

## 3dB Coupler Tuner를 이용한 다단 증폭기에 관한 연구

○김대원\*, 장익수\*, 정용재\*\*, 윤상원\*

\*서강대학교 전자공학과, \*\*삼성전자

### A Study on the Cascade Amplifier Design Using 3dB Coupler Tuner

○D. W. Kim\*, I. S. Chang\*, Y. C. Jung\*\*, S. W. Yun\*

\*Dept. of Electronics Eng. sogang Univ., \*\*Samsung Electronics

#### Abstract

This amplifier is designed to operate across 869-900MHz frequency band. This 3 stage amplifier is designed by interstage matching method. The input and output impedances of each amplifier is measured by tuner and coupler. The output power of this amplifier is 6.6W, and gain at this point is 38.2dB.

#### 1. 서론

본 논문에서는 이동통신 기지국 주파수(869~894MHz)에서 사용할 수 있는 3단 증폭기를 설계하였다. 이것은 2단으로 구성된 구동 증폭단과 최종 증폭단으로 구성되어 있다. 3단의 총 이득은 37dB이고 출력 전력은 5W 이상을 목표로 설계하였다. 처음 두 구동 증폭단은 3개의 3dB Coupler Tuner를 사용한 Interstage Matching 방법을 사용하였고 다음의 최종 증폭단도 같은 방법을 사용하여 서로 연결하여 주었다. 이 방법으로 증폭기의 설계시 Data Sheet에서 제공하는 특성 바이어스 조건에서의 반사계수 이외의 임의의 바이어스에서 최대의 이득을 가지는 반사계수를 찾아 이를 구현하였다. 정합 방법은 대역폭을 넓히기 위하여 가능한한  $\pi$ 형 정합방법을 사용하였다.

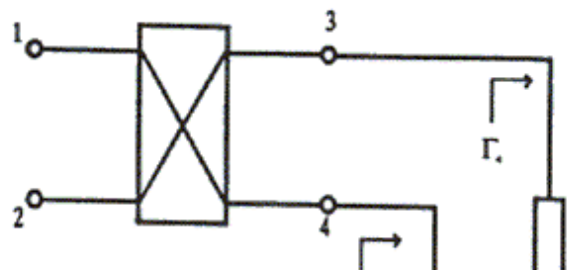
은

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \vdots & \sqrt{1-c^2} & -jc \\ 0 & 0 & \vdots & -jc & \sqrt{1-c^2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sqrt{1-c^2} & -jc & \vdots & 0 & 0 \\ -jc & \sqrt{1-c^2} & \vdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots \quad (1)$$

와 같이 주어지게 된다. 4단자로 이루어진 방향성 결합기의 전송단과 결합단에 <그림1>과 같이 임피던스가 각각  $Z_3$ ,  $Z_4$ 인 부하가 연결되어진 2단자 회로를 고려하자. 이때 단자 ③, ④에서의 반사계수를 각각  $\Gamma_3$ ,  $\Gamma_4$ 라 하면 부하에 대한 행렬  $S_L$ 은

$$S_L = \begin{bmatrix} \Gamma_3 & 0 \\ 0 & \Gamma_4 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2)$$

와 같이 된다.

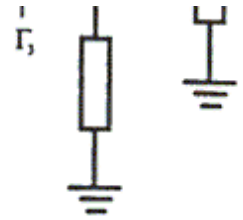


회로의 성능과 안정도를 위하여 접지와 방열(Heat-Sink)에 주의를 기울였으며 트랜지스터의 flange와 지그 사이의 열저항(Thermal Resistance)을 줄이기 위하여 열화합물(Thermal Compound)을 사용하였다.

## 2. 본론

(1) 방향성 결합기를 사용한 Tuner에 관한 이론

일반적인 방향성 결합기에서 결합계수들  $c$ 라 하면,  $s$ 행렬



[그림 1. 부하가 연결된 방향성 결합기]

### 3 dB Coupler Tuner를 이용한 다단 증폭기에 관한 연구

(1) 식의 4단자 방향성 결합기를 다음과 같이 단자 ①, ②, ③, ④로 분할을 하면

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 S_{21} &= \begin{bmatrix} \sqrt{1-c^2} & -jc \\ -jc & \sqrt{1-c^2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3) \\
 S_{12} &= \begin{bmatrix} \sqrt{1-c^2} & -jc \\ -jc & \sqrt{1-c^2} \end{bmatrix} \\
 S_{22} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

이 식을

$$S = S_{11} + S_{12}[U - S_L S_{22}]^{-1} S_L S_{21} \dots\dots\dots (4)$$

의 reduction식에 대입하여 정리하면 다음과 같은 식이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

$$S_{11} = \Gamma_3 - c^2(\Gamma_3 + \Gamma_4)$$

$$S_{21} = S_{12} = -jc\sqrt{1-c^2}(\Gamma_3 + \Gamma_4) \dots\dots\dots (6)$$

$$S_{22} = \Gamma_4 - c^2(\Gamma_3 + \Gamma_4)$$

방향성 결합기의 결합 계수가 3dB이고,  $Z_3$ 와  $Z_4$ 를 방향성 결합기와 특성 임피던스가 같은 가변 short line 으로 하면  $c^2 = \frac{1}{2}$ .  $\Gamma_3, \Gamma_4$ 는 각각  $-e^{-j\theta_3}, -e^{-j\theta_4}$  가 된다.

그러면 (6) 식으로부터

$$S_{11} = \frac{1}{2}(e^{-j\theta_3} - e^{-j\theta_4})$$

$$S_{21} = S_{12} = j\frac{1}{2}(e^{-j\theta_3} + e^{-j\theta_4}) \dots\dots\dots (7)$$

$$S_{22} = \frac{1}{2}(e^{-j\theta_3} - e^{-j\theta_4})$$

의 관계식들을 얻을 수 있다.

예를들어  $\theta_4$ 를 고정했을때  $S_{11}$ 은

$$S_{11} = \frac{1}{2}(e^{-j\theta_3} - e^{-j(\theta_3 + \theta_4)})$$

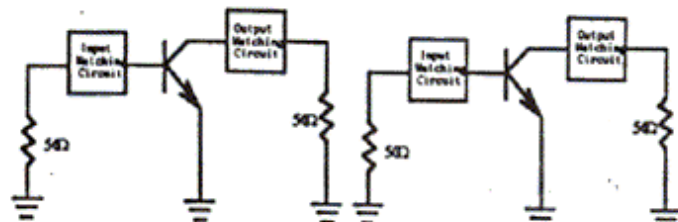
가 된다. 따라서 그림 2와 같이 Smith Chart상에서 중심을

그러므로  $\theta_4$ 를 변화시키에 따라 원의 중심이 Smith Chart상 위를 돌며 <그림 2>와 같은 원들을 형성시킨다.  $S_{21}$  또한 위와 같이 나타낼 수 있으므로 임의의 모든 임피던스값을 구현할 수 있게 된다.

#### (2) Interstage Matching

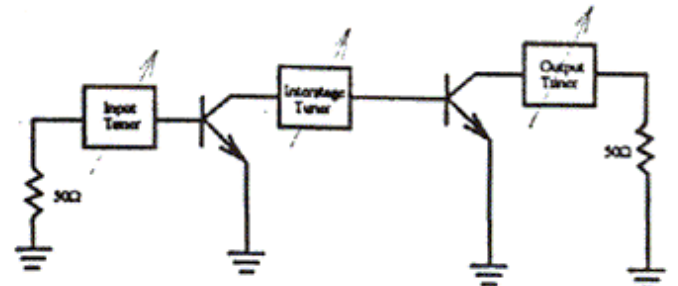
전력증폭기 시스템을 설계함에 있어서의 가장 중요한 부분은 전력용 트랜지스터의 입출력 임피던스의 임피던스 정합이다. 일반적으로 고출력 트랜지스터의 입력 임피던스와 출력 임피던스는 매우 낮은 값을 나타내고 있다.

지금까지는 그림 3과 같이 2개의 트랜지스터를 서로 연결할 때 각각의 입력 임피던스와 출력 임피던스를 50Ω에 정합시켜 왔다.



[그림 3. 서로 cascade로 연결된 증폭기의 그림]

본 논문에서는 아래의 그림 4와 같이 3개의 3dB Coupler Tuner를 사용하여 2개의 트랜지스터에 대한 Interstage Matching을 실시하였다.

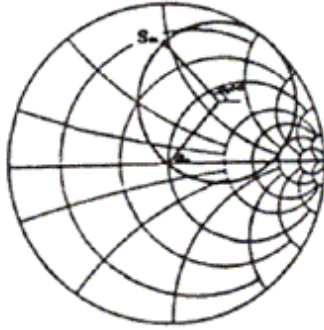


[그림 4. Tuner를 사용하여 정합시킨

2단 cascade Amplifier]

일반적으로 트랜지스터 제조회사에서는 특정한 바이어스

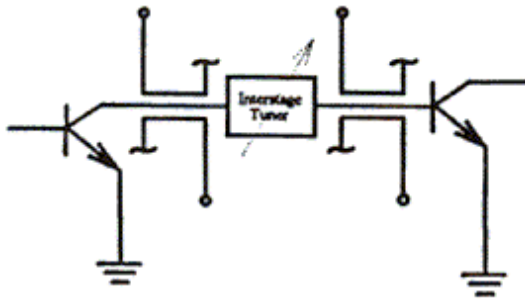
통과하는 반지름이  $\frac{1}{2}$ 인 원을 그리게 된다.



[그림 2 . Smith Chart상의  $S_{11}$ 그림]

조건에 따른 입출력 임피던스들 제공해 주고 있다. 따라서 이 제공된 각각의 임피던스들 사용하여 전력증폭기의 입출력 정합을 시킬 수도 있다. 위의 장에서 설명한 Smith Chart의 전 영역을 포함 할 수 있는 Tuner가 있다면 각각의 서로 다른 임피던스들 두개의 트랜지스터가 정상 동작할 수 있도록 맞추어 줄 수 있을 것이다. 이 임피던스들 측정해서 그것을 최적으로 구현할 수 있다면 트랜지스터의 가장 정확한 정합 조건을 찾는 것이 될 것이다. 따라서 본 논문에서는 coupler들

사용하여서 각각 트랜지스터의 입출력 임피던스를 측정하였다.



[그림 5. 두 개의 트랜지스터의 입출력 임피던스 측정법]

방향성이 좋은 방향성 결합기를 사용하여 Coupling 되는 양과 Isolation되는 양을 측정한다. 이때 각각의 반사계수는 다음과 같이 표시된다.

$$\frac{P_1}{P_c} = \Gamma_{(in)} \quad \dots\dots\dots (8)$$

여기서  $P_c$  : Coupling 되는 양

$P_1$  : Isolation되는 양

$\Gamma_i$  : 입력반사계수

$\Gamma_o$  : 출력반사계수

여기에서 방향성 결합기의 방향성이 충분히 좋다면 반사된 신호가 각각의 측정 단자로 나오지 않으므로 이상적인 측정을 할 수 있음을 알 수 있다.

### 3. 제작 및 실험

위와 같이 설계한 전력 증폭기는  $\epsilon_r = 2.5$ ,  $H=0.8\text{mm}$ ,  $t=0.036\text{mm}$ 인 테프론 기판위에 마이크로스트립 라인으로 제작하였고, 공급되는 바이어스는 A급으로 동작되게 구현하였다. 소자는 처음 두 단의 구동증폭기에서는 모토롤라사의 MRF 581을 사용하였고, 최종 증폭단은 ERICSSON사의 PTB 20006을 사용하였다. 이 3단 증폭기의 최종 Art Work은 <그림 6>에 나타내었다. 본 증폭기의 정합은 Coupler를 사용하

### 4. 실험 결과

<그림 7>과 <그림 8>은 각각 Coupler를 사용하여 측정된 중간단에서의 coupling되는 power와 isolation되는 power를 나타내고 있다. <그림 9>는 처음 두 구동 증폭단만의 이득을 tuner를 사용했을 때 구한 값을 나타내고 있다. <그림 10>은 위의 과정에서 구한 입출력 임피던스를 가지고 마이크로스트립으로 구현하였을 때의 측정결과를 보여주고 있다.

<그림 11>과 <그림 12>는 구동 증폭단과 최종 증폭단사의 Coupler를 측정된 값을 보여주고 있다. <그림 13>과 <그림 14>는 이때의 이득과 반사계수를 각각 Tuner를 사용했을 때와 마이크로 스트립으로 구현했을 때를 보여준다.

이 전력 증폭기의 총 이득은 이동통신 기저국 주파수 (869-894MHz)에서  $38.2\text{dB} \pm 0.1\text{dB}$ 의 평탄도를 가지고 있음을 알 수 있었다. 또한 이때는 0dBm의 입력에 대하여 출력전력이 6.6W (38.3dBm)을 얻었음을 알 수 있었다.

### 5. 결론

본 논문에서는 이동통신 기저국 (869-894MHz)에서 사용할 수 있는 전력 증폭기를 Interstage Matching 방법을 사용하여 설계 제작 하였다. 측정결과 38.2dB의 이득과 6.6W의 전력을 얻을 수 있었다. 이것을 사용하여 트랜지스터의 제작사에서 제공하지 않는 영역에서도 Tuner와 Coupler만 있으면 쉽게 증폭기를 제작할 수 있음을 알 수 있었다.

### 참고문헌

[1] Guillermo Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design, New Jersey, Prentice-Hall, 1984  
 [2] 김병철, 3-dB Coupler Tuner를 이용한 대신호 S-Parameter의 측정, 박사 학위 논문, 서강대학교, 1991

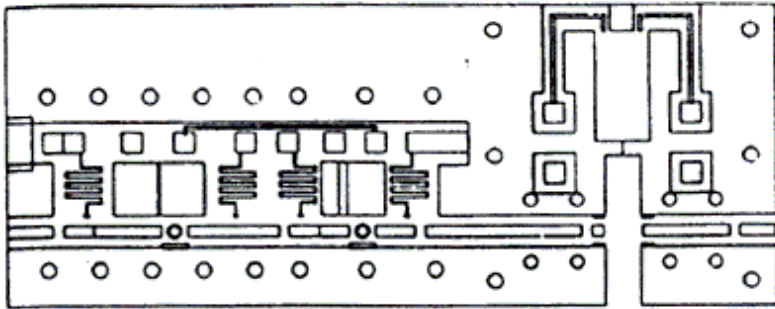
여 구한 입출력 임피던스로부터 Parallel Capacitor를 사용하여 구현하였다.

본 회로에서는 먼저 구동 증폭단만을 Tuner와 Coupler를 사용하여 설계 제작하였다. 다시 이 구동 증폭단과 Tuner를 사용하여 최적의 입출력 이득을 구한 뒤 Coupler를 사용하여 이때의 바이어스에서의 최적의 이득을 얻을 수 있는 입출력 임피던스를 얻을 수 있었다.

[3] 박태석, 3-dB Coupler Tuner를 이용한 RF 전력 증폭기의 설계에 관한 연구, 석사 학위 논문, 서강대학교, 1992

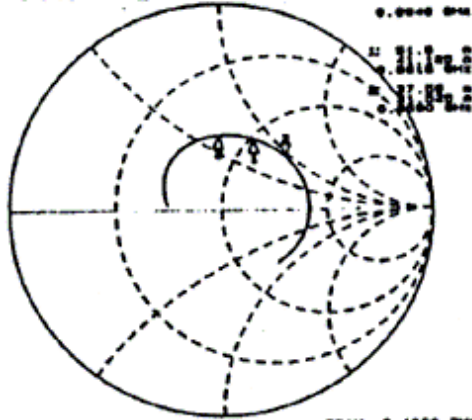
[4] Tri T Ha, Solid-State Microwave Amplifier Design, Wiley Interscience, 1981

# 3 dB Coupler Tuner를 이용한 다단 증폭기에 관한 연구



[그림 6. 3단 증폭기의 Art Work]

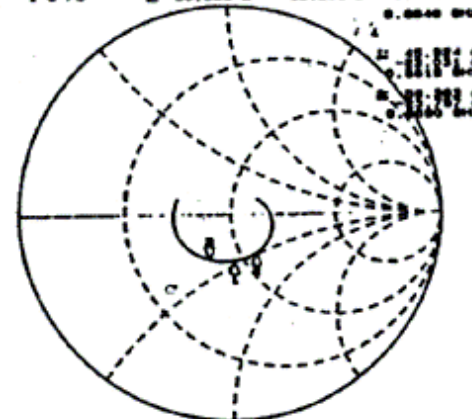
CH1 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 77.434 Ω -0.291 Ω 0.0007 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 77.434 Ω -0.291 Ω 0.0008 dB



CENTER 0.0000 GHz SPAN 0.1000 GHz

[그림 7. 두번째 단의 Coupling Power]

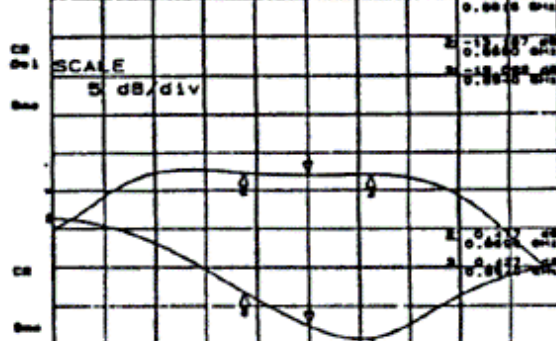
CH1 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 20.020 Ω -10.020 Ω 0.7042 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 20.020 Ω -10.020 Ω 0.0040 dB



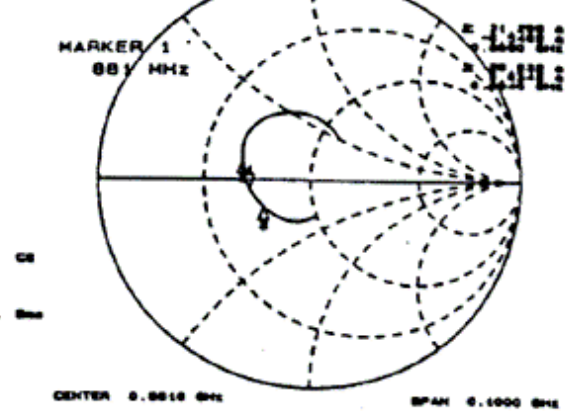
CENTER 0.0000 GHz SPAN 0.1000 GHz

[그림 8. 두번째 단의 Isolation Power]

CH1 S<sub>11</sub> 100 MAG 0 dB/ REF 0 dB Δ -17.308 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 100 MAG 1 dB/ REF 0 dB Δ 0.404 dB



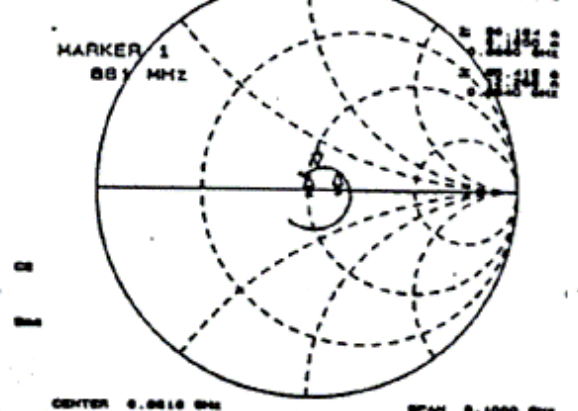
CH1 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 27.912 Ω -0.7110 Ω 00.014 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 27.912 Ω -0.7110 Ω 0.0010 GHz



CENTER 0.0010 GHz SPAN 0.1000 GHz

[그림 11. 최종단의 Coupling Power]

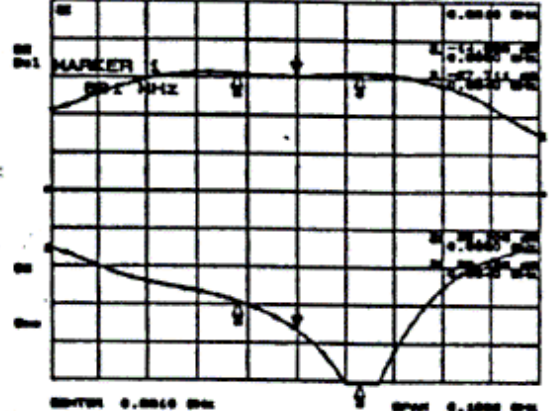
CH1 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 23.000 Ω 11.200 Ω 0.0032 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 1 u F<sub>8</sub> Δ 23.000 Ω 11.200 Ω 0.0010 GHz



CENTER 0.0010 GHz SPAN 0.1000 GHz

[그림 12. 최종단의 Isolation power]

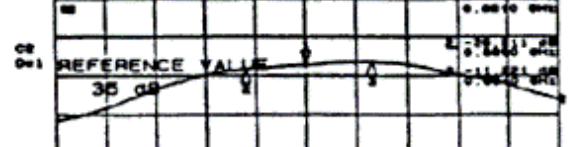
CH1 S<sub>11</sub> 100 MAG 0 dB/ REF 0 dB Δ -10.104 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 100 MAG 1 dB/ REF 0 dB Δ 20.021 dB

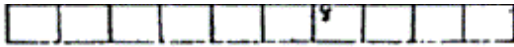


CENTER 0.0010 GHz SPAN 0.1000 GHz

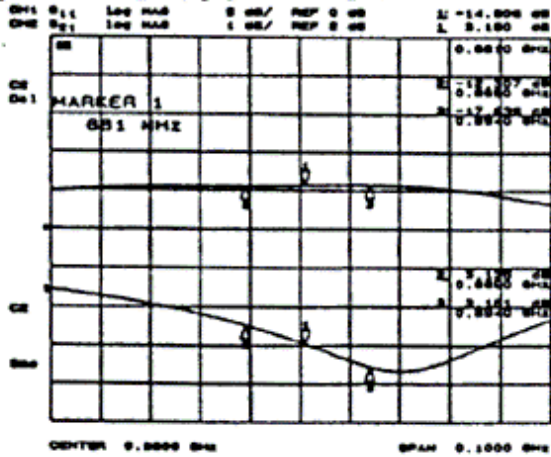
[그림 13. Tuner를 사용한 최종단의 이득]

CH1 S<sub>11</sub> 100 MAG 0 dB/ REF 0 dB Δ -10.100 dB  
CH2 S<sub>11</sub> 100 MAG 1 dB/ REF 0 dB Δ 20.071 dB



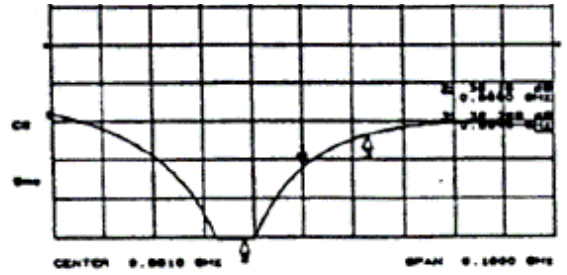


[그림 9. Tuner를 사용한 두번째단의 이득 (20dB coup.)]



[그림 10. 마이크로 스트립으로 구현한

두번째 단의 이득 (20B coup.)]



[그림 14. 마이크로 스트립으로 구현한 최종단의 이득]