工學碩士 學位論文

저항 감결합회로와 직렬 피드백을 이용한 저잡음 증폭기의 구현에 관한 연구

A Study on Implementation of Low Noise Amplifier Using Resistive Decoupling Circuit and Series Feedback

指導敎授 金 東 一

2001 年 2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

劉 致 煥

本 論文을 劉致煥의 工學碩士 學位論文으로 認准함

主審 : 工學博士　鄭　世　謨　(印)

委員 : 工學博士　鄭　智　元　(印)

委員 : 工學博士　金　東　一　(印)

2001 年　2 月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

劉 致 煥

Abstract

The importance of LNA(Low Noise Amplifier) input matching depends on the application. In the design of LNA for mobile communication base station or satellite receiver system, the LNA input match is typically designed to achieve minimum noise figure and the overall system performance is probably not substantially affected by the input mismatch. In the system which a filter or duplexer precedes the LNA, however, the filter's performance can be degraded by the input mismatch and system performance may suffer. In this situation it is desirable to design the input match for low VSWR(Voltage Standing Wave Ratio) as well as minimum noise figure.

In this thesis, therefore, a low noise amplifier has been implemented by resistive decoupling circuits and series feedback, which is operating at 2.13 2.16 GHz for IMT-2000 front-end receiver. Undesired signals in low frequency band are dissipated by the resistive decoupling circuits in the matching network. Also by adopting this design method, the stability of the LNA(Low Noise Amplifier) is increased and the input impedance matching is improved. Series feedback added to the source leads of a transistor keeps the low noise characteristics and drops the input reflection coefficient of the amplifier simultaneously. In addition, it satisfy the unconditionally stable condition of the LNA in frequency bandwidth.

The LNA consist of the GaAs FET ATF-10136 for the low noise stage and the VNA-25 which is internally matched MMIC for high gain amplification stage. The LNA is fabricated with both the RF circuits and the self-bias circuits on the Teflon substrate which has 3.5 permittivity and 0.5 mm thickness.

The measured results of the LNA which is fabricated using above design techniques are presented more than 30 dB in gain, 17.5 dBm output in 1 dB gain compression point and lower than 0.7 dB in noise figure, 1.5 in input · output SWR(Standing Wave Ratio).

Nomenclatures

B_n	잡음 대역폭 (Hz)
F_{min}	트랜지스터의 최소 잡음지수
g_m	전달컨덕턴스
k	Boltzman 상수 (1.374×10^{-23} J/。K)
K	트랜지스터의 안정지수
P_d	전력손실
R_N	트랜지스터의 등가 잡음저항
T	저항의 잡음온도 (Kelvin 。K)
T_C	반도체 소자의 케이스 온도
T_J	접합온도
y_{opt}	최소 잡음지수를 갖는 정규화 최적 소스 어드미턴스
y_s	정규화 소스 어드미턴스
Γ_{IN}	입력 반사계수
Γ_L	부하 반사계수
Γ_{OPT}	최적 반사계수
Γ_{OUT}	출력 반사계수
Γ_S	소스 반사계수
⊿	델타지수
θ_{JC}	열저항

Abbreviations

B-ISDN	Broadband-Integrated Services Digital Network
BJT	Bipolar Junction Transistor
DC	Direct Current
FET	Field Effect Transistor
HPA	High Power Amplifier
IMT-2000	International Mobile Telecommunication-2000
IP3	3rd-order Intercept Point
LDMOS	Laterally Diffused Metal Oxides Semiconductor
LNA	Low Noise Amplifier
LPA	Linear Power Amplifier
NF	Noise Figure
P1dB	1 dB gain compression Point
PCS	Personal Communication Services
SNR	Signal to Noise Ratio
SOE	Strip-line Opposed Emitter
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

목 차

제1장 서 론

1.1 연구 배경

최근 가입자 및 그 이용량이 폭발적으로 증가하고 있는 PCS, Cellular 등의 이동통신서비스를 비롯해서 현대 문명의 핵심이라 할 수 있는 정보화 시대가 전개되고 있으며, 무선통신기술은 이의 근간을 이루고 있다. 무선통신은 전파를 매개체로 한다는 특성 때문에 공간상 제약의 극복, 설비의 경제성과 이용 가능성의 증대 등으로 무선 서비스의 수요가 증가하고 있는 추세에 있고 이에 따라서 무선 설비의 수요도 증가하고 있다[1].

미래의 통신망은 정보의 고속도로라 할 수 있는 광대역 종합 디지털 통신망(B-ISDN) 시대라 할 수 있으며, 음성위주의 통신으로부터 멀티미디어 통신으로 변천 되어가고 있다. 멀티미디어 정보는 마이크로웨이브 디지털 통신 시스템이나 위성통신 시스템, 그리고 PCS 및 셀룰러 통신 시스템 등에 의해 전송되고 있다. 이러한 통신 시스템 뿐만 아니라 항공 통신 시스템, 미사일 전자장비 및 레이더 시스템 등에 사용되는 모든 마이크로웨이브 통신기기에는 송신단의 고출력증폭기(HPA)를 비롯해서 수신단에는 반드시 저잡음증폭기(LNA)를 필요로 하게 된다. 최근에는 개인휴대용 단말기와 같이 송·수신 안테나를 공유하는 시스템에 적합한 특성을 갖는 LNA의 개발이 요구되고 있다[2].

또한 최근에 개발된 영상압축 기술은 광대역이던 원래의 대역폭을 수백 KHz 까지 감소시킴으로써 대량의 영상전송을 가능하게 하였고, 앞으로 더욱 개선됨에 따라 화상회의 등의 서비스가 보편화될 것이다. 이러한 통신서비스는 주로 초고주파 즉, 이동 통신을 비롯한 위성통신과 장거리 마이크로웨이브 링크 등을 통하여 이루어지므로 통신시스템 수신단 성능을 결정하는 핵심소자인 저잡음 증폭기와 고출력 증폭기 등의 수요가 늘어날 수밖에 없다[3].

이에 따라 소형이며, 기능이 다양하고 복잡한 시스템 및 부품 개발이 진행되고 있으며, 특히 정보화 시대의 주도적인 역할을 하고 있는 이동통신서비스가 날로 다양화되고 고품질화되어 감에 따라서 우수하고 다양한 특성을 갖는 RF 소자의 개발이 절실히 요구되고 있는 시점에서 저잡음증폭기와 같은 부가가치가 높은 소자의 원천기술 확보는 필연적이라 할 수 있을 것이다.

1.2 연구 목적

현대 사회는 정보량의 급증에 따라 대량의 정보를 빠르고 신속하게 처리할 수 있는 통신방법을 필요로 하고 있다. 이러한 요구에 부응하기 위해 기존의 PCS나 셀룰러 통신, 그리고 상용화 추진중인 IMT-2000 등을 이용하여 대량의 정보를 고속으로 교환할 수 있는 이동통신 시스템이 급격히 발전하고 있다.

이동 통신 시스템을 구성하는 무선 설비에는 기지국, 중계기 등을 비롯한 개인 휴대용 단말기가 있으며, 이들의 수신단에는 입력신호를 증폭시키는데 있어서 최소한의 잡음을 갖는

저잡음증폭기가 포함된다. 또한, 차세대 이동 통신 서비스에서 제공할 멀티미디어 기능은 대량의 정보를 송·수신해야 하므로 특성이 우수한 LNA, 선형전력증폭기(LPA) 등의 RF 소자 개발의 필요성이 요구되고 있다[1].

안테나로부터 수신된 미약한 신호를 증폭시킬 때 신호와 잡음이 동시에 증폭되면 시스템 전체의 신호 대 잡음비(SNR)가 떨어지므로 미약한 신호는 증폭하고 잡음은 최소화시키는 높은 이득의 저잡음 증폭기가 필요하다[6]. 일반적인 저잡음 증폭기에서 잡음 특성은 초단에 사용되는 저잡음 능동소자의 특성에 크게 의존하므로 초단에 사용되는 증폭기는 잡음을 최소한으로 억제하고 신호를 증폭시켜야 하며, 이득과 출력 정재파비 특성에 초점을 두고 설계를 한다[4],[5].

PCS나 셀룰러 통신 기지국용 중계기나 위성 수신기 등과 같은 시스템에서 저잡음 증폭기는 안테나에 직접 연결되므로 증폭기를 설계함에 있어서는 최저 잡음지수와 최대 이득, 그리고 최소 출력 정재파비에 중점을 두고 설계를 하면 입력정합은 상대적으로 큰 입력 부정합을 감수하게 되지만 전체 시스템의 성능은 본질적으로 입력 부정합에 의한 영향을 받지 않는다. 그러나, Full duplexer 시스템에서는 송·수신부가 안테나를 공유하므로 저잡음 증폭기의 입력단 부정합에 의해서 듀플렉서나 필터의 성능이 저하될 수 있고 전체 수신단 시스템 성능이 나빠질 수 있다. 이런 상황에서의 증폭기 설계는 최소 잡음지수와 최대 이득, 그리고 최소 출력 정재파비 뿐만 아니라 낮은 입력 정재파비를 위해 입력단 정합으로 설계하는 것이 바람직하다[2],[7],[8],[9].

그러므로, 본 연구에서는 낮은 잡음지수와 낮은 입·출력 정재파비 특성을 동시에 달성하기 위하여 저잡음증폭단에 사용되는 능동소자의 소스 리드에 직렬로 인덕터를 부가하는 직렬 피드백을 기법을 사용하였다. 또한, 사용하고자 하는 저잡음 능동소자인 GaAs FET는 사용주파수 대역에서 부분적인 불안정성을 가지는 문제점이 있으므로 입·출력 정재파비와 잡음 특성에 영향을 미치지 않는 범위에서 직렬 피드백의 값을 조정하여 사용주파수 대역 내에서 무조건적인 안정화를 이루도록 설계하였다.

일반적으로 저잡음 증폭기의 설계시 저주파 대에서는 정합회로가 잡음 또는 FET 자체의 불안정한 저주파 특성으로 인하여 증폭기의 발진을 유발시키므로 이러한 문제점을 해결하기 위하여 저항 결합회로를 사용하여 입력단 정합회로를 설계하였다[10],[11],[12]. 이러한 설계 방법을 이용하여 IMT-2000 휴대용 단말기 수신 주파수인 2.13 2.16 GHz 대역에서 초고주파용 수신단에 사용될 수 있는 저잡음 증폭기를 유전율 3.5, 두께 0.5 mm인 테프론 기판을 사용하여 설계·제작하여 그 성능을 평가하였다. 측정 결과는 설계 사양과 잘 일치하는 것으로써 제작된 저잡음 증폭기는 IMT-2000, PCS용 기지국 및 중계기 등의 수신단에 널리 활용될 수 있을 것으로 사료된다.

제2장 초고주파 증폭기의 설계 이론

2.1 안정성(Stability)

2.1.1 안정원(Stability circle)

증폭기가 발진하지 않고 동작하기 위한 증폭기의 안정성은 S-parameter와 임피던스 정합 회로, 그리고 종단조건 등에 의하여 결정되어지므로 증폭기를 설계할 때 가장 중요하게 고려하여야 할 사항 중의 하나이다. 일반적으로 2-포트 회로망의 안정도는 입력단과 출력단에 신호원과 부하를 연결했을 때 회로망의 발진조건에 따라 결정된다. 그림 2.1에서 신호원 임피던스 Z_S와 부하 임피던스 Z_L에 입력 임피던스 Z_{IN} 또는 출력 임피던스 Z_{OUT}의 실수부가 부성저항(Negative resistance)이 되면 발진하게 된다[6].

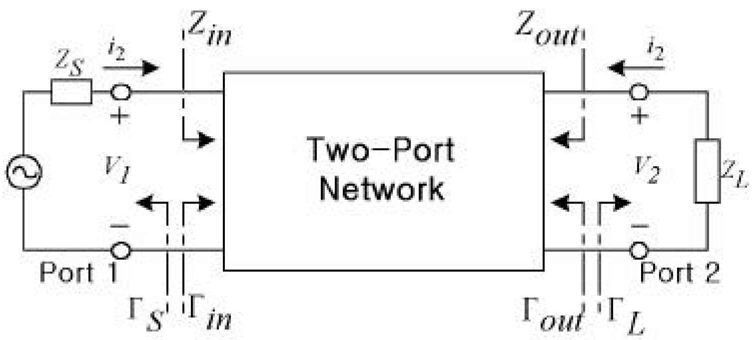

그림 2.1 2-포트 회로망

Fig. 2.1 Two-port network.

이러한 상황은 입력 반사계수 $|\Gamma_{IN}| > 1$ 또는 출력 반사계수 $|\Gamma_{OUT}| > 1$인 경우에 발생한다. 따라서, 증폭회로는 소스 반사계수 Γ_S와 부하 반사계수 Γ_L, 그리고 입력 반사계수 Γ_{IN}과 Γ_{OUT}이 다음과 같은 조건을 만족할 때 안정한 동작을 한다.

$$|\Gamma_S| > 1 \tag{2.1.a}$$

$$|\Gamma_L| > 1 \tag{2.1.b}$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{22}} \right| < 1 \tag{2.1.c}$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - \Gamma_L S_{11}} \right| < 1 \tag{2.1.d}$$

위의 조건이 모든 Γ_L, Γ_S 즉, 스미스 도표 내부의 모든 Γ_L, Γ_S에 대하여 성립하면 무조건 안정(Unconditional stability)이며, 부분적인 Γ_L, Γ_S에서 성립하면 조건부 안정(Conditional stability)이라고 한다. 식 (2.1.c)와 식 (2.1.d)에서 $|\Gamma_{IN}| = 1$ 과 일 때, Γ_L과 Γ_S에 대하여

정리하면 다음과 같다[6].

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{(S_{12}S_{21})}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{2.2.a}$$

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{(S_{12}S_{21})}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| |\Gamma_{OUT}| = 1 \tag{2.2.b}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.2.c}$$

$|\Gamma_{OUT}| = 1$을 만족하는 식 (2.2.a)의 Γ_S의 궤적을 입력 안정원(Input stability circle)이라고 하며, 그 중심 C_S와 반경 r_S은 다음 식과 같다.

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \tag{2.3.a}$$

$$r_S = \left| \frac{(S_{12}S_{21})}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{2.3.b}$$

$|\Gamma_{IN}| = 1$을 만족하는 식 (2.2.b)의 Γ_L의 궤적을 출력 안정원(Output stability circle)이라고 하며, 그 중심 C_L과 반경 r_L은 아래와 같다.

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \tag{2.4.a}$$

$$r_L = \left| \frac{(S_{12}S_{21})}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \tag{2.4.b}$$

식 (2.3)과 (2.4)의 안정원을 각각 Γ_S평면과 Γ_L평면에 스미스 도표와 함께 나타내면, 무조건 안정원인 경우는 그림 2.2처럼 안정원과 스미스 도표가 떨어져 있으며, 다음의 식이 성립하게 된다.

$$||C_L| - r_L| > 1 \quad \text{for} \quad |S_{11}| < 1 \tag{2.5.a}$$

$$||C_S| - r_S| > 1 \quad \text{for} \quad |S_{22}| < 1 \tag{2.5.b}$$

만일 $|S_{11}|$이나 $|S_{22}|$가 1보다 크면 $\Gamma_S = 0$, $\Gamma_L = 0$에 대하여 $|\Gamma_{IN}| > 1$, $|\Gamma_{OUT}| > 1$이 되어 회로망은 무조건 안정이 될 수 없다. 조건부 안정은 표 2.1에 의해서 결정되고, 그림 2.3에서 빗금친 부분만이 안정영역이 된다.

표 2.1 **안정원의 안정영역**

Table 2.1 Stability region of stability circle

Γ_S - **평면**		Γ_L - **평면**	
외 부	$\|S_{22}\| < 1$ $\|\Gamma_{OUT}\| < 1$	**외 부**	$\|S_{11}\| < 1$ $\|\Gamma_{IN}\| < 1$
내 부	$\|S_{22}\| > 1$ $\|\Gamma_{OUT}\| < 1$	**내 부**	$\|S_{11}\| > 1$ $\|\Gamma_{IN}\| < 1$

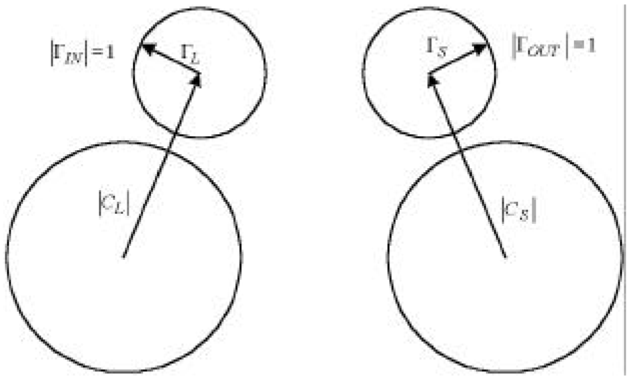

그림 2.2 **무조건 안정영역**

Fig. 2.2 Unconditional stability region.

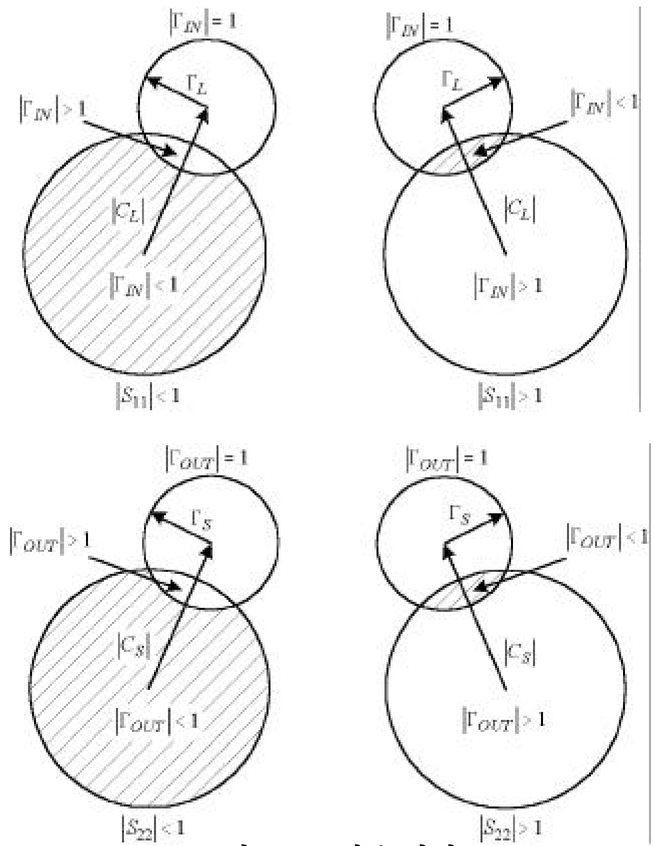

그림 2.3 **조건부 안정**

Fig. 2.3 Conditional stability.

2.1.2 안정지수

무조건 안정성은 요구되는 성능을 만족시키기 위한 바이어스 조건하에서 얻어지는 트랜지스터의 S-parameter**가 안정성을 판별하기 위한 두 가지 조건 즉, 안정지수**(Stability Factor) K**와 델타지수**(Delta factor) Δ**가 식** (2.6)**과** (2.7)**을 각각 만족할 때 달성된다. 소자의 파라미터가 무조건 안정성을 만족한다면, 임의의 수동회로 소자로 구성된 소스 임피던스와 부하 임피던스를 부가하더라도 증폭기가 발진하지 않고 안정한 동작을 하게 된다**[6].

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \qquad (2.6)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \qquad (2.7)$$

조건부 안정일 경우라도 입력 또는 출력루프 회로의 저항치의 합이 정(+)**이면 즉,** $Re\{Z_S + Z_{IN}\} > 0$, $Re\{Z_L + Z_{OUT}\} > 0$**일 때 안정한 증폭을 얻을 수 있다. 그러므로, 조건부 안정의 트랜지스터라 해도 입·출력이 저항성이 되도록 저항 안정화 회로**(Resistive stabilized circuit)**를 이용하여 부하를 조절하거나 부궤환**(Negative feedback)**을 부가하여 무조건 안정이 되도록 할 수 있으나, 저항 안정화 회로는 이득의 감소와 정재파비의 열화를 동반하며 부궤환 회로는 설계에 있어서 이득과 잡음 특성에 세심한 주의가 필요하다** [13],[14].

2.2 증폭기의 전력 이득과 전력 이득원

2.2.1 전력 이득

임의의 전원 임피던스와 부하 임피던스를 갖는 임의의 2-**포트 회로망의 전력 전달특성에 관하여 살펴본다. 그림** 2.4**는 임의의 전원 임피던스와 부하 임피던스를 갖는** 2-**포트 회로망의 일반적인 구성도 이다.**

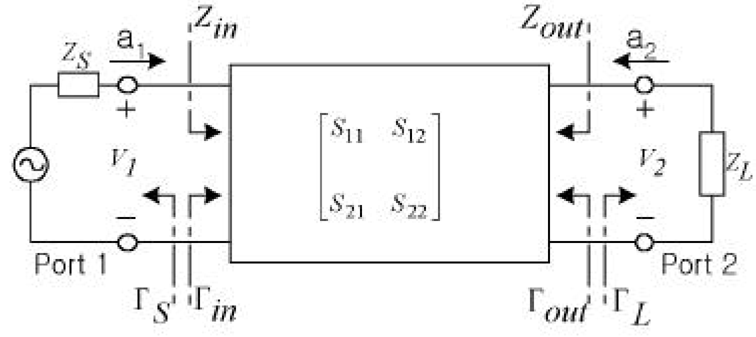

그림 2.4 2-**포트 회로망의 일반적인 구성도**

Fig. 2.4 The general form of 2-port network.

(1) 동작전력이득

동작전력이득(Operation power gain) G_P**는 아래와 같이 정의된다**.

$$G_P = \frac{\text{부하에공급되는 전력}}{\text{회로망의 입력에 공급된 전력}} = \frac{P_L}{P_{IN}}$$

전력이득을 구하기 위해 그림 2.4**에** Mason**의 신호 흐름선도를 적용하면 아래 그림** 2.5**와 같이 된다**.

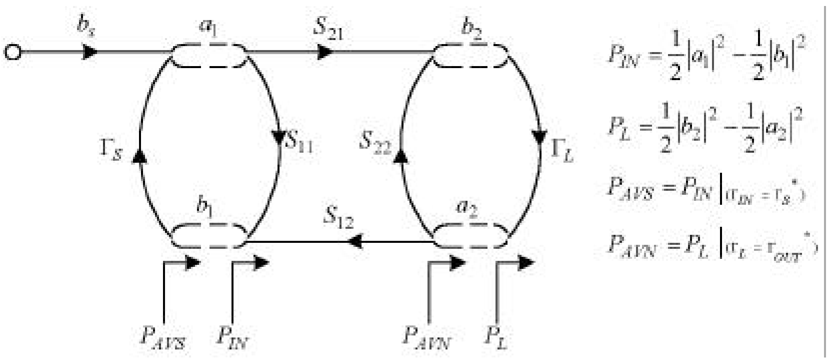

그림 2.5 **신호 흐름선도와 전력의 정의**

Fig. 2.5 The signal flow graph and different power definitions.

위의 그림에서 2-**포트 회로망의 입력포트와 출력포트 사이에서 입사파와 반사파의 관계는 다음과 같다**.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 = S_{11}a_1 + S_{12}\Gamma_L b_2 \tag{2.8}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 = S_{21}a_1 + S_{22}\Gamma_L b_2 \tag{2.9}$$

$$a_1 = b_s + b_1\Gamma_S \tag{2.10}$$

$$a_2 = b_2\Gamma_L \tag{2.11}$$

식 (2.8)**과** (2.9)**는** 2-**포트 회로망인 트랜지스터** S-parameter**의 정의로부터 얻어지고**, Γ_S**와** Γ_L**은 각각 트랜지스터로부터 전원측과 부하측의 반사계수이다**. **식** (2.8)   (2.11)**으로부터** Γ_{IN}**과** Γ_{OUT}**를 구할 수 있다**.

$$\Gamma_{IN} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \tag{2.12}$$

$$\Gamma_{OUT} = \frac{b_2}{a_2} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \tag{2.13}$$

$$\frac{b_2}{b_s} = \frac{S_{21}}{1 - S_{11}\Gamma_S - S_{22}\Gamma_L - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L + S_{11}S_{22}\Gamma_S\Gamma_L} \tag{2.14}$$

그림 2.5에서 부하에 공급된 전력은 입사전력과 반사전력의 차와 부하가 있는 2-포트 회로망에 입사하는 전력은 각각 다음과 같다.

$$P_L = \frac{1}{2}|b_2|^2 - \frac{1}{2}|a_2|^2 = \frac{1}{2}|b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2) \tag{2.15}$$

$$P_{IN} = \frac{1}{2}|a_1|^2 - \frac{1}{2}|b_1|^2 = \frac{1}{2}|a_1|^2(1 - |\Gamma_{IN}|^2) \tag{2.16}$$

식 (2.10)에 $b_1 = a_1\Gamma_{IN}$을 대입하여 정리하면 (2.17)과 같고 이를 (2.16)에 대입하면 동작전력을 (2.19)와 같이 구할 수 있다.

$$a_1 = \frac{b_s}{1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S} \tag{2.17}$$

$$P_{IN} = \frac{1}{2}\frac{|b_s|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2}(1 - |\Gamma_{IN}|^2) \tag{2.18}$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{|b_2|^2}{|b_s|^2}|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} \tag{2.19}$$

식 (2.9)와 (2.17)로부터 b2/a1와 (2.20)을 구하고 (2.20)을 (2.19)에 대입하면 동작전력이득을 구할 수 있다.

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \quad \frac{a_1}{b_s} = \frac{1}{1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S}$$

$$\frac{b_2}{b_s} = \frac{S_{21}}{(1 - S_{22}\Gamma_L)(1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S)} \tag{2.20}$$

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2}|S_{21}|^2\frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{2.21}$$

(2) 변환전력이득

변환전력이득(Transducer power gain) G_T는 아래와 같이 정의된다.

$$G_T = \frac{\text{부하에공급되는 전력}}{\text{소스원으로부터의 가용전력}} = \frac{P_L}{P_{AVS}}$$

신호원으로부터 가용할 수 있는 전력 P_{AVS}는 회로망에 공급할 수 있는 최대전력이다. 이와 같은 최대 전력은 부하측 회로망의 입력 임피던스가 소스 임피던스 Z_S의 공액 복소수와 같을 때 얻을 수 있다. 그림 2.5로부터 이것은 $\Gamma_{IN} = \Gamma_S{}^*$을 의미한다. 따라서, 신호원으로부터 가용할 수 있는 전력 P_{AVS}는 식 (2.18)으로부터 (2.22)식과 같이 구하고 (2.15)와 (2.22)

로부터 변환전력 G_T를 구한다.

$$P_{AVS} = P_{IN} \Big|_{\Gamma_{IN} = \Gamma_S^*} = \frac{1}{2} \frac{|b_s|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} \tag{2.22}$$

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{|b_2|^2}{|b_s|^2} (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_S|^2) \tag{2.23}$$

이 되고, 식 (2.23)에 (2.14)를 대입하고 정리하면 간단한 형태로 된다.

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{|(1 - \Gamma_S S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|} \tag{2.24}$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \tag{2.25}$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \tag{2.26}$$

변환전력이득 G_T는 트랜지스터의 S-parameter, Γ_S와 Γ_L의 함수임을 알 수 있으며, $\Gamma_L=\Gamma_S=0$인 경우 정합 변환전력이득 G_{TM}은 다음과 같고 식 (2.24)에 $\Gamma_S=\Gamma_S$과 $\Gamma_L=\Gamma_{LM}$을 대입하면, 동시 공액정합된 조건에서 최대 변환전력이득은 다음과 같다.

$$G_{TM} = |S_{21}|^2 \tag{2.27}$$

$$G_{TM} = \frac{(1 - |\Gamma_{SM}|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_{LM}|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_{SM})(1 - S_{22}\Gamma_{LM}) - S_{12}S_{21}\Gamma_{LM}\Gamma_{SM}|^2} \tag{2.28}$$

여기서,

$$\Gamma_{SM} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \tag{2.29}$$

$$\Gamma_{LM} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \tag{2.30}$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \tag{2.31}$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \tag{2.32}$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^* \tag{2.33}$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^* \tag{2.34}$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{2.35}$$

이다. 이때 식 (2.28)에 (2.29)와 (2.30)을 대입하여 정리하면 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$G_{TM} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left(K \pm \sqrt{K^2 - 1}\right) \tag{2.36}$$

여기서, $K = (1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2)/2|S_{12}S_{21}|$ 이다. 식 (2.29), (2.30), (2.31)에서 (+)부호는 B_1, B_2가 음일 때, (-)부호는 B_1, B_2가 양일 때 사용된다.

단방향성인 경우 $S_{12} = 0$이므로 식 (2.12)와 (2.13)으로부터 $\Gamma_S = S_{11}^*$이고, $\Gamma_L = S_{22}^*$가 되므로, 최대 단방향 변환전력이득은 다음의 식으로 쓸 수 있다.

$$G_{TUM} = \frac{|S_{21}|^2}{(|1 - S_{11}\Gamma_S|^2)(|1 - S_{22}\Gamma_L|^2)} \tag{2.37}$$

(3) 가용전력이득

가용전력이득(Available power gain) G_A는 아래와 같이 정의된다.

$$G_A = \frac{\text{회로망으로부터 가용할 수 있는 전력}}{\text{소스로부터 가용할 수 있는 전력}} = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}$$

회로망으로부터 가용할 수 있는 전력 P_{AVN}은 부하에 공급할 수 있는 최대전력이므로 식 (2.15)으로부터 구한다.

$$P_{AVN} = P_L \mid_{\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*} = \frac{1}{2}|b_2|^2(1 - |\Gamma_{OUT}|^2) \tag{2.38}$$

식 (2.22)과 (2.38)로부터 가용전력이득 G_A는

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{|b_2|^2}{|b_s|^2}(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_{OUT}|^2) \tag{2.39}$$

이 되고, 식 (2.39)에 (2.14)를 대입하면 다음과 같다.

$$G_A = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2}|S_{21}|^2\frac{1 - |\Gamma_{OUT}|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_{OUT}|^2} \tag{2.40}$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2}|S_{21}|^2\frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \tag{2.41}$$

2.2.2 이득원

회로의 설계에 있어서 잡음지수, 대역폭 그리고 입·출력 정재파비 등 여러 가지 특성을

고려해야 하기 때문에 최대 이득을 얻기가 어렵다. 증폭기는 어떤 주파수 영역에서 요구되는 이득과 잡음지수, 정재파비를 갖도록 하기 위해 입·출력단에 정합구간을 가지고 설계된다. 설계는 스미스 도표에서 일정한 이득원(Constant gain circle) 및 잡음지수, 정재파비 원들을 도시함으로서, 요구되는 성능을 만족하는 Z_S와 Z_L의 값을 갖고 이루어진다. 일정한 이득원들은 고정된 이득 값의 G_S와 G_L로 주어진 Γ_S와 Γ_L의 궤적을 나타낸다.

대부분의 경우 실제 트랜지스터는 매우 작은 $|S_{21}|$ 값을 가지므로 단방향성(Unilateral) 소자로 여길 수 있다. 양방향성(Bilateral)인 경우(여기서 S_{12}는 무시할 수 없으므로)에는 변환전력이득을 근거로 한 일정한 이득원들은 얻기가 매우 어렵지만, 단순한 설계절차로 동작전력이득 또는 가용전력이득에 대해 일정한 이득원들을 그릴 수 있다. 단방향성만을 고려하면 변환전력이득은 다음과 같다.

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = G_S \cdot G_O \cdot G_L \quad (2.42)$$

무조건 안정상태라고 가정하면 $|S_{11}| < 1$과 $|S_{22}| < 1$이고, 일정한 이득원들은 스미스 도표 내에 있다. 식 (2.42)으로부터,

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (2.43)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}] \quad (2.44)$$

이고, G_S와 G_L의 값은 $\Gamma_S = S_{11}^*$와 $\Gamma_L = S_{22}^*$일 때 다음과 같은 최대 값을 가진다.

$$G_{S,\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad (2.45)$$

$$G_{L,\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.46)$$

그러므로, 식 (2.42)으로부터 최대 단방향 변환전력이득은 다음과 같다.

$$G_{TUM} = G_{S,\max} \cdot G_O \cdot G_{L,\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad (2.47)$$

(4) 단방향 변환전력 이득원

단방향 변환전력이득(Unilateral transducer power gain)은 식 (2.42)로 주어지며, 최대 단방향 변환전력이득은 식 (2.47)로 주어진다. 식 (2.43)과 (2.44)로 주어진 G_S와 G_L의 표현 형식이 비슷하므로 일반적 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$G_i = \frac{1-|\Gamma_i|^2}{1-|S_{ii}\Gamma_i|^2} \tag{2.48}$$

여기서, i = S이면 ii = 11이고, i = L이면 ii = 22이다. 식 (2.48)을 해석할 때는 두가지 경우를 고려해야 한다. 하나는 $|S_{ii}| < 1$인 무조건 안정한 경우이고, 다른 하나는 $|S_{ii}| > 1$인 조건부 안정한 경우이다.

① 무조건 안정($|S_{ii}| < 1$)

식 (2.48)의 최대값은 $\Gamma_{ii} = S_{ii}^{*}$일 때 구할 수 있으며, 그 결과는 다음과 같다.

$$G_{i,\max} = \frac{1}{1-|S_{ii}|^2} \tag{2.49}$$

$G_{i,\max}$를 발생시키는 종단(termination)을 최적종단이라고 한다. 여기서 정규화(Normalized)된 이득계수(Gain factor) g_i를 다음과 같이 정의한다.

$$g_i = \frac{G_i}{G_{i,\max}} = G_i(1-|S_{ii}|^2) = \frac{1-|\Gamma_i|^2}{|1-S_{ii}\Gamma_i|^2}(1-|S_{ii}|^2) \tag{2.50}$$

g_i는 $|\Gamma_i| = 1$일 때 $g_i = 0$인 최소값이 되고, $|\Gamma_i| = 0$일 때 $g_i = 1$인 최대값을 갖기 때문에 g_i의 범위는 $0 \le g_i \le 1$이 된다.

Γ_i평면에서 일정한 값 g_i에 대응하는 Γ_i의 값을 식 (2.50)으로부터 구하기 위하여 다음과 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} g_i|1-S_{ii}\Gamma_i|^2 &= (1-|\Gamma_i|^2)(1-|S_{ii}|^2) \\ &= 1-|S_{ii}|^2 - g_i\Gamma_i\Gamma_i^{*} - \frac{g_i\left(S_{ii}\Gamma_i + S_{ii}^{*}\Gamma_i^{*}\right)}{1-(1-g_i)|S_{ii}|^2} \\ &= \frac{1-|S_{ii}|^2-g_i}{1-(1-g_i)|S_{ii}|^2} \end{aligned} \tag{2.51}$$

위의 식을 완전제곱 형식으로 만들기 위하여 양변에 다음과 같은 식을 부가하면 다음과 같은 간단한 원의 방정식이 된다.

$$g_i^2|S_{ii}|^2/[1-(1-g_i)|S_{ii}|^2]^2$$

$$\left|\Gamma_i - \frac{g_iS_{ii}^{*}}{1-(1-g_i)|S_{ii}|^2}\right| = \frac{\sqrt{1-g_i}\,(1-|S_{ii}|^2)}{1-(1-g_i)|S_{ii}|^2} \tag{2.52}$$

입력측에 대한 일정 이득원은 다음과 같은 중심 C_{gs}와 반경 r_{gs}를 갖는다.

$$C_{gs} = \frac{g_s S_{11}^*}{1 - (1 - g_s)|S_{11}|^2} \tag{2.53}$$

$$r_{gs} = \frac{\sqrt{1 - g_s}\,(1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_s)|S_{11}|^2} \tag{2.54}$$

출력측에 대한 일정 이득원은 다음과 같은 중심 C_{gL}과 반경 r_{gL}을 갖는다.

$$C_{gL} = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2} \tag{2.55}$$

$$r_{gL} = \frac{\sqrt{1 - g_L}\,(1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2} \tag{2.56}$$

위의 원의 방정식에 아래와 같은 식을 대입하여 실수부와 허수부로 전개하면 좀 더 구체적인 결과를 얻는다.

$$\Gamma_i = u_i + jv_i \tag{2.57}$$

$$S_{ii} = A_{ii} + jB_{ii} \tag{2.58}$$

즉, 식 (2.57)과 (2.58)을 (2.52)에 대입하면 다음과 같은 결과 식을 얻는다.

$$\left[u_i - \frac{g_i A_{ii}}{1 - (1 - g_i)|S_{ii}|^2}\right]^2 + \left[v_i - \frac{g_i B_{ii}}{1 - (1 - g_i)|S_{ii}|^2}\right]^2 = \left[\frac{\sqrt{1 - g_i}\,(1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)}\right]^2 \tag{2.59}$$

식 (2.59)는 g_i를 파라미터로 갖는 한 집단의 원으로 생각할 수 있다. 따라서 원의 중심 u_c, 와 v_c, 그리고 반경 r_i는 다음과 같다.

$$u_c = \frac{g_i A_{ii}}{1 - (1 - g_i)|S_{ii}|^2} \tag{2.60}$$

$$v_c = \frac{-g_i B_{ii}}{1 - (1 - g_i)|S_{ii}|^2} \tag{2.61}$$

$$r_i = \frac{\sqrt{1 - g_i}\,(1 - |S_{ii}|^2)}{1 - |S_{ii}|^2(1 - g_i)} \tag{2.62}$$

아래의 그림 2.6은 일정 이득원을 설명해 주고 있다.

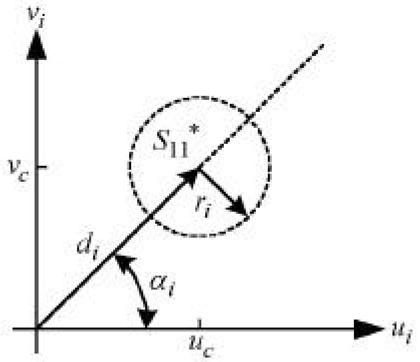

그림 2.6 스미스 도표상의 일정 이득원

Fig. 2.6 A constant G_i circle in the smith chart.

스미스 도표(Smith chart)의 중심($\Gamma_i = 0$)과 일정 이득원의 중심간의 거리 d_i와 u_i와 이루는 각 α_i는 아래의 식과 같다.

$$d_i = \sqrt{u_c^2 + v_c^2} = \frac{g_i |S_{ii}|}{1 - (1 - g_i)|S_{ii}|^2} \tag{2.63}$$

$$\tan \alpha_i = \frac{v_c}{u_c} \quad \text{또는} \quad \alpha_i = \tan^{-1}\frac{-B_{ii}}{A_{ii}} \tag{2.64}$$

식 (2.63)은 일정 이득원의 중심이 스미스 도표의 원점으로부터 점 S_{11}^*(즉, $S_{ii}^* = A_{ii} - jB_{ii}$) 까지 연결하는 직선을 따라서 식 (2.63)으로 주어진 거리 d_i에 위치함을 보여준다. 여기서 유의할 점은 g_S(또는 g_L) = 1(최대이득)일 때 반경 r_S(또는 r_L) = 0이므로 S_{11}^*(또는 S_{22}^*) 은 예측한 바와 같이 원의 중심이 되며, 일정 이득원의 최대값은 S_{11}^*(또는 S_{22}^*)인 점으로 표현된다. 또한 0 dB 이득원($G_S = 1$ 또는 $G_L = 1$)은 항상 스미스 도표의 중심을 통과한다.

이 결과들을 이용하면 입력과 출력측에 대한 일정 이득원의 집단을 그릴 수 있다. 이러한 원을 따라 Γ_S와 Γ_L을 선택하면 원하는 이득을 얻을 수 있으며, Γ_S와 Γ_L은 유일하지 않다. 스미스 도표의 중심에서 가까운 곳에 Γ_S와 Γ_L을 택하면 부정합을 최소화할 수 있다.

(5) 동작전력 이득원

트랜지스터의 안정지수 K<1이면, 식(2.24)의 변환전력 이득 G_T는 존재하지 않는다. 이러한 경우에는 동작전력 이득 G_P를 사용해야 한다. 양방향성 트랜지스터가 무조건 안정이거나 조건부 안정인 경우에는 동작전력 이득을 사용하는 것이 마이크로파 트랜지스터 증폭기를 설계하는데 편리하다. 그 이유는 양방향성인 경우 동작전력 이득은 전원 임피던스에 무관하

기 때문에 무조건 안정이거나 조건부 안정인 마이크로파 소자에 대한 이득원을 쉽게 도시할 수 있기 때문이다. 이를 설명하면 다음과 같다.

① 무조건 안정

동작전력 이득 식은 다음과 같다.

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{\left(1 - \left|\frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right|\right)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = |S_{21}|^2 g_p \tag{2.65}$$

$$g_p = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 - |S_{11} - \Delta\Gamma_L|^2} = \frac{G_p}{|S_{21}|^2}$$
$$= \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{1 - |S_{11}|^2 + |\Gamma_L|^2(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2) - 2Re(\Gamma_L C_L)} \tag{2.66}$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^{*} \tag{2.67}$$

스미스 도표의 중심으로부터 출력측의 일정 동작전력 이득원의 중심에 이르는 거리와 이득원의 반경을 구하기 위해 식 (2.66)에서 $\Gamma_L = u_L + jv_L$, $Re[\Gamma_L C_2] = u_L Re[C_2] - v_L Im[C_2]$이라 놓은 후 식 (2.66)을 원의 방정식으로 나타내면 중심 C_{PL}과 반경 r_{PL}은 다음과 같다.

$$\left|\Gamma_L - \frac{g_p C_2^{*}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}\right| = \frac{\left(1 - 2K|S_{21}S_{12}|g_p + |S_{21}S_{12}|^2 g_p^2\right)^{1/2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \tag{2.68}$$

$$C_{PL} = \frac{g_p C_2^{*}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \tag{2.69}$$

$$r_{pL} = \frac{\left[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_p + |S_{12}S_{21}|^2 g_p^2\right]^{1/2}}{|1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|} \tag{2.70}$$

$$u_L = \frac{g_p Re[C_2^{*}]}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \tag{2.71}$$

$$v_L = \frac{g_p Im[C_2^{*}]}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \tag{2.72}$$

그러므로 스미스 도표의 중심으로부터 출력측 이득원의 중심까지의 거리는 다음과 같다.

$$d_{PL} = \sqrt{u_L^2 + v_L^2} = \frac{g_p C_2^{*}}{1 + g_p(|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)} \tag{2.73}$$

최대 동작전력 이득은 $r_{PL} = 0$일 때 발생한다. 즉, 식 (2.70)으로부터 (2.74)를 구할 수 있고 여기서 g_{pm}은 g_p의 최대값이다. 이는 최대 변환전력 이득을 나타내는 식 (2.36)과 같다.

$$1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_{pm} + |S_{12}S_{21}|^2 g_{pm}^2 = o$$

$$g_{pm} = \frac{1}{|S_{12}S_{21}|}(K - \sqrt{K^2 - 1}) = \frac{G_{pm}}{|S_{21}|^2}$$

$$G_{pm} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}(K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (2.74)$$

동작전력 이득 G_P**가 주어지면 부하의 반사계수** Γ_L**은 일정 동작전력 이득원으로부터 선택할 수 있다.** Γ_L**이** $g_{pm} = G_{pm}/|S_{21}|^2$**에 대응하는 거리에 위치할 때** G_{pm}**이 된다**($\Gamma_{OUT}^* = \Gamma_L$). **최대출력 이득은 입력측에서 공액정합이 실현될 때**($\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$) **얻을 수 있다.** $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$**일 때 입력전력은 최대가용 입력전력과 같다. 그러므로 동작전력 이득은 최대변환 전력이득과 같게 된다.** G_{pm}**에 대응하는** Γ_S**와** Γ_L**은 각각** Γ_{SM} **및** Γ_{LM}**과 동일하다.**

② 조건부 안정

마이크로파 증폭기가 조건부 안정인 경우에 다음과 같은 절차를 따라 설계할 수 있다.

(1) **출력 안정원을 스미스 도표에 도시하고 식** (2.69)**와** (2.70)**를 이용하여 원하는 전력이득** G_p**에 대한 동작전력 이득원을 그린다. 안정영역 내에서도 안정원으로부터 가장 먼 곳의 이득원주에** Γ_L**을 선택한다. 이에 해당하는 부하 임피던스를 스미스 도표에서 읽을 수 있다.**

(2) **식** (2.12)**를 사용하여** Γ_{IN}**을 계산한 다음 입력측에 공액정합이 가능한가를 결정한다. 즉,** $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$ **가 안정한 영역안에 위치하지 않거나 또는 안정한 영역내에 있으나 입력안정원에 매우 가깝게 있으면** Γ_S**의 새로운 값을 임의로 선택하거나 또는** G_p**의 값을 다시 선택한다. 물론** G_p**의 값은 출력전력과** VSWR**에 영향을 미치기 때문에** Γ_S**를 임의로 선택할 때는 유의하여야 한다. 그 이유는 입력과 출력회로가 부정합이면 발진이 일어날 수 있기 때문이다.**

(6) 가용전력 이득원

① 무조건 안정

가용전력 이득원에 대한 수식의 유도는 동작전력 이득원과 유사하다. 식 (2.41)**으로부터 가용전력 이득** G_A**는 식** (2.75)**로 주어진다.**

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{\left(1 - \left|\frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}\right|\right)|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} = |S_{21}|^2 g_a \quad (2.75)$$

단,

$$g_a = \frac{G_A}{|S_{21}|^2} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{1 - |S_{22}|^2 + |\Gamma_S|^2(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) - 2Re(\Gamma_S C_1)} \quad (2.76)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (2.77)$$

식 (2.75), (2.76) 및 (2.77)은 식 (2.65), (2.66) 및 (2.77)의 형태와 동일하다. 그러므로, 일정 가용전력 이득원의 중심 C_a과 반경 r_a는 다음과 같이 주어진다.

$$C_a = \frac{g_a C_1^*}{1 + g_a(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)} \tag{2.78}$$

$$r_a = \frac{[1 - 2K|S_{12}S_{21}|g_a + |S_{12}S_{21}|^2 g_a^2]^{1/2}}{|1 + g_a(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|} \tag{2.79}$$

G_A가 주어지면 일정 가용전력 이득원을 식 (2.78)과 (2.79)로부터 그릴 수 있다. 주어진 G_A로 그려진 동일한 원주상의 적절한 Γ_S를 선택할 수 있다. 주어진 G_A에 대한 최대 출력전력은 $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$일 때 얻어지고, 여기서 Γ_{OUT}는 식 (2.13)으로부터 구할 수 있다. 구해진 값으로부터 변환전력 이득 $G_T = G_A$을 얻을 수 있다. 따라서, Γ_S의 함수인 일정 가용전력 이득원과 일정 잡음지수원을 스미스 도표상에 같이 그릴 수 있고, 절충(tradeoff) 관계에 있는 이득과 잡음지수를 검토하여 적절한 값을 설정할 수 있다.

② 조건부 안정

마이크로파 증폭기가 조건부 안정인 경우 다음과 같은 절차를 따라서 설계할 수 있다.
(1) 출력 안정원을 스미스 도표에 도시하고 식 (2.78)과 (2.79)를 사용하여 원하는 전력이득 G_A에 대한 가용전력 이득원을 그린다. 안정영역 내에서도 안정원으로부터 가장 먼 곳의 이득원주에서 Γ_S를 선택한다. 이에 해당하는 소스 임피던스를 스미스 도표에서 읽을 수 있다.
(2) 식 (2.13)를 사용하여 Γ_{OUT}을 계산하고, 입력측에 공액정합이 가능한가를 결정한다. 즉, $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$가 안정한 영역안에 위치하지 않거나 또는 안정한 영역내에 있으나 입력 안정원에 매우 가깝게 있으면 Γ_L의 새로운 값을 임의로 선택하거나 또는 G_A의 값을 다시 선택한다. 물론 Γ_L의 값은 출력전력과 VSWR에 영향을 미치기 때문에 임의로 선택할 때는 유의해야 한다. 그 이유는 입력과 출력회로가 부정합이면 발진이 일어날 수 있기 때문이다. 일반적으로, 증폭기의 설계에서 이용되는 여러 가지 전력이득은 다음과 같이 구분되며, 증폭기의 용도 및 요구되는 주요 성능 특성을 고려하여 적용한다.

2.3 일정 정재파비원

일반적으로 마이크로파 증폭기 설계 사양에는 입ㆍ출력 정재파비의 최대 허용치를 포함하게 된다. 일정 입력 정재파비원은 Γ_S 평면에, 일정 출력 정재파비원은 Γ_L 평면상에 그릴 수 있다.

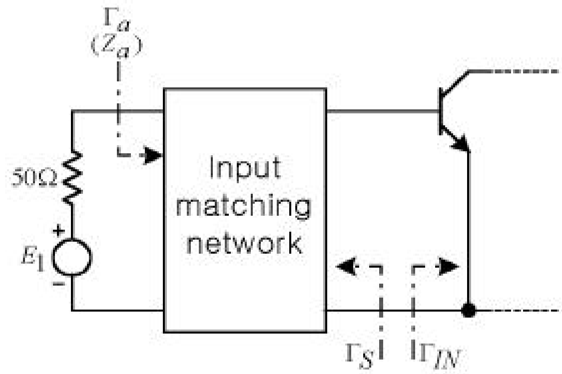

그림 2.7 마이크로파 증폭기의 입력부

Fig. 2.7 Input portion of a microwave amplifier.

그림 2.7에서 입력 정재파비는 다음과 같이 표현된다.

$$(VSWR)_{in} = \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|} \tag{2.80}$$

단,

$$|\Gamma_a| = \left| \frac{\Gamma_{IN} - \Gamma_S^*}{1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S} \right| \tag{2.81}$$

위의 식 (2.81)은 주어진 Γ_{IN}에 대하여, 반사계수 Γ_S와 Γ_a는 bilinear transformation으로 관계된다. 따라서, $|\Gamma_a|$의 일정 값은 원주상에 놓여있는 Γ_S에 의해 구해진다.

주어진 $(VSWR)_{in}$에 대한 설계절차는 다음과 같다. 식 (2.80)으로부터, $(VSWR)_{in}$ 값은 $|\Gamma_a|$의 값을 결정한다. 그리고, 식 (2.81)는 일정한 값 $|\Gamma_a|$를 산출하는 Γ_S 값을 도시하기 위하여 사용되며, 일정 $|\Gamma_a|$ 원의 중심 C_{Vi}과 반경 r_{Vi}은 아래와 같다.

$$|\Gamma_S - C_{Vi}| = r_{Vi}$$

$$C_{Vi} = \frac{\Gamma_{IN}^*(1 - |\Gamma_a|^2)}{1 - |\Gamma_a \Gamma_{IN}|^2} \tag{2.82}$$

$$r_{Vi} = \frac{|\Gamma_a|(1 - |\Gamma_{IN}|^2)}{1 - |\Gamma_a \Gamma_{IN}|^2} \tag{2.83}$$

무조건 안정일 경우와 그리고, 잠재적 불안정인 많은 경우에 있어서, $(VSWR)_{IN} = 1$을 얻기

위해서 Γ_S를 Γ_{IN}^*과 같게 선택할 수 있다. 식 (2.82)과 (2.83)은 이 사실을 설명한다. 즉, 식 (2.80)로부터 $(VSWR)_{IN} = 1$이면 $|\Gamma_a| = 0$ 이고, (2.82)과 (2.83)으로부터

$$C_{Vi}\big|_{|\Gamma_a|=0} = |\Gamma_{IN}^*|$$

$$r_{Vi}\big|_{|\Gamma_a|=0} = 0$$

다시 말하자면, $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$이면 $|\Gamma_a| = 0$ 이고 결과적으로 $(VSWR)_{IN} = 1$ 이 된다.
이와 유사한 관계가 출력 정재파비에 대해서도 구해진다.

$$(VSWR)_{out} = \frac{1+|\Gamma_b|}{1-|\Gamma_b|} \tag{2.84}$$

단,

$$|\Gamma_b| = \left|\frac{\Gamma_{OUT}-\Gamma_L^*}{1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L}\right| \tag{2.85}$$

일정 $|\Gamma_b|$ 원은 다음의 방정식을 만족시키며, 그 중심 C_{Vo}과 반경 r_{Vo}은 다음과 같다.

$$|\Gamma_L - C_{Vo}| = r_{Vo}$$

$$C_{Vo} = \frac{\Gamma_{OUT}^*(1-|\Gamma_b|^2)}{1-|\Gamma_b\Gamma_{OUT}|^2} \tag{2.86}$$

$$r_{Vo} = \frac{|\Gamma_b|(1-|\Gamma_{OUT}|^2)}{1-|\Gamma_b\Gamma_{OUT}|^2} \tag{2.87}$$

2.4 증폭기의 잡음지수 및 잡음지수원

2.4.1 잡음지수

잡음이란 통신시스템에서 신호의 전송 및 처리를 교란하는 원하지 않는 전자파를 말하는데, 일반적으로 이들 잡음을 완전히 제거하는 방법은 없으며, 다만 그 영향을 최소화시킬 뿐이다.

잡음의 근원으로는 외부잡음과 내부잡음으로 구분할 수 있는데, 외부잡음으로는 대기중의 잡음, 은하계로부터 오는 잡음(cosmic noise), 사람에 의해 만들어지는 잡음(man-made noise)등이 있으며, 내부잡음으로는 온도에 따른 열 잡음(thermal noise), 소자 내부의 전류 흐름의 불연속성에 기인하는 산탄 잡음(shot noise), 원인이 불명확하고 주파수에 반비례하는 플리커 잡음(flicker noise), 일명 1/f 잡음 등이 있다[6],[15].

이중에 산탄잡음은, 예를 들어 2극관에서 전자가 캐소우드를 떠나 애노드까지 도달하는 경우나, PN 접합의 공핍층을 통과하는 전자의 경우에 개별적인 전자의 흐름이 전류가 되기 때문에 각 전자가 만드는 펄스신호에 의해 합성된 잡음 등을 말하며, 일반적으로 100 KHz 이하에서는 flicker noise가 산탄잡음보다 훨씬 우세하다[15].

그런데, 회로 설계자의 입장에서는 자연발생적인 잡음(natural noise)과 인공적인 잡음으로 분류하는 것이 편리하며, 자연발생적인 잡음으로는 열잡음과 대기잡음(atmospheric noise), 그리고 우주잡음이 있으나, 통상 열잡음만을 고려하여도 충분하다. 열잡음에 관해서는 1928년에 J.B. Johnson에 의해 처음으로 실험적인 연구가 이루어졌기 때문에 열잡음을 일명 Johnson noise라고도 하며, 같은 해에 H. Nyquist에 의해 이론적인 체계가 정립되었다.

절대온도 0 。K 이상에서는 전자는 항상 불규칙적인 운동을 하게 되며, 이러한 운동이 바로 열 잡음의 원천이 되는데, 절대온도 T。K에서 저항값이 R인 도체 내부에서 발생되는 대역폭 B_n내의 열 잡음 전압의 평균 제곱값은 다음과 같은 기대치를 갖는다.

$$E[V_{TN}]^2 = 4kTRB_n \quad [V] \qquad (2.88)$$

k : Boltzman 상수 (1.374×10^{-23} J/。K)

T : 저항의 잡음온도 (Kelvin 。K)

B_n : 잡음 대역폭 (Hz)

이 열 잡음의 주파수 스펙트럼 분포는 균일하기 때문에 백색 잡음(White noise)라고 한다. 열 잡음 전압을 고려한 저항의 등가회로는 그림 2.8과 무저항 R_N을 내부 임피던스로 하는 잡음 전압원 V_N으로 나타낼 수 있다.

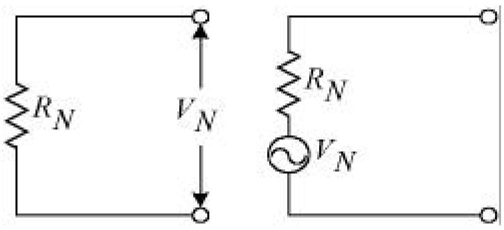

그림 2.8 저항의 열잡음

Fig. 2.8 Thermal noise of the resistor.

이와 같이 R_N에 의한 최대 잡음전력 즉, 가용 잡음전력 P_N은 식(2.89)이 되고 저항 값에 관계없이 절대온도와 대역폭만으로 정해진다.

$$P_N = \frac{V_N^2}{4R_N} = kTB \quad [W] \qquad (2.89)$$

잡음지수(Noise Figure)는 증폭기의 잡음성능을 나타내는 지표로서 출력 잡음전력 P_{No}와 입력 잡음전력 P_{Ni} 및 전력과의 비로서 다음과 같이 정의된다. 여기서, G_A는 가용 전력이득

이다. 신호의 가용 입·출력 전력을 P_{Si}, P_{Oi}라고 하면, G_A와 잡음지수 F는 다음과 같다.

$$F = \frac{P_{No}}{G_A P_{Ni}} \tag{2.90}$$

$$G_A = \frac{P_{So}}{P_{Si}} \tag{2.91}$$

$$F = \frac{P_{No}/P_{So}}{P_{Ni}/P_{Si}} = \frac{\text{입력측 } C/N}{\text{출력측 } C/N} \tag{2.92}$$

이고, 입력 C/N이 출력에서 어느 정도 열화가 되는지를 나타내는 지표이다[13]. 또한 출력 잡음전력은 증폭기 내부에서 발생하는 잡음전력을 P_{NA}라고 하면

$$P_{No} = P_{NA} + G_A P_{Ni} \tag{2.93}$$

그러므로, 출력 잡음전력은 식 (2.94)이 된다.

$$F = \frac{P_{NA} + G_A P_{Ni}}{G_A P_{Ni}} = 1 + \frac{P_{NA}}{G_A P_{Ni}} \tag{2.94}$$

그림 2.9에서 나타낸 것처럼 다단 증폭기의 전체 잡음지수 F_T는 식 (2.95)이 된다.

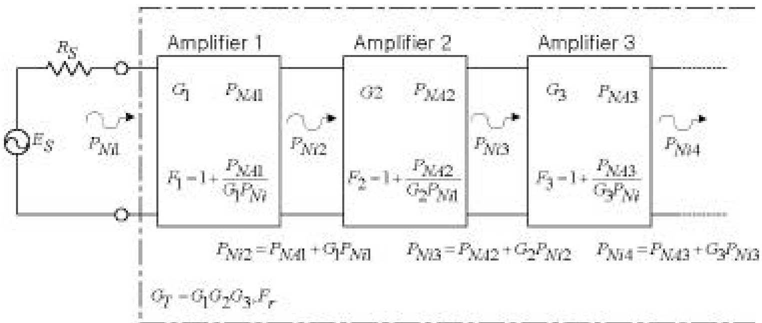

그림 2.9 다단 증폭기의 잡음지수 모델

Fig.2.9 Noise figure model of a multi-stage amplifier.

$$\begin{aligned} F_T &= \frac{P_{Ni4}}{G_1 G_2 G_3 P_{Ni}} \\ &= \frac{P_{NA3} + G_3 P_{NA2} + G_1 G_2 P_{NA1} + G_1 G_2 G_3 P_{Ni1}}{G_1 G_2 G_3 P_{Ni1}} \\ &= \frac{P_{NA1} + G_1 P_{Ni1}}{G_1 P_{Ni1}} + \frac{P_{NA2}}{G_1 G_2 P_{Ni1}} + \frac{P_{NA3}}{G_1 G_2 G_3 P_{Ni1}} \\ &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \end{aligned} \tag{2.95}$$

또한, 식 (2.94)에서 증폭기가 무잡음이고 단지 입력된 것이라고 하면, $P_{NA}/G_A = P_{NA}$가 입력된 것으로 생각할 수 있다. 따라서, 식 (2.94)는

$$F = 1 + \frac{G_A P_{NA}}{G_A P_{Ni}} = 1 + \frac{P_{NA}}{P_{Ni}} \tag{2.96}$$

이 되고 신호원으로부터의 잡음전력 P_{NA}는 식 (2.89)로부터 KTB이고 P_{NA}에 대하여도 이와 동일하게 생각하여 $P_{NA} = KT_AB$라고 하면 식 (2.96)은 (2.97)과 같이 나타낼 수 있다[6],[14]. 여기서, T_A는 증폭기의 등가 잡음온도(T = 290 。K)이다.

$$F = 1 + \frac{T_A}{T} \tag{2.97}$$

식 (2.95)에서 뒤의 항은 앞단의 이득으로 나누어지기 때문에, 종속 연결된 뒤의 증폭단은 전체 증폭기의 잡음지수 및 잡음온도에 미치는 영향이 작게 된다. 그러므로, 저잡음증폭기의 경우에는 첫 번째 증폭단의 잡음특성이 증폭기 전체의 잡음지수를 좌우하게 된다는 것을 알 수 있다.

2.4.2 잡음지수원

저잡음 성능 특성이 요구되는 증폭기의 설계에 있어서 잡음지수가 가장 중요한 파라미터이며, 설계하는 과정동안 저잡음 특성에 미치는 영향이 최대한 적게 하면서 다른 요소들 즉, 정재파비, 이득 등과의 trade-off를 행하여야 한다. 2-포트 회로망의 잡음지수는

$$\begin{aligned} F &= F_{min} + \frac{r_n}{g_s}|y_s - y_{opt}|^2 \\ &= F_{min} + \frac{r_n}{g_s}[(g_s - g_{opt})^2 + (b_s - b_{opt})^2] \end{aligned} \tag{2.98}$$

이고 여기서,

F_{min} : 최소 잡음지수
$r_n = R_n/Z0$: 등가 정규화 잡음저항
$y_s = g_s + jb_s$: 정규화 소스 어드미턴스
$y_{opt} = g_{opt} + jb_{opt}$: 최소 잡음지수를 산출하는 정규화 스스 어드미턴스

정규화 소스 어드미턴스 및 정규화 최적 소스 어드미턴스를 소스 반사계수의 항으로 나타내면 다음과 같고 Γ_{opt}는 최적 소스 반사계수이다.

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \quad (2.99)$$

$$y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (2.100)$$

식 (2.98)에 위의 두 식을 대입하면 잡음지수 방정식은 다음과 같다.

$$F = F_{min} + \frac{4 r_n |\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (2.101)$$

여기서, 저항 r_n은 50 ohm의 소스 저항이 사용될 때, $\Gamma_s=0$에서의 F로부터 측정함으로서 알 수 있다.

$$r_n = (F_{\Gamma_s = 0} - F_{min}) \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{4|\Gamma_{opt}|^2} \quad (2.102)$$

잡음 지수원에서 주어진 잡음지수 F_i를 결정할 수 있고, 잡음지수 파라미터 N_i를 정의하고 Γ_s의 궤적을 구하면 다음과 같이 N_i를 파라미터로 갖는 원들의 집합, 즉 일정잡음지수원이라 하고 그 중심 c_{Fi}와 반지름 r_{Fi}은 다음과 같다.

$$N_i = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F_i - F_{min}}{4 r_n}|1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (2.103)$$

$$\left|\Gamma_S - \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i}\right|^2 = \frac{N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}{(1 + N_i)^2} \quad (2.104)$$

$$c_{Fi} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i} \quad (2.105)$$

$$r_{Fi} = \frac{1}{1 + N_i}[N_i^2 + N_i(1 - |\Gamma_{opt}|^2)]^{1/2} \quad (2.106)$$

식 (2.104)로부터 $F_i = F_{min}$일 때 $N_i = 0$이고, 스미스도표 위의 반경이 0인 F_{min}원의 중심은 Γ_{opt} 가 위치한 곳이다. 그리고, 다른 잡음지수원들의 중심은 Γ_{opt}와 스미스도표의 중심을 연결한 선 위에 놓여진다.

증폭기는 입력신호가 없는 경우에도 출력에 잡음전력이 나타나게 되는데 이는 증폭기 내부에서 발생하는 잡음에 기인한다.

2.5 고주파 전력 증폭소자의 특성

고주파 트랜지스터는 기본적으로 직류와 교류동작에 따라 특성을 구분할 수 있다. 직류

특성으로는 항복전압, 누설전류, h_{fe}(DC β), 용량성으로 구분할 수 있다. 또한 교류 특성으로는 이득, 부하 변동 유지능력, 잡음지수, 입력 및 출력 임피던스, 산란계수, 왜곡 등으로 구분된다.

2.5.1 고주파 전력 소자의 직류 특성

(1) 항복전압

고주파 트랜지스터 선택에 있어서 가장 민감한 부분은 항복전압(Breakdown Voltage)으로 증폭기의 바이어스 전압과 밀접한 관계가 있다. 응용분야에 따라 보통 6 V, 9 V, 24-50 V 사이의 고전압을 사용하기도 한다.

(2) 누설전류

고주파 트랜지스터의 내부에서 애벌런치 항복전압에서 발생되는 역바이어스의 접합전류로 정의되는 누설전류(Leakage Current)는 반도체 물질의 결함, 마스크의 불완전성 또는 웨이퍼 처리 과정에서 원하지 않는 불순물의 투입 등에 의하여 나타나며, 누설전류의 제한점 등을 고려하여 고주파 소자를 선택하여야 한다.

(3) 전력손실

고주파 트랜지스터에서의 전력손실(Power Dissipation)은 열저항(θ_{JC})과 밀접한 관계가 있다. 최대 전력 손실은 실제적으로 트랜지스터의 케이스 온도가 25 ° C로 유지한다는 가정하의 값이므로, 증폭기가 출력전력에서 동작하는 동안 반도체 소자의 케이스는 온도변화가 있으므로 온도의 변화에 따라 열저항을 측정하여 다음의 식에 의하여 계산되어 진다.

$$\theta_{JC} = (T_J - T_C)/(P_{in} - P_o) \quad (2-13)$$

$$P_\circ = (T_{Jmax} - 25°C)/\theta_{JC} \quad (2-14)$$

여기서, T_C는 반도체 소자의 케이스 온도, T_J는 접합온도, P_{in}은 입력전력, P_o는 출력전력이다.

2.5.2 고주파 전력 소자의 교류특성

전력용 고주파 트랜지스터의 선택은 동작주파수, 출력전력, 이득 및 동작전압에 따라 이루어진다. 이러한 전력용 고주파 트랜지스터의 동작 특성은 이득, 반사전력, 효율 및 부하변동 유지능력 등으로 나타낼 수 있으며, 특성을 측정하기 위해서는 반도체 제조 회사에서 제시하는 측정기법을 도입해야 한다.

(1) 부하 변동 유지능력

전력용 고주파 트랜지스터의 교류 특성에서 부하 변동 유지능력이 매우 중요한 파라미터이다. 부하 변동 유지능력은 부하 값이 변하여 부정합 상태에서 트랜지스터의 동작 능력 또는 신뢰성의 변화 없이 얼마나 그 특성을 잘 유지하는가를 의미한다. 여러 가지 회로 조건, 즉 위성통신 단말기에 대하여 안테나에 의한 전력 트랜지스터의 임피던스 값의 변화에는 제한이 있다. 그러므로 고주파 트랜지스터는 안테나의 파손이나 안테나의 존재 유무와 같은 부하의 부정합에 대하여도 지속적인 동작에 아무런 영향을 주지 않고 그 성능을 나타낼 수 있어야 한다. 결국 부하 변동 유지능력에 대한 고주파 전력 트랜지스터의 궁극적인 테스트는 입력전력이 출력전력을 발생하는데 필요한 입력전력이 최대 50 % 이상 증가 시켰을 때, 이에 대한 시험으로 콜렉터 전압을 약 25 % 증가시키고, 그 위상각을 가능한 0°에서 360°로 가변 시켰을 때, 부하단 반사계수의 크기를 1로 유지하고 있어야 한다. 이러한 부하 변동 유지능력 시험 후에도 고주파 전력 트랜지스터가 아무런 변화 없이 동작하애 하므로 제조 회사에서는 부하 변동 유지능력을 정재파비가 2:1에서 30:1까지의 범위에서 부하의 부정합에 대한 입력과 출력전력의 관계를 트랜지스터의 자료에 명시하고 있다.

(2) 고주파 전력용 트랜지스터의 대신호 입·출력 임피던스

고주파 전력용 트랜지스터의 입·출력단의 임피던스 정합방법은 저잡음 증폭기의 임피던스 정합 방법과는 달리 전력 트랜지스터의 입·출력 임피던스 값을 측정하여 정합회로를 설계한다. 전력 트랜지스터의 입·출력 임피던스 값의 측정은 여러 가지 방법이 있지만 일반적으로 제조 회사에서 대신호 임피던스 파라미터를 제공해 주고 있다. 이 값은 스미스 도표상에 주파수에 대한 임피던스 값의 변화를 나타내거나 도표로 수치 값이 주어진다[8],[9].

2.6 고주파 전력 증폭소자의 선택

2.6.1 전력 증폭 시스템 설계시 고려사항

고출력 전력 증폭 시스템을 설계함에 있어 우선 고려되어야 할 사항은 고출력 레벨과 저출력 레벨로 구분하여 고주파 신호를 증폭시키는 전력소자의 선택에 있다. 이러한 전력용 능동소자는 최종 출력단의 설계 규격에 적합한 소자를 선택해야 하며, 일반적으로 고출력 쌍극성 트랜지스터와 전계 효과 트랜지스터가 사용되며, 최근에는 LDMOS가 많이 사용되고 있다. 대출력 증폭 시스템에 사용되는 고주파 트랜지스터의 선택에 있어서 우선적으로 고려되어야 할 사항은 다음과 같다.

첫째, 동작주파수 범위에 따른 트랜지스터 형태의 선택이다.

트랜지스터는 주파수에 따라 여러 가지 형태의 능동소자가 있으며, 고출력 트랜지스터의 경우 7.5 V, 12. 5V, 28 V 그리고 특수한 경우 50 V의 전원에서 동작하는 경우가 있으나,

일반적으로 설계 목적에 알맞은 주파수에서 고전압 트랜지스터를 사용하는 것이 바람직하며 규정 전압으로 동작시킬 경우, 설계에서 설정한 효율을 얻을 수 있다.

둘째, 고주파 트랜지스터의 경제성이다.

일반적으로 고주파 트랜지스터는 저주파에서 사용되는 트랜지스터보다 값이 비싸며, 특히 고주파 트랜지스터의 형태에 의한 기생 효과를 최소화하고 충분한 전력손실을 견딜 수 있어야 하므로 저주파 소자에 비하여 비용이 추간된다. 그러므로 전력 증폭단에 적용되는 고주파 트랜지스터의 선택에 있어서 패키지의 형태, 기생효과, 동작특성, 안정도 및 경제성을 고려하여 고주파 능동소자를 선택해야 한다.

셋째, 설계 목적에 맞는 고주파 능동소자의 적용이다.

고주파 능동소자는 설계에 적합한 증폭도와 공급전압 등이 고려되어야 하며, 장착방법, 전력손실 등을 고려하여 선정하여야 한다. 특히 고주파 능동소자의 경우 저주파 소자와는 달리 입력단과 출력단에서의 임피던스 정합이 이루어져야 하며, 임피던스 정합은 광대역, 협대역에 따라 임피던스 정합 방법이 다르게 설계되어야 한다.

2.6.2 전력 증폭소자 선택

(1) 저출력 고주파 트랜지스터의 선택

저출력 트랜지스터의 선정 방법은 설계 목적과 응용에 따라 달라진다. 저잡음증폭기의 경우 고주파 트랜지스터의 선택은 사용주파수와 잡음지수 등을 고려해야 하며, 대부분의 겨웅에 있어서제조 회사에서 사용주파수에 따른 잡음 파라미터(최소 잡음지수, 잡음 저항성과 최소 잡음지수의 저항원)와 바이어스 조건등을 제공해 준다.

저출력 트랜지스터는 거의 유사한 항복전압을 갖고 있기 때문에 고출력 증폭기의 소자에 비해 비교적 간단하게 선정할 수 있으며, 저출력 증폭기의 설계에 있어서 설계 목적에 알맞은 전류비와 충분히 큰 차단주파수를 갖는 소자를 선정해야 설계 목적에 맞는 동작 주파수 범위에서 원하는 이득을 얻을 수 있다. 특히 저출력 고주파 트랜지스터 선정에 있어서 먼저 고려해야 할 사항은 트랜지스터의 패키지 형태이다. 금속 캔(Metal Can), Plastic SOE(Stripline Opposed Emitter), Surface Mount, Hermetical Scaled Metal-ceramic 패키지 형태가 있으며, 고주파 트랜지스터의 경우 패키지를 적게 할수록 기생 효과는 작게 나타나므로 능동소자의 고주파 성능이 우수하게 나타나고 경제성 있는 패키지를 고려해야 한다.

(2) 고출력 고주파 트랜지스터의 선택

수 와트(Watt) 이상의 고출력 고주파 트랜지스터의 경우, 선택의 폭이 비교적 작기 때문에 고출력 소자의 선정에는 출력전력, 동작전압 및 주파수를 고려하여 선정되어야 한다. 특히 고출력 고주파 트랜지스터에서 필연적으로 고려되어야 할 사항은 직진성, 대역폭, 효율, 부하 변동 유지능력 및 열적 안정성이 필요 조건이다.

동작전압의 경우 설계시에 미리 설정되므로 낮은 공급전원과 높은 공급전원의 사용에 따

른 장단점을 고려해야 한다. 이 경우에 있어서 고출력 고주파 트랜지스터의 입력 임피던스의 정합 방법에 대하여 큰 변화는 없으나, 출력 임피던스는 동작전압과 출력전력 레벨에 따라 변화되므로 가능한 설계시에 부하 임피던스의 임피던스 변환에 의한 정합 회로를 설계할 수 있도록 동작전압을 설계해야 한다.

다단 증폭 시스템의 설계에 있어서 구동단이나 전치구동단은 최종 출력단에 비하여 비교적 낮은 전원전압을 사용하며 다음단의 입력 임피던스 정합을 쉽게 하도록 해야 한다.

동작주파수 관점에서 고주파 트랜지스터의 선택은 쉽게 할 수 있으며, 이 때 증폭 소자의 안정도, 부하 변동 유지능력과 경제성이 고려되어야 한다.

고출력 고주파 트랜지스터 제조 회사에서는 비교적 낮은 입력 임피던스와 고출력을 위한 동작점을 경검시키고자 능동소자 패키지내에 내부 정합회로를 형성시켜 트랜지스터의 임피던스 값을 크게 하며, 또 임피던스 값을 변화시켜 리액턴스 성분을 감소시킴으로써 동작점을 저하시키기도 한다. 이와 같은 내부 정합회로를 갖는 고주파 트랜지스터를 선정함으로서 설계 목적에 맞는 대역폭 문제를 해결할 수 있다.

내부 정합회로를 갖는 능동소자는 대개 2 GHz 이하에서 주로 사용하며, 내부 정합회로로는 인덕터와 커패시터를 이용한 저역통과 필터 형태가 주로 사용된다. 고출력 증폭 시스템의 설계에 있어서 증폭기의 효율과 선형성은 바이어스 회로와 정합회로 설계에 따라 결정되므로 이러한 관계를 고려하여 증폭기 시스템을 설계해야 한다[16].

제3장 저잡음 증폭기의 설계

저잡음 증폭기는 안테나로부터 수신된 미약한 신호를 증폭시켜 수신감도를 향상시키는 증폭기로서, 요구되는 수신부 성능에 따라 잡음특성, 이득 및 억압점이 결정된다. 국부발진기에서 수신부 안테나로의 역방향 누설전력의 감쇠 및 2개의 필터 즉, 수신 듀플렉서와 고주파 필터를 분리하여 수신부 전체의 주파수 선택도를 유지시키기 위해서는 높은 역방향 분리 특성이 필요하다.

따라서, 본 연구에서는 고이득 저잡음 특성을 가지는 GaAs FET를 사용하였으며, 저잡음 증폭회로 설계에서는 첫째, 입·출력 정재파비 특성으로 전단의 듀플렉스와 다음 단의 출력 필터와 정합 시키는 것이 중요하다. 둘째, 이득이 높으면 높을수록 수신기의 전체 잡음지수를 경감시킬 수 있으며, 또한 너무 높으면 다음 단의 믹서와 상호변조를 일으키기 쉽다. 셋째, 상호변조로서 대역외의 간섭파에 대해서는 전단의 듀플렉서에 의해 감소되지만, 대역내에서 필터의 효과를 기대할 수 없으므로, 높은 레벨의 방해파가 입력되더라도 상호변조가 일어나지 않아야 차단점이 높다. 넷째, 주파수특성으로 대역내에서의 레벨편차, 위상편차를 최소로 할 필요가 있다.

단일 트랜지스터 증폭기의 잡음지수는 트랜지스터의 입력단에 부가된 임피던스 즉, 그림 3.1에서 보는 바와 같이 소스임피던스(Z_{source})의 함수이다. 따라서, 저잡음 증폭단 설계에 있어서 입력단의 설계는 저잡음 특성에 비중을 두게 되며, 출력단은 이득에 비중을 두어 설계하게 된다[17].

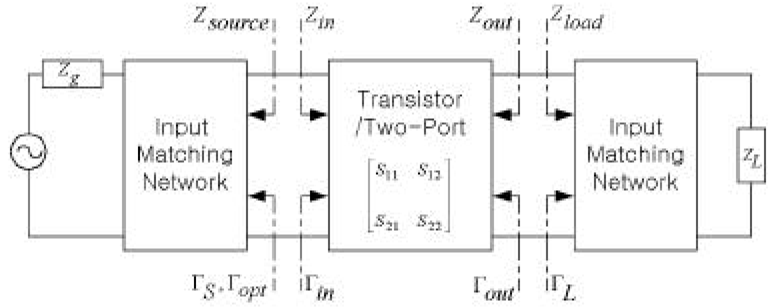

그림 3.1 일반화된 저잡음증폭기의 이론적 형태

Fig. 3.1 The generalized analytical form of the LNA.

그러나, 일반적으로 트랜지스터 입력임피던스(Z_{in})의 공액정합인 소스 임피던스는 증폭기가 최소잡음지수(NF_{min})를 갖는데 필요로 하는 임피던스와는 같지 않기 때문에, 문제는 입력정합 회로망이 낮은 정재파비 또는 낮은 잡음지수를 위해 조정될 수 있지만, 둘 다 동시에 만족되지는 않는다는 것에 있다[10] [13].

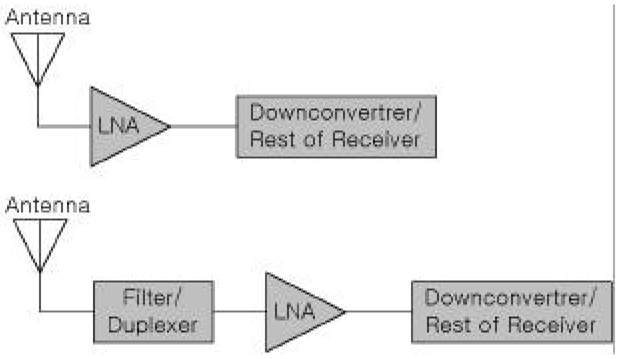

그림 3.2 LNA **구현의 두 가지 예**

Fig. 3.2 Two example of LNA implementations.

그림 3.2**에서, 저잡음 증폭기의 입력정합의 중요성은 그 적용분야에 따른다. 위성수신기 같은 수신 시스템에서,** LNA**는 안테나에 직접적으로 연결되므로, 저잡음증폭기의 입력정합은 상대적으로 큰 입력 부정합을 감수하면서, 최소잡음지수를 달성하기 위해 설계되며, 아마도 전체 시스템 성능은 본질적으로 입력 부정합에 의한 영향을 받지 않는다. 이러한 구조가 그림** 3.2**의 상단에 나타나 있다.**

많은 full duplexer **시스템에서 송·수신부는 안테나를 공유한다. 예를 들어,** CDMA **또는** AMPS **셀룰라폰에서는 듀플렉스가 안테나에서 송·수신 대역을 분리한다. 저잡음증폭기의 앞단에 필터 또는 듀플렉스가 있는 그림** 3.2**의 하단에서, 저잡음 증폭기의 부정합에 의해서 필터의 성능이 저하될 수 있으며, 시스템 성능이 나빠질 수 있다. 이런 상황에서는 최소잡음뿐만 아니라 낮은** VSWR**을 위해 입력정합으로 설계하는 것이 바람직하다**[2],[7].

3.1 직렬 피드백

저잡음 증폭단의 잡음지수는 FET**의 입력단 임피던스**(Z_{source})**에 의존하므로, 최소 잡음지수와 최소 반사손실을 동시에 만족시키지는 못하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 피드백 회로**(Feedback Circuit)**와 저항안정화**(Resister Stabilized)**기술이 사용되며 안정도 또한 개선되는 이점이 있다**[19][20]. **따라서, 본 연구에서는 직렬 피드백**(Series Feedback) **회로를 이용하여 본래의 잡음특성에 영향을 주지 않으면서 입·출력 정합을 이루어 정재파비 특성을 개선하고자 하였다.**

그림 3.3**은 간단한 단방향성**(Unilateral) MESFET **모델이며,** FET **특성에 가장 크게 영향을 미치는 주요요소**(Elements of first order importance)**만을 나타내었다.**

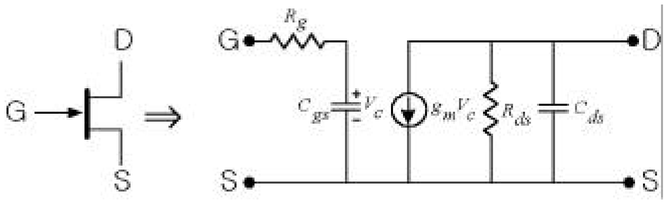

그림 3.3 FET **기호(좌측) 및 단순화 된** FET **모델(우측)**

Fig. 3.3 FET symbol(left) and simplified FET model(right)

본 논문에서 다루고 있는 중심 주파수 2.15 GHz, **바이어스 조건** V_{ds}=2V, I_{ds}=25 mA**에서 최소 잡음지수를 갖고 저잡음증폭기로서 적절한 동작을 하기 위한 최적 소스 임피던스는 스미스 도표 상에서** Γ_{opt}**로 주어지며**, HP**사의** GaAs FET**인** ATF-10136**을 사용할 때** Γ_{opt}=0.68 ∠51.37° **이다. 트랜지스터는 최대이득과 최소 정재파비를 동시에 만족하기 위해** $Z_{in}=\Gamma_{opt}^*$=0.68∠-51.37° = 21.22-j26.56**Ω을 필요로 한다. 전형적인** C_{gs}**값은 수**pF/10 **정도이며, 이것은 필요한 것 보다 더 큰 용량성 리액턴스를 나타낸다. 게다가,** R_g**는 잡음 정합에 필요한** 22**Ω보다 훨씬 작을 수 있으며, 전형적인** R_g**값은** 10**Ω보다 작다. 따라서, 용량성 리액턴스를 감소시키는 동시에 효과적으로 입력저항을 증가시킬 수 있는 방법이 요구되며, 이는 시스템에 잡음을 추가함이 없이 이루어져야만 한다**[2][7].

이상적인 무손실 소자가 피드백을 제공하기 위해 사용되었다면 최소잡음 값은 영향을 받지 않는다[4]. **그림** 3.4**는 그림** 3.3**에서** FET**의 소스리드에 직렬로 이상적인 인덕터를 추가했을 경우의 등가모델을 나타내고 있다.**

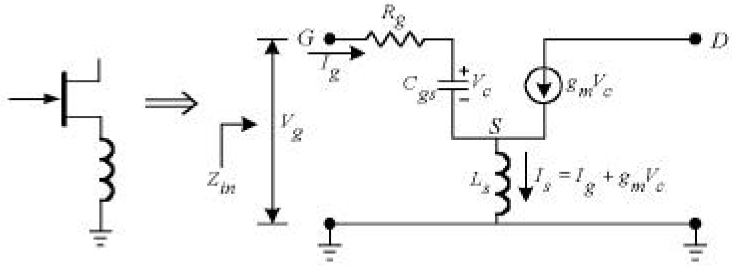

그림 3.4 **소스 인덕턴스가 부가된** FET **등가모델**

Fig. 3.4 FET model with external source inductance

소스와 접지사이에 부가된 이상적인 인덕턴스는 무손실 부(Negative) **직렬 피드백을 제공하며, 필요로 하는 입력 임피던스를 다음과 같이 계산할 수 있다**[4][20][21].

내부 커패시터 C_{gs}**에 걸리는 전압** $V_c = I_g/(SC_{gs})$**이고, 여기서** $S = \sigma + j\omega = j\omega$**인 복소주파수 변수이다.**

$$Z_{in} = V_g/I_g = (I_g R_g + V_c + I_s S L_s)/I_g \tag{3.1}$$

V_c**에** $I_g/(SC_{gs})$**를,** I_s**에** $(I_g + g_m V_c)$**를 대입하고 다시,** V_c**에** $I_g/(SC_{gs})$**를 대입하고** I_g**로 나누면**

입력 임피던스는 아래의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{in} = [I_g R_g + I_g/(SC_{gs}) + (I_g + g_m V_c) SL_s]/I_g \quad (3.2)$$

$$Z_{in} = R_g + 1/(SC_{gs}) + SL_s + g_m [I_g/(SC_{gs})](SL_s/I_g) \quad (3.3)$$

$$Z_{in} = R_g + g_m L_s/C_{gs} + S[L_s + 1/(S^2 C_{gs})] \quad (3.4)$$

$S = j\omega$를 윗식에 대입하면 주파수 함수로서의 입력임피던스를 식 (3.5)와 같다.

$$Z_{in} = R_g + g_m L_s/C_{gs} + j[\omega L_s - 1/(\omega C_{gs})] \quad (3.5)$$

식 (3.5)는 FET에 소스 인덕턴스가 부가 되었을 때의 새로운 합성 입력임피던스를 나타낸다. 식 (3.5)는 다음과 같이 간단하게 쓰여질 수 있다.

$$Z_{in} = R_g + R_a + j[X_{ls} - X_{cgs}] \quad (3.6)$$

여기서 $[R_a = g_m L_s/C_{gs}]$는 실제로 “부가된(added)" 입력저항이다.

피드백 없는 FET의 입력임피던스는 직관(Fig. 3.3)에 의해 $Z_{in} = R_g - jX_{cgs}$로 쓸 수 있다. 그러므로, 식 (3.6)은 피드백이 FET의 입력임피던스에 $R_a + jX_{ls}$를 추가한다는 것을 나타낸다.

위의 결과로부터, 정 리액티브(Positve reactive)성분 뿐만 아니라 $g_m L_s/C_{gs}$인 실수(저항성) 성분이 입력임피던스에 더해진 것이 분명하다. 이 둘의 영향은 Z_{in}을 Γ_{opt}에 더 가깝게 이동시키는 역할을 한다.

이는 주파수와 여기에 적용된 피드백의 양에 대해서 Γ_{opt}에 대해서는 현저하게 변할 만큼 영향을 주지 않는다는 것을 알 수 있다. 저잡음 특성을 갖는GaAs FET에 소스 인덕턴스를 더하더라도 Γ_{opt}는 상대적으로 크게 변하지 않고 본래의 값을 유지한다[6]. 그러므로, Z_{in}이 Γ_{opt}에 더 가깝게 이동함에 따라서 동시에 이득 및 잡음정합을 수월하게 하는, 스미스 도표상에서의 잡음정합과 이득정합간의 거리는 감소하게 된다.

피드백이 부(Negative)이기 때문에, 증가하는 피드백의 값과 함께 이득에서의 감소를 동반한다. 그러므로, 일반적인 절충점은 입ㆍ출력 정재파비 및 잡음지수의 개선정도와 수용할 수 있는 이득감소간에서 이루어진다.

표 3.1과 3.2는 GaAs FET인 ATF-10136의 소스 리드에 인덕턴스를 부가하여 초고주파 해석 S/W인 Serenade8.0으로 시뮬레이션 하여 S_{11}^*가 Γ_{opt}에 가장 근접할 때의 소스 인덕턴스 값과 그때의 잡음 파라미터를 나타내었고 표 3.3은 소스 인덕턴스의 값에 따른 잡음 파라미터의 변화를 나타내었다. 또한 표 3.4와 3.5는 산란파라미터를 나타내었다.

표 3.1 ATF-10136 소자의 잡음 파라미터

Table 3.1 Noise parameter of a ATF-10136

Freq. [GHz]	F_{min} [dB]	Γ_{opt}		S_{11}^*		$R_n/50$	K
		Mag	Ang	Mag	Ang		
1.00	0.40	0.85	24.00	0.93	33.00	0.70	0.42
1.50	0.40	0.78	35.02	0.86	49.63	0.56	0.56
2.15	0.40	0.68	51.37	0.77	70.56	0.44	0.70
2.50	0.41	0.62	63.47	0.71	80.63	0.41	0.77
3.00	0.43	0.53	84.63	0.64	94.00	0.39	0.84

표 3.2 소스 인덕턴스[Ls = 0.6 nH] 부가후의 잡음 파라미터

Table 3.2 Noise parameter after additional source inductance [Ls = 0.6 nH]

Freq. [GHz]	F_{min} [dB]	Γ_{opt}		S_{11}^*		$R_n/50$	K
		Mag	Ang	Mag	Ang		
1.00	0.40	0.85	24.31	0.84	29.56	0.67	0.85
1.50	0.39	0.76	35.95	0.73	40.27	0.52	0.97
2.15	0.39	0.63	54.17	0.61	50.94	0.37	1.01
2.50	0.40	0.55	68.64	0.55	55.12	0.32	1.03
3.00	0.41	0.43	96.70	0.49	60.23	0.27	1.05

표 3.3 소스 인덕턴스의 변화에 따른 잡음 파라미터

Table 3.3 Source inductance vs. noise parameter

Source inductance [nH]	F_{min} [dB]	Γ_{opt}		S_{11}^*		$R_n/50$	K
		Mag	Ang	Mag	Ang		
0.0	0.40	0.68	51.37	0.77	70.56	0.44	0.7
0.2	0.40	0.66	52.15	0.69	65.37	0.42	0.88
0.7	0.39	0.63	54.17	0.61	50.94	0.37	1.01
1.0	0.39	0.62	55.41	0.60	43.37	0.34	1.03
2.0	0.38	0.54	59.77	0.65	28.42	0.26	1.02

표 3.4 ATF-10136**의 산란 파라미터**

Table 3.4 S-parameter of a ATF-10136

Freq. [GHz]	S11		S21		S12		S22	
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.5	0.98	-18	5.32	163	0.020	78	0.35	-9
1.0	0.93	-33	5.19	147	0.038	67	0.36	-19
2.0	0.79	-66	4.64	113	0.074	59	0.30	-31
3.0	0.64	-94	4.07	87	0.110	44	0.27	-42
4.0	0.54	-120	3.60	61	0.137	31	0.22	-49

표 3.5 ATF-10136**의 변경된 산란 파라미터**[Ls = 0.6 nH]

Table 3.5 Modified S-parameter of ATF-10136[Ls = 0.6 nH]

Freq. [GHz]	S11		S21		S12		S22	
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
0.5	0.95	-17.47	5.15	155.91	0.02	89.15	0.35	-9
1.0	0.84	-29.56	4.65	135.22	0.04	85.43	0.36	-19
2.0	0.63	-48.86	3.54	101.11	0.10	84.11	0.30	-31
3.0	0.49	-60.23	2.89	79.64	0.15	73.38	0.27	-42
4.0	0.44	-72.56	2.58	60.79	0.18	67.13	0.22	-49

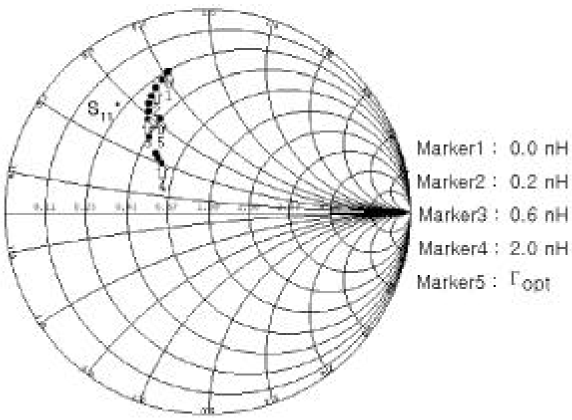

그림 3.5 **소스 인덕턴스의 변화에 따른** S_{11}^***의 이동**

Fig. 3.5 Movement of a S_{11}^* vs. source inductance.

그림 3.5**는 소스 인덕턴스** L_s = 0 nH 2 nH**까지 변화시키며 스미스 도표 상에서** Γ_{opt}

를 중심으로 S_{11}^{*}의 움직임을 나타내었다. 시뮬레이션은 ATF-10136 소자의 S-parameter와 잡음 파라미터 데이터에 기초하여 초고주파 해석 S/W인 Ansoft사의 Serenade 8.0으로 행하였다. 합성 소자가 무조건 안정이 아니면 양쪽 포트에서 이득정합은 불가능하기 때문에, 합성소자가 대역 내에서 무조건 안정성을 갖는 안정지수 K를 갖고 S_{11}^{*}과 Γ_{opt}간의 반경 거리가 가장 가깝게 되는 0.6 nH의 소스 인덕턴스 값을 선택하였다. 곡선은 S_{11}^{*}이 0.77∠70.56° 0.62∠53.73° 까지 이동했음을 나타낸다. S_{11}^{*}의 곡선을 이동을 살펴보면 저항이 증가하는 방향으로 움직이며, FET의 내부적인 등가모델의 요소 값을 안다면 식(3.5)에서 증가하는 저항성분(gmLs/Cgs)을 예측할 수 있다.

최소 잡음지수 설계 측면에서, 그림 3.6은 소소 인덕턴스가 0 2 nH 로 증가함에 따라서 입력 VSWR이 7.15 4.10으로 급격하게 떨어진다는 것을 보이고 있다. 그러나, 증가하는 부 피드백(negative feedback)의 영향으로 인해 이득에서 동반되는 감소 정도에 항상 주의를 기울여야 한다[5],[20].

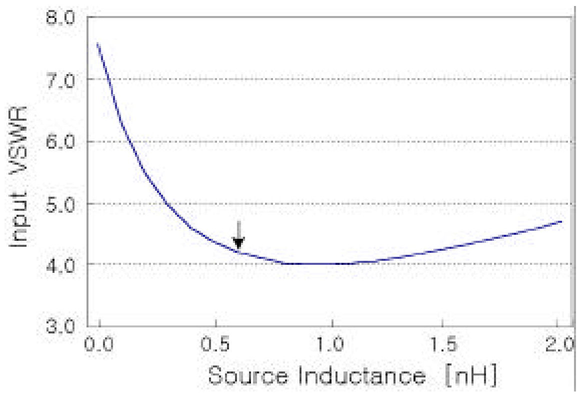

그림 3.6 소스 인덕턴스의 변화에 따른 입력 정재파비 특성

Fig. 3.6 Characteristic of input VSWR vs. source inductance.

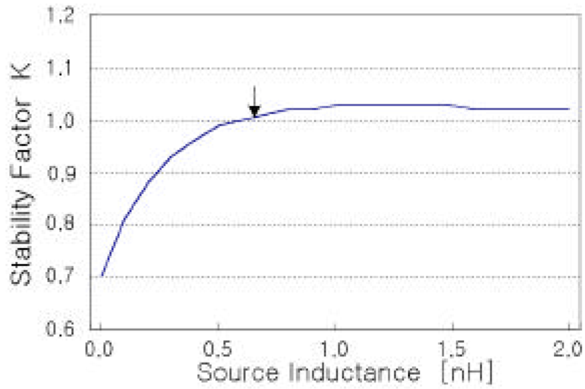

그림 3.7 소스 인덕턴스의 변화에 따른 안정지수 특성

Fig. 3.7 Characteristic of stability factor vs. Source inductance.

그림 3.7에서 나타내는 바와 같이, ATF-10136 FET는 사용주파수 대역에서 소스 인덕턴스의 추가 없이는 잠재적인 불안정이고 소스 리드 인덕턴스가 증가됨에 따라서 안정성 팩터

K는 신속하게 증가함을 알 수 있으며, L_s > 0.6 nH에서 K > 1이 되고 소자는 무조건 안정성을 나타낸다. 그러나, 상당히 더 큰 L_s 값에 대해서 소자는 다시 잠재적인 불안정으로 되며, 게다가 실질적인 인덕터는 더 높은 주파수에서 자기공진을 일으키는 기생성분을 갖기 때문에, 이들 기생공진은 동작주파수 위에서 불안정성을 야기할 수 있다[20]. 저항성 종단은 입ㆍ출력 정합 회로망에 영향을 주지 않고 동작주파수 위/아래에서 안정성을 증가시키기 위한 방편으로 바이어스 피드(Feed)와 더해질 수 있다.

3.2 단락 스터브에 의한 직렬 피드백 효과

저잡음 증폭기의 설계에 있어서, 능동소자의 출력단(Γ_L)은 잡음지수와 관련이 없으므로 큰 이득을 얻기 위해 S_{22}^*에 정합한다. 그러나, 입력단(Γ_S)의 경우 최소 잡음지수를 얻기 위해서 Γ_{opt}에 정합해야 하는데, 이 겨우 S_{11}^*에 정합하는 것에 비하여 이득이 감소하고 입력 정재파비가 저하되는 단점이 있다.

본 연구에서는 이러한 문제를 해결하기 위해서, 비어홀과 접지사이의 영향을 소스 인덕턴스 L_S로 고려하여 검토한 결과, 사용하는 소자에 대해서는 L_S의 값이 0.6 nH일 때 가장 적절함을 알 수 있었다. 그러나, 실제 제작의 상황에서는 이러한 작은 값의 인덕터를 구현하기가 어렵고, 또한 이상적인 인덕턴스 성분만 가지는 소자도 없으므로, FET의 소스 리드에 마이크로스트립 단락 스터브(Short Stub)로 대체하여 0.6 nH의 인덕터와 동일한 유도성 직렬 피드백 효과를 얻고자 하였다. ATF-10136 소자의 소스 리드의 폭이 0.509 mm 이므로 불연속 효과를 고려하여 마이크로스트립 폭을 0.6 mm로 하였으며, 단락 스터브의 길이의 변화에 따른 잡음 파라미터를 표 3.6에 나타내었다.

표 3.6 단락 스터브 길이의 변화에 따른 잡음 파라미터

Table 3.6 Noise parameters vs. the length of short stub.

Physical Length [mm]	F_{min} [dB]	Γ_{opt}		S_{11}^*		$R_n/50$	K
		Mag	Ang	Mag	Ang		
0.0	0.4	0.68	51.37	0.77	70.56	0.44	0.70
0.5	0.4	0.66	52.13	0.69	65.54	0.42	0.87
1.0	0.4	0.65	52.90	0.65	59.90	0.40	0.96
1.5	0.39	0.64	53.69	0.62	54.19	0.38	1.00
2.0	0.39	0.63	54.50	0.60	48.78	0.36	1.02
2.5	0.39	0.62	55.33	0.60	43.91	0.34	1.03

표 3.6에서 스터브의 길이가 증가함에 따라 최소 잡음지수 F_{min} 및 잡음저항 R_n 의 크기가 감소하여 잡음지수가 향상되고, S_{11}^*와 Γ_{opt}와의 차이가 줄어들므로 잡음정합뿐만 아니라 근

사적으로 입력정합을 이루어 입력 정재파비가 개선된다. 또한, 안정지수 K가 동작주파수 대역에서 무조건 안정성을 나타내어 증폭기의 안정성을 개선하게 된다.

잡음지수, 입력 정재파비 그리고 안정성을 고려하여 L_s = 0.6 nH 에 해당하는 1.6 mm 길이의 단락 스터브로 결정하였으며, 그림 3.8에서 마이크로스트립의 길이가 증가함에 따라서 소자 자체의 입력 정재파비가 급격하게 떨어진다는 것을 알 수 있다. 또한 그림 3.9에서서는 마이크로스트립 길이의 변화에 의한 소자의 안정 지수를 나타내고 있는데 1.6 mm 이상에서는 안정 지수가 무조건 안정성 조건인 1 이상임을 확인할 수 있다.

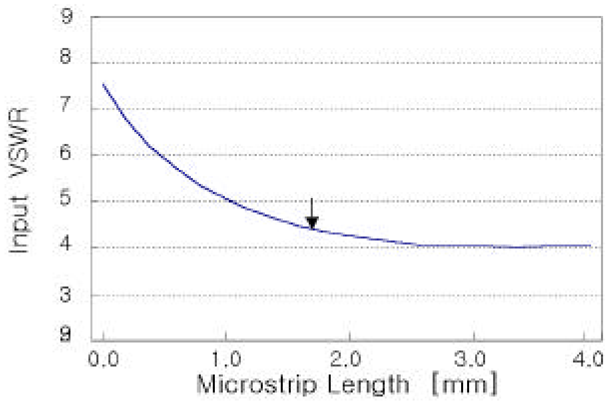

그림 3.8 단락 스터브의 길이 변화에 따른 입력 정재파비 특성
Fig. 3.8 Characteristic of input VSWR vs. short stub length.

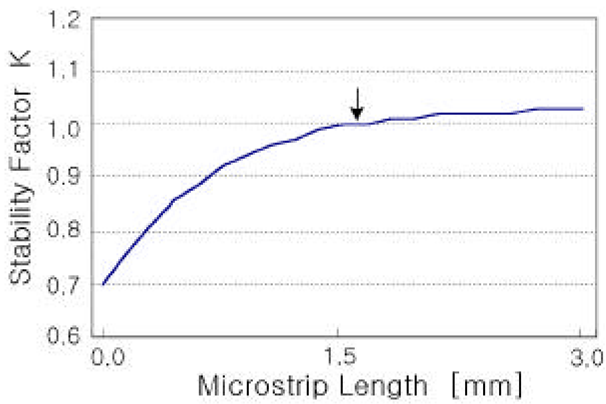

그림 3.9 단락 스터브의 길이 변화에 따른 안정지수 특성
Fig. 3.9 Characteristic stability factor vs. short stub length.

3.3 저항성 감결합회로

저잡음 증폭단의 입력 임피던스 정합을 위해 그림 3.10과 같이 저항성 감결합회로 (Resistive Decoupling Circuit)를 사용하여 정합회로를 구성하였다. 저항성 감결합회로는 저주파 영역의 신호를 저항을 통해 소모시킴으로써 정합 특성을 향상시키고, FET 자체를 저

주파 신호에 동작시키지 않게 하여 잡음 특성을 개선하는 효과와 자기 바이어스 회로에서 게이트-소스 바이어스 전압을 인가하기 위해서 사용되었다. 중심주파수 대역에서는 단락 인덕터의 영향으로 사용주파수 대역의 신호에 대해 개방회로 영역이 되므로 입력신호는 저항 결합회로에 영향을 받지 않고 전달되며, 반면에 저주파 대역의 신호는 100Ω의 저항에서 소모되므로 입력 정재파비와 증폭기의 안정성을 개선할 수 있다[10].

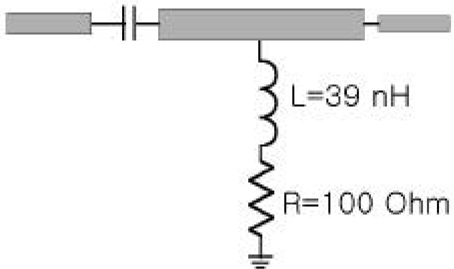

그림 3.10 저항성 감결합회로

Fig. 3.10 Resistive decoupling circuit.

3.4 자체 바이어스 회로

본 연구에서 사용한 GaAs FET인 ATF-10136은 바이어스 조건이 V_{ds}=2V, I_{ds}=25 mA일 때 최소의 잡음과 최대의 이득 특성을 가지므로 외부에서 인가하는 전압 V_d=5V일 때 위의 바이어스 조건을 만족하도록 하기 위해 자체 바이어스 회로(Self Bias Circuit)를 그림 3.11과 같이 구성하였다. 자체 바이어스 회로는 제 2의 전압 공급원이 필요하지 않으므로 바이어스 회로가 간단한 장점이 있으며, 게이트-소스 바이어스 전압을 제어하기 위해서 소스 저항 R_s를 사용한다.

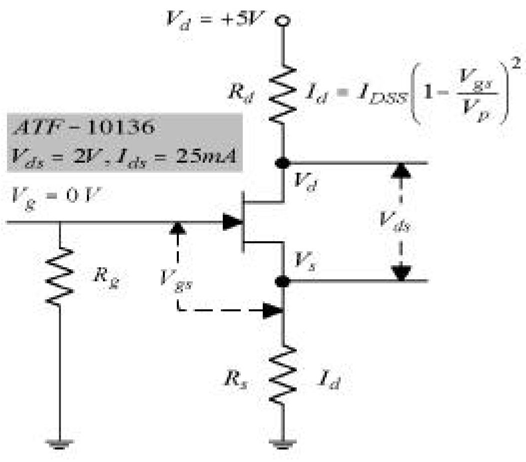

그림 3.11 자체 바이어스 회로

Fig. 3.11 The self-bias circuit.

그림 3.11의 바이어스 회로에서 역방향 바이어스 된 게이트-소스를 통해서는 전류가 흐르지 않으므로 게이트 전류는 “0”이고 ,따라서 게이트 전압은 다음과 같다[18][19].

$$V_g = I_g R_g \quad (3.7)$$

드레인 전류를 I_d로 설정하면 소스전압과 게이트-소스 전압은

$$V_s = I_d R_s \quad (3.8)$$

$$V_{gs} = I_d R_s \quad (3.9)$$

로 되며, 드레인 전류는 다음과 같다.

$$I_d = I_{dss}(1 - V_{gs}/V_p)^2 \quad (3.10)$$

위의 수식으로부터 FET 전달특성과 자체 바이어스 선을 작도한 결과는 그림 3.12와 같으며, 최적의 바이어스 점은 V_{gs} = -0.73 V이고, I_{ds} = 25 mA이므로 소스 저항 R_s 는 약 30 Ω이 된다.

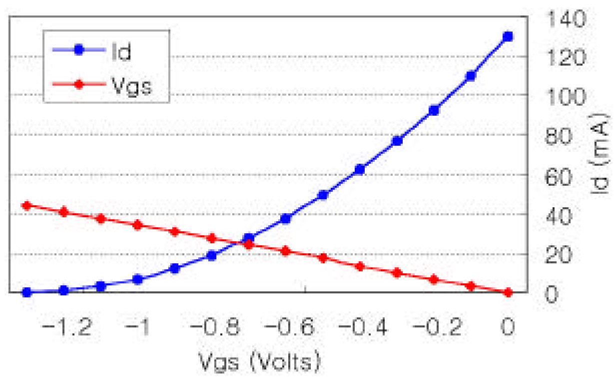

그림 3.12 자체 바이어스 선의 작도

Fig. 3.12 The graph of self-bias line.

3.5 저잡음 증폭기의 구성

저잡음 증폭기의 구성에서 저잡음 증폭단은 HP사의 GaAs FET인 ATF-10136을, 고이득 증폭단은 Mini-Circuits사의 내부적으로 정합된 MMIC인 VNA-25를 사용하였으며, 저잡음 증폭기의 구성도는 그림 3.13과 같다.

사용화 추진중인 IMT-2000 개인 휴대용 단말기의 수신 주파수인 2.13 2.16 GHz에서 초

고주파용 수신장치로 사용될 수 있는 저잡음증폭기의 설계에 있어서 저잡음증폭단의 입력단 정합은 저항 결합회로를 사용하였으며, 이득증폭단은 양단 정합된 단일 증폭기 형태로 구성하였다. 첫째단의 입력단 정합을 저항 결합회로의 형태로 설계하면 입력 임피던스의 정합을 쉽게 할 수 있고, 둘째단은 내부 정합된 MMIC를 사용하였으므로 첫째단 증폭기의 임피던스를 고려하지 않아도 된다[20].

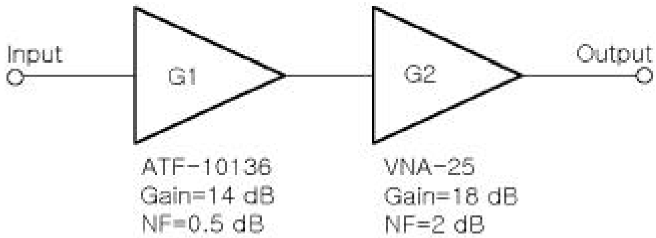

그림 3.13 저잡음 증폭기의 구성도

Fig. 3.13 The block diagram of the LNA.

저잡음 증폭단의 잡음지수는 0.5 dB, 이득을 14 dB로 설계하고 데이터 시트에 제시된 고이득 증폭단의 VNA-25의 잡음지수가 2 dB, 이득이 18 dB 일 때 전체 저잡음 증폭기의 잡음지수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} NF(overall) &= NF1 + \frac{NF2 - 1}{G1} \\ &= 10^{0.5dB/10} + \frac{10^{2dB/10} - 1}{10^{14dB/10}} \leq 0.9\,dB \end{aligned} \tag{3.11}$$

그림 3.14는 저잡음증폭단의 입력 반사계수(Γ_s) 점을 구하기 위해 중심주파수 2.15 GHz에서 가용이득원과 식 (2.104)를 이용하여 작도한 잡음 지수원이 만나는 지점을 Γ_s로 결정하고 저항 결합회로를 이용하여 입력단 정합회로를 구성하였다[10].

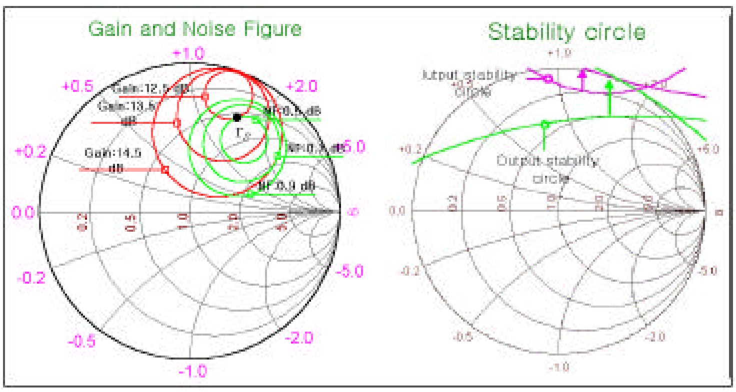

그림 3.14 가용이득원 및 잡음지수원

Fig. 3.14 Available gain and noise figure circles.

위의 시뮬레이션 결과로부터 구현하고자 하는 전체 저잡음증폭기의 설계 목표치를 표 3.7에 제시하였으며, 현재 상용중인 PCS 기지국 및 중계기용 수신단에 사용되는 저잡음 증폭기를 모델로 하였다.

표 3.7 저잡음 증폭기의 설계 목표치

Table 3.7 Design specifications of LNA.

Item Descriptions	Specifications	Item Descriptions	Specifications
Frequency Band	2.13 2.16 GHz	Input VSWR	1.5 : 1 max.
Noise Figure	0.9 dB max.	Output VSWR	1.5 : 1 max
Gain	30 dB	P_{1dB}	18 dBm
Gain Flatness	1 dB max	Voltage	5 V dc

제4장 저잡음 증폭기의 제작 및 측정

4.1 시뮬레이션

그림 4.1은 앞에서 언급한 회로 설계 이론을 이용하여 정합회로를 구성한 다음 설계한 저잡음 증폭단과 고이득 증폭단, 그리고 바이어스 회로 부분을 포함한 전체 저잡음 증폭기 회로를 나타낸다. 잡음 정합과 입력 정재파비를 동시에 만족시키고자 직렬 피드백을 이용하였으며, 또한 입력단 정합을 용이하게 하기 위해 저항 결합회로를 사용하였다.

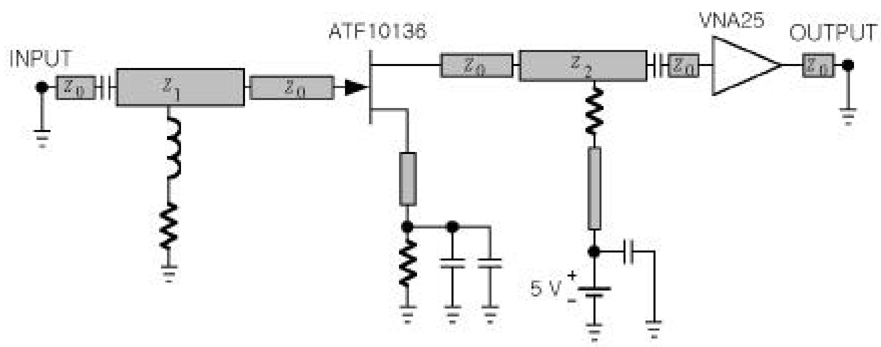

그림 4.1 저잡음 증폭기의 회로도

Fig. 4.1 The circuit of LNA.

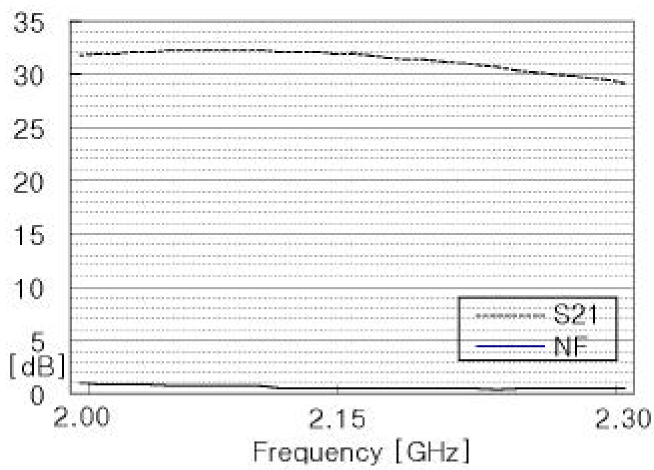

그림 4.2 이득 및 잡음지수 특성

Fig. 4.2 Characteristic gain and noise figure.

잡음지수가 사용 주파수 대역에서 0.7 dB 이하가 되도록 초고주파 응용 소프트웨어인 Serenade 8.0을 사용하여 최적화 한 저잡음 증폭기의 시뮬레이션 결과를 그림 4.2와 4.3에 나타내었다. 사용 주파수 대역에서 잡음지수는 약 0.6 dB 이하, 32 dB 이상의 이득을 보이고 입·출력 반사계수가 약 14 dB 이하 즉, 1.4 이하의 정재파비 특성을 나타내어 최적화 되었음을 알 수 있다.

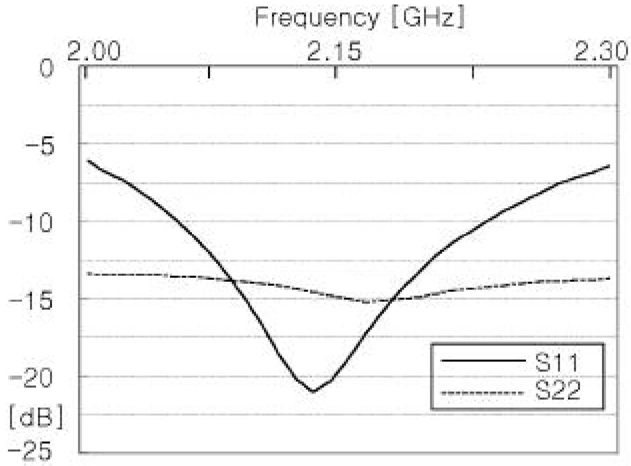

그림 4.3 입·출력 반사손실 특성

Fig. 4.3 Characteristic input·output reflection loss.

4.2 제작 및 실험

제작된 저잡음 증폭기를 HP 8753D Network Analyzer를 이용하여 산란 파라미터를 측정하여 이득과 정합 특성을 분석하였고, 잡음지수는 MAURY MICROWAVE Corporation사의 Noise Gain Analyzer MT2075와 NGA Frequency Extender를 사용하여 측정하였고 P1dB는 HP사의 8560E Spectrum Analyzer와 신호발생기를 사용하여 측정하였다.

그림 4.4에서 제작된 저잡음 증폭기의 Artwork과 실물 사진을 나타내었다.

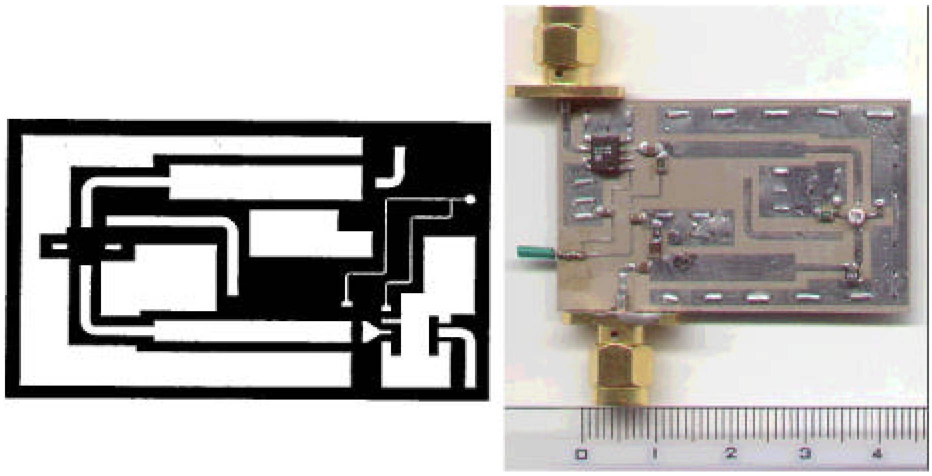

그림 4.4 제작된 저잡음 증폭기의 Artwork 및 사진

Fig. 4.4 The artwork and Photograph of a fabricated LNA.

그림 4.5는 MT2075 계측기로 측정한 잡음지수를 나타낸다. 측정된 잡음지수 특성은 사용 주파수 대역(2.13 2.16 GHz)에서 0.7 dB 이하의 특성을 보였고, 그림 4.6의 이득 및 위상

특성에서는 사용주파수 대역에서 30 dB(20 dB Attenuator 부가하여 측정) 이상의 이득과 ±0.3 dB 이내의 이득 평탄도를 보였다.

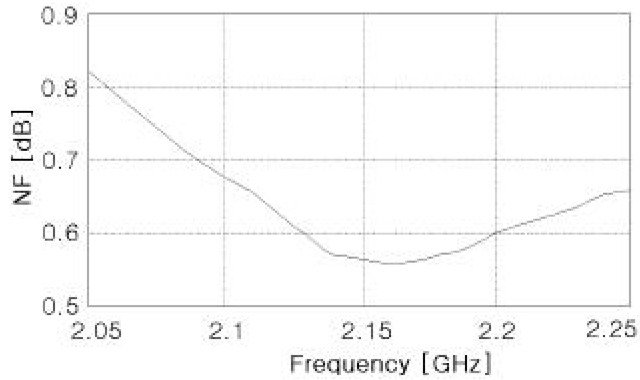

그림 4.5 잡음지수 특성

Fig. 4.5 Characteristic of noise figure.

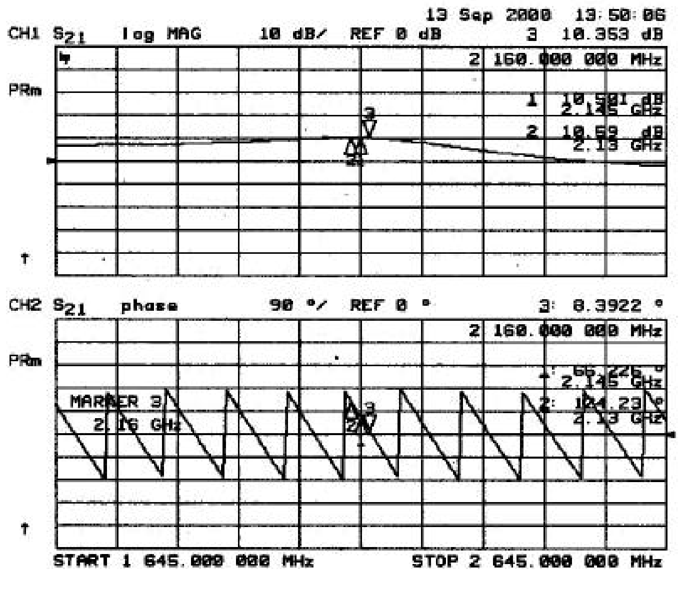

그림 4.6 이득 및 위상 특성

Fig. 4.6 Characteristics of gain and phase.

그림 4.7에서는 저잡음 증폭기의 입·출력 정재파비가 대역 내에서 1.5 이하의 특성을 나타내고 있으며, 30 dB 이상의 이득과 ±0.3 dB 이내의 이득 평탄도, 0.7 dB 이하의 잡음 지수 특성 등은 시뮬레이션 결과와 비교적 잘 일치함을 보였다.

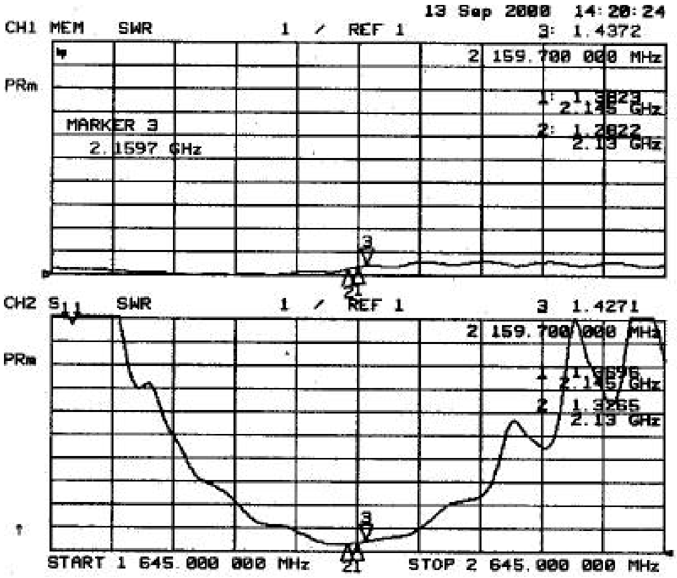

그림 4.7 **입·출력 정재파비 특성**

Fig. 4.7 Characteristics of input·output VSWR ratio.

그림 4.8**은 중심주파수** 2.15 GHz**에서 입력 신호전력 대 출력 신호전력의 관계를 나타낸다**. **제작된 저잡음 증폭기의** P_{1dB} **출력은 약** 18 dBm**을 나타내었다**.

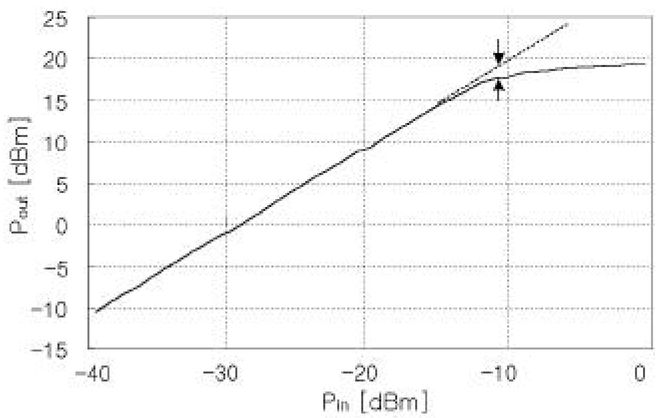

그림 4.8 **입·출력 전달 특성**

Fig. 4.8 Characteristics of input·output transfer.

제작된 저잡음 증폭기의 측정 결과를 설계 목표치와 비교해 볼 때 모든 특성을 만족시키며, **특히 우수한 잡음지수와 이득 특성을 보였다**.

제5장 결 론

본 논문에서는 IMT-2000 휴대용 단말기 수신 주파수인 2.13 2.16 GHz 대역에서 초고주파용 수신장치로 사용될 수 있는 저잡음 증폭기를 유전율 3.5, 두께 0.5 mm인 테프론 기판상에 구현하였다.

증폭기의 설계 및 제작에 있어서, 저잡음 증폭단은 직렬 피드백과 저항결합 회로를 사용하였으며, 고이득 증폭단은 양단 정합된 단일 증폭기 형태로 구성하였다. 저잡음 증폭단에 직렬 피드백을 사용하게 되면 저잡음 특성과 입·출력 정재파비를 동시에 만족시키고 저항결합 회로는 게이트-소스 바이어스를 인가함과 동시에 저주파 영역의 신호를 정합 회로내의 저항을 통해 소모시킴으로써 저잡음 증폭기의 설계시 입력단 정합에 용이하였다. 또한, 고이득 증폭단에 내부적으로 정합된 MMIC를 사용하였으므로 전단 증폭기의 임피던스를 고려하지 않아도 된다는 장점이 있다.

그러나, 사용한 GaAs FET 소자는 사용주파수 대역에서 부분적인 불안정성을 가지는 문제점이 있으므로, 이러한 문제점을 극복하는 일반적인 방법은 드레인측에 직렬로 저항을 부가하는 것이다. 그러나, 이 방법은 이득의 감소와 입·출력 동시 정합을 어렵게 만드는 단점이 있다. 따라서, 본 연구에서는 소스 리드 인덕터의 부가적인 이점으로 대역내의 무조건 안정성을 이루었다.

측정 결과는 사용주파수 2.13 2.16 GHz 대역에서 30 dB 이상의 이득, 0.7 dB 이하의 잡음지수, 1.5 이하의 입·출력 정재파비, P_{1dB} 17.6 dBm, 이득 평탄도 0.3 dB 이내의 결과를 나타냄으로써 설계시 목표로 했던 사양을 만족시킴으로써 IMT-2000, PCS용 기지국 및 중계기 등의 수신단에 널리 활용될 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] D. Roddy, Satellite Communications, Prentice Hall, pp. 63-107, 1989.

[2] Michael T.Murphy, "Applying the Series Feedback Technique to LNA Design," Microwave Journal, Nov. 1989.

[3] Manoor K., et al., "A High Power and High Efficiency Monolithic Power Amplifier for Local Multipoint Distribution Service," IEEE MTT-S Digest, pp. 569-572. 1988.

[4] Hewlett Packard Application Note 1076, Using the ATF-10236 in the UHF through 1.7 GHz Frequency Range, Design Technique, pp. 2, 1995.

[5] R. Soares, GaAs MESFET Circuit Design, pp. 287-291, Artech House, 1988.

[6] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifier Analysis and Design, Prentice Hall, 1984.

[7] R.E. Lehmann and et al., "X-band monolithic series feedback LNA", IEEE Trans. MTT, vol. 33, no. 12, pp. 1560-1566, 1985.

[8] 정종혁, 양규식, "전자식 레이더 반사기를 위한 X-band 마이크로웨이브 증폭기 설계 및 구현", 한국해양정보통신학회 논문집 제2권 3호, pp. 275-282, 1998.

[9] Tri and T. Ha, Solid state Microwave Amplifier Design, John Wiley & Sons, 1981.

[10] 전중성, 김동일, "저항 결합회로를 이용한 Cellular CDMA 용 저잡음증폭기의 구현," 해양정보통신학회 논문지, 제2권, 제4호, pp. 635-641, 1998. 12.

[11] H. J. Carlin and J. J. Komomiak, "A new method of broadband equalization applied to microwave amplifier," IEEE Trans. MTT, vol. MTT-27, pp. 92-99, Feb. 1979.

[12] D. C. Youla, "A new theory of broadband matching," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-11, pp. 30-50, Mar. 1964.

[13] Karl B. Niclas, et al., "The Matched Feedback Amplifier : Ultrawide-Band Microwave Amplication with GaAs MESFETs," IEEE Trans. MTT, pp. 285-294, April, 1992.

[14] Hatsuaki Fukui, "Design of microwave GaAs MESFET'S for broadband low-noise amplifiers", IEEE MTT, vol. 27, pp. 643-650, 1979.

[15] Inder Bahl and Prakash Bhartia, Microwave Solid State Circuit Design, Chapter 7, section 7.5.4, Fig. 7.22. John Wiley & Sons, 1988.

[16] J. B. Beyer, et al., "MESFET Distributed Amplifier Design guidelines," IEEE Trans. MTT-32, pp. 268 275, Mar. 1984.

[17] B. Albinson, "A Graphic Design Method for Matched Low Noise Amplifiers," IEEE Trans. MTT. MTT-38, pp. 118-122, Mar. 1990.

[18] Peter C.L. Yip, High-Ferquency Circuit Design and Measurements, Chapman & Hill, pp. 85-86, 1991.

[19] Robert E. Collin, Foundation for microwave engineering, McGraw-Hill. 2nd edition, pp. 397 403, 1992.

[20] RF/IF Designer's Guide, Mini-Circuits DG-97, Mini-circuits, pp. 108 109, 1997.