

短形 마이크로스트립 素子の 濾波性에 關한 研究

李 文 秀

A Study on the Filtering Properties of Rectangular Microstrip Elements

Mun-Soo Lee

Summary

The filtering properties of microstrip planar networks are explained by introducing the two types of transmission zeros, modal and interaction zeros.

A rectangular microstrip element can be represented by its approximate equivalent circuit, from which we are able to realize Cauer-Chebyscheff low-pass filters.

Experiment results show a good agreement with the characteristics of the prototype filter in the pass-band, but are poor in the stopband due to the higher order modes contributions which are neglected in deriving the equivalent circuit.

緒 言

마이크로파 傳送線路로 使用되어 오던 導波管과 同軸線路가 半導體集積回路技術의 發展과 더불어 IC (Integrated circuit) 化가 可能한 平面形 傳送線路로 代替되고 있다.

平面形 마이크로파 傳送線路에는 마이크로스트립 線路, 스톱트 線路, Coplanar Waveguide, Coplanar Microstrip 등이 있다.

이들 平面形 마이크로파 傳送線路의 濾波性에 關하여 理論과 實驗을 通해 研究가 되었고 (Guglielmo D'Inzeo, 1978) 短形 마이크로스트립 內의 電磁界를 TM 共振 modes 로 展開하여 임피던스 行列을 部分分數 形態로 表現하였을 때 첫번째로부터 두 項 (TM_{00} , TM_{10})만을 考慮하여 얻은 임피던스 퍼라미터의 近似

式으로부터 等價回路가 誘導된다. (R Sorrentino, 1982).

本 論文에서는 短形 마이크로스트립 素子の 等價回路를 利用하여 7次 Cauer - Chebyscheff Low Pass Filter 를 設計하고 實驗을 通하여 그 特性을 考察한다.

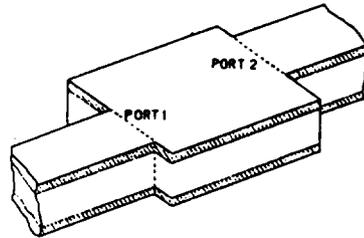


Fig. 1. Rectangular two-port connected to parallel-plate uniform lines.

1. 平面形 마이크로파 回路의 濾波特性

그림 1은 Two-Port 平面形 마이크로파 回路를 나타낸 것이다. 이 回路의 濾波特性은 임피던스 行列 또는 散亂行列로 說明할 수 있다. 임피던스 係數는 마이크로파 周波數에서는 쉽게 測定되는 量이 아니고 濾波特性은 散亂係數의 周波數特性으로 부터 직접 알 수 있다.

따라서 임피던스 係數를 散亂 係數로 變換하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{(Z_{11}-1)(Z_{22}+1)-Z_{12}^2}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}^2} \\ S_{22} &= \frac{(Z_{11}+1)(Z_{22}-1)-Z_{12}^2}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}^2} \\ S_{12} = S_{21} &= \frac{2Z_{12}}{(Z_{11}+1)(Z_{22}+1)-Z_{12}^2} \quad (1) \end{aligned}$$

여러 모드중 한 모드의 共振周波數를 ω_p 라 하면 임피던스 係數는 다음과 같이 表現할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_{11} &= j\omega c \frac{Q_{11}}{\omega_p^2 - \omega^2} + \hat{Z}_{11} \\ Z_{22} &= j\omega c \frac{Q_{22}}{\omega_p^2 - \omega^2} + \hat{Z}_{22} \\ Z_{12} &= j\omega c \frac{Q_{12}}{\omega_p^2 - \omega^2} + \hat{Z}_{12} \quad (2) \end{aligned}$$

식(2)에서 \hat{Z}_{ij} 는 周波數 ω_p 에서 有限값이 되는 임피던스이다.

Two-Port 平面形 回路의 濾波特性은 다음의 두가지 경우로 나누어 생각할 수 있다.

1) $Q_{11}Q_{22}=Q_{12}^2$

이 等式은 非縮退 모드(Non-degenerate modes)에서만 成立되며 다시 다음의 두가지 경우가 있다.

(1) $Q_{11}Q_{22}=Q_{12}^2=0$ (3)

$Q_{11}=Q_{22}=Q_{12}=0$ 인 경우를 除外하고 (3)을 滿足하는 경우는 $Q_{11}=Q_{22}$ 또는 $Q_{12}=Q_{11}$ 즉 $Q_{11} \approx Q_{22}$ 인 경우이며 이 때 식(1)과(2)로부터

$S_{12}(w_p) = 0$ (4)

가 된다. 또 이 경우 $Q_{11} \approx 0$ 이면 $S_{11} = 1$, $Q_{22} \approx 0$ 이면 $S_{22} = 1$ 이 된다.

$Q_{22}=0$ 임은 P 모드가 제 2 Port에 結合되지 않음을 意味한다.

電磁界가 제 1 Port에 $\omega = \omega_p$ 周波數로 入射할 때 腔內의 電磁界는 제 1 Port의 總磁界(入射磁界 + 反射磁界)가 零이 아니며 무한대가 된다. 이것은 $S_{11} = 1, S_{12} = 0$ 임을 뜻하므로 非對稱 平面形 回路에서 한 Port에서 다른 Port로 結合되지 않는 한 모드의 共振周波數 ω_a 에서 일어나는 Transmissim Zero를 Modal Transmissim Zero라 한다.

(2) $Q_{11}Q_{22} = Q_{12}^2 \approx 0$ (5)

이 경우 周波數 ω_p 에서 散亂 係數는 一般적으로 特別한 意味가 없으나 對稱 平面形 回路($Q_{11}=Q_{22} = \pm Q_{12}$)에서는 今해해 볼 必要가 있다.

$\omega \rightarrow \omega_p$ 일 때 식 (1)과 (2)로부터

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{\hat{Z}_{11} - \epsilon_p \hat{Z}_{12}}{1 + \hat{Z}_{11} - \epsilon_p \hat{Z}_{12}} \\ S_{12} = S_{21} &= \frac{\epsilon_p}{H \hat{Z}_{11} - \epsilon_p \hat{Z}_{12}} \quad (6) \end{aligned}$$

가 된다. P가 even($\epsilon_p = 1$) 또는 odd($\epsilon_p = -1$)인 경우 드인가에 따라 $\hat{Z}_{11} - \epsilon_p \hat{Z}_{12}$ 의 값은 각각 2 Zod 또는 2 Zev가 된다. Zod와 Zev는

$$\begin{aligned} Z_{11} = Z_{22} &= Zev + Zod \\ Z_{12} = Z_{21} &= Zev - Zod \end{aligned}$$

로 表示되는 임피던스 係數의 實數부와 虛數부이며 각각 다음 式으로 表現된다.

$Zev = j\omega c \sum \frac{P_{ev}^2}{\omega_{ev}^2 - \omega^2}$ (7)

$Zod = j\omega c \sum \frac{P_{od}^2}{\omega_{od}^2 - \omega^2}$ (8)

이들 값은 1에 비해 무시할 수 있으므로 $S_{11} = S_{22} = 0, S_{12} \approx \epsilon_p$ 이다.

다시 말해서 對稱 非縮退構造의 平面形 回路에서 Modal Transmission Zero는 發生하지 않는다. Modal Transmission Zero 대신 共振周波數 ω_a 에서 近似的으로 Reflection Zero가 생긴다. 周波數 ω_p 또는 ω_p 부근에서 Reflection Zero가 存在하는 것은 入出力 給電線의 幅에 關係되며 실제로 어떤 경우에는 Reflection Zero가 入出力 給電線의 幅이 아주 좁은 경우에만 일어난다.

$$2) Q_{11} Q_{22} = Q_{12}^2$$

위 等式은 縮退 모드에서만 成立된다. 이 경우 周波數 ω_p 에서 $S_{11} = S_{22} = 1$ 이고 $S_{12} = 1$ 임을 쉽게 알 수 있으므로 캐비티의 縮退 모드 또는 縮退 모드의 重疊에 의한 또다른 Modal Transmission Zero 가 있다.

식(1)에서 $S_{12} = 0$ 가 되는 것은 $|D| = \infty$ 인 경우와 $Z_{12} = 0$ 인 경우가 있다. $|D| = \infty$ 인 경우는 $\omega = \omega_s$ 에서만 成立하므로 Transmission Zero 에 該當된다.

$Z_{12} = 0$ 인 경우

$$Z_{12} = j\omega C \sum_n \frac{P_{n1} P_{n2}}{\omega_s^2 - \omega^2} \quad (9)$$

로부터

$$\text{Sgn}(P_{p1} P_{p2}) = \text{Sgn}(P_{q1} P_{q2}) \quad (10)$$

를 滿足하는 두 共振周波數 ω_p, ω_q 사이에 $Z_{12}(\omega_x) = 0, S_{12}(\omega_x) = 0$ 가 되는 周波數 $\omega_x \in (\omega_p, \omega_q)$ 가 있음을 推論할 수 있다. 식(10)이 滿足될 때 P 모드와 Q 모우드는 出力 Port 에 서로 反對方向으로 結合된다. ω_p 와 ω_q 사이에서 位置가 다른 모든 모우드의 結合에 의해 定해지는 $\omega = \omega_x$ 周波數에서는 全體의으로 相殺되는 結合이 되어 出力 Port 로 電力이 傳送되지 않는 Transmission Zero 가 되는데 이와같은 Transmission Zero 를 Interaction Transmission Zero 라 한다.

對稱 非縮退 構造形 回路에서는 $P_{22} = \epsilon_q P_{11}$ 이므로 식(10)은 $\epsilon_p = \epsilon_q$ 가 된다. 즉 인접 두 共振周波數 P 와 Q 모우드가 모두 even 또는 모두 odd 이면 ω_p 와 ω_q 사이에 Interaction Transmission Zero 가 存在한다.

2. 矩形 마이크로스트립 요소의 等價回路

矩形 마이크로스트립 요소의 濾波特性은 요소의 幅과 길이, 그리고 入出力 輸電線의 位置와 幅에 關係되며 入出力 位置에 따라 그림 2와 같은 P형 요소와 N형 요소로 區分된다.

矩形 마이크로스트립 요소의 入力 임피던스 行列은 캐비티 內의 電磁界를 TM 共振 모우드로 展開하고 部分分數形으로 表現하여 첫 두 항(TM_{00}, TM_{10})만 취하면 다음과 같은 P형 요소에 對한 近似的 임피던스 係數를 얻을 수 있다.

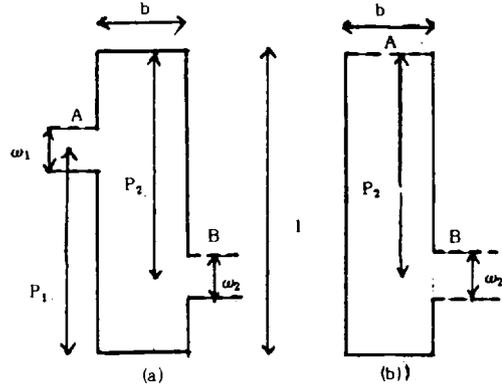


Fig. 2. Geometry of the(a) P type and (b) N type Microstrip elements.

$$Z_{mn} = \frac{t}{\epsilon b \ell} \left(\frac{1}{j\omega} + \frac{2j\omega q_m q_n}{\omega_{10}^2 - \omega^2} \right) \quad m, n = 1, 2 \quad (11)$$

여기서 $q_i = (-1)^i \cos \frac{\pi p_i}{\ell} S_n \left(\frac{\pi \omega_i}{2\ell} \right)$

$$S_n(x) = \frac{\sin x}{x}$$

$$\omega_{10}^2 = \frac{\pi^2}{(\mu \epsilon \ell)^2}$$

이고 t는 基板誘電體의 두께 μ 는 투자율 ϵ 은 유전율이다. N형 요소인 경우에도 $q_1 = 1$ 인 것을 除外하고는 식(11)이 適用된다.

식(11)을 等價回路를 表現하면 그림 3과 같다.

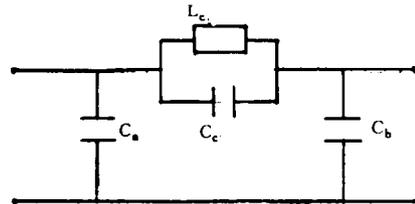


Fig. 3. Equivalent circuit of the microstrip rectangular element.

3. Filter의 設計

그림 3과 같은 等價回路를 Cauer-Chebyscheff Low-Pass Filter를 實現할 수 있다.

矩形 마이크로스트립 요소의 特性 임피던스 Z_0 와 共

振周波數 ω_1 는 그림 3의 等價回路에서 구하면

$$Z_0 = \frac{\pi}{\omega_1(c_a + c_b)} \quad (12)$$

$$\omega_1 = [L_c(C_c + \frac{C_a C_b}{C_a + C_b})]^{-1/2} \quad (13)$$

이다. 矩形 마이크로스트립 素子の 特性임피던스가 구해지면 實効幅 b 를 計算할 수 있다. (K.C Gupta, 1979)

다음에 素子の 길이와 入出力 綫電線의 位置는 Filter Network 素子和 다음의 關係가 있다.

$$l = \frac{\pi c_0}{\omega_{01} \sqrt{\epsilon_{d01}}}$$

$$P_1 = \frac{l}{\pi} \cos^{-1} [-q_1 / S_n(\frac{\pi \omega_1}{2l})]$$

$$P_2 = \frac{l}{\pi} \cos^{-1} [q_2 / S_n(\frac{\pi \omega_1^2}{2l})]$$

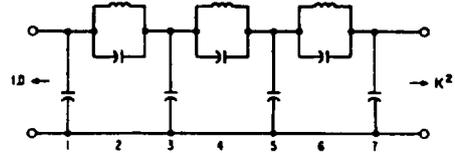
$$q_1 = C_b / \sqrt{2(C_a C_b + C_a C_c + C_b C_c)}$$

$$q_2 = -C_a / \sqrt{2(C_a C_b + C_a C_c + C_b C_c)} \quad (14)$$

제 1 Port의 位置가 固定된 N 素子の 경우 等價回路의 容量 C_a, C_b, C_c 간에는 다음의 關係를 滿足해야 한다.

$$C_a = \frac{C_b}{2} \frac{C_b - 2C_c}{C_b + C_c} \quad (15)$$

실제로 設計하고자 하는 Caer Chebyscheff Low - Pass Filter (CC075050)의 Filter Network의 素子값은 그림 4와 같다. (Anatol I. Zverve, 1967)



$C_1=2.21267, C_2=0.15972, L_2=0.96334,$
 $L_3=2.57218, C_4=0.79863, L_4=0.7148,$
 $C_5=2.31392, C_6=0.53920, L_6=0.77373,$
 $C_7=1.90934$

Fig. 4. Element values of cc 075050 filter to be designed.

식(12)~(15)를 利用하여 CC075050 Filter를 P形 素子 N形 素子を 縱屬으로 접속시켜 實現한 마이크로스트립 Filter의 設計値는 表-1과 같다. 入力과 出力 綫電線의 임피던스는 50[Ω]의 마이크로스트립 線路이고, Filter의 차단 주파수는 8 GHz이다. 設計에 使用된 基板은 Alumina Substrate로 誘電率 10, Substrate 두께는 0.635 mm이다.

Table 1. Calculated Values of dimensions of the filter.

(WIDTH)	(LENGTH)	(P2)	(P1)	Element
6.07269 E-04				
4.77433 E-04	5.60788 E-03	3.21301 E-03		N
4.05166 E-04	5.78205 E-03	3.11443 E-03		N
1.00950 E-03	7.51941 E-03	2.02344 E-03	1.80724 E-03	P
6.07269 E-04				

(UNIT : meter)

4. 實驗 및 考察

製作된 Filter의 特性을 實驗한 結果 通過帶域 特性은 아주 良好하였고 Selectivity 特性도 좋았으나 禁止帶域內의 特性은 Pseudo Pass band 特性이 나타났

다. 이는 高次 모드들을 等價回路에서 考慮하지 않았기 때문이다.

5. 結 言

平面形 마이크로스트립 回路는 Modal Transmission

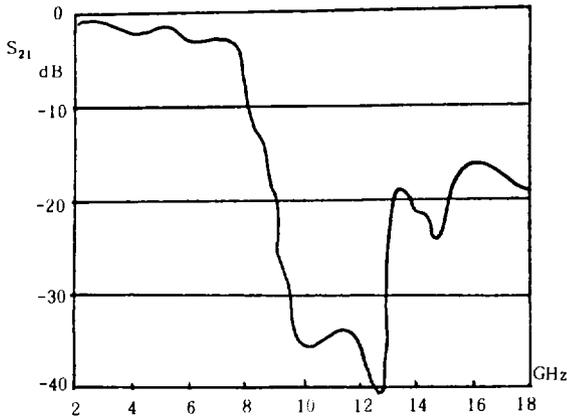


Fig. 5. Experimental frequency response of the S_{21} of the fabricated filter.

Zero와 Interaction Transmission Zero에 의한 濾波性이 있다. 矩形 마이크로스트립 素子の 等價回路로 부터 마이크로파 Low-Pass Filter를 設計하여 實驗을 通하여 Filter의 周波數特性을 考察한 結果 pass band 內의 特性和 Selectivity는 良好하였으나 Stop band 內의 Pseudo Pass band 特性이 나타났다. 이는 等價回路에서 高次 모우드를 無視한 때문으로 생각되며 이를 解決하기 위해서는 차단주파수가 약간 다른 Low-Pass Filter를 附加하여 解決할 수 있다. 設計된 Filter는 크기가 다른 마이크로스트립 Filter 보다 훨씬 작은 利點이 있다. 마이크로파 回路의 集積回路化 추세에 따라 MIC化가 可能한 마이크로스트립 Filter의 實現할 수 있음은 앞으로 研究를 계속함으로써 좋은 結果를 기대할 수 있다.

引 用 文 獻

- [1] Anatol I. Zverve, 1967, "Handbook of Filter synthesis", John Wiley and Sons, Inc.
- [2] Guglielmo D'Inzeo, 1978, "Method of Analysis and Filtering Properties of Microwave planar Networks", IEEE Trans. MTT Vol. 26, No. 7. pp462-471.
- [3] K.C. Gupata, 1979, "Microstrip and Slotted Line", Artech House, Inc.
- [4] R. Sorrentino, 1979, "Novel integrated low-pass filter", Electron Lett., Vol. 15, pp258-260.