

論文97-34D-10-4

3dB Coupled Line을 이용한 안정한 RF전력증폭기 설계방법

(Design Method of Stable RF Power Amplifiers using 3dB Coupled Line)

金善昱*, 姜元泰*, 姜忠求*, 張益洙*

(Sun Wook Kim, Won Tae Kang, Chung Gu Kang, and Ik Soo Chang)

요 약

본 논문에서는 3dB Coupled Line을 이용한 안정한 RF전력증폭기의 설계방법을 제시하였다. 사용된 광대역 정합방법은 저주파대에서의 저항결합회로와, 마이크로파 대역내에서의 3dB Coupled Line을 이용한 무손실 정합회로를 결합시켜 구현하였으며, 저항결합회로를 사용하므로써 반사되는 전력이 정합회로내의 저항에서 소모되므로 반사계수가 작아지고, 안정도가 개선되며 다단 증폭기의 제작시 중간단 정합(Interstage Matching)이 용이하였다. 이 방법을 사용하여 PCS대역(1840 - 1870MHz)에서 사용할 수 있는 마이크로파 대전력 증폭기를 설계, 제작하였다. 제작된 대전력 증폭기는 19dB의 이득과 9W(39.6dBm)의 출력전력특성을 보여주었고 사용된 소자는 중간신호용으로 Motorola사의 MRF6401 TR을 대전력용으로 MRF6402 TR을 사용하여 결합시켰다.

Abstract

A new design method of Stable RF Power Amplifier using 3dB Coupled Line is proposed in this thesis. The proposed method of broadband matching consist of resistive matching circuits at low frequency and lossless matching circuits at microwave band. This design method increase the stability of an amplifier and is suitable for interstage matching. When high power amplifier is designed using this method for PCS Base Tranceiver Station, the measured results shows that the gain of 18.5dB, and 9W(39.5dBm) output power. We use Motorola's MRF6401 for medium power, and MRF6402 for large power and cascaded them.

I. 서 론

이동 통신 시스템 기술의 발전에 따라 다양한 형태의 무선서비스 수요가 증가하는 추세에 있으며, 이에 따라 무선 통신 서비스를 구성하는 무선설비중 하나인 기지국의 수요도 증가하고 있다. 이러한 무선통신의 주요 부품중 기지국에 들어가는 마이크로파 대전력증폭기(HPA ; High Power Amplifier)는 중요한 기능을

담당하는 핵심장비중 하나이다.

일반적으로 증폭기의 설계시, 설계자는 원하는 설계 목표, 즉 높은 이득, 1dB압축점, 광대역 증폭, $(C/D)_{3rd}$ 특성등에 따라 정합회로를 설계한다. 이 때 부궤환 증폭기, 분배회로 증폭기와 같은 광대역 증폭기를 제외한 π , L형등과 같은 대역 통과 정합회로를 가지는 증폭기는 입,출력정합이 일정 대역내에서만 이루어지게 된다. 이에 따라 저주파대에서는 정합회로가 잡음, 또는 트랜지스터 자체의 불안정한 저주파특성으로 인하여, 증폭기의 발진(Oscillation)을 유발하게 되는 경우가 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 저

* 正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic engineering, Graduate School of Sogang University)

接受日字:1997年7月1日, 수정완료일:1997年8月19日

항결합회로와 임피던스 변성기 및 3dB Coupled Line 을 사용하여 광대역 정합회로를 설계하고, 이를 이용하여 안정한 PCS기지국(PCS BTS; Personal Communication Service Base Transceiver Station)용 마이크로파 대전력 증폭기를 설계, 제작하였다. 송신 주파수 대역은 1840 - 1870MHz이며, 사용된 트랜지스터는 Motorola사의 MRF6401과 MRF6402이다. 이들 트랜지스터를 구동시키기 위하여 MRF571을 사용하여 2단 평형구조의 구동증폭기(Drive Amplifier)를 제작하였다. MRF6401과 6402는 Cascade구조로 중간단정합(Interstage Matching)을 사용 제작하였다.

II. Tuner와 저항결합회로를 이용한 광대역 정합회로

1. 저항결합회로

그림 1.의 $\lambda/4$ 저항결합회로는 저주파영역의 신호를 저항을 통해 소모 시킴으로서 정합특성을 향상시키고, 트랜지스터 자체를 저주파 신호에 동작시키지 않는 효과를 목적으로 제작 된것이다. 중심주파수 f_0 에서 $\lambda/4$ 과장의 길이를 갖는 단락선 정합 특성로는 f_0 인 입력신호에 대해 개방으로 인지되어 입력신호는 저항결합회로에 영향을 받지 않고 통과하고, 반면에 저주파 대역의 신호는 50Ω 저항에서 소모된다.

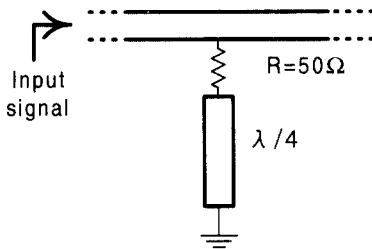


그림 1. 저항결합회로
Fig. 1. Resistive Decoupling Circuit.

2. Tuner와 저항결합회로로 이루어진 광대역 정합회로

광대역 정합회로는^[3] 전대역에서 최적 임피던스정합이 이루어지는 것이 아니고, 저주파 대역에서는 저항결합 특성에, 마이크로파대역에서는 최적 임피던스정합에 의해 정합이 이루어진다. 따라서 광대역정합

증폭기에서의 정합회로는 적절한 여파기 이론을 이용하여 두 대역을 분리시켜 설계되어야 한다. 저주파대역에서는 L, C에 의한 임피던스 변환회로를 이용할 수 없으므로 외부에 저항을 연결하여 강제적으로 임피던스를 맞추어야 하는데 이로 인하여 정합회로는 손실을 갖는다.

본 논문의 목적은 광대역 정합 특성에 비중을 두었으며, 마이크로파대역에서 적절한 임피던스 변성기를 사용하여 저항에 의한 손실을 제거하면서 원하는 증폭기의 광대역 정합특성을 얻을 수 있다.

그림 2.는 사용된 정합회로의 기본회로이다. Tuner 부분은 마이크로파대역에서 원하는 증폭기의 특성을 얻기 위해 설계된 정합회로이다. 이 기본회로를 저주파대역과 마이크로파대역으로 나누어 살펴보면, 먼저 저주파대역에서 신호는 Coupled Line의 Coupled-Thru Port의 저항에 의해 소모되고, 따라서 입력단에서 바라본 반사특성은 50Ω 정합된 것처럼 보인다. 마이크로파 대역에서 저항결합회로는 $\lambda/4$ 임피던스 변성기에 의해 영향을 주지 않으므로, 결과적으로 Tuner 부분만이 증폭기의 특성을 결정한다. 세부적으로 살펴보면 그림 2.의 A 점에서 $Z_L = Z_1 // Z_2$ 인데, Z_1 은 $\lambda/4$ 임피던스 변환회로에 의해 단락으로 보이므로 $Z_1=0$ 이고, 따라서 Z_L 가 어떠한 값을 갖더라도 Z_L 에도 그대로 적용된다. 그러므로 단락점에서 θ_1, θ_2 만큼 이동한 단락선로 Z_3, Z_4 값에 의하여서만 Tuner의 임피던스값이 정해진다.

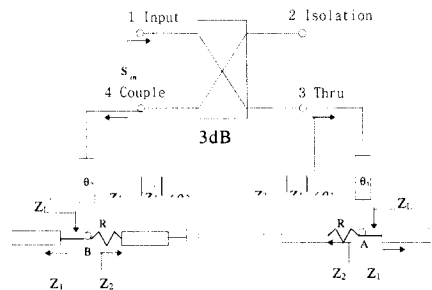


그림 2. Tuner와 저항결합회로로 이루어진 광대역 정합회로
Fig. 2. Broadband Matching Circuit using Tuner and Resistive Decoupling Circuit.

그림 3과 그림 4는 저항결합회로를 정합회로에 연결했을 경우와 연결하지 않았을 경우를 각각 HP EESOF TOUCHSTONE을 이용하여 simulation하

였을 때의 회로와 결과이다. 저항결합회로를 정합회로에 연결했을때 $f_0 = 1855MHz$ 에서의 임피던스값은 50Ω 로 수렴함을 알 수 있다. 그림 5는 위 회로를 실제 제작하였을 때의 측정값이다. 마찬가지로 저주파대의 정합특성은 반사손실이 전대역에서 $-13.1dB$ 이하로 개선되었고, $f_0 = 1855MHz$ 에서 삽입손실 차이는 $0.02dB$ 로, 저항결합회로가 f_0 에서 거의 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

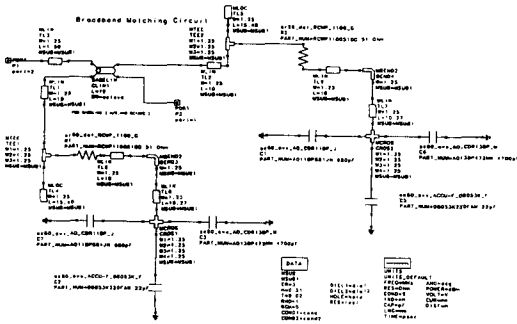


그림 3. Tuner와 저항 결합회로로 이루어진 광대역 정합회로
Fig. 3. Broadband Matching Circuit using Tuner and Resistive Decoupling Circuit.

III. 광대역 정합회로를 이용한 중간단 정합에 대한 이론

전력증폭기 시스템을 설계함에 있어서 가장 중요한 부분은 전력용 트랜지스터의 입출력 임피던스의 정합이다. 일반적으로 고출력 트랜지스터의 입력 임피던스와 출력 임피던스는 매우 낮은 값을 나타내고 있으므로 우리가 일반적으로 사용하는 50Ω 에 정합시키기가 어렵다.

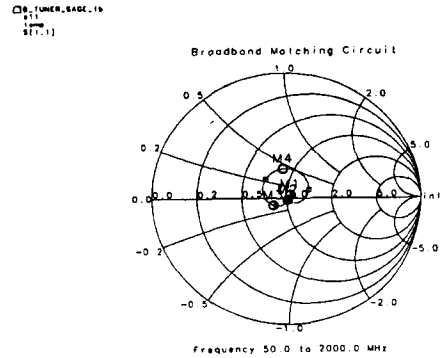
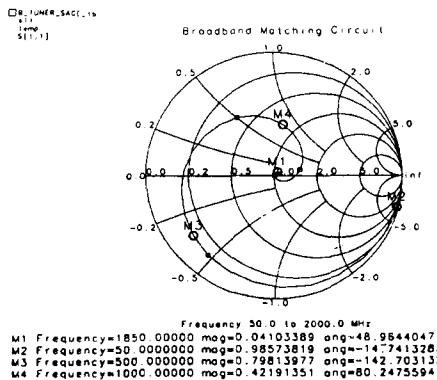


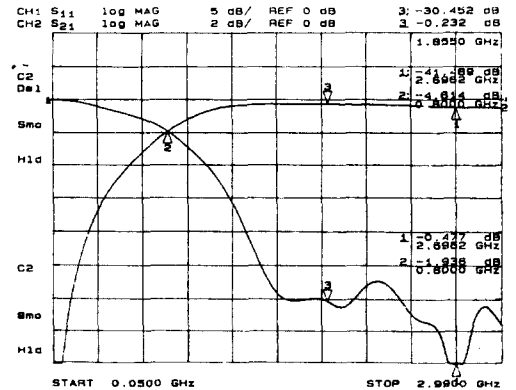
그림 4. 저항 결합회로를 사용한 정합회로의 Simulation특성

- (a) 저항결합회로를 사용하지 않은 경우,
 - (b) 저항결합회로를 사용한 경우
- Fig. 4. Simulation Characteristics of Broadband Matching Circuit using Tuner and Resistive Decoupling Circuit
- (a) Without Resistive Decoupling Circuit,
 - (b) With Resistive Decoupling Circuit

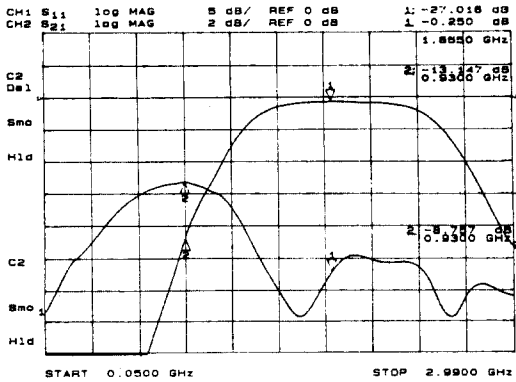
그림 6은 2개의 트랜지스터를 서로 Cascade로 연결할 때 각각의 입력 임피던스와 출력 임피던스 정합 회로를 삽입시켜 50Ω 에 정합시킨 회로이다. 그림 7에서 두 트랜지스터 Q_1 과 Q_2 의 중간단 정합을 위해서는 Q_1 의 부하임피던스(Z_{L1})와 Q_2 의 입력임피던스(Z_{in2})를 알아내어 Smith Chart상에서 Z_{L1} 에서 Z_{L2} 로 임피던스 정합시켜야 한다. 그러나 정상 동작하에서 Q_2 의 Z_{in2} 에 대한 정확한 정보를 알아내기 어렵고, 50Ω 계에서 Q_2 의 Z_{s2} 에 대한 정보는 각단의 50Ω 정합시 알 수 있으므로, 이를 이용한 중간단 정합이 가능하다.



(a)



(a)



(b)

그림 5. 저항 결합회로를 사용한 정합회로의 특성

- (a) 저항결합회로를 사용하지 않은 경우,
- (b) 저항결합회로를 사용한 경우

Fig. 5. Characteristics of Broadband Matching Circuit using Tuner and Resistive Decoupling Circuit

- (a) Without Resistive Decoupling Circuit,
- (b) With Resistive Decoupling Circuit

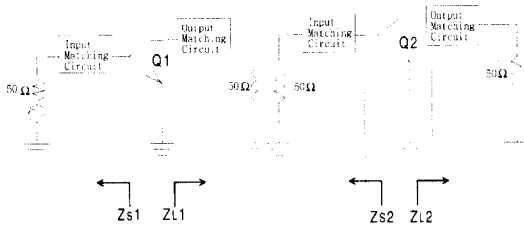


그림 6. Cascade로 연결된 증폭기

Fig. 6. Cascaded Amplifier.

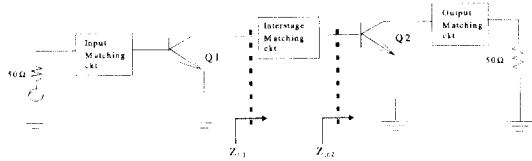


그림 7. 중간단 정합회로를 사용하여 정합시킨 2단 증폭기

Fig. 7. Two Stage Amplifier using Interstage Matching Circuit.

즉 Q_2 의 입력정합 특성이 우수하여 반사손실이 극히 작다면, 근사적으로 $Z_{in2} \cong Z_{L1}$ 와 같이 놓을 수 있고 Smith Chart상에서 Z_{L1} 에서 Z_{s2} 로 중간단 정합이 가능하다. 물론 이 방법은 중간단 정합시 증폭기의 부하 임피던스(Z_L)와 전원임피던스(Z_s)의 변화가 상호 영향

을 주며, 정확히 $Z_{in2} = Z_{L1}^*$ 가 아니므로 높은 방향성을 가지는 방향성 결합기를 이용한 중간단 정합 방법^[6]보다 정확도가 낮다. 그러나 위 방법이 대역내에서 25dB이상의 높은 방향성을 가지는 방향성 결합기가 요구되고 이러한 특성을 지닌 방향성 결합기의 제작이 용이하지 않으므로 근사적 방법으로 사용 가능하다. 이 중간단 정합회로를 3dB Coupled Line을 이용한 광대역 정합회로를 이용하여 구현하여 보면, 그림 8과 같이 나타 낼 수 있고 이때 3dB 방향성 결합기에서 결합계수가 $1/\sqrt{2}$ 이므로, S-Parameter는

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

와 같이 주어지게 된다. 이 때 부하에 대한 행렬은 식 (2)와 같다.

$$[S_{L1}] = \begin{bmatrix} \Gamma_2 & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_3 & 0 \\ 0 & 0 & \Gamma_4 \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 두 행렬에 Port Reduction Technique^[4]에 적용하면

$$S_{in} = \Gamma_3 \left[\frac{-\Gamma_2 \Gamma_4}{1 + \Gamma_2 \Gamma_3 - \Gamma_2 \Gamma_4} + \frac{1 - \Gamma_2 \Gamma_4}{1 + \Gamma_2 \Gamma_3 - \Gamma_3 \Gamma_4} \right] - j\Gamma_4 \left[\frac{-j\Gamma_2 \Gamma_3}{1 + \Gamma_2 \Gamma_3 - \Gamma_2 \Gamma_4} - \frac{j(1 + \Gamma_2 \Gamma_3)}{1 + \Gamma_2 \Gamma_3 - \Gamma_2 \Gamma_4} \right] \quad (3)$$

와 같은 1단자 S-Parameter를 얻을 수 있다.

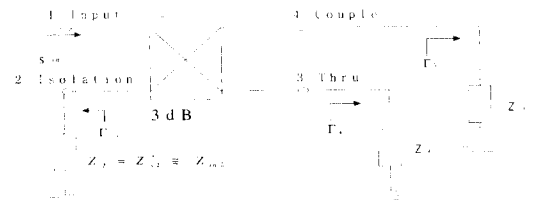


그림 8. 광대역 정합회로를 이용한 중간단 정합회로
Fig. 8. Interstage Matching Circuit using Broadband Matching Circuit.

IV. 실험결과

본 논문에서 사용된 각 트랜지스터의 입,출력 임피

던스를 구하기 위하여 앞절에서 설명된 방법이 사용되었다. Γ_s, Γ_L 은 II. 2의 방법을 적용하여 구현하였다. 3dB Coupled Line은 Sage사의 Wireline을 이용하여 구현하였다. 3dB Coupled Line을 이용한 정합회로를 이용하여 증폭기를 설계함에 따라, DC회로와 RF회로가 자연스럽게 분리되어, 직류차폐회로가 필요치 않으므로 이에 따른 손실을 방지할 수 있었다. 사용된 기판사양은 Taconic사의 TLC-30, $\epsilon_r=3.0$, $H=20\text{mil}$, $t=0.5\text{oz}$ 이고 Motorola사의 MRF6401, MRF6402 TR을 사용하여, 1840 - 1870 MHz대역에서 이득 18dB, 1dB압축점 9W(39.53dBm)을 목표로 설계, 제작되었다. 이 때 사용된 TR의 요구되는 입력전력이 크므로, 이를 구동시키기 위하여 MRF571을 2단 평형증폭기구조로 제작하여 사용하였고, 모든 TR들의 바이어스는 A급으로 동작하도록 설계하였다. 전체적인 증폭기의 구조 및 출력전력은 그림 9와 같다.

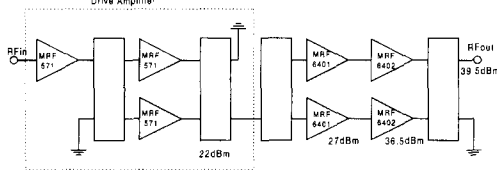


그림 9. 대전력 증폭기구조와 출력전력
Fig. 9. Diagram of HPA and Output Power.

1. MRF6401과 MRF6402의 중간단정합 증폭기

50 Ω 으로 설계된 MRF6401과 MRF6402 TR을 중간단 정합시켜 제작하였다. MRF6401과 6402의 중간단 정합회로는 앞에서 언급한 이론을 이용하여 설계하였고 MRF6401과 6402의 $\Gamma_{L,6401}, \Gamma_{s,6402}^*$ 를 시작점으로 하여 정합회로 Stub의 길이를 조정함으로써 목표했던 이득과 1dB압축점을 얻을 수 있도록 최적화 시켰다. 구현된 중간단 정합회로는 그림 10.과 같다. 그림 11.은 중간단정합 증폭기의 광대역 정합회로에 저항결합회로를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우에 대하여, Spectrum Analyzer를 사용하여 증폭기의 주파수 특성을 관찰한 결과이다. 두 그림을 비교하면 저항결합회로가 달려있지 않은 경우 200MHz를 기본tone으로 하는 발진신호가 발생함을 볼 수 있으나 저항결합회로를 사용하였을 경우 안정한 상태에서 동작함을 알 수 있다.

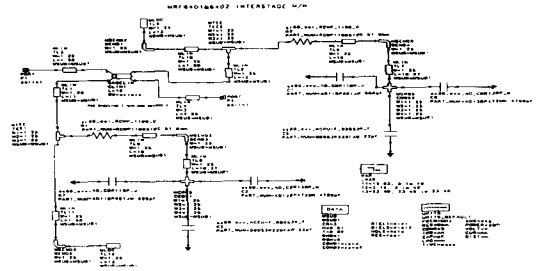
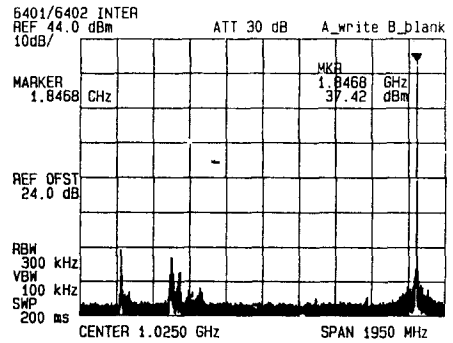
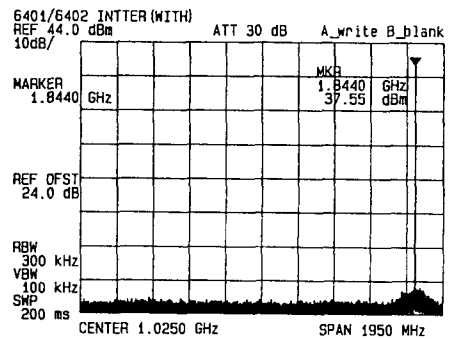


그림 10. MRF6401과 6402의 중간단 정합회로
Fig. 10. Interstage Matching Circuit of MRF6401, MRF602.



(a)



(b)

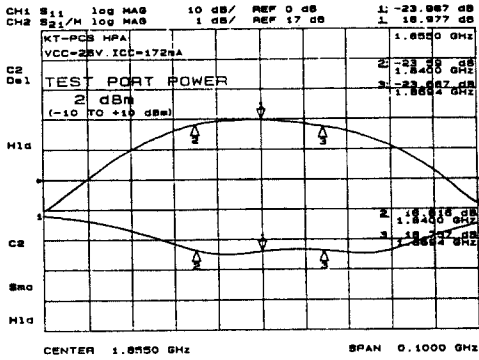
그림 11. 저항결합회로를 사용한 중간단 정합증폭기의 주파수특성

(a) 저항결합회로를 사용하지 않았을 경우
(b) 저항결합회로를 사용했을 경우

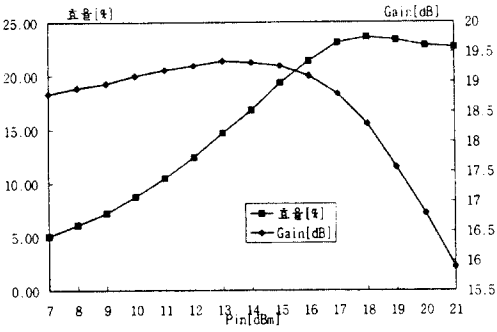
Fig. 11. Frequency Spectrum of Interstage Matched Amplifier using Resistive Decoupling Circuits.

(a) Without Decoupling Circuit (b) With Decoupling Circuit

구현된 중간단정합 증폭기는 입력전력 18.5dBm에서 1dB압축점 $P_{1dB}=36.5\text{dBm}=4.47\text{W}$, 이득 $G_{1dB}=18\text{dB}$, 효율 $\eta_{1dB}=23.6\%$ 의 특성을 보였다.



(a)



(b)

그림 12. 중간단정합 증폭기의 특성
(a) 이득, 반사손실 특성 (b) 이득, 효율 특성
Fig. 12. Characteristics of Interstage Matched Amplifier
(a) Gain, Return Loss Characteristics (b) Gain, Efficiency Characteristics

2. 대전력 증폭기

앞에서 구현한 MRF6401, MRF6402 TR의 중간단 정합 증폭기를 평형구조로 결합시켜 대전력 증폭기를 제작하였다. 그림 13은 대전력 증폭기의 이득, 반사손실 특성이다.

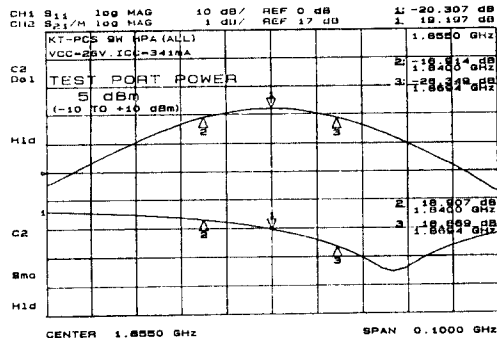
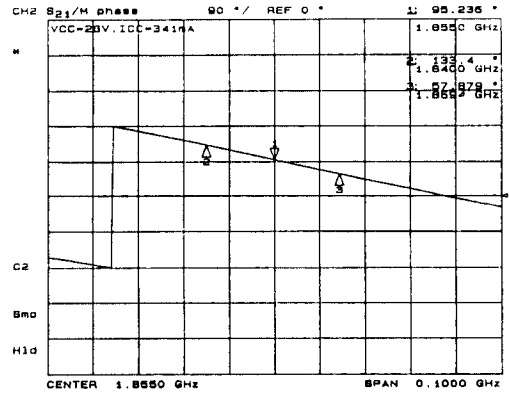
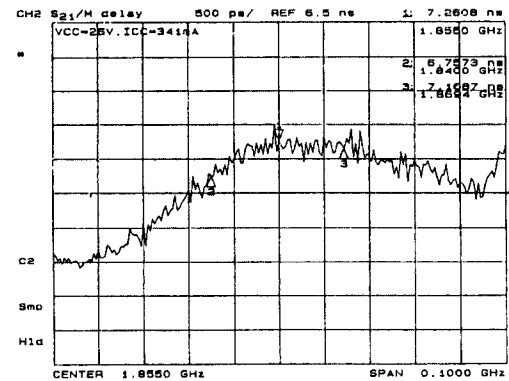


그림 13. 대전력 증폭기의 이득, 반사손실 특성
Fig. 13. Gain, Return Loss of HPA.

대전력 증폭기의 주파수에 따른 위상변화량과 신호가 대전력 증폭기를 통과하는데 걸리는 시간을 측정된 결과가 그림 14이다. 중심주파수에서 7.26 ns의 값이 측정되었고, 동작주파수대역내에서의 편차는 ±0.25ns 이다.



(a)



(b)

그림 14. 대전력 증폭기의 위상 및 Group Delay 특성
(a) 위상 특성 (b) Group Delay 특성
Fig. 14. Phase, Group Delay Characteristics of HPA
(a) Phase (b) Group Delay

그림 15는 입/출력 전력에 따른 이득과 효율 특성, 측정된 대전력 증폭기의 IMD 특성을 그래프로 나타낸 것이다. 입력전력 $P_{in}=21\text{dBm}$ 에서 1dB 압축점 $P_{1dB}=39.5\text{dBm}=9\text{W}$, 이득 $G_{1dB}=18.5\text{dB}$ 의 특성을 보였다. 그림 16은 제작된 대전력 증폭기의 Artwork을 나타낸다.

V. 결론

본 논문에서는 원하는 대역내에서 증폭기의 특성에

영향을 주지 않고, 저주파대역에서의 기생발진의 가능성을 제거하여 전체 대역에서 안정한 특성을 제공하는 3dB Coupled Line을 이용한 안정한 마이크로파 대전력 증폭기의 설계방법을 제시하였다. 그리고 이 방법을 사용하여 PCS기지국(1840 - 1870MHz)에서 사용할 수 있는 전력증폭기를 설계 제작하였다.

력증폭기를 제작하였다. 이로써 3dB Coupled Line Tuner와 저항결합회로를 이용한 안정한 RF 전력증폭기의 설계방법이 실제로 RF 전력증폭기를 설계하는데 적용될 수 있음을 확인하였다.

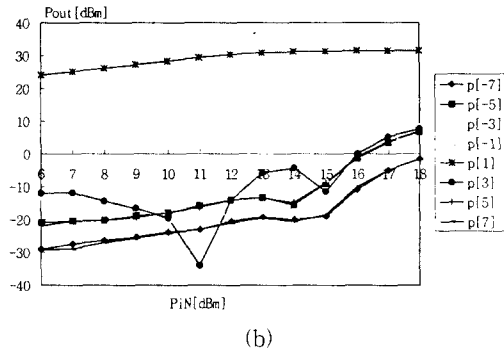
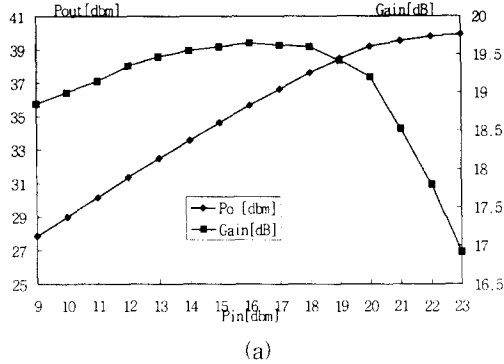


그림 15. 제작된 대전력 증폭기의 P1dB 및 혼변조 특성
(a) 대전력 증폭기의 이득 특성 (b) 대전력 증폭기의 혼변조 특성

Fig. 15. P1dB, IMD Characteristics of HPA
(a) Gain and P1dB Characteristics of HPA
(b) IMD Characteristics of HPA

전력 트랜지스터의 베이스단에만 입력신호를 인가하여 트랜지스터가 정상적으로 동작하고 있는 상태에서, Tuner를 사용하여 전력 트랜지스터의 입,출력 임피던스를 측정하였고 그 결과를 사용하여 광대역 입,출력 정합회로를 설계, 안정한 RF전력증폭기를 제작하였다. 또 그 결과를 광대역 입출력 정합회로를 사용하지 않았을 때의 결과와 비교하였다. 각각의 증폭기를 중간단 정합시키고 평형구조로 연결하여 1dB압축점 P1dB=39.5dBm=9W, 이득 G1dB=18.5dB의 PCS기지국 송신단용 전력증폭기의 성능실험이 가능한 대전

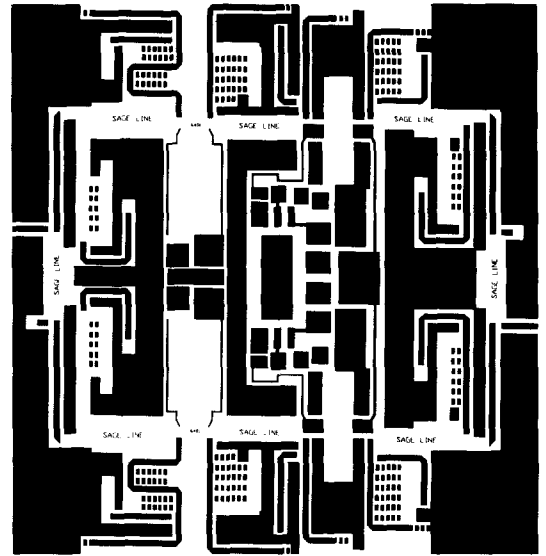


그림 16. 제작된 대전력 증폭기의 Artwork
Fig. 16. Artwork of HPA.

참 고 문 헌

- [1] Takayama, "A New Load-Pull Characterization Method for Microwave Power Transistor", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Dig.*, pp. 218-220, NewYork, 1976.
- [2] Bava, et al., "Active Load Technique for Load-Pull Characterization at Microwave Frequencies", *Electronics Letters*, vol. 18, pp. 178-180, 1982.
- [3] 윤영철, 단순화한 GaAs MESFET Modeling에 의한 손실정함 초광대역 마이크로파 증폭기의 설계에 관한 연구, 박사학위 논문, 서강대학교, pp. 45-54, 1988
- [4] 김병철, 3dB Coupler Tuner를 이용한 대신호 S-Parameter의 측정, 박사학위논문, 서강대학교, pp. 6-18, 1991
- [5] Norm Dye & Helge Granberg, *Radio Frequency Transistors Principles and Practical Application*, Motorola, pp. 53-55, 1993.

- [6] W. K. Chen, Theory and Design of Broadband Matching Networks, Oxford, Pergamon Press, pp. 66-90, 1976.
- [7] T. T. Ha, Solid-State Microwave Amplifier Design, John Wiley & Sons, pp. 105-111, 1981.
- [8] 김대원, 장익수, 정용채, 윤상원, "3dB Coupler Tuner를 이용한 다단증폭기에 관한 연구", 전자공학회 마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표집, vol. 18, no. 1, pp. 118-121, 1995
- [9] 이호형, 김병철, 장익수의, "3dB 방향성 결합기를 이용한 임의의 임피던스 구현", 전자공학회 마이크로파 및 전파전파연구회 학술 발표집, vol. 14, no. 1, pp. 67-71, 1991

저 자 소 개

金 善 昱(正會員)

1970년 1월 8일생. 1995년 2월 서강대학교 전자공학과 학사. 1997년 2월 서강대학교 전자공학과 석사. 1997년 2월 ~ 현재 삼성전자

姜 忠 求(正會員)

1973년 6월 28일생. 1996년 2월 서강대학교 전자공학과 학사. 1996년 3월 ~ 현재 서강대학교 전자공학과 석사 과정



姜 元 泰(正會員)

1958년 3월 3일생. 1995년 8월 ~ 현재 서강대학교 전자공학과 박사과정. 1982년 2월 ~ 1988년 1월 LG 정보통신(주) 1988년 2월 ~ 현재 한국통신기술

張 益 洙(正會員) 第 31卷 A編 第 5號 參照

현재 서강대학교 전자공학과 교수