

碩士學位論文

무선 가입자망 기지국용
다운 컨버터 설계 및 제작

110-473



제주대학교 중앙도서관
濟州大學校 大學院
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

通信工學科

金 倫 永

2000年 12月

무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터 설계 및 제작

指導教授 梁 斗 榮

金 倫 永

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함

2000年 12月

金倫永의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 康 鎭 植 印

委 員 林 載 允 印

委 員 梁 斗 榮 印

濟州大學校 大學院

2000年 12月

Design and Fabrication of the Down-converter for the WLL Base-station

Yun-Young Kim

(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

2000. 12.

목 차

Abstract	1
I. 서론	2
II. 다운 컨버터 구성 및 설계이론	4
1. 다운 컨버터 구성 및 기능	4
2. 저잡음 증폭기 모듈 설계이론	5
1) 증폭기의 안정도	5
2) 전력이득 이론	8
3) 잡음지수	10
3. 다운 믹서 모듈 기본이론	12
1) 믹서의 원리	12
2) 믹서의 분류	17
3) RF 대역통과 필터	19
III. 다운 컨버터 설계 및 시뮬레이션	21
1. 3단 저잡음 증폭기 모듈	21
1) 각 단의 설계	21
2) 부가회로 설계	24
3) 3단 저잡음 증폭기 시뮬레이션	26
2. 다운 믹서 모듈	29
1) 출력단 회로설계	31
2) 입력단 회로설계	33
3) 다운 믹서 시뮬레이션	34
3. 다운 컨버터 시뮬레이션	37
IV. 다운 컨버터 제작 및 측정	40
1. 3단 저잡음 증폭기 모듈 측정	40
2. 다운 믹서 모듈 측정	43
3. 무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터 측정	49
V. 결론	53
참고문헌	54

Abstract

In this thesis, A down-converter for the WLL base-station is designed and fabricated. It consists of low noise amplifier module and down-mixer module. The down-converter transforming RF signal into IF signal has to satisfy the design specifications such as high conversion gain and wide dynamic range without IF power amplifier module. The low-noise amplifier module is composed of three-stage. The design procedure of the low-noise amplifier with three-stage is divided into three partition satisfying the following requirements : low-noise figure, high gain and high power output. In order to obtain unconditional stability and good flatness, A source feedback circuit using microstrip line is added in the first stage and the second stage amplifier. The configuration of the down-mixer module is a single-ended type gate mixer. For the good isolation factor of each port and the compression effect of harmonic components, the bandpass filter and the lowpass filter are inserted in the input and output port of the down-mixer. To design the down-converter without the IF power amplifier module, it is important to maximize the conversion gain. The input matching circuit to improve the conversion gain should be constructed by not the LO signal but the RF signal. Then the down-converter of this thesis is designed and fabricated for the purpose of obtaining a high conversion gain and the wide dynamic range. From the measured results, the IF output power is -14.5dBm when the LO and RF input power level are 2dBm and -70dBm, respectively. Therefore conversion gain of the down-converter is 55.5dB. The linear IF output power characteristics between the minimum detectable output power and the 1-dB gain compression point(P_{1dB}) are given for -63.5dBm to -5.5dBm according to the RF input power level from -120dBm to -60dBm. The dynamic range is 60dB that range where the down-converter has a linear power gain, and the noise figure is 1.54dB. These results are agree well with the design specifications of the down-converter for the WLL base-station.

I. 서론

국내에서 무선 가입자망이라 명명된 WLL(Wireless Local Loop)은 외국에서는 RITL(Radio In The Loop), FRA(Fixed Radio Access), FWA(Fixed Wireless Access) 또는 FCS(Fixed Cellular System)등으로 일컬어지고 있으며, 최근 들어 통신 사업자들이 주목하고 있는 분야 중 하나이다. 국부(local) 교환기로부터 가입자 댁내까지를 연결하는 전송 경로인 가입자망을 무선으로 연결하는 이 기술은 1970년대 초 AT&T Bell 연구소에서 농어촌 지역과 같이 인구밀도가 희박한 지역에 전화를 가설할 경우 가설비를 줄일 수 있기 때문에 고안되었다. 하지만 무선 주파수의 확보가 쉽지 않았고 안테나와 무선 송·수신장치의 제조 및 설치비용이 과다하여 상용화에 이르지 못했다. 그러나 1990년대 들어 전자통신 기술의 급속한 발전과 여러 제조업체에서 경제성 있는 제품을 내놓으면서 통신 사업자들의 관심을 끌기 시작하였다. 현재 전 세계의 전송망을 구축한 사업자들 사이에서 WLL 기술은 가입자의 접속비용을 줄일 수 있고, 보다 다양한 서비스의 요구에 신속하게 접속하여 제공할 수 있다는 장점 때문에 매우 인기 있는 전송매체로 각광받고 있다. 특히 기존의 이동통신 시스템과는 달리 가입자들이 고정되므로 가입자와 기지국간의 통신 채널의 변화가 적고, 핸드오프(hand-off) 기능이 요구되지 않아 시스템 구성이 용이하다.(김상태, 1999)

초기에는 음성 서비스를 목표로 구현되었지만, 다양한 가입자들이 요구하는 서비스를 만족시키기 위하여 인터넷 액세스 및 멀티미디어 서비스를 제공해야 하고, 점차 데이터 속도가 높은 서비스를 통하여 결국에는 광대역 서비스를 수용해야만 한다. 따라서 WLL 시스템은 협대역 서비스로부터 광대역 서비스로 변화되어 가고 있다. 이러한 추세에 따라 국내에서도 이미 WLL 방식을 광대역 코드분할 다원 접속 방식으로 정하여 여러 분야에서 부품 연구개발이 활발히 진행되고 있다.(정영준, 1998)(박판중, 1997)

본 논문에서는 이러한 추세에 맞추어 RF 신호를 IF 신호로 변환시키는 무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터(down-converter)를 설계하고 제작한다. 다운 컨

버터를 구현함에 있어서 IF 전력 증폭기 모듈(IF power amplifier module)을 추가하지 않고 높은 변환이득(conversion gain)과 넓은 동작범위(dynamic range)를 갖도록 하는데 중점을 두고 구현한다. 안테나로 수신되는 미약한 RF 신호를 증폭시키는 저잡음 증폭기 모듈(low-noise amplifier module)은 3단으로 구현하는데, 초단은 저잡음을 갖도록 구현하고 두 번째 단에서는 최대 전력이득을 얻도록 양단정합 시킨다. 그리고 마지막 단에서는 최대 출력을 얻을 수 있게 하여 고 이득을 얻도록 구현한다. 저잡음 증폭기에서 증폭된 RF 신호를 LO 신호와 혼합하여 IF 신호를 출력시키는 다운 믹서 모듈(down-mixer module)은 단일종단 게이트(single-ended gate)형으로 구현한다. 각 포트간의 분리도를 향상시키기 위하여 RF 대역통과 필터(BPF : bandpass filter)와 IF 저역통과 필터(LPF : lowpass filter)를 우수한 특성을 갖도록 구현하는 한편, 적절한 바이어스 전압을 선택하여 최대 변환이득과 넓은 동작범위를 갖도록 입·출력 정합회로를 구현한다. 그리고 최종적으로 다운 컨버터를 구성하고 시뮬레이션과 제작을 통하여 그 특성을 분석한다.

제주대학교 중앙도서관

본 논문의 구성은 제 II장에서는 무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터의 구성 및 각 모듈별 설계이론에 대하여 기술하고, 제 III장에서는 각 모듈별로 설계규격에 맞도록 설계하여 시뮬레이션한다. 제 IV장은 III장의 시뮬레이션을 바탕으로 다운 컨버터를 제작하여 측정결과를 분석한다. 그리고 제 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

Ⅱ. 다운 컨버터 구성 및 설계이론

1. 다운 컨버터 구성 및 기능

무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터는 저잡음 증폭기 모듈과 국부 발진단(local oscillator stage), 마이크로파 필터(microwave filter)를 포함한 다운 믹서 모듈로 구성된다.

일반적으로 다운 컨버터를 설계함에 있어서 경제적인 문제로 인하여 가능한 한 칩(chip)화된 부품을 이용하고 저가고성능(low-cost high performance)의 특성을 나타내기 위하여 모듈별 설계에서 특성분석에 의한 레이아웃(layout)이 이루어져야 한다. 따라서 본 논문에서는 각 모듈별로 고성능의 특성을 얻을 수 있도록 최적화시켜 설계한다.

Fig. 1은 본 논문에서 설계하고자 하는 무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터의 구성도를 나타낸 것이다. Fig. 1에서 보면, 일반적인 다운 컨버터에 포함되는 IF 전력 증폭기 모듈이 없는데, 그 이유는 저잡음 증폭기 모듈과 다운 믹서 모듈의 이득을 최대한 높게 설계하여 IF 전력 증폭기 모듈이 없어도 설계규격에 맞는 IF 전력을 출력시키도록 설계하는데 중점을 두었기 때문이다.

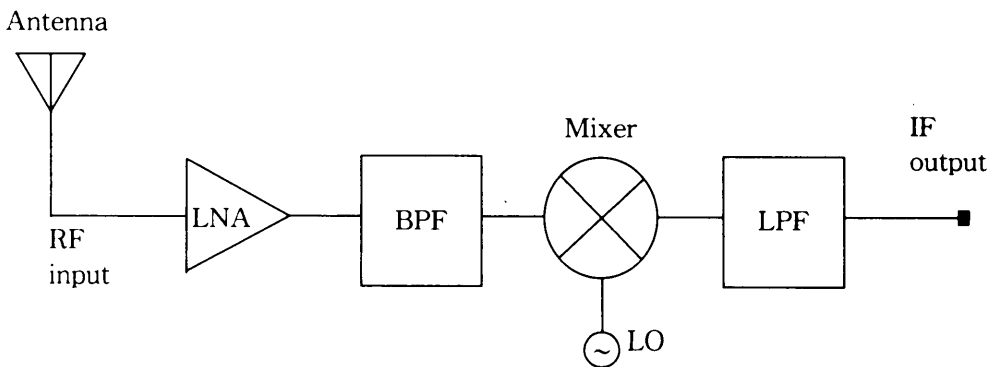


Fig. 1. Block diagram of the down-converter

안테나를 통하여 수신된 미약한 RF 신호는 잡음신호와 함께 수신되므로, 이 수신된 RF 신호와 잡음신호는 저잡음 증폭기를 통하여 증폭시키게 된다. 이 때 저잡음 증폭단의 전력이득과 잡음지수는 각각 40dB 이상과 1.2dB 이하로 설정하여 3단으로 구성한다. 3단 저잡음 증폭기에서 증폭된 신호는 RF 대역통과 필터에 의하여 대역제한 되어 2.3~2.33GHz의 30MHz 신호만이 통과되므로 대역이외의 모든 성분은 제거된다. 선택된 신호들은 다운 믹서단으로 인가되어 RF 입력신호를 2.175GHz의 LO 신호와 혼합하여 RF 주파수를 IF 주파수로 다운시키게 된다. 이 때 다운 믹서는 게이트 믹서로 구성하여 높은 변환이득을 얻을 수 있도록 설계한다. 다운된 IF 신호는 저역통과 필터로 인가되는데, 저역통과 필터에서는 IF 신호 이외에 고주파 성분을 비롯한 불필요한 주파수 성분을 제거하여 140MHz의 IF 신호를 출력시키게 된다. 본 논문에서는 Fig. 1의 다운 컨버터 구성도를 기본으로 하여 각 모듈별 설계규격을 만족하도록 최적화하여 넓은 동작범위와 높은 변환이득 특성을 얻도록 설계한 후 시뮬레이션과 제작을 통하여 그 특성을 분석한다.



2. 저잡음 증폭기 모듈 설계이론

1) 증폭기의 안정도

Fig. 2는 증폭기 해석을 위한 일반적인 4단자망 증폭기의 블록도이다.

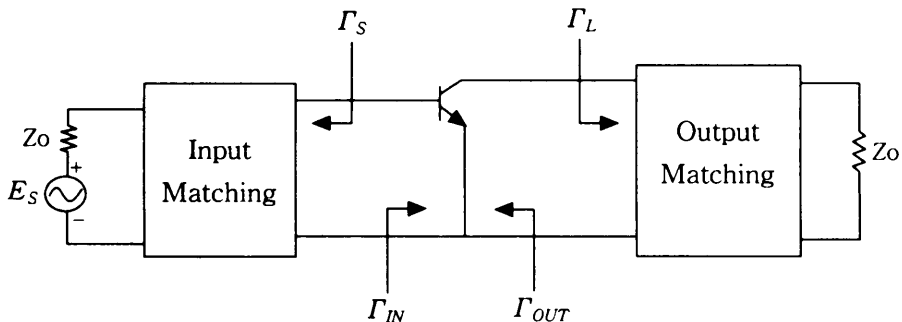


Fig. 2. Block diagram of the two-port network amplifier

증폭기를 설계하는데 있어서 안정도는 능동소자의 산란계수와 정합회로에 의해 결정된다. 증폭기가 안정하지 않으면 발진이 되어 증폭특성이 사라지며 4단자 망에서 입력이나 출력 단자에 음의 저항이 놓일 수 있다. 따라서 안정도를 확인하는 것은 매우 중요하다. Fig. 2의 4단자망 증폭기의 블록도에서 주어진 주파수 범위에서 정합 부하나 소스 임피던스의 값에 관계없이 무조건 안정 조건을 만족하기 위해서는 주어진 주파수 범위에서 다음 조건을 만족해야한다. (Guillermo Gonzalez, 1984)(Besser L., 1975)

$$|\Gamma_{IN}| < 1, \quad |\Gamma_{OUT}| < 1 \quad (1)$$

$$|\Gamma_S| < 1, \quad |\Gamma_L| < 1 \quad (2)$$

즉, 증폭기 회로에서 $|\Gamma_{IN}| > 1$ 이거나 $|\Gamma_{OUT}| > 1$ 이면 발진이 일어나게 된다. 여기서 Γ_{IN} 과 Γ_{OUT} 은 다음과 같다.

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

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (4)$$

위의 네 조건으로부터 다음과 같은 무조건 안정의 필요충분조건 식이 유도된다.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (6)$$

여기서 K 를 안정도 계수(stability factor)라 하고, $|\Gamma_{IN}|=1$ 과 $|\Gamma_{OUT}|=1$ 을 기준으로 시스템의 안정과 불안정을 구분할 수 있으며 반사계수 평면상에서 일정한 제적을 갖는 원의 방정식을 구할 수 있다. 이 원의 방정식을 가지고 스미스 차트(smith chart)상에서 도시한 것을 안정도원(stability circle)이라 하며 이를 기준으로 안정 영역과 불안정 영역을 구분할 수 있게 된다.

무조건 안정인 경우는 스미스 차트내의 모든 영역에서 입력측 반사계수와 출력측 반사계수가 안정해야 한다. 즉 안정원이 스미스 차트 밖으로 완전히 벗어나 있음을 의미한다. 입·출력포트에서 안정도원의 중심과 반경은 다음과 같다. Γ_S 에 대하여 $|\Gamma_{OUT}|=1$ 인 입력 안정원은

$$\text{반경} \quad r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (7)$$

$$\text{중심} \quad C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (8)$$

이고, Γ_L 에 대하여 $|\Gamma_{IN}|=1$ 인 출력 안정원은

$$\text{반경} \quad r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (9)$$

$$\text{중심} \quad C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (10)$$

이다. 따라서 스미스 차트에서 안정 영역은 다음과 같이 결정된다.

$$|S_{11}| < 1, |S_{22}| < 1 : \begin{cases} \text{내부} & \text{---} & |\Gamma_{IN}| > 1, |\Gamma_{OUT}| > 1 \\ \text{외부} & \text{---} & |\Gamma_{IN}| < 1, |\Gamma_{OUT}| < 1 \end{cases} \quad (11)$$

$$|S_{11}| > 1, |S_{22}| > 1 : \begin{cases} \text{내부} & \text{---} & |\Gamma_{IN}| < 1, |\Gamma_{OUT}| < 1 \\ \text{외부} & \text{---} & |\Gamma_{IN}| > 1, |\Gamma_{OUT}| > 1 \end{cases} \quad (12)$$

능동소자의 주파수 사용 범위를 넓히다 보면 설계하려는 주파수와 동작점에서 부분적으로 불안정한 경우가 나타나게 된다. 이 경우 입·출력 정합회로를 설계함에 있어서 잡음지수, 전력이득, 출력전력이 약간 손실되더라도 안정한 영역에서 구현해야 한다. 이를 위해서는 트랜지스터의 입력과 출력에서 강제적으로 저항을 직렬 또는 병렬로 부가하여 안정화하거나 소스나 에미터에 인덕터를 부가하여 귀환을 걸어주는 방법이 있다.

2) 전력이득 이론

전달 전력이득(transducer power gain) G_T 는 입·출력 정합회로 모두가 영향을 주는 상태에서 사용되는 가장 일반적인 경우이다. 식 (13)에 나타난 것처럼, 부하에 전달되는 전력과 입력으로 주어지는 최대 가용전력의 비로 정의된다.

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{power delivered to the load}}{\text{power available from the source}} \quad (13)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (14)$$

또는

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (15)$$

여기서 입력측과 출력측을 동시에 정합 시킬 경우($\Gamma_{IN} = \Gamma_s^*$, $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$)를 양단 공액정합(conjugate matching)이라 하며 이 때 최대 전력이득을 얻을 수 있다.

가용 전력이득(available power gain) G_A 는 식 (16)에 표현된 것처럼, 전원에서 공급되는 전력과 출력 정합회로까지 전달되는 전력의 비로 정의된다. 식 (15)에 $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$ 로 하여 대입시키면 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{\text{power available from the network}}{\text{power available from the source}} \quad (16)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (17)$$

가용 전력이득은 입력측 반사계수(Γ_S)에 의해서 결정이 되며 이는 입력 단의 반사계수에 의해 잡음지수와 특정 이득을 구하는 저잡음 증폭기를 설계하는데 유용하게 사용된다. 즉 저잡음 증폭기를 설계하려면 입력측 반사계수에 대한 잡음지수원과 가용 전력이득원을 도식하여 설계하려는 목표에 맞게 입력측 정합회로를 구현하고 이로부터 출력측 정합회로도 구현할 수가 있다.

동작 전력이득(operating power gain) G_P 는 식 (18)에 나타낸 것처럼, 네트워크로 전달되는 전력과 부하까지 전달되는 전력의 비로 정의된다. 가용 전력이득과는 반대로 식 (14)에 $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ 로 하여 대입하면 식 (19)와 같이 쓸 수 있다. 따라서 동작 전력이득은 출력측 반사계수(Γ_L)에 의해서 결정된다.

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{power delivered to the load}}{\text{power input to the network}} \quad (18)$$

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (19)$$

3) 잡음지수

초고주파 증폭기에서는 입력 신호가 없어도 작은 출력 전압이 측정될 수가 있다. 이 출력전력을 증폭기 잡음 전력이라 한다. 전체 잡음 출력 전력은 증폭된 입력 잡음과 증폭기에 의해 생성되는 출력 잡음의 합으로 표현되고, 잡음지수는 증폭회로 안에서 발생하는 잡음의 정도를 나타낸다. (Tri T. Ha, 1981)

$$F = \frac{P_{No}}{P_{Ni} G_A} \quad (20)$$

여기서 P_{No} 는 증폭기 출력단에서의 전체 가용 잡음 전력이고, P_{Ni} 는 절대온도 290 °K 에서 저항 R 에 의한 가용 잡음 전력이다. 그리고 G_A 는 가용 전력이득이다. n 개의 증폭기가 캐스케이드(cascade)로 연결되었을 때 전체 잡음지수는 다음과 같다.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1} G_{A2}} + \dots \quad (21)$$

식 (21)에 나타낸 것처럼, 다단 저잡음 증폭기 설계에 있어서 전체 잡음지수에 가장 큰 영향을 미치는 요인은 초단의 잡음지수이다. 따라서 초단의 잡음지수를 최소화하여 설계하는 것이 중요하다.

저잡음 증폭기에서 증폭기의 초단은 최소 잡음지수 F_{min} 을 얻기 위해 최적 잡음 소스 반사계수 Γ_{opt} 을 가져야 한다. 주어진 능동소자에 대해 최소 잡음지수 F_{min} 은 소스 반사계수 Γ_{opt} 이 등가 잡음 저항인 R_n 과 연결될 때 관련이 있다. 능동소자에 연결된 임의의 소스 반사계수에 대해 잡음지수는

$$F = F_{\min} + \frac{4 r_n |\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (22)$$

$$r_n = (F_{\Gamma_S=0} - F_{\min}) \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{4 |\Gamma_{opt}|^2} \quad (23)$$

이다. 여기서 F_{\min} 은 능동소자의 최소 잡음지수이고, r_n 은 정규화된 잡음저항이며, Γ_{opt} 은 소자에서 잡음 정합이 일어날 때 소스 쪽의 반사계수이다. 잡음지수 원은 일정한 잡음지수 값을 가지는 입력단 Γ_S 의 값들을 도시한 것으로 원의 방정식으로 나타난다. (Tuker R. S., 1975)

식 (22)에서 $F = F_i$ 라 두면 잡음지수 파라미터 N_i 는

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4 r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} \quad (24)$$

이고, 위 식을 정리해서 Γ_S 평면의 원의 방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\left| \Gamma_S - \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (25)$$

$$\text{중심} : C_{F_i} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \quad (26)$$

$$\text{반경} : r_{F_i} = \frac{1}{1 + N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{opt}|^2)} \quad (27)$$

이와 같은 설계 파라미터를 이용하여 저잡음 증폭기를 설계함에 있어서 최소 잡음지수와 최대 이득은 동시에 얻어질 수 없기 때문에 종속 연결된 증폭기나 수신

시스템에 대해 더 낮은 전체의 잡음지수를 얻기 위해서는 잡음지수와 이득사이에서 최적화시켜 설계하여야 한다.

3. 다운 믹서 모듈 기본이론

1) 믹서의 원리

믹서는 업/다운 컨버터(up/down-converter)에서 요구하는 주파수로 변환시키는 역할을 하며, 기본적으로 곱셈기의 원리와 같다. 그러므로 능동소자의 비선형 동작특성에 의하여 여러 가지 고조파 성분이 나오게 된다. 이런 고조파 성분을 제거시키고 최대한의 변환 이득을 얻을 수 있도록 설계하여야 한다.

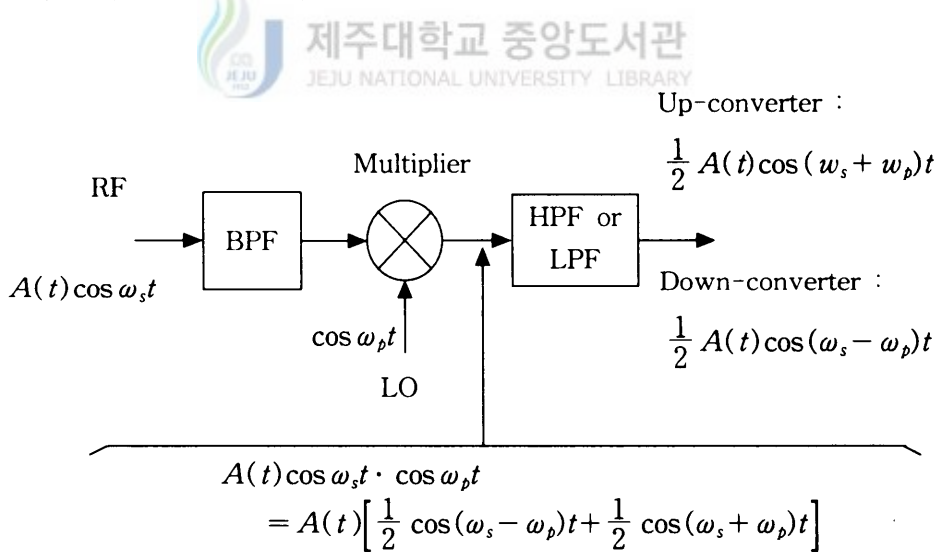


Fig. 3. Theory of a mixer

Fig. 3과 같이 믹서는 RF 주파수인 f_{RF} 와 국부 발진 주파수인 f_{LO} 를 입력받

고, 두 신호 주파수의 차주파수인 중간 주파수 f_{IF} 를 출력으로 얻는 3포트 회로망으로, 비선형 소자와 대역통과필터, 그리고 고역 및 저역통과필터로 구성된다. RF 신호와 국부 발진 주파수가 입력되면, 비선형 소자의 혼합기능에 의해 다음과 같이 출력된다.

$$A(t)\cos(w_s t)\cos(w_p t) = \frac{A(t)}{2} [\cos(w_s - w_p)t + \cos(w_s + w_p)t] \quad (28)$$

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

Fig. 3에서 믹서는 RF신호와 국부 발진 신호를 입력받아 두 신호의 합과 차 성분을 형성할 수 있다. 이때 두 신호 합의 특성을 나타낼 때 업 컨버터로서 작용하며 두 신호의 차의 특성은 다운 컨버터로서 응용된다. 업 믹서(up-mixer)에서 주파수의 차 성분은 고역통과 필터에 의해 제거되어 합 주파수 성분만 출력되고, 다운 믹서에서는 주파수의 합 성분은 저역통과 필터에 의해 제거되어 차 주파수 성분만 출력된다.

현재 믹서 구현에 있어서 쇼트키 장벽 다이오드와 MESFET가 널리 사용되고 있다. 기존의 쇼트키 장벽 다이오드를 이용한 믹서는 다이오드의 큰 비선형 접합 커패시턴스로 인해 고조파, 혼변조(intermodulation) 등의 불요성분으로 성능 저하를 가져오게 되는데, 이를 보완하기 위해 국부 발진기의 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 마이크로파대 이상의 주파수 영역에서 이용할 수 있다. FET 믹서는 다이오드 믹서에 비해 특성상 혼변조 왜곡이 작고 동작범위가 넓으며, 변환 이득이 높고 잡음 성능이 매우 우수하다는 장점이 있다. 또한 FET 믹서는 게이트, 소스, 드레인 간의 분리도 성능이 우수하므로 중계기 구성의 단순화를 도모할 수 있다. 그리고 저전력 국부발진의 레벨에 의해서도 믹서로서 동작이 가능하다. 이와 같이 FET 믹서는 다이오드 믹

서의 성능을 개선하는 여러 가지 장점으로 인해 그 이용이 계속 증가되어 왔다

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

비선형 성분인 g_m , C_{GS} , R_{DS} 를 이용하는 방법에 따라 세 가지 형태의 믹서로 구분할 수 있다. 비선형성이 가장 두드러진 지점의 핀치오프영역에서 전달컨덕턴스의 비선형성을 이용하여 믹서를 구현한 것이 게이트 믹서이고, 드레인 전류가 포화되는 지점에서 드레인 - 소스간 저항의 비선형성과 전달 컨덕턴스의 비선형성을 이용하여 믹서를 구현한 것이 드레인 믹서이다. 그리고 비포화 영역에서 드레인 - 소스간 저항의 비선형성을 이용하여 혼변조 왜곡(IMD : intermodulation distortion)을 줄인 것이 저항성 믹서이다. 게이트 믹서는 전력소모가 적고 변환

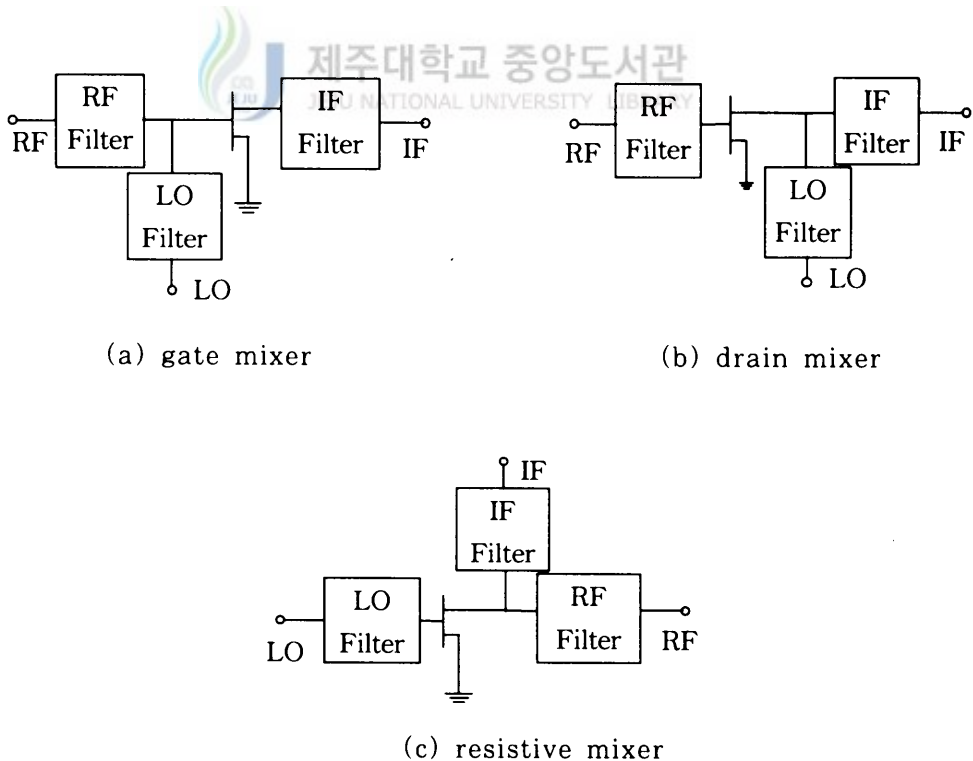


Fig. 4. Block diagram of mixers

이득이 큰 장점이 있지만, 큰 LO 전력을 요구한다. 드레인 믹서는 변환이득이 큰 반면, dc 전력소모가 많다. 저항성 믹서는 전력소모가 아주 작고 선형성이 우수하며 잡음지수가 작은 반면, 변환손실이 있고 큰 LO 전력이 필요하다. 또한 LO과 RF간 분리도가 좋지 않은 단점이 있다. (Stephen A. Maas, 1987)

Fig. 4는 믹서의 구성도를 나타낸 것이고, Fig. 5는 Fig. 4의 각 믹서들의 동작점을 보여주는 것이다. Fig. 4(a)의 게이트 믹서는 FET가 핀치오프영역에서 동작하고, FET의 전달 컨덕턴스의 비선형 특성에 의해서 주파수 혼합이 이루어진다. 핀치오프로 바이어스 되어있는 FET의 게이트나 소스에 큰 LO 신호를 인가하면 전달 컨덕턴스가 비선형적으로 크게 변화하게 되고, 게이트로 인가되는 RF 신호의 주파수 혼합과 함께 증폭이 되어 출력단에 나타나게 된다.

Fig. 6은 액티브 상태와 핀치오프로 바이어스 되었을 때 LO 신호와 전달 컨덕턴스의 관계를 나타낸 것이다. 여기서 g_m 은 전달 컨덕턴스이며, V_{LO} 는 LO 전압, V_g 는 게이트전압, 그리고 V_b 는 게이트 바이어스 전압을 나타낸다. $g_m(t)$ 는 게이트 바이어스와 LO 입력 전압레벨에 따른 전달컨덕턴스 파형을 나타낸 것이다. (Stephen A. Maas, 1998)

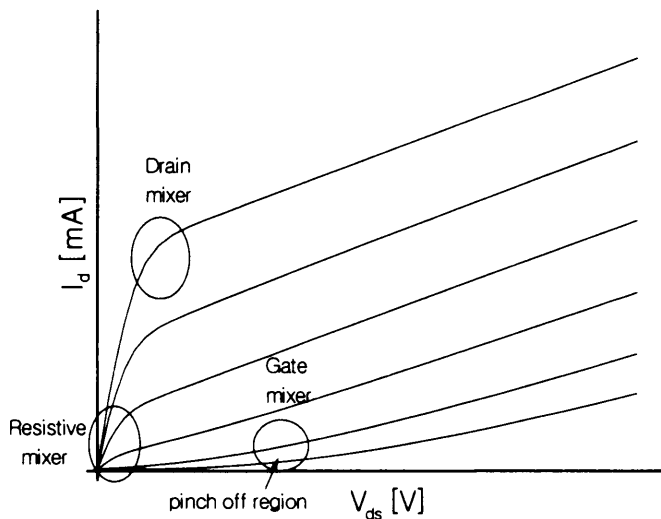


Fig. 5. Operating points of mixers

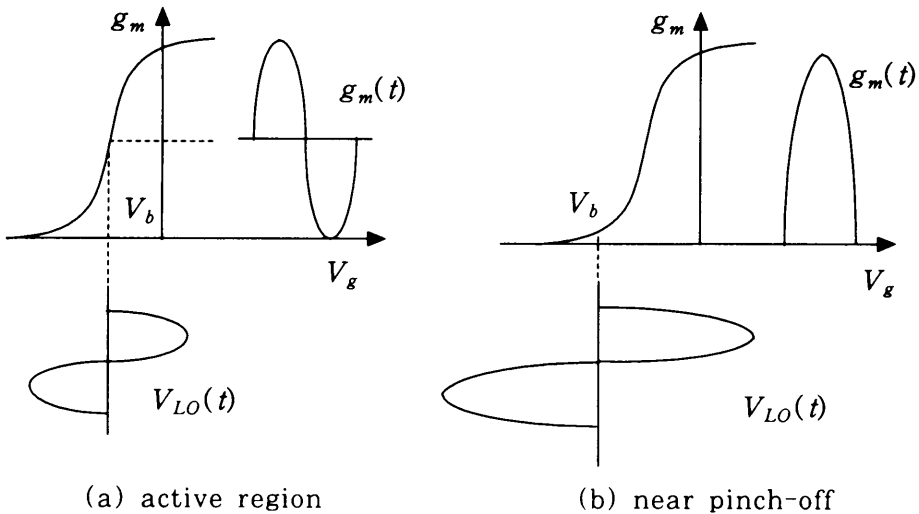


Fig. 6. Transconductance waveform to bias voltage

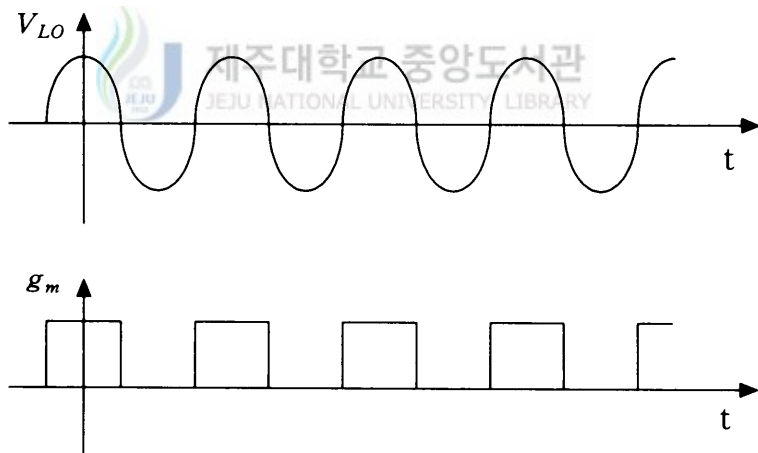


Fig. 7. LO voltage and transconductance waveform

Fig. 7은 LO 신호가 ON-OFF 특성을 가질 만큼 충분히 크고 FET의 액티브 영역에서 전달 컨덕턴스가 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) Fig. 7에서 FET의 전달 컨덕턴스 g_m 을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$g_m(t) = g_{ms} \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos w_p t - \frac{2}{3\pi} \cos 3w_p t + \dots \right) \quad (29)$$

여기서 g_{ms} 는 전달 컨덕턴스의 직류 성분이다.

믹서에 인가되는 RF 신호와 LO 신호를 식 (30), (31)처럼 나타내면 게이트에 인가되는 신호는 식 (32)로 나타낼 수 있다.

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos w_s t \quad (30)$$

$$V_{LO}(t) = V_{LO} \cos w_p t \quad (31)$$

$$\begin{aligned} V_g(t) &= V_{RF}(t) + V_{LO}(t) \\ &= V_{RF} \cos w_s t + V_{LO} \cos w_p t \end{aligned} \quad (32)$$

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

$$\begin{aligned} i_d(t) &= g_m(t) V_g(t) \\ &= g_{ms} \left[\frac{V_{LO}}{\pi} + \frac{1}{2} (V_{RF} \cos w_s t + V_{LO} \cos w_p t) + \frac{V_{LO}}{\pi} \cos 2w_p t + \right. \\ &\quad \left. \frac{V_{RF}}{\pi} \cos (w_s + w_p)t + \frac{V_{RF}}{\pi} \cos (w_s - w_p)t \right] + \dots \end{aligned} \quad (33)$$

식 (33)에서 보면 FET의 드레인 전류에는 f_{LO} , f_{RF} , $nf_{RF} \pm mf_{LO}$ 등의 주파수 성분이 나타나며, $f_{RF} + f_{LO}$ 또는 $f_{RF} - f_{LO}$ 성분을 필터로써 선택해내면 업믹서 또는 다운믹서가 된다. (Sitch J. E. and P. N. Robson, 1973)

2) 믹서의 분류

믹서의 종류는 FET의 비선형 성분인 전달컨덕턴스(g_m)와 게이트-소스간 캐

패시턴스(C_{gs}), 드레인 - 소스간 저항(R_{ds}) 등을 이용하는 방법에 따라 게이트믹서와 드레인 믹서, 저항성 믹서가 있다. 그리고 비선형 소자와 수동회로의 구성 방법에 따라 단일종단 믹서(single-ended mixer), 단일평형 믹서(single-balanced mixer), 이중평형 믹서(double-balanced mixer)로 나뉘며, 각각의 사신호(spurious signal), 잡음지수, 분리도 등에서 차이를 나타낸다. 평형 구조는 변환이득, 잡음지수, 혼변조, 단자간 분리도(port to port isolation factor) 특성이 우수한 반면에 구조가 복잡하다. 믹서를 용도에 따라 분류하면 영상제거 믹서(image rejection mixer), 영상강조 믹서(image enhancement mixer), 부고조파구동 믹서(sub-harmonically pumped mixer) 등으로 나눌 수 있다. 용도에 따라 분류한 믹서는 구성방법에 따라 분류한 믹서들을 용도에 맞게 조합한 것이다. 구성 방법에 따라 분류한 기본적인 세 가지 믹서에 대해서 설명하면 다음과 같다.

단일종단 믹서는 하나의 비선형 소자를 이용하여 믹서를 구성하는 방식으로 Fig. 8에 그 구조를 나타내었다. 단일종단 믹서는 비선형 소자를 한 개만 사용하기 때문에 회로의 구조가 간단하고 전력소모가 적은 장점이 있다. 하지만 각 단자간의 분리도가 좋지 못하고, LO 신호와 RF 신호의 고조파 성분이 모두 IF단에 나타나기 때문에 다운 믹서에서 LO 신호 주파수와 RF신호 주파수가 근접해 있을 경우 IF 신호만 가려내기가 매우 어렵다.

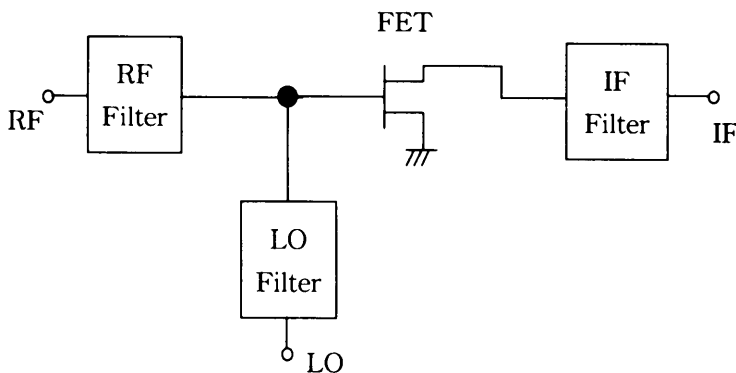


Fig. 8. Block diagram of the single-ended mixer

단일평형 믹서는 두 개의 단일종단 믹서를 대칭적으로 배치한 것으로 LO 신호와 RF 신호를 인가하기 위한 3dB 결합기(coupler), 전력분배기(power divider), 트랜스포머(transformer) 등이 필요하다. 또한 단일평형 믹서의 출력단에는 출력신호를 더해주는 90° 또는 180° 하이브리드 결합기(hybrid coupler)가 필요하다. 단일평형 믹서는 믹서를 구성하는 결합기의 방법에 따라 입력신호의 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. 9는 FET를 이용한 단일평형 믹서의 기본구조를 나타낸 것이다.

이중평형 믹서는 4개의 비선형 소자와 2개의 하이브리드 소자를 이용하여 우수 고조파와 기수 고조파를 모두 억제시킨 믹서이다. 이중평형 믹서에서 하이브리드 소자의 특성을 개선시킴으로써 여파기를 사용하지 않아도 모든 단자간의 우수한 분리도를 얻을 수 있다. 또한 LO 잡음과 의사신호의 억제, 의사응답(spurious response) 억제, 낮은 상호변조와 아주 넓은 주파수 대역에서 동작하는 등 많은 장점을 가지고 있다. 그러나 이중평형 믹서는 구조가 매우 복잡하며, 다이오드를 이용할 경우 높은 LO 전력이 필요하고, 변환손실이 크다는 단점이 있다.

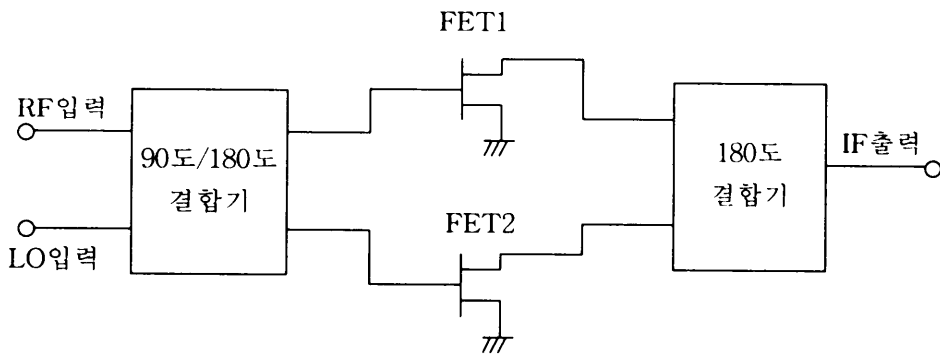
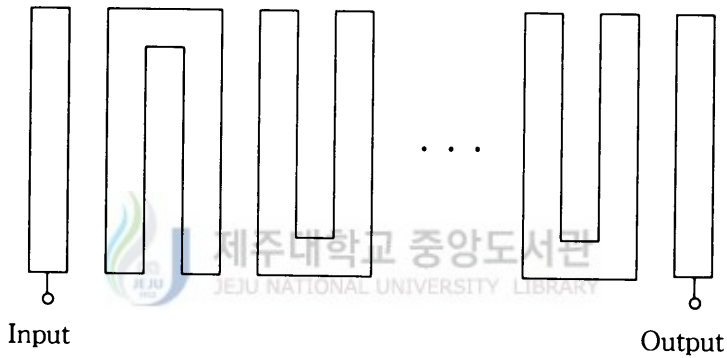


Fig. 9. Block diagram of the single-balanced mixer

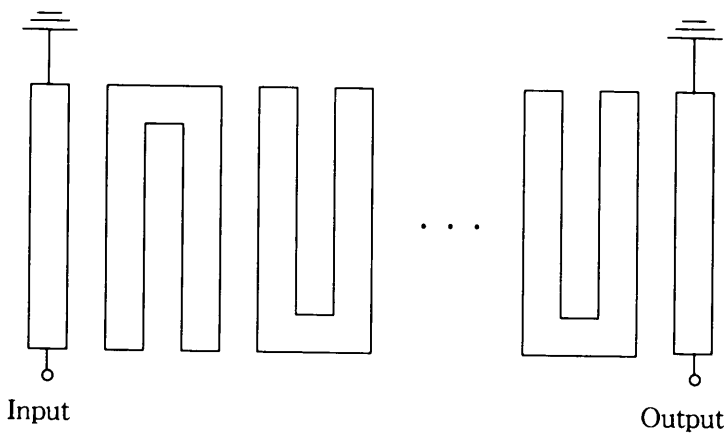
3) RF 대역통과 필터

마이크로스트립 라인을 이용하여 대역통과 필터를 구현하는 대표적인 방법에는

edge-coupled line 필터와 interdigital-line 필터가 있다. hairpin-line 필터는 interdigital-line 필터의 한 종류이고, edge-coupled line 필터에 비해 병렬 결합선로 필터의 크기를 현저하게 줄일 수 있다는 장점이 있다. hairpin-line 필터는 주로 두 가지 형태로 구분된다. 첫 번째는 Fig. 10(a)의 경우와 같이 입·출력 각 단의 종단이 개방인 형태이고, 두 번째는 Fig. 10(b)의 경우와 같이 입·출력 각 단의 종단이 단락인 형태이다. Fig. 10(b)의 구조는 마이크로스트립 라인으로 구현 시 단락시키는 데 어려움이 있으므로 주로 Fig. 10(a)의 구조를 사용하게 된다. (Edward G. Cristal and Sidney Frankel, 1972)



(a) Open-circuited hairpin-line filter



(b) Short-circuited hairpin-line filter

Fig. 10. Hairpin-line filter

Ⅲ. 다운 컨버터 설계 및 시뮬레이션

1. 3단 저잡음 증폭기 모듈

1) 각 단의 설계

Table 1은 무선 가입자망 기지국에 사용되는 저잡음 증폭기의 설계규격을 나타낸 것이다.

Table 1. Specifications of the low-noise amplifier for the WLL base-station

항 목	규 격	단 위	기 타
주파수 범위	2.3 ~ 2.33	GHz	기지국 수신단
이 득	40 ± 1	dB	
이득평탄도	± 0.5	dB	Max
잡음지수	1.2	dB	Max
입출력 VSWR	1.5		max
임피던스	50	Ohm	

일반적으로 저잡음 증폭기 설계 시 가장 먼저 고려해야 할 부분은 적절한 트랜지스터의 선택이다. 특히 3단 증폭기 설계 시에는 각 단별로 요구되는 특성과 개략적인 설계사양을 고려하여 이에 부합되는 트랜지스터를 선택해야 한다. 그리고 원하는 잡음지수, 전력이득, 출력전력을 고려해야 한다. Table 1의 특성을 만족시키기 위해서 초단과 두 번째 단에서는 저잡음 특성과 높은 전력이득 특성을 갖는 excelics사의 EPA060B-70 FET를 이용하고, 세 번째 단인 높은 전력 출력단은 WJ(Watkins & Johnson)사의 MMIC 소자인 AH1을 사용한다.

II-2장에서 언급한 바와 같이 다단 저잡음 증폭기를 설계할 때에는 초단의 잡음지수가 전체 잡음지수에 결정적인 역할을 한다. 그러므로 증폭기의 초단은 저잡음 특성을 최우선으로 하여 설계한다. 본 논문에서는 2GHz에서 잡음지수가 0.5dB 이하인 우수한 저잡음 특성을 갖는 excelics사의 EPA060B-70 FET를 사용하였다. 이 트랜지스터는 저잡음 특성 뿐만 아니라 고 전력이득 특성도 가졌기 때문에 초단에서부터 높은 전력이득을 얻을 수 있다. 일반적으로 트랜지스터는 주파수가 낮아질수록 잡음지수가 좋아지는 특성을 가졌기 때문에 입·출력 정합회로 설계시 안정한 영역에만 있도록 설계한다면 설계 주파수에서는 매우 우수한 잡음 특성을 얻을 수 있게 된다. 이를 위해서 우선 중심주파수에서 안정도원을 확인하고 좋은 잡음지수를 갖는 반사계수상의 점을 확인한다. 논문에서는 마이크로스트립 라인으로 소스 피드백을 걸어 무조건 안정인 조건을 만들어서 발진 가능성을 억제 시켰을 뿐만 아니라 이득평탄도 또한 개선시켰다. Fig. 11은 EPA060B-70 FET의 입·출력 안정도원, 잡음지수원, 동작 전력이득원 및 가용 전력이득원을 나타낸 것이다.

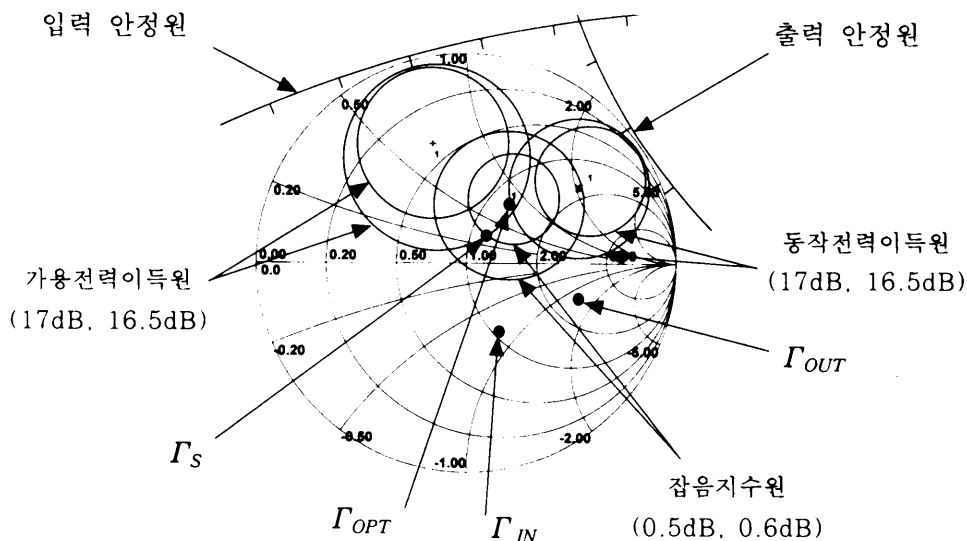
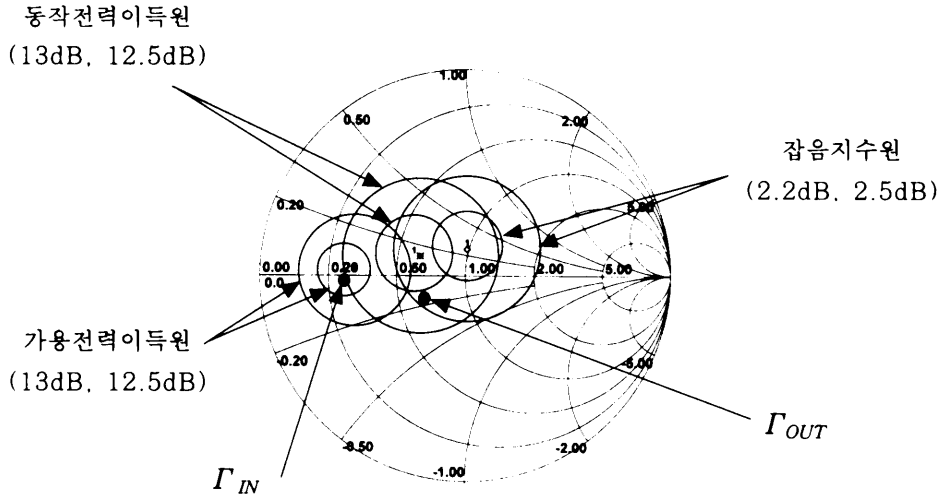


Fig. 11. Characteristic of the EPA060B-70 with source feedback

입력 정합회로를 Γ_{OPT} 점에 최대한 근접시켜서 설계해야 낮은 잡음지수를 얻을 수 있지만, 입력 정재파비가 나빠지므로 적절히 선정하여 설계해야 한다. 따라서 본 논문에서는 Fig. 11의 Γ_S 를 입력 정합회로의 반사계수로 결정하여 정합회로를 구성한다. 이렇게 입력 정합회로를 결정하면 자동적으로 트랜지스터의 출력측 반사계수인 Γ_{OUT} 이 결정되고 증폭기의 S_{22} 특성을 좋게 하기 위해서 출력측 정합회로를 $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$ 가 되도록 설계한다.

두 번째 단 증폭기는 전체 증폭기의 설계규격, 즉 전체 이득과 출력전력을 맞추기 위해 가장 탄력적으로 적용할 수 있는 부분이다. 설계시 초단은 잡음지수에 중점을 두고 세 번째 단은 출력전력에 중점을 두는 데에 비해 두 번째 단은 전체 이득을 맞추기 위해 필요한 만큼의 이득을 얻으면 되므로, 이득 압축이 되지 않는 점만 고려하여 설계한다. 이를 위해 초단에서 사용했던 excelics사의 EPA060B-70 FET를 이용하였다. 앞서서도 설명했듯이 이 트랜지스터는 저잡음과 고이득을 얻는데 이용하므로, Fig. 11의 특성에서 초단과는 달리 고이득을 위해 $\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*$, $\Gamma_{OUT} = \Gamma_L^*$ 가 되도록 양단 정합회로를 구성한다. 양단 정합을 취하게 되면 입·출력 단에서 반사가 없어지고 최대 전력이득을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 각 단 별로 구성된 증폭기가 결합될 때 입·출력 정재파비에 문제가 없게 된다. 따라서 본 논문에서는 Fig. 11의 Γ_{IN} 과 Γ_{OUT} 를 입·출력 반사계수로 하여 양단 공역정합 회로를 구성한다.

세 번째 단은 3단 저잡음 증폭기의 최종 단으로, 높은 출력전력에서도 안정된 동작특성을 얻을 수 있도록 설계한다. 본 논문에서는 WJ사의 MMIC 소자인 AH1을 사용하였다. AH1은 800 - 1900MHz 범위에서 출력전력이 41dBm까지 안정된 동작을 하므로 최종 단 설계에 적합하다. 마지막 단에서의 잡음지수는 앞의 두 단의 이득이 크기 때문에 비교적 큰 값의 잡음지수가 나오더라도 전체 잡음지수에는 큰 영향을 미치지 않는다. Fig. 12에 AH1의 입·출력 안정도원, 잡음지수원, 동작 전력이득원 및 가용 전력이득원을 나타내었다. 최종 단에 사용된 트랜지스터는 사용 주파수에서 무조건 안정을 만족하므로 최적 출력특성을 얻기 위해서 Fig. 12의 Γ_{IN} 과 Γ_{OUT} 를 입·출력반사계수로 하여 양단 정합을 취하였다.



제주대학교 중앙도서관
Fig. 12. Characteristic of the AH1

2) 부가회로 설계

트랜지스터를 사용하여 증폭기를 설계할 때는 변화율이 심한 요소인 전류이득이나 상호 컨던턴스를 고려하여 안정적으로 동작점을 제공하는 바이어스 회로를 사용해야 한다. 즉 전류이득이나 상호 컨던턴스 값들은 주위 환경의 온도 변화나 증폭기에 인가되는 dc 전력으로 인한 온도 상승 때문에 민감하게 변할 수 있으므로, BJT나 FET를 사용한 능동 바이어스 회로를 적용해 안정적인 동작점을 확보해야 한다. (Guillermo Gonzalez, 1984) Fig. 13은 본 논문에서 사용한 능동 바이어스 회로이고, MMBT 2907 pnp BJT를 사용하였다. Fig. 13에서 L_1 과 L_2 는 RF 초크(choke)이고, C_1 과 C_2 는 바이패스(bypass) 캐패시터이다. 그리고 $R_1 \sim R_5$ 는 FET에 인가할 전압·전류를 결정한다.

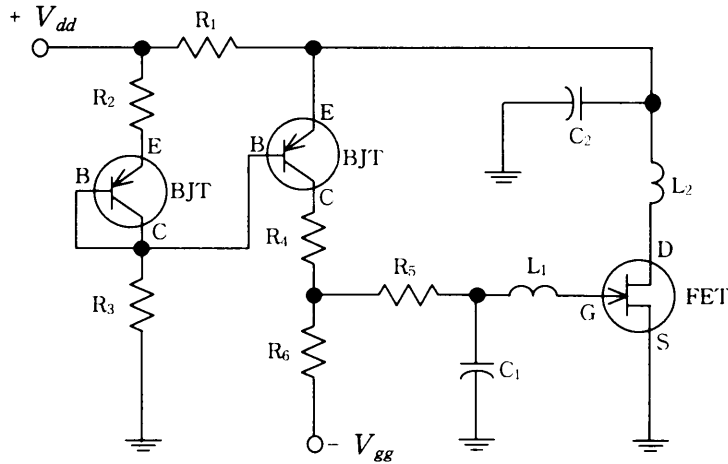


Fig. 13. Active bias circuit for a BJT

전압 레귤레이터 회로는 주위 상황과 관계없이 저잡음 증폭기에 일정한 전원을 공급하여 증폭기의 성능이 일정할 수 있도록 하는 역할을 한다. 본 논문에서는 일정한 전원을 만들어 주기 위해 설계자가 3V~20V까지 전압 조절이 가능한 레귤레이터인 LM2941를 사용하였다. (National semiconductor, 1999)

Fig. 14와 식 (34), (35)에서 보면, R_1 양단에 걸리는 전압 V_{REF} 는 1.275V가 걸리므로, 외부 저항 R_1 과 R_2 의 비를 바꿈으로써 원하는 dc 전압을 얻을 수 있다. 그리고 FET의 게이트에 인가되는 음전압은 음전압 발생 IC인 ICL 7660을 사용하였다. (Trinogga L. A., 1991)

$$V_{OUT} = V_{REF} \times \frac{R_1 + R_2}{R_1}, \quad V_{REF} = 1.275V \quad (34)$$

$$R_2 = R_1 \left(\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right) \quad (35)$$

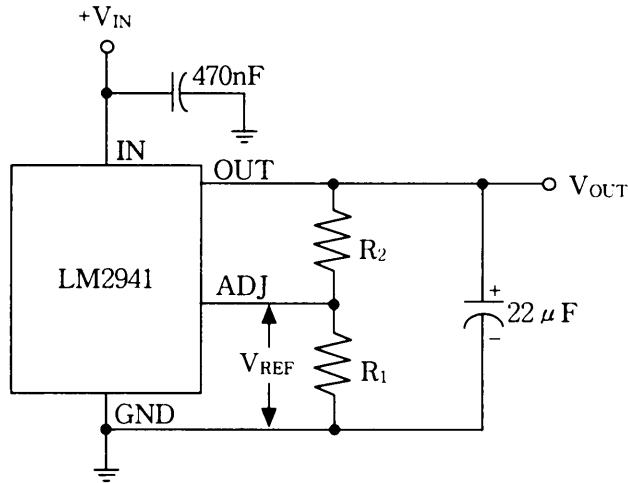


Fig. 14. Regulator circuit using the LM2941

3) 3단 저잡음 증폭기 시뮬레이션

3단 저잡음 증폭기 설계에 사용된 시뮬레이션 툴은 Serenade 8.5이고, 제작사에서 제공하는 각 소자의 산란 파라미터 값을 이용하여 설계하였다. Fig. 15에 설계된 3단 저잡음 증폭기의 회로도를 나타내었고, 각각의 소자 값들은 Table 2에 나타내었다. 여기서 C_1 , C_3 , C_4 , C_6 , C_7 은 dc 블러킹(blocking) 캐패시터 및 결합 캐패시터로 삽입되었다.

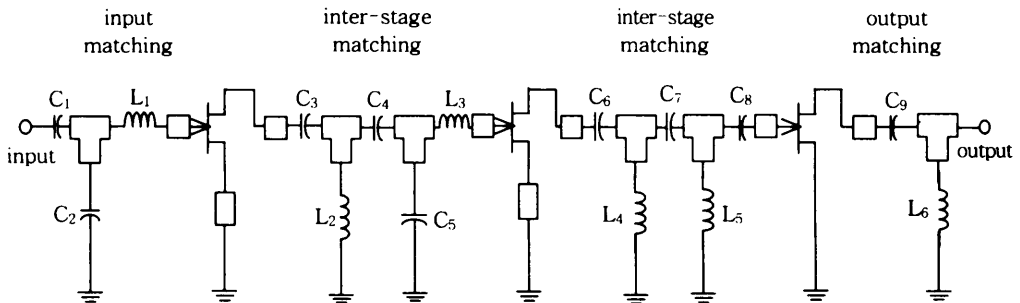


Fig. 15. Circuit diagram of the three-stage low-noise amplifier

Table 2. Designed values of the three-stage low-noise amplifier

소자	설계값	소자	설계값	소자	설계값
C ₁	39pF	C ₆	39pF	L ₂	3.9nH
C ₂	0.5pF	C ₇	39pF	L ₃	3.3nH
C ₃	39pF	C ₈	1.5pF	L ₄	3.9nH
C ₄	39pF	C ₉	2.5pF	L ₅	2.2nH
C ₅	0.5pF	L ₁	3.3nH	L ₆	3.3nH

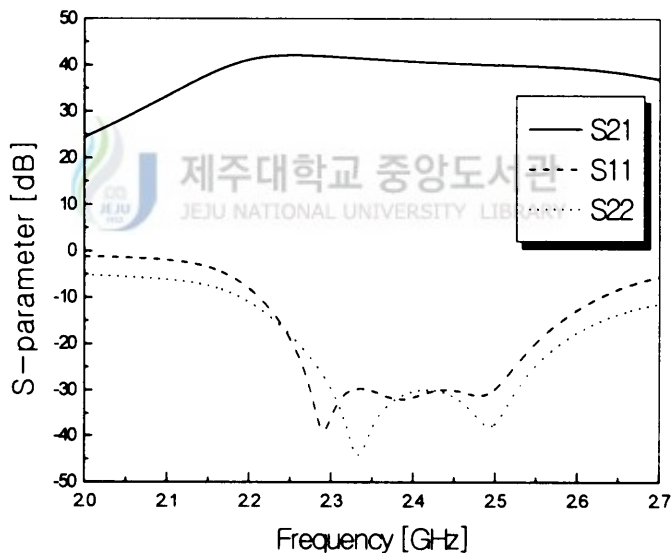


Fig. 16. S-parameter of the low-noise amplifier

Fig. 15의 3단 저잡음 증폭기의 회로도에 Table 2의 설계 제원을 가지고 마이크로스트립 라인을 추가한 후 시뮬레이션한 결과를 Fig. 16에서 Fig. 18에 나타내었다. Fig. 16은 3단 저잡음 증폭기의 전달특성 및 반사특성을 나타낸 것으로, 사용 주파수 대역에서 이득은 41.78dB이고 이득 평탄도는 ± 0.16 dB로서 Table 1의 설계규격을 만족하였다.

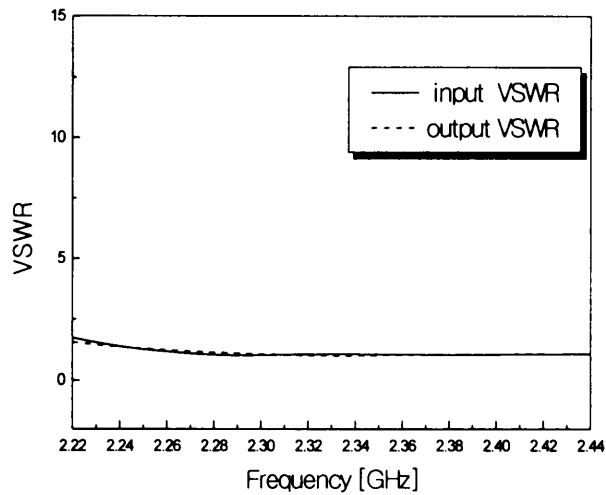


Fig. 17. VSWR of the low-noise amplifier

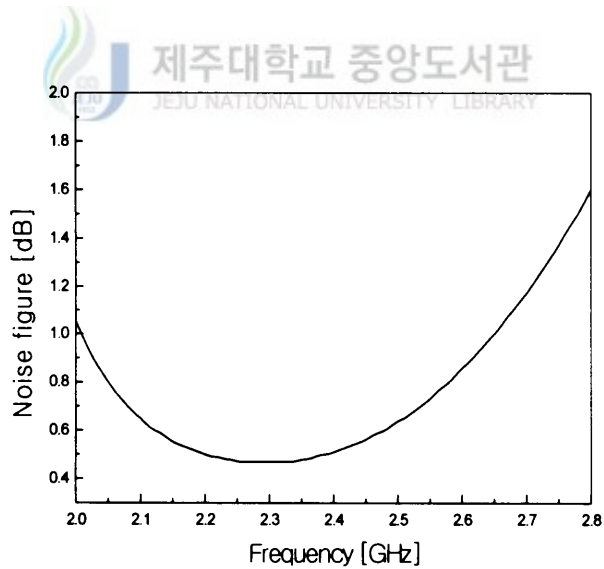


Fig. 18. Noise figure of the low-noise amplifier

Fig. 17은 입출력 정재파비(VSWR)를 나타낸 것으로, 입·출력 정재파비가 최대 1.07로 1.5인 설계규격과 비교해 보았을 때 매우 우수한 특성을 보였다. 그리고 Fig. 18은 잡음지수를 나타낸 것으로서, 설계 결과 0.47dB 이하의 우수한 특성을 보였다.

2. 다운 믹서 모듈

MESFET를 이용한 다운 믹서는 소자의 비선형 특성을 이용하는데, 게이트-소스 사이의 쇼트키 장벽이 비선형 특성을 가지므로 주파수 변환이 가능하고 변환된 주파수가 MESFET 자체에 의해 증폭되므로 변환된 IF 전력은 RF 전력보다 커지게 된다. 다운 믹서를 설계하는 과정은 먼저 다운 믹서의 구조를 결정한다. 본 논문에서는 단일종단 게이트 믹서를 설계하는데, 단일종단 믹서는 단일평형 믹서나 이중평형 믹서에 비해 분리도 특성이 나쁘다는 단점이 있지만 구조가 간단하고, 전력 소모가 적은 장점이 있다. 이러한 분리도 문제를 해결하기 위하여 논문에서는 RF 대역통과 필터와 IF 저역통과 필터를 저지대역에서 우수한 특성을 갖도록 구현한다. 다운 믹서의 구조가 결정되면 이에 알맞은 MESFET를 선택하여 변환이득을 고려한 게이트 바이어스를 찾은 후, 입·출력 정합회로를 구성하여 최대 변환이득을 갖도록 설계한다. 본 논문에서는 필요한 LO 전력과 디바이스 가격, 저주파에서의 왜곡 특성을 고려하여 hp사의 ATF10136 MESFET를 선택하였다. 이 소자는 12GHz 이하의 동작 주파수를 가지고 있으며, 저잡음증폭기나 발진기, 믹서용으로 널리 이용되고 있다. 게이트 믹서는 FET 소자가 편치오프 상태에서의 전압-전류 특성을 이용하는데, 이 전압-전류 특성을 바탕으로 설계하고자 하는 믹서의 바이어스 조건을 결정하게 된다. Fig. 19에 ATF10136 MESFET의 전압-전류 특성을 나타내었다. 본 논문에서는 설계하고자 하는 믹서의 변환이득을 고려하여 선택한 ATF10136 MESFET를 편치오프 영역에서 동작시키기 위한 바이어스 조건으로 Fig. 19에 나타낸 것처럼, $V_{GS} = -1V$, $I_D = 1.28mA$, $V_{DS} = 3V$ 를 인가하였다. 이와 같은 바이어스 조건으로부터 추출되는 산란 파라미터를 이용하여 입·출력 정합회로를 설계하게 된다. 여기서 주의해야 할 점은 RF와 LO 두 주파수에 대해 동시에 정합 시킬 수는 없다는 것이다. 보통 믹서에서는 국부 발진 전력레벨이 RF신호의 전력레벨보다 훨씬 크므로 미약한 RF신호주파수를 기준으로 입·출력 정합회로를 설계한다.

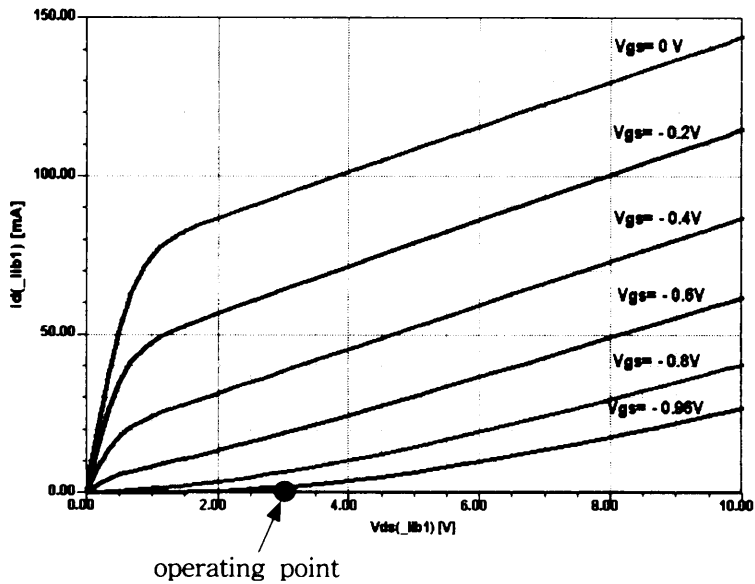


Fig. 19. V-I characteristic curve of ATF10136

본 논문의 다운 믹서 설계 시에 사용된 RF 신호는 2.315GHz 이고, LO 신호는 2.175GHz 이며, IF 신호는 140MHz가 되도록 설계한다.(Sitch J. E. and P. N. Robson, 1973)

믹서를 설계함에 있어서도 증폭기의 안정도 계수 K 는 중요한 고려사항이다. 저잡음 증폭기에서 나타낸 식 (5)와 (6)에서 회로가 절대 안정할 조건은

$$K > 1, |\Delta| < 1 \quad (36)$$

이며, 이때 스미스 차트 상에서 불안정한 영역은 존재하지 않게 된다. 반대로 회로가 조건부 안정일 조건은

$$K < 1 \quad \text{or} \quad |\Delta| > 1 \quad (37)$$

이다. 이 경우에는 불안정한 영역을 피하여 정합회로를 구성하여야 한다.

본 논문에서 사용하는 ATF10136 MESFET 소자는 사용주파수에 대해 $K < 1$ 인 조건부 안정인 소자로서 불안정한 영역을 피해 정합회로를 구현해야 한다. 다운 믹서를 설계하는 과정에서 사용한 시뮬레이션 툴은 Serenade 8.5이다. 이 툴은 하모닉 밸런스 해석(harmonic-balance analysis)이 가능하며, hp사의 MESFET 소자인 ATF10136이 라이브러리로 제공되고 있다. 하모닉 밸런스 해석법이란 비선형 해석회로를 해석하는 방법 중의 한가지로, 비선형 회로의 고조파 성분까지 해석하는 방법이다. 즉 두 개의 서로다른 주파수가 입력될 때 그 두 주파수의 기본파를 비롯해 각 고조파들 간의 상호 관계까지 해석한다. 따라서 소신호 해석에 의한 회로의 정합 과정을 거친 후, 하모닉 밸런스 해석을 통해 회로의 동작특성을 해석하게 된다.

Fig. 20은 본 논문에서 설계하고자 하는 다운 믹서의 구성도를 나타낸 것이다. RF 대역통과 필터를 구현함으로써 RF 입력단에서 LO 신호를 제거하여 양호한 분리도 특성을 얻을 수 있고, 입·출력 정합회로는 효율적인 변환이득을 얻기 위한 과정이다. 그리고 IF 저역통과 필터는 출력단에서 여러 고조파 성분들을 제거하여 IF 신호만을 얻을 수 있도록 한다.

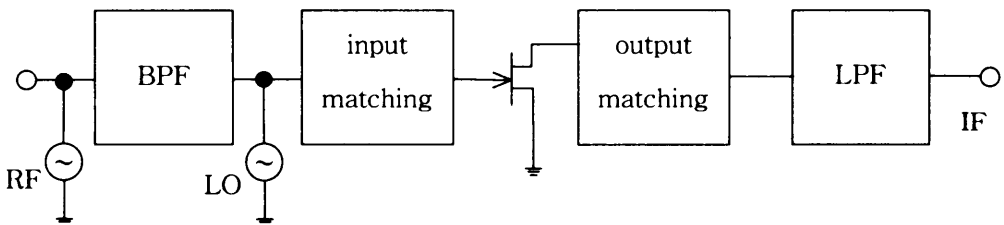


Fig. 20. Block diagram of the down-mixer

1) 출력단 회로설계

다운 믹서의 출력단에는 IF 주파수뿐만 아니라 RF 신호와 LO 신호 및 여러 고조파 성분 등 불필요한 주파수 성분들도 나타나게 된다. 따라서 이러한 고조파 성분 및 불필요한 성분들을 제거하는 과정이 필요하다. 본 논문에서는 IF 신호만

을 출력시키기 위해 Tchebyschef 저역통과 필터를 구현하는데, 다운 믹서의 출력단에 나타나는 RF 신호주파수, 국부발진 주파수 및 고조파 성분을 고려하여 250MHz에서 -33dB 이하의 값을 갖도록 설계한다. Fig. 21에 설계된 저역통과 필터의 회로도를 나타내었고, Fig. 22는 저역통과 필터의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 설계결과 0~155MHz 주파수 범위에서 S_{11} 값은 -19dB 이하로 나타났고, 200MHz 이상의 주파수 대역에서는 S_{21} 값이 급격히 떨어지므로 고조파 성분들을 비롯한 불필요한 주파수 성분들을 제거시킬 수가 있다.

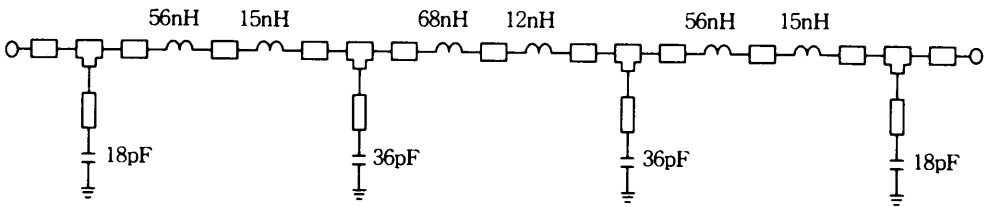


Fig.21. Circuit diagram of the low pass filter

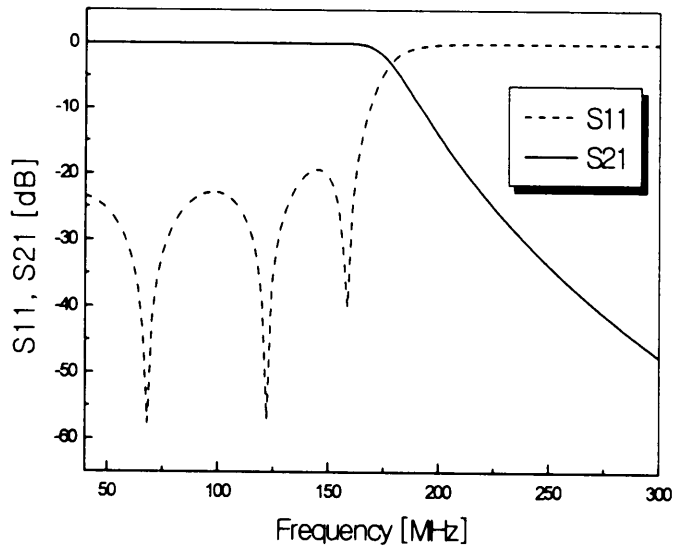


Fig. 22. S-parameter of the lowpass filter

2) 입력단 회로설계

LO 신호의 전력이 RF 신호에 비해 매우 높기 때문에 미약한 양의 LO 전력이 RF 신호 입력단으로 반사될 경우에도 믹서의 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. 따라서 본 논문에서는 3-pole의 $\lambda/4$ 공진부를 이용한 hairpin-line 대역통과 필터를 설계한다. hairpin-line 필터는 마이크로스트립 라인으로 설계된 다른 형태의 필터에 비해 필터의 크기를 줄일 수 있다는 장점이 있다. 또한 커플링 라인의 수를 조정함으로써, 필터의 특성을 용이하게 개선시킬 수 있다. Fig. 23은 본 논문에서 설계한 RF 대역통과 필터의 시뮬레이션 결과를 나타낸 것이다. 설계결과 2.3~2.33GHz 주파수 범위에서 S_{11} 은 -25dB 이하로 나타났고, S_{21} 은 -3dB의 삽입손실을 보였다. 그리고 2.175GHz의 LO 주파수에서 S_{21} 값은 -52dB 이하로 떨어지므로 LO 주파수가 RF 입력 단에 미치는 영향을 크게 줄일 수 있음을 예측할 수 있다.

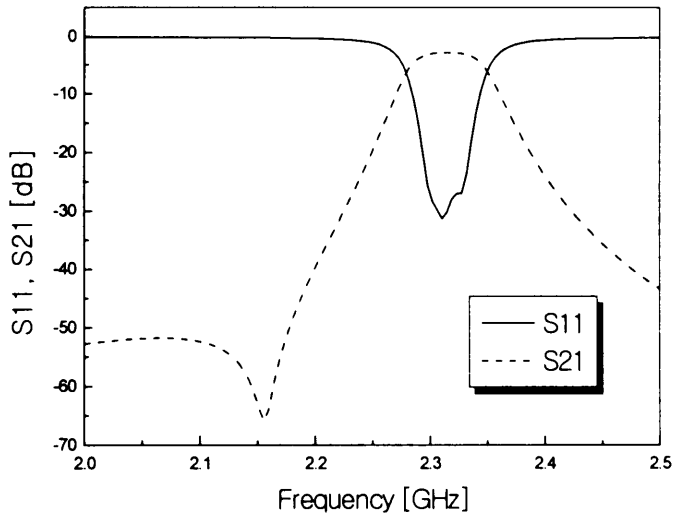


Fig. 23. S-parameter of the bandpass filter

믹서 설계의 이득효율은 LO와 RF 신호가 입력단에서 최소 감쇄를 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. 이 때 LO 신호를 기준으로 설계를 하게 되면 RF 신호에 대해 부정합이 되므로 다운 믹서의 변환효율에 직접적인 영향을 미치게 된다. 따라서 입력 정합회로를 설계하는 과정에서는 LO 신호의 전력이 다소 손실되더라도 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. (이정란, 1999)



3) 다운 믹서 시뮬레이션

Fig. 24는 본 논문에서 설계한 다운 믹서의 회로도를 나타낸 것이고, Table 3에 설계값들을 나타내었다.

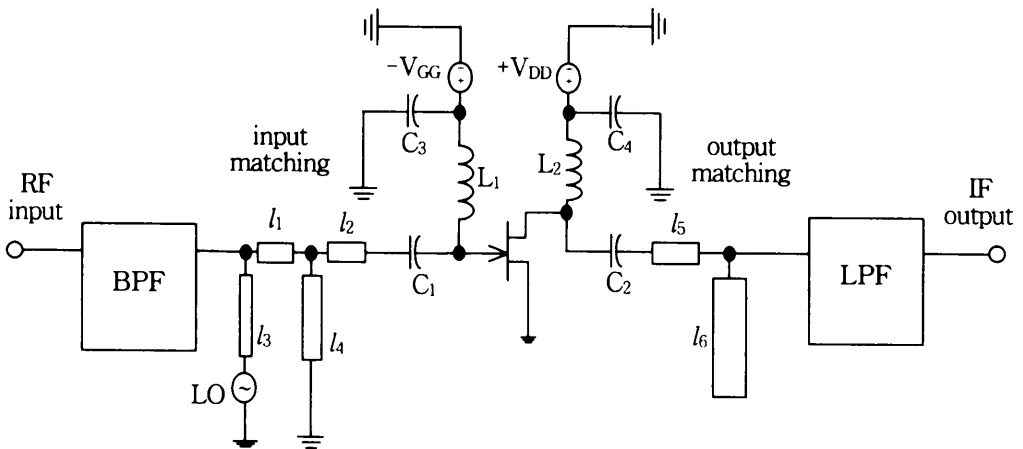


Fig. 24. Circuit diagram of the down-mixer

Table 3. Designed values of the down-mixer

소 자	설계값	소 자	설계값
V_{GG}	-1V	C_4	220pF
V_{DD}	3V	l_1	w 1.894mm
			d 1mm
L_1	150nH	l_2	w 1.894mm
			d 2.78mm
L_2	150nH	l_3	w 1.6mm
			d 11.49 mm
C_1	6pF	l_4	w 0.7mm
			d 3.96mm
C_2	10pF	l_5	w 1.894mm
			d 2 mm
C_3	220pF	l_6	w 2.6mm
			d 5mm

* w : 선로의 폭, d : 선로의 길이



Fig. 24의 회로도에 마이크로스트립 라인을 추가한 후, Table 3의 설계제원을 가지고 시뮬레이션한 결과를 Fig. 25와 Fig. 26에 나타내었다. Fig. 25는 LO 전력을 0 ~ 8dBm 범위로 변화시켰을 때 변환이득을 나타낸 것으로 최대 변환이득 값은 LO 전력이 4.5dBm 일 때 19.15dB로 나타났다. 이 결과, 일반적인 믹서의 변환이득이 6 ~ 10dB 인 점과 비교해 볼 때 매우 우수한 변환이득 특성을 갖는다. 하지만 이 경우는 이상적인 환경과 조건하에서 시뮬레이션한 결과로써, ATF10136 MESFET는 2GHz에서 최대 이득이 무귀환 시 16dB이므로 실제 제작에 의한 측정에서는 이와 같은 큰 변환이득을 얻기가 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 회로의 안정성을 고려하여 마이크로스트립 라인으로 귀환을 걸어 주었기 때문에 이득감소를 고려하여 Fig. 25에 나타난 것처럼 LO 신호전력이 2dBm일 때 최대 변환이득이 13~14dB 정도에 맞추어 설계하였다. Fig. 26은 다운 믹서의 잡음지수를 나타낸 것으로, 잡음지수 값이 조금 크지만 캐스케이드로 저잡음 증폭기와 결합하면 아무런 문제가 되지 않는다.

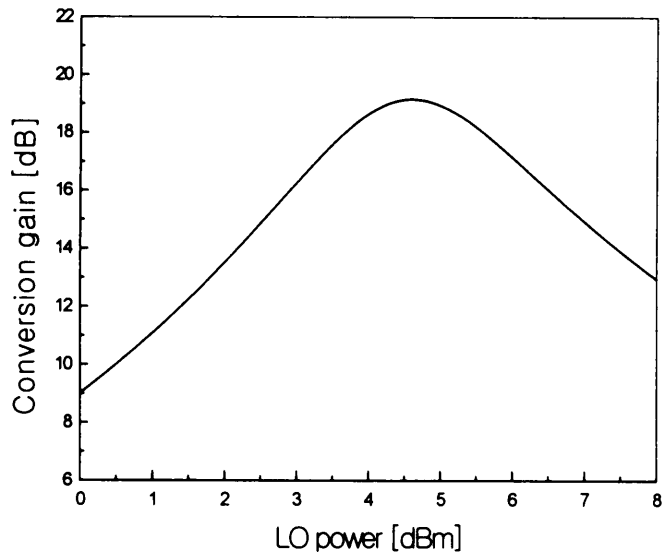


Fig. 25. Conversion gain of the down-mixer

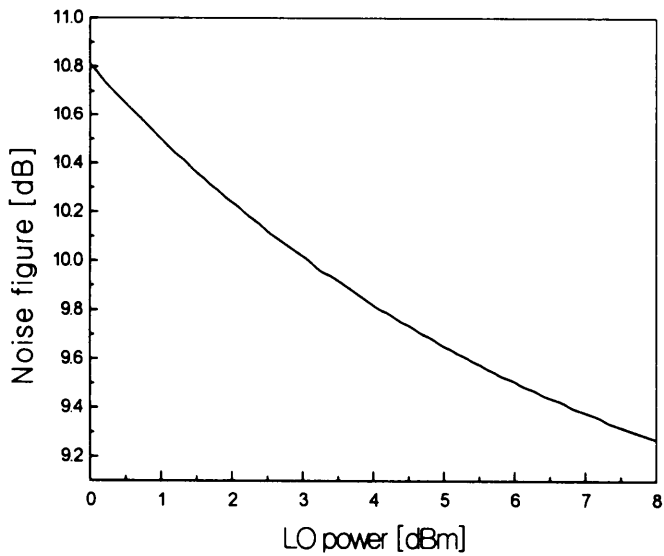


Fig. 26. Noise figure of the down-mixer

3. 다운 컨버터 시뮬레이션

설계된 3단 저잡음 증폭기 모듈과 다운 믹서 모듈을 결합한 전체 다운컨버터의 특성을 시뮬레이션한 결과를 Fig. 27에서 Fig. 29에 나타내었다. 일반적인 다운 컨버터는 변환손실로 인한 IF 전력손실을 보상하기 위해 IF 전력 증폭기를 추가로 사용해야 한다. 하지만 본 논문에서는 다운 믹서를 게이트 믹서로 설계하여 고이득의 변환효율을 얻으므로써, 또한 3단 저잡음 증폭기를 설계규격보다 높은 이득특성을 얻도록 설계함으로써 별도로 IF 전력 증폭기를 사용할 필요가 없도록 하였다. Fig. 27은 다운 컨버터의 IF 출력 스펙트럼을 나타낸 것으로, LO 전력레벨이 2dBm이고 RF 입력전력이 -70dBm일 때 IF 출력전력은 -14.7dBm으로 나타났고, 영상주파수 신호들과 고조파 신호들의 스펙트럼 성분은 -154dBc 이하로 매우 양호하게 나타났다. 무선 가입자망 기지국 수신단에서 IF 출력전력이 -10 ± 5 dBm이므로 설계결과 다운 컨버터로서의 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

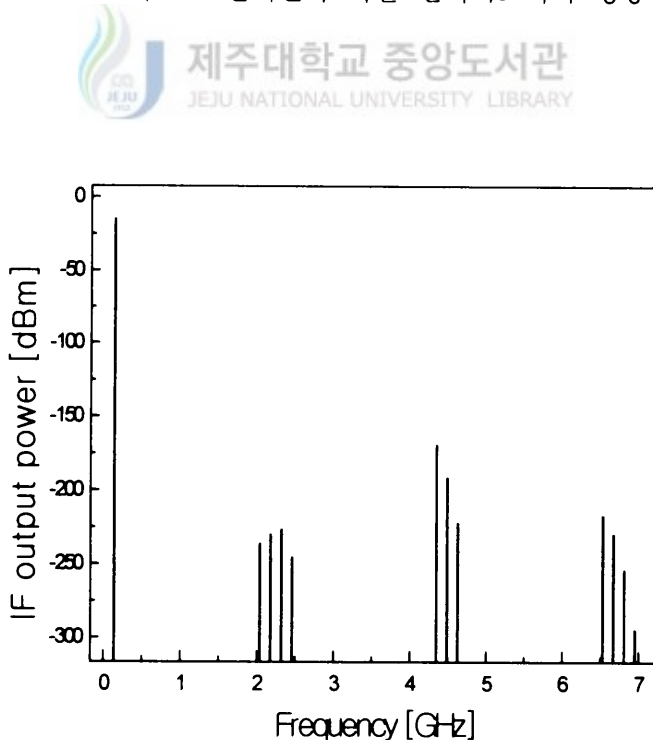


Fig. 27. IF output power spectrum of the down-converter

Fig. 28은 입력신호와 출력신호의 선형성을 확인하기 위해서 RF 신호 대 IF 신호 값을 시뮬레이션한 것이다. Fig. 28로부터 선형적인 동작범위를 나타내는 1dB 이득 억압 지점인 P_{1dB} 포인트는 -0.89dBm 으로 나타남을 확인할 수 있다. 이 때의 RF 입력전력은 -55dBm 으로서 선형적인 동작범위가 70dB 이상으로 나타났다. 무선가입자망 기지국 수신 안테나로 입력되는 RF 전력이 $-110 \sim -70\text{dBm}$ 인 점을 고려하면 넓은 RF 입력 전력 범위에서 선형적으로 동작함을 알 수 있다. 즉 -110dBm 이하의 미약한 RF 신호에서뿐만 아니라 정격전력보다 큰 신호인 -55dBm 의 신호가 수신되어도 우수한 성능을 나타냄을 의미한다. Fig. 29는 다운 컨버터의 잡음지수를 나타낸 것으로, 잡음지수 값이 0.49dB 로 매우 양호하게 나타났다.

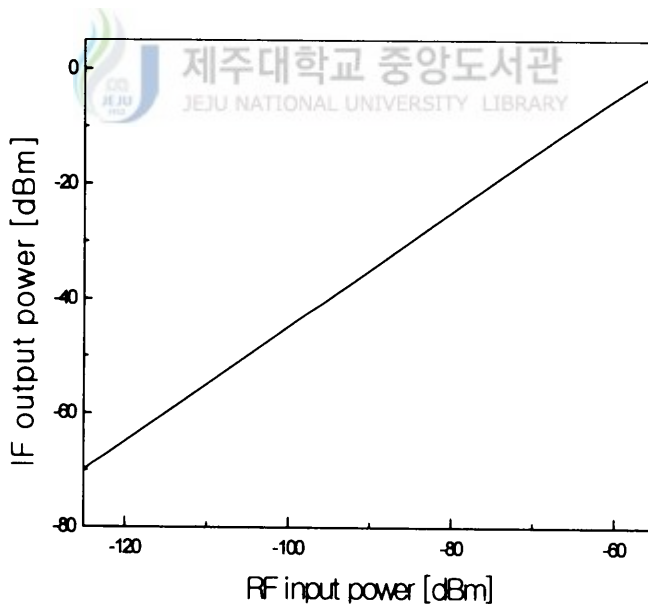
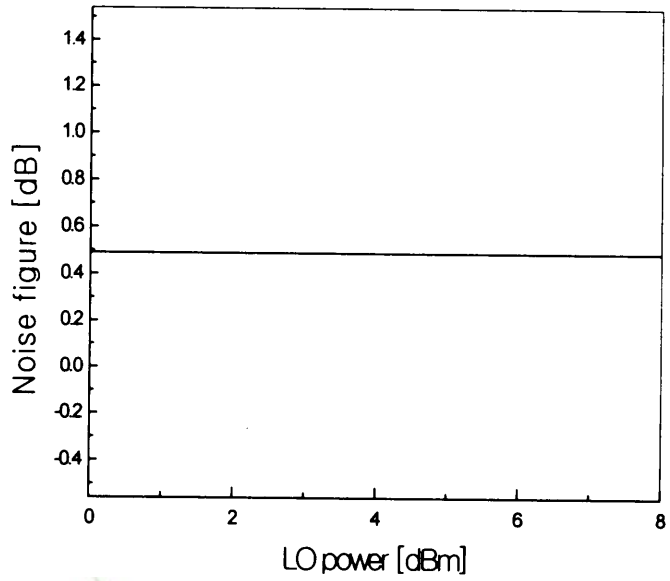



Fig. 28. RF input vs IF output power



 제주대학교 중앙도서관
Fig. 29. Noise figure of the down-converter

IV. 다운 컨버터 제작 및 측정

1. 3단 저잡음 증폭기 모듈 측정

Ⅲ-1장의 시뮬레이션을 통해 얻은 자료를 바탕으로 유전율 값이 3.2이고 높이가 31mil, 그리고 유전체 손실 탄젠트(tangent loss)가 0.0024인 테프론 기판을 사용하여 제작하였다. 측정 장비는 wiltron사의 360B vector network analyzer를 사용하였다. 제작과정에 있어서 접지판의 불안정으로 인하여 시뮬레이션 결과와 같은 대역 특성이 나타나지는 않았지만, WLL 대역인 2.3GHz ~ 2.33GHz에서는 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 특히 FET가 발진하는 것을 억제하기 위해 귀환을 걸어준 마이크로스트립 라인과 더불어 FET의 소스단 양쪽으로 충분히 큰 인덕터를 가지고 다시 귀환시킴으로써 증폭기를 발진시키지 않고 안정하게 동작시킬 수 있었다. Fig. 30과 Fig. 31은 3단 저잡음 증폭기의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한 그림이다.

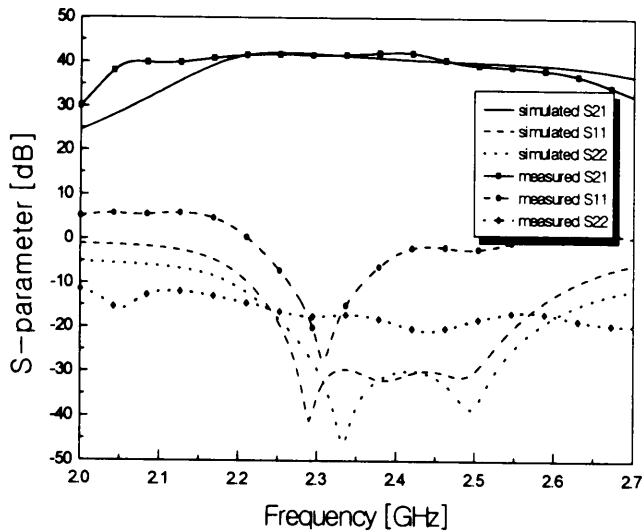


Fig. 30. Comparison of simulated and measured results of S-parameter for the low-noise amplifier

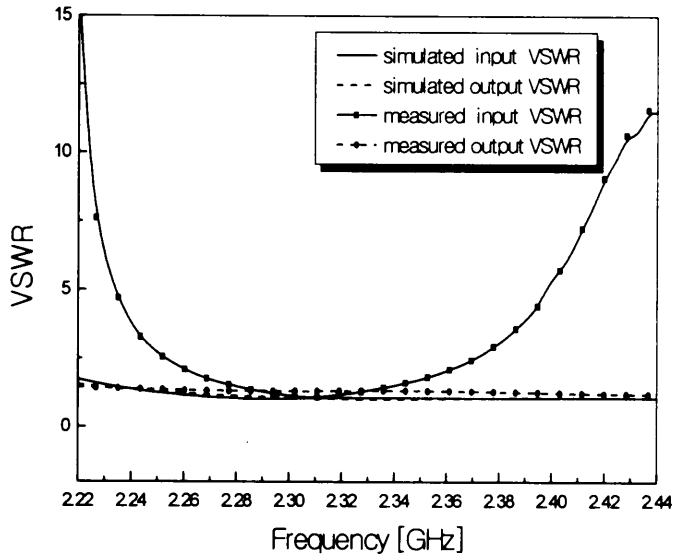


Fig. 31. Comparison of simulated and measured results of VSWR for the low-noise amplifier

Fig. 30은 3단 저잡음 증폭기의 산란 특성을 나타낸 것으로, 측정결과 설계 주파수에서 이득은 41.6dB로 시뮬레이션 결과와 비슷하나 이득편차도는 $\pm 0.05\text{dB}$ 로 시뮬레이션 결과보다 우수한 특성을 보였다. Fig. 31은 입·출력 정재파비로서, 입력 정재파비는 최대 1.36이고 출력 정재파비는 최대 1.32로 나타나 시뮬레이션 결과보다는 다소 높지만 1.5 이하인 설계규격을 만족하고 있다.

측정기기의 RBW(Resolution Bandwidth)와 CNR(Carrier-to-Noise Ratio)을 이용한 근사화된 잡음지수 식은

$$\text{잡음지수} \approx RF\text{입력전력} - P_N - 10 \text{Log}(RBW/\text{Hz}) + CNR \quad (38)$$

이다. 여기서 P_N 은 잡음전력(noise power)을 나타내며 다음과 같다.

$$P_N = kTB \quad (39)$$

k 는 볼츠만 상수($k = 1.374 \times 10^{-23} J/^\circ K$)이고, T 는 절대온도, B 는 잡음 대역폭(noise bandwidth)을 나타낸다. 상온에서 1-Hz 대역폭을 갖는 잡음전력은

$$P_N = (1.374 \times 10^{-23})(290)(1) = 3.985 \times 10^{-21} W \quad (40)$$

이다. 따라서 잡음전력(P_N)은 일반적으로 -174dBm/Hz로 표현된다.

저잡음 증폭기의 잡음지수를 구하기 위하여 spectrum analyzer의 RBW는 100kHz로 하고 2.315GHz의 RF 신호를 -70dBm의 전력으로 인가하였을 때 최종 출력단에서의 CNR를 측정하였다. Fig. 32에 저잡음 증폭기의 CNR 측정 결과를 나타내었고 -53.27dBc를 얻었다. 이때 CNR 측정에 사용된 오프셋 주파수(offset frequency)는 일반적으로 RBW와 같은 100kHz를 선정하였다. 따라서 식 (38)을 이용하여 구한 저잡음 증폭기의 잡음지수는 0.73dB로 설계규격을 만족함을 확인할 수 있다.

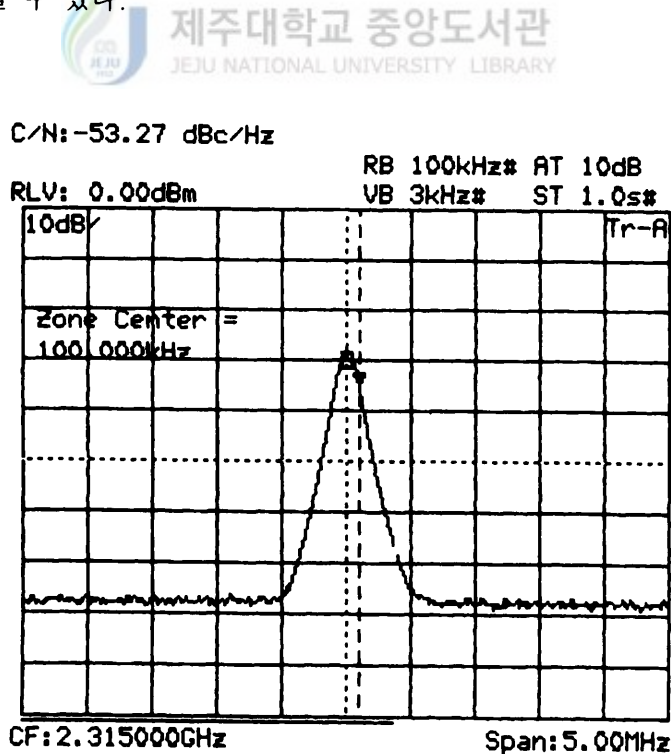


Fig. 32. Measured result of CNR for the low-noise amplifier

2. 다운 믹서 모듈 측정

Fig. 33은 저역통과 필터의 시뮬레이션 결과와 측정결과를 비교한 것이다. 측정결과 0~155MHz 주파수 범위에서 S_{11} 값은 -19dB 이하로 나타났고, 200MHz 이상의 주파수 대역에서는 S_{21} 값이 급격히 떨어지므로 고주파 성분들을 비롯한 불필요한 주파수 성분들을 제거시킬 수가 있다.

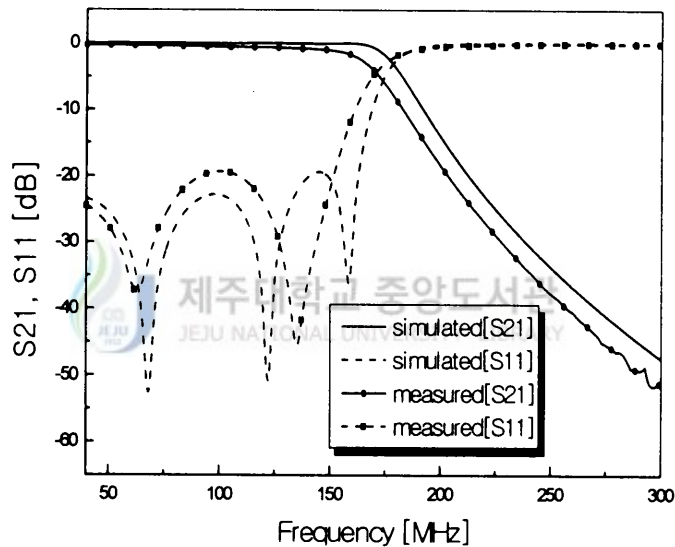


Fig. 33. Comparison of simulated and measured S-parameter of the lowpass filter

Fig. 34는 본 논문에서 설계한 hairpin-line 필터의 레이아웃 결과를 나타낸 것이고, Fig. 35는 RF 대역통과 필터의 시뮬레이션 결과와 측정결과를 비교한 것이다. 측정결과 2.3~2.33GHz 주파수 범위에서 S_{11} 은 -16dB 이하로 나타났고, S_{21} 은 -3dB의 삽입손실을 보였다. 통과대역에서 제작된 필터의 S_{11} 값이 시뮬레이션 값보다 다소 높게 나타났지만, 2.175GHz의 LO 주파수에서는 S_{21} 값이 -58dB 이하로 떨어지

므로 LO 주파수가 RF 입력 단에 미치는 영향을 크게 줄일 수 있음을 예측할 수 있다. 필터의 측정기기로는 wiltron사의 360B vector network analyzer를 사용하였다.

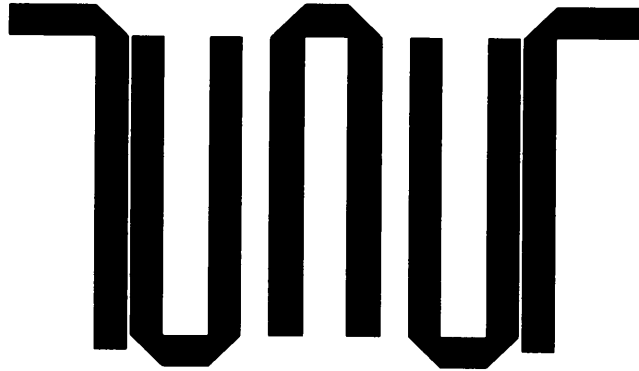


Fig. 34. Layout of the hairpin-line filter ($36\text{mm} \times 21.67\text{mm}$)

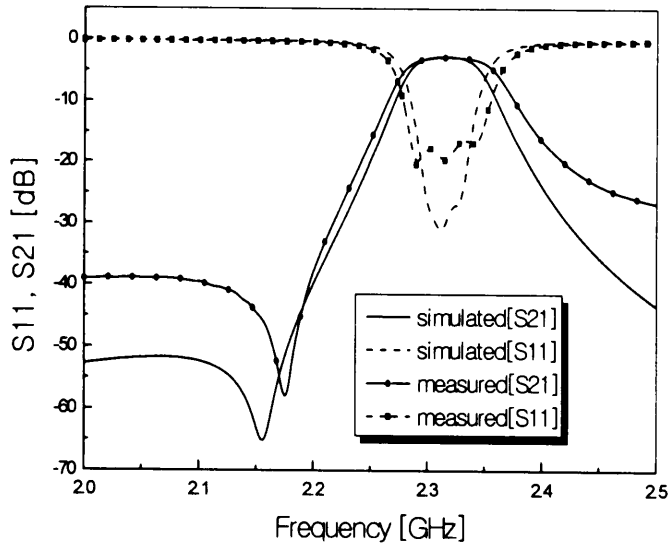


Fig. 35. Comparison of simulated and measured S-parameter of the bandpass filter

이상의 제작된 필터와 III-2장의 시뮬레이션 결과를 바탕으로 유전율 값이 3.2이고 높이가 31mil, 그리고 유전체 손실 탄젠트가 0.0024인 테프론 기판을 사용하여 다운 믹서를 제작하였다. 제작과정에 있어서 필터와 입·출력 정합회로가 설계값과 정확히 일치하지는 않으므로 최대 변환이득을 얻기 위한 튜닝 과정을 거쳐 다음과 같은 측정결과를 얻었다. Fig. 36과 Fig. 37은 제작한 다운 믹서의 IF 및 고조파 출력 스펙트럼을 나타낸 것으로, 측정결과 -30dBm의 RF 전력이 입력될 때 140MHz의 IF 출력전력이 -16.28dBm으로 13.72dB의 변환이득을 얻었고, 영상주파수 신호들과 고조파 신호들의 스펙트럼 성분은 나타나지 않았다. 이 때 인가된 LO 전력은 2dBm, V_{DD} 는 2.8V, V_{GG} 는 -1.1V로서 시뮬레이션 결과와 비슷하게 나타났다.

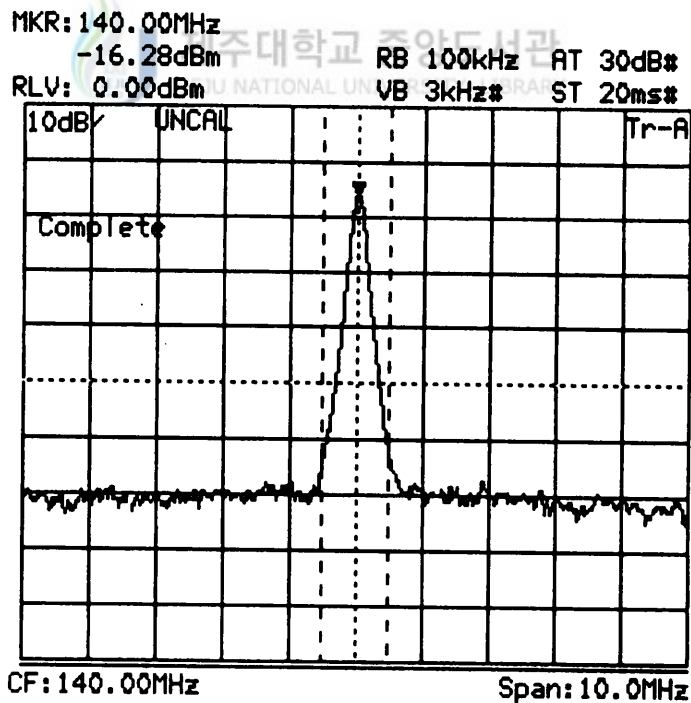


Fig. 36. IF output power spectrum of the down-mixer

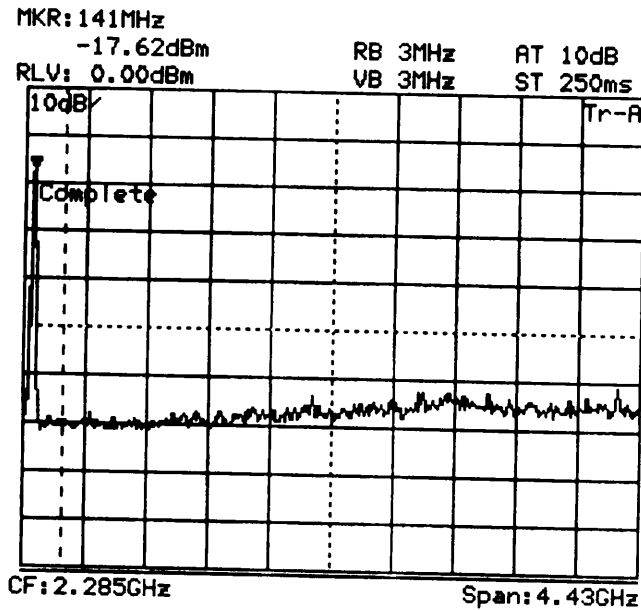


Fig. 37. Harmonic characteristic of the down-mixer

믹서의 동작 특성을 개선시키기 위해서는 각 단자간 신호의 간섭이 없어야 하며, 원하는 신호 주파수를 출력시키기가 용이해야 한다. 이러한 특성을 살펴보는 것이 분리도 측정이다. Fig. 38에서 Fig. 40에 측정된 분리도를 나타내었고, Table 4는 일반적인 다운 믹서의 분리도와 비교한 것이다. Fig. 38은 LO/RF 분리도를 나타낸 것으로, 대역통과 필터의 측정결과에서 예측한 바와같이 -58.15dBm을 보였다. LO/RF 분리도를 측정하는 방법은 LO 전력을 0dBm으로 고정시킨 상태에서 RF 입력 단에 나타나는 LO 신호의 전력값을 측정한 것인데, 이 결과 나타나는 LO 전력이 -10dBm 이하이면 우수한 분리도 특성을 갖는다는 것을 말해준다. Fig. 39는 LO/IF 분리도를 나타낸 것으로 측정결과 -70.66dBm을 보였다. LO/IF 분리도 측정 방법은 LO/RF 분리도와 마찬가지로 LO 전력을 0dBm으로 고정시킨 상태에서 IF 단에 나타나는 LO 전력을 측정한다. 그리고 Fig. 40은 RF/IF 분리도로서 측정결과 -71.73dBm을 보였다. RF/IF 분리도는 IF 출력 단에 RF 신호가 어느 정도 영향을 미치는지를 나타내는 양으로서, 측정 방법은 RF 신호전력을 0dBm으로 고정시킨 후 IF 출력 단에 나타나는 RF 신호의 전력을 측정한다. Table 4에서 보여주는 것처럼, 본 논문에서 제작한 다운 믹서가 일반적인 다운 믹서보다 매우 우수

한 분리도 특성이 나타남을 확인할 수 있다. 제작한 다운 믹서를 측정하기 위해 사용된 계측기로는 RF 신호를 인가하기 위해 signal generator인 anritsu사의 MG3633A와 LO 신호를 인가하기 위해 sweep oscillator인 hp사의 8620C, 그리고 spectrum analyzer로서 anritsu사의 MS2665C를 사용하였다. RF 신호와 LO 신호를 입력시키기 위한 계측기기는 충분히 구동시킨 다음, 최대의 return loss 값을 가지는 점에서 측정을 시작해야 한다. 그렇지 않으면 원하는 측정값을 얻을 수 없다.

Table 4. Comparing data of the measured down-mixer and the general down-mixer

분리도	제작한 다운 믹서	일반적인 다운 믹서
LO/RF	-58.15dBm	-20 ~ -30dBm
LO/IF	-70.66dBm	-40 ~ -50dBm
RF/IF	-71.73dBm	-40 ~ -50dBm

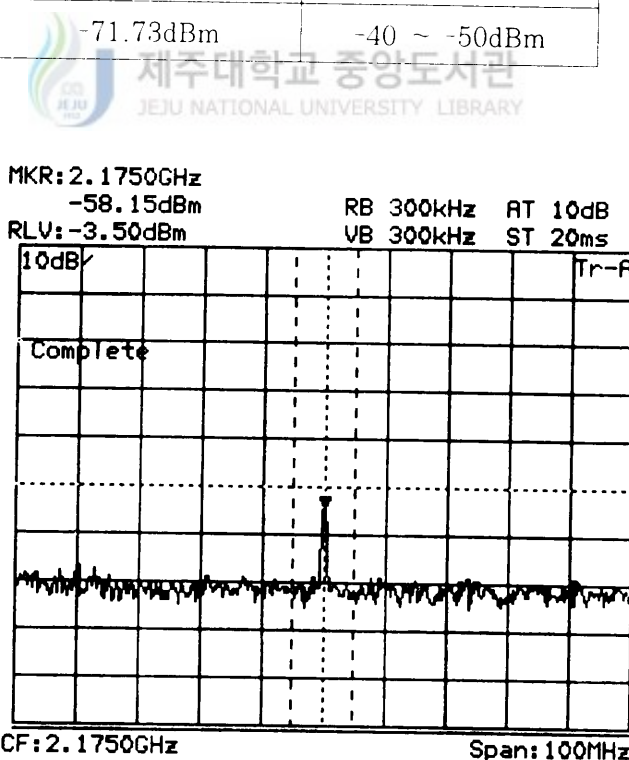


Fig. 38. Isolation factor of LO/RF

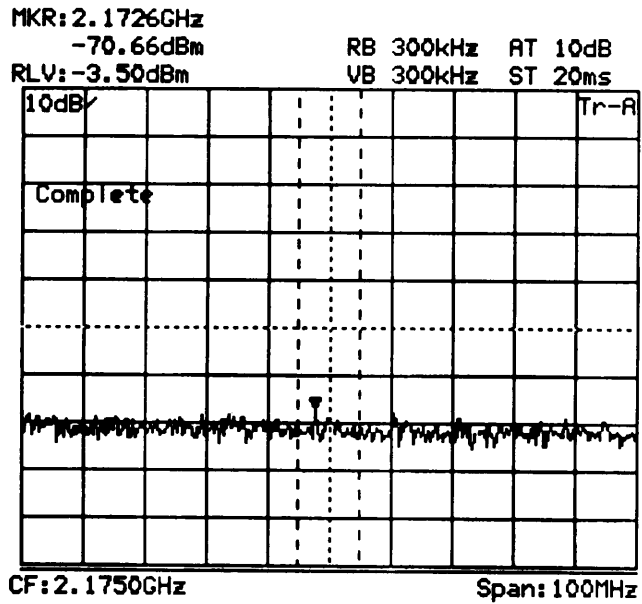



 Fig. 39. Isolation factor of LO/IF
 JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

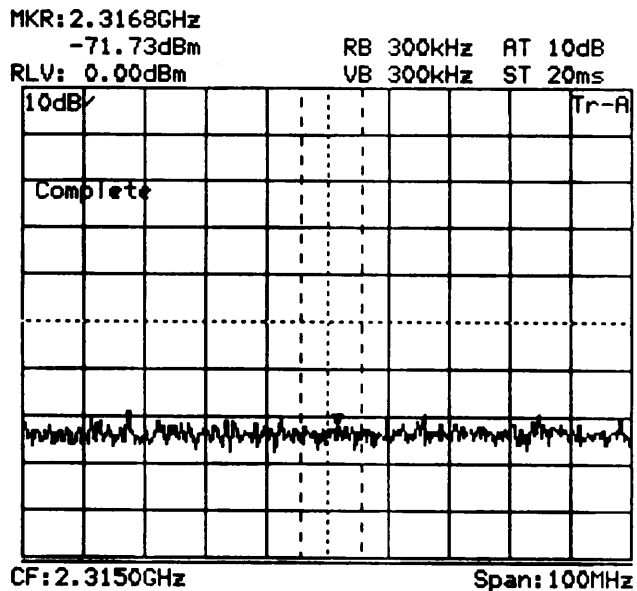


Fig. 40. Isolation factor of RF/IF

3. 무선 가입자망 기지국용 다운 컨버터 측정

저잡음 증폭기 모듈과 다운 믹서 모듈을 결합한 다운 컨버터를 유전율 값이 3.2, 높이가 31mil, 유전체 손실 탄젠트가 0.0024인 테프론 기판에 제작한 사진을 Fig. 41에 나타내었다. 제작된 다운 컨버터의 크기는 65mm×52.3mm이다. Fig. 42는 Fig. 41의 다운 컨버터에 dc 전원을 공급할 바이어스 회로를 FR-4 기판으로 제작한 사진이다.

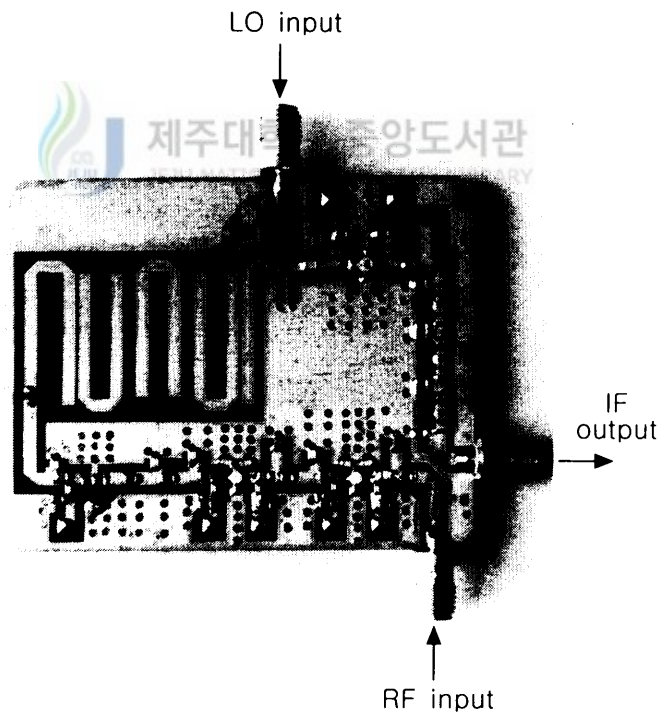


Fig. 41. Photograph of the fabricated down-converter

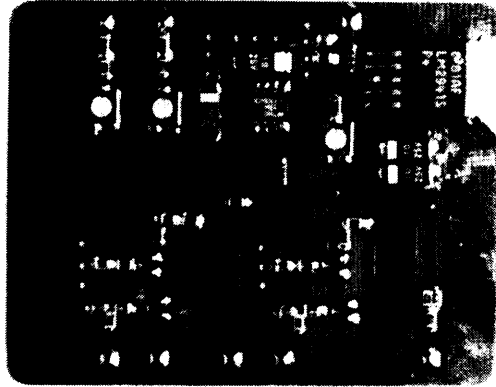


Fig. 42. Photograph of the fabricated bias circuit

Fig. 43은 다운 컨버터의 IF 출력 스펙트럼 측정결과를 나타낸 것으로, LO 전력레벨이 2dBm이고 RF 입력전력이 -70dBm일 때 IF 출력 전력은 -14.5dBm으로 나타났고, 시뮬레이션 결과와 거의 일치했다. 그리고 Fig. 44는 다운 컨버터의 고조파 스펙트럼을 측정한 것으로, 고조파 성분 및 불필요한 주파수 성분은 -50dBc 이하로 거의 나타나지 않았다. 일반적으로 무선 가입자망 기지국 수신단에서 IF 출력전력이 $-10 \pm 5\text{dBm}$ 이므로 측정결과 설계규격을 만족함을 알 수 있다. Fig. 45는 입력신호와 출력신호의 선형성을 확인하기 위해서 RF 신호 대 IF 신호를 측정한 결과값과 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. Fig. 45의 측정 그래프는 -120dBm에서 -60dBm까지 10dB 간격으로 RF 신호 전력을 다운 컨버터에 인가 했을 때 출력되는 IF 전력을 spectrum analyzer로 측정하여 그 데이터들을 그래프로 나타낸 것이다. 즉, 검출될 수 있는 IF 출력전력의 최소값과 1dB 이득 억압점 (P_{1dB}) 사이에서 선형적인 IF 출력전력 특성은 RF 입력전력이 -120dBm ~ -60dBm까지 변함에 따라 -63.5dBm ~ -5.5dBm으로 나타났다. 시뮬레이션 결과보다 선형적인 동작범위가 다소 작지만, 무선가입자망 기지국 수신 안테나로 입력되는 RF 전력이 -110 ~ -70dBm인 점을 고려하면 넓은 RF 입력 전력범위에서 선형적으로 동작함을 알 수 있다. 따라서 -110dBm 이하의 미약한 RF 신호에서뿐만 아니라 정격전력보다 큰 신호인 -60dBm의 신호가 수신되어도 우수한 성능을 나타냄을 의미한다.

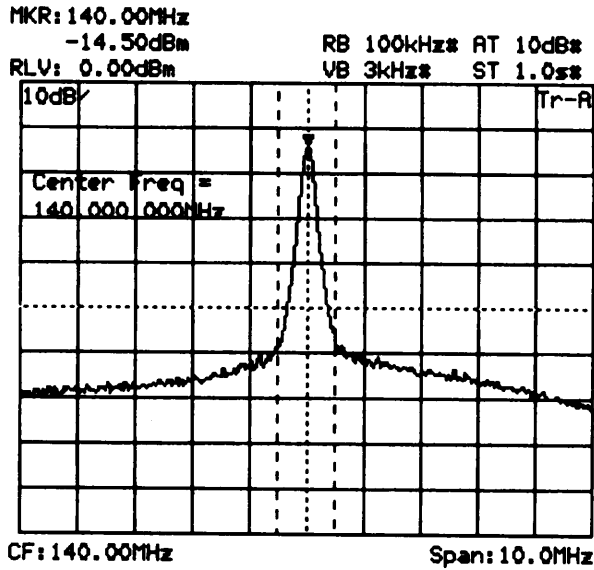


Fig. 43. Measured result of the IF output spectrum

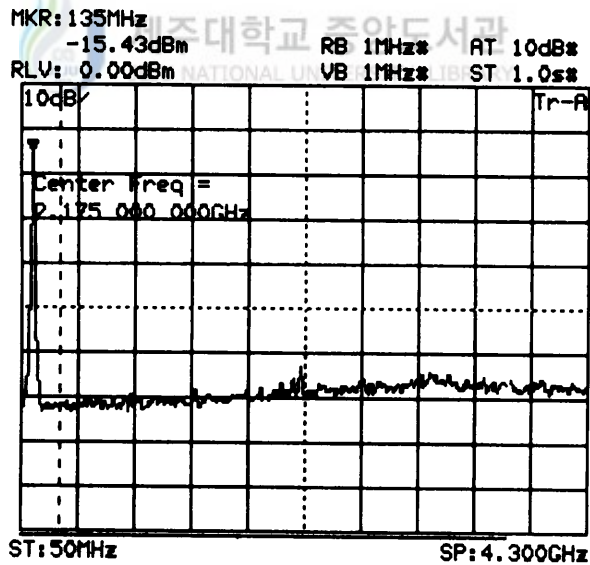


Fig. 44. Harmonic characteristic of the down-converter

다운 컨버터의 잡음지수를 구하기 위하여 저잡음 증폭기와 마찬가지로 spectrum analyzer의 RBW는 100kHz로 하고 2.315GHz의 RF 신호를 -70dBm의 전력으로 인가하였을 때 최종 출력단에서의 CNR를 측정하였다. 측정

결과 Fig. 46에 나타낸 것처럼 -52.46dBc 를 얻었다. 따라서 식 (38)을 이용하여 구한 다운 컨버터의 근사화된 잡음지수는 1.54dB 로 측정되었다. 일반적으로 무선가입자망 기지국 수신부에 사용되는 제품화된 다운 컨버터의 잡음지수가 $2\sim 3\text{dB}$ 이므로 설계규격을 만족함을 알 수 있다.

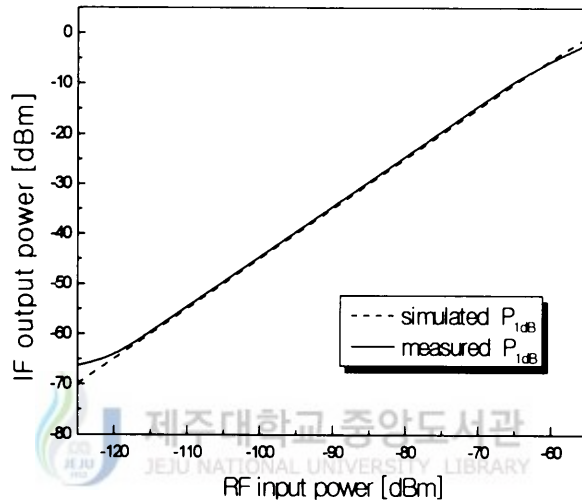


Fig. 45. Comparison of simulated and measured results of the RF input vs the IF output power

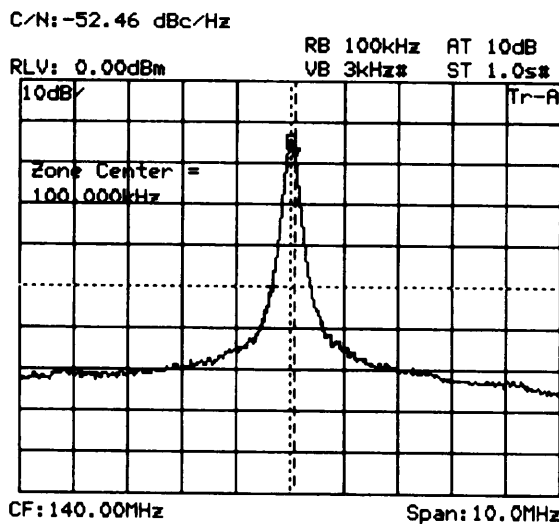


Fig. 46. Measured result of CNR for the down-converter

V. 결론

본 논문에서는 무선가입자망 기지국용 다운 컨버터를 설계하였으며, 높은 변환이득과 넓은 범위의 RF 입력전력에서도 우수한 성능을 갖도록 최적 설계한 후 제작을 통하여 그 특성을 분석하였다. 설계 시에 사용한 시뮬레이션 툴은 선형 해석과 하모닉 밸런스 해석이 가능한 serenade8.5를 이용하였다. 다운 컨버터 설계에서 저잡음 증폭기 모듈은 3단으로 구성하였는데, 초단과 두 번째 단은 낮은 잡음 특성과 고 이득 특성을 갖는 excelics사의 EPA060B-70 FET 소자를 사용하여 마이크로스트립 라인으로 소스 귀환시킴으로써 이득 평탄도를 개선시키는 한편 발진을 억제시켰다. 세 번째 단에서는 높은 출력전력에서도 안정된 동작을 하는 wj사의 AH1 MMIC 소자를 사용하여 고 출력이득을 얻도록 양단 공액 정합 시켰다. 다운 믹서 모듈에서는 hp사의 MESFET 소자인 ATF10136을 사용하여 소신호 해석과 하모닉 밸런스 해석을 통해 입·출력 정합회로를 구성하여 높은 변환이득을 얻도록 설계하고 제작하였다. 특히 LO 신호가 입력되는 마이크로스트립 라인을 입력 정합 회로의 일부분으로 포함하여 최적설계 하였다. 이와 더불어, RF 대역통과 필터와 IF 저역 통과 필터를 저지대역에서 매우 우수한 성능을 갖도록 구현하여 측정된 결과, 각 포트간의 분리도와 IF 출력 단에 나타나는 영상신호나 고조파신호 억제 정도를 설계규격과 비교했을 때 매우 양호하게 나타남을 확인 할 수 있었다. 본 논문의 다운 컨버터 제작결과 LO 전력 레벨이 2dBm이고 RF 입력전력이 -70dBm일 때 IF 출력전력은 -14.5dBm으로 측정되었고, 영상주파수 신호들과 고조파 신호들의 스펙트럼 성분은 나타나지 않았다. 무선가입자망 기지국에서 IF 출력전력이 -10 ± 5 dBm이므로 측정결과 설계규격을 만족함을 확인하였다. 그리고 LO 전력레벨이 2dBm일 때 선형적인 동작범위를 나타내는 1dB 이득 억압 지점인 P_{1dB} 포인트는 RF 입력전력이 -60dBm일 때에 -5.5dBm으로 나타났다. 이 결과 제작한 다운 컨버터는 RF 입력전력이 -120dBm ~ -60dBm까지 60dB의 동작범위를 보였는데, 무선가입자망 기지국 수신안테나로 입력되는 RF 전력이 -110 ~ -70dBm으로 40dB의 동작범위를 갖는 점을 고려하면 넓은 RF 입력 전력범위에서 선형적으로 동작함을 확인할 수 있었다. 또한 CNR을 이용한 다운 컨버터의 근사화된 잡음지수는 1.54dB로 측정되어 설계규격을 만족함을 확인하였다.

참고문헌

- Besser L., 1975, Stability Consideration of Low-noise Amplifiers with Simultaneous Noise and Power Match, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 3pp.
- 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.
- Guillermo Gonzalez, 1984, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, Prentice-Hall, 506pp.
- National semiconductor, 1999, LM2941/LM2941C 1A Low Dropout Adjustable Regulator, National semiconductor corporation Datasheet.
- Sitch J. E. and P. N. Robson, 1973, The Performance of GaAs Field-Effect Transistors as Microwave Mixers, IEEE Proc. Letters, pp. 399-340.
- 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.
- Stephen A. Maas, 1998, The RF and Microwave Circuit Design Cookbook, Artech House, 267pp.
- 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.
- Trinogga L. A., 1991, Practical Microstrip Circuit Design, Ellis Horwood, pp. 143-144.

- Tri T. Ha, 1981, Solid-State Microwave Amplifier design, John Wiley & Sons, pp. 1-118.
- Toker R. S., 1975, Low-Noise Design of Microwave Transistor Amplifiers, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-23, pp. 697-700.
- Vicent D. Hwang and Tatsuo Itoh, 1988, Quasi-Optical HEMT and MESFET self-oscillating Mixers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, No. 12, pp. 1701-1705.
- 김상태, 1999, 멀티미디어 전송을 위한 무선가입자용 RF-모듈의 설계 및 제작, Journal of IEEE Korea Council Vol. 3, No. 2, pp. 26-35.
- 박판중, 1997, WLL 기술동향, 한국통신학회지, 14권 12호, pp. 63-75.
- 이정란, 1999, WLL 기지국용 단일종단 게이트 혼합기 설계 및 제작, 석사학위논문, 제주대학교, 52pp.
- 정영준, 1998, WLL RTU 및 RSU용 RF 송수신기 설계 및 구현, 한국통신학회, 23권 1호, pp. 116-117.

감사의 글

돌이켜 보면 짧은 석사과정 이지만 본 논문이 결실을 맺을 수 있도록 물심양면으로 격려해 주시고 아낌없는 충고와 지도를 해주신 저의 지도교수님인 양 두영 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 그리고 바쁘신 가운데도 항상 곁에서 보다 나은 논문이 되도록 많은 조언과 충고를 해주신 임 재운 교수님과 강 진식 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 또한 대학시절부터 항상 인자한 모습으로 학문의 길을 이끌어 주신 이 용학 교수님, 문 건 교수님, 그리고 멀리서나마 저를 격려해 주실 김 홍수 교수님께 감사 드립니다.

대학원 생활을 하면서 항상 힘이 되어 주신 강 부식 선배님, 홍 성욱 선배님, 정 동성 선배님, 그리고 제작과 축정을 할 때 같이 고민해 주신 이 권익 선배님께 고마운 마음을 전합니다. 바쁜 대학원 생활 속에서도 학과 사무실에서 통신공학과를 위해 일하는 동료인 김 형준 선생님, 항상 밝은 미소를 잃지 않는 김 정주 선생님, 창윤, 은진 조교 선생님께 고마운 마음을 전합니다. 지금 여기에는 없지만 연구실 선배로 휴가 때마다 항상 학교에 와서 많은 도움을 준 재신, 수덕, 동현, 특히 이 논문을 쓰는데 내가 필요한 것이면 무엇이든 가져다주고 조언을 해준 정란, 그리고 현재 항상 곁에서 많은 도움을 준 성익, 후배인 광삼, 원률과 봉수형에게 감사 드립니다. 동료인 향진이와 진원이에게도 고마운 마음을 전하며, 앞으로 하는 일마다 모두 잘 되기를 빕니다. 그 외 대학원 모든 선후배들에게도 감사드리며, 또 열심히 공부하는 바쁜 와중에 내가 필요할 때 도움을 준 수민, 종주, 봉훈이에게도 고마운 마음을 전합니다.

끝으로 오늘이 있기까지 항상 저를 믿고 따뜻한 보살핌으로 뒷바라지 해주신 어머니님과 아버지님, 그리고 형수님과 형님, 조카 승찬이와 함께 이 논문이 완성된 기쁨을 나누고 싶습니다.