

論文94-31A-10-5

# 多層 多導體 線路로 構成된 回路의 펄스傳送 特性

## (Pulse Propagation Characteristics of Multilayer-Multiconductor Transmission Line Network)

張 幸 鍾\*, 林 永 錫\*

(Haeng Jong Chang and Yeong Seog Lim)

### 要約

본 논문에서는 다층 다도체 선로로 구성된 회로의 신호 전송특성을 해석하기 위하여, 주파수에 따른 선로의 특성 파라메타들을 이용하여 선로의 신호 전송 특성을 모델링하여 펄스 입력에 대한 시간 응답을 시뮬레이션하여, 신호의 지연, 분산 및 혼신등 다층 다도체선로로 구성된 회로의 신호 전달 과정에서 발생하는 제반 현상들을 해석할 수 있는 방법을 제시하였다.

### Abstract

In this paper, by modeling the Multilayer-Multiconductor Transmission Line(MMTL) with the characteristic parameters-effective dielectric constant, eigen modal voltages, characteristic impedances at each mode, pulse propagation characteristics of MMTL network are simulated. Transmission line modelling is performed in frequency domain, then time domain responses are obtained by transforming the frequency domain response using fast Fourier transform.

### 1. 序論

통신 시스템의 대용량화와 디지털컴퓨터의 고속화에 따라印刷回路의 高密度와 함께 動作信號의 周波數가 날로 높아져 가고 있는 趨勢이다. 따라서, 高密度 多層回路에서, 시스템의 信賴性을 얻기위하여 多層回路의 設計시 高周波數의 信號 動作에 따른 考慮하여 할 여러가지 問題點들이 있다. 여기에는 비교적 간단한 信號의 遲延 特性에서 부터, 線路의 다층 고 밀도화에 따른 同層 및 異層 線路間의 干涉과 信號의

歪曲과 같은 것 들을 들 수 있다. 그러므로, 多層 印刷回路의 設計를 위해서는 이와 같은 문제점들이 해결 되어야 하며, 또한 선로와 선로간의 接續 및 monolithic 회로에서의 선로와 소자간의 接續에 있어서도 via-hole 방법과 異層 선로간 電磁氣的 結合을 이용한 接續방식의 효율성에 대한 해석도 중요한 과제로 대두되고 있다.<sup>[1]</sup> 다층 誘電體 構造를 갖는 회로의 高周波 信號 동작에 따른 信賴性 向上을 위해서는 고밀도 다층 전송 선로에서의 信號의 傳達 速度 및 선로의 특성임피던스를 모델링하고, 선로간에 발생하는 電氣的인 雜音과 信號 왜곡, 信號의 遲延 및 信號의 感쇄현상등의 시뮬레이션이 필수적이라 하겠다. 다층 다도체 선로의 모델링을 위한 特性 解析은 Quasi-TEM 近似解法, MoL(Method of Line)법,

\*正會員, 全南大學校 電子工學科  
(Dept. Elec. Eng., Chonnam Nat'l univ.)  
接受日字 : 1994年 2月 23日

FDTD(Finite Difference Time Domain)법, SDA(Spectral Domain Analysis)방법등과 같은 해석 방법들로서 매우 정확하게 행하여 지고 있다. [2] 단층 구조의 비대칭 결합 선로 [2-10] 및 MIS(Metal-Insulator-Semicon-ductor)같이 손실을 갖는 반도체 기판상에 형성되는 전송선로 [11] 등의 모델링과 아울러 여러개의 다도체 전송선로와 집중소자들로서 구성된 회로망에서의 펄스전송특성 [12] 에 대하여 다양한 연구가 진행되고 있는데, 이들 연구는 대부분 동일 평면상에 존재하는 신호 도체선들로서 구성되는 다도체 전송 선로들에 대한 것이며, 또한 선로의 Quasi-TEM근사에 의하여 얻어지는 분포정수 파라메타(R, L, C, G)를 이용한 모델링으로써, 주파수에 따른 선로의 특성변화를 적절하게 기술하지 못하는 단점이 있다.

본 논문에서는, 다층 다도체 선로로 구성된 회로의 모델링과 신호 전송특성을 해석하기 위하여, SDA방법에 의해 얻어진 신호 주파수에 따른 선로의 특성파라메타-모드별 實效 誘電率, 固有 모드 電壓 혹은 電流, 특성 임피던스들을 이용하여, 선로의 信號 傳送 過程을 모델링하여 펄스 입력에 대한 시간 응답을 시뮬레이션 하므로써, 신호의 遲延, 分散 및 混信등 다층 다도체선로로 구성된 회로의 신호 전달과정에서 발생하는 제반 현상들을 해석할 수 있는 방법을 제시하였다.

II. 多層 多導體 線路由의 信號 傳送 特性

그림 1과 같이 N개의 신호導體와 접지도체로 구성된 2N-port의 일반적인 平板 다층 다도체 선로는 電磁氣 的 結合 형태에 따라 N개의 고유 傳播모드를 갖는다.

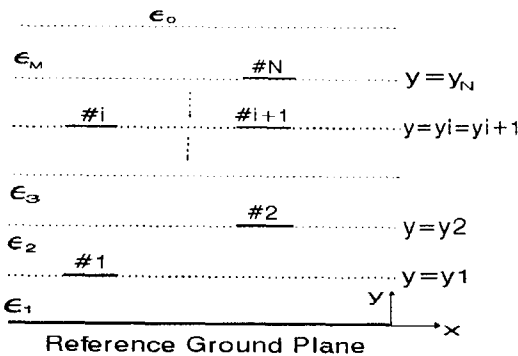


그림 1. 다층 다도체로 구성된 전송선로  
Fig. 1. Multilayer multiconductor transmission line.

전송 선로 상에서 신호의 傳送은 이 N개의 固有 모드에 따른 傳播 常數, 고유 모드 電壓 혹은 고유 모드 電流 및 특성 임피던스등의 선로의 특성 파라메타들에 의해 결정된다. 이 특성 파라메타들은 신호 주파수에 따라 변화하는 양이므로, 신호의 전달특성 또한 주파수에 따라 달라지게 된다.

그림 2는 그림 1 전송선로를 등가 회로 모델로 표현한 것이다.

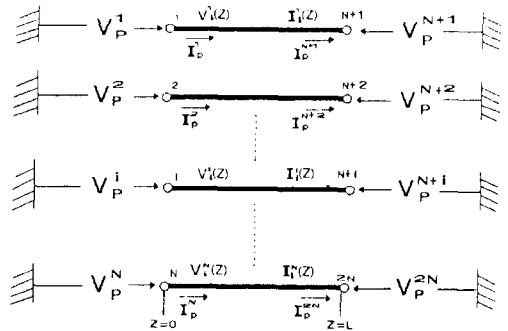


그림 2. 그림 1의 회로 모델  
Fig. 2. Circuit model for MMTL of Fig. 1.

여기서, 각주파수 ω로, n번째 傳播모드로서 m번째 도체를 따라 전송되는 신호에 대하여, 傳播 常數를 βn, 固有 모드 電流 係數를 amn, 특성 임피던스를 Zmn으로 定意하면, m번째 도체 상의 임의 위치에서의 전압 Vm(z)과 전류 Im(z)는 다음과 같이 표현된다.

$$I_m(z) = a_{m1}e^{-\beta_1 z} I_1^+ + a_{m2}e^{-\beta_2 z} I_2^+ + \dots + a_{mN}e^{-\beta_N z} I_N^+ + a_{m1}e^{\beta_1 z} I_1^- + a_{m2}e^{\beta_2 z} I_2^- + \dots + a_{mN}e^{\beta_N z} I_N^- \quad (1)$$

$$V_m(z) = Z_{m1}a_{m1}e^{-\beta_1 z} I_1^+ + Z_{m2}a_{m2}e^{-\beta_2 z} I_2^+ + \dots + Z_{mN}a_{mN}e^{-\beta_N z} I_N^+ - Z_{m1}a_{m1}e^{\beta_1 z} I_1^- - Z_{m2}a_{m2}e^{\beta_2 z} I_2^- - \dots - Z_{mN}a_{mN}e^{\beta_N z} I_N^- \quad (2)$$

(I<sub>i</sub><sup>±</sup>: ±z 방향으로 진행하는 i번째 모드의 電流波)

식(1), (2)를 N개 선로의 전압 전류에 대한 표현으로 행렬식으로 정리하면 다음과 같다.

$$[I_i(\omega, z)] = [A] \cdot \{ [e_{\beta}^+(z)] \cdot [I^+] + [e_{\beta}^-(z)] \cdot [I^-] \} \quad (3)$$

$$[V_i(\omega, z)] = [Z^A] \cdot \{ [e_{\beta}^+(z)] \cdot [I^+] - [e_{\beta}^-(z)] \cdot [I^-] \} \quad (4)$$

- [Z<sup>A</sup>]: NxN matrix of characteristic admittance, Z<sub>0</sub><sup>A</sup> = Z<sub>0</sub> a<sub>0</sub>
- [A] = [[a<sub>1</sub>], [a<sub>2</sub>], ..., [a<sub>N</sub>]]: NxN matrix of eigen modal current coefficients
- [e<sub>β</sub><sup>±</sup>(z)]: NxN diagonal matrix of wave propagation, e<sub>β</sub><sup>±</sup>(z)<sub>ii</sub> = e<sup>±β<sub>i</sub>z</sup>
- [I<sup>±</sup>]: Nx1 column matrix of ±z direction propagating current wave

따라서, 임의 입력 신호의 각주파수 성분에 대하여, 각 port의 종단 상태에 따라  $[I^-]$ ,  $[I^+]$ 의 2N 개 양이 결정되면 각 port의 전압과 전류는 다음 식 (5), (6)에 의해 유일하게 결정된다.

$$[I_p(\omega)] = \begin{bmatrix} [A] & [A] \\ [A][e_{\beta}^-(z=l)] & [A][e_{\beta}^+(z=l)] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I^+] \\ [I^-] \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$[V_p(\omega)] = \begin{bmatrix} [Z^A] & -[Z^A] \\ [Z^A][e_{\beta}^-(z=l)] & -[Z^A][e_{\beta}^+(z=l)] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I^+] \\ [I^-] \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$[V_p(\omega)] = [V_{p1} V_{p2} \dots V_{pN} V_{pN+1} \dots V_{p2N}]^T$$

$$[I_p(\omega)] = [I_{p1} I_{p2} \dots I_{pN} I_{pN+1} \dots I_{p2N}]^T$$

$V_{pi}, I_{pi} : i$ 번째 port의 전압, 전류

식 (5), (6)으로 부터 2N port 회로의 임피던스 행렬식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$[V_p(\omega)] = \begin{bmatrix} [Z^A] & -[Z^A] \\ [Z^A][e_{\beta}^-(z=l)] & -[Z^A][e_{\beta}^+(z=l)] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [A] & [A] \\ [A][e_{\beta}^-(z=l)] & [A][e_{\beta}^+(z=l)] \end{bmatrix}^{-1} \cdot [I_p(\omega)] \quad (7)$$

### III. 境界 條件

다층 다도체선로의 각 port는 그림 3과 같이信號 電源 및 負荷 임피던스와 接續되어 終端되거나, 다른 선로의 port와 接속되어 일반적인 회로를 구성하게 된다. 회로가 M개의 전송선로들과 집중 소자들로서 구성되어 있을 때, k번째 전송 선로를 구성하는 신호 도체선의 수를  $N_k$ 라 하면 총  $N_t (= 2 \sum_{k=1}^M N_k)$  port들이 상호 接속되어 회로가 구성된다.

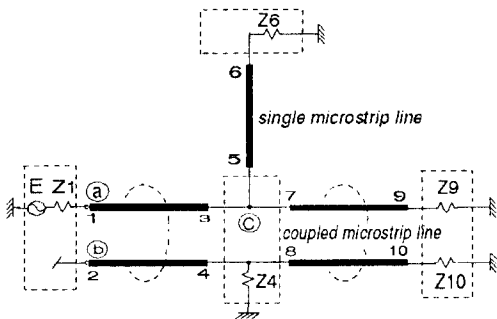


그림 3. 전송선로들로 구성된 회로망  
Fig. 3. Transmission line network.

각 port의 接續 狀態에 따라 回路를 구성하는 선로

및 선로 終端에 接속되는 負荷와 電源에 관하여 키르히호프法則에 의하여 다음과 같이 回路 方程式을 구성할 수 있다.

$$[P] \cdot [V_p(\omega)] + [R] \cdot [I_p(\omega)] = [E'(\omega)] \quad (8)$$

여기서,  $[E'(\omega)]$ 의 요소  $E'_k(\omega)$ 는 k-port에 인가되는 주파수 영역 구동전압이다.

행렬  $[P]$  와  $[R]$  은  $N_t \times N_t$  행렬로써 要素들은 각 port의 接속 狀態에 따라 결정되는데 먼저, 그림 3의 ㉓와 같이 負荷 임피던스로 終端된 port의 경우에는, 그 port를 구성하는 導體에 흐르는 電流와 終端 電壓 그리고, 電源이 인가되는 경우에는 전원을 포함하는 방정식으로써 표현된다. 즉, i번째 port가 終端 임피던스  $Z_i$ 로써 전원 전압  $E_i$ 로 구동되고 있다면,

$$P_{ij} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases}, R_{ij} = \begin{cases} \pm Z_i & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (9)$$

와 같이 정리할 수 있다. 식 (9)의 복 부호는 i번째 port에서의 전류 방향의 정의에 따라 결정된다. port가 段落된 경우에는  $Z_i=0$  이 되므로 식 (9)으로 표현이 가능하지만, 그림 3의 ㉔와 같은 開放된 port에 대한 表現은 다음 식 (10)과 같다.

$$P_{ij} = 0, j=1, \dots, N_T; R_{ij} = \begin{cases} 1 & i=j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (10)$$

다음으로 그림 3의 ㉕와 같이 i, j, k번째 port들이 相互 接續되어 구성되어 있는 경우에는,

$$P_{ij} = 0, l=1, \dots, N_T; R_{il} = \begin{cases} 1 & l=i, j, k \\ 0 & o/w \end{cases} \quad (11)$$

$$R_{sl} = 0, l=1, \dots, N_T; P_{sl} = \begin{cases} 1 & l=i \\ -1 & l=s \\ 0 & o/w \end{cases}$$

(s = j or k)

로써 주어지게 된다.

식 (8)에 전송 선로상에서의 電壓 및 電流波의 傳送 特性 즉, 식 (5), (6)을 대입하면, 다음 식 (12)로부터  $[I^-]$ ,  $[I^+]$ 를 결정할 수 있으며, 이로부터 離散的인 周波數에서 각 port의 應答  $[V_p(\omega)]$ ,  $[I_p(\omega)]$ 를 구할 수 있다.

$$[Q] \cdot [[I^+]_1, [I^-]_1, \dots, [I^+]_M, [I^-]_M]^T = [E'(\omega)] \quad (12)$$

여기서,  $[\cdot]_k$ 는 회로를 구성하는 k번째 전송선로에 관한 記述이며,

$$[Q] = [P] \cdot \begin{bmatrix} [S]_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & [S]_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & [S]_M \end{bmatrix} + [R] \cdot \begin{bmatrix} [T]_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & [T]_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & [T]_M \end{bmatrix}$$

$$[S]_k = \begin{bmatrix} [Z^A] & -[Z^A] \\ [Z^A][e_{\beta}^+(z=l)] & -[Z^A][e_{\beta}^+(z=l)] \end{bmatrix}_k$$

$$[T]_k = \begin{bmatrix} [A] & [A] \\ [A][e_{\beta}^+(z=l)] & [A][e_{\beta}^+(z=l)] \end{bmatrix}_k$$

IV. 時間 應答

선로의 특성 해석 방법들 중 MoL, FDTD, TLM등과 같은 時間 領域 解析法들은 선로의 특성 파라메타 獲得에서부터 임의의 입력에 대한 時間 應答을 얻는 일련의 과정들이 시간 영역에서 행하여 지기 때문에, 수식들의 전개 과정이 복잡할 뿐만 아니라, 대단히 많은 계산 시간이 소요된다. 그러나, 주파수에 따른 특성 파라메타들을 SDA법이나, 특히 입력 신호의 周波數 帶域이 비교적 높지 않다면 Quasi-TEM해석법등을 이용하여 抽出하여 식(5), (6)에 대입하면 쉽게 주파수응답을 구할 수 있다. 이렇게 하여 얻어진  $[V_p(\omega)]$ ,  $[I_p(\omega)]$ 를 IFT (Inverse Fourier Transform)하므로써 간단하게 시간 응답을 얻을 수 있다. 디지털 컴퓨터를 이용하여 처리하기 위해서, 시간 응답을 관찰하고자하는 時間 帶域과, 周波數 領域에서의 요구되는 해상도가 결정되면 離散的인 周波數들에서 선로의 신호 전달 특성을 계산하여, 이를 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 이용하여 시간응답을 구하게 된다. 무손실 선로들로 구성된 회로 경우에는 DC(zero frequency)에서 식(12)는 해를 갖지 않게 되는데, 본 논문에서는 DC성분에 대한 응답을 제외한 나머지 주파수 응답들로 시간영역 전압 파형을 얻은 후, 각 port전압에 대한 초기 조건을 만족하도록 보정하였다.

V. 펄스 傳送 特性의 시뮬레이션

본 논문에서는 그림 4,7 및 10과 같은 세가지 형태의 전송 선로 회로의 펄스 전송특성을 II절과 III절에서 記述한 방법으로 시뮬레이션하였다.

첫번째 시뮬레이션 대상회로는 그림 4와 같이 일종의 4-port 方向性 結合器로써, 전송 선로는 다른 층에 존재하는 두 信號 導體線과 기준 접지 도체로 구성되어 있으며 5 [GHz]에서의 특성 파라메타는 표

1과 같다. 표 1의 데이터는 SDA법을 이용하여 해석한 결과로써 특성 임피던스와 고유 모드 전류 계수와와의 관계<sup>(1),(13)</sup>

$$\frac{Z_{11}}{Z_{21}} = \frac{Z_{12}}{Z_{22}} = -a_{21}a_{22}, \left( a_{2(1,2)} = \frac{-1}{R_{n,c}^{[13]}} = k_{(c,n)}^{[11]} \right) \quad (13)$$

에 비교하여 2%정도의 오차를 보이고 있다. 각 port는 그 port를 구성하는 도체선이 單一 線路를 구성하고 있을 때의 특성 임피던스들로써 終端되어 있다.

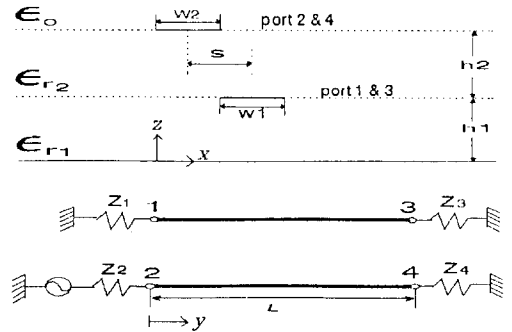


그림 4. 하나의 결합 전송선로로 구성된 회로망  
Fig. 4. Transmission line network with one coupled transmission line.

표 1. 그림4.전송선로의 특성파라메타  
Table 1. Characteristic parameters of transmission line of Fig.5.

선로길이	제 1 모드			제 2 모드		
	$\epsilon_{eff}$	$a_{11}$	$Z_{11}[\Omega]$	$\epsilon_{eff}$	$a_{12}$	$Z_{12}[\Omega]$
10 [mm]	2.8514	1.0000	-335.52	3.9376	1.000	54.29
		11.2905	94.68		-0.3074	-15.72

$h_1=h_2=0.4[\text{mm}], s=0, w_1=w_2=h_1, \epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=4.0$   
 $Z_1=Z_3=100[\Omega], Z_2=Z_4=651[\Omega]$

구동 전원 전압으로는

$$E'(n\Delta t) = \begin{cases} \frac{n}{N_1} & : 1 < n < N_1 \\ 1 & : N_1 \leq n < N_2 \\ 1 - \frac{n - N_2 + 1}{N_3 - N_2 + 1} & : N_2 \leq n < N_3 \\ 0 & : n \geq N_3 \end{cases} \quad (14)$$

이며,  $E'(\omega)$ 는  $E'(n\Delta t)$ 를 8000point DFT를 행하여 구하였다.

그림 4 회로에 대한  $[P]$ ,  $[R]$  및  $E'(\omega)$ 행렬은 다음과 같다.

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} Z_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_4 \end{bmatrix}, [E'(w)] = \begin{bmatrix} 0 \\ E_1(w) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$\Delta t=1$  [psec],  $N_1=41$ ,  $N_2=241$ , 및  $N_3=281$ 로써 시뮬레이션하여 얻은 펄스 전송 특성을 그림 5 및 그림 6에 나타내었다.

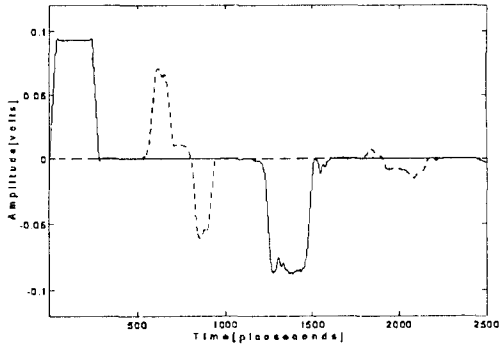


그림 5. 구동 신호 도체선과 전자기적으로 결합된 port들의 전압 파형( --- : port 1, - - - : port 3)

Fig. 5. Voltage waveforms at ports electro-magnetically coupled. (— : port 1, - - - : port 3)

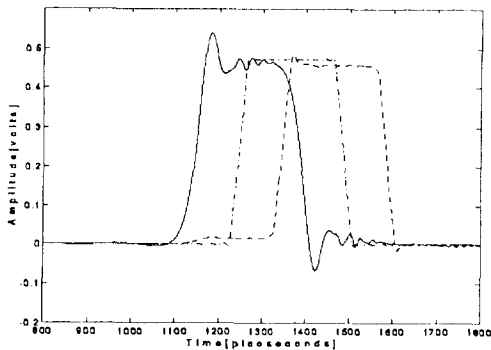


그림 6. 구동 도체선 종단 port에서의 전압 파형(--- :S2-O4, - - - :S1-O3, -.- : Ideal)

Fig. 6. Voltage waveforms at far-end of the line driven. (--- :S2-O4, - - - :S1-O3, -.- : Ideal)

그림 5는 결합선로의 길이(L)을 10 [cm] 로 하였을 때 구동 전원과 직결된 도체선과 전자기적 결합을

이루고 있는 異層의 도체선의 종단, 즉 제 1 및 제 3 port의 전압 파형을 보인 것으로 신호의 지연 특성과 전자기적인 결합에 따른 異層 線路에서의 유도된 전압 파형을 관찰할 수 있는데, 분산에 의한 파형의 왜곡 정도를 살펴볼 수 있다.

그림 6에는  $L=20$  [cm] 로 하여 구동 펄스가 인가된 신호 도체선의 종단 전압파형으로, 제 2 port에 구동 펄스를 인가하였을 때 제 4 port의 전압 파형(S2-O4)과, 제 1 port에 구동 펄스를 인가하였을 때 제 3 port의 전압 파형(S1-O3) 그리고, 결합 선로의 모드별 실효 유전율을 주파수에 관계없이  $\frac{\epsilon_{eff1} + \epsilon_{eff2}}{2} = 3.3845$  로 하였을 때의 전압 파형(Ideal)을 비교하여 나타내었다. 표 1의 두 모드 중에서, S2-O4의 경우에는 제 1 모드가, S1-O3의 경우에는 제 2 모드가 주된 모드로서 신호 도체선을 따라 전송되어 지연 및 왜곡이 일어나게 됨을 알 수 있다. 즉 주파수에 따른 전파속도의 변화 정도는 제 1모드의 경우가 제 2 모드의 경우에 비해 상대적으로 매우 크기 때문에 S2-O4의 경우가 S1-O3의 경우에 비해 파형의 왜곡 정도가 심한 것을 알 수 있다.

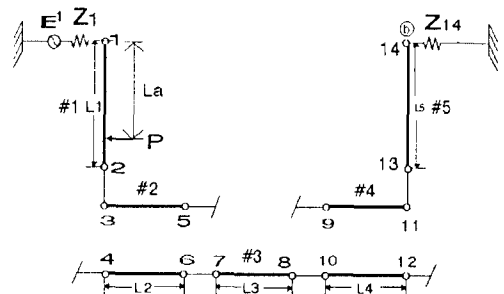


그림 7. 전송선로 회로에 #2

Fig. 7. Transmission line network for simulation #2.

표 2. 그림 7 전송선로들의 제원 및 특성

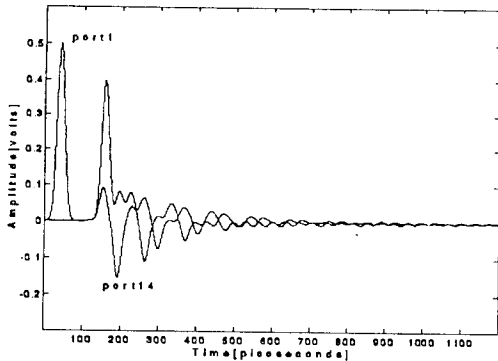
Table 2. Configuration and characteristics of transmission lines of the network of Fig.7 (at 5 [GHz]).

선로 번호	도체 선 폭	선로 길이	제 1 모드		제 2 모드			
			$\epsilon_{eff}$	$\alpha_{11}$	$Z_{11}[\Omega]$	$\epsilon_{eff}$	$\alpha_{12}$	$Z_{12}[\Omega]$
#1, #5	$W_1=h_1$ $W_2=0$	$L_1=8$ [mm] $L_2=4$ [mm]	2.1085		87.07			
#2, #4	$W_1=h_1$ $W_2=0$	$L_1=4$ [mm] $L_2=4$ [mm]	1.7362	1.000 12.566	-485.69 122.00	2.1776	1.000 0.313	72.796 18.590
#3	$W_1=h_1$ $W_2=0$	$L_1=4$ [mm]	1.7377		125.88			
			$h_1/h_2=0.4$ [mm]	$s=0$	$\epsilon_{e1}=\epsilon_{e2}=2.2$		$L_a=6$ [mm]	
			$Z_1=Z_4=100[\Omega]$					

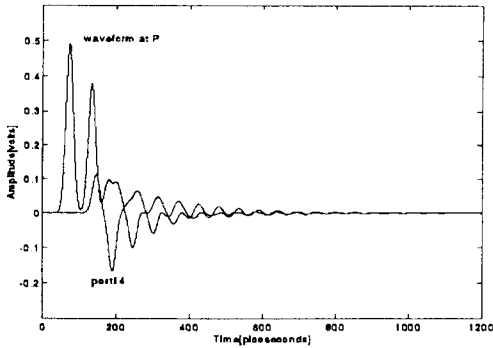
그림 7의 회로는 異層에 존재하는 두 도체 선간의 전자기적 결합특성을 이용한 접속 방식으로 帶域 필터의 특성을 가지고 있는데, 이 회로는 5개의 전송선로로 구성되어 있는데 제원 및 5 [GHz]에서의 특성 파라메타는 표 2와 같다. 표 2에 사용된 기호들은 그림 4에서와 동일한 의미들을 가지고 있다.

그림 7 회로의 펄스 전송 특성은 구동 전원 전압을 다음 식 (16)와 같은 가우시안 펄스로써  $\Delta t=1/3$  [psec],  $N=126$ ,  $M=43$ 으로 시뮬레이션하여 그림 8에 나타내었다.

$$E_1^i(n\Delta t) = e^{-\left(\frac{n\Delta t - N\Delta t}{M\Delta t}\right)^2} \quad (16)$$



(a)



(b)

그림 8. 그림 7 회로의 전압 파형 (a) 전압 파형 (b) 3D-FDTD에 의한 전압파형

Fig. 8. Voltage waveforms of the network of Fig.7. (a) voltage waveforms (b) voltage waveforms by 3D-FDTD.

물론 계산을 위하여 임의로 취한 회로 구조이기 때문

에 입출력단의 정합이 완전히 이루어 지지 않는 형태이지만, 계산 결과로써, 이층 선로간의 접속을 위한 회로 소자로써의 가능성을 보여주고 있다.

Ⅱ, Ⅲ 절에서 제시한 방법으로 해석한 port1과 port14의 전압파형을 그림 8.a에 나타내었다. 그림 8. b는  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 0.2$  [mm],  $\Delta t = 1/3$  [psec] 로 하여 3차원 FDTD 방법으로 4000번 반복하여 얻은 결과로써 전원은 port1에서 인가하여 P 및 port14의 전압파형을 구한것이다. 그림 8.a의 port1의 파형과 그림 8.b의 P에서의 파형은 선로상에서 전위를 취한 위치가 다르기 때문에 시간축이 서로 일치하지 않는다. 물리적인 회로 구조를 그대로 해석한 3D-FDTD 결과인 그림 8.b 에는 port 4,5,9 및 12의 개방단의 불연속 특성들을 포함하여 나타나는 점을 고려하면 그림 8.a의 결과와 잘 일치하고 있는 것을 알 수 있다.

그림 9에 본 논문의 Ⅱ 절과 Ⅲ 절에서 제시한 방법으로 구한 반사손실을 3차원 FDTD를 이용하여 얻은 결과와 비교하여 나타내었다. 여기서 반사 손실  $S_{11}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$S_{11}(\omega)[dB] = -20 \log \left[ \frac{V_p^i(\omega) - V^i(\omega)}{V^i(\omega)} \right]$$

$$\text{여기서, } V^i(\omega) = \frac{E_1^i(\omega)}{2}$$

그림 9에서 볼 수 있는 3차원 FDTD에 의한 결과는 그림 7 회로의 물리적인 형태를 그대로 해석한 것이므로, 전송선로의 불연속에 의해 발생하는 제반 영향을 모두 포함하게 되는데, 이 영향을 보상하기 위하여, 그림 7 회로의 물리적인 구조에서 개방된 도체선의 길이를  $\Delta = 0.1$  [mm] 만큼 보상하여 얻은 결과와 함께 나타내었다.

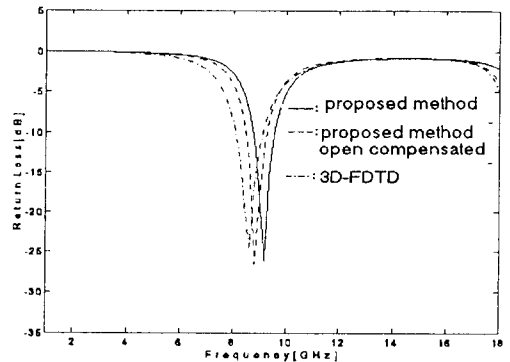


그림 9. 그림 7회로의 반사 손실

Fig. 9. Return loss of the network of Fig.7.

3차원 FDTD방법을 4000번 반복하여 얻은 시간영역 데이터(그림 8.b)를 zero padding하여 8000point 푸리에 변환하여 얻은 결과이므로  $f=375$  [MHz] 인 점을 고려하면 그림 9의 결과가 잘 일치함을 알 수 있다.

그림 10의 회로는 5개의 전송선로와 저항 및 캐패시타와 같은 집중 소자들로 구성되어 있다. 회로 구성에 대한 물리적인 제원과 전송선로들의 5 [GHz]에서의 특성 파라메타는 표 3에 표현되어 있다.

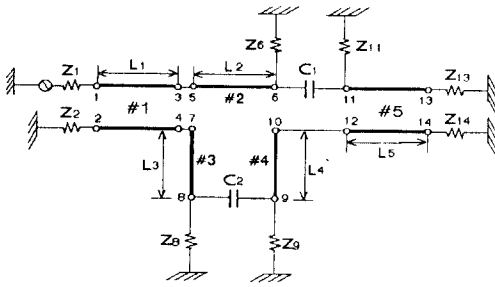


그림 10. 5개의 전송선로와 집중소자들로 구성된 회로망

Fig. 10. Transmission line network with 5 transmission lines and lumped elements.

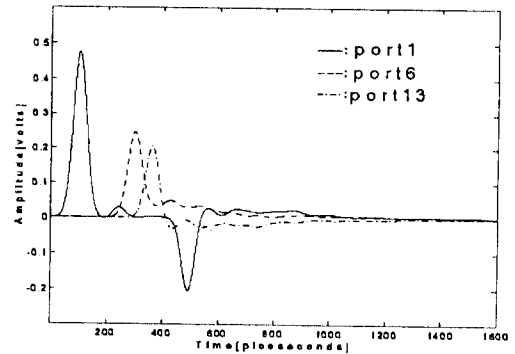
표 3. 그림 10 회로의 제원 및 특성

Table 3. Configuration and characteristics of network of Fig.10 (at 5 [GHz] ).

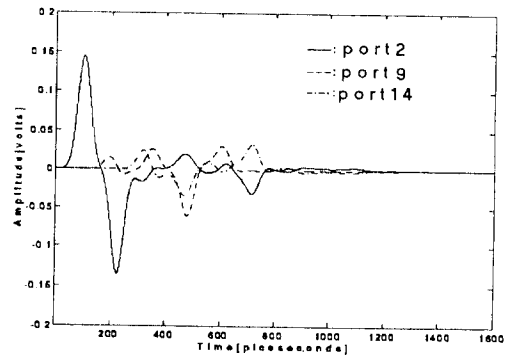
선로 도체 번호	선로 길이	제 1 모드		제 2 모드		
		$\epsilon_{eff}$	$a_{11}$	$\epsilon_{eff}$	$a_{12}$	$Z_c [ \Omega ]$
#2	$W_1=h_1$ $L_1=20. [mm]$ $W_2=0.$	3.7552	65.25			
#1, #5	$W_1=h_1$ $L_2=10. [mm]$ $W_2=0.$	1.000	335.52	3.9376	1.000	54.29
#1, #5	$W_1=h_1$ $L_3=10. [mm]$ $W_2=0.$	2.8314	11.291	94.68	-0.3074	15.73
#3, #4	$W_1=h_1$ $L_4=10. [mm]$ $h_1=h_2=0.4 [mm]$ $s=0.$	2.8355	98.40			

$Z_1=Z_2=Z_{11}=Z_{13}=65 [ \Omega ]$ ,  $Z_3=Z_4=Z_7=Z_{14}=100 [ \Omega ]$ ,  $C_1=C_2=5 [ pF ]$

그림 10 회로의 펄스 전송 특성은 식(16)의  $\Delta t=1$  [psec],  $N=102$ ,  $M=34$ 으로 시뮬레이션하여 그림 11에 나타내었다. port1과 port2, port13 및 port14는 그 port를 구성하는 신호 도체선으로 단일 선로를 구성할때의 5 [GHz]에서 갖는 특성임피던스와 같은 부하들로서 終端되어 있는데, 그 port들의 정합정도는 매우 양호한 것임을 그림을 통하여 알 수 있다. 또한 선로간의 결합 캐패시타( $C_1$  및  $C_2$ )에 의한 영향도 잘 나타나 있음을 알 수 있다. 이와 같이 각 도체선을 따라 전송되는 펄스파형을 관찰하므로써, 신호의 遲延, 分散 및 선로간의 混信등의 정도를 파악할 수 있다.



(a)



(b)

그림 11. 그림 10. 회로의 전압 파형 (a) 구동전원과 직결된 port들에서의 전압 파형 (b) 전자기적으로 결합된 port들에서의 전압 파형

Fig. 11. Voltage waveforms of the network of Fig. 10. (a) voltage waveforms on ports connected with generator. (b) voltage waveforms on ports electromagnetically coupled.

VI. 結 論

본 논문에서는, 多層 多導體선로의 모드별 분산 특성(normal mode characteristics)을 이용하여 전송선로를 모델링하고, 이들 선로로 구성된 회로의 펄스 전송특성을 이산적인 주파수에서 회로의 응답을 얻은 다음, 역 이산 푸리에 변환을 이용하여 시뮬레이션하는 기법을 제시하였다. 제시된 방법을 사용하여 펄스 전송특성을 시뮬레이션하므로써, 信號의 遲

延, 歪曲 및 混信등과 같은 설계하고자 하는 다층 다도체 선로로 구성된 회로의 신호 전달 특성을 살펴볼 수 있으며, 그 결과로써 설계된 선로의 품질에 대한 신뢰성을 검증할 수 있다. 본 논문에서는 무손실의 선로들에 대하여 해석하였지만 제시된 방법은 손실이 있는 선로 회로에 대해서도 적용이 가능하며, 따라서, 고집적이며 고속으로 동작하는 MMIC회로의 설계에 있어 설계회로의 신호 전송특성을 추정하는데 사용될 수 있을 것이다.

#### 參 考 文 獻

- [ 1 ] J.J.Burke and R.W.Jackson, "Surface-to-Surface Transition via Electromagnetic Coupling of Microstrip and Coplanar Waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-37, No.3, pp.519-525, March 1989.
- [ 2 ] T.Itho ed., *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [ 3 ] L.Carin and K.J.Webb, "An Equivalent Circuit Model for Terminated Hybrid-Mode Multiconductor Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.37, No.11, Nov.1989.
- [ 4 ] F.Y.Chang, "Transient Analysis of Lossless Coupled Transmission Lines in a Non-homogeneous Dielectric Medium," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.18, No. 9, pp.616 -626, Sept. 1970.
- [ 5 ] J.P.K.Gilb and C.A.Balanis, "Asymmetric, Multi-Conductor Low-Coupling Structure for High-Speed, High-Density Digital Interconnects," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 39, No.12, pp.2100-2106, Dec. 1991.
- [ 6 ] Y.Fukuoka, Q.Zahng, D.P.Neikirk, and T.Itho, "Analysis of Multilayer Interconnection Lines for a High-Speed Digital Integrated Circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.33, No.6, June 1985.
- [ 7 ] J.R.Grffith and M.S.Nakhla, "Time Domain Analysis of Lossy Coupled Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.38, No.10, Oct.1990.
- [ 8 ] P.Pramanick and R.R.Mansour, "Dispersion Characteristics of Square Pulse with Finite Rise Time in Single, Tapered, and Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.39, No.12, Dec.1991.
- [ 9 ] J. Son, H. Wang and J.F. Whitaker, "Picosecond Pulse Propagation on Coplanar Strip-lines Fabricated on Lossy Semiconductor Substrates: Modeling and Experiments," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.41, No.9, Sept. 1993.
- [ 10 ] Y. Qian and E. Yamashita, "Characterization of Picosecond Pulse Crosstalk between Coupled Microstrip Lines with Arbitrary Conductor Width," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* vol.41, No.6/7, June/July 1993.
- [ 11 ] P.S.Yeung, "Lossy Transmission Lines: Time Domain Formulation and Simulation Model," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.41, No.8, Aug.1993.
- [ 12 ] A.R.Djordjevic and T.K.Sakar, "Analysis of Time Response of Lossy Multiconductor Transmission Line Networks," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol.35, No.10, Oct. 1987.
- [ 13 ] K.C.Gupta, R.Garg, and I.J.Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech, p.310, 1979.



著者紹介



張 幸 鍾(準會員)

1959年 2月 17日生. 1994年 8月 26日 전남대학교 공과대학 전자공학과 석사 졸업. 주관심 분야는 마이크로파회로, 고속디지털전송선로 해석 등임.



林 永 錫(正會員)

1957年 5月 26日生. 1984年 9月 ~ 현재 전남대학교 공과대학 전자공학과 부교수. 주관심 분야는 마이크로파회로, 고속디지털전송선로, 전자파 수치해석 등임.