論文93-30A-2-3

3dB Coupler Tuner를 이용한 UHF Power Amp의 설계

(Design of the UHF Power Amp by Using the 3dB Coupler Tuner)

金 炳 哲*

(Byung chul Kim)

要 約

대신호 TR의 경우 load-pull method를 이용하여 matching network만 구하는 데서 진 일보하여 TR이 정상적으로 동작할 때의 overall gain을 이용하여 대신호 TR의 모든 S-parameter를 구하는 방법에 대하여 고찰 하였으며, TR의 입·출력단에 3dB Coupler Tuner를 연결하여 구성한 실험 회로에 B급으로 bias를 걸고 입력단에 0dBm의 신호를 인가하여 대신호 TR의 S-parameter를 구했다. 이와 같이 구한 대신호 TR의 S-parameter를 이용하여 중심 주파수가 770MHz이고 이득이 8.5dB인 Power Amp를 설계 제작한 결과 8.786dB의 이득을 갖는 증폭기를 제작할 수 있었다.

Abstract

A newly advanced method of characterizing large signal S-parameters of TR using the overall gain of normally operating TR is proposed based on the load pull method which gives the matching network only. Large signal S-parameters of TR are characterized from the circuit which consists of TR and 3dB Coupler Tuners at the input and output ports, and which is B class biased with 0dBm input signal. Amplifier can be designed to have 8.5dB gain at 770MHz using the calculated large signal S-parameters with the resulting gain of 8.786dB.

Ⅰ. 서 론

Microwave 증폭기를 설계하는 데는 TR의 S-parameter가 필수적으로 사용된다. 소신호 TR인 경우 microwave TR을 제조하는 회사에서 주파수와 bias에 따른 TR의 S-parameter를 주지만 이 값들은 제작되는 TR 중 몇개만 sampling해서 측정한 값의 평균값이므로 정확한 값이 아니다. 그래서 Network Analyzer를 사용하여 TR의 S-parameter를 측정해서 사용하게 되는데 소신호 TR의 경우는 거의 정확하게 측정할 수 있다. 그러나 대신호 TR의 경우 Network Analyzer로 S-parameter를 측정한다고 해도 TR의 입출력단 양쪽에 입력이 인가되고, 또 TR의 입출력단에 50Ω을 종단하고 측정을 하기 때문에 TR이 증폭기로서 정상적인 동작을 하고 있을 때의 S-parameter를 측정할 수 없다. 따라서 대신호 TR인 경우에는 S-parameter가 주어지지 않고 Load-Pull method [1,2]를 이용한 Zin과 ZoL*가 주어진다. 1970년대에 S. R. Mazumder [3] 나 W.H. Leighton [4] 등에 의해 대신호 TR의 S-parmeter를 구하려는 노력이 있었으나 이들의 방법도 TR의 입력단과 출력단 양쪽 모

*正會員, 金烏 工科大學 電子通信工學科
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Kumoh nat'l Univ.)

接受日字 1992年 7月 6日

두에 신호를 인가하여 TR의 S-parameter를 구하게 되므로 정상적으로 동작하고 있는 TR의 S-parameter와는 거리가 있다. 본 논문에서는 그 와 같은 단계에서 진일보 하여 입력단에만 신호를 인가하여 정상적인 동작을 하고있는 대신호 TR의 S-parameter를 구하는 방법을 고찰하고 이를 이용하여 Spec.에 주어진 Zin과 ZoL*를 이용하는 경우보다 원하는 이득에 좀더 가까운 이득을 갖는 Power Amp를 설계하고자 한다.

Ⅱ. 3 dB Coupler Tuner

그림 1과 같은 l + m ports 회로의 S-parameter 는 식 (1)과 같이 주어지고 식 (1)의 matrix를 1 ~ l ports와 1 + l ~ m ports로 분할하면 식 (2)와 같이 간단하게 표현된다. [5]

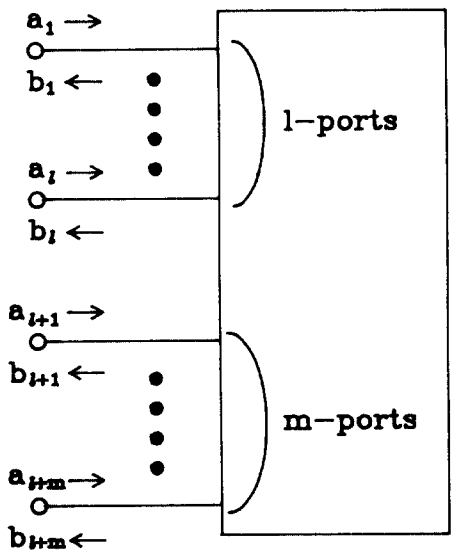

그림 1. l + m ports 회로
Fig. 1. l + m ports network.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_L \\ b_{L+1} \\ \vdots \\ b_{L+m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1L} & S_{1L+1} & \cdots & S_{1L+m} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{L1} & \cdots & S_{LL} & S_{LL+1} & \cdots & S_{1L+m} \\ S_{L+11} & \cdots & S_{L+1L} & S_{L+1L+1} & \cdots & S_{L-1L+m} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{L+m1} & \cdots & S_{L+mL} & S_{L+mL+1} & \cdots & S_{L+mL+m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_L \\ a_{L+1} \\ \vdots \\ a_{L+m} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$b_1 = S_{11}\, a_1 + S_{12}\, a_2$$
$$b_2 = S_{21}\, a_1 + S_{22}\, a_2 \quad (2)$$

그림 2와 같이 l + m ports 회로의 m ports 회로에 m개의 port를 가진 load 회로가 연결되고 이 두회로의 기준 임피던스가 같은 경우 load 회로의 S-matrix는 식 (3)과 같이 주어진다.

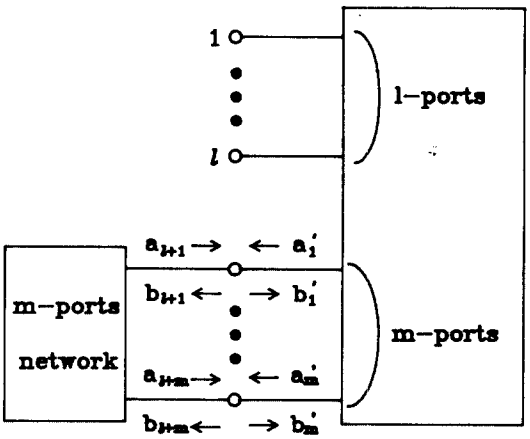

그림 2. m-port load 회로와 연결된 l + m port 회로
Fig. 2. l + m ports network connected with m-ports load network.

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ \vdots \\ b_m' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1' \\ \vdots \\ a_m' \end{bmatrix} \quad (3)$$

그림 2에서 l + m ports 회로의 m-ports 회로와 load network 의 관계를 이용하여 b_1을 구하면 식 (4)와 같이 표시되고 식 (4)에서 S를 구하면 식 (5)와 같이 l + m ports 회로에 m-ports의 load 회로가 연결된 경우의 l-ports 회로의 S-matrix를 구할 수 있다.

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}\left[S^{-1}{}_L - S_{22}\right]^{-1} S_{21}a_1 \quad (4)$$

$$S = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + S_{12}\left[U - S_L S_{22}\right]^{-1} S_L S_{21} \quad (5)$$

그림 3과 같이 방향성 결합기의 port 2 와 port 3 에 Z_2 , Z_3가 종단되고 port 4 에는 기준 임피던스 R_0로 종단되어 있으면 방향성 결합기의 S-matrix는

식 (6)과 같고 load 회로의 S-matrix는 식 (7)과 같이 표시된다.

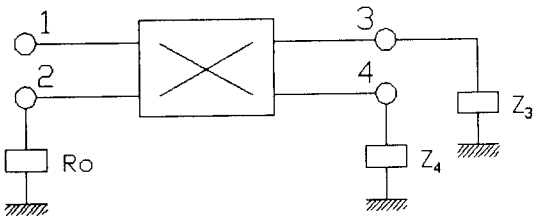

그림 3. Port 2,3,4 에 임피던스가 종단된 방향성 결합기

Fig. 3. Directional coupler with termination at port 2,3,4.

$$(S)=\begin{bmatrix} 0 & 0 & C & -j\sqrt{1-c^2} \\ 0 & 0 & -j\sqrt{1-c^2} & C \\ C & -j\sqrt{1-c^2} & 0 & 0 \\ -j\sqrt{1-c^2} & C & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$(S_L)=\begin{bmatrix} \Gamma_3 & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (6)의 s-matrix를 식 (1)과 같이 분할(partition)을 하여 식 (5)에 대입하면 Sin은 식 (8)과 같이 주어진다.

$$Sin = \Gamma_3 - c^2 (\Gamma_3 + \Gamma_4) \quad (8)$$

사용되는 방향성 결합기의 결합계수가 3dB면 c^2 = 1 / 2이 되고 Sin은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$S_{in} = \frac{1}{2}(\Gamma_3 - \Gamma_4) \quad (9)$$

port 3과 port 4에 각각 θ_3 / 2 , θ_4 / 2 의 길이를 가진 short line이 연결된 경우 $\Gamma_3 = -e^{-j\theta_3}, \Gamma_4 = -e^{-j\theta_4}$ 이므로 Sin은 식 (10)과 같이 표현된다.

$$S_{in} = \frac{1}{2}(e^{-j\theta_3} - e^{-j\theta_4}) \quad (10)$$

여기에서 3 = θ_4 + Δ로 놓으면 Sin은 식 (11)과 같이 주어진다.

$$S_{in} = \sqrt{(1-\cos\Delta/2}\ \ e^{-j(\theta_4 - \tan^{-1}(\sin\Delta/(1-\cos\Delta))} \quad (11)$$

식 (11)에서 θ_3와 θ_4를 정하면 Δ값이 정해지고 Sin도 정해진다. 즉 θ_3와 θ_4를 조정해서 임의의 Sin을 정해줄 수 있고 임의의 Sin은 임의의 임피던스를 의미한다.

Ⅲ. TR의 S-parameter 계산

그림 4의 회로에서 측정된 overall gain은 port 1과 port 2 사이의 S_{21}을 의미하므로 port 1,2 사이에 있는 3개 회로 전체의 S-parameter에서 구한 S_{21}과 같게 된다. 3개 회로 전체의 S-parameter를 구하려면 전송 matrix를 이용해야 되고 전송 matrix와 S-parameter의 관계는 식 (12)와 같다. [6]

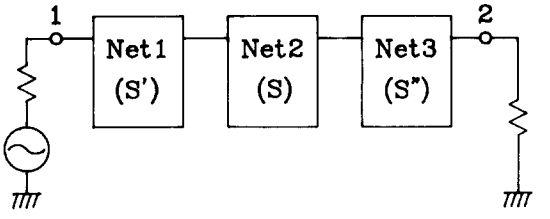

그림 4. 가변 정합 회로가 포함된 증폭기

Fig. 4. Amplifier with variable matching network.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{S_{21}} & \frac{-S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{11}}{S_{21}} & \frac{-\Delta}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

그림 4의 각 회로의 S-matrix를 알고 있는 경우 각각의 S-matrix는 식 (12)를 이용하여 T′, T, T″으로 바꿔줄 수 있고 port 1과 port 2 사이의 전송 matrix를 $(T)_{Total}$이라고 하면 $(T)_{Total}$은 식 (13)과 같이 표현된다.

$$(T)_{Tatal} = \begin{bmatrix} T_{11'} & T_{12'} \\ T_{21'} & T_{22'} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} T_{11''} & T_{12''} \\ T_{21''} & T_{22''} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11^0} & T_{12^0} \\ T_{21^0} & T_{22^0} \end{bmatrix} \quad (13)$$

식 (12)에서 T_{11}= $1/S_{21}$ 이므로 식 (13)의 $T_{11}{}^0$는 overall gain $S_{21}{}^0$와 식 (14)와 같은 관계를 갖는다.

$$T_{11}{}^0 = 1 / S_{21}{}^0 = A\ T_{11} + B\ T_{12} + C\ T_{21} + D\ T_{22} \quad (14)$$

여기서 A = $T_{11}'T11''$, B = $T_{11}'T_{21}''$, C =

$T_{12}'T_{11}''$, $D = T_{12}'T_{21}''$ 이다. 식 (14)의 T-parameter를 식 (12)를 이용하여 다시 S-parameter로 바꿔주고 정리하면 식 (15)와 같이 overall gain S_{21}^0와 Net 2의 S-matrix 사이의 관계를 알 수 있고 식 (15)의 계수를 Net 1과 Net 3의 S-matrix로 표시하여 정리하면 식 (16)과 같이 3개 회로의 S-parameter와 overall gain과의 관계를 알 수 있다.

$$S_{21^0} = \frac{S_{21}}{A - B\,S_{22} + CS_{11} - D\Delta} \tag{15}$$

$$S_{21^0} = S_{21^0}S_{22}S_{11} + S_{21}'S_{21''}S_{21} + S_{21^0}S_{11''}S_{22} - S_{21^0}S_{22}S_{11}\Delta \tag{16}$$

여기서 $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ 이다.

S_{21}^0, S', S''은 모두 아는 값이므로 4종류의 Data가 주어지면 식 (16)에서 S_{11}, S_{21}, S_{22}, Δ를 구할 수 있고 $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$에서 S_{12}를 구하면 TR의 모든 S-parameter를 구하게 된다.

Ⅳ. 제작 및 실험

1. 3 dB Coupler Tuner의 제작 및 실험

Tuner는 그림 5와 같이 3dB branch line hybrid의 전송단과 결합단에 각각 가변 short line을 연결하여 제작하였으며 가변 short line은 unscreened slab line을 사용했다.

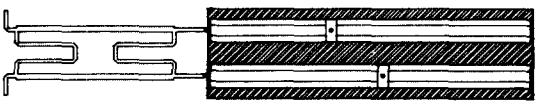

그림 5. Tuner의 구조
Fig. 5. Structure of Tuner.

Tuner에 사용된 short line의 특성 임피던스는 50 Ω이 되어야 하므로 굵기가 8mm인 원형봉을 사용하는 경우 접지면 사이의 간격은 14.4mm가 된다[7,8]

이와 같이 제작된 Tuner가 가변 정합 회로로 사용될 수 있으려면 Smith Chart상의 모든 임피던스를 나타낼 수 있어야 되는데 Tuner의 두 short의 위치를 이동시켜서 S_{21}과 S_{11}을 측정한 결과 그림 6과 같이 Smith Chart상의 거의 모든 영역을 나타낼 수 있음을 알 수 있다.

2. Tuner를 이용한 대신호 증폭기 회로의 설계 및 실험

대신호 증폭기를 설계하기 위해서는 우선 대신호 TR의 S-parameter를 구해야 하는데 대신호 TR의

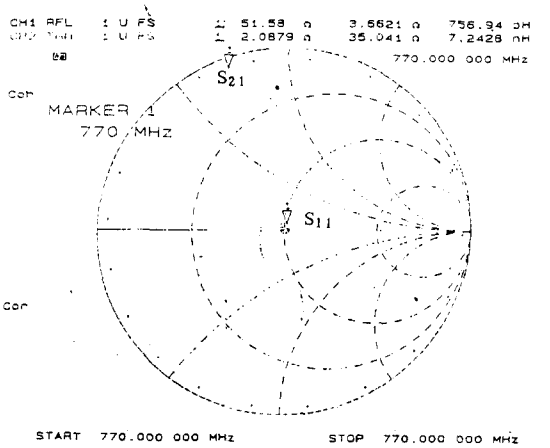

그림 6. Short의 위치에 따른 Tuner의 S_{11}과 S_{21}
Fig. 6. S_{11} and S_{21} of tuner as the position of short

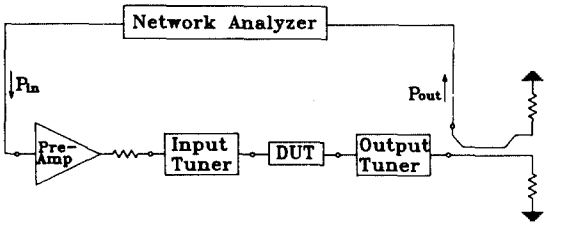

그림 7. 대신호 TR의 S-parameter 측정 시스템
Fig. 7. Measurement system for the S-parameter of large signal TR.

S-parameter를 구하기 위한 회로는 그림 7과 같으며 실험에 사용된 TR은 Motorola사의 RF Power TR인 MRF 557이다.

Power TR을 B급으로 동작 시키고 입력 전력을 100mW로 하기 위하여 MRF 581을 사용하여 중심주파수가 770MHZ인 3단 Pre-Amp를 구현하였는데 Pre-Amp의 정합 회로를 그림 8과 같이 설계하고[9] 그 특성을 그림 9에 나타냈다.

또, 일반적으로 Power TR은 작은 입력 임피던스를 가지고 있으므로 기준 임피던스가 50Ω인 측정 시스템에서 Tuner를 조정하는 과정에서 생겨나는 반사파 로 인해 Pre-Amp의 TR이 파괴되는 것을 방지하기 위하여 집중 소자 감쇄기를 Pre-Amp의 출력단에 부가하였으며 측정 시스템의 높은 출력으로 인하여 Network Analyzer에 무리가 가는 것을 피하기 위하여 최종 출력단에 16dB 방향성 결합기를 연결하였다[10]. 이와 같은 측정 회로를 HP 8720C에 연결하

여 Tuner의 S-parameter와 overall gain S_{21}를 측정하고 이 Data를 식 (15)에 대입하여 구한 MRF 557의 S-parameter를 표 1에 나타내었다.

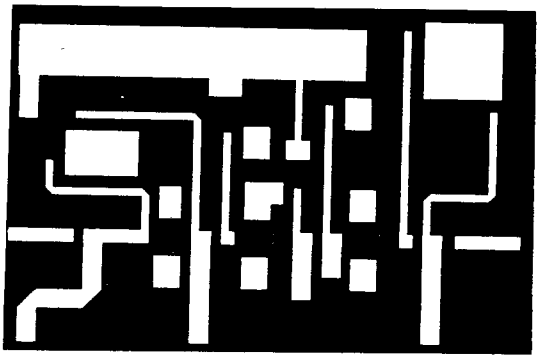

그림 8. Pre-Amp 회로
Fig. 8. Pre-Amp network.

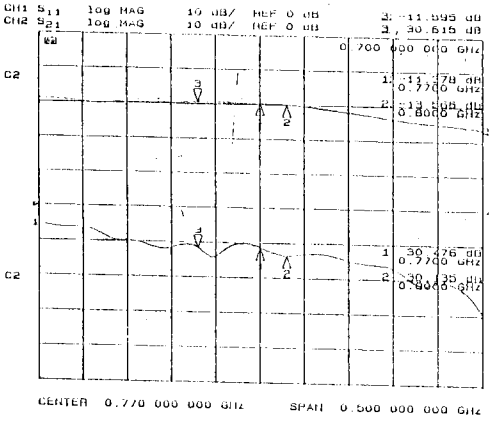

그림 9. 제작된 Pre-Amp의 주파수 특성
Fig. 9. Frequency characteristic of constructed Pre-Amp.

표 1. 계산된 TR의 S-parameter
Table 1. Calculated S-parameter of TR.

	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	mag.	phase	mag.	phase	mag.	phase	mag.	phase
계산한 TR.의 S-parameter	0.789	71.78	2.958	12.49	0.064	-111.8	0.305	-128.57

표 1의 data를 이용하여 중심 주파수 770MHZ에서 gain이 8.5dB인 증폭기를 설계하였다.[11] 이를 그림 10에 나타냈으며 Vcc = 12.5 V가 되게 하고 B급으로 동작시킨 증폭기의 주파수 특성을 그림 11에 나타냈다.

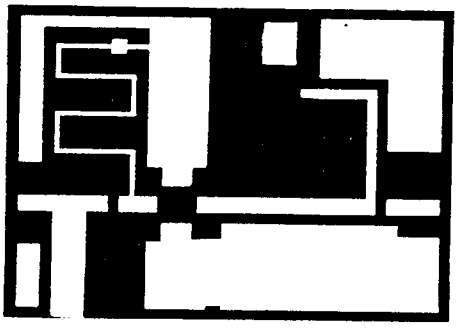

그림 10. 계산한 S-parameter를 이용한 증폭기
Fig. 10. Amplifier using the calculated S-parameter.

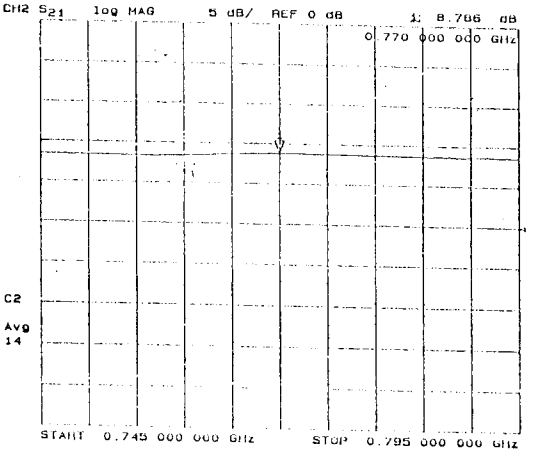

그림 11. 제작한 증폭기의 특성
Fig. 11. Characteristic of constructed amplifier.

V. 결 론

본 연구에서는 UHF나 Microwave 통신에서 필수적으로 사용되는 Power Amp를 설계하는 데 있어서 단순히 matching 회로를 구할 수 있는 Load-pull method에서 한 단계 나아가 입력단에만 신호를 인가하여 TR이 정상적으로 동작할 때의 overall gain만을 이용하여 대신호 TR의 S-parameter를 구하는 방법을 제시했다. TR의 S-parameter를 측정할 때 입력단에 인가되는 power에 따라서도 TR의 S-

parameter 값은 변화를 하게 되는데 본 논문에서 사용한 방법은 이와 같은 문제점을 해결하여 TR이 정상적인 동작을 할 때의 TR의 모든 S-parameter를 구할 수 있을 뿐만 아니라 입력단에 인가되는 power가 변하면 변한 power에 맞추어 TR의 S-parameter를 구할 수 있는 장점이 있기 때문에 TR의 S-parameter를 구하는 데는 본 논문의 방법을 사용해야 된다. 본 논문의 방법으로 구한 대신호 TR의 S-parameter는 비교할 data가 없으므로 본 연구의 방법으로 구한 값이 맞는 값인지 확인할 수가 없었다. 다만 본 연구의 방법으로 구한 S-parameter를 이용하여 8.5dB의 gain을 갖는 Power Amp를 설계한 결과 8.78dB의 gain을 얻을 수 있었는데 이를 통하여 본 연구의 방법이 맞다는 것을 확인할 수 있었다. TR의 S-parameter를 구하는 데에 Tuner로 사용된 가변 정합 회로의 대역폭은 10MHz로 상당히 좁은 편인데 앞으로의 과제는 좀더 넓은 대역폭을 갖는 방향성 결합기를 이용하여 넓은 주파수 대역에서 사용할 수 있는 Tuner를 제작하고, 나아가서 X band나 Ku band 등 더 높은 주파수대에서도 사용할 수 있는 Tuner를 제작하는 것이다.

參 考 文 獻

[1] Takayama, "A New Load-Pull Charactrization Method for Microwave Power Transistors," *IEEE MTT-S Int.* Microwave Symposium, 1976.

[2] D.Poulin, "Load-Pull Measurements Help You Meet Your Match," Microwaves, pp. 61 ~ 64 Nov. 1980.

[3] S.R.Mazumder, "'Two Signal' Method of Measuring the Large Signal S-parameters of Transistors," *IEEE MTT* 26, PP.417 ~ 419 June 1978.

[4] W.H.Leighton, "Large Signal S-Parameters Characterization of UHF Power Transistors," IEEE MTT Int. Microwave Symp, June 5 1973.

[5] W.K.Chen, "Theory and Design of Broadband Matching Networks," Pergamon Press, pp. 66 ~ 90 1976.

[6] Brown, Sharpe, Hughes, Post, "Lines, Waves, and Antennas," John Wiley and Sons, pp. 124 ~ 128 1973.

[7] Wheeler H.A., "The Transmission Line Properties of a Rounded Wire between Parallel Planes," *Trans. IRE.*, pp. 203 ~ 207 Oct.1955.

[8] Mathapatra S., "Characteristic Impedance of a Slab-Lines," *Proc. IRE.*, pp. 1652 ~ 1653 Sept.1960.

[9] Ralph S.Carson, "High_Frequency Amplifier," John Wiley & Sons pp. 192 ~ 206 1975.

[10] David.M.Pozar, "Microwave Engineering," New York, Addison-Wesley Inc., pp. 415 ~ 425 1990.

[11] H.L.Krauss, C.W.Bostian, F.H.Raab, "Solid State Radio Engineering," New York, John Wiley & Sons, pp. 348 ~ 393 1980.

-著 者 紹 介-

金 炳 哲 (正會員)

1980년 서강대학교 전자공학과 졸업 (학사). 1982년 서강대학교 대학원 전자공학과(석사) 1991년 동대학원 (박사) 1993년 현재 금오공과대학 전자통신공학과(부교수)