

## 論 文

# MIC와 MMIC를 위한 비대칭 결합 선로에 의한 새로운 임피던스 정합 방법에 관한 연구

正會員 姜 熙 昶\*, 正會員 陳 年 鋼\*\*

## A Study on the New Impedance Matching Method by using Non-Symmetrical Coupled Lines for MIC and MMIC

· Hee Chang KANG\*, Youn Kang CHIN\*\* *Regular Members*

**要 約** 능동소자와 입력간 또는 부하간의 임피던스 정합을 위해 비대칭 결합선로를 이용하는 새로운 설계 방법을 소개하였다. 회로설계를 위해 이용할 수 있는 도표를 구했다.

**ABSTRACT** The new design method using non symmetrical coupled lines for the impedance matching between active devices and input terminal/output terminal is presented. The graphs for the design of circuits are shown on.

### I. 서 론

대칭 및 비대칭 결합 마이크로스트립 구조<sup>(1)</sup>는 필터나 임피던스 정합회로 등에 응용되고 있다. (2, 3, 4). 이러한 구조는 마이크로파와 같은 높은 주파수에서 집중소자인 커패시터보다 더 우수하기 때문에 많이 사용되고 있다.

그림 1 과 같은 2-port prototype은 DC블럭<sup>(2)</sup>

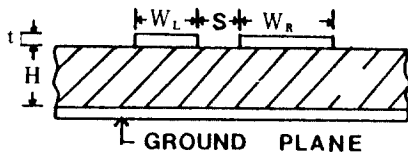
광대역 필터와 임피던스 정합회로로 응용된다. LaCombe와 Cohen<sup>(3)</sup>은 DC Block을 해석하기 위해 결합 마이크로스트립의 even과 odd 개념을 기초로 한 동가회로를 이용하였다. 이론적인 해석은 Ho<sup>(5)</sup>에 의해 시도되었고, Rozzoli<sup>(6)</sup>는 2선 2-port DC Block의 평탄주파수 특성과 제 1차 Chebyshev 주파수 특성에 관한 조건을 유도하여 설계공식을 얻었다.

Tripathi<sup>(2)</sup>는 비대칭 결합 2-port 회로를 여러 가지 모양의 구조(한쌍의 terminal을 open시킨 다든가 short 시키든가 또는 2개의 terminal을 함께 연결함)에 의해 2-port의 서로 다른 임피던스 변환 능력을 갖게 했다.

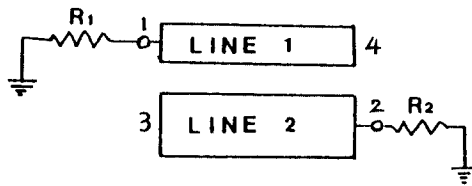
\* 서울産業大學 電子工學科  
Dept. of Electronics Engineering Seoul National  
Polytechnic University

\*\* 檀國大學校 電子工學科 教  
Dept. of Electronics Engineering Dankook University.  
論文番號 : 88 - 53 (接受 1988. 10. 28)

본 논문에서는 비대칭 2선 마이크로스트립 2-port 결합회로를 이용하여 서로 다른 입력과 출력간의 임피던스를 정합시킬 수 있는 새로운 방법을 소개했고 쉽게 이용할 수 있는 그래프를 제시하였다. 설계방정식은 준TEM모형을 기초로 유도되었다.



(a)



(b)

그림 1 (a) 비대칭 2선 마이크로스트립 구조의 단면도  
(b) 결합선 2-port 의 약도  
(a) Cross Sectional View of the Non-symmetrical two-line Microstrip Structure.  
(b) A Schematic Diagram of Coupled line two-port.

## II. 이 론

그림 1에서처럼  $R_1$  과  $R_2$  를 각각 연결한 경우 산란정수(Scattering parameters)는 다음과 같다.

$$S_{11} = \frac{(Z_{11} - R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2}{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2} \quad (1)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2Z_{12}\sqrt{R_1 R_2}}{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2) - Z_{12}^2} \quad (2)$$

$$S_{22} = \frac{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} - R_2) - Z_{12}^2}{(Z_{11} + R_1)(Z_{22} + R_2)} \quad (3)$$

port 1 과 port 2 에서의 반사계수  $\Gamma_1$  과  $\Gamma_2$  는

$$\Gamma_1 = S_{11} = \frac{R_1 - Z_{01}}{R_1 + Z_{01}} \quad (4)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} = \frac{R_2 - Z_{02}}{R_2 + Z_{02}} \quad (5)$$

여기서  $Z_{01}$  과  $Z_{02}$  는 port 1 과 port 2 에서의 결합선로의 특성임피던스이다.  $S_{11} = S_{22} = 0$  로 하면 비대칭 2-port 구조에 대한 정합이 되며, 이에 따른  $R_1$  과  $R_2$  값은 다음과 같다.

$$R_1 = \sqrt{Z_{11}/Z_{22}(Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2)} \quad (6)$$

$$R_2 = Z_{22}/Z_{11} \cdot R_1 \quad (1)$$

이다.

그림 1 (b)에서 처럼  $I_3 = I_4 = 0$  인 경계조건을 이용하면 다음과 같은 impedance matrix가 된다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

여기서 impedance matrix element<sup>(1)</sup> 들 즉 2-port 임피던스들은

$$Z_{11} = \frac{Z_{cl} \coth \gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)} + \frac{Z_m \coth \gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)} \quad (8)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{R_c Z_{cl}}{(1 - R_c/R_\pi) \sinh \gamma_c l} + \frac{R_\pi Z_m}{(1 - R_\pi/R_c) \sinh \gamma_\pi l} \quad (9)$$

$$Z_{22} = \frac{R_c^2 Z_{cl} \coth \gamma_c l}{(1 - R_c/R_\pi)} + \frac{R_\pi^2 Z_\pi \coth \gamma_\pi l}{(1 - R_\pi/R_c)} \quad (10)$$

$Z_{cl}$  과  $Z_m$  은 선로 1 의 c 및  $\pi$ -mode 의 특성임피던스이고,  $R_c$  와  $R_\pi$  는 두 mode 에 대한 전압비이고, 또  $\gamma_c$  및  $\gamma_\pi$  는 두 mode 의 전파정수이다.

$l (= \frac{\lambda}{4})$  은 두 선로의 길이이다.

### Ⅲ. Normal Mode Parameter의 계산

본논문에서 이용한 normal mode parameter 들은 다음과 같이 Bedair<sup>(7)</sup>의 근사적인 방법에 의해 얻어졌다. 비대칭 Coplanar strip, 비대칭 결합 Stripline 및 비대칭 결합 Microstrip의 normal mode parameter의 특성에 대한 식을 유도했고,

이들의 특성을 조합하여 비대칭 마이크로스트립 선의 normal mode parameter를 구했다.

이를 위한 접근 방법은 결합선로의 전체의 캐퍼시턴스 값을 여러 개의 기본 캐퍼시턴스 값으로 나누어 계산하는 것을 근거로 하였다.

자기 및 상호 캐퍼시턴스 값  $C_{LL}$ ,  $C_{RR}$  및  $C_{LR}$ 는

$$C_{LL} = C_{LL} + C_{PL} + C'_{SL} + C_{gd} + C_{ga} \quad (11a)$$

$$C_{RR} = C_{RR} + C_{PR} + C'_{SL} + C_{gd} + C_{ga} \quad (11b)$$

$$C_{LR} = C_{gd} + C_{ga} \quad (11c)$$

와 같이 표시한다.

$C_{LL}$  및  $C_{RR}$  이외의 값들은 Stripline에 의해서 구한다.  $C_{py}$  ( $y=L, R$ )는 왼쪽 및 오른쪽 병렬 판 캐퍼시턴스이고 다음과 같다.

$$C_{py} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W_y}{H} \quad (y=L, R) \quad (12)$$

Stripline의 바깥쪽 fringe 캐퍼시턴스와 안쪽의 fringe 캐퍼시턴스  $C_{fpy}$  및  $C'_{fpy}$  ( $y=L, R$ )는

$$C'_{fpy} = C_{esy} - C_{py} - C_{fpy} \quad (13a)$$

$$C_{fpy} = 0.5(C_{sy} - C_{py}) \quad (13b)$$

로 된다.

여기서  $C_{esy}$ 는 stripline의 대칭결합의 even-mode 캐퍼시턴스이고,  $C_{sy}$ 는 single stripline의 캐퍼시턴스이다.

stripline의 두 line의 gap 캐퍼시턴스  $C_{gd}$ 는

$$C_{gd} = \sqrt{C_{gdL} C_{gdR}} \quad (14a)$$

$$C_{gdy} = 0.5(C_{osy} - C_{esy}) \quad (14b)$$

$C_{xsy}$ 는 M. I. Sobhy<sup>(8)</sup>에 의한 다음 식을 이용하여 구했다.

$$C_{xsy} = \frac{1}{C_v 60\pi} \frac{K(k_{xy})}{K(k'_{xy})} \quad (14c)$$

microstrip line의 바깥쪽 fringe 캐퍼시턴스  $C_{fy}$ 는 다음과 같이 나타내지며  $C_{my}$ 는 single microstrip에 의해 구한 식이다.

$$C_{fy} = 0.5(C_{my} - C_{py}) \quad (15a)$$

여기서  $C_{my}$ 는 single microstrip line의 총 캐퍼시턴스의 값이다.

$$C_{my} = \frac{\epsilon_{re(m)}(W_y, H, \epsilon_r)}{C_v Z_m(W_y, H, \epsilon_r = 1)} \quad (15b)$$

$$Z_m = \begin{cases} 60\ell_n \left[ \frac{8H}{W_y} + \frac{W_y}{4H} \right] & W_y/H \leq 1 \\ 120\pi / \frac{W_y}{H} + 1.393 + 0.677\ell_n & \left( \frac{W_y}{H} + 1.444 \right) W_y/H \geq 1 \end{cases} \quad (15c)$$

$$\epsilon_{re(m)}(W_y, H, \epsilon_r) = 0.5 [(\epsilon_r + 1) + (\epsilon_r - 1) F(W_y/H)] \quad (15d)$$

microstrip line의 gap 캐퍼시턴(공기중에서)  $C_{ga}$ 는

$$C_{ga} = 0.5 C_{cps} - \Delta C_f \quad (16a)$$

$$\Delta C_f = \frac{(C_{LL}^a - C_{fSL}^a)(C_{RR}^a - C_{fSR}^a)}{(C_{LL}^a + C_{RR}^a - C_{fSL}^a - C_{fSR}^a)} \quad (16b)$$

위에서  $C_{cps}$ 는 비대칭 Coplanar에 의해 구하였다. 자기 및 상호 인덕턴스  $L_{LL}$ ,  $L_{RR}$  및  $L_{LR}$ 는 F. Y. Chang<sup>(9)</sup>에 의해 구하였고, normal

mode parameter는 (10)으로부터의 식들에 의해 구하였다.

두 mode (c 및  $\pi$ )에 대한 실효유전율  $\epsilon_{re}(c, \pi)$ 는

$$\epsilon_{re}(c, \pi) = C_V^2 / 2 [L_{LL}C_{LL} + L_{RR}C_{RR} - 2L_{LR}C_{LR} \pm \lambda] \quad (17a)$$

이고,

두 선로(L 및 R)에 대한 두 mode의 특성임피던스  $Z_{CL}, Z_{\pi L}, Z_{CR}$  및  $Z_{\pi R}$ 는

$$Z_{CL} = C_V / \sqrt{\epsilon_{rec}} (L_{LL} - L_{LR} / R_{\pi}) \quad (17b)$$

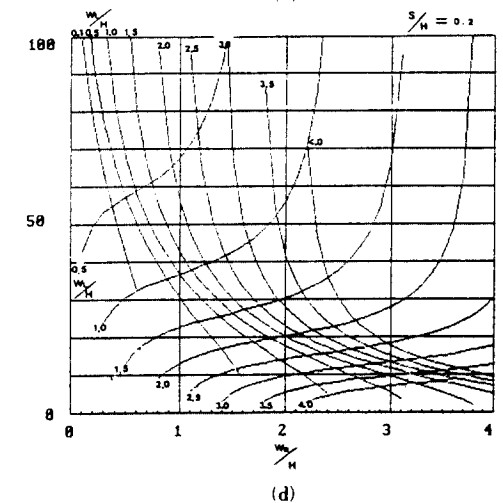
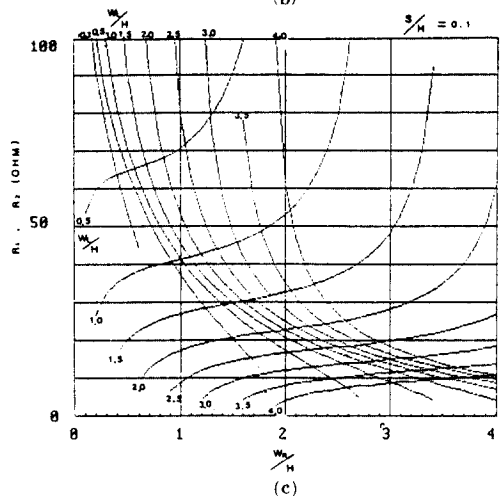
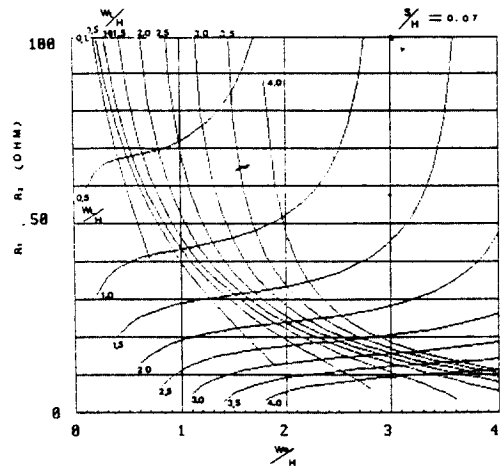
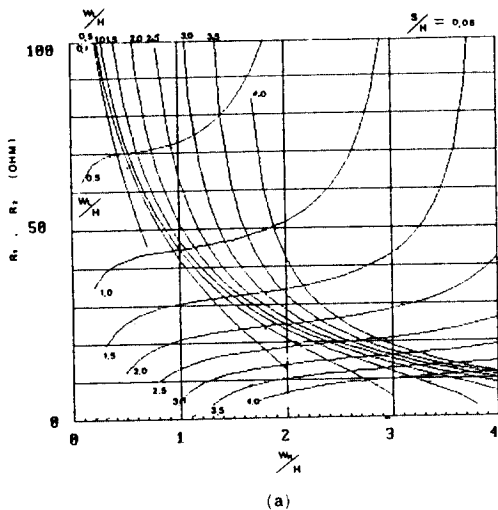
$$Z_{\pi L} = C_V / \sqrt{\epsilon_{re\pi}} (L_{LL} - L_{LR} / R_C) \quad (17c)$$

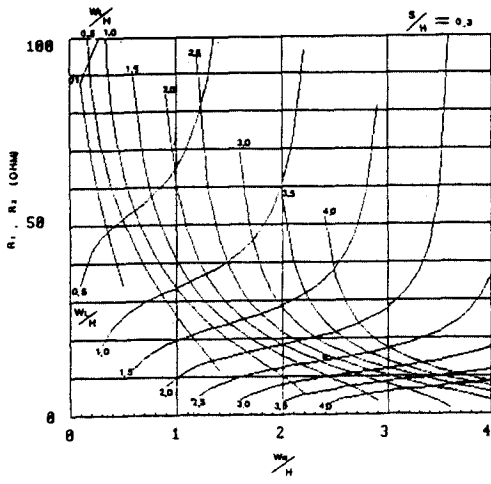
$$Z_{CR} = -R_C R_{\pi} Z_{CL} \quad (17d)$$

$$Z_{\pi R} = -R_C R_{\pi} Z_{\pi L} \quad (17e)$$

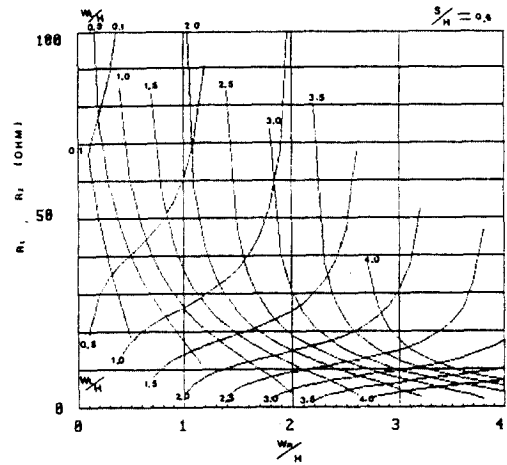
이다.

위의 식들(I, II)을 이용하여 그림 1과 같은 비대칭 2선 결합선로의 치수에 따라 정해지는 2-port의 정합부하  $R_1$ 과  $R_2$ 의 값을 구한 결과를 그림 2에 그래프로 나타냈다.

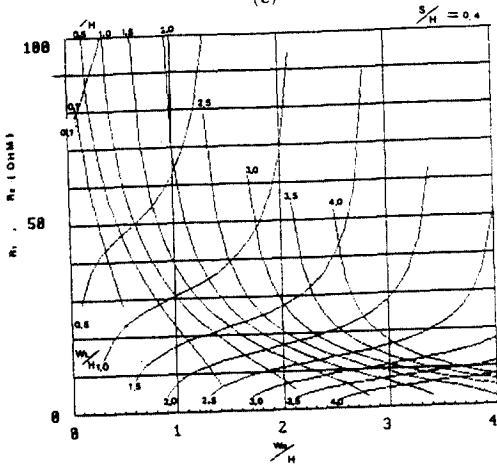




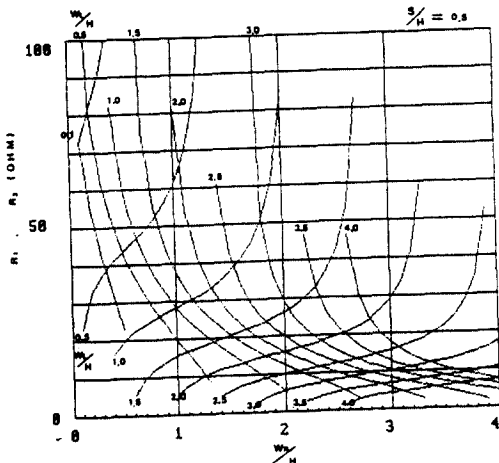
(e)



(h)



(f)



(g)

그림 2 비대칭 2선 마이크로스트립 구조의 치수( $S/H$ ,  $W_L/H$  및  $W_R/H$ )에 대한 port-1 및 port-2의 정합 임피던스  $R_1$  및  $R_2$ 의 특성표(여기서  $H$ 는 기판의 두께임)

곡선상에 표시된 수는  $W_L/H$ 의 치수를 나타내며 우측으로 내려간 선들은  $R_1$  값이고 좌측으로 내려간 선들은  $R_2$  값.

Port-1 Impedance  $R_1$  and Port-2 Impedance  $R_2$  vs. Geometrical dimension of the nonsymmetrical Microstrip Structure. ( $H$ : Substrate thickness) Showing that the Numbers writing on the Curves are  $W_L/H$  dimension, Curves declining to the right are  $R_1$  and to the left are  $R_2$ .

어느 주어진  $R_1$ 과  $R_2$ 의 값을 정합케 하는 비대칭 마이크로스트립 결합회로를 설계하고자 하는 경우 임의의  $W_R/H$  값에서 수직선을 그었을 때  $R_1$  곡선의  $W_L/H$  값과 똑같은  $W_L/H$  값을 가진  $R_2$  곡선과 수직선이 만난 점의 값은 좌측에 나타낸 값이  $R_1$ 과  $R_2$ 의 임피던스 값이 된다.

#### IV. 설 계

그림 1과 같은 비대칭 결합 2-port 회로를 이용하여 임피던스 정합회로를 설계하고자 한다. 각 port의 임피던스 값을  $R_1 = 43[\Omega]$ 과  $R_2 = 53[\Omega]$ 로 한다.  $R_1$ 과  $R_2$ 의 값에 해당하는 치수를

얻기 위해 도표 1 - (e)에서  $W_R/H$ 에 세운 수직 선을 좌측에서 우측으로 움직이면  $W_R/H=0.6$ 인 위치에서  $R_1$ 과  $R_2$  곡선에서 원하는  $R_1$ 과  $R_2$  값이 표시된다. 이때  $W_L/H$ 는 0.5가 된다.

이와같이 하면 원하는  $R_1$ 과  $R_2$  값에 해당하는  $S/H$ ,  $W_L/H$  및  $W_R/H$  값을 얻는다.

### V. 실험 및 고찰

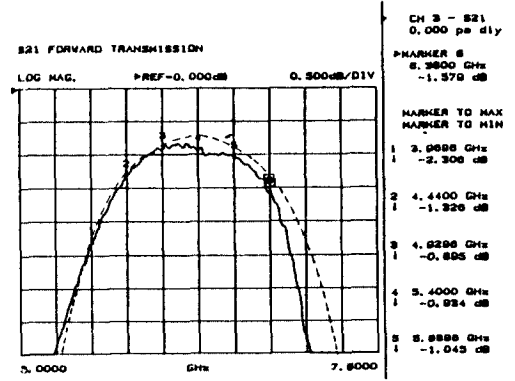
위의 설계방법에 의해 결합회로를 설계하면 그림 3과 같이 두께  $H=1.55$ (mm)인 Teflon 유전체 ( $\epsilon_r=2.55$ ) 위에  $S=0.465$ (mm),  $W_L=0.775$ (mm),  $W_R=0.930$ (mm)인 비대칭 2-port 임피던스 정합회로를 설계하였다.



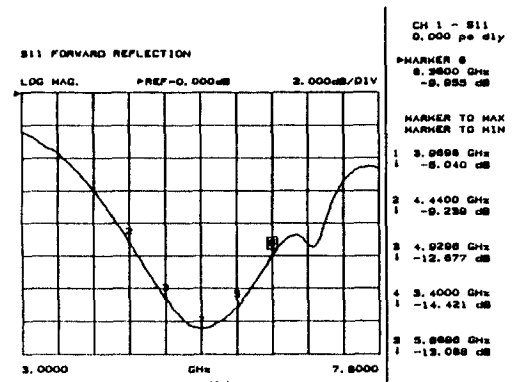
그림 3 높이  $H=1.55$  mm인 Teflon ( $\epsilon_r=2.55$ ) 위에  $\ell = \frac{\lambda}{4}$  로 설계된 비대칭 2선 마이크로스트립의 구조  
Structure of a non-symmetrical two-line Microstrip structure with  $\epsilon_r=2.55$  where the Substrate Thickness  $H=1.55$  mm.

실제  $R_1$ 과  $R_2$ 의 값은  $R_1=43[\Omega]$  및  $R_2=53[\Omega]$ 이지만 실험의 편의를 위해 실제로 연결한 부하는 모두  $50[\Omega]$ 이다. 위에서 얻은 결과들을 식(1)과 (2)에 대입하여 평탄주파수 특성을 구한 이론값과 실험값의 결과는 그림 4와 같다. 이론과 실험값이 잘 일치됨을 보였다.

참고로  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  및  $S_{22}$ 를 Smith Chart로 그림 5에 나타내었다.



(a)



(b)

그림 4 (a) 비대칭 2선 마이크로스트립의 전송계수  $|S_{21}|$ 의 주파수 특성  
(b) 그림 4 (a)와 동일한 구조에 대한 반사계수  $|S_{11}|$  주파수 특성도  
( — — — 측정치, - - - - - 이론치)  
(a) Transmission Coefficients  $|S_{21}|$  vs. Frequency for a nonsymmetrical 2-line Microstrip.  
(b) Reflection Coefficients  $|S_{11}|$  vs. Frequency for the same Microstrip as that of Fig. 4 (a)  
( — — — Measured Response, - - - - - Theoretical Response)

### VI. 결 론

비대칭 2선 마이크로스트립을 이용하여 MIC 및 MMIC용 임피던스 정합회로로 사용할 수 있는 설계방법을 소개하였다. 설계방식은 TEM 모델을 기초로하여 유도하였다.

본 논문에서 얻어진 도표(그림 2)를 이용하므로 복잡한 계산절차를 거치지 않고 쉽게 설계할

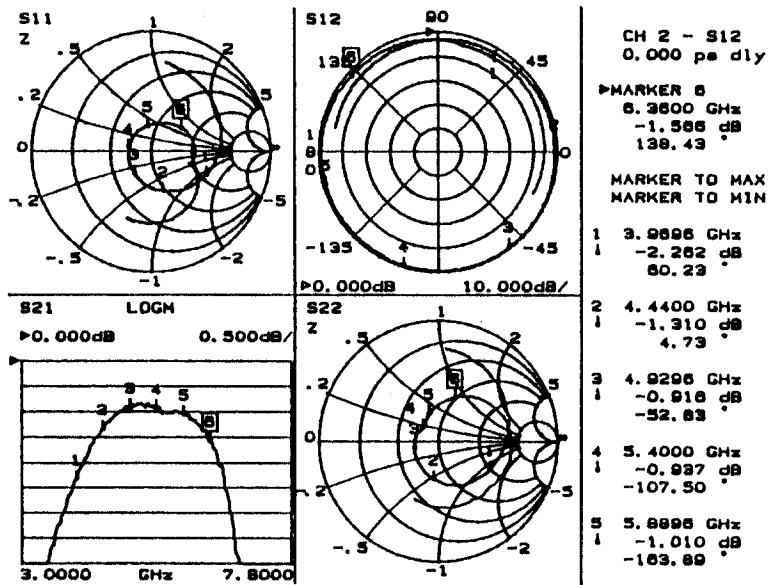


그림 5 Smith Chart위에 표시한  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  및  $S_{21}$ 의 실험 값에 대한 주파수 특성도  
 $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  and  $S_{22}$  on Smith Chart vs. Frequency for Measured Response.

수 있다.

설계 예를 제시하여 실험적으로 증명하였고, 이론과 실험이 잘 일치됨을 알 수 있었다. 얻은 결과들은 MIC 및 MMIC에서의 증폭기의 설계등에 도움이 되고, 특히 본 논문에 제시한 그래프를 이용하면 MIC나 MMIC에서의 증폭기와 입력/출력간의 임피던스 정합회로의 설계 및 회로를 간단화할 수 있을 뿐 아니라 이 정합회로는 DC Block의 효과도 겸하고 있으므로 별도의 커패시터가 필요없게 된다.

### 參 考 文 獻

1. V.K. Tripathi, "Asymmetric Coupled transmission lines in an inhomogeneous medium," IEEE Trans., MTT-23, pp.734-739, 1975.
2. V.K. Tripathi, "Equivalent circuits and characteristics of inhomogeneous nonsymmetrical coupl-

ed-line two-port circuits," IEEE Trans., MTT-25, pp.140-142, 1977.

3. D. Lacombe and J. Choen, "Octave-band microstrip DC blocks," ibid, MTT-20, pp.555-557, 1972.
4. 진년강, "초고주파 집적회로를 위한 각지선 복수결합 마이크로스트립 광대역 필터/DC 블럭 설계," 한국전자공학회지, 1987, 제24권, 제 5 호, pp15-20.
5. Ho, C.Y., "Analysis of DC Blocks Using Coupled Lines", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-23, 1975, pp.773-774.
6. V. Rizzoli, "Analysis and design or microstrip DC blocks," Microwave Jour., 20, pp.109-110, 1977.
7. S.S. BEDAIR, "Characteristics of Some Asymmetrical Coupled Transmission Lines," IEEE Trans, Mtt-32, pp.108-110, 1984.
8. S.S. Bedair and M.I. Sobhy, "Accurate formulas for the computer-aided design of shielded microstrip circuits," Proc. Inst. Elec. Eng., vol.127 Pt. H, pp.305-308, 1980.

9. F.Y. Chang, "Transient analysis of lossless coupled transmission lines in a nonhomogeneous dielectric medium," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.MTT-18, pp.616-626, 1970.

10. K.C. Gupta, R. Grag, and I.J. Bahl, "Coupled Lines," in Microstrip Lines and Slotlines, K.C. Gupta, R. Grag, and I.J. Bahl, Eds. New York, Artech House, 1979, pp.310-311.



姜 熙 昶(Hee Chang KANG) 正會員  
1942年6月18日生  
1964年2月：韓國航空大學 電子工學科  
卒業  
1988年2月：檀國大學校 大學院 博士課  
程 修了  
1980年2月～現在：서울産業大學 電子  
工學科 副教授



陳 年 鋼(Youn Kang CHIN) 正會員  
1934年3月11日生  
韓國航空大學通信工學科卒業  
美國 Oregon 州立大學(工學碩士)  
美國 Oregon 州立大學(工學博士)  
韓國航空大學通信・電子工學科教授  
英國航空電子研究所 研修  
美國 Cubic 通信電子會社(研究員)  
現在：檀國大學校電子工學科教授  
韓國通信學會 名譽會長