

# 마이크로스트립 평행 결합선로 파라미터의 새로운 측정방법에 관한 연구

## (A Study on a New Measurement Method of the Microstrip Parallel Coupled Line Parameters)

張 益 洙\*, 尹 永 哲\*, 安 達\*

(Ik Soo Chang, Young Chul Yoon and Dal Ahn)

### 要 約

대칭형 마이크로스트립 평행 결합선로의 특성에 대한 새로운 측정방법을 제시한다. 이 방법은 서로 다른 두개의 공진주파수에서 피측정 결합선로 공진기의 전송계수의 크기만을 측정하여, 이로부터 정확한 even 및 odd-mode 특성 임피던스와 유효유전율을 계산해 낼 수 있다. 더우기 공진주파수를 사용주파수 대역으로 옮겨 측정할 경우 분산효과도 고려된 특성을 얻을 수 있다. 실제로 유전율이 비교적 작은 Teflon 기판 위에 제작된 임의의 결합선로에 대하여 측정된 특성임피던스와 유효유전율은 일반 설계식과 잘 일치하고 있으며, 이를 이용하여 제작한 단일 동조공진기의 경우에도 기대치와 동일한 결과를 보여 준다.

### Abstract

A new measurement method of coupled transmission line characteristics is described. This method presents precision values of even- and odd-mode impedances as well as effective dielectric constants of symmetric parallel coupled microstrip lines from the scalar quantities obtained by transmission coefficients at two different resonance frequencies. Especially these values include dispersion effects in the measured frequency band. The measured impedances and effective dielectric constants of actually fabricated coupled lines on the Teflon substrates with low dielectric constants are in good agreement with predicted values. And the experimental pass band characteristics of single section resonator by using previously designed coupled lines agree well with theoretical values.

### I. 서 론

마이크로스트립 결합선로의 경우, 그 이용가치에 비하여 정확한 설계가 어렵기 때문에 이를 이용하는 회

로는 여러번의 시행착오 과정을 통하여 제작 되어지는 것이 보통이다. 더우기 사용하고자 하는 기판의 유효 유전율이 작고, 여기에 제작되는 선로의 폭도 좁아지면 일반적인 설계식<sup>1),2),3)</sup>으로는 정확한 특성임피던스와 유효유전율을 얻기가 곤란하다. 그 원인은 전파 매질의 비균등성(inhomogeneous medium)에 의한 고차 모드(higher-order modes)의 발생과 모드에 따른 위상속도의 차이, 그리고 결합계수가 작아지면서 생기는 방사효과(radiation effect)의 증가 등에 있다고 볼 수

\*正會員, 西江大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)

接受日字: 1987年 12月 17日

(※ 이 논문은 1987년도 문교부 학술연구 조성비에 의하여 연구 되었음.)

있다. 특히, 공진기들의 결합이나 방향성이 좋은 결합기, 협대역의 여파기 등에 결합선로를 사용하기 위해서는 이들 선로의 정확한 특성을 측정하여 사용하는 것이 바람직하나 일반적으로 모드에 따른 입력신호를 만들어 측정하기 때문에 완전한 분리인가가 불가능하며 그 방법 또한 매우 까다롭다.<sup>(4,5)</sup>

본 논문에서는 Teflon 기판 위에 제작된 임의의 대칭형 마이크로스트립 결합선로들에 대하여, 단일 입력신호에 의하여 측정된 scalar 양들로부터 이들의 even- 및 odd-mode 특성 임피던스를 정확히 분리해 낼 수 있는 방법을 이론적으로 유도하고, 이들의 계산치를 기존 결합선로 설계식에 의한 수치와 비교하고 실험적으로 구조가 다른 공진기에 적용하여봄으로써 본 측정방법의 유용성을 보이고자 한다. 또한, 피측정 결합선로 공진기의 공진주파수를 사용하고자 하는 주파수대역으로 바꿔주면 이 주파수에 대한 분산특성이 고려된 각 모드에 따른 특성임피던스와 유효유전율도 구할 수 있다.

II. 양쪽단자가 중단되어 있는 공진기의 해석

그림 1 (a)와 같은 개방단 대칭형 평행 결합선로는 T형 또는  $\pi$ 형 등가회로로 볼 수 있으며,  $\pi$ 형 등가회로는 다시 그림 1 (b)와 같은 회로로 바꿀 수 있다.<sup>(6,7,8)</sup>

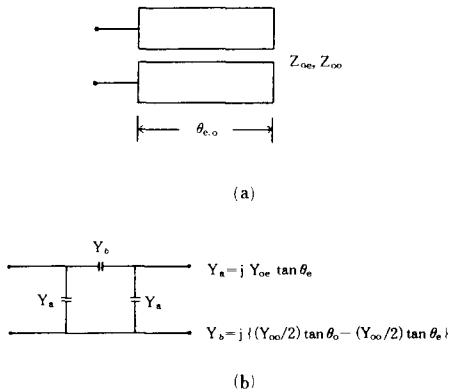


그림 1. 개방단 대칭형 평행 결합선로의 등가회로  
Fig. 1. Open-end symmetric parallel coupled line.

이러한 결합선로 양단에 특성임피던스가  $Y_0$ 이고 길이가  $-\phi/2$ 인 부의 길이를 갖는 전송선로를 연결시킴으로써 J-inverter를 구성할 수 있으며, 그 값은 다음과 같이 주어진다.<sup>(9)</sup> 이 J-inverter는 마이크로파 여파기에 이용되는 일반적인 admittance inverter이다.

$$J = Y_0 \left| \tan \left[ -\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{Y_{oe}}{Y_0} \tan \theta_e \right) \right] \right| \quad (1a)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{oo}}{Y_0} \tan \theta_o \right) + \tan^{-1} \left( \frac{Y_{oe}}{Y_0} \tan \theta_e \right) \quad (1b)$$

이 J-inverter를 전송선로의 양단에 연결한 후  $Y_0$ 의 값을 갖는 어드미턴스로 중단시키자. 이렇게 양쪽단자를 모두 중단시키면, 입력단만 중단시킴으로써 생기는 부정합특성을 보다 작게하여 반사계수가 극단적인 값을 갖지 않도록 할 수 있다.<sup>(10)</sup>

그림 2에 보이는 회로로부터 이 공진기는 J-inverter 사이에 놓인 선로의 길이가 반파장의 정수배가 되는 주파수에서 단동조회로(single tuned circuit)를 이루며  $\phi + \phi = \pi$ 인 공진주파수 근방에서 전송선로는 양단이  $J/Y_0$ 로 중단된 병렬 공진회로로 볼 수 있다.<sup>(11)</sup> 이 공진회로는 단일 공진의 maximally flat, 혹은 단일 ripple의 chebyshev형 여파기 특성을 갖는다.

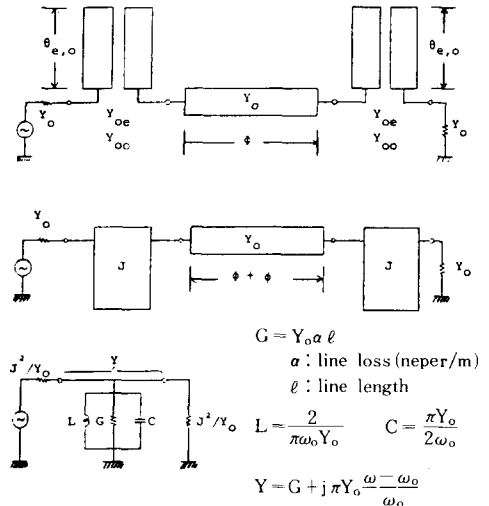


그림 2. 결합선로를 이용한 전송선로 공진기의 등가회로  
Fig. 2. Transmission line resonator using coupled lines.

이 회로로부터 공진기의 반사계수 및 전송계수를 구하면

$$S_{11} = -\frac{Y}{Y + \frac{2J^2}{Y_0}} \quad (2a)$$

$$S_{110} = S_{11} \Big|_{\omega = \omega_0} = -\frac{G}{G + \frac{2J^2}{Y_0}} \quad (2b)$$

$$S_{21} = \frac{2J^2}{Y_0 + \frac{2J^2}{Y_0}} \quad (2c)$$

$$S_{210} = S_{21} \Big|_{\omega = \omega_0} = \frac{2J^2}{G + \frac{2J^2}{Y_0}} \quad (2d)$$

이고, 식 (2)로부터

$$J^2 = \left| \frac{S_{210}}{S_{110}} \right| \frac{G}{2} Y_0 \quad (3)$$

를 얻으며,  $S_{11}$ 과  $S_{21}$  사이에

$$|S_{110}| + |S_{210}| = 1 \quad (4)$$

인 관계가 성립함을 알 수 있다.

이제, 전송선로가 손실이 없다고 가정할 때의 J-inverter의 값을  $J_0$ 라 하면

$$\frac{J_0^2}{Y_0} = \frac{J^2}{Y_0} + \frac{G}{2} \quad (5)$$

로 표시되며, 이를 single-section chebyshev형 대역 통과 여파기로 볼 경우

$$\frac{J_0}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta \omega}{2g_1 \cdot \omega_0}} \quad (6)$$

가 된다. 이때  $\Delta \omega$ 와  $g_1$ 은 각각 여파기의 대역폭과 정규화된 파라미터를 나타낸다.<sup>(12)</sup>

따라서, 식 (3)~(6)으로부터 식 (7)과 같은 J-inverter의 값을 얻는다.

$$J = Y_0 \sqrt{|S_{210}| \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta \omega}{2g_1 \cdot \omega_0}}} \quad (7)$$

식 (7)은 공진주파수와  $|S_{210}|$ , 그리고 임의의 손실값에 대한 대역폭을 측정할 후, 이에 따른 여파기의 파라미터  $g_1$ 을 알면 J-inverter의 값을 구할 수 있음을 보여 준다.

### III. 특성 임피던스 및 유효유전율의 산출

길이가  $l_c$ 이고 비유전율이  $\epsilon_{rc}$ 인 동축선로의 양단에 측정하고자 하는 결합선로를 연결하여 그림 2와 같은 회로를 구성하면, 공진주파수에서

$$\phi = \pi - \frac{\omega_0}{\nu_c} l_c \sqrt{\epsilon_{rc}} \quad (8)$$

가 된다. 여기서  $\nu_c$ 는 광속도이다.

이제, 공진주파수 근처에서  $|S_{11}|$ 과  $|S_{21}|$ 을 측정하여 식 (4)가 만족됨을 확인한 후 식 (7)로부터

J-inverter의 값을 구하면, 이로부터 결합선로의 even-odd-mode 특성 임피던스와 이에 따른 유효선로 길이를 구할 수 있다.

결합선로에서  $Y_{0e} < Y_{0o}$ 이며  $0 < \theta_{e,o} < \pi/2$ 이므로, 식 (1)로부터 아래의 관계식을 얻는다.

$$\frac{\phi}{2} - \tan^{-1} \left( \frac{J}{Y_0} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{0e}}{Y_0} \tan \theta_e \right) \quad (9)$$

$$\frac{\phi}{2} + \tan^{-1} \left( \frac{J}{Y_0} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{Y_{0o}}{Y_0} \tan \theta_o \right) \quad (10)$$

길이가 약간 다른 두 개의 동축선로를 사용하여  $f_1, f_2$ 에서 공진시키면 식 (8)~(10)에 의하여 다음과 같은 4개의 관계식을 유도할 수 있다.

$$\frac{Y_{0e}}{Y_0} \tan \left( \frac{2\pi f_1}{\nu_c} l_m \sqrt{\epsilon_{re}} \right) = \tan \left( \frac{\phi_1}{2} - \tan^{-1} \frac{J_1}{Y_0} \right) \quad (11)$$

$$\frac{Y_{0e}}{Y_0} \tan \left( \frac{2\pi f_2}{\nu_c} l_m \sqrt{\epsilon_{re}} \right) = \tan \left( \frac{\phi_2}{2} - \tan^{-1} \frac{J_1}{Y_0} \right) \quad (12)$$

$$\frac{Y_{0o}}{Y_0} \tan \left( \frac{2\pi f_1}{\nu_c} l_m \sqrt{\epsilon_{ro}} \right) = \tan \left( \frac{\phi_1}{2} + \tan^{-1} \frac{J_1}{Y_0} \right) \quad (13)$$

$$\frac{Y_{0o}}{Y_0} \tan \left( \frac{2\pi f_2}{\nu_c} l_m \sqrt{\epsilon_{ro}} \right) = \tan \left( \frac{\phi_2}{2} + \tan^{-1} \frac{J_1}{Y_0} \right) \quad (14)$$

여기서  $l_m$ 은 제작된 피측정 결합선로의 길이이며  $\epsilon_{re}, \epsilon_{ro}$ 는 mode에 따른 유효유전율을 나타낸다.

식 (11)~(14)로부터  $Y_0, l_m, \nu_c$ 는 알고 있는 값이며  $f_1, f_2, \phi_1, \phi_2, J_1, J_2$ 는 측정치로부터 구할 수 있으므로, 피측정 결합선로의 mode에 따른 특성임피던스 및 유효유전율을 찾아낼 수 있다.

## IV. 실험 및 결과

### 1. 결합선로의 특성 측정

측정하고자 하는 주파수에서의 파장이 너무 짧을 경우 측정시 사용되는 전송선로 공진기의 길이를 정확히 측정하기가 어렵고 실제의 전기적 길이와의 오차도 무시할 수 없으므로, 본 논문에서는 공진주파수가 1GHz를 넘지 않도록 결합선로의 길이와 전송선로 공진기의 길이를 선택하였다.

정밀한 측정치를 얻기 위하여 전송선로는 유전체 직경이 0.141"인 coaxial semi-rigid cable을 사용하여 불필요한 손실을 줄이고 정확한 특성 임피던스를 유지할 수 있도록 하였다.

실제 측정에 사용된 사료의 규격을 아래에 보인다.

결합선로: 1/32" teflon 기판 ( $\epsilon_r = 2.5$ )

$$l_m = 20.0 \text{ mm}$$

$$s/h = 1.0, \quad w/h = 1.25 \sim 3.75$$

동축선로: 0.141" semi-rigid coaxial cable ( $\epsilon_r = 2.1$ )

$$l_{c1} = 35.3 \text{ mm}$$

$$l_{c2} = 72.4 \text{ mm}$$

그림 3 과 그림 4 에 측정된 임피던스 및 유효유전율의 값을 설계식<sup>1)</sup>과 비교하여 보인다.

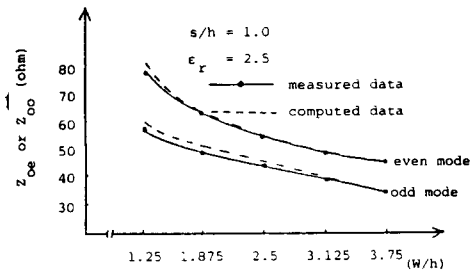


그림 3. 측정된 특성임피던스

Fig. 3. Measured characteristic impedances.

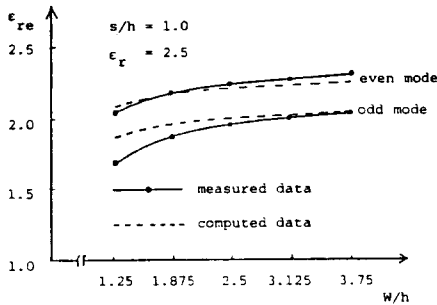


그림 4. 측정된 유효유전율

Fig. 4. Measured effective dielectric constants.

2. 결합선로를 이용한 임의의 공진기에서의 측정치 비교

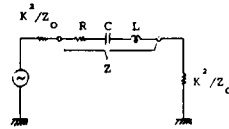
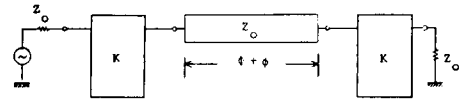
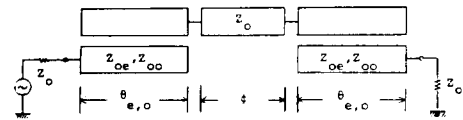
측정된 결합선로의 특성을 이용하여 그림 5 와 같이 앞에서 측정할 때의 회로와는 구조가 다른 공진기를 구성한 후 이에 대한 주파수 특성을 조사하여 실험치와 비교하여 보자.

앞에서 측정된 결합선로의 특성은 다음과 같다.

$$Z_{oe} = 54.53 \Omega, \quad \epsilon_{re} = 2.224$$

$$Z_{oo} = 42.93 \Omega, \quad \epsilon_{re} = 1.935$$

이를 이용하여 그림 5 의 회로를 구성하고 있는 K-



$$R = Z_0 a l$$

$a$  : line loss (neper/m)  
 $l$  : line length

$$L = \frac{\pi Z_0}{2 \omega_0}$$

$$C = \frac{2}{\pi \omega_0 Z_0}$$

$$Z = R + j \pi Z_0 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)$$

그림 5. 결합선로 공진기

Fig. 5. Coupled line resonator.

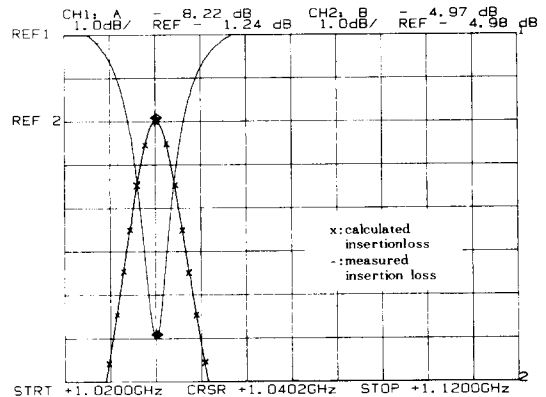


그림 6. 계산 및 실험값

Fig. 6. Calculated and measured data.

inverter의 값을 구하면

$$\frac{K}{Z_0} = .07433, \quad \frac{\phi}{2} = .9384$$

를 얻는다.

이로부터 공진기의 중심주파수와 3-dB 대역폭 및 삽입손실을 구하면

$$f_0 = 1.0 \text{ GHz}, \quad \text{BW} = 13 \text{ MHz}, \quad \text{IL} = 5 \text{ dB}$$

가 된다.

이는 실험치와 매우 근사한 값을 그림 6 에 보이는 실제로 측정된 공진기의 특성으로부터 알 수 있으며, 본 논문에 의한 측정방법으로부터 구한 수치가 매우 정확한 것임을 간접적으로 보여 준다.

V. 결 론

실험결과로부터 알 수 있듯이, 측정된 값들이 이미 다른 문헌에서 제시된 설계식<sup>1,2,3</sup>과 상당히 유사하다. 다만  $w/h$ 의 값이 작을 경우에는 차이를 많이 보이는데, 이는 설계값이 갖고 있는 오차와 결합선로의 제작이 설계값 대로 이루어지지 않아서 생기는 차이로 판단된다. 더우기 유전율이 작은 Teflon기판 위에 제작된 마이크로스트립 선로의 경우 특성임피던스 및 유효유전율의 값은 측정용 치구의 크기와 뚜껍의 높이에 따라 많은 차이를 보이므로 이러한 조건을 모두 고려한 설계식과 비교하는 것이 바람직하다. 또한, 본 논문에서는 동축선로가 마이크로스트립 선로와 연결되는 결합부분을 무시하였으나, 이 부분에서 생기는 기생성분들에 의하여 결합선로와 동축선로의 전기적 길이에 영향을 주므로, 높은 주파수 대역에서 측정할 경우에는 이에 대한 세밀한 분석이 요구된다.

일반적으로 결합선로의 폭과 간격이 너무 넓거나 좁을 경우 정확한 설계식을 얻을 수 없고, 이와 함께 제작과정에서 생기는 치수의 변화도 무시할 수 없다. 따라서 정확한 특성이 요구되는 결합선로에 대해서는 직접선로의 임피던스를 측정하여 확인되어야 하며, 이러한 용도에 본 논문이 제시한 측정방법은 보다 폭 넓게 응용될 수 있으리라 생각된다. 더우기 본 측정방법은 단일 공진여파기 회로로부터 여파특성을 얻어 계산되기 때문에 입력 반사계수, 또는 전달계수의 크기를 잴 수 있는 간단한 실험장치로도 정확한 특성임피던스와 유효유전율의 측정이 가능하다. 또한 실제로 사용하고자 하는 주파수로 공진시켜 측정할 경우 분산효과도 고려된 정확한 값을 얻을 수 있다. 특히, 결합선로를 이용하여 여파기 등을 설계할 경우 각 단을 이루는 공진기들만의 특성을 미리 측정하여 이를 설계치와 비교하여 봄으로써 원하는 결과에 쉽게 접근할 수 있으리라 생각된다.

參 考 文 獻

[1] R. Garg and I.J. Bahl, "Characteristics of

coupled microstriplines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-27, pp. 700-705, July 1979.

[2] S. Akahtzrzad, T.R. Rowbotham, and P.B. Jones, "The design of coupled microstrip lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 486-492, June 1975.

[3] M. Kirschning and R.H. Jansen, "Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. MTT-32, pp. 83-90, Jan. 1984.

[4] L.S. Napoli and J.J. Hughes, "Characteristics of coupled microstrip lines," *RCA Review*, vol. 31, pp. 479-498, 1970.

[5] V. Rizzoli, "Resonance measurement of even and odd mode propagation constants in coupled microstrips", *Proc. Int. Microwave Symposium*, 1975.

[6] E.M.T. Jones and J.T. Bolljahn, "Coupled-strip transmission line filters and directional couplers", *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-19, pp. 75-81, Apr. 1956.

[7] R.J. Wenzel, "Exact design of TEM microwave networks using quarter-wave lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-12, pp. 94-111, Jan. 1964.

[8] G.L. Mattahei, L. Young, and E.M.T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill, 1964, pp. 217-229.

[9] *Ibid.*, pp. 434-438.

[10] *Ibid.*, pp. 651-663.

[11] *Ibid.*, pp. 214-217.

[12] *Ibid.*, pp. 427-434.