

論文97-34D-5-3

세 개의 마이크로스트립 전송선로간의 크로스톡

Crosstalk among Three Microstrip Transmission Lines

崔在然*, 李相高**

(Jaeyeon Choi and Sangseol Lee)

요약

세 개의 균일한 마이크로스트립 전송선로간의 크로스톡(crosstalk)을 해석한다. 전송선로 방정식으로부터 전압 및 전류파에 대한 연립방정식을 유도하고 경계조건을 적용하여 S-파라미터를 유도한다. 커패시턴스와 인덕턴스는 주파수영역과 공간영역에서 구한다. 50MHz에서 3GHz사이의 주파수범위에서 마이크로스트립 전송선로사이의 크로스톡을 S-파라미터로서 구한다. 니어엔드(near-end)에서는 주파수에 따라 크로스톡의 오실레이션(oscillation)이 일어나고 화엔드(far-end)에서는 크로스톡이 주파수의 증가에 따라 선형적으로 증가한다.

Abstract

The Crosstalk among three identical uniform coupled microstrip transmission lines is examined. To analyze the crosstalk, the simultaneous equations for the voltage and current waves on each transmission line are induced from the transmission line equation. The capacitance and the inductance of the line to solve the transmission line equation are calculated by the spectral domain analysis and the space domain analysis. There are three quasi-TEM modes in three microstrip transmission lines and the characteristic mode impedences in each mode are almost equal at a weak coupling state. The crosstalk among three identical microstrip transmission lines is calculated varying the frequency from 50MHz to 3GHz.

1. 서론

전송선로는 한 지점에서부터 다른 지점으로 신호를 운반하는 선로이다. 다중전송선로에서 한 전송선로에 마이크로파 신호를 보내면 선로의 인접정도에 따라 크게 또는 작게 전자기적 결합으로 인한 원치 않는 크로스톡(crosstalk)을 발생시킨다. 이러한 크로스톡은 선로간의 간격과 동작 주파수의 함수로서 시스템의 상호

접속 성능을 제한하므로 회로설계에 있어서 고려해야 할 중요한 요소이다. 따라서 전송선로간의 크로스톡 해석은 집적회로나 통신시스템의 성능 개선을 위해 매우 중요하다.

전송선로에서의 전자계 결합에 대한 해석은 1930년 대이래 꾸준히 연구되어왔다.^[1] 과거에는 고전적 결합 이론에 근거한 전송선로간의 전자계결합현상을 선로의 손실 유무, 또는 균일, 비균일에 따라 여러 가지 해석 방법이 제시되었는데^[2], 최근에는 균일한 전송선로를 S 파라미터를 이용하여 해석하거나, 비균일 전송선로를 유도된 EMF방법^[3] 또는 행렬 미분 방정식을 이용하여 주파수영역에서 해석하는 등^[4] 다양한 방법들이 제시되고 있다. 또한 펄스신호의 전송 때 발생하는 크로스톡의 시간영역의 해석에 관련된 연구결과들도 발표되고 있다.

본 논문에서는 전송선로의 손실이 없다고 가정하고,

* 正會員, 남서울産業大學校 情報通信工學科
(Dept. of Inform. and Comm. Eng. Namseoul Univ.)

** 正會員, 漢陽大學校 電子·電子通信·電波工學軍
(Dept. of Elec. Eng. Hanyang Univ.)

※ 본 논문은 1995년도 한국학술진흥재단의 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음

接受日字: 1996年11月12日, 수정완료일: 1997年5月10日

같은 폭과 길이를 갖는 세개의 균일한 마이크로스트립 전송선로 구조에서의 크로스톡을 정의한다. 또한 선로 정수를 모면트법을 이용하여 구하고, 모우들 전력(modal power)을 이용하여 구한 결과와 비교한다. 계산결과를 확인하기 위해 세 개의 마이크로스트립 선로를 제작하여 회로망 분석기에 의한 측정결과와 비교한다.

II. 크로스톡(Crosstalk) 해석

균일 매질내의 완전도체 전송선에는 TEM모드가 형성된다. 마이크로스트립 선로는 순수 TEM모드를 전파하지 못하므로 전송선로 방정식을 근사적으로 만족하는 유사 TEM(Quasi-TEM) 모드로 해석할 수 있다.

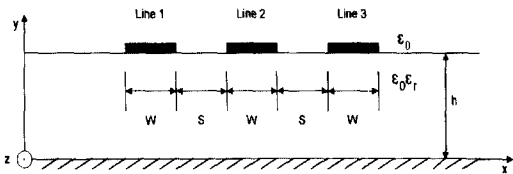


그림 1. 개방된 세개의 마이크로스트립 전송선로 구조의 단면

Fig. 1. Cross-sectional geometry for three identical microstrip transmission lines.

그림 1은 접지면이 있는 무손실 유전체상에 세개의 균일한 마이크로스트립 전송선로를 가진 구조를 나타내고 있다. 세개의 스트립은 가운데 스트립을 중심으로 좌우 대칭인 구조이며 스트립의 두께는 무시하고 폭은 W인 완전도체로 가정한다. 또한 접지면도 완전도체로 가정한다. 섭스트레이트 유전체의 두께는 h이고 무손실로 가정한다. 마이크로스트립 전송선로간의 간격은 모두 S이다. 접지면이 있는 세개의 전송선로 구조에는 3개의 진행파와 3개의 반사파가 각기 다른 전파속도로 전파한다^[7]. 한쌍의 진행파와 반사파를 하나의 모드로 정의하면, 세개의 마이크로스트립 전송선로에는 3개의 유사 TEM 모드가 존재한다. 여기서는 각각의 유사 TEM모드를 a, b, c모드로 정의한다.

세개의 마이크로스트립에 대한 전송선로 방정식을 전압과 전류에 대해 행렬 관계식으로 쓰면 다음과 같다.^{[5] [7]}

$$\frac{d[V]}{dz} = -[Z][I] \quad (1)$$

$$\frac{d[I]}{dz} = -[Y][V] \quad (2)$$

그림 2에서 마이크로 스트립 전송선로의 길이는 모두 l 이고 모든 포트가 임피던스 Z₀로 접지면에 연결되어 있다. 먼저 포트 1에 전압 V₀₁을 여기할 때 전송선로간의 크로스톡을 해석한다.

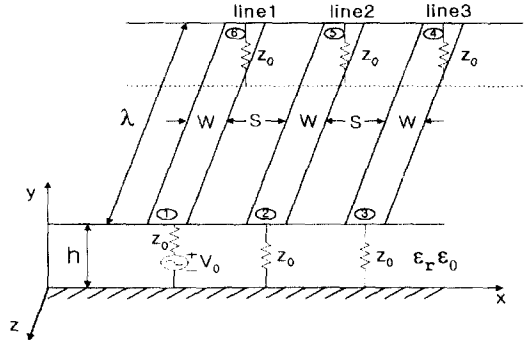


그림 2. 포트 1에 전압이 공급된 세개의 마이크로스트립 전송선로

Fig. 2. Three identical microstrip lines terminated in the characteristic impedance Z₀ of an isolated line.

각 전송선로의 전압 V₁(z), V₂(z), V₃(z)는 a, b, c 모드의 중첩에 의해서 유도되고, 경계조건에 적용하여 각 전압식의 미지계수를 구하고 각 포트의 전압 V₁(0), V₂(0), V₃(0), V₁(l), V₂(l), V₃(l)이 구해지면 산란행렬상의 S-퍼래미터로서 각 포트의 니어엔드(near-end)와 화엔드(far-end) 크로스톡(crosstalk)은 다음과 같이 계산된다.^[3]

$$S_{i1} = V_i(0)/V_1(0) \quad i = 2, 3$$

$$S_{i1} = V_i(l)/V_1(0) \quad i = 4, 5 \quad (3)$$

포트 1에서의 반사계수 S₁₁은 임피던스 매칭에 의해서 0 이 된다. 포트 2에 V₀₂의 전압을 가한 경우도 마찬가지로 경계조건식을 적용하여 크로스톡 S₁₂, S₃₂, S₄₂, S₆₂를 구한다. 포트 2의 여기에 의한 산란 행렬상의 S-퍼래미터로서 각 포트의 니어엔드(near-end)와 화엔드(far-end) 크로스톡(crosstalk)은 다음과 같이 정의된다.

$$S_{2i} = V_i(0)/V_2(0) \quad i = 1, 3$$

$$S_{2i} = V_i(l)/V_2(0) \quad i = 4, 6 \quad (4)$$

III. 분포정수

1. 주파수영역해석

주파수영역에서의 분포정수를 구하기 위해 그림 3과 같이 주파수영역에서 해석이 용이한 차폐된 마이크로 스트립 전송선로 구조를 생각한다.

그림 3은 z방향으로 세개의 균일한 스트립 선로를 가진 다층유전체 구조를 보이고 있다. 스트립은 두께가 없는 완전도체이고 셉스트레이트 유전체는 무손실로 가정한다. 또한 선로는 가운데 스트립에 대하여 좌우대칭이고 완전도체로 차폐되어 있다. 그림 3에서 h_1 과 u 를 무한대로 하고 $h_3=0$ 이라 하면 단일 유전체층을 가진 개방된 마이크로스트립에 대해서도 해석할 수 있다

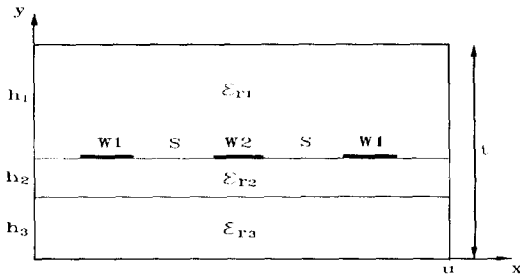


그림 3. 다층유전체를 가진 세개의 마이크로스트립 전송선로구조

Fig. 3. General three-line transmission line structure with multi layered dielectric.

그림 3에서 각 영역의 후리에 변환된 포텐셜을 $\tilde{\Phi}_1, \tilde{\Phi}_2, \tilde{\Phi}_3$ 라 할 때, 포텐셜 $\tilde{\Phi}_i (i=1,2,3)$ 는 다음 방정식을 만족한다.

$$\frac{\partial^2 \tilde{\Phi}_i}{\partial y^2} - a_n^2 \tilde{\Phi}_i = 0 \tag{5}$$

그림 3의 경계조건을 만족하는 식 (5)의 각 영역별 일반해는 다음과 같다.

$$\tilde{\Phi}_1(a_n, y) = A \sinh a_n(t-y) \tag{6}$$

$$\tilde{\Phi}_2(a_n, y) = B \sinh a_n(y-h_3) + C \cosh a_n(y-h_3) \tag{7}$$

$$\tilde{\Phi}_3(a_n, y) = D \sinh a_n(t-y) \tag{8}$$

포텐셜 $\tilde{\Phi}_i (i=1,2,3)$ 가 경계면에서 연속이고 $\hat{n} \cdot (\vec{D}_2 - \vec{D}_1) = \rho_s$ 라는 사실로부터 스트립상의 전압 $\tilde{V}^U(a_n)$ 에 대하여 풀면 다음 결과를 얻는다.

$$\tilde{G}(a_n) \tilde{\rho}_s(a_n) = \tilde{V}^U(a_n) \tag{9}$$

여기서

$$\begin{aligned} \tilde{G}(a_n) = & \tanh a_n h_1 \left[\frac{\epsilon_3}{\epsilon_2} \tanh a_n h_2 + \tanh a_n h_3 \right] \\ & / \{ a_n \tanh a_n h_2 \left[\epsilon_3 \left(\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} + \tanh a_n h_1 \coth a_n h_2 \right) + \right. \\ & \left. \tanh a_n h_3 (\epsilon_1 \coth a_n h_2 + \epsilon_2 \tanh a_n h_1) \right] \} \end{aligned} \tag{10}$$

이다. 식 (9)에서 미지값은 스트립상의 전하밀도이다. 따라서 전하밀도를 다음과 같이 기저함수의 중첩으로 가정한다.

$$\tilde{\rho}_s(a_n) \approx \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^{N_j} d_{ij} \tilde{\rho}_{sij}(a_n) \tag{11}$$

식 (10)을 식 (9)에 대입하고 $j=1,2,3$ 과 $i=1,2, \dots, N_j$ 에 대하여 $\tilde{\rho}_{sij}(a_n)$ 을 곱한 다음 a_n 에 대해서 더한다. 이것을 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_1} d_{1i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s1i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s1i} + \sum_{i=1}^{N_2} d_{2i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s2i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s2i} + \sum_{i=1}^{N_3} d_{3i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s3i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s3i} \\ = \frac{2}{a} V_1 \int_{strip1} \rho_{s1}(x) dx \quad ; j=1, 2, \dots, N_1 \end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_2} d_{2i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s2i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s2i} + \sum_{i=1}^{N_2} d_{2i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s2i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s2i} + \sum_{i=1}^{N_2} d_{2i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s2i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s2i} \\ = \frac{2}{a} V_2 \int_{strip2} \rho_{s2}(x) dx \quad ; j=1, 2, \dots, N_2 \end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N_3} d_{3i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s3i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s3i} + \sum_{i=1}^{N_3} d_{3i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s3i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s3i} + \sum_{i=1}^{N_3} d_{3i} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{\rho}_{s3i} \tilde{G} \tilde{\rho}_{s3i} \\ = \frac{2}{a} V_3 \int_{strip3} \rho_{s3}(x) dx \quad ; j=1, 2, \dots, N_3 \end{aligned} \tag{14}$$

이 때, 미지전압 \tilde{V} 를 포함하는 항은 전하밀도와 전위가 존재하는 구간이 다르기 때문에 Parseval 정리를 적용하여 소거할 수 있다. 식 (12)-(14)에 Gauss-Jordan 소거법을 적용하여 미지계수 d_{ji} 를 구하면 스트립 상의 총전하는 다음과 같다.

$$Q_j = \sum_{i=1}^{N_j} d_{ji} \int_{strip} \rho_{sij}(x) dx \tag{15}$$

총전하가 구해지면 다음의 전하방정식에 의해서 단위 길이당 커패시턴스를 구할수 있다.

$$Q_j = C_{1j} V_1 + C_{12j} (V_1 - V_2) + C_{13j} (V_1 - V_3) \tag{16}$$

$$Q_2 = C_2 V_2 + C_{12}(2V_2 - V_1 - V_3) \quad (17)$$

$$Q_3 = C_3 V_3 + C_{12}(V_3 - V_2) + C_{13}(V_3 - V_1) \quad (18)$$

커패시턴스를 구하기 위하여 그림 3의 구조에 임의로 다음과 같은 전위를 여기시킨다.

- 첫번째 여기 : $V_1 = -V_3, V_2 = 0$
- 두번째 여기 : $V_1 = V_3, V_2 = 0$
- 세번째 여기 : $V_1 = V_2 = V_3$

이 때, 위의 여기조건을 식(16)-(18)에 적용하면 C_i 와 C_{ij} 는 다음과 같이 유도된다.

$$C_1 = C_1^{(3)} \quad (19)$$

$$C_{12} = C_1^{(2)} - C_1^{(3)} \quad (20)$$

$$C_{13} = \frac{1}{2}(C_1^{(1)} - C_1^{(2)}) \quad (21)$$

$$C_2 = C_2^{(3)} \quad (22)$$

여기서 $C_i^{(j)}$ 는 j 번째 여기에 대응하는 i 번째 스트립의 단위길이당 커패시턴스이다. 따라서 마이크로스트립 전송선로의 단위길이당 커패시턴스 행렬요소들은 다음과 같다.

$$c_{11} = \frac{1}{2}(C_1^{(1)} + C_1^{(2)}) \quad (23)$$

$$c_{12} = C_1^{(3)} - C_1^{(2)} \quad (24)$$

$$c_{13} = \frac{1}{2}(C_1^{(2)} - C_1^{(1)}) \quad (25)$$

$$c_{22} = C_2^{(3)} + 2(C_1^{(2)} - C_1^{(3)}) \quad (26)$$

그리고 단위길이당 인덕턴스 행렬요소들은 다음식에 의해서 구해진다.

$$[L] = \frac{1}{v_0^2} [C_0] \quad (27)$$

여기서 $3[C_0]$ 는 유전체가 없는 자유공간에 대한 커패시턴스 행렬이고 v_0 는 자유공간의 전파속도이다.

2. 공간영역해석

공간영역에서의 분포정수는 그림 1을 참조하여 앞 절에서 설명한 커패시턴스 행렬을 다시 고려하면 이 행렬의 ij 요소들은 j 번째 스트립의 여기에 대한 i 번째 스트립의 단위길이당 전하량이다. 스트립에 유기되는 총 전하량 σ_T 는 스트립과 유전체의 경계면과 유전체와

유전체의 경계면에 존재한다고 가정한다. 그라운드 면위의 임의의 점 ρ 에서 포텐셜 ϕ 는 다음과 같다.

$$\phi(\rho) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \ln\left(\frac{|\rho - \hat{\rho}'|}{|\rho - \rho'|}\right) d\Gamma \quad (28)$$

여기서 l_j 는 j 번째 경계면의 경로이고 J 는 경계면의 수이며, $\hat{\rho}'$ 은 그라운드면에 대한 ρ' 의 영상(image)이다. 따라서 경계면상에서의 전계 E^+ 는 다음과 같다.

$$E^+(\rho) = \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \left(\frac{\rho - \rho'}{|\rho - \rho'|^2} - \frac{\rho - \hat{\rho}'}{|\rho - \hat{\rho}'|^2} \right) d\Gamma \pm n \frac{\sigma_T(\rho)}{2\epsilon_0} \quad (29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho \text{ on } l_j \\ j = 1, 2, \dots, J \end{array} \right.$$

각 도체와 유전체의 경계면에서 포텐셜은 상수이므로 이 포텐셜 값을 V_i 로 정의하면

$$\phi(\rho) = V_i \quad i=1, 2, \dots, N_c \quad (30)$$

이다. 여기서 N_c 는 도체 스트립의 갯수이다. 식 (28)을 식 (30)에 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \left(\frac{|\rho - \hat{\rho}'|}{|\rho - \rho'|} \right) d\Gamma = V_i \left\{ \begin{array}{l} \rho \text{ on } l_i \\ i = 1, 2, \dots, N_c \end{array} \right. \quad (31)$$

변위 벡터 $D(\rho)$ 의 법선방향인 y 축 성분은 유전체와 유전체간의 경계면에서 연속이므로 경계조건은 다음과 같다.

$$\epsilon_2 E^+(\rho) \cdot \hat{u}_y = \epsilon_1 E^-(\rho) \cdot \hat{u}_y \quad (32)$$

여기서 \hat{u}_y 는 y 축 방향의 단위 벡터이다. 식 (29)를 식 (32)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{(\epsilon_2 + \epsilon_1)}{2\epsilon_0(\epsilon_2 - \epsilon_1)} \sigma_T(\rho) + \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \sum_{j=1}^J \int_{l_j} \sigma_T(\rho') \left(\frac{\rho - \rho'}{|\rho - \rho'|^2} - \frac{\rho - \hat{\rho}'}{|\rho - \hat{\rho}'|^2} \right) \cdot \hat{u}_y d\Gamma = 0 \quad (33)$$

식 (31)과 식 (33)은 경계면상에서 단위 스트립 길이당 미지의 총전하를 구하기 위한 J 개의 적분방정식이 된다. 식 (31)와 (33)은 선형 방정식이므로 이 방정식의 해는 다음과 같은 형태를 가진다.

$$\sigma_T = \sum_{i=1}^{N_c} \sigma_T^{(i)} V_i \quad (34)$$

여기서 $\sigma_T^{(i)}$ 는 포텐셜 V_i 가 단위 전위이고 나머지 모든 포텐셜이 영(zero)전위일 때의 해이다.

스트립을 무한히 얇은 도체로 가정하면 스트립 단면상의 자유전하 σ_F 는 다음과 같다.

$$\sigma_F = (\epsilon^+ E^+ - \epsilon^- E^-) \cdot \hat{n} \quad (35)$$

식 (29)를 E' 에 대해서 식 (35)에 대입하면 i 번째 스트립 상에서의 자유전하를 구할수 있다. 따라서 단위길 이당 자유전하량 Q_i 는 다음과 같다.

$$Q_i = \int_L \sigma_F(\rho) dl \quad (36)$$

식 (36)에 식 (35)를 대입하여 정리하면

$$Q_i = \sum_{j=1}^N c_{ij} V_j \quad (37)$$

이고 j 번째 스트립의 여기에 대한 i 번째 스트립에 대한 커패시턴스 c_{ij} 는

$$c_{ij} = \int_L \frac{\epsilon^+(\rho) + \epsilon^-(\rho)}{2\epsilon_0} \sigma_T^{(i)}(\rho) + \frac{\epsilon^-(\rho) - \epsilon^+(\rho)}{2\pi\epsilon_0} \cdot \sum_{j=1}^L \int_{-l}^l \sigma_T^{(j)}(\rho') \left(\frac{\rho - \rho'}{|\rho - \rho'|^2} - \frac{\rho - \hat{\rho}'}{|\rho - \hat{\rho}'|^2} \right) \cdot \hat{n} dl \quad (38)$$

이다. 인덕턴스는 식 (27)에 의해 구해진다.

스트립 상의 σ_T 를 구하기 위해서 모멘트 법을 적용한다. 적분 방정식 식 (34)에 대한 해 σ_T 는 다음과 같이 놓는다.

$$\sigma_T(\rho) = \sum_{n=1}^N \sigma_{Tn} P_n(\rho) \quad (39)$$

여기서 $P_n(\rho)$, $n=1, 2, \dots, N$ 은 단위 펄스 함수이다.

식(39)를 σ_T 에 대하여 식 (31)과 식(33)에 대입하면

$$\sum_{n=1}^N S_{mnl} \sigma_{Tn} = V_i, \quad m=1, 2, \dots, N_1 \quad (40)$$

$$\sum_{n=1}^N S_{mn2} \sigma_{Tn} = 0, \quad m=N_1+1, N_1+2, \dots, N$$

여기서 S_{mnl} 과 S_{mn2} 는 경계면에서 미소단위에 대한 식 (33)과 식(35)의 좌변식이다. 따라서 행렬방정식을 세워 S_{mnl} 과 S_{mn2} 를 구한 다음 역행렬을 취하면 σ_{Tn} 에 대하여 구할수 있다. 이를 식(39)과 (38)에 순차적으로 대입하여 분포정수값을 구한다.

3. 모두들 전력 해석

결합된 전송선로의 분포정수를 구하는 또다른 방법은 모두들 전력(modal power) 해석을 이용한다. 먼저 스트립상의 전류분포식을 다음과 같이 가정한다.

$$J_z = \frac{\sin(n\pi x/w)}{\sqrt{1-(2x/w)^2}} \quad n=0, 2, \dots$$

$$J_z = \frac{\cos(n\pi x/w)}{\sqrt{1-(2x/w)^2}} \quad n=1, 3, \dots \quad (41)$$

z 축 방향의 임피던스 성분을 그린함수로 구하여 전류 분포식과의 곱으로 행렬을 구성하고 이 행렬의 디터미넌트(determinant)를 영으로 하는 β 값을 구하여 각 모드에서의 전계와 자계 성분을 구한다. 따라서 각각의 정규모드(normal mode)에 의해 전송되는 전력은 다음과 같다.

$$P_l = \frac{1}{2} Re \int_S (\bar{E}_l \times \bar{H}_l^*) \cdot dS \quad (i) \quad (42)$$

여기서 \bar{E}_l 과 \bar{H}_l^* 은 각각 l 번째 모드의 총 전계와 자계이다. 이 모두들 전력값을 이용하여 전송선로의 분포정수를 구한다. 축방향에 따른 전송선로의 균일성 때문에 식(1),(2)의 일반해를 다음과 같이 가정한다.

$$[V(z)] = [V(0)] e^{-j\beta z} \quad (43)$$

$$[I(z)] = [I(0)] e^{-j\beta z} \quad (44)$$

여기서 β 는 각 모드의 전파상수이다. 따라서

$$j\beta [V] = [Z][I] \quad (45)$$

$$j\beta [I] = [Y][V] \quad (46)$$

이고 위의 식을 세 개의 모드에 대하여 합성하면 다음과 같다.

$$j\beta [\lambda_v] = [Z][\lambda_v] \quad (47)$$

$$j\beta [\lambda_l] = [Y][\lambda_l] \quad (48)$$

여기서 3X3 행렬인 $[\lambda_v]$, $[\lambda_l]$ 는 고유전압과 고유전류 행렬로서 각 스트립상의 전압과 전류의 여기값이다. 전력 $[P]$ 를 고유전압행렬과 고유전류행렬로 나타내면

$$[P] = \frac{1}{2} [\lambda_v][\lambda_l]^T \quad (49)$$

이다. 식(49)에 의해 식(47)과 (48)을 정리하면 다음과 같다.

$$[Z] = [[\lambda_l]^{-1}]^T [2P\beta][[\lambda_l]^{-1}] \quad (50)$$

$$[Y] = [\lambda_l][\frac{j\beta}{2P}][\lambda_l]^T \quad (51)$$

무손실의 경우 이므로 식(50), (51)에서 β 를 유효 유전율과 빛의 속도항으로 다시 정리하고 $j\omega$ 로 나누면 선로의 분포정수 $[L]$ 과 $[C]$ 는 다음과 같다.

$$[L] = \frac{1}{c} [\lambda_l]^{-1T} [2P\sqrt{\epsilon_{eff}}][\lambda_l]^{-1} \quad (52)$$

$$[C] = \frac{1}{c} [\lambda_l][\frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2P}][\lambda_l]^T \quad (53)$$

IV. 수치계산 및 실험 고찰

위의 결과식을 이용하여 세개의 균일한 마이크로스트립 전송선로들간의 크로스톡을 계산한다. 단일 스트립의 특성 임피던스가 50Ω 이 되도록 하기 위해서 Wheeler의 수식^[10]에 따라 비유전율(relative permittivity) 2.2에 대하여 스트립의 폭은 $4.8mm$, 유전체의 두께는 $1.55mm$ 로 설계하였다. 스트립간의 간격은 $4.8mm$ 로 하고 스트립의 길이는 $19.6cm$ 로 한다. 50MHz에서 3GHz사이의 주파수 범위에서 스트립의 길이는 낮은 주파수(50MHz)에서는 전기적으로 가장 짧은 길이가 되고 높은 주파수(3GHz)에서는 전기적으로 가장 긴 길이가 된다

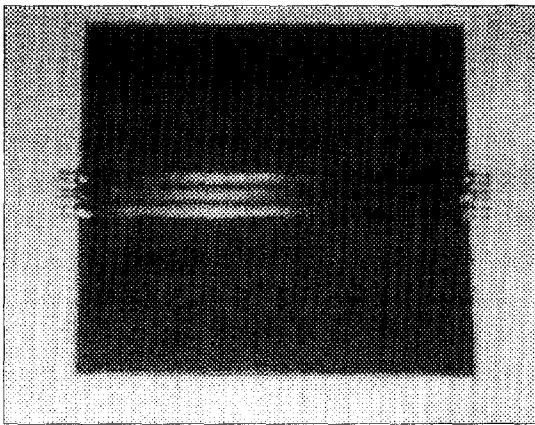


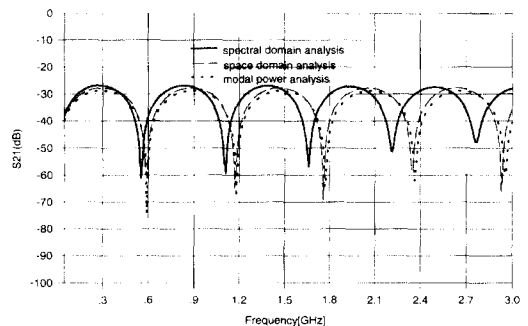
그림 4. 세 개의 마이크로스트립 전송선로
Fig. 4. Three identical microstrip transmission lines.

타당성을 입증하기 위해 세개의 마이크로스트립 전송선로를 Wheeler의 수식에 의해 설계된 위의 수치에 따른 마이크로스트립 기판을 그림 4와 같이 제작하여 Network Analyzer HP8714B를 사용하여 직접 측정된 결과를 수치적으로 구한 결과와 비교하였다. 측정시 포트의 보정(calibration)과 포트의 분리(isolation)는

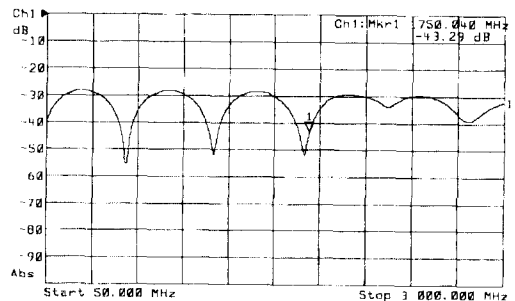
매우 중요하며 실험전에 TRL(through, reflector, line)보정의 방법을 실시하였다. 포트분리를 위하여 측정포트를 제외한 모든 포트를 50Ω 더미컨넥터(dummy connector)로 매칭을 시켰다. 50MHz-3GHz까지의 주파수 변화에 따른 컴퓨터상에서 수치해석한 결과와 회로망 분석기에서 주파수 변화에 따른 측정결과와는 거의 일치하였으나, 고주파 영역에서는 오차를 보이고 있다. 이는 측정을 위해서 스트립의 각 포트에 커넥터를 마운트(mount)하기 위해 사용한 납의 영향으로 여겨진다.

포트 1을 여기시킬 때 S_{21} 과 S_{31} 은 니어엔드 크로스톡(near-end crosstalk)이고 S_{41} 과 S_{51} 은 화엔드 크로스톡(far-end crosstalk)이다. 포트 2를 여기시킬 때는 S_{12} 와 S_{32} 가 니어엔드 크로스톡이고 S_{42} 와 S_{62} 는 화엔드 크로스톡인데 포트1을 여기시킨 경우와 마찬가지로 구해진다.

구조의 대칭성 때문에 $S_{12} = S_{32}$, $S_{42} = S_{62}$ 이므로 예상한대로 S_{12} 와 S_{32} 가 일치하고 S_{42} 와 S_{62} 가 일치함을 알 수 있다. 포트 1과 2를 여기하였을 때의 해석 결과와 측정 결과를 그림 5, 6, 7, 8에 나타내었다.

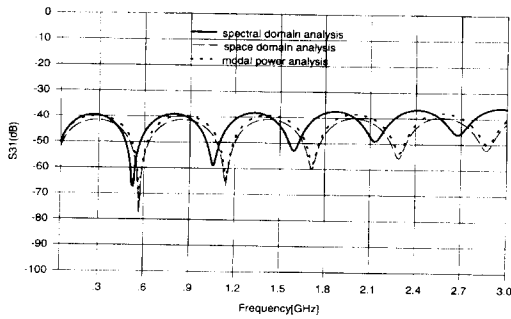


(a) 이론적 해석결과

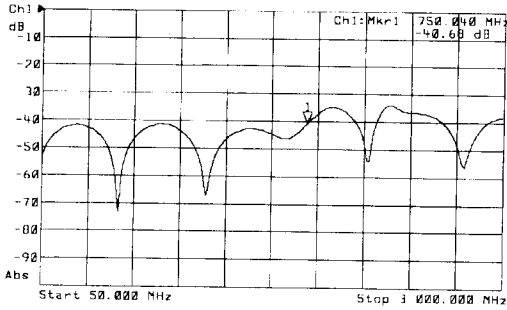


(b) 측정결과

그림 5. 니어엔드 크로스톡 S21
Fig. 5. Near-end crosstalk S21.

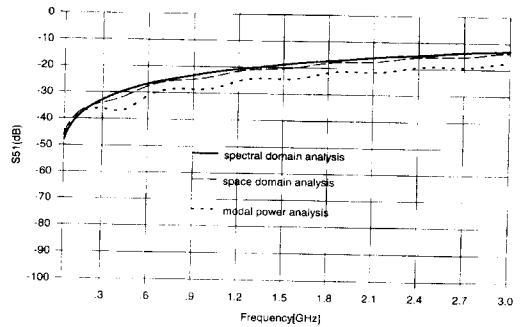


(a) 이론적 해석결과

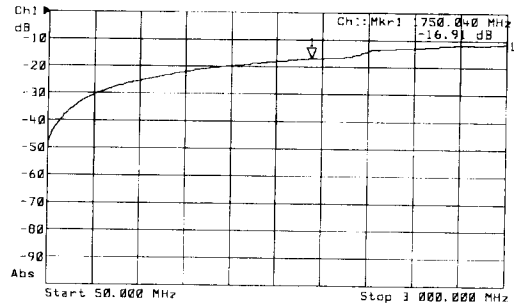


(b) 측정결과

그림 6. 니어엔드 크로스톡 S31
Fig. 6. Near-end crosstalk S31.

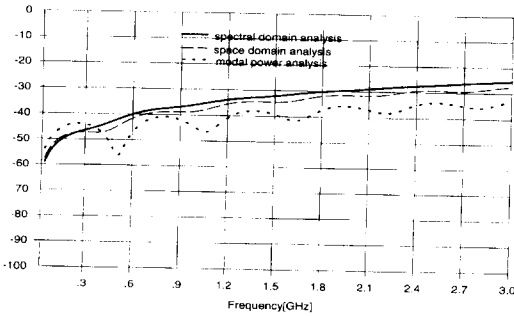


(a) 이론적 해석결과

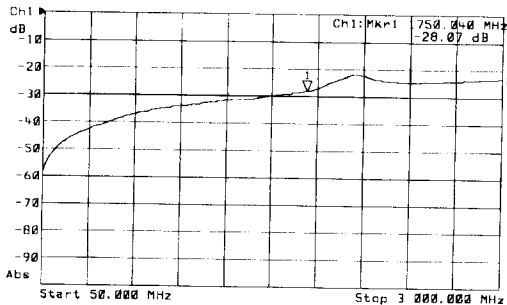


(b) 측정결과

그림 8. 화엔드 크로스톡 S51
Fig. 8. Far-end crosstalk S51.



(a) 이론적 해석결과



(b) 측정결과

그림 7. 화엔드 크로스톡 S41
Fig. 7. Far-end crosstalk S41.

V. 결 론

결합 전송선로 방정식을 이용하여 세개의 균일한 마이크로스트립 전송선로간의 크로스톡을 해석하였다. 두 개의 선로에 대해 해석된 결과^[3]를 세 개의 선로에 대한 이론적 결과와 측정결과의 해석방법으로 확장할 수 있었고 해석결과는 측정치와 잘 일치하였다. 전송선로 방정식으로부터 각 전송선로의 전압식을 모드 중첩에 의해 유도하고 경계조건을 적용하여 미지의 전압계수를 구하였다.

전송선로 방정식에 필요한 분포정수를 구하기 위해 주파수영역에서는 스트립상에 전하분포를 가정하여 Galerkin법을 적용하였으며, 공간영역해석에서는 경계면에 단위펄스 함수를 가정하고 모멘트법을 적용하였고 포인팅 벡터로 모우들 전력을 구하여 고유행렬로서 선로정수를 구하였다. 그림 5-8과 같이 마이크로스트립 전송선에서 니어엔드(near-end)는 주파수가 증가하여도 비교적 크로스톡의 영향이 증가하지 않았으나, 화엔드(far-end)에서는 약결합(weak coupling)을 가정

하였음에도 불구하고 주파수가 증가함에 따라 크로스톡의 영향은 더욱 두드러지게 나타난다.

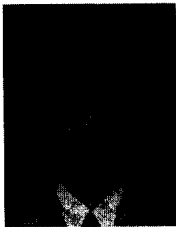
측정결과로부터 이론적으로 해석한 니어엔드 크로스톡은 최대 약 -28dB로서 부하(load)임피던스(Z_0)와 마이크로스트립의 특성임피던스의 정합(matching)이 이루어짐을 알 수 있다. 그러나 화엔드 크로스톡에서는 고주파로 갈수록 각 모드들의 전파속도차가 커지기 때문에 마이크로스트립 전송선로의 특성임피던스 값과 부하임피던스의 정합이 이루어지지 않아 크로스톡의 영향도 커지게 됨을 확인할 수 있다.

이 연구의 결과는 다층 유전체와 n 개의 마이크로스트립 전송선로 구조로 확장할 수 있으며, 손실을 고려하면 작은 MMIC 전송선로에도 적용할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Campbell, G. A., "Dr. Campbell's memoranda of 1907 and 1912," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 14, no. 4, pp. 558-572, 1935.
- [2] J. C. Isaacs, JR., and N. A. Strakhov, "Crosstalk in uniformly coupled lossy transmission lines," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, pp. 101-115, 1973.
- [3] D. A. Hill, K. H. Cavcey, and R. T. Johnk, "Crosstalk between microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 36, no. 4, pp. 314-321, 1994.
- [4] J. T. Kuo, "Riccati Matrix Differential Equation Formulation for the Analysis of Nonuniform Multiple Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 6, pp. 880-886, 1996.
- [5] V. K. Tripathi, "On the analysis of symmetrical three-line microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 25, pp. 726-729, 1977.
- [6] R. Schwindt, and C. Nguyen, "Spectral domain analysis of three symmetric coupled lines and application to a new band-pass filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 7, pp. 1183-1189, 1994.
- [7] Clayton R. Paul, *Analysis of multiconductor transmission lines*, John Wiley & Sons Inc., 1994.
- [8] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, The Macmillan Company, New York, 1968.
- [9] CAO WEI, R. F. Harrington, J. R. MAUTZ, T. K. SARKAR "Multiconductor Transmission Lines in Multilayered Dielectric Media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol 32, no. 4, pp. 439-449, 1984.
- [10] Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, John Wiley & Sons, Inc., 1992.
- [11] T. Itoh, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, John Wiley & Sons, Inc., 1989.

저 자 소 개



崔 在 然(正會員)

1985년 2월 한양대학교 전자통신공학과 졸업(학사). 1987년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(석사). 1994년 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정수료. 1996년 3월 ~ 현재 남서울산업대학교 정보통신공학과 전임강사

李 相 高(正會員) 第 31 卷 A編 第 11 號 參照

현재 한양대학교 전자. 전자통신. 전자공학부 교수