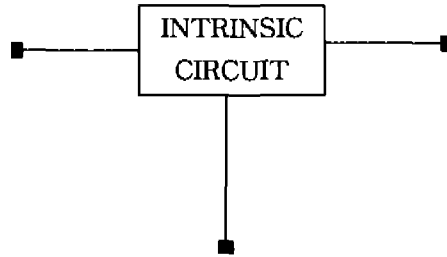




(a) parasitic inductance



(b) parasitic capacitance



(c) parasitic resistance

Fig. 16. Drawing out of the external component

회로의 가장 바깥쪽에 직렬로 연결된 인덕턴스 성분  $L_G$ ,  $L_D$ , 및  $L_S$ 를 임피던스 행렬로부터 제거한 행렬식은 다음과 같으며, 등가회로는 Fig. 16(a)와 같다.

$$[Z_L] = \begin{bmatrix} Z_{P11} - j\omega(L_G + L_S) & Z_{P12} - j\omega L_S \\ Z_{P21} - j\omega L_S & Z_{P22} - j\omega(L_D + L_S) \end{bmatrix} \quad (26)$$

식(26)을 다시 어드미턴스 행렬로 변환하여 병렬로 연결된 기생 캐패시턴스  $C_{PG}$ 와  $C_{PD}$ 를 제거한 행렬  $[Y_C]$ 을 다음과 같이 쓸 수 있으며, 등가회로는 Fig. 16(b)와 같게 된다.

$$[Y_C] = \begin{bmatrix} Y_{L11} - j\omega C_{PG} & Y_{L12} \\ Y_{L21} & Y_{L22} - j\omega C_{PD} \end{bmatrix} \quad (27)$$

마지막으로 임피던스 행렬로 변환하여 직렬로 연결된  $R_G$ ,  $R_S$ ,  $R_D$ 를 제거하면 등가회로는 Fig. 16(c)와 같고 이 때의 행렬  $[Z_R]$ 은 다음과 같다.

$$[Z_R] = \begin{bmatrix} Z_{C11} - R_G - R_S & Z_{C12} - R_S \\ Z_{C21} - R_S & Z_{C22} - R_D - R_S \end{bmatrix} \quad (28)$$

이로써 구한 행렬은 순수한 내부회로 성분만으로 이루어진 값들이다. (Gilles Dambrine, 1988)

## 2. 내부회로 성분

식(28)은 외부 기생회로 성분들을 제거한 순수 내부회로 성분들로 이루어진 FET의 임피던스 행렬이다. 식(28)의 결과를 이용하면 Fig. 12의 점선안 내부회로 성분들을 구할 수 있고, 내부회로의 어드미턴스 행렬요소는 다음의 식으로부터 구할 수 있다.

$$Y_{11} = \frac{R_I C_{GS}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left( \frac{C_{GS}}{D} + C_{GD} \right) \quad (29)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{GD} \quad (30)$$

$$Y_{21} = g_m \frac{\exp(-j\omega\tau)}{1 + j\omega R_I C_{GS}} - j\omega C_{GD} \quad (31)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{R_0} + j\omega(C_{DS} + C_{GD}) \quad (32)$$

여기서

$$D = 1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_I^2$$

이다. 일반적인 저잡음 소자에서  $\omega^2 C_{GS}^2 R_I^2 \ll 0.01$  이다. 따라서  $D$ 는 1에 가까운 값을 가지게 된다. 여기서  $\omega C_{GS} R_I \ll 1$ 이라고 가정하면 다음과 같이 각 회로 성분 값들을 구할 수 있다.

식(29)~(32)의 각 회로성분들은 어드미턴스 행렬 요소의 실수부와 허수부로부터 구할 수 있다

$$C_{GD} = -\frac{\text{Im}[Y_{12}]}{\omega} \quad (33)$$

$$C_{GS} = \frac{\text{Im}[Y_{11}] - \omega C_{GD}}{\omega} \left( 1 + \frac{(\text{Re}[Y_{11}])^2}{(\text{Im}[Y_{11}] - \omega C_{GD})^2} \right) \quad (34)$$

$$R_I = \frac{\text{Re}[Y_{11}]}{(\text{Im}[Y_{11}] - \omega C_{GD})^2 + (\text{Re}[Y_{11}])^2} \quad (35)$$

$$C_{DS} = \frac{\text{Im}[Y_{22}] - \omega C_{GD}}{\omega} \quad (36)$$

$$R_0 = \frac{1}{\text{Re}[Y_{22}]} \quad (37)$$



식 (31)에서 분모를 유리화하면

$$Y_{21} = \frac{g_m(1 - j\omega R_I C_{GS})(\cos(\omega\tau) - j\sin(\omega\tau))}{1 + \omega^2 R_I^2 C_{GS}^2} - j\omega C_{GD} \quad (38)$$

$$\text{Re}[Y_{21}] = \frac{g_m(\cos(\omega\tau) - \omega R_I C_{GS} \sin(\omega\tau))}{1 + \omega^2 R_I^2 C_{GS}^2} \quad (39)$$

$$\text{Im}[Y_{21}] = -\frac{g_m(\omega R_I C_{GS} \cos(\omega\tau) + \sin(\omega\tau))}{1 + \omega^2 R_I^2 C_{GS}^2} - \omega C_{GD} \quad (40)$$

이다.

이 수식들을 간단히 표현하기 위하여 다음과 같은 수식을 이용한다.

$$R = \text{Re}[Y_{21}] \quad (41)$$

$$I = \text{Im}[Y_{21}] - \omega C_{GD} \quad (42)$$

$$\phi = \omega\tau \quad (43)$$

$$b = \omega C_{GS}R_I \quad (44)$$

$$a = \frac{g_m}{1 + b^2} \quad (45)$$

식(41)~(45)의 간략화된 표기법을 사용하여 식 (39)과 (40)은 다음과 같이 표현할 수 있다

$$R = a(\cos \phi - b \sin \phi) \quad (46)$$

$$I = -a(b \cos \phi + \sin \phi) \quad (47)$$

위 식으로부터

$$\cos \phi = \frac{R}{a} + b \sin \phi \quad (48)$$

$$\sin \phi = \frac{-I - bR}{a(1 + b^2)} \quad (49)$$

이고, 식 (49)을 식 (46)에 대입하면

$$a = \sqrt{\frac{I^2 + R^2}{1 + b^2}} \quad (50)$$

이다.

이로부터 전달컨덕턴스  $g_m$ 과 채널지연시간  $\tau$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$g_m = \sqrt{[(\text{Re}[Y_{21}])^2 + (\text{Im}[Y_{21}] + \omega C_{GD})^2](1 + \omega^2 C_{GS}^2 R_f^2)} \quad (51)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \text{asin}\left(\frac{-\omega C_{GD} - \text{Im}[Y_{21}] - \omega C_{GS} R_f \text{Re}[Y_{21}]}{g_m}\right) \quad (52)$$

이 방법은  $V_{DS} > 0$  일 때 전체 주파수 대역에서 적용 가능하며, 회로성분값의 추출 방법은 측정된 산란행렬을 어드미턴스 행렬로 변환하여 추출한 후에 측정 주파수대역에서 평균을 취하여 결정한다.

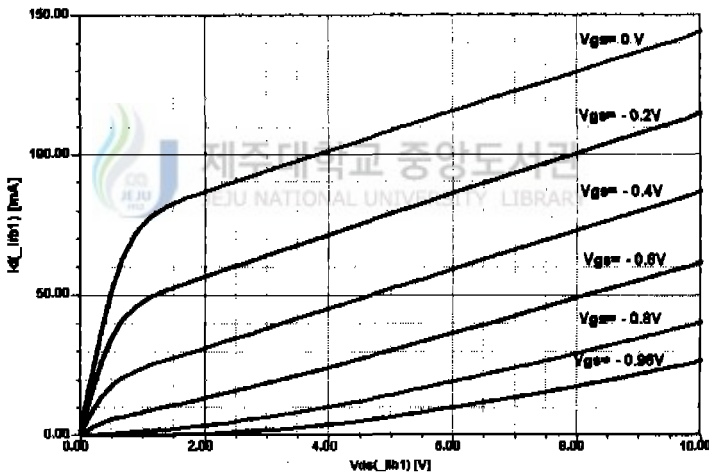
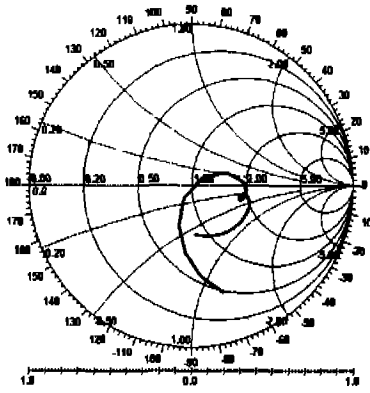


Fig. 17. V-I characteristic curve of ATF10136

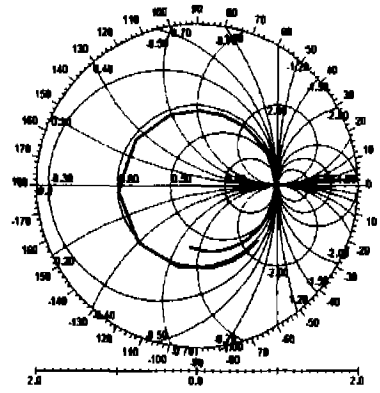
Fig. 17은 본 논문에서 사용된 MESFET인 ATF10136의 전압-전류 특성이 다. 이 전압-전류 특성을 바탕으로 설계하고자 하는 혼합기의 바이어스 상태를 결정하게 된다.

Fig. 18은 본 논문에 사용된 비선형소자의 산란 특성을 나타낸 것이다. 바이어스 상태가  $V_{GS} = -0.8$  V,  $I_D = 6.6$  mA,  $V_{DS} = 2.98$  V 일 때 100MHz에서

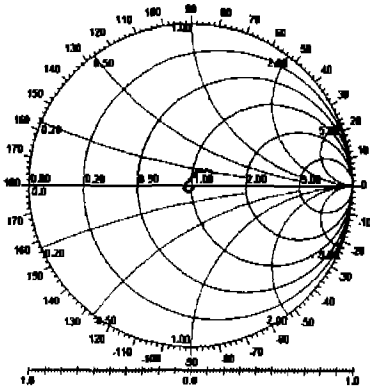
2500MHz까지의 주파수 범위에 대한 산란 파라미터 값으로 이 값들을 바탕으로  
 입출력 정합회로를 구현한다



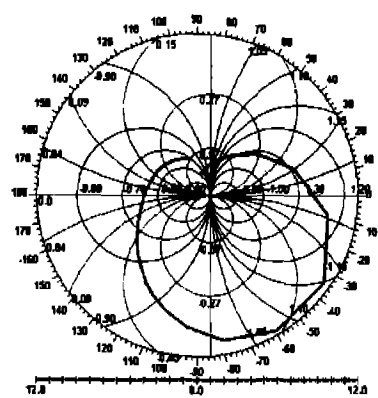
(a)  $S_{11}$



(b)  $S_{12}$



(c)  $S_{21}$



(d)  $S_{22}$

Fig. 18. S-parameter of ATF10136

## IV. 혼합기 설계 및 제작

MESFET를 이용한 혼합기의 장점은 변환이득을 가지며, 잡음 성능이 매우 우수하다는 점이다. 또 소자의 단자간 분리도 성능이 우수하며, 증계기 구성의 단순화를 도모할 수 있다. 그리고 낮은 국부발진 전력 레벨에 의해서도 혼합기의 동작이 가능하다.

혼합은 소자의 비선형특성을 이용하는데, 게이트-소스 사이의 쇼트키 베리어가 비선형 특성을 가지므로 주파수 변환이 가능하고 변환된 주파수가 MESFET 자체에 의해 증폭되므로 변환된 IF 전력은 RF 전력보다 커지게 된다. 혼합기를 설계하는 과정은 먼저 혼합기의 구조를 결정하고, 이에 알맞은 MESFET를 선택한다. 본 논문에서는 단일종단 게이트 MESFET 혼합기를 설계한다. 단일종단 혼합기는 단일평형 혼합기나 이중평형 혼합기에 비해 분리도 특성이 나쁘다는 단점이 있지만 구조가 간단하고, 전력소모가 작은 장점이 있다. 본 논문에서는 이러한 분리도 문제를 해결하기 위하여 RF 대역통과 필터와 IF 저역통과 필터뿐만 아니라, 하이브리드 브랜치라인 결합기를 구현하였다. 브랜치라인 결합기를 통해 RF 신호와 LO 신호를 게이트에 인가함으로써 분리도 특성을 더욱 개선시키게 된다.

혼합기 설계시 사용된 비선형소자는 필요한 LO 전력과 디바이스 가격, 저주파에서의 왜곡 특성을 고려하여 Avantek사의 ATF10136 MESFET를 선택하였으며, 12GHz 이하의 동작 주파수를 가지고 있다. 이 소자는 저잡음용 혼합기나 발진기, 증폭기용으로 널리 이용되고 있다. 게이트 혼합기는 FET 소자의 핀치오프 상태에서의 전압-전류 특성을 이용하는데, 이 소자를 핀치오프 상태로 만들기 위한 바이어스 상태는  $V_{GS} = -0.8V$  에서  $I_D = 6.6mA$ ,  $V_{DS} = 2.98V$  이고, 이 때의 산란 파라미터를 이용하여 입·출력 정합회로를 구현할 수 있다. 여기서 주의해야 할 점은 RF와 LO 두 주파수에 대해 동시에 정합시킬 수는 없다는 점이다. 혼합기에서는 국부발진 전력레벨이 RF신호의 전력레벨보다 훨씬 크므로 미약한 RF신호주파수를 기준으로 입·출력 정합회로를 설계한다. 혼합기 설계시에 사용된 RF 신호는 2315MHz 이고, LO 신호는 2175 MHz 이며, IF 신호

는 140MHz가 되도록 설계한다.(J. E Sitch and P. N. Robson, 1973) 혼합기 설계 시에 사용된 기판은 유전율 값이 2.51이고 높이가 0.7874mm인 테프론 기판이다.

증폭기의 안정도 계수(Stability factor)는 혼합기를 설계함에 있어서 중요한 고려사항이고, 식 (53)과 식 (54)을 이용해 안정도 계수K를 알 수 있다.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (53)$$

여기서

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (54)$$

이다. 회로가 절대 안정할 조건은

$$K > 1, |\Delta| < 1 \quad (55)$$

이며, 이때 Smith chart 상에서 불안정한 영역은 존재하지 않게 된다.

회로가 조건부 안정일 조건은

$$K < 1 \quad \text{or} \quad |\Delta| > 1 \quad (56)$$

이며, 이 경우에는 불안정한 영역을 피하여 정합회로를 구성하여야 한다 (Guillermo Gonzalez, 1997)

혼합기 설계 시 사용된 소자는 사용주파수에 대해  $K < 1$  이므로, 조건부 안정인 소자로서 불안정한 영역을 피해 정합회로를 구현한다. 혼합기를 설계하는 과정에서 사용한 시뮬레이션 툴은 Serenade 8.0이다. 이 툴은 하모닉 발란스 해석이 가능하며, Avantek사의 MESFET 소자인 ATF10136이 라이브러리로 제공되고



있다. 하모닉 발란스 해석법이란 선형해석과 비선형해석을 같이 사용하는 방법으로, 회로의 동작특성을 해석하는 과정에서는 비선형해석을 하고 회로의 정합 과정에서는 선형적인 해석을 하게된다.

Fig. 19는 본 논문에서 설계하고자 하는 혼합기의 블록도를 나타낸 것이다. RF 대역통과 필터를 구현함으로써 RF 입력단에서 LO 신호를 제거하여 양호한 분리도 특성을 얻을 수 있고, 브랜치라인 결합기를 통해 RF 신호와 LO 신호간 분리도를 더욱 개선시킬 수 있다. 입·출력 정합회로는 효율적인 변환이득을 얻기 위한 과정이고, IF 저역통과 필터는 출력단에서 여러 고조파 성분들을 제거하여 IF 신호만을 얻을 수 있도록 한다.

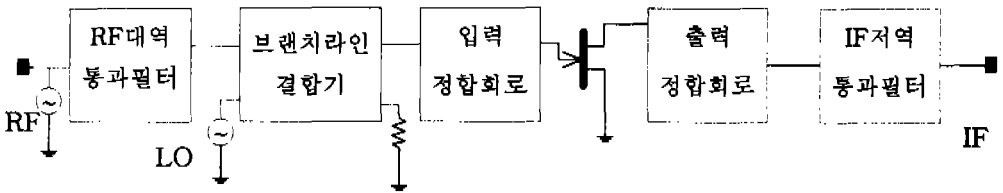


Fig. 19. Block diagram of designed mixer

### 1. 출력단 회로의 설계

출력 정합회로는 RF, 영상 및 LO 신호에 대해 저임피던스가 되도록 회로를 구성한다. 혼합기의 출력단에는 IF 신호, RF 신호와 LO 신호 뿐만 아니라 여러 고조파 성분 등 불필요한 주파수 성분들도 나타나게 된다. 따라서 이러한 불필요한 성분들을 제거하는 과정이 필요하다. 하향변환 혼합기 설계 시에는 고조파와 영상신호를 제거하고 IF 신호만을 뽑아내기 위해 출력단에 저역통과 필터를 추가시키고, 상향변환 혼합기에서는 고역통과 필터를 추가시킨다. 본 논문에서는 IF 출력신호만을 얻기 위해 Tchebyschef 저역통과 필터를 구현하였고, 혼합기의 출력단에 나타나는 RF 신호주파수, 국부발진 주파수 및 고조파 성분을 고려하여 250MHz에서 35dB 이상의 손실을 갖도록 설계하였다. Fig. 20은 저역통과 필

터의 회로도를 나타낸 것이고, Fig. 21은 설계된 저역통과 필터의 전달특성과 반사특성을 나타낸 것이다. 설계결과 0~160MHz 주파수 범위에서  $S_{11}$  값은 -15dB 이하로 나타났다. 그리고 200MHz 이상의 주파수 대역에서는  $S_{21}$  값이 급격히 떨어지므로 고주파 성분들을 비롯한 불필요한 주파수 성분들을 제거시킬 수가 있다.

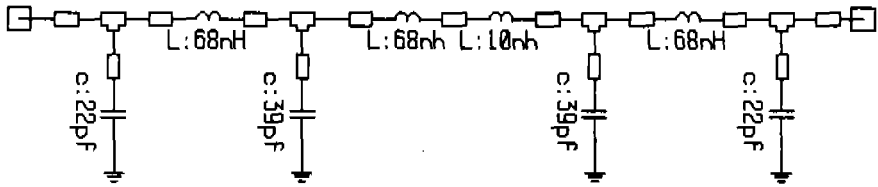


Fig.20. Circuit of lowpass filter

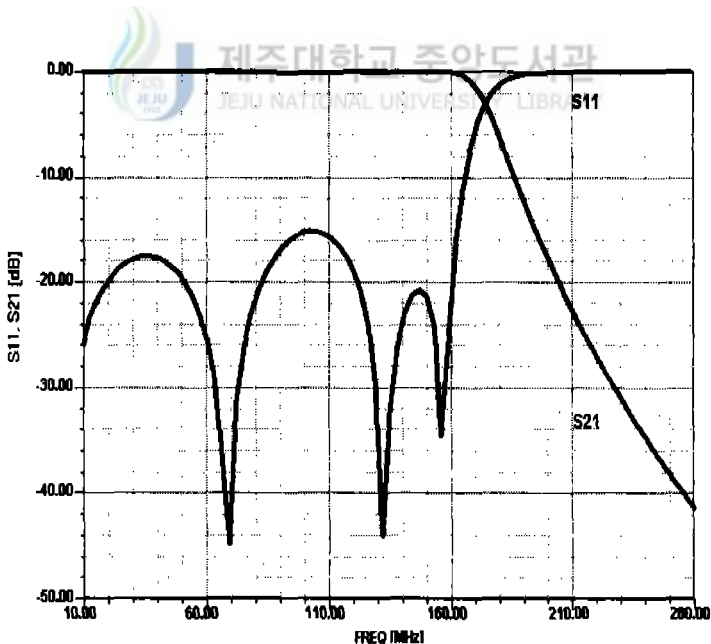


Fig. 21 S-parameter of lowpass filter

## 2. 입력단 회로의 설계

LO 신호의 전력이 RF 신호에 비해 매우 높기 때문에 미약한 양의 LO 전력이 RF 신호 입력단으로 반사될 경우에도 혼합기의 성능에는 큰 악영향을 미치게 된다. 또한 LO 신호 주파수와 RF 신호 주파수가 인접해 있기 때문에 LO 신호와의 분리도를 높이고 RF 입력단에서 RF 신호만을 통과시키기 위한 대역통과 필터가 필요하다. 혼합기 설계과정에서 LO/RF 분리도를 개선시키기 위해서는 RF 신호만을 통과시키는 대역통과 필터가 필요하다. 본 논문에서는 3-pole의  $\lambda/4$  공진부를 이용한 헤어핀라인(hairpin-line) 대역통과 필터를 설계한다. 헤어핀라인 필터는 마이크로스트립으로 구현한 다른 형태의 필터에 비해 필터의 크기를 줄일 수 있다는 장점이 있다. 또한 커플링 라인의 수를 조정함으로써, 필터의 컷오프 특성을 용이하게 개선시킬 수 있다. Fig. 22는 본 논문에서 설계한 헤어핀라인 필터의 레이아웃한 결과를 나타낸 것이고, Fig. 23은 본 논문에서 설계한 RF 대역통과 필터의 특성을 나타낸 것이다.

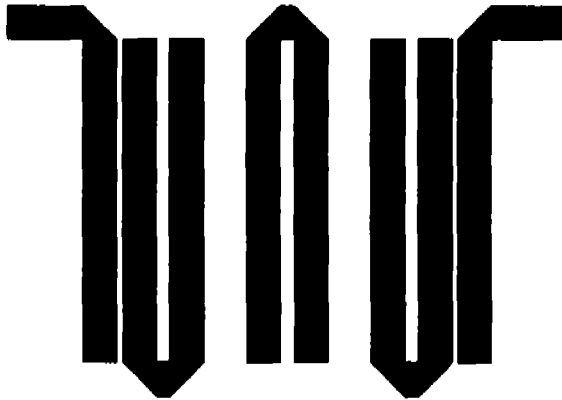


Fig. 22. Layout of the hairpin-line filter ( $33\text{mm} \times 26.5\text{mm}$ )

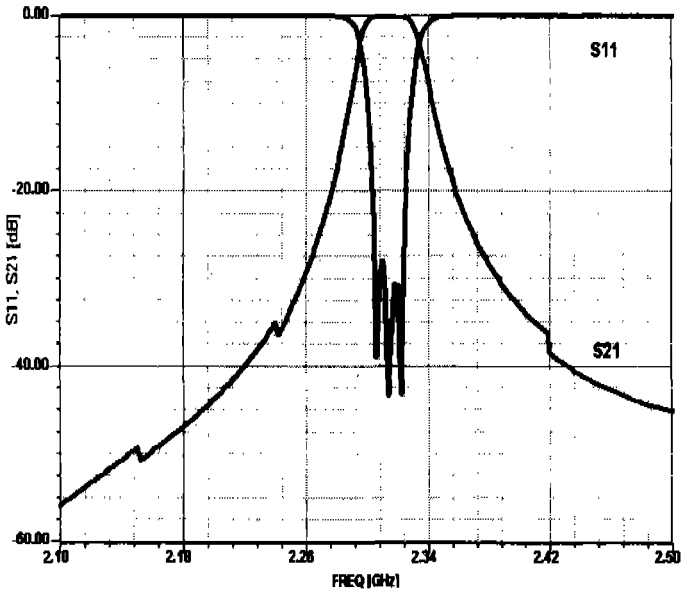


Fig. 23. S-parameter of the hairpin-line filter

RF 대역통과 필터의 설계결과 RF 수신대역인 2300~2330MHz 대역에서  $S_{21}$ 값은 약 0dB로 나타났고,  $S_{11}$ 값은 -28dB 이하로 떨어졌다. 또한 LO 주파수인 2175MHz 근처에서  $S_{21}$ 값은 -50dB 이하로 나타났고,  $S_{11}$ 값은 0dB로 나타났다. 이 결과를 살펴보면 RF 대역통과 필터를 구현함으로써 LO/RF간 분리도를 높일 수 있음을 확인할 수 있다.

MESFET 혼합기는 게이트, 소스 드레인 간의 양호한 분리도 성질을 이용한다. 게이트 혼합기는 게이트 단으로 RF 신호와 LO 신호를 입력받아 드레인 단에서 IF신호를 출력한다. 일반적인 단일종단 게이트 혼합기에서는 RF 신호와 LO 신호를 게이트 단으로 입력시킬 때 T-접합을 이용하고 있다. 이 때 RF 신호 입력 단에는 RF 대역통과 필터를 구현하여 RF 신호와 LO 신호간의 신호를 분리시킨다. 그러나 RF 대역통과 필터만으로는 높은 분리도 특성을 얻을 수는 없다. 따라서 본 논문에서는 이러한 분리도 특성을 더욱 개선시키기 위해 T-접합 대신에 3-dB 하이브리드 브랜치라인 결합기를 통하여 RF 신호와 LO 신호를 게이트 단

으로 입력시키는 구조를 취하였다. 3dB 하이브리드 브랜치라인 결합기를 사용함으로써 두 입력단자간은 서로 격리되므로 입력신호간의 간섭을 줄일 수 있고, 두 개의 입력과 하나의 출력 형태를 구현할 수 있다. 브랜치라인 결합기에서 포트 1에서 입력신호를 줄 때 포트 2와 포트 3으로 입력 전력이 반씩 전달되고, 포트 1과 포트 4로는 신호가 전달되지 않게 된다. 브랜치라인 결합기를 설계하는 과정에서는 미약한 신호인 RF 신호를 기준으로 설계함으로써 변환효율을 향상시킨다.

Fig. 24는 본 논문에서 설계한 하이브리드 브랜치라인 결합기의 레이아웃 결과를 나타낸 것이고, Fig. 25는 결합기의 결합도와 분리도를 나타낸 것이다. 브랜치라인 결합기에서 결합도는  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 으로 나타낼 수 있고, 분리도는  $S_{11}$ 과  $S_{41}$ 으로 나타낼 수 있다. 설계결과 RF 수신대역인 2300MHz~2330MHz 범위 내에서  $S_{11}$ 과  $S_{41}$ 은 -30dB 이하로 나타났다. 그리고  $S_{21}$ 과  $S_{31}$ 은 약 -3dB로 나타났다. 입력 정합 포트에서 사용되지 않는 나머지 포트 3은 50Ω로 종단시킴으로써 결합기의 분리도를 양호하게 하여 혼합기의 성능을 향상시킨다.

혼합기 설계의 이득 효율은 LO와 RF 신호가 입력단에서 최소 감쇠를 하면서 게이트에 인가되도록 하는데 달려있다. 입력 정합회로를 구현하는 과정에서 RF 신호와 LO 신호에 대해 모두 정합이 이루어져 반사되는 신호 없이 그대로 전달된다면 최적의 상태이지만, 실제 회로 구현은 불가능하므로 어느 한 주파수를 기준으로 설계를 하게 된다.

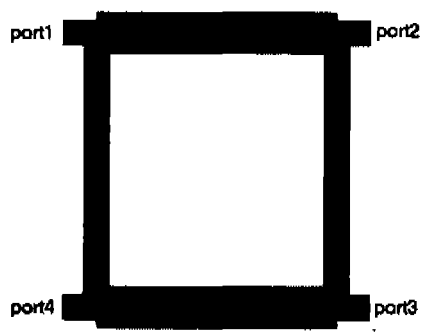
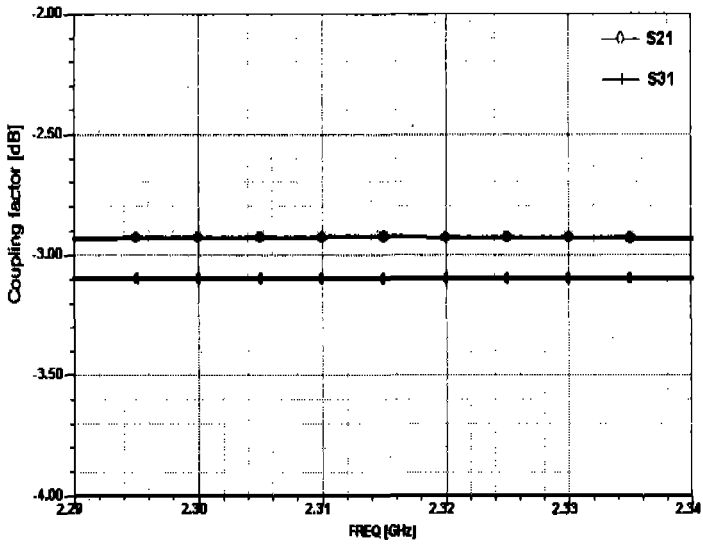
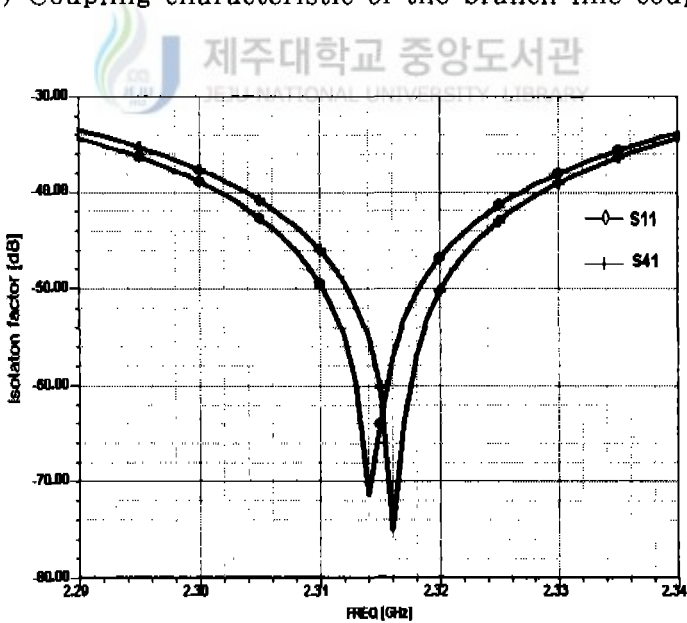


Fig. 24. Layout of the branch-line coupler(31mm×28mm)



(a) Coupling characteristic of the branch-line coupler



(b) Isolation characteristic of the branch-line coupler

Fig. 25. S-parameter of the branch-line coupler

이 때 LO 신호를 기준으로 설계를 하게 되면 단지 LO 전력의 손실이지만, RF 신호에 대해 부정합이 되었을 경우에는 혼합기의 변환효율에 직접적인 영향을 미치게 된다. 따라서 입력 정합회로를 설계하는 과정에서는 미약한 신호인 RF 신호를 기준으로 설계하여 변환효율을 향상시킬 수 있도록 하여야 한다. 큰 변환이득과 낮은 잡음지수를 얻기 위해서는 입력단을 IF에 대해 최적으로 정합시켜야 하며, 게이트 바이어스 회로는 IF 신호 주파수에 대해 낮은 임피던스 값을 제공하면서 RF 신호에 대해 정합이 이루어지도록 해야 한다.

Fig. 26은 설계된 혼합기의 레이아웃한 결과이고 혼합기의 전체 크기는 가로 83mm와 세로 42mm이다. 그리고 Fig. 27에는 전체 회로도를 나타내었다.



Fig. 26. Overall layout of the designed mixer ( $83\text{mm}\times 42\text{mm}$ )

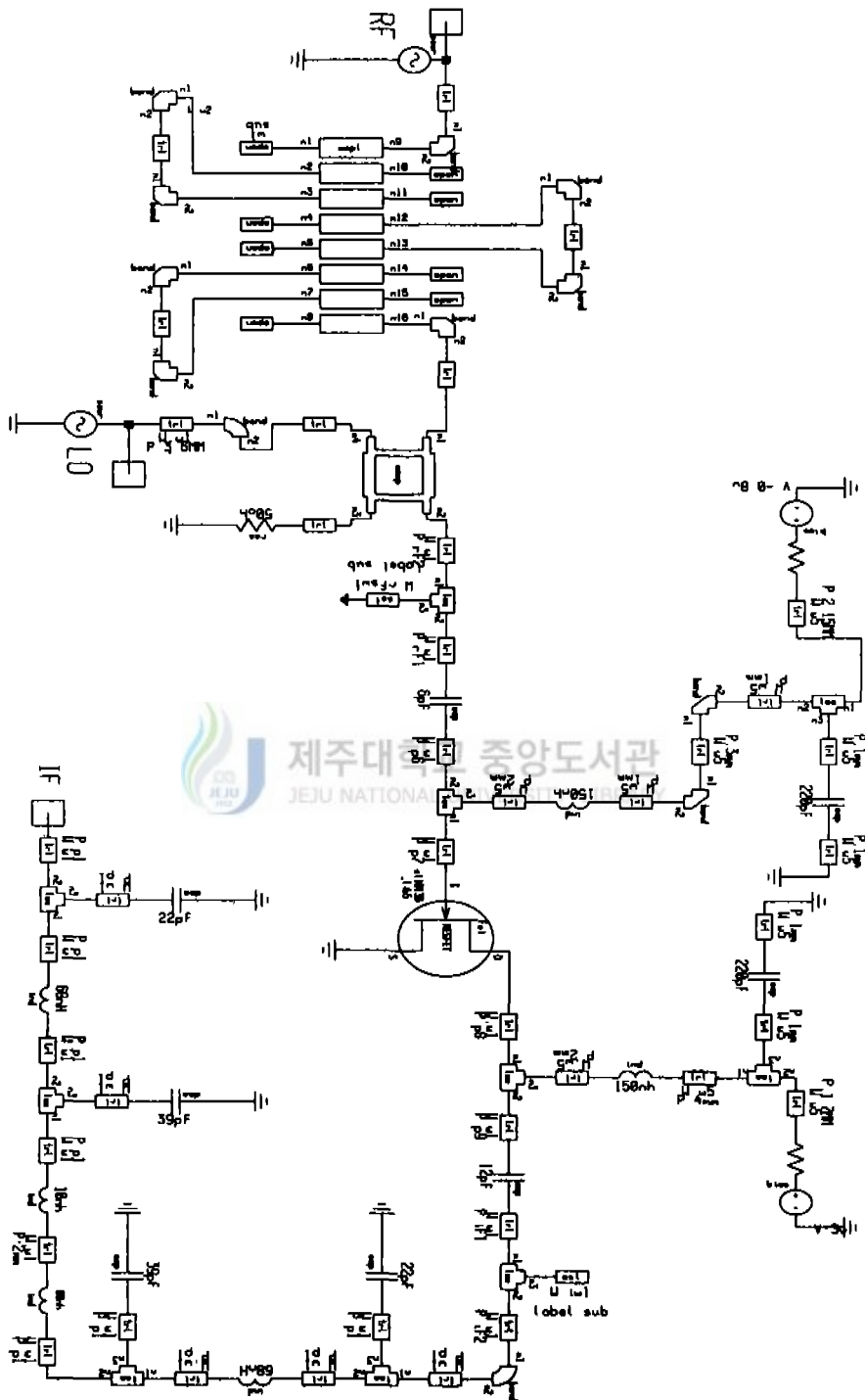


Fig. 27. Overall circuit of the designed mixer



### 3. 혼합기 설계

Fig. 28은 최대 변환이득을 얻을 수 있을 때의 IF단 혼합 스펙트럼을 나타낸 것이다. LO 전력레벨은 7dBm이고, RF 신호전력이 -30dBm일 때 140 MHz IF 전력이 -16dBm으로 나타났고 영상주파수 신호들과 고조파 신호들의 스펙트럼 성분은 -10dBm 이하로 나타났다. 일반적인 혼합기에서 출력 스펙트럼을 살펴보면 여러 고조파 성분들이 나타남으로써 IF 신호만을 출력하기가 어려웠으나, 본 논문에서 측정결과 IF 신호를 제외한 신호들의 전력레벨이 매우 낮아 혼합기로서의 특성이 매우 우수함을 확인할 수 있다.

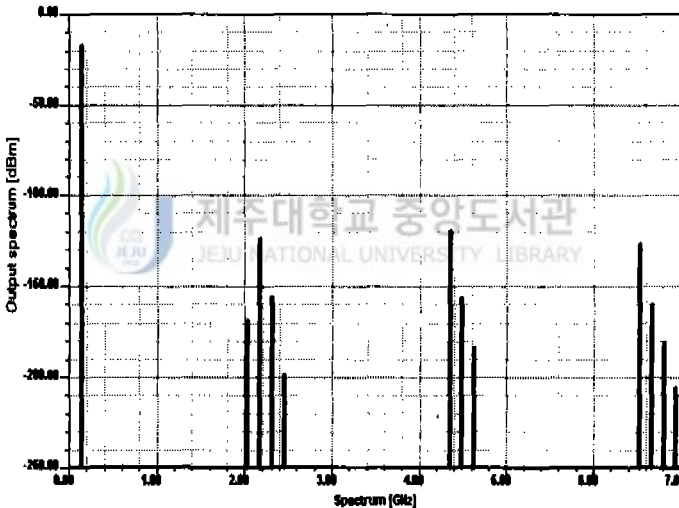


Fig. 28. Output spectrum of the designed mixer

분리도는 LO 신호와 RF 신호, LO 신호와 IF 신호가 각각 얼마나 서로 영향을 미치지 않고 혼합기로서의 동작을 잘 할 수 있는가를 나타내는 척도이다. 혼합기에서 LO 신호가 RF 신호 입력단에 영향을 미치지 않아야 하며, IF 출력단에도 LO 신호가 영향을 미치지 말아야 한다. 혼합기의 RF 입력단에 높은 전력의 LO 신호가 반사되면 혼합기의 혼합특성이 저하되고, IF 출력단에 RF 신호주파

수나 LO 신호의 주파수 성분이 높은 전력으로 나타나게 되면 IF 신호만을 출력 시키기가 어려워진다. 따라서 각 신호간의 분리도 특성이 양호해야 혼합기로서의 동작이 우수하다. Fig. 29는 -73dB로 나타나 매우 양호한 분리 특성을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

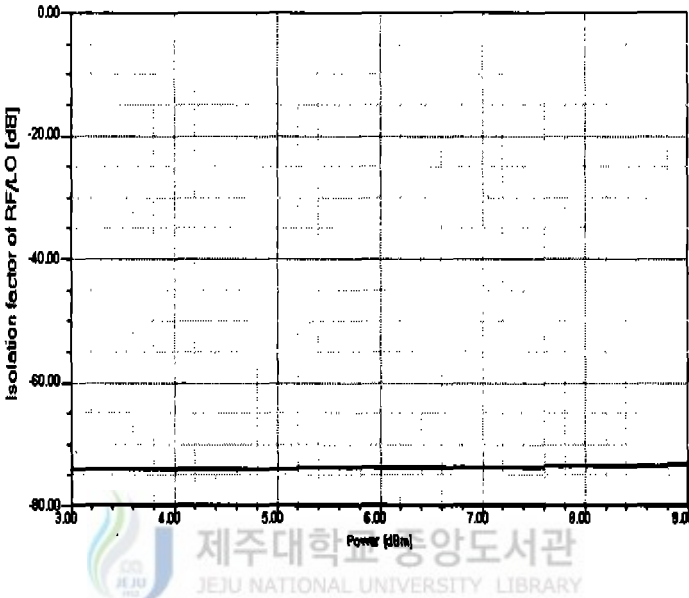


Fig. 29. Isolation factor of LO/RF

Fig. 30은 LO/IF 분리도를 나타낸 것으로 설계결과 -130dB 이하로 나타났다. 그리고 Fig. 31은 RF/IF 분리도 특성을 나타낸 것이다. LO/IF 분리도는 IF 단에 LO 신호가 어느 정도 영향을 미치는지를 나타내는 것이고, RF/IF 분리도는 IF 출력단에 RF 신호가 어느 정도 영향을 미치는지를 나타내는 양이다. 설계결과 RF/IF 분리도는 -125dB 이하로 나타났다. Fig. 32는 LO 전력을 3dBm에서 9dBm 범위에서 변화시켰을 때 변환이득을 나타낸 것으로 변환이득값은 11.26~13.27dB로 나타났다. 이 결과, 일반적인 혼합기의 변환이득 값이 6dB~10dB인 점과 비교해 볼 때 매우 우수한 변환이득 특성을 갖는다. 최대 변환이득은 LO 전력레벨을 7dBm로 공급했을 때 얻을 수 있었고 이때의 최대 변환이득값은 13.27dB로 나타났다.

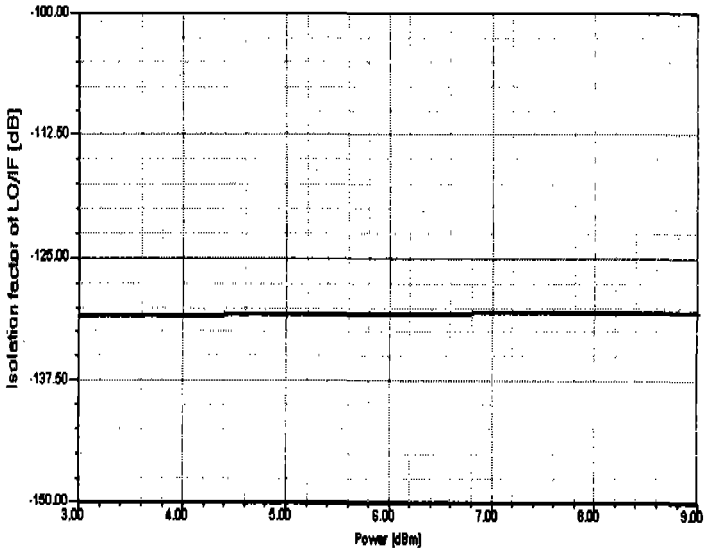


Fig. 30. Isolation factor of LO/IF

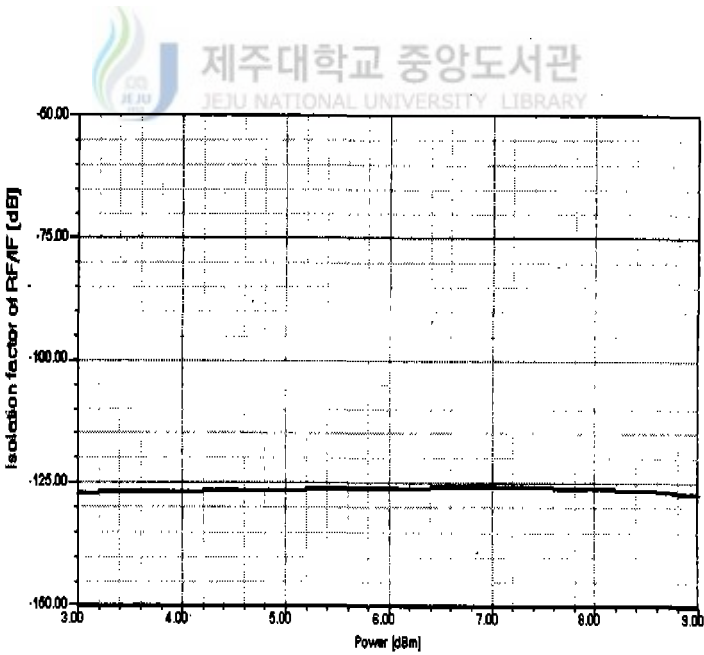


Fig. 31. Isolation factor of RF/IF

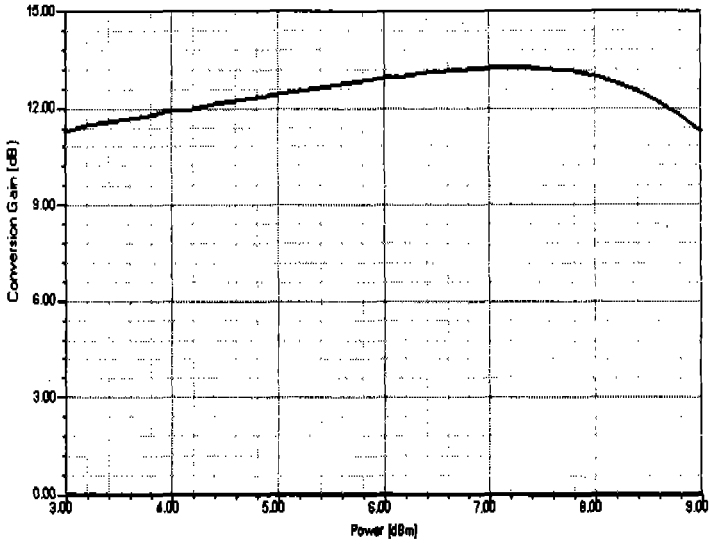


Fig. 32. conversion gain of mixer

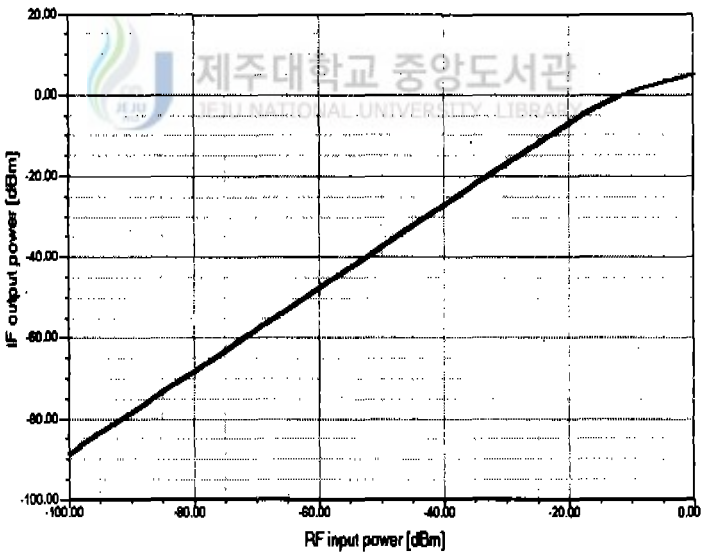


Fig. 33. IF power versus RF power

Fig. 33은 입력신호와 출력신호의 선형성을 확인하기 위해서 RF 신호 대 IF 신호 값을 확인한 것이다. Fig. 33으로부터 선형적인 동작범위를 나타내는 1dB

이득 억압 지점인  $P_{1dB}$  포인트가  $-2\text{dBm}$ 으로 나타남을 확인할 수 있다.  $P_{1dB}$ 란 선형적인 출력특성을 나타내는 최대 출력전력에서  $1\text{dB}$  억압된 지점을 나타낸 것이다. 이 때의 입력전력은  $-16\text{dBm}$ 을 나타내는데, 일반적으로 WLL 기지국 수신단의 저잡음 증폭기를 통해 혼합기로 입력되는 RF 전력이  $-70\sim-30\text{dBm}$ 인 점을 고려하면 넓은 RF 입력 전력범위에서 선형적으로 동작함을 알 수 있다.

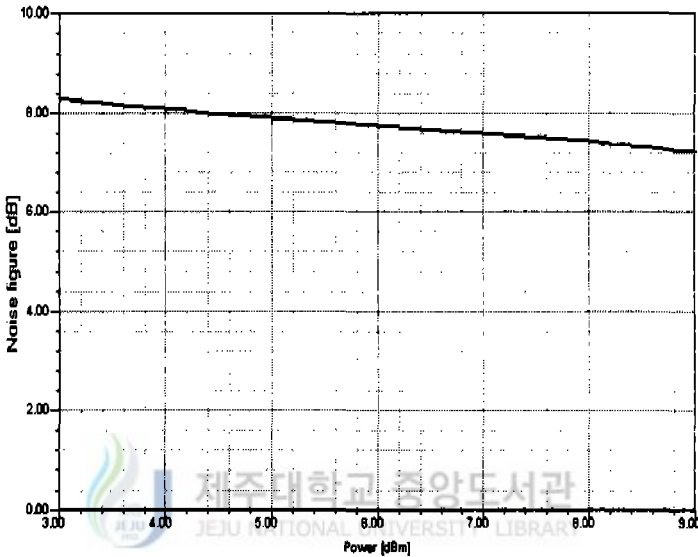


Fig. 34. Noise figure of the designed mixer

Fig. 34는 혼합기의 잡음지수를 나타낸 것으로  $7.23\sim 8.29\text{dB}$ 의 특성을 나타내고 있다. 일반적인 혼합기의 잡음지수가  $6\sim 15\text{dB}$ 인 점을 고려하면 매우 우수한 특성임을 확인할 수 있다.

#### 4. 혼합기 제작 및 측정

하향변환 혼합기에서는 RF 신호와 LO 신호의 차 성분이 IF 출력단에 나타난

다. 그러나, 혼합기의 특성상 IF 주파수 뿐만 아니라 여러 주파수 성분들이 출력단에 나타나게 된다 따라서 출력단에서는 원하는 신호인 IF 신호만을 뽑아내기 위한 단계가 필요하다. Fig 35는 이러한 목적으로 제작된 IF 저역통과 필터의 측정결과를 나타낸 것이다. 측정결과  $S_{21}$ 은 250MHz 이상에서 -30dB 이하로 나타났다. 이 결과를 살펴보면 출력단에서 원치 않는 신호들을 용이하게 제거시킬 수 있음을 확인할 수 있다.

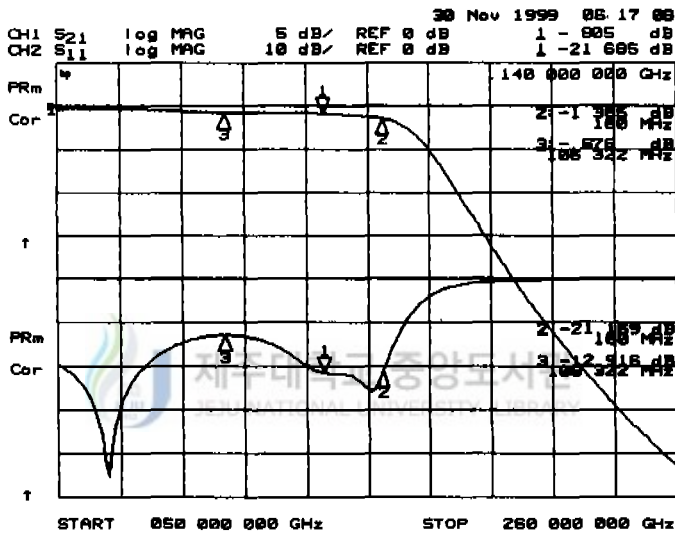


Fig. 35. Measured result of lowpass filter

일반적인 단일종단 혼합기는 회로의 구성이 단순하고 전력의 소모가 적다는 장점이 있는 반면에 각 단자간 분리도 특성이 우수하지 못하다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 입력단에 RF 대역통과 필터 뿐만 아니라 하이브리드 브랜치라인 결합기를 구현하여 분리도를 높일 수 있도록 하였다. 일반적으로 RF 신호와 LO 신호를 분리시키는 데는 RF 대역통과 필터를 사용하는 방법을 취하고 있다. 그러나 본 논문에서는 RF 대역통과 필터 외에도 브랜치라인 결합기를 이용해 RF 신호와 LO 신호를 입력시킴으로써 RF 신호와

LO 신호간 분리도를 높일 수 있도록 하였다. Fig. 36은 이때 사용된 브랜치라인 결합기의 측정결과를 나타낸 것이다. 포트 1에서 RF 신호를 입력시키고, 포트 4에서 LO 신호를 입력시킬 경우 이 두 단자간 분리도를  $S_{41}$ 으로 확인할 수 있다. 측정결과  $S_{41}$ 이  $-26\text{dB}$  이하로 나타났는데, 이를 살펴보면 두 단자간 분리도 특성이 개선될 수 있음을 확인할 수 있다. 브랜치라인 결합기는 입력신호를  $-3\text{dB}$ 씩 출력 포트에 전달시키게 된다. RF 신호의 전달특성은  $S_{21}$ 으로 확인할 수 있고, LO 신호의 전달특성은  $S_{24}$ 로 확인할 수 있다. 측정결과  $S_{21}$ 은 약  $-3\text{dB}$ 로 나타났고,  $S_{24}$ 는  $-3.6\text{dB}$ 로 나타났다. 이 결과를 살펴보면 LO 신호에 비해 RF 신호의 전달특성이 우수함을 알 수 있는데, 이렇게 함으로써 혼합기의 변환효율을 향상시킬 수 있게 된다. 그리고  $S_{11}$ 은 RF 신호의 반사특성을 나타낸 것으로 측정결과  $-27\text{dB}$ 로 나타났다.

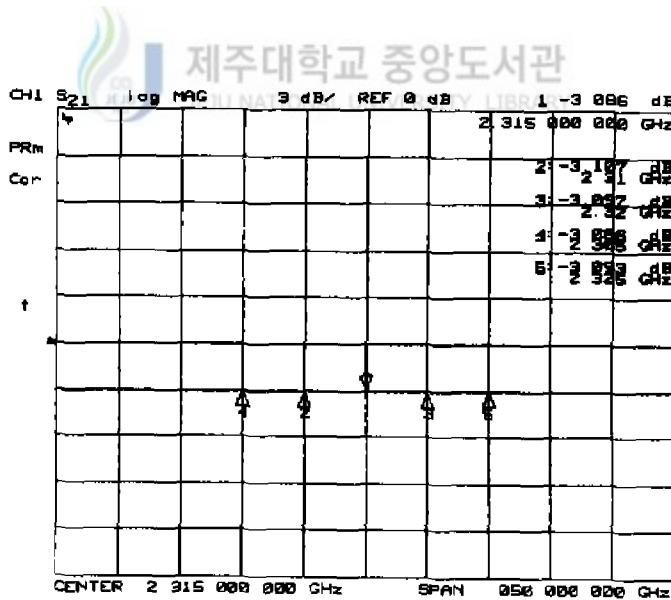


Fig. 36.(a) Measured result of  $S_{21}$  of the branch-line coupler

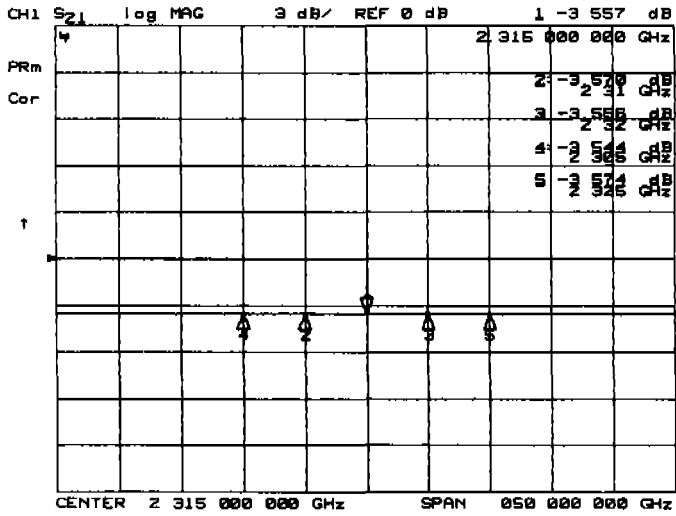


Fig. 36.(b) Measured result of  $S_{21}$  of the branch-line coupler

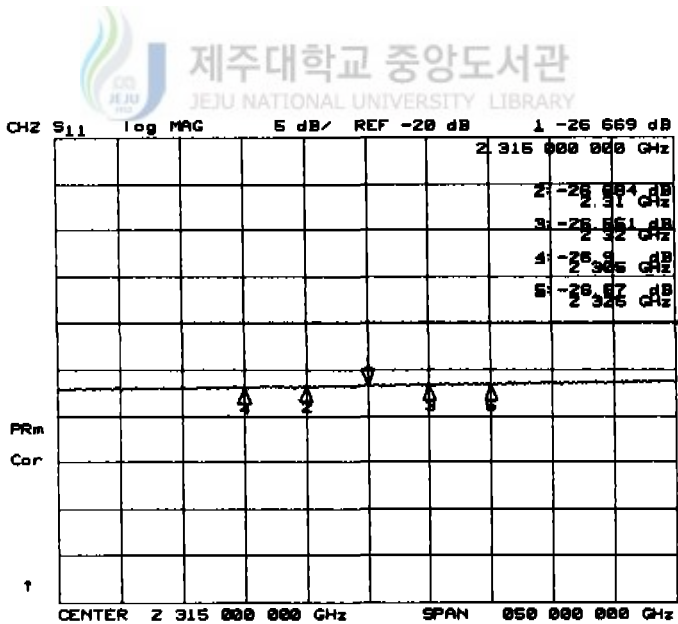


Fig. 36.(c) Measured result of  $S_{11}$  of branch-line coupler



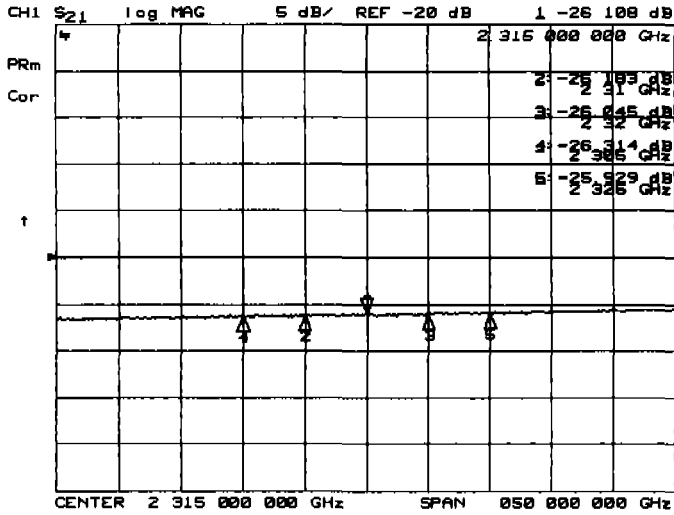


Fig. 36 (d) Measured result of  $S_{41}$  of the branch-line coupler

혼합기의 혼합과정을 측정하기 위해서는 Fig 37와 같이 장치들을 꾸민다. 즉, 입력신호(RF, LO)를 발생시키는 신호발생기를 충분히 구동시킨 다음, 최대의 return loss 값을 가지는 점에서 측정을 시작한다. 스펙트럼 측정시 사용된 계측 장비로는 Signal generator로 HP사의 8648C가 사용되었고, Spectrum analyzer로는 HP사의 E4403B가 사용되었다.

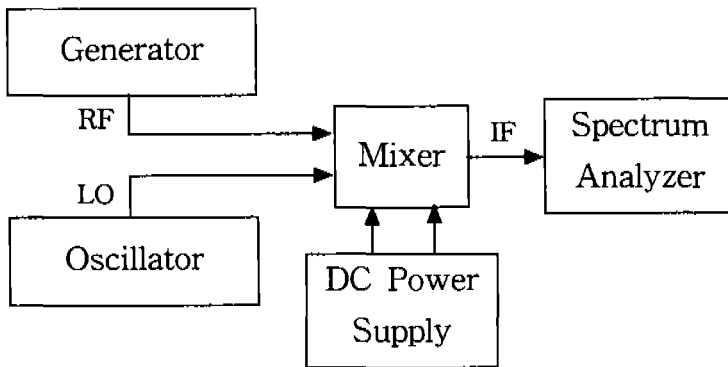


Fig. 37. Block diagram of the mixer measurement system

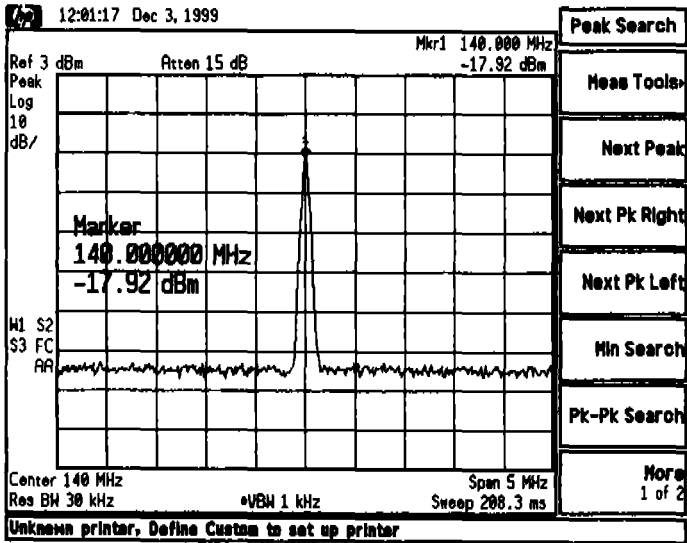


Fig. 38. Output spectrum of IF



Fig. 39. Measured output spectrum of the designed mixer

Fig. 38과 Fig. 39는 LO 전력레벨은 7dBm이고, RF 신호전력이 -30dBm일 때 출력단에서의 스펙트럼을 나타낸 것이다. 측정결과 140MHz에서 IF 전력이 -17.82dBm으로 나타났고 영상주파수 신호들과 고조파 신호들의 스펙트럼 성분은 나타나지 않는다. 시뮬레이션 결과보다 약 2dB 정도가 차이 나는데, 이 원인은 RF 대역통과 필터와 IF 저역통과 필터의 삽입손실과 결합기의 삽입손실 등이 원인이다. 일반적인 혼합기에서 출력 스펙트럼을 살펴보면 여러 고조파 성분들이 나타남으로써 IF 신호만을 출력하기가 어려웠으나, 본 논문에서 측정결과 IF 신호를 제외한 신호들의 전력레벨이 매우 낮아 IF 신호를 뽑아내기가 매우 용이함을 알 수 있다.

혼합기의 동작 특성을 개선시키기 위해서는 각 단자간 신호의 간섭이 없어야 하며, 원하는 신호 주파수를 출력시키기가 용이해야 한다. 이러한 특성을 살펴보는 것이 분리도 측정이다. LO 신호는 RF 신호에 비해 매우 높은 전력이다. 높은 전력의 LO 신호가 RF 단으로 간섭을 일으킬 경우 혼합기의 특성이 급격히 저하되고 신호를 해석하는 데도 어려움이 있게된다 또한 LO 신호와 RF 신호가 인접해 있을 경우 간섭 현상이 더욱 커지게 되므로 높은 LO/RF 분리도가 요구된다 Fig. 40은 제작된 혼합기의 LO/RF 분리도 측정결과이고, 측정결과값은 -65.78dBm으로 나타났다.

LO/RF 분리도를 측정하는 방법은 LO 전력을 0dBm으로 고정시킨 상태에서 RF 입력단에 나타나는 LO 신호의 전력을 측정한다. 이 결과 나타나는 LO 전력이 -10dBm 이하이면 매우 우수한 분리도 특성을 갖는다는 것을 말해준다 일반적인 혼합기에서 이 방법을 이용하여 분리도를 측정한 결과 값은 대부분 -20~-30dBm으로 나타나는데, 이와 비교해 보면 본 논문의 설계결과 매우 우수한 LO/RF 분리도 특성을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. LO 신호는 RF 신호와 IF 신호에 비해 매우 높은 전력이다 따라서 이 LO 신호가 출력단에 나타나는 경우 IF 신호를 가려내기가 매우 어렵게 된다. 따라서 LO 신호가 IF 출력단에 어느 정도의 영향을 미치는지를 확인하는 방법이 LO/IF 분리도를 측정하는 것이다. LO/IF 분리도 측정방법은 LO/RF 분리도 측정방법과 마찬가지로 LO 전력

을 0dBm으로 고정시킨 상태에서 IF 단에 나타나는 LO 전력을 측정한다. Fig. 41은 혼합기의 LO/IF 분리도를 나타낸 것으로 측정결과 -64.4dBm으로 나타났다.

일반적인 혼합기의 LO/IF 분리도 특성은 약 -40~-50dBm으로 나타나는 것과 비교해 보면 매우 우수한 LO/IF 분리도 특성을 나타냄을 확인할 수 있다 Fig. 42는 RF/IF 분리도 특성을 나타낸 것으로 측정결과 -65.5dBm으로 나타났다. RF/IF 분리도는 RF 신호가 IF 단에 얼마만큼의 영향을 미치는지 확인할 수 있는 방법이다. RF/IF 분리도 측정방법은 RF 신호전력을 0dBm으로 고정시킨 후 IF 단에 나타나는 RF 신호의 전력을 측정한다. 일반적인 혼합기에서 분리도와 RF/IF 분리도 특성이 약 -40~-50dBm인 점과 비교해 보면 매우 우수한 분리도를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. LO/RF 분리도, LO/IF 분리도, RF/IF 분리도를 측정하는데 사용된 signal generator는 HP 사의 8648C이며, spectrum analyzer는 HP사의 E4403B이다.

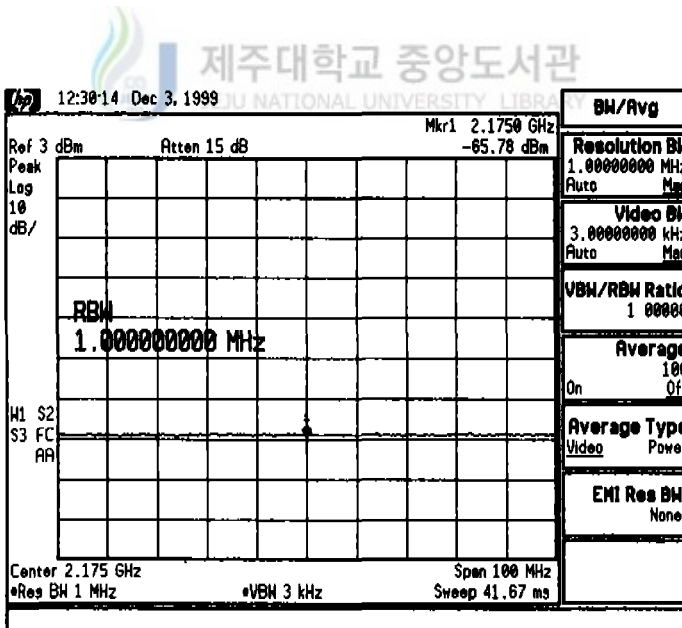


Fig. 40. Measured isolation factor of LO/RF

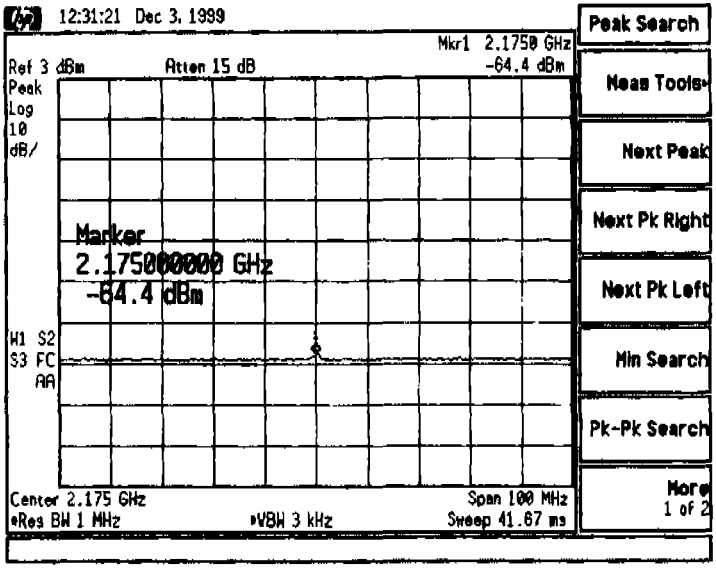


Fig. 41. Isolation characteristic of LO/IF

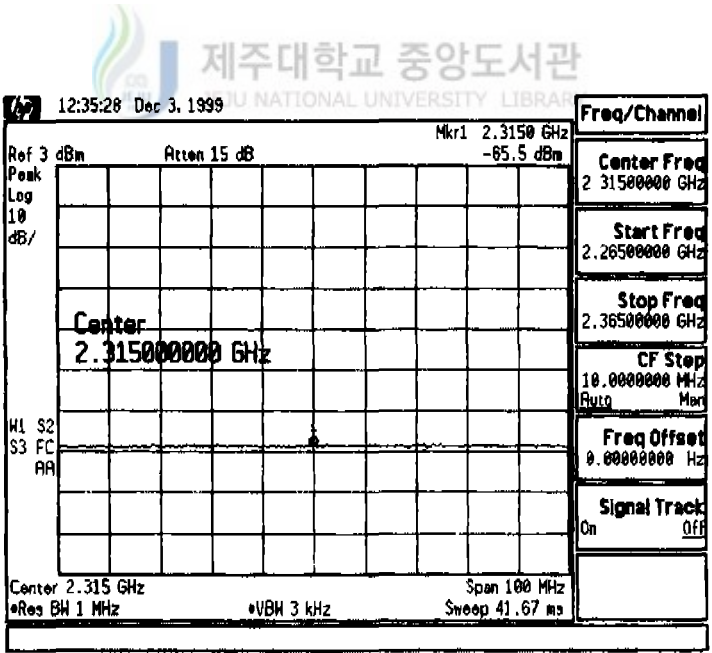


Fig. 42. Isolation characteristic of RF/IF

## V. 결론

본 논문에서는 WLL 송수신 시스템의 주요 부품인 하향변환 단일종단 게이트 혼합기를 설계하였으며, 높은 변환이득과 우수한 분리도를 얻을 수 있도록 구성하였다. 본 혼합기 설계에 사용된 MESFET는 Avantek사의 ATF10136이었다. 설계 시에 사용된 시뮬레이터는 비선형 회로 해석이 가능하고 이 MESFET가 Library로 제공되는 마이크로파 시뮬레이터인 Serenade를 이용하였다. 게이트 혼합기는 FET의 편치오프 영역에서 동작한다. 따라서, ATF10136을 편치오프 상태를 만들기 위해 바이어스 전압과 전류를 각각  $V_{GS} = -0.8V$ ,  $I_D = 6.6mA$ ,  $V_{DS} = 2.98V$ 로 공급하였고, 이 결과 추출된 비선형 모델을 이용한 하모닉발란스 해석을 통해 입력정합회로와 출력정합회로를 설계하였다. 게이트 혼합기는 RF 신호와 LO 신호를 게이트 단으로 입력시키고 드레인 단에서 IF 출력신호를 얻어낸다. LO/RF 분리도를 높이기 위해 T-접합 대신에 하이브리드 브랜치라인 결합기를 통해 RF 신호와 LO 신호를 공급하였으며, 3-pole 헤어핀라인 대역통과 필터를 설계하여 RF 입력단으로 들어오는 LO 신호를 제거하였다. 각 신호간 분리도는 높지만 사용되는 능동소자수가 늘어나 구조가 복잡해지는 평형구조의 문제점을 해결할 수 있도록 입력단에 RF 대역통과 필터와 하이브리드 결합기를 동시에 사용함으로써 간단한 구조를 통해 매우 높은 분리도를 얻을 수 있도록 하였다. 측정결과 LO/RF 분리도 특성은  $-65.78dBm$ 으로 나타났다. 일반적인 혼합기의 LO/RF 분리도 특성이  $-20 \sim -30dBm$ 인 점과 비교해 보면 매우 높은 분리도 특성을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다. IF 출력단에는 LO/IF 분리도와 RF/IF 분리도를 높이기 위해 저역통과 필터를 설계하였다. 측정결과 RF/IF 분리도는  $-65.5dBm$ 으로 나타났고, LO/IF 분리도는  $-64.4dBm$ 을 얻을 수 있었다. 일반적인 혼합기의 LO/IF 분리도와 RF/IF 분리도 값이  $-40 \sim -50dBm$ 인 점과 비교해 보면 매우 우수한 분리도 특성을 얻을 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한 변환이득은  $11.26 \sim 13.27dB$ 를 얻을 수 있었고, 잡음지수는  $7.23 \sim 8.29dB$ 로 나타났다. 일반적인 혼합기의 변환이득이  $6 \sim 10dB$ 인 점과 잡음지수가  $6 \sim 15dB$ 인 점을 비교해보면 비교적 우수한 특성을 얻을 수 있었다. 그리고  $1dB$  역압점을 갖는 RF 입력전력은  $-16dBm$ 이하의 넓은 범위에서 선형적으로 동작함을 확인할 수 있었다.

## 참고문헌

- David M. Pozar, 1998, Microwave Engineering, John Wiley & Sons, pp. 379-383,
- Guillermo Gonzalez, 1997, Microwave Transistor Amplifiers and Design, Prentice Hall, pp. 217-227.
- Edward G. Cristal and Sidney Frankel, 1972, Hairpine-line Hybrid Hairpin-line/ Half-wave Parallel-Coupled-line Filters, IEEE Trans Microwave Theory Tech. vol. MTT-20, no. 11, November, pp. 719-728.
- Gilles Dambrine, Aline Cappy, Frederic Heliodore, and Edouard Playez, 1988, A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit, IEEE Trans Microwave Theory Tech. , vol. 36, no. 7, July, pp. 1151-1159.
- J. E. Sitch and P. N. Robson, 1973 The Performance of GaAs Field-Effect Transistors as Microwave Mixers, IEEE Proc. Letters, pp. 399-340.
- Joseph helszajn, 1994, Microwave Planar Passive Circuits and Filters, John wiley & Sons, pp. 297-334.
- Raymond S. Pengelly, 1986, Microwave Field-Effect Transistors-Theory, Design and Applications, pp. 13-160.
- Stephen A. Maas, 1993, Microwave Mixers, Artech House, 375 pp.
- Stephen A. Maas, 1998, The RF and Microwave Circuit Design Cookbook, Artech House, 267 pp
- Stephen A. Maas, 1987, A GaAs MESFET Mixer with very low Intermodulation, IEEE Trans Microwave Theory Tech. vol MTT-35, No. 12, pp. 425-429.

- Tetsuo Hirota and Hiroyo Ogawa, 1984, A Novel K-band balanced FET Up-converter, IEEE Trans Microwave Theory Tech. vol MTT-32, pp. 679-683
- Vendelin, Pavio, and Rohde, 1990, Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, John Willey and Sons, pp. 504-637.
- Vicent D Hwang and Tatsuo Itoh, 1988, Quasi-Optical HEMT and MESFET self-oscillating Mixers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, No12, pp.1701-1705.
- Wai-Kai Chen, 1986, Passive and Active Filters, John Wiley & Sons, pp. 50-149





## 감사의 글

제가 2년 전 연구실에 처음 들어갔을 때도 지금처럼 날씨가 싸늘했었습니다. 벌써 2년이라는 시간이 흘러갔다는 게 믿어지질 않는군요. 그때는 2년이면 모든 것을 다 할 수 있을 것만 같았는데, 처음 다짐했던 마음과는 달리 대학원 생활하면서 부족했던 점이 너무나 많았던 것 같습니다. 이렇게 부족한 저를 지도해 주시느라고 애쓰셨던 양두영 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 처음으로 여학생을 받으시고 힘드셨던 점도 많으셨을 텐데, 제게 언제나 용기를 주시고 많은걸 가르쳐 주셨기에 지금의 제가 있는 것이라 생각합니다. 그리고, 논문 쓰는데 많은 도움주신 김홍수 교수님과 배고픈 우리의 밤을 해결해주시고 많은 조언을 해주신 강진식 교수님께도 감사를 드립니다. 그리고 대학시절부터 많은 지도를 해주신 이용학 교수님, 문건 교수님, 임재운 교수님께도 이 글을 빌어 감사의 마음을 전합니다.

그리고 이제는 저희과를 떠나신 고경생 선생님께도 감사의 말씀을 전하고 싶습니다. 박물관에서 저희 생각 가끔 하시는지요. 대학원 생활하면서 어린 저를 동생같이 돌봐주신 여러 선배님들께도 고맙다는 말을 전하고 싶습니다. 언제나 대학원 일이라면 발벗고 나서서 도와주셨던 성욱이 오빠, 권익이 오빠 정말 고맙습니다. 또 대학원 생활하기도 벅찰 텐데 학과사무실에서 우리 때문에 고생만 했던 정주연니, 형준이 오빠도 정말 고마워요. 그리고 내가 부탁한 것들은 모두 구매주신 상포 오빠 정말 고마웠어요.

그리고 누구보다도 우리 연구실 선배님들 진심으로 감사드립니다. 귀찮을 정도로 전화를 해대도 힘든 내색 없이 많은 도움 주신 재신이 오빠, 연구실내 힘든 일은 혼자 다 하시던 동현이 오빠 많이 도와주지 못해서 죄송해요. 그리고 같이 들어왔어도 언제나 나보다 고생 많이 한 성익이 오빠, 박사과정 진학해서도 항상 열심히 하길 바래요. 윤영이 오빠한테는 제가 많은 도움을 줘야 하는데, 정작 내가 커 많은 도움을 받은 것 같군요. 그리고 논문 쓸 때 많이 도와줬던 정표하고 수인이도 정말 고맙다는 말을 전하고 싶구나. 정표하고 광삼이 오빠는 대학원 진학해서

도 항상 열심히 할 수 있길 바래. 수민이하고 봉문이도 남은 대학생활 재밌게 보낼 수 있길 빈다.

또 언제나 내가 가장 편히 쉬 수 있었던 고든 사랑인 애희, 애준, 정자도 하는 일 모두 잘 되고, 언제나 웃을 수 있길 빌어. 그리고 수영, 행운이도 하고 싶은 일 꼭 이루고 항상 건강하길 바래. 그리고 내가 힘들었을 때 옆에 있어준 익환아, 정말 고마워. 그리고 우리 동기들, 토진이도 어딜 가든 열심히 하고, 동익이, 정필이도 4학년 생활 열심히 하고, 꼭 하고 싶었던 것을 이루길 빈다. 남규 오빠도 항상 행복하고, 그 동안 정말 고마웠어요.

그리고 언제나 나의 든든한 후원자인 오빠, 나보다 더 듬직한 동생 종효, 정말 고마웠어. 그동안 대학원 다닌다고 부모님을 많이 도와주지 못했는데, 내 몫까지 다 해줘서 내가 이렇게 대학원을 마칠 수 있게 된 것 같아. 이렇게 고맙다는 말밖에 할 수 없다는 게 아쉬워. 오빠 정말 고마웠어요, 그리고 종효야 이제는 내가 든든한 너의 후원자가 되어줄게. 제주대학교 중앙도서관

마지막으로, 우리 3남매를 위해 모든 것을 바치시고, 저를 이렇게 키워주신 어머님, 아버님께 감사한 마음 전할길이 없습니다. 항상 저를 이해해 주시며, 아낌없이 지원을 해주신 당신들 앞에 이 논문을 바칩니다.