工學碩士 學位論文

셀룰러용 포락선 추적 증폭기의 이득 개선 회로 설계에 관한 연구

A Study on the Design of Improving Gain Circuits for Dynamic Envelope tracking Amplifier in Cellular Phone

指導敎授 姜 仁 鎬

2001年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 柱 淵

차례

Abstract i
Nomenclature ii

제 1 장 서론 1

제 2 장 전력 증폭기의 이론 4

2.1. **전력 증폭기의 특성** 4
2.1.1. **비선형성**(nonlinearity) 4
2.1.2. **입력 신호 레벨에 따른 임피던스의 변화** 7
2.2 **고주파 전력 증폭소자의 특성** 9
2.2.1.**고주파 전력 소자의 직류 특성** 9
2.2.2. **고주파 전력 소자의 교류 특성** 10
2.2.3. **전력 증폭시스템 설계시 고려 사항** 11

제 3 장 포락선 추적 증폭기 14

3.1 **포락선 추적 증폭기의 원리** 14
3.2 **포락선 추적 증폭기의 특징** 15
3.3 DC-DC converter**의 원리** 18

제 4 장 제안된 포락선 추적 증폭기 23

4.1 **포락선 추적 증폭기의 임피던스 보정** 23
4.2 **임피던스 보정에 사용된 바렉터 다이오드의 특성** 25

제 5 장 측정 및 결과 분석 28

5.1 **바렉터 다이오드의 임피던스 측정** 28
5.2 **실험에 사용된 전력 증폭기의 특성** 31
5.2.1 **전력 증폭기의 특성 확인 실험** 31
5.2.2 **전력 증폭기의 입력 및 출력 임피던스 측정** 36
5.3 **결과 및 분석** 38

제 6 장 결론 43

참고 문헌 44

부 록 46

Abstract

The RF power amplifier is required to be linear to maintain signal integrity with limited spectral regrowth in the mobile radio transmitter with digital modulation format. To maintain the linearity of an RF amplifier, a Class-A or Class-AB mode amplifier is typically operated.

In many wireless systems, the power transmitted by the mobile unit is adjusted such that signals arriving at a base station from all portable transmitters are similar in power level. Because of having to accommodate the variable distance between mobile and base units, as well as multipath and shadow fading, the amplifiers operate over a wide dynamic power range extending from a maximum level to 10dB in power back-off.

Envelope tracking(ET) amplifier with variable bias voltage is a certain method for power amplifier application of the third generation cellular phones.

However, the input and output impedance of transistors vary with the changing of the Q-point and power level. Because of the variation of impedance, the gain and efficiency of ET amplifiers decreases a lot and the VSWR and stability become worse. The mismatching of dynamic ET amplifier can't be substantially avoided.

In this thesis, the mismatching of dynamic ET amplifiers is proven to be compensated using a varactor diode.

The gain is experimentally improved by 7dB above 15dBm output power. The efficiency improve about 2.5 times. The DC power consumption ET amplifier of which the impedance is compensated is 37% of bias fixed power amplifier

Nomenclature

θ_{JC} : Thermal resistance

ε : Dielectric constant

η : The output efficiency

Γ_{IN} : The input reflection coefficient

Γ_L : The load reflection coefficient

Γ_{OUT} : The output reflection coefficient

Γ_S : The source reflection coefficient

A : Area of the diode

$ACPR$: Adjacent Channel leakage Power Ratio

$C_J(V)$: Capacitance of the diode at voltage V

C_P : Package capacitance

C_S : Shunt capacitance

I_{PK} : The peak RF current

G : Power gain

G_T : Transducer power gain

L_S : Series inductance

PAE : Power Add Efficiency

P_1 : Fundamental RF output power

P_{1dB} : The 1-dB gain compression point

P_d : Power dissipation

P_{dc} : DC power

P_i or (P_{in}) : RF input power

P_{lin} : Linear power

P_o or (P_{out}) : RF output power

R_S : Series resistance

$[S]$: Scattering matrix

T_c : Case temperature

T_J : Junction temperature

Z_{in} : The input impedance

Z_L : Load impedance

Z_{out} : The output impedance

Z_S : Source impedance

V_{PK} : The peak RF voltage

제 1 장 서론

이동통신 서비스는 통신매체로 전자파를 이용하기 때문에 전자파의 특성에 의해서 채널 수가 제한되는 특징을 가지고 있다.

전자파는 공기 중에 전파되면서 크기가 작아진다. 따라서 일정 이상으로 거리가 멀어지면 신호의 크기가 아주 작아져 수신이 불가능해진다. 또한 동일한 주파수를 동일한 장소에서 서로 다른 사용자가 동시에 사용할 수 없다. 즉 동일한 주파수를 사용한다는 것은 서로 같은 채널을 사용한다는 것과 같다. 따라서 정해진 주파수 대역폭으로 가급적 많은 채널을 확보하기 위하여 여러 가지 기술이 적용되고 있다.

한편 이동통신 환경은 다른 무선통신환경과는 달리 가입자가 계속 이동하기 때문에 원천적으로 전자파 전파 환경은 통신시스템에서 제어가 불가능하며, 고 효율의 변복조 방법을 사용하는데 한계가 있다.

이와 같은 서비스 지역의 제한과 가입자 수용용량의 한계를 극복하기 위해서 제안된 개념이 셀룰러이다.

셀룰러는 서비스지역을 여러 개의 작은 구역, 즉 셀로 나누어서 서로 충분히 멀리 떨어진 두 셀에서 동일한 주파수 대역을 사용함으로서 공간적으로 주파수를 재 사용할 수 있도록 하여 충분한 가입자 수용용량을 확보할 수 있도록 하는 이동통신 방식을 말한다.

셀룰라 방식은 지형이나 건축물의 영향을 받는다. 또한 현재의 위치에서 기지국과의 전파상황이 나쁠 때에는 제어국이 자동으로 양호한 기지국을 통하도록 해 품질이 유지되도록 해준다.

셀룰러 방식에서의 단말기의 전력소모에서 전력증폭기가 결정적인 비중을 차지하고 있다. 기존의 CDMA방식에서 사용되는 전력증폭기는 변조의 정확성을 유지하고, 주파수 재생(spectral regrowth)을 억제하기 위해서 높은 선형성이 요구되어 보통 A급이나 AB급으로 동작한다. 그러나 A급이나 AB급의 전력증폭기는 효율이 나빠지므로 증폭기를 설계할 때에는 선형성과 효율을 고려하여 설계해야 한다.

실제 단말기와 기지국 사이에 변화하는 거리, 쉐도우 페이딩 등으로 단말기에서 전력증폭기의 출력 크기가 바뀐다. 그림 1.1은 IS-95B CDMA방식에서의 전력의 출력 확률 분포함수(PDF : Probability Distribution Function)를 나타낸다[1]. 그림 1.1에 의하면 출력 전력이 비교적 낮은 7dBm정도에서 출력될 확률이 가장 높은 것으로 나타났다.

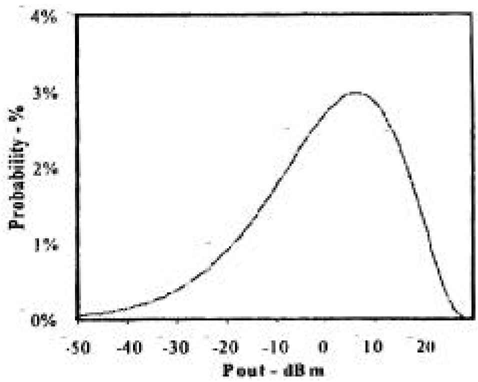

그림 1.1. 전력 증폭기의 확률 분포함수

Fig. 1.1. Probability distribution function of RF power amplifier

현재 사용되고 있는 셀룰러 단말기의 전력 증폭기는 낮은 전력이 출력될 확률이 높은데 바이어스 전압은 고정되어 있으므로 효율적으로 운용된다고 할 수 없다. 따라서 낮은 RF전력이 출력될 때의 확률이 높으므로 낮은 전력의 경우 바이어스를 최적화하는 것이 필요하다.

Hanington은 이러한 낮은 전력 크기로 출력 될 때 바이어스 전압을 낮게 조절하는 포락선 추적 증폭기(envelope tracking amplifier)를 제안함으로 낮은 전력레벨에서의 효율을 높여 배터리의 사용 시간의 연장을 시도하였다[2].

앞으로 상용화될 IMT-2000과 같은 제 3 세대 이동 통신 단말기의 고출력 증폭기에 있어서 W-CDMA와 CDMA2000 두 방식 모두 CDMA를 사용하여 AB급으로

동작됨으로 이러한 포락선 추적 증폭기는 향후 효율을 높인다는 점에서 매우 관심을 끌 것으로 생각된다. 그러나 이러한 포락선 추적 증폭기가 동적인 바이어스 변화로 인하여 RF 전력 신호의 크기에 따라 증폭기의 입력과 출력 임피던스가 변화하게 된다. 이러한 임피던스의 변화는 포락선 추적 증폭기의 이득을 감소시켜 효율을 떨어뜨릴 뿐만 아니라 VSWR을 악화시켜 안정도를 해치며, 포락선 추적 증폭기의 한 부분인 DC-DC converter의 용량을 증가시켜 크기와 비용이 증가하게 되고 DC-DC converter의 잡음이 증가하는 등의 부작용을 발생시키기도 한다.

본 논문은 이러한 동작점과 전력 크기의 변화로 야기된 증폭기의 입력과 출력 임피던스 부정합 문제를 가변 캐패시터(바렉터 다이오드)를 사용하여 해결하므로 이득과 효율을 개선시키는 것을 실험적으로 증명하였다.

본 논문의 2장에서는 전력 증폭기의 일반적인 특성에 대해서 설명하고, 3장에서는 포락선 추적 증폭기의 원리와 특징에 대해서 살펴본다. 4장에서는 바렉터 다이오드를 이용하여 임피던스가 보정된 포락선 추적 증폭기에 대해서 살펴본다. 5장에서 바렉터 다이오드를 이용한 실험과 전력증폭기의 입력과 출력 임피던스를 측정하는 방법에 대해서 언급하고 측정 결과에 대해서 분석한다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

제 2 장 전력 증폭기의 이론

2.1 전력 증폭기의 특성

통신 시스템의 송신단에는 높은 전력을 낼 수 있는 RF 전력 증폭기가 요구된다. RF 전력 증폭기는 소신호 증폭기와는 다르게 비선형 특성을 가지며, 전력증폭기에 사용되는 전력 트랜지스터는 높은 전류를 수용할 수 있도록 여러 개의 베이스(base)와 에미터(emitter)를 병렬 연결한 구조나 중첩된 구조로 제작된다[3],[4].

따라서 전력 트랜지스터의 입, 출력 임피던스가 매우 낮다(수 Ω). 이러한 전력 트랜지스터의 낮은 임피던스로 인하여 50Ω 부하에 정합시키기가 소신호 증폭기보다 더욱 어렵다. 또 높은 전력에서 동작하기 때문에 많은 열이 발생하므로 이에 대한 해결책도 필요하다. 이러한 전력 증폭기의 특성으로는 다음 몇 가지가 있다.

2.1.1 비선형성(nonlinearity)

소신호 증폭기와 높은 신호 전력에서 동작하는 RF 전력 증폭기 사이의 가장 큰 차이점은 선형적으로 동작하는가 아니면 비선형적으로 동작하는가에 있다.

물론 소신호 증폭기도 비선형성을 가지고 있지만 그 신호가 미약하기 때문에 무시할 수 있다. 일반적으로 증폭기는 DC전원과 입력 신호가 인가되어 보다 높은 전력의 출력 신호를 발생시키는 것을 말한다. 이들의 입력과 출력과의 사이에는 항상 에너지 보존의 원리에 따라 열역학 법칙을 만족시켜 주며 동작을 하게 된다[5].

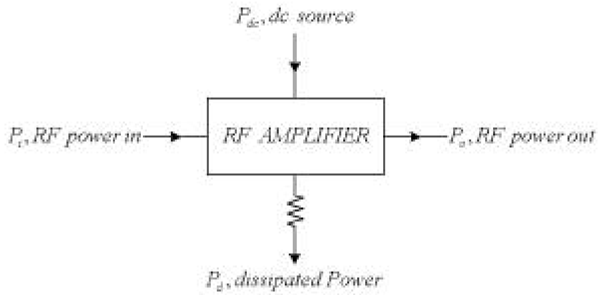

그림 2.1. **에너지 관점에서 본** RF **전력 증폭기**

Fig. 2.1. RF amplifier from a energitic point of view

그림 2.1**과 같은 증폭기의 경우에 열역학 법칙에 따라 다음의 관계를 만족시켜 주어야 한다**.

$$P_i + P_{dc} = P_o + P_d \qquad (2.1)$$

만약 RF **전력 이득** G**를**

$$G = \frac{P_o}{P_i} \qquad (2.2)$$

라 정의하면

$$P_d = P_{dc} - (G - 1)P_i \qquad (2.3)$$

의 관계가 성립한다.

만약 DC입력 전압이 일정하게 유지되고, 이득 G가 1보다 큰 값으로 일정하다고 가정을 하면, 입력신호 레벨에 따라 소모되는 전력(P_d)이 음수로 나타나는 값이 생기게 된다.

최대 DC입력 전력은 바이어스 조건에 따라 고정이 되므로, 결국은 P_d가 음수가 되는 것을 방지하기 위해서는 RF전력 이득 G가 1보다 작은 값이 되어서는 안 됨을 알 수 있다.

즉 입력 신호 레벨이 증가하더라고 출력 신호는 선형적으로 증가하지 않고, 비선형적으로 이득이 증가하는 이득 포화 현상이 나타나게 된다. 이러한 이득 특성을 그림 2.2에 나타내었다.

출력 전력이 선형 특성을 갖는 증폭기라 가정한 경우의 값보다 1dB 아래의 값을 가질 때, 이때의 출력 전력을 1dB 압축점(P_{1dB})라 하며, P_{1dB}이상에서 이득이 급격히 줄어 비선형 특성이 강하게 나타난다. 이 때의 출력 전력의 범위를 동적 영역이라 하며, 일반적으로 증폭기는 이 영역 내에서 설계를 하게 된다.

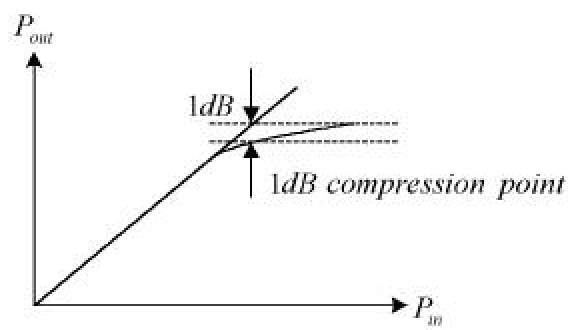

그림 2.2. 1-dB 압축점 지점과 증폭기의 동적 영역

Fig. 2.2. The 1-dB gain compression point and the dynamic range of microwave amplifier

2.1.2 입력 신호 레벨에 따른 S-Parameter의 변화

그림 2.3과 같은 2단자 증폭기를 고려하자. S-Parameter를 갖는 수동소자가 입력, 출력 정합회로 사이에 있고, 신호원과 부하의 임피던스를 각각 Z_S, Z_L이라 하면, 증폭기의 전달이득 G_T는

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

$$= \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (2.4)$$

여기서,

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \quad (2.5.a)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \quad (2.5.b)$$

이다.

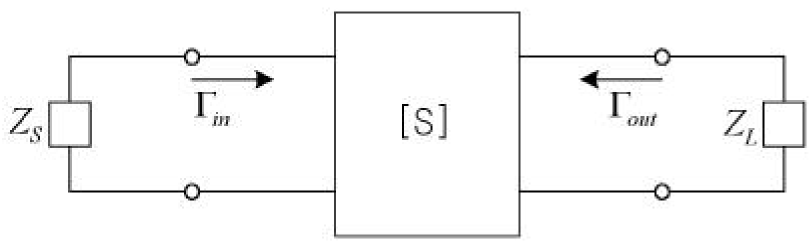

그림 2.3. 2단자 증폭기

Fig. 2.3. Amplifier of two port network

즉, 증폭기의 이득은 트랜지스터의 S-parameter가 일정하게 유지되는 한 입력 신호 레벨에는 무관한 값으로 결정이 된다.

그러나 열역학의 법칙에 따라 입력 신호 레벨에 따라 이득이 일정하게 유지가 되지 않고 감소하는 특성이 생기게 되는 데, 이는 입력 신호 레벨에 따라 트랜지스터의 S-Parameter가 달라지게 됨을 의미하게 된다.

이득 포화 현상이 나타나면서 G_T가 감소하는 현상은 식 2.4에서 볼 수 있듯이 $|S_{21}|$의 값이 줄거나, 혹은 $|1-\Gamma_{IN}\Gamma_S|$나 $|1-\Gamma_L S_{22}|$의 값이 증가하여 나타나고, 또한 이들의 조합으로 인한 현상이 된다. 그러나 이러한 이득이 감소하는 원인은 $|S_{21}|$의 값이 감소하는 것에 의한 원인보다는 입력신호 전력에 따라 트랜지스터의 S-Parameter자체가 변화하게 되므로 이들에 의한 정합회로의 부정합에 의한 효과가 크다고 볼 수 있다.

따라서 소신호로 측정되어진 S-Parameter를 가지고는 전력 증폭기를 구현한다 하더라도, 그 정합상태가 바뀌어지므로 결국은 최대 출력을 갖는 증폭기를 제작할 수 없게 된다. 따라서 사용되는 각각의 전력레벨에서의 임피던스를 측정하여 제작해야 한다.

2.2 고주파 전력 증폭소자의 특성

고주파 트랜지스터는 기본적으로 직류(DC)와 교류(AC)동작에 따라 특성을 구분할 수 있다. 직류(DC)특성으로는 항복전압, 누설전류, 전력손실로 구분할 수 있다. 또한 교류 특성으로는 이득, 변동 부하 유지능력, 잡음지수, 입력 및 출력 임피던스, 산란계수, 왜곡 등으로 구분된다.

2.2.1 고주파 전력 소자의 직류 특성

(1) 항복전압

고주파 트랜지스터 선택에 있어서 가장 민감한 부분은 항복전압으로 증폭기의 바이어스 전압과 밀접한 관계가 있다. 응용분야에 따라 보통 6V, 9V, 24 50 V사이의 고전압을 사용하기도 한다.

(2) 누설전류

고주파 트랜지스터의 내부에서 애벌런치 항복전압에서 발생되는 역바이어스의 접합전류로 정의되는 누설전류는 반도체 물질의 결함, 마스크의 불완전성 또는 웨이퍼 처리 과정에서 원하지 않는 불순물의 투입 등에 의하여 나타나며, 누설전류의 제한점 등을 고려하여 고주파소자를 선택하여야 한다.

(3) 전력손실

고주파 트랜지스터에서의 전력손실은 열저항(θ_{JC})과 밀접한 관계가 있다. 최대 전력손실은 실제적으로 트랜지스터의 케이스 온도가 25℃로 유지한다는 가정에 의한

값이므로, 증폭기가 출력전력에서 동작하는 동안 반도체 소자의 케이스는 온도변화가 발생하게 되는데, 이때의 온도 변화에 따라 열저항을 측정하므로 다음과 같은 식에 의하여 계산되어진다.

$$\theta_{JC} = (T_J - T_{C)}/(P_{in} - P_o) \quad (2.6)$$

$$P_d = (T_{Jmax} - 25℃)/\theta_{JC}(2-7) \quad (2.7)$$

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

2.2.2 고주파 전력 소자의 교류 특성

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

(1) 변동 부하 유지능력(ruggedness)

전력용 고주파 트랜지스터의 교류(AC)특성에서 변동 부하 유지능력이 매우 중요한 파라미터이다. 변동 부하 유지능력은 부하 값이 변하여 부정합 상태에서 트랜지스터의 동작 능력 또는 신뢰성의 변화 없이 얼마나 특성을 잘 유지하는가를 의미한다. 여러 가지 회로 조건, 즉 위성 통신단말기에 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. 이러한 변동 부

하 유지능력 시험 후에도 고주파 전력 트랜지스터가 아무런 변화 없이 동작해야 하므로 제조 회사에서는 부하 변동 유지능력을 정재파비(VSWR)가 2:1에서 30:1까지의 범위에서 부하의 부정합에 대한 입력과 출력전력의 관계를 트랜지스터의 자료에 명시하고 있다.

(2) 고주파 전력용 트랜지스터의 대신호 입출력 임피던스

고주파 전력용 트랜지스터의 입출력 단의 임피던스 정합 방법은 저잡음증폭기의 임피던스 정합 방법과는 달리 전력 트랜지스터의 입, 출력 임피던스(Z_{in}, Z_{out})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 도표(smith chart)상에 주파수에 대한 임피던스 값의 변화를 나타내거나 도표로 수치 값이 주어진다. load-pull방식에 의한 입, 출력 임피던스의 측정은 기준면을 패키지의 가장자리로 가정하여 벡터 회로망 분석기에 의하여 회로의 반사계수를 측정하여 이 때 DUT(Device Under Test)가 최대 전력을 갖도록 튜닝한 후 short방식 또는 adapter방식을 가지고 측정한다[6],[7].

2.2.3 전력 증폭시스템 설계시 고려 사항

고출력 전력증폭 시스템을 설계함에 있어서 우선 고려되어야 할 사항은 고출력 레벨과 저출력 레벨로 구분하여 고주파 신호를 증폭시키는 전력소자의 선택에 있다. 이러한 전력용 능동 소자는 최종 출력단의 설계 규격에 적합한 소자를 선택해야 하며, 일반적으로 고출력 쌍극성 트랜지스터와 전계 효과 트랜지스터가 사용되며, 최근에는 LDMOS(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor)가 많이 사용되고 있다.

(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 경우에 있어서 제조 회사에서 사용주파수에 따른 잡음 파라미터(최소잡음지수, 잡음 저항성과 최소 잡음지수의 저항원)와 바이어스 조건 등을 제공해 준다.

저출력 트랜지스터는 거의 유사한 항복전압을 갖고 있기 때문에 고출력증폭기의 소자에 비해 비교적 간단하게 선정할 수 있으며, 저출력증폭기의 설계에 있어서 설계 목적에 알맞은 전류비와 충분히 큰 차단주파수를 갖는 소자를 선정해야 설계 목적에 맞는 동작주파수 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), 표면 장착(surface mount), hermetical scaled metal-ceramic 패키지 형태가 있으며, 고주파 트랜지스터의 경우 패키지를 적게 할수록 기생 효과는 작게 나타나므로 능동 소자의 고주파 성능이 우수하게 나타나고 경제성 있는 패키지를 고려해야 한다.

(2) 고출력 고주파 트랜지스터의 선택

수 와트 이상의 고출력 고주파 트랜지스터 경우, 선택의 폭이 비교적 작기 때문에 고출력 소자의 선정에는 출력전력, 동작전압 및 주파수를 고려하여 선정되어야 한다. 특히 고출력 고주파 트랜지스터에서 필연적으로 고려되어야 할 사항은 직선성, 대역폭, 효율, 부하 변동 유지능력 및 열적 안정이 필요 조건이다. 동작전압의 경우 설계시에 미리 설정되므로 낮은 공급전원과 높은 공급전원의 사용에 따른 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 임피던스에 임피던스 변환에 의한 정합 회로를 설계할 수 있도록 동작전압을 설계해야 한다. 다단 증폭 시스템의 설계에 있어서 구동단(driver Stage)이나 전치구동단(predriver stage)은 최종 출력단에 비하여 비교적 낮은 전원전압을 사용하며 다음단의 입력 임피던스와 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 경감시키고자 능동 소자 패키지내에 내부 정합회로(internal matching)를 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 능동 소자는 대개 2㎓ 이하에서 주로 사용하며, 내부 정합회로는 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[8].

제 3 장 포락선 추적 증폭기

3.1 포락선 추적 증폭기의 원리

Hanington이 제안한 포락선 추적 증폭기(ET-amplifier : envelope tracking amplifier)가 동적인 바이어스 변화로 인하여 RF 전력 신호의 크기에 따라 증폭기의 입력과 출력 임피던스가 변화하게 된다[9]. 이러한 임피던스의 변화는 포락선 추적 증폭기의 이득을 감소시켜 효율을 떨어뜨릴 뿐만 아니라 VSWR을 악화시켜 안정도를 해치며, 포락선 추적 증폭기의 한 부분인 DC-DC converter의 용량을 증가시켜 크기와 비용이 증가하게 되고 DC-DC converter의 잡음이 증가하는 부작용을 발생시킨다.

이러한 동작점과 전력 크기의 변화로 야기된 증폭기의 입력과 출력 임피던스 부정합 문제를 가변 캐패시터(바렉터 다이오드)를 사용하여 해결하고자 한다. 포락선 추적 증폭기의 구조는 그림 3.1과 같다.

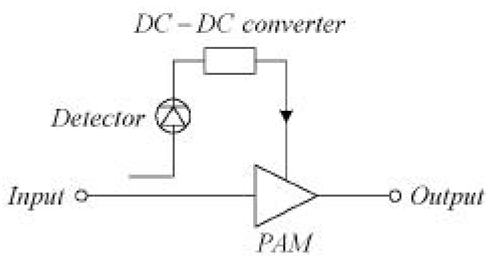

그림 3.1. 포락선 추적 증폭기

Fig. 3.1. Dynamic envelope tracking amplifier

포락선 추적 증폭기의 기본 원리는 다음과 같다. RF신호가 Input으로 인가되면, 커플러에 의해서 디텍터로 부분적으로 RF신호가 들어간다. 디텍터로 들어온 RF신

호는 디텍터를 지나면서 DC화된다. 그런데 이때 디텍터에서 나온 DC값은 너무 미약하기 때문에 , 직류 변환기(DC-DC converter)에서 증폭을 하여, 전력 증폭기를 구동하게 된다. 또한 전력 크기에 따라 적합한 바이어스 동작점을 직류-직류 변환기를 이용해서 조정한다.

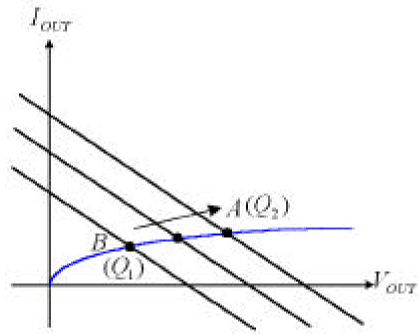

그림 3.2. 출력 전력의 변화에 따른 동작점의 변화

Fig. 3.2. Changing of Q-point according to changing of output power

이것은 그림 3.2에 의해 B점과 A점의 이동으로 표현된다. 그림 3.2에 의하면 RF 전력 크기가 낮을 때는 B점에서 동작하게 하고 RF 전력이 높을 때는 A점에서 동작하게 한다. 이 때의 A와 B점은 효율성과 선형성의 타협에 의해서 결정된다.

3.2 포락선 추적 증폭기의 특징

포락선 증폭기의 특징은 그림 3.3과 그림 3.4와 같이 나타난다. 먼저 그림 3.3은 Nishimura에 의한 실험결과이다[11]. 입력전력(P_{in})이 증가함에 따라 출력전력(P_{out})은 선형적으로 증가하지만 입력전력이 상당히 증가된 시점에서 효율(PAE)은 선형적으로 증가하지 못한다. 즉 입력전력 레벨이 높아짐에 따라 효율이 감소함을 알 수 있다. 마찬가지로 이득(gain)특성 또한 입력전력 레벨이 높아짐에 따라 급격하게 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 3.4는 출력전력 레벨에 따라서 동적인 바이어스와 고정된 바이어스일 때의 효율 특성을 나타낸 것이다[2]. $V_{DD} = 10\,V$로 고정된 경우에는 효율이 선형적으로 증가하는데 비해서, 동적인 바이어스(dynamic V_{DD})인 경우에는 출력 전력 레벨이 증가함에 따라 급격하게 효율이 감소함을 나타내고 있다.

즉, 증폭기의 정합을 낮은 전력 크기에서 잡는다면 높은 전력의 경우에는 부정합이 발생한다. 이러한 높은 전력에서의 부정합으로 인하여 높은 전력 신호에서의 효율이 저하되고 이득이 감소한다. 또한 높은 전력에서 효율저하로 인하여 직류변환기의 용량이 증가된다. 즉 직류-직류 변환기의 크기가 커지고, 비용이 증가된다. 뿐만 아니라 높은 전력에서의 이득과 효율 감소로 인한 직류변환기의 용량 증가는 직류-직류변환기가 PWM(Pulse Width Modulation)방식으로 동작되므로 그림 3.5에서 보듯이 사용 빈도가 가장 높은 저전력에 대해 직류-직류 변환기의 변환 효율을 낮게 하는 요인이 되어 포락선 추적 증폭기의 평균 효율을 떨어뜨린다[10]. 또한 직류-직류 변환기의 출력전력레벨의 증가로 Noise특성 또한 악화된다.

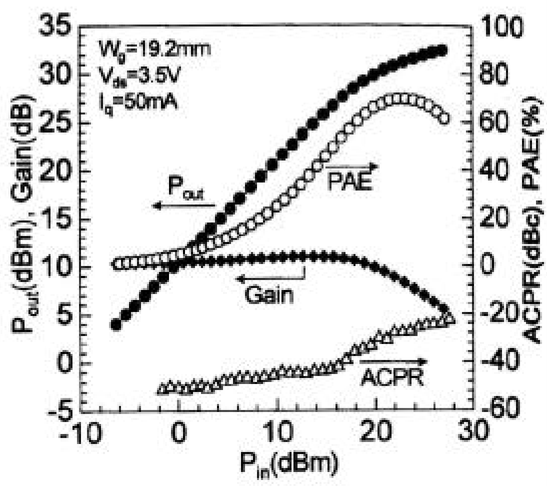

그림 3.3. 입력 전력에 따른 출력전력 ,이득, 효율, ACPR 특성곡선

Fig. 3.3. P_{out}, gain, PAE and ACPR vs P_{in}

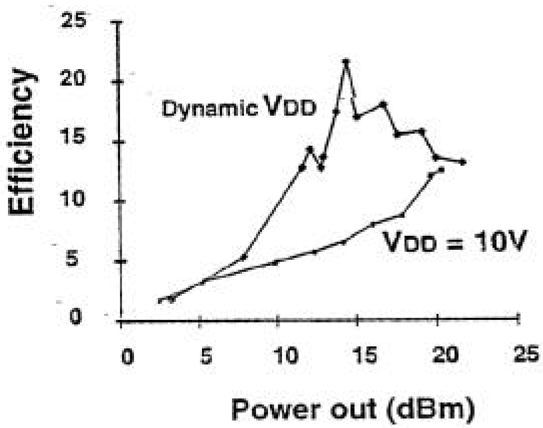

그림 3.4. **고정된** V_{DD} **전압과 동적인 전압** V_{DD}**를 공급하는 증폭기에 대하여 출력전력에 대한 측정된 효율**

Fig. 3.4. Measured efficiency versus amplifier power out depended on fixed V_{DD} , dynamic V_{DD}

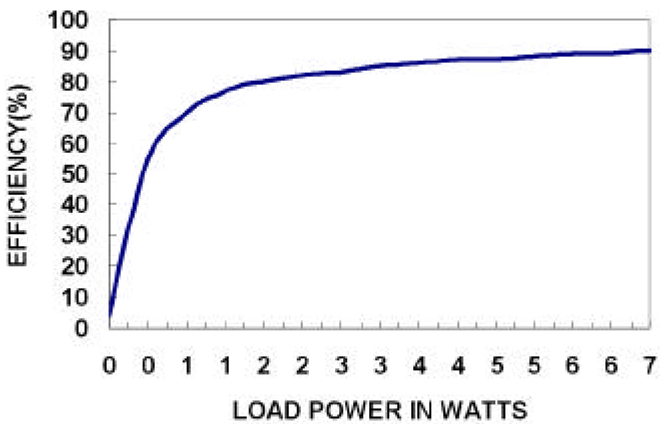

그림 3.5. **직류변환기의 변환 효율**

Fig. 3.5. Conversion efficiency of DC-DC converter

반대로 높은 전력 신호에 대해서 정합을 잡으면 낮은 전력 신호에 대해서 부정합이 발생한다. 이때는 높은 전력레벨에서 이득과 효율이 감소한다.

3.3 DC-DC converter의 원리

직류 변환기는 이론적으로 효율이 100%이다. 직류 변환기는 스위칭 모드 진폭 증폭기이다. 스위칭 모드의 진폭 증폭기의 원리는 다음과 같다[12]. 그림 3.7은 기본적은 RF스위칭 증폭기이고, 그림 3.8은 그 파형이다.

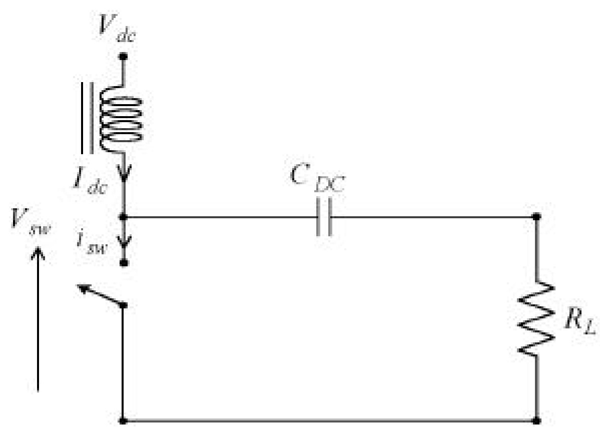

그림 3.7. 기본적인 RF 스위칭 증폭기

Fig. 3.7. Basic RF switching amplifier

먼저 switch(트랜지스터)가 이상적이라고 가정하면, 스위치가 순간적으로 완전히 ON, OFF상태로 전환된다. 스위치에서 소모되는 전력이 0이면 DC 에너지가 100% RF 에너지로 변환된다.

이를 수식적으로 살펴보면 다음과 같다.

$$P_{rf} = V_{dc} I_{dc} \frac{2\sin^2\alpha}{\alpha(\pi - \alpha)} \tag{3.1}$$

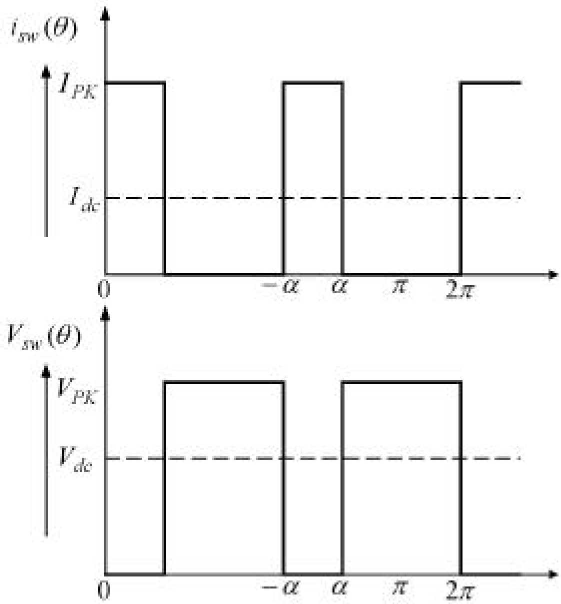

그림 3.8. **기본적인** RF **스위칭 파형**

Fig. 3.8. Basic RF switch waveform

여기서 출력 효율은

$$\eta = \frac{2\sin^2\alpha}{\alpha(\pi - \alpha)} \tag{3.2}$$

$\alpha = \frac{\pi}{2}$ **일 때**, $\eta = \frac{8}{\pi^2}$ (**대략** 81%)

선형 전력 $P_{lin} = \frac{V_{dc} I_{pk}}{4}$ **을 이용하여 상대 전력을 구하면 다음과 같다**.

$$\frac{P_1}{P_{lin}} = \frac{8\sin^2\alpha}{\pi(\pi - \alpha)} \tag{3.3}$$

또, **전류에 대한 관계식을 이용하여 기본 주파수의** RF power**는**

$$P_1 = I_{dc} V_{dc} \frac{\sin(\alpha)}{\alpha} \quad (V_1 = V_{dc}: \text{sinusoidal voltage}) \tag{3.4}$$

출력 효율은

$$\eta = \frac{\sin(\alpha)}{\alpha} \tag{3.5}$$

이 된다.

I_{PK}**를 전류의 형태로** P_1**을 표현한 후**, P_{lin}**과의 상대적** RF power**를 구하면 다음과 같다**.

$$\frac{P_1}{P_{lin}} = I_{pk} V_{dc} \frac{4\sin(\alpha)}{\pi} \qquad \left(P_{lin} = \frac{I_{pk} V_{dc}}{4}\right) \tag{3.6}$$

$\alpha = \frac{\pi}{2}$**일 때 효율은 약** 87%**로 개선**, RF power**가** P_{lin}**보다** $\frac{4}{\pi}$**배**(**대략** 1dB) **더 높다**. **트랜지스터의 스위칭 모드를 이용하여 그림** 3.9**와 같이 실제 과포화**

(oversaturation 또는 overdrive) 시키면 입력신호에 대해 아래 그림의 I_d와 V_{ds}의 구형파 형태의 출력신호를 얻을 수 있다. 이는 이론적으로 $V_d * I_d = 0$가 되므로 트랜지스터에서 소모되는 전력은 0이 된다.

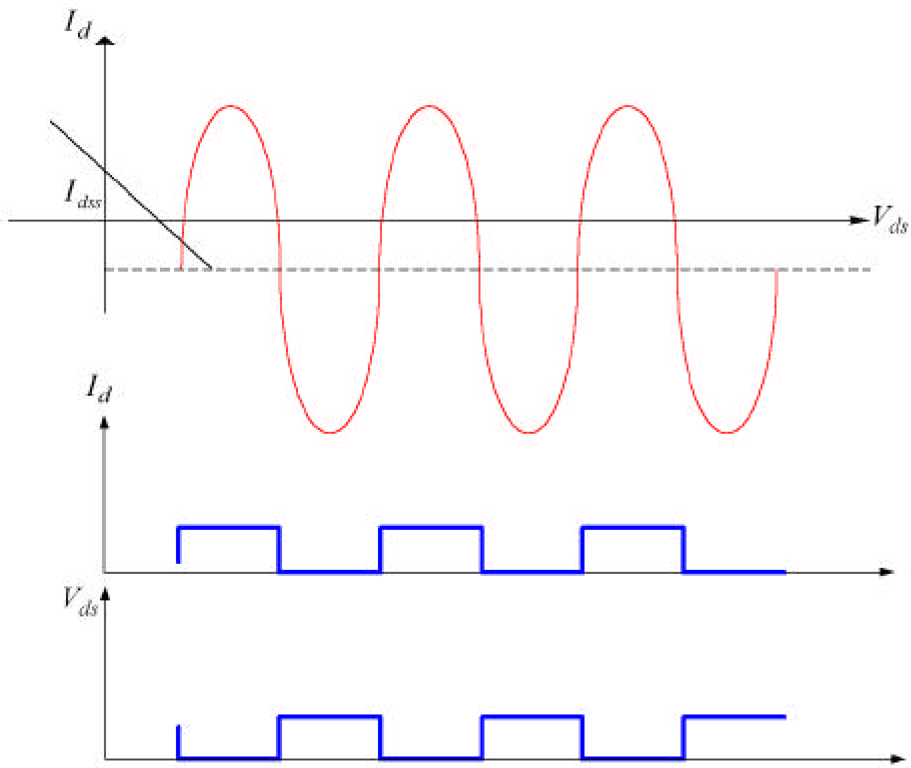

그림 3.9. 트랜지스터를 이용한 스위칭 모드 동작

Fig. 3.9. Switching mode operation using transistor

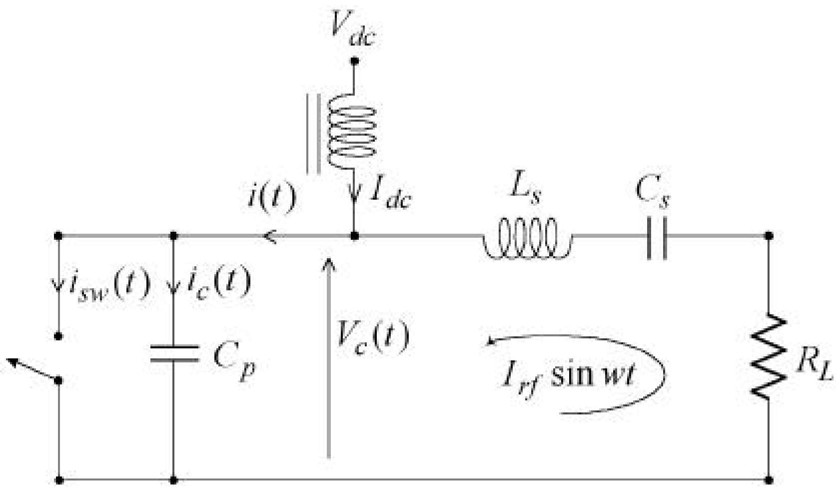

그림 3.10. 기본적인 스위칭 모드 증폭기의 회로도

Fig. 3.10. Schematic of basic switch mode amplifier

그림 3.10은 기본적인 스위칭 모드 증폭기의 회로도이다. 이 회로도는 비선형이며 dc전압과, 스위치 역할을 하는 트랜지스터, 공진회로와 캐패시터로 구성된다. 그런데 스위치 역할을 하는 부분에 고조파(harmonics)가 발생되는데 이 때문에 스위칭 모드 증폭기가 88% 정도의 효율을 가지게 된다. 이 때 C_p를 달아주게 되면 이러한 고조파를 억제하고 기본주파수(fundamental frequency)의 신호만 나오도록 하여 이론적으로 100% 효율을 얻을 수 있다.

제 4 장 제안된 포락선 추적 증폭기

4.1 포락선 추적 증폭기의 임피던스 보정

그림 4.1의 회로에서는 기존의 포락선 추적증폭기에 바렉터 다이오드를 추가하였다. 이는 바렉터 다이오드가 역방향 전압이 걸렸을 때 캐패시턴스 성분이 변화한다는 점에 착안하여 전력 증폭기의 전력 레벨이 낮은 경우와 높은 경우에 이 신호를 직류신호화 하여 이것을 바렉터 다이오드에 역방향 전압으로 인가해주면 부정합되는 임피던스 부분을 보정할 수 있어서 전력증폭기의 부정합 문제를 해결할 수 있다.

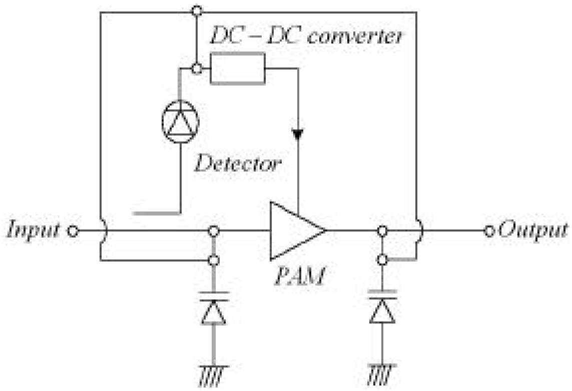

그림 4.1. 임피던스가 보정된 포락선 추적 증폭기

Fig. 4.1 Dynamic ET amplifier which impedance is compensated

즉, 그림 4.2처럼 그림 4.3의 RM914 전력 증폭기의 입력과 출력 임피던스가 일치하도록 바렉터 다이오드를 이용해서 입력과 출력 보정 회로를 설계하여 기존 전력 증폭기에 연결한 것이다.

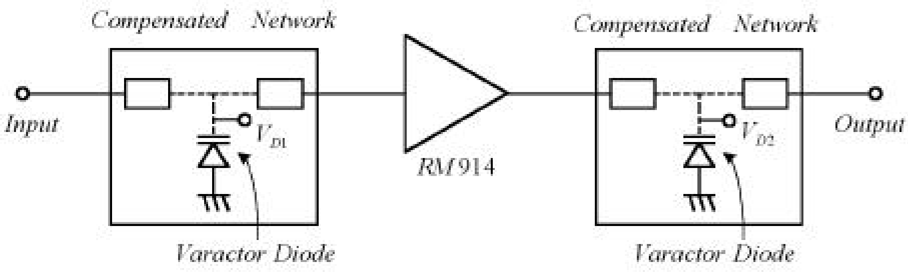

그림 4.2. **제안된 포락선 추적 증폭기**

Fig. 4.2. Suggested dynamic ET amplifier

바렉터 다이오드를 이용해서 입력과 출력 보정 회로를 설계하였고 설계된 보정 회로의 레이아웃(layout)**은 그림** 4.3**과 같다**.

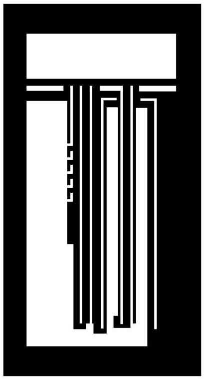

그림 4.3. **보정 회로의 레이아웃**

Fig. 4.3. Layout of compensated circuit

입력과 출력의 보정 회로를 구현하여, **그림** 4.2**과 같이 포락선 추적 증폭기를 구현하여 실험하였다**.

이 실험에서 낮은 동작점 Q_1에서 바렉터 다이오드를 이용한 입력과 출력 보정 회로를 첨부시켜 5dB의 개선효과를 얻을 수 있었고 Q_2에서는 9.2dB의 개선효과를 얻었다. 그런데 단지 2지점에서만 측정하였고 출력레벨을 증가시키면서 측정을 하게 되면, 비선형적인 특성이 나타나는 구간이 존재하였다. 또한 여러번의 회로 수정을 통해서 5장의 최종적인 결과를 얻었다.

4.2 임피던스 보정에 사용된 바렉터 다이오드의 특성

그림 4.4는 역방향 전압에 대한 캐패시턴스의 변화를 나타낸 것으로서 역방향 전압이 클수록 캐패시턴스가 감소한다는 사실을 알 수 있다[13]. 즉, 바렉터 다이오드에 역방향 전압을 인가하면 가변 캐패시터로 동작하므로 포락선 추적 증폭기의 입력과 출력단의 부정합을 보정 할 수 있다.

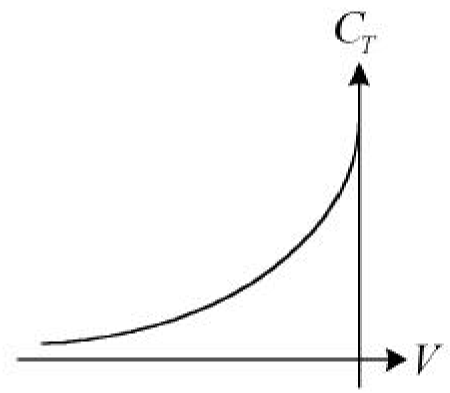

그림 4.4. 바렉터 다이오드의 역방향 전압에 대한 캐패시턴스의 변화

Fig. 4.4. Changing of capacitance according to reverse bias of varactor diode

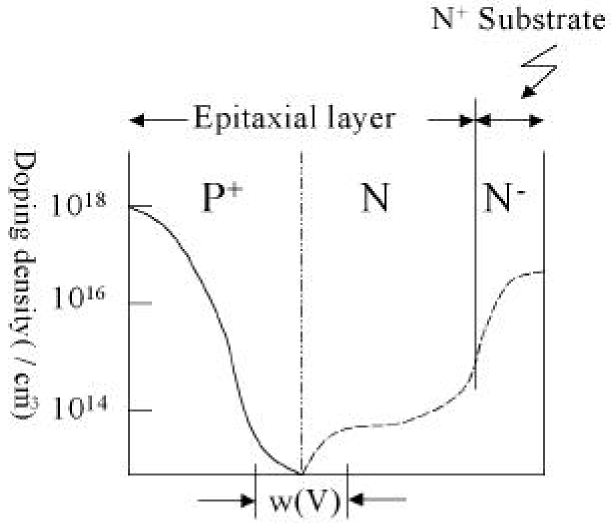

그림 4.5. **바렉터 다이오드의 전형적인 도핑 밀도 구조**

Fig. 4.5. Density distribution of free charge carrier

바렉터 다이오드의 접합층 캐패시턴스 $C_J(V)$**는 전층의 폭** W**의 함수이다. 이때** W**는 인가된 역방향 바이어스 전압의 함수에 따라 결정된다.**

이 캐패시턴스는

$$C_J(V) = \frac{\varepsilon A}{W(V)} \tag{4.1}$$

로 표현되며, 이 때 A**는 횡단면의 면적이고** ε**와** W(V)**는 각각 유전체 상수와 공핍층의 전압의존형 폭이다. 역방향 전압이** 0V**로부터 증가함에 따라 공핍층 폭** W**가 증가하게 되며 계속해서 캐패시턴스는 감소하게 된다.** n **영역의 나머지 부분은 직렬 저항** R_s**로 볼 수 있으며, 이 저항값은 역방향 전압의 증가에 따라 감소하게 된**

다. 바렉터 다이오드에서 도핑 밀도는 가능한 저항값을 줄이기 위해 접촉부의 끝에 상당히 높도록 만들어져 있다.

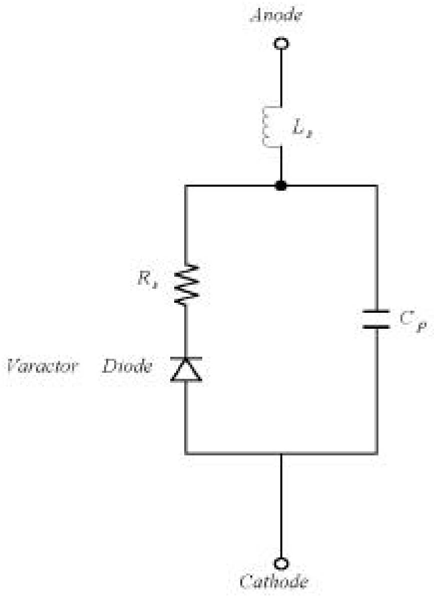

그림 4.6. 바렉터 다이오드의 등가회로

Fig. 4.6. Equivalent circuit of varactor diode

그림 4.6은 패키징된 바렉터 다이오드의 등가회로를 나타낸다. 이것은 리이드 인덕턴스(L_s), 패키지 캐패시턴스(C_p)를 포함하고 있다. 바렉터 다이오드의 중요한 기능은 가변 캐패시턴스로써 동작하는 것이기 때문에 바이어스에 의한 캐패시턴스의 변화 범위는 원하는 위상 변화를 시키기에 충분히 커야 된다. 리액턴스 $1/wC_J$는 높은 주파수에서 R_s와 비교할 때 큰 값을 가져야 한다. R_s를 작게 유지시키기 위해서는 역방향 바이어스 영역에서 바렉터 다이오드가 동작하면 된다.

제 5 장 측정 및 결과 분석

5.1 바렉터 다이오드의 임피던스 측정

본 연구에서 사용한 바렉터 다이오드는 Sony사의 1T367을 사용하였다. 전기적 특징은 부록의 표 1과 같다. 그림 5.1은 역방향 전압을 인가하였을 때의 캐패시턴스의 값을 나타낸다.

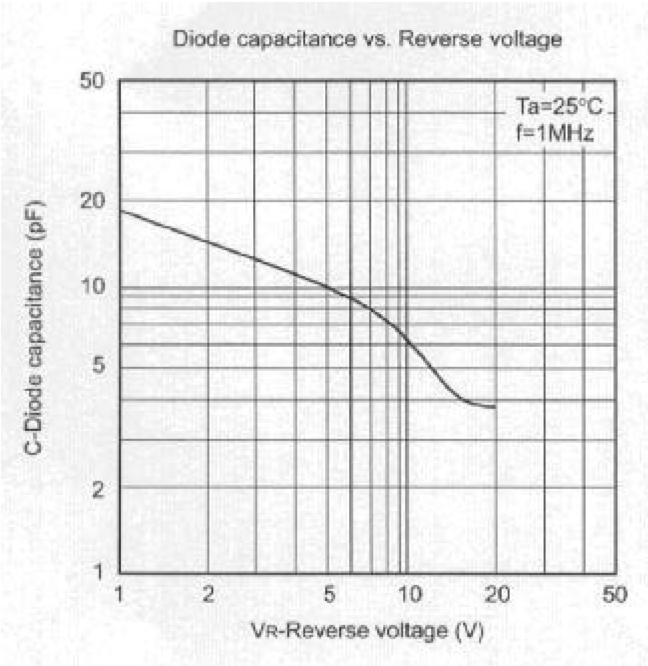

그림 5.1. 1T376의 역방향 바이어스 전압에 따른 캐패시턴스 특성

Fig. 5.1 Capacitance characteristic of 1T367 according to reverse bias voltage

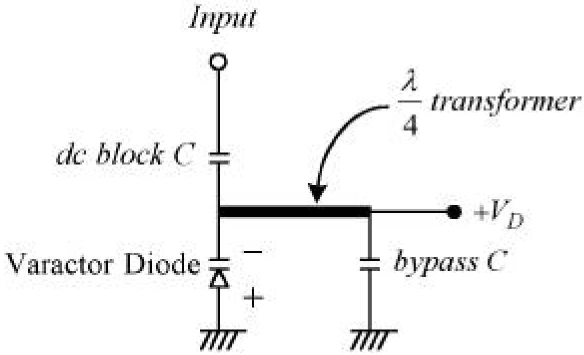

그림 5.2. **바렉터 다이오드의 측정회로**

Fig. 5.2. Circuit of measurement for varactor diode

그림 5.1**에서 역방향 바이어스에 따른 캐패시턴스를 알아보았다**. **그러나 이 특성은 주파수가** 1㎒**일 때의 경우이다**. **따라서 본 논문에서 사용이 가능하나 역방향 바이어스 전압과 주파수에 따라 캐패시턴스 값이 다르므로 그림** 5.2**처럼 새로운** 1T376**의 캐패시턴스를 측정하기 위한 회로를 제작하여 측정하였다**.

여기서 역방향 전압의 범위는 단말기의 전원과 일치해야 하므로 0V 3.5V**로 하였고**, **여러개의 바렉터 다이오드를 측정하여 종합하면 그림** 5.3**에서 보이는 것처럼 위상은** 20° **정도 차이가 났다**. **단**, **이때의 전력은** 0dBm**이다**.

전력레벨에 따라 능동소자의 특성이 변하므로 전력레벨을 바꾸어서 그림 5.2**의 회로를 이용하여 측정한 결과 그림** 5.4**의 결과를 얻을 수 있었다**. **전력 레벨이 변하더라도 그 위상의 변화는 거의 없었기 때문에 본 연구에서** 1T376**을 이용할 수 있었다**. **또한** A**지점과** B**지점의 위상이 단지** 20° **정도만 변하지만**, **입력과 출력의 보정회로를 구현할 때에는 부가 회로를 연결하기 때문에 그 변화폭을** 20**이상 할 수 있어서 본 연구에서 사용할 수 있었다**.

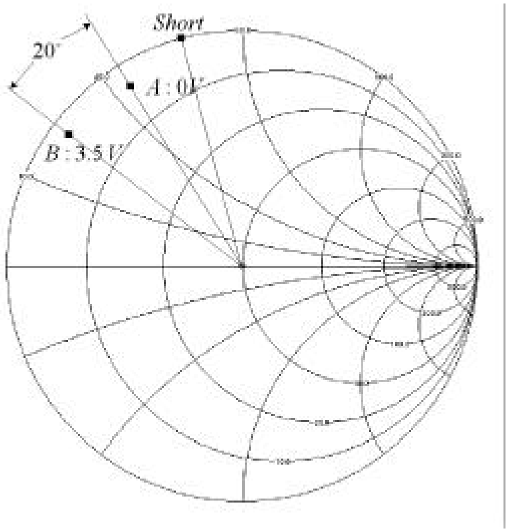

그림 5.3. **바렉터 다이오드의 전압에 따른 임피던스 궤적 변화**

Fig. 5.3. Impedance of varactor diode according to voltage at 0dBm

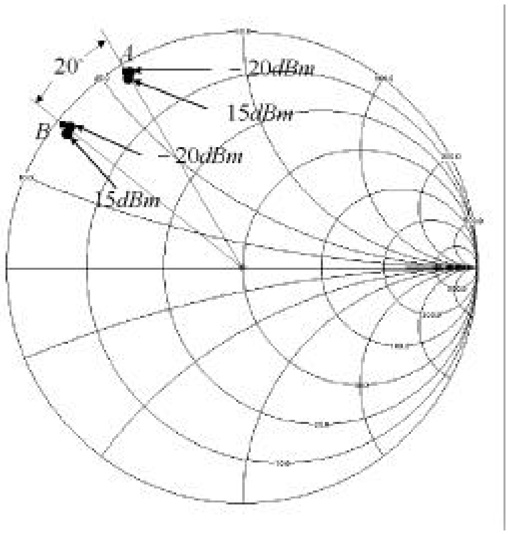

그림 5.4. **바렉터 다이오드의 전력레벨에 따른 임피던스 궤적 변화**

Fig. 5.4. Impedance of varactor diode according to power level at 15dBm and -20dBm

5.2 실험에 사용된 전력 증폭기의 특성

5.2.1 전력 증폭기의 특성 확인 실험

본 논문에서 사용된 전력증폭기는 Conexant사의 RM914를 사용하였다. RM914의 내부 구조는 그림 5.5와 같다.

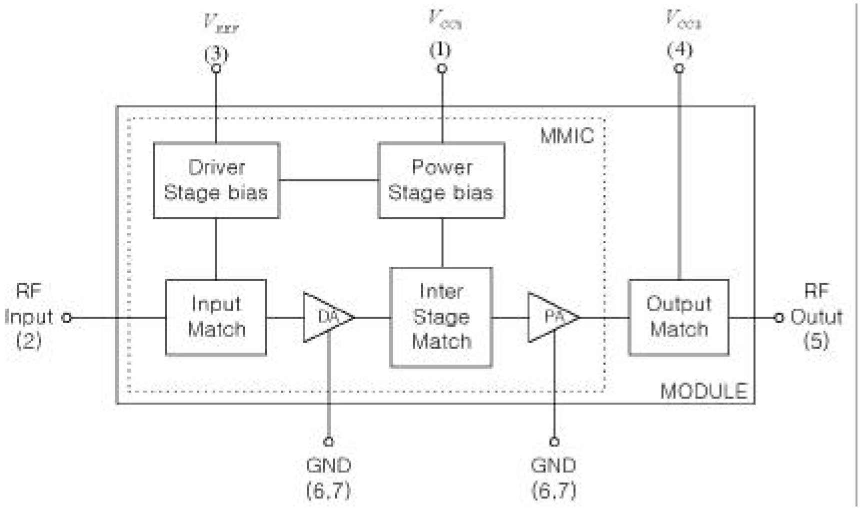

그림 5.5. RM914의 내부 구조

Fig. 5.5. Internal structure of RM914

그림 5.5에서 보듯이 RM914는 내부가 MMIC로 구성되어 있고, 전체적으로는 MODULE의 형태를 취하고 있다. RF신호의 입력과 출력단이 있고, 공통 접지와 V_{REF}와 V_{CC1}과 V_{CC2}의 전원공급부로 이루어져 있다. 각 단자를 정리하면 표 4.1과 같다.

그런데 여기서 Pin번호 6번과 7번의 차이점은 6번은 다른 단자와 마찬가지로 RM914의 가장자리 부분에 있는 것이고, 7번은 아래 면에 있는 것으로 정확한 동작

을 위해서 반드시 접지를 해야 한다. 이 부분의 접지가 잘 되지 않으면 특성이 제대로 나오지 않는다.

표 5.1 핀 번호 설명

Table 5.1 Pin Description

Pin #	Function
1	VCC1
2	RF Input
3	VREF
4	VCC2
5	RF Output
6	GND
7	GND

부록은 RF914 전력 증폭기의 특성을 나타낸다. 먼저 부록의 표 2는 RM914의 허용치를 나타내는 값이다. 즉 각 parameter에서 normal값일 경우에 정상적으로 동작하고, RM914의 특성이 변하지 않는 범위가 최대값이다. 만약 실험을 하다가 이 최대값을 초과하면 RM914가 동작을 하더라도, 비정상적인 동작을 하게 된다. 다음으로 부록의 표 3은 제조업체에서 가장 이상적인 경우일 때의 값을 나타내는 것이다. 바꾸어 말하면 가장 정상적인 동작을 할 수 있을 때를 나타내는 값이다. 마지막으로 부록의 표 4는 RM914의 가장 기본적인 값들이다. 즉 이 값들을 보고 설계하고자 하는 사양에 맞는가를 결정하게 되는 것이다. 본 연구에서 사용한 공급전압과 주파수가 모두 이에 해당되기 때문에 RM914를 이용할 수 있었다.

RM914의 구조는 그림 5.6처럼 2개의 증폭기로 구성된 RFIC회로이다. RFIC의 중간단은 가변 캐패시터를 삽입할 수 없다. 따라서 전력증폭기의 입력과 출력에 바렉터 다이오드를 이용한 정합회로를 연결한다. 이는 전력증폭기의 중간단 부분의 부정합이 입력과 출력 부분에 그대로 반영이 되기 때문에 가능하다고 사료된다[14].

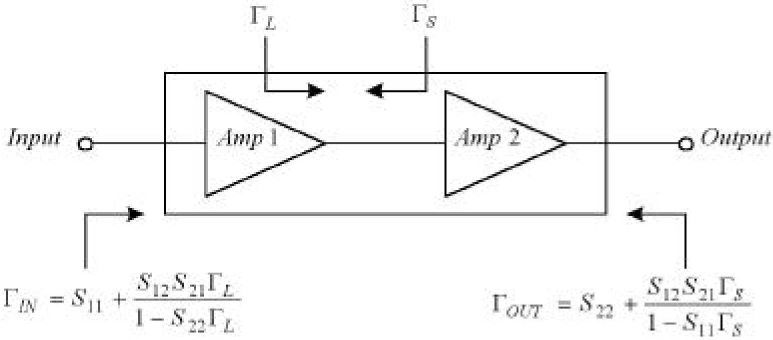

그림 5.6. RM914**의 구조**

Fig. 5.6. Internal structure of RM914

본 연구에서 기초 실험으로 RM914 **전력 증폭기의 특성을 측정하였다**. **제조회사에서 지그**(zig)**를 제공하는데 모양은 그림** 5.7**과 같다**. **그러나 지그의 기판은 본 연구에서는 사용하는 기판의 특성**(**기판두께**, **유전율 등**)**과 다르기 때문에 본 연구에서 사용한 기판을 이용하여** RM914 **전력증폭기를 실험하였다**.

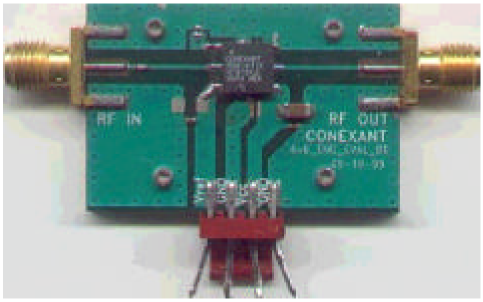

그림 5.7. **지그**

Fig. 5.7. Zig

RM914**전력 증폭기의** bias**는 다음과 같이 인가하였다**.

• **낮은 동작점** : $Q_1 = V_{cc} = 1.5V \ \ V_{ref} = 3.4V$

• **높은 동작점** : $Q_2 = V_{cc} = 3.0V \ \ V_{ref} = 3.4V$

본 연구에서 사용한 기판은 그림 5.8**처럼 두께가** 0.5mm**이고, 유전율이** 3.5**인 에폭시 기판을 이용하였다**.

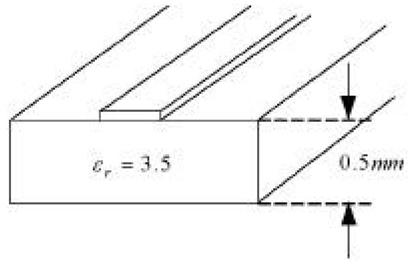

그림 5.8. **사용기판**

Fig. 5.8. Using board

RM914 **전력 증폭기의 측정 회로의 레이아웃**(layout)**은 그림** 5.9**와 같다**.

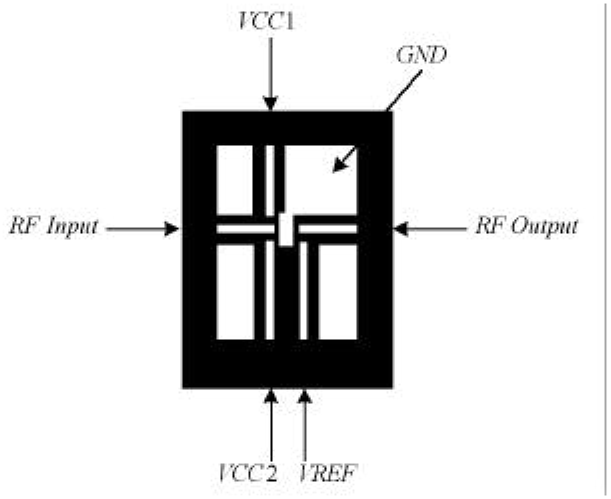

그림 5.9 RM914 **전력 증폭기의 측정 회로**

Fig. 5.9. Measurement circuit of RM914

측정결과는 다음과 같다.

표 5.2 PAM인 경우의 측정 결과

Table 5.2 Measurement result of PAM

	Input	Output	Gain
Q_1	-10dBm	14.5dBm	24.5dB
Q_2	2dBm	27dBm	25dB

RM914를 바꾸어서 회로에 연결하여 실험을 한 결과, 표 5.2와 비슷한 결과를 얻었기 때문에 위 회로를 이용하여 실험이 가능함을 확인하였다.

5.2.2 전력증폭기의 입력 및 출력 임피던스 측정

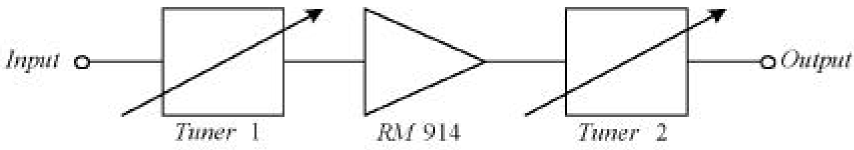

그림 5.10. RM914의 임피던스 측정 회로도

Fig. 5.10. Impedance measuring circuit of RM914

RM914 전력 증폭기의 동작점에 따른 최적의 입력과 출력 임피던스 구하기 위해서 그림 5.9와 같은 회로를 구성하여 측정하였다. 그런데, 그림 5.10처럼 Tuner를 이용하여 RM914 전력증폭기의 입력과 출력 임피던스를 구할 수 있는 이유는 Tuner가 스미스 도표에서 전 영역을 포함하기 때문이다. 먼저 Q_1에서 낮은 RF신호가 인가될 때 최고의 이득이 나오도록 Tuner 1,2를 조절한다. 또한 Q_2에서 높은 신호에 대해서 이득이 최대가 되도록 Tuner 1,2를 조절한다. 이 때 측정된 입력과 출력 임피던스는 각각 그림 5.11과 그림 5.12와 같다.

그림 5.11과 그림 5.12는 5.2.1장에서 RM914 전력 증폭기의 이득을 측정하였던 것처럼 여러 개의 RM914를 바꾸면서 측정하여 얻은 결과이다.

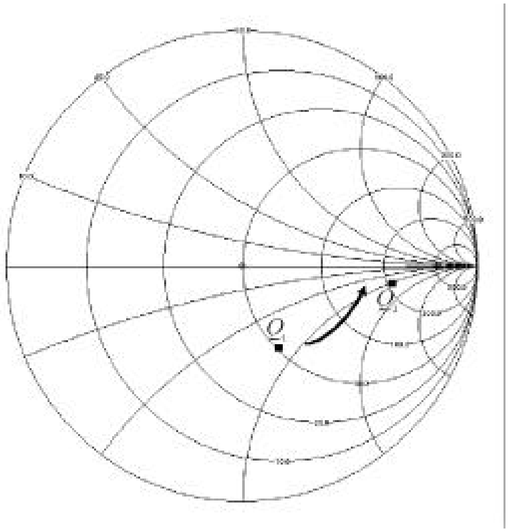

그림 5.11. RF914**의 입력단의 최적 임피던스 궤적**

Fig. 5.11 Input stage optimal impedance trace of RM914

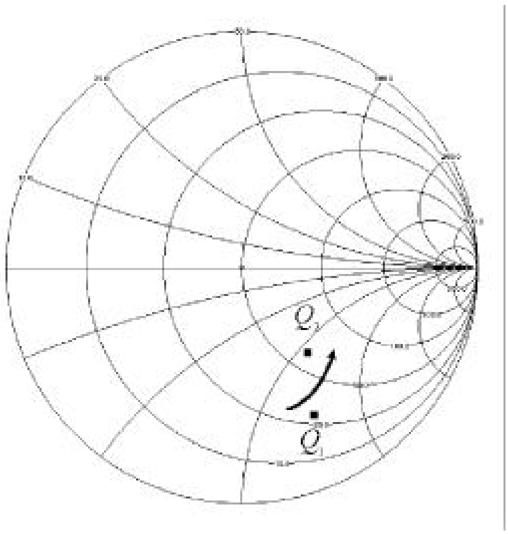

그림 5.12. RF914**의 출력단의 최적 임피던스 궤적**

Fig. 5.12 Output stage optimal impedance trace of RM914

5.3 결과 및 분석

본 논문에서 전력 증폭기가 동작점과, 입력 전력 레벨이 변할 때 부정합되는 부분에 대해서, 가변 캐패시턴스(바렉터 다이오드)를 사용하여 포락선 추적 증폭기를 제작하여 측정한 결과는 다음과 같았다.

일반적인 증폭기, 포락선 추적 증폭기, 임피던스가 보정된 포락선 추적 증폭기의 이득 특성은 그림 5.13과 같다.

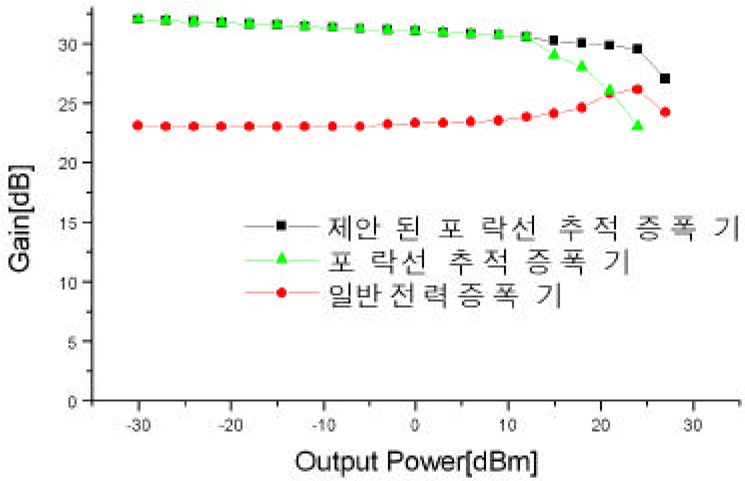

그림 5.13. 출력 전력에 대한 이득 특성

Fig. 5.13. Gain according to output power

특성을 살펴보면 다음과 같다. 먼저 단지 전력 증폭기만을 측정한 경우의 이득 특성이 원으로 표시된 그림이고, 삼각형으로 표현된 것이 기존의 포락선 추적 증폭기의 이득 특성이고, 마지막으로 사각형으로 표현된 것이 임피던스가 보정된 포락선 추적 증폭기의 이득 특성이다. 앞에서도 이미 언급되었듯이 기존의 포락선 추적 증폭기는 전력 레벨이 높아지면서 이득이 감소하는 것을 알 수 있다. 또한 RF신호가

15㏈m보다 높을 때 이득 개선은 7㏈가 됨을 알 수 있다. 전반적으로 기존의 전력증폭기보다도 이득 특성이 우수함을 알 수 있다.

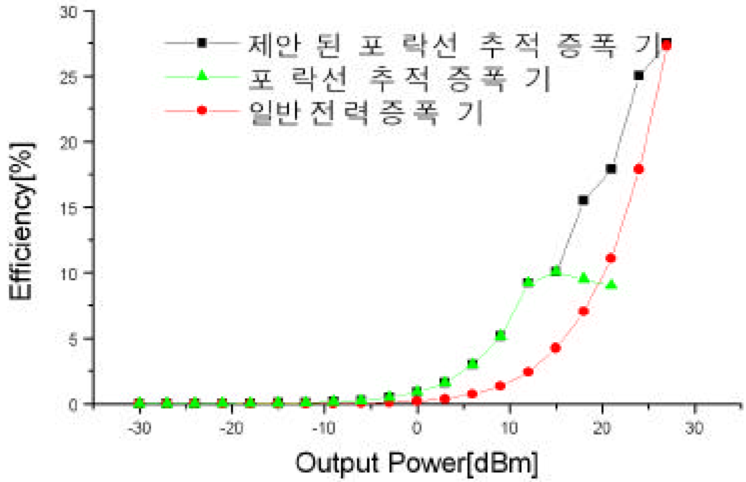

그림 5.14. 출력 전력에 대한 효율 특성

Fig. 5.14. Efficiency according to output power

효율 특성은 그림 5.14와 같다. 고정된 바이어스 증폭기(기존의 포락선 추적 증폭기)에 비해 출력 전력이 낮을 때도 차이가 나지만 그 값이 너무 작아서 그림상으로는 잘 보이지 않지만 높은 출력일때는 현저히 효율이 개선되고 최대 출력일 때는 2.5배가 됨을 알 수 있다. 또한 기존의 효율 개선을 목적으로 한 포락선 추적 증폭기의 단점인 높은 출력 전력(15㏈m 이상)일 때의 효율이 현저히 저하되는 부분에 대해서도 효과적으로 개선되는 것을 알 수 있다. Lilja에 의하면 확률 분포 함수와 전력증폭기에서 소모된 전력으로부터 보정된 포락선 추적 증폭기가 기존의 전력 증폭기보다 상대적으로 어느 정도의 직류 전력을 저축하는지를 구할 수 있다[15]. 각각의 RF 출력 레벨에 따라 분포 함수를 가중치로 놓고 각각의 출력 신호에 따르는

소모전력을 곱하면 그림 5.15와 같이 표현 될 수 있다. 이것은 각 출력 레벨의 가중된(weighted)직류 전력으로 이것의 평균치에 의해 기존의 전력증폭기보다 어느 정도 직류 전력의 저축효과가 있는지 알 수 있다. 여기서 임피던스 보정된 포락선 추적 증폭기의 그림은 DC-DC converter의 conversion efficiency를 Nishimura의 data로부터 참고하여 도출한 것이다. 먼저 전력 증폭기에서 소모된 DC 전력과 확률 분포 함수는 그림 5.14처럼 표현된다. 즉 그림 5.15의 값은 그림 5.14에서 각 증폭기의 DC 전력 소모량과 확률분포함수의 각 전력 레벨에 대해서 곱한 값이다. 식으로 나타내면 식 5.1과 같다.

Weighted DC Power = Power level당 PDF × DC Power소모량 (5.1)

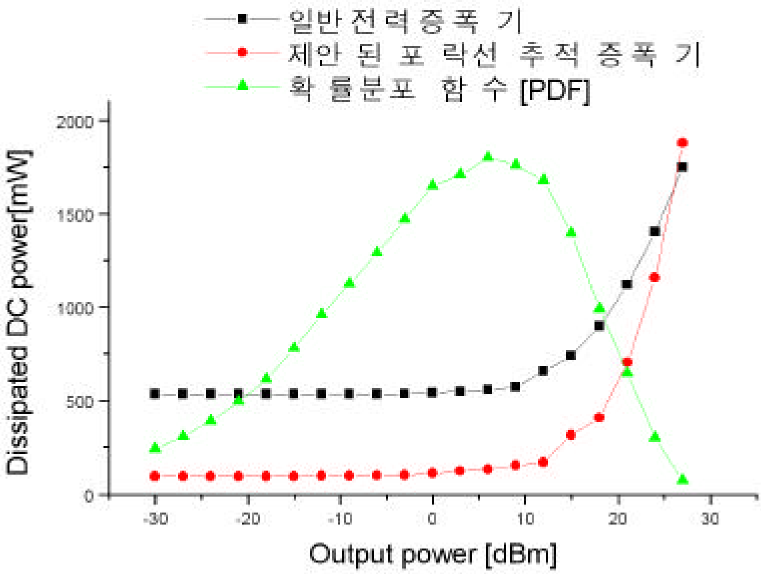

그림 5.14. 출력 전력에 대한 소모된 직류 전력 특성과 확률 분포함수

Fig. 5.14. DC power and PDF according to output power

그림 5.15는 식 5.1로부터 얻은 가중된 소모 직류 전력 특성을 나타낸다. 그림에서 실선으로 표시된 A는 전력증폭기만을 사용하였을 경우의 소모되는 전력의 평균값이다. 점선으로 표시된 B는 바렉터 다이오드를 사용한 임피던스가 보정된 포락선 추적 증폭기의 소모되는 전력의 평균값이다. 그림 5.15에 의하면 임피던스가 보정된 동적 바이어스 증폭기의 전력 소모는 기존의 전력 증폭기에 비해 37%정도만 소모하는 것을 알 수 있다.

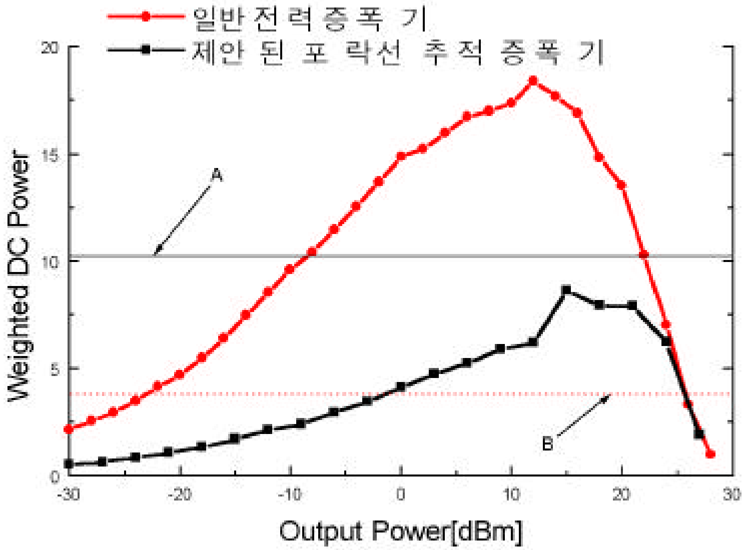

그림 5.15. 출력 전력에 대한 가중된 소모 직류 전력 특성

Fig. 5.15 Weighted DC power according to output power

또한 고출력 증폭기가 단말기 전력 소모의 60%를 차지한다고 가정했을 때, 식 5.2처럼 표현할 수 있다.

$$\text{배터리수명} \propto \frac{1}{\text{소모된파워}} = \frac{1}{(0.4 + 0.6)} \tag{5.2}$$

이때 0.6**에서** 37%**만 사용되므로**

$$\frac{1}{(0.4 + 0.224)} = 1.6 \tag{5.3}$$

식 5.3**이 되어 임피던스가 보정된 포락선 추적증폭기를 사용했을 때 단말기의 배터리의 수명을 약** 60% **연장하는 효과를 나타냄을 알 수 있다**.

제 6 장 결론

포락선 추적 증폭기는 CDMA방식을 사용하는 이동 통신 단말기에서 효율을 획기적으로 개선시킨다는 점에서 대단한 관심을 일으키고 있다.

그러나 이러한 포락선 추적 증폭기는 RF신호레벨이 바뀌면 동작 바이어스가 변하게 되어 입력과 출력 임피던스가 변하는 본질적인 문제가 발생하게 된다.

따라서 논문에서 이러한 동적 바이어스에 의한 부정합을 가변 캐패시턴스(바렉터 다이오드)로 보정하는 방법을 제시하였다.

실험을 위해서 Conexant사의 RM914를 사용하였는데, 증폭기의 입력과 출력단의 임피던스를 튜너를 이용하여 측정하였고, 부정합된 임피던스를 보정하가 위하여 역전압을 인가하였을 때 가변 캐패시턴스로 동작하는 Sony사의 1T367의 바렉터 다이오드를 이용하였다.

실험을 통해서 부정합된 부분에 대해서 보정을 하여서 일반 전력증폭기에 비해서 7㏈정도의 이득 개선효과를 얻었고, 기존의 포락선 추적증폭기가 15㏈이상의 높은 출력전력 레벨에서 이득이 감소하는 부분에 대해서도 개선하였다. 효율도 일반 전력증폭기에 비해서 최대 2.5배로 크게 개선되는 것을 확인하였으며, 기존의 포락선 추적 증폭기가 15㏈m이상의 높은 전력 레벨에서 효율이 감소하는 부분에 대해서도 개선하였다. 실제 현재 사용중인 고출력 증폭기에 비해 전력소모도 평균 37%정도만 소모하는 것을 확인하였다. 또한 이러한 보정 회로는 RFIC 공정이 필요하지 않고, 입력과 출력단에 보정회로를 쉽게 부가하면 사용할 수 있으므로 실용적인 관점에서도 의미가 있다고 할 수 있다.

또한 본 논문에서 제안된 포락선 추적증폭기는 셀룰라용 단말기뿐만 아니라 상용화되어 있는 PCS나 앞으로 사용될 IMT-2000과 같은 무선통신 분야에서도 응용이 가능하다.

참고 문헌

[1] J. Staudinger, B. Gilsdorf, D. Newman, G. Norris, G. Sadowniczak, R. Sherman, and T. Quach, "High Efficiency CDMA RF Power Amplifier Using Dynamic Envelope Tracking Technique", *IEEE MTT-S Digest,* pp. 873-876, 2000.

[2] G. Hanington, P. Chen, P. Asbeck, and L . Larson, "High-Efficiency Power Amplifier Using Dynamic Power-Supply Voltage for CDMA Application", *IEEE Tran. Microwave Theory Tech.* Vol.47, No 8, pp. 1471-1476, 1999.

[3] RF Power Transistor Manual , "*General Considerations for Power Transistors*", RCA.

[4] RF Power Transistor Manual, "*Special Features of High-Frequency Power Transistors*", RCA.

[5] R. Soares, "*GaAS MESFET Circuit Design*", Norwood, Artech House, pp. 287-289, 1988.

[6] R. Hajji, F. Beauregard, and F. M. Ghannouchi, "Multitone Power and Intermodulation Load-Pull Characterization of Microwave Transistors Suitable for Linear SSPAs Design", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, pp. 1093-1099, July, 1997.

[7] S. C. Cripps, "A Theory for the Prediction of GaAs FET Load-Pull Power Contours", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest,* Boston, MA, pp. 221-223, 1983.

[8] J. B. Beyer, "MESFET Distributed Amplifier Design guidelines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech, MTT-32,* pp. 268-275, March, 1984.

[9] G. Hanington, P.F. Chen, V. Radisic, T .Itoh, and P.M.Asbeck, "Microwave power amplifier efficiency improvement with a 10㎒ HBT DC-DC Converter", *IEEE MTT-S Tech. Dig.*, pp. 589-592, 1998.

[10] F. Raab, B. E. Sigmon, R. G. Meyers, and R. M. Jackson "High efficiency L-band Kahn-technique transmitter", *IEEE MTT-S Tech. Dig.* Vol.2, pp. 2220-2225. 1998.

[11] T. B. Nishimura, N. Iwata and G. Hau, "Wide-Band CDMA Highly Efficient Heterojunction FET over Wide Range Output Power with DC-DC Converter", *IEEE MTT-S Digest*, pp 1091-1094, 1999.

[12] S. C. Cripps. "*RF Power Amplifiers for Wireless communications*" Artecht House, pp. 145-178, 1999.

[13] U.L. Rohde , and D.P. Newkirk, " *RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications* " , Wiley-Interscience , pp. 153-197, 1999.

[14] Guillermo Gonzalez, "*Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*" , 2nd Edition, Prentice Hall, 1997.

[15] H. Lilja, and H. Mattila, "WCDMA Power Amplifier Requirements and Efficiency Optimization Criteria", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1843-1846, 1998.

부 록

표 1 1T367의 전기적 특징

Table 1 Electrical characteristics of 1T367

(Ta = 25℃)

Item	Symbol	Conditions	Min	Typ.	Max	Unit
Reverse current	I_R	V_R = 15 V			3	nA
Diode capacitance	C_2	V_R = 2 V , f = 1㎒	14.3	15.0	14.0	pF
	C_{10}	V_R = 10 V , f = 1㎒	5.5	4.0	4.5	pF
Capacitance ratio	C_2/C_{10}		2.2	2.5		
Series resistance	rs	V_R = 5 V , f = 470㎒		0.3	0.4	Ω

표 2 절대적인 최대 비율

Table 2 Absolute maximum ratings

Parameter	Symbol	Min	Normal	Max	Unit
Rf Input Power	Pin	–	3.0	4.0	㏈m
Supply Voltage	Vcc	–	3.4	5.0	Volts
Reference Voltage	Vref	–	3.0	3.3	Volts
Case Operation Temperature	Tc	-30	25	+110	℃
Storage Temperature	Tstg	-55	–	+125	℃

표 3 제안하는 동작 조건

Table 3 Recommended operation conditions

Parameter	Symbol	Min	Normal	Max	Unit
Supply Voltage	Vcc	3.2	3.4	4.2	Volts
Reference Voltage	Vref	2.9	3.0	3.1	Volts
Operation Frequency	Fo	824.0	834.5	849.0	㎒
Operation Temperature	To	-30	+25	+85	℃

표 4 CDMA/AMPS의 정상 동작조건의 전기적 사양

Table 4 Electrical specification for CDMA/AMPS nominal operation condition

Characteristics	Condition	Symbol	Min	Typical	Max	Unit
Quiescent current	Vref=3.0 Vref=2.9	Iq Iq	- -	100.0 80.0	- -	mA mA
Gain-Analog	Po=0dBm Po=31dBm	G Gp	- -	28.0 28.0	- -	dB dB
Power Added Efficiency -Analog Mode	Po=31dBm	PAEa	43.0	55.0	-	%
Harmonic Suppression -Second -Third	Po≤31dBm Po≤31dBm	AFo2 AFo3	- -	-	-30.0 -30.0	dBc dBc
Noise Power in RX Band 869-894MHz	Po@28dBm	RxBN	-	-134.0	-133.0	dBm/Hz
Noise Figure	-	NF	-	4.0	-	dB
Input Voltage Standing Wave Ratio	-	VSWR	-	1.4:1	-	–
Stability(Spurious output)	5:1 VSWR All phases	-	-	-	-60.0	dBc
Ruggedness - No damage Po≤31dBm	No damage	Ru	10:1	-	-	VSWR

감사의 글

철없이 고등학교를 보내고 대학에 온지가 벌써 7년이 되었습니다. 많은 좋은 일과 힘든 일이 있었지만 결국은 졸업을 하게 되었습니다. 항상 옆에서 도와주신 모든 분들에게 먼저 진심으로 감사의 마음을 전합니다.

본 논문이 있기까지 따뜻한 마음으로 격려를 해주시고, 새벽까지 퇴근을 안하시고 실험을 도와주신 강인호 교수님과 처음 접하는 저를 깊은 관심과 사랑으로 논문이 완성되기까지 많은 조언을 해주신 양규식 교수님께 감사를 드립니다. 또한 바쁜 와중에 논문심사를 해주신 조형래 교수님에게도 감사를 드립니다. 또한 논문이 완성되기까지 많은 도움을 주신 전파공학과 교수님들에게도 감사드립니다.

학문적으로나 정신적으로 많이 도와준 마이크로파 실험실의 치환이 형과 재현이 형, 현욱이 형에게도 감사의 마음을 전합니다. 또한 지끔까지 7년동안 함께 생활하였던 종구랑 하근이에게도 감사의 마음을 전합니다. 다른 실험실의 모든 대학원 선, 후배님들에게 감사의 마음을 전합니다.

멀리서 항상 관심과 조언을 보내주신 용진이 형에게도 감사의 마음을 전합니다.

지금은 옆에 없지만 방학도 없이 함께 실험을 도와준 주헌이에게 감사의 마음을 전하고, 늦게 실험실에 들어와서 함께 생활한 진산이랑 병구에게도 감사의 마음을 전합니다. 기술적으로 도움을 준 한국타코닉의 김현숙 씨, SME교역의 김영진 씨에게도 감사의 마음을 전합니다. 또한 PCB제작을 도와준 전자통신공학과의 형동씨에게도 감사의 마음을 전합니다.

멀리서 항상 걱정하고 함께 공부한 재용이에게도 감사의 마음을 전합니다.

마지막으로 힘든 투병생활을 하시는 아버님과 간병을 하시는 어머님, 늘 따뜻한 마음을 가진 큰자형과 누나, 이제는 한 가정의 가장이 된 형과 시골로 이사를 간 둘째 누나, 부산에 있어서 언제나 큰 힘이 되어준 막내누나에게 고마운 마음을 전하고 싶습니다.

새로운 사회에 나가지만 늘 어머님이 해주신 말씀과 학교에서 배운 것으로 힘들 때 포기하지 않고 모든 것을 이기는 사람이 되도록 노력하겠습니다.