

# 非對稱方向性結合器의 임피던스 整合方法

陳 年 銅  
(檀國大 大學院 教授)

## ■ 차 례 ■

- 1. 첫 머리
- 2. Scattering 定數(Parameters)
- 3.  $Z_1$ 과  $Z_2$ 의 계산
- 4. 끝 맺음  
참고문헌  
<부 록>

### 1 첫 머리

본 기술해설은 英國런던에서 발간하는 IEE PROCEEDING, Vol. 129, Pt. H, No. 6 (1982년 12월)에 발표된 바 있는 저자의 논문, "Analysis of the general nonsymmetrical directional coupler with arbitrary terminations" 를 기초로 해설코자 한다.

유전체기판과 같이非同質媒質 (non-homogeneous medium)내에 설계한 結合器 (directional coupler)는 同一媒質안내에 설계한 結合器와는 달리 그 경계조건이 복잡하기 때문에 완벽한 解 (analytical solution)을 구하기 어려우므로 数值解析 (numerical analysis)에 의존하고 있다. 또 지금까지의 方向性結合器에 관한 연구는 대칭형에 局限한 경향이였으며 非對稱인 경우에는 個別 normal mode 만을 여진 (excitation)시킬 수 있는 특정한 임피던스를 단자임피던스 (terminating impedance)로 갖는 結合器에 관한 연구만이 행해 졌다.<sup>1), 2)</sup> 여기에서 結合器라함은 microstrip lines, slot lines, comb lines, dielectric Waveguides, 등에 의한 결합기 및 기타 平行하게 結合한 伝送시스템을 포함한다. non-mode converting (n.m.c) 임피던스이라는 특정한 임피던스에 대한 非對稱結合 2線路 4 포트장치 (nonsymmetrical coupled 2-line 4-port device)<sup>1)</sup> 및 對稱結合 3線路 4 포트장치 (symmetrical coupled 3-line 4-port device)<sup>2)</sup>에 관한 scattering 定數는 알려 졌으나, 任意的 端子임피던스에 대한 scattering

定數에 관한 式은 알려지지 않았다. 이 技術解説에서는, 이 새로운 scattering 定數를 n.m.c. 임피던스에 대한 scattering 定數에 의해서 구했으며 또 이 새로운 scattering 式을 사용하여 方向性結合器 (directional coupler)의 最適 整合 (matching) 임피던스를 구하는 방법을 구체적으로 설명한다. 여기에서 非對稱이라 함은 유전체 위의 2개의 얽은 導板 (strip line)의 폭이 그림 1과 같이 서로 다를 것을 의미한다.

### 2 Scattering 定數(Parameters)

[S]를 2n port 회로망의 端子 (termination)에  $Z_i$  ( $i=1, 2, \dots, 2n$ )의 임피던스를 각각 연결하였을 경우의 scattering matrix라 하고 [S']는 같은 구조의 회로망의 단자에  $Z_i$  ( $i=1, 2, \dots, 2n$ )의 임피던스를 각각 연결하였을 때의 scattering matrix라 하면 이들의 scattering matrix는 다음과 같이 정의한다.

$$b) = [s] a) \tag{1}$$

$$b') = [s'] a) \tag{2}$$

여기에서

$$a) = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_{2n} \end{bmatrix}, \quad b) = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{2n} \end{bmatrix}$$

$$a' ] = \begin{bmatrix} a_{1'} \\ a_{2'} \\ \vdots \\ a_{2n'} \end{bmatrix}, \quad b' ] = \begin{bmatrix} b_{1'} \\ b_{2'} \\ \vdots \\ b_{2n'} \end{bmatrix}$$

$a_i$  와  $b_i$  는, port  $i$  에서  $\frac{1}{2} a_i a_i^*$  의 入力電力이 되고  $\frac{1}{2} b_i b_i^*$  의 反射電力이 되도록 正規化한 값이라 가정하면

$$a_i = \frac{1}{2} \left( \frac{V_i}{\sqrt{Z_{i0}}} + \sqrt{Z_{i0}} I_i \right) \tag{3}$$

$$b_i = \frac{1}{2} \left( \frac{V_i}{\sqrt{Z_{i0}}} - \sqrt{Z_{i0}} I_i \right)$$

$$a_i' = \frac{1}{2} \left( \frac{V_i}{\sqrt{Z_i}} + \sqrt{Z_i} I_i \right) \tag{4}$$

$$b_i' = \frac{1}{2} \left( \frac{V_i}{\sqrt{Z_i}} - \sqrt{Z_i} I_i \right)$$

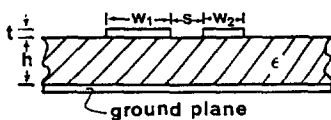
여기에서  $Z_{i0}$ ,  $Z_i$ ,  $V_i$ , 및  $I_i$  는 각각 port  $i$  에서의 특성임피던스, 단자임피던스, 단자전압, 및 단자전류임.

式 (3) 으로부터  $V_i$  와  $I_i$  를 구하면

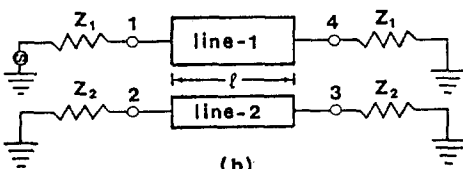
$$V_i = \frac{1}{2} (a_i + b_i) \sqrt{Z_{i0}} \tag{5}$$

$$I_i = \frac{1}{2} (a_i - b_i) \sqrt{Z_{i0}}$$

이다.



(a)



(b)

그림 1. (a) 非對稱 2 線路 microstrip 구조의 단면적 (b) 2 線路 4 port 의 약도

式 (5) 를 式 (4) 에 代入하면

$$2a_i' = Z_{si} a_i + Z_{di} b_i$$

$$2b_i' = Z_{di} a_i + Z_{si} b_i$$

여기에서

$$Z_{si} \triangleq \sqrt{\frac{Z_{i0}}{Z_i}} + \sqrt{\frac{Z_i}{Z_{i0}}}$$

$$Z_{di} \triangleq \sqrt{\frac{Z_{i0}}{Z_i}} - \sqrt{\frac{Z_i}{Z_{i0}}}$$

$a'$  와  $b'$  를  $a$  와  $b$  로 표기하면 다음과 같다.

$$2a' ] = [Z_s] a ] + [Z_d] [s] a ]$$

$$2b' ] = 2 [s'] a' ] = [Z_d] a ] + [Z_s] [s] a ]$$

위의 관계식을 scatter 定數의 정의에 따라 정리하면 non-mode converting terminating 임피던스,  $Z_{i0}$  대한 scattering matrix  $[s]$  와 임의의 단자 임피던스,  $Z_i$  로 표현하는 새로운 scattering matrix  $[s']$  를 얻으며 그 결과는 다음과 같다.

$$[s'] = \{ [Z_d] + [Z_s] [s] \} \{ [Z_s] + [Z_d] [s] \}^{-1} \tag{6}$$

여기에서  $[Z_s]$  와  $[Z_d]$  는 각각  $Z_{si}$  와  $Z_{di}$  로 구성된 대칭 (diagonal) matrix 임.

Matrix  $\{ [Z_s] + [Z_d] [s] \}^{-1}$  는 일반적으로 구하기 어렵지만  $Z_1 = Z_4$  와  $Z_2 = Z_3$  로 놓고 2 線路 (lines) 중 線路 2 의 단자임피던스  $Z_2 = Z_3$  를 고정하고 線路 1 의 단자임피던스  $Z_1 = Z_4$  만을 변화시키면

$$\{ [Z_s] + [Z_d] [s] \}^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{s1} + Z_{d1} s_{11} & Z_{d1} s_{12} & Z_{d1} s_{13} & Z_{d1} s_{14} \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 \\ Z_{d1} s_{14} & Z_{d1} s_{13} & Z_{d1} s_{12} & Z_{s1} + Z_{d1} s_{11} \end{bmatrix}^{-1} \tag{7}$$

이므로, 이는 쉽게 구할 수 있다. 여기에서 non-mode converting termination (또는 terminating impedance) 라 함은, 단자임피던스  $Z_1$  와  $Z_2$  가

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_{20}}{Z_{10}} = -R_c R_x \quad \text{또는} \quad Z_{10} = \sqrt{Z_{1c} Z_{1x}} \quad \text{와} \quad Z_{20}$$

$= \sqrt{Z_{2x} Z_{2c}} = -Z_{10} R_c R_x$  의 특정한 값을 갖게하면 反射波에 mode 의 변환을 일으키지 않으므로, 個別 mode 를 독립적으로 각 線路에 여진시킬 수 있다.<sup>3)</sup>

式 (6) 에 위의 역 matrix 를 代入 정리하면 다음과 같은 새로운 scattering 정수에 관한 식을 얻을 수 있다.

$$S'_{11} = S'_{44} = [(Z_{d1} + Z_{s1} S_{11}) (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11}) - Z_{s1} Z_{d1} S_{14}^2] / \Delta$$

$$S'_{14} = S'_{41} = [Z_{s1} S_{14} (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11}) - Z_{d1} S_{14} (Z_{d1} + Z_{s1} S_{11})] / \Delta$$

$$S'_{12} = S'_{21} = S'_{34} = S'_{43} = [2S_{12} (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11}) - 2Z_{d1} S_{14} S_{13}] / \Delta$$

$$S'_{13} = S'_{31} = S'_{24} = S'_{42} = [2S_{13} (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11}) - 2Z_{d1} S_{12} S_{14}] / \Delta \quad (8)$$

$$S'_{22} = S'_{33} = S_{22} - [Z_{d1} (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11}) (S_{12}^2 + S_{13}^2) - 2Z_{d1}^2 S_{12} S_{13} S_{14}] / \Delta$$

$$S'_{23} = S'_{32} = S_{23} - [2Z_{d1} (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11}) S_{12} S_{13} - Z_{d1}^2 S_{14} (S_{12}^2 + S_{13}^2)] / \Delta$$

여기에서  $\Delta = (Z_{s1} + Z_{d1} S_{11})^2 - Z_{d1}^2 S_{14}^2$

같은 방법으로, 線路 1의 단자임피던스,  $Z_1$ 를 고정하고 線路 2의 단자임피던스  $Z_2$  만을 변화시키면 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$S'_{11} = S'_{44} = S_{11} - Z_{d2} [(Z_{s2} + Z_{d2} S_{22}) (S_{12}^2 + S_{13}^2) - 2Z_{d2} S_{12} S_{13} S_{23}] / \Delta$$

$$S'_{12} = S'_{21} = S'_{34} = S'_{43} = Z_{s2} S_{12} / 2 + Z_{d2} [Z_{s2}^2 (S_{12} S_{22} + S_{13} S_{23}) + Z_{d2}^2 (S_{12} S_{22} - S_{13} S_{23}) + Z_{s2} Z_{d2} S_{12} (S_{22}^2 - S_{23}^2 + 1)] / (2\Delta)$$

$$S'_{13} = S'_{31} = S'_{24} = S'_{42} = Z_{s2} S_{13} / 2 - Z_{d2} [Z_{s2}^2 (S_{12} S_{23} + S_{13} S_{22}) - Z_{d2}^2 (S_{12} S_{23} - S_{13} S_{22}) + Z_{s2} Z_{d2} S_{13} (S_{22}^2 - S_{23}^2 + 1)] / (2\Delta) \quad (9)$$

$$S'_{14} = S'_{41} = S_{14} - Z_{d2} [2S_{13} S_{12} (Z_{s2} + Z_{d2} S_{22}) - Z_{d2} S_{23} (S_{12}^2 + S_{13}^2)] / \Delta$$

$$S'_{22} = S'_{33} = [(Z_{d2} + Z_{s2} S_{22}) (Z_{s2} + Z_{d2} S_{22}) - Z_{s2} Z_{d2} S_{23}^2] / \Delta$$

$$S'_{23} = S'_{32} = [Z_{s2} S_{23} (Z_{s2} + Z_{d2} S_{22}) - Z_{d2} S_{23} (Z_{d2} + Z_{s2} S_{22})] / \Delta$$

여기에서  $\Delta = (Z_{s2} + Z_{d2} S_{22})^2 - (Z_{d2} S_{23})^2$

non-mode converting 임피던스를 단자 임피던스로 갖는 非对称 2線路結合 4 port system에 관한 scattering 定數는 Gunton 과 Paige<sup>1)</sup>가 구했으나 이는 특정한 값에 대한 식이기 때문에 이식을 이용하여 임피던스整合 (matching) 을 기할 수 없다. 유전체가 다른 경계면위에 배치한 coupled microstrip line 인 경우는 normal mode 의 位相속도들이 同一하지 않기 때문에  $S_{ii} = 0$  와  $S_{ij} = 0$  의 조건을 애너리틱(

analytical) 하게 求할 수 없으나, 式 (8) 과 (9) 를 반복사용하여  $S_{ii} = 0$   $S_{ij} = 0$  의 조건을 만족하는 最適 단자임피던스  $Z_1$  과  $Z_2$  의 값을 求할 수 있다. 주어진 周波數에 대한  $Z_1$  과  $Z_2$  는 一般的으로 複素數임에 유의하여야 하며 이는 stub 등에 의하여 完全整合을 얻을 수 있다.

### [3] $Z_1$ 과 $Z_2$ 의 계산

$S_{ii} = 0$  와  $S_{ij} = 0$  의 조건을 만족하는 최적  $Z_1$  과  $Z_2$  의 값을 구하는 방법 및 그 절차를 설명하고자 한다. 非对称 coupled line 에 관한 normal mode 의 parameter 를 구체적으로 이해하고자 하는 분은 Tripathi 의 논문<sup>3)</sup>을 참고하기 바란다. 对称 coupled line structure 인 경우에는 even mode 와 odd mode 를 사용했으나 非对称인 경우에는 c mode 와  $\pi$  mode 의 기호를 대신 사용하여 대칭 system과 구별하였다. 勿論 对称은 非对称의 특수한 경우에 속한다. 예를 들어 설명하면 normal mode 의 2位相速度는  $\beta_c$  와  $\beta_\pi$  이며 c mode 와  $\pi$  mode 에 대한 특성임피던스는 線路 1의 경우  $Z_{1c}$  와  $Z_{1\pi}$  이고 線路 2의 경우는  $Z_{2c}$  와  $Z_{2\pi}$  이며 電圧固有값 (eigen value) 은, 즉 2 mode 에 대한 2線路의 電圧比는  $R_c$  와  $R_\pi$  인데, 대칭이 되면 c 와  $\pi$  mode 는 even mode 와 odd mode 으로 되고  $R_c = 1$  와  $R_\pi = -1$ 로 된다. Gunton 과 Paige 가 구한 scattering 定數는 同一媒質에서 구한 Cristal<sup>4)</sup>의 경우와 같이  $Z_1 = Z_{20} = \sqrt{Z_{1c} Z_{1\pi}}$  와  $Z_2 = Z_{20} = \sqrt{Z_{2c} Z_{2\pi}} = -Z_{10} R_c R_\pi$  인 특정한 non-mode converting 임피던스 (n. m. c.) 에 대한 값이다. 부록에 反射係數와 伝送係數 (transmission coefficient)에 의하여 n. m. c. 임피던스를 단자임피던스로 갖는 scattering 定數를 구하는 방법을 소개한다. 또 이 n. m. c. 의 임피던스를 최적  $Z_1$  과  $Z_2$  를 구하는 초기값으로 사용하면 이 값은 整合의 최적값은 아니지만 最大 isolation ( $S_{ij} \approx 0, i = j$ ) 의 조건을 만족하기 때문에 편리하다.<sup>1), 4)</sup> 그러나 非同質媒質에서는  $\beta_c \neq \beta_\pi$  이므로  $S_{ii} = 0$  의 조건을 만족하는  $Z_1$  과  $Z_2$  의 값을 구하기 위하여 式 (8) 과 (9) 를 몇번 반복하면  $S'_{11}, S'_{13}, S'_{22}$ , 및  $S'_{23}$  의 최소값을 만족하는  $Z_1$  과  $Z_2$  의 값을 얻을 수 있다. 즉  $Z_2$  를 고정하고  $S'_{11}$  가 최소가 되는  $Z_1$  값을 구한다음, 이 새로운  $Z_1$  값을 고정하고  $S'_{22}$  가 최소가 되는 새로운  $Z_2$  값을 구하면  $S'_{13}$  와  $S'_{24}$ 도 최소의 값을 갖게 된다. 이와 같은 절차를 몇 번 반복

하면 최종의  $Z_1$  과  $Z_2$  의 값에 수렴한다. 이렇게 구한 값은 일반적으로 複素數임에 유의해야 한다.

위의 설명을 예로 들면 다음과 같다. 非對稱 2線路 coupled microstrip 구조의 준 (quasi) TEM parameter 는 Green 함수적분<sup>5)</sup> 을 포함한 많은 방법에 의하여 구할 수 있다. 유전율  $\epsilon_r = 10$  인 유전체위에 6 dB 의 非對稱方向性結合器를 설계하고자 하는 경우, microstrip 폭, 그線路간의 간격, 및 2 normal mode parameter 는 다음과 같다.

$w_1/h = 0.4$ ,  $w_2/h = 0.11$ ,  $s/h = 0.08$  (여기에서  $h$  는 높이)

mode c;  $E_{eff} = 6.4468$ ,  $R_c = 0.993$ ,  
 $Z_{1c} = 92.45 \Omega$ ,  $Z_{2c} = 190.86 \Omega$

mode  $\pi$ ;  $E_{eff} = 5.5152$ ,  $R_\pi = -2.0778$ ,  
 $Z_{1\pi} = 26.94 \Omega$ ,  $Z_{2\pi} = 55.61 \Omega$

n. m. c. 임피던스인  $Z_{10} = \sqrt{Z_{1c} Z_{1\pi}} = 49.9 \Omega$  와  $Z_{20} = \sqrt{Z_{2c} Z_{2\pi}} = 103.2 \Omega$  에 대한 scattering 定數<sup>1)</sup> 를  $\theta = (\beta_c + \beta_\pi) \ell / 2 = \pi/2$  인 周波數에 관하여 구하면 다음과 같다. 또는 부록의 scattering 式에 의하여 구할 수 있다.

$ S_{11} $	$ S_{12} $	$ S_{13} $	$ S_{14} $	$ S_{21} $	$ S_{22} $	$ S_{23} $	$ S_{24} $
0.1955	0.5199	0.0402	0.8355	0.5199	0.1967	0.8382	0.0402

최적 단자임피던스(optimum terminating impedance) 를 구하기 위하여 式 (8) 과 (9) 로부터  $S_{11} = 0$  와  $S_{22} = 0$  을 만족하는 公式를 유도하면

(1)  $S_{11} = 0$  인 경우

$$Z_1 = Z_{10} \sqrt{\frac{k/2-1}{k/2+1}} \quad (10)$$

여기에서  $k = \frac{S_{14}^2 - S_{11}^2 - 1}{S_{11}}$

(2)  $S_{22} = 0$  인 경우

$$Z_2 = Z_{20} \sqrt{\frac{k/2-1}{k/2+1}} \quad (11)$$

여기에서  $k = \frac{S_{23}^2 - S_{22}^2 - 1}{S_{22}}$

式 (10) 에  $Z_{10} = 49.9 \Omega$ ,  $Z_{20} = 103.2 \Omega$ , 및 위 표의 scattering 定數를 대입하면  $Z_1 = 62.9 \Omega$  를 얻는다. 따라서  $Z_1 = 62.9 \Omega$  와  $Z_2 = 103.2 \Omega$  에 대한 새로운 scattering parameter 를 式 (8) 에 의해서 구하면 다음과 같다

$ S_{11} $	$ S_{12} $	$ S_{13} $	$ S_{14} $	$ S_{21} $	$ S_{22} $	$ S_{23} $	$ S_{24} $
0.0256	0.5152	0.0659	0.8541	0.5152	0.1663	0.8382	0.0659

다음에는 式 (11) 에  $Z_{10} = 62.9 \Omega$ ,  $Z_{20} = 103.2 \Omega$ , 및 위 표의 scattering 定數를 대입하여  $Z_2$  를 구하면  $Z_2 = 85.17 \Omega$  이다. 따라서  $Z_1 = 62.9 \Omega$  와  $Z_2 = 85.17 \Omega$  에 대한 새로운 scattering 定數를 式 (9) 에서 구하면 다음과 같다.

$ S_{11} $	$ S_{12} $	$ S_{13} $	$ S_{14} $	$ S_{21} $	$ S_{22} $	$ S_{23} $	$ S_{24} $
0.0278	0.5220	0.0429	0.8514	0.5220	0.0263	0.8515	0.0427

위의 표들을 살펴보면 coupling  $|S_{11}|$  과  $|S_{21}|$ ,  $|S_{13}|$  과  $|S_{24}|$ , 및 Directivity 는 거의 변동이 없는 반면에 反射定數,  $|S_{11}|$  과  $|S_{22}|$  가 각각 0.1955 에서 0.0278 로, 0.1967 에서 0.0263 으로 크게 감소함을 알 수 있다. 즉 최적 정합임피던스를 얻을 수 있음을 알 수 있다. coupling, reflection coefficient, 및 directivity 를 正規化한 周波數함수로 그래프를 도시하면 그림 2 와 같다.

위의 임피던스 整合결차는 3線路 4 port system 에도 적용할 수 있다.

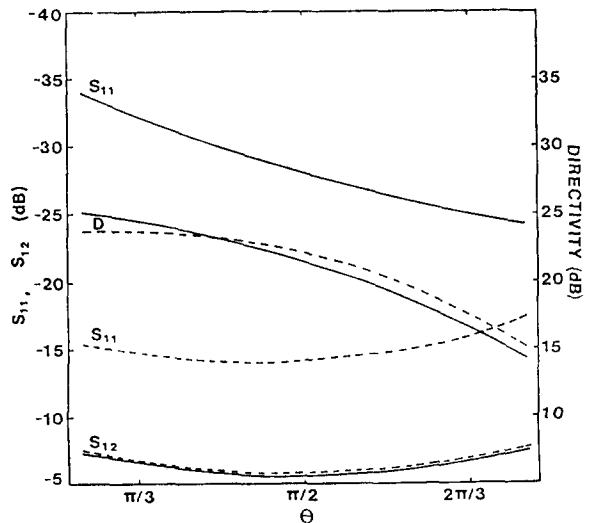


그림 2. Coupling  $|S_{12}|$ , reflection coefficient  $|S_{11}|$  and directivity  $D$  vs normalized frequency  $\theta$  with  $\epsilon_r = 10$ .

— Characteristic terminations,  $Z_{10} = 49.9$  ohms and  $Z_{20} = 103.2$  ohms

... Optimized terminations,  $Z_1 = 62.9$  ohms and  $Z_2 = 85.17$  ohms

4) 끝 맺음

임의 단자임피던스를 갖는 非对称 方向性結合器에 대한 Scattering 定數를  $n. m. c.$  임피던스에 대한, 이미 알려진 scattering 定數에 의해서 구할 수 있다. 또는 실험등에 의하여 특정한 단자임피던스에 대한 scattering 定數를 구하면 이 값을 초기조건으로 시작하여 최적의 임피던스를 구할 수 있다. 여기에 유도한 식들은 매우 일반적인 식이기 때문에 어느 coupled guided wave system에도 적용할 수 있는 유익한 방법이다. 이 기술해설에는 方向性結合器의 최적 整合임피던스를 구하는 방법을 설명 했으나 임피던스 變動에 대한 sensitivity 에도 적용할 수 있다.

참고문헌

- 1) GUNTON, D.J., and PAIGE, E.G.S. : 'An analysis of the general asymmetric directional coupler with non-mode-converting terminations', IEE J. Microwaves, Opt. & Acoust., 1978, 2, (1), pp. 31-36
- 2) TRIPATHI, V.K. : 'The scattering parameters and directional coupler analysis of characteristically terminated three line structures in an inhomogenous medium', IEEE Trans., 1981, MTT-29, pp. 22-26
- 3) TRIPATHI, V. K. : 'Asymmetric coupled transmission lines in an inhomogeneous medium', ibid., 1975, MTT-23, pp. 734-739
- 4) CRISTAL, E. G. : 'Coupled transmission line directional couplers with coupled lines of unequal characteristic impedances', IEEE Trans., 1966, MTT-14, pp. 337-346
- 5) TRIPATHI, V. K., and CHANG, C. L. : 'Quasi-TEM parameters of non-symmetrical coupled microstrip lines', Int. J. Electron., 1978, 45, pp. 215-223

<부 록>

그림 1 과 같은 일반적인 coupled 2-line 4-port device 의 scattering 定數는,  $n. m. c.$  임피던스를 단자임피던스로 使用하면, 독립된 個別 normal

mode 만을 허용할 수 있기 때문에 反射係數  $\Gamma$  와 伝送係數  $T$  에 의하여 구할 수 있다. 個別 mode 에 대한 각 線路의 반사계수와 전송계수는 다음과 같다.

$$\Gamma_{xj} = (j(Z_{xj}/Z_j - Z_j/Z_{xj}) \sin \theta_x) / \phi_{xj}$$

$$T_{xj} = 2 / \phi_{xj}$$

여기에서

$$\phi_{xj} = 2 \cos \theta_x + j(Z_{xj}/Z_j + Z_j/Z_{xj}) \sin \theta_x$$

윗 方程式의  $x = c, \pi$  는 그 device 의 2 個別 normal mode 를 나타내고  $j = 1, 2$  는 2 線路를 나타내므로  $Z_{xj}$  는 mode  $x(c, \pi)$  에 대한 線路  $j$  의 특성임피던스이며  $Z_j$  는 선로  $j(1, 2)$  의 단자임피던스이다. 또  $\theta_x$  는 주어진 mode 에 대한 線路의 電氣的 길이이다.

일반적인 coupled 2-line 4-port system 은 2-line 의 단자임피던스의 比가<sup>3)</sup>

$$Z_2 / Z_1 = Z_{2c} / Z_{1c} = Z_{2\pi} / Z_{1\pi} = -R_c R_\pi$$

가 되도록 하면 모든 mode 에 대하여 같은 比를 갖게 되므로  $\Gamma_{x1} = \Gamma_{x2} = \Gamma_x$  와  $T_{x1} = T_{x2} = T_x$  가 된다.

여기에서  $R_c$  와  $R_\pi$  는 각각  $c$  와  $\pi$  mode 에 대한 線路 1 에 대한 線路 2 의 電壓比이며 電壓固有(eigen) Vector 의 Matrix 는 다음과 같다.

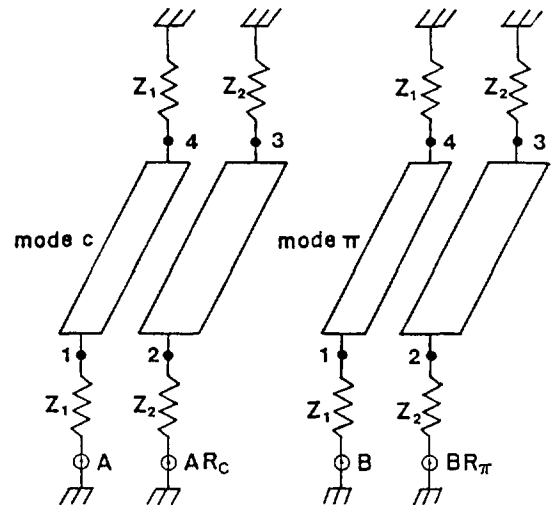


그림 3. Sources and terminations used to derive the scattering parameters : (a) Total signal input 1V at port 1, zero at all the other ports. (b) Total signal input 1V at port 2, zero at all the other ports.

$$M_V = \begin{pmatrix} A & B \\ AR_c & BR_\pi \end{pmatrix}$$

電源電壓과 端子임피던스를 그림 3과 같이 연결하면 scattering 定數를 쉽게 구할 수 있다.

Port 1의 총電源電壓  $V_1$  는 1V가 되고 다른 port 의 電壓  $V_j$  ( $j=2,3,4$ ) 은 0V가 되도록 하면

$$A + B = 1$$

$$AR_c + BR_\pi = 0$$

이므로

$$A \triangleq -\frac{R_\pi}{R_d}, \quad B \triangleq \frac{R_c}{R_d}$$

여기에서  $R_d = R_c - R_\pi$

이다. 따라서 scattering 定數는 다음과 같이 구한다.

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43}$$

$$\begin{aligned} &= (AR_c \Gamma_c + BR_\pi \Gamma_\pi) \sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{20}}} \\ &= \sqrt{-R_c R_\pi} \frac{\Gamma_c - \Gamma_\pi}{R_c - R_\pi} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{14} = S_{41} &= AT_c + BT_\pi \\ &= \frac{R_c T_\pi - R_\pi T_c}{R_c - R_\pi} \end{aligned}$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42}$$

$$\begin{aligned} &= (AR_c T_c + BR_\pi T_\pi) \sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{20}}} \\ &= \sqrt{-R_c R_\pi} \frac{T_c - T_\pi}{R_c - R_\pi} \end{aligned}$$

같은 방법으로,  $V_2 = 1V$ 로 하고  $V_j$  ( $j=1,3,4$ ) = 0로 놓으면

$$A \triangleq \frac{1}{R_d}, \quad B \triangleq -\frac{1}{R_d}$$

이다. 따라서 scattering 定數는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{22} = S_{33} &= AR_c \Gamma_c + BR_\pi \Gamma_\pi \\ &= \frac{R_c \Gamma_c - R_\pi \Gamma_\pi}{R_c - R_\pi} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{23} = S_{32} &= AR_c T_c + BR_\pi T_\pi \\ &= \frac{R_c T_c - R_\pi T_\pi}{R_c - R_\pi} \end{aligned}$$

◆ 꼬 마 상 식 ◆

光隱極의 效率을 增大하는 觸媒被覆

Bell 研究所의 A. Heller 氏는 最近 半導體를 로디움 또는 레니움의 薄膜으로 被覆함으로써 水素를 生成하는 光電氣化學的 電池를 發表하였다고 한다.

한편 光電氣化學的 電池의 效率을 增加시키기 위하여는 電子와 홀의 再結合을 抑制하고 溶液으로 移送를 높일 必要가 있는데 光陰極上에 形成된 酸化인디움層은 再結合反應을 抑制하는 한편 水素飽和金屬觸媒는 移送反應을 높인다고 한다.

光電氣化學的 셀의 基本原理는 Fermi 레벨 또는 半導體內 電子海의 電氣化學的 포텐셜이 일 函數 또는 被覆層表面으로부터 電氣化學的 포텐셜과 달라야하는데 다르면 다를 수록 太陽光의 水素로의 變換은 高效率이 된다고 한다.

또한 金屬觸媒를 水素飽和狀態로 維持하는 동안에 酸化인디움表面層을 維持한다는 것은 化學的으로 矛盾이므로 本 電池는 約 150mv 의 매우 좁은 電位範圍에서만 效率的으로 操作할 수 있다고 한다. 그리고 約 5分後에 酸化인디움層은 部分的으로 金屬인디움으로 變換되므로 이것을 克服하기 위하여는 周期的으로 正電位를 供給하여 半導體表面을 再酸化해야만 된다고 한다.