

# 선형소자로 종단된 손실이 있는 다중 전송선의 FDTD 해석

## FDTD Analysis of Lossy Multiconductor Transmission Lines Terminated in Linear Loads

박범준\* · 주재철\* · 이현영\*\* · 박동철\*

Beom Jun Park\* · Jae Cheol Ju\* · Hyun Young Lee\*\* · Dong Chul Park\*

### 요 약

전송선 방정식을 이용하여 선형소자로 종단된 손실이 있는 다중 전송선에서의 누화(crosstalk)와 외부 전자파에 의한 결합현상을 FDTD 기법으로 해석하였다. 표피효과에 의한 도체의 손실을 고려하여 해석할 경우 전송선 방정식에 컨벌루션 적분이 나타나게 되는데 컨벌루션 적분의 계산량을 줄이기 위해서 프로나니(Prony) 방법을 이용하였다. 또한 저항뿐만 아니라 인덕터나 커패시터로 종단된 다중 전송선을 해석하기 위해 상태변수 표현식(state-variable formulation)을 이용하였다. TEM(Transverse Electromagnetic) 셀을 이용해서 다중 전송선에서의 누화와 외부 입사장에 의한 전자파 결합현상을 시간영역에서 측정하였고 이론적으로 구한 시뮬레이션 결과와 비교하여 잘 일치함을 확인하였다. 또한 PCB와 같이 KSC 3340 TIV보다 상대적으로 손실이 큰 전송선 구조인 경우 도체의 길이가 짧아도 손실을 포함해야 정확한 예측이 가능함을 확인하였고 저주파에서의 저항은 정상 시간 응답을 결정하고 고주파에서의 임피던스는 초기시간 응답을 결정함을 보였다.

### Abstract

Multiconductor transmission line(MTL) equations are solved by FDTD(Finite-Difference Time-Domain) method to predict crosstalk and fields to transmission line coupling on lossy multiconductor transmission lines terminated in arbitrary linear loads. Skin effect losses as well as dc losses are included in the analysis. In order to increase computational efficiency, the convolution integral of internal impedance of conductors and the line currents is computed by using Prony method. For boundary conditions of MTLs terminated in linear loads, state-variable formulation is adopted. The simulated results by FDTD method are compared with the measured ones obtained by using TEM cell. The predictions are in good agreement with the measurements. In addition, it has been found that skin effect losses as well as dc losses of the conductors should be included for accurate predictions on relatively high loss transmission lines such as PCB. It has also been found that dc losses and skin-effect losses affect late-time responses and early-time responses, respectively.

### I. 서 론

통신장비의 소형화 추세로 인해 부품들이 고집적

화되면서 부품 상호간 또는 부품을 연결하는 전송선 사이의 전자파 결합의 가능성이 증가하고 있고 광대역 디지털 신호의 이용에 따라 도체의 표피효과 손

「본 연구는 한국통신 정보통신기초과제(98-09) 연구비 지원에 의해 수행되었습니다.」  
\*충남대학교 전파공학과(Dept. of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)  
\*\*한국통신 가입자망연구소(Access Network Research Lab., Korea Telecom)  
· 논 문 번 호 : 991118-105  
· 수정완료일자 : 1999년 12월 20일

실에 의한 영향도 점점 커지고 있다. 반면에 시스템 구성시 전자기 결합에 민감한 저전압 저전력 소자의 사용으로 시스템의 내성은 약화되고 있는 실정이다. 시스템 내부 전원에 의한 누화(crosstalk)와 외부 전자파 결합에 의한 각종 장애에 적절하게 대처하려면 전자파 결합현상에 대한 정확한 예측이 필요하다.

지금까지 다중 전송선(Multiconductor Transmission Lines : MTLs)에서의 누화나 외부 전자파에 의한 결합현상은 전송선 이론으로부터 해석되고 있다. C. D. Taylor는 1965년에 주파수 영역에서 2개의 도체로 구성된 전송선에 외부 전자파가 입사하는 경우 결합현상을 해석하였고<sup>[1]</sup>, C. R. Paul이 1976년에 주파수 영역에서 다중 전송선으로 확장시켰다<sup>[2]</sup>. 시간영역에서는 A. K. Agrawal이 1980년에 다중 전송선에 외부 전자파가 입사하는 경우의 결합현상을 산란전압방식의 전송선 방정식을 이용하여 시간영역에서 유한차분 시간영역(Finite-Difference Time-Domain: FDTD) 기법으로 해석하였고<sup>[3]</sup>, F. Rachidi가 1993년에 산란전류 방식의 전송선 방정식을 유도하였다<sup>[4]</sup>. A. R. Orandi<sup>[5]</sup>는 1996년에 C. R. Paul이 도체손실을 고려하여 해석한 결과<sup>[6],[7]</sup>를 이용하여 임의소자로 중단된 다중전송선의 누화와 외부 결합현상을 해석하였으나 실험을 통한 정밀한 검증은 이루어지지 않았다.

본 논문에서는 주로 A. R. Orandi의 해석방법을 이용하여 누화 및 외부 전자파 결합현상을 FDTD 기법으로 시뮬레이션하고 그 결과들을 검증하기 위해 TEM(Transverse Electromagnetic) 셀을 이용한 시간영역에서 측정결과와 비교하였다. 도체의 손실을 고려할 때 저주파에서의 저항( $R_{dc}$ )에 의한 손실과 고주파에서의 표피효과에 의한 손실을 고려하였는데 도체의 표피효과에 의한 손실은 시간영역에서 전류와의 컨벌루션 적분형태로 나타나게 된다. 이 컨벌루션 적분의 계산량을 줄이기 위해서 프로니(Prony) 방법을 이용하였다. 선형 소자로 중단된 다중 전송선을 해석하기 위해 상태변수로 표현된 전송선 경계에서의 전압식을 이용하였다.

## II. 다중 전송선 방정식

예측 결과의 정확성 뿐만 아니라 수치계산의 효

율성 측면에서도 전송선 방정식은 다중 전송선에서의 전자기적 결합현상을 해석하는데 사용되는 가장 보편적인 방법이다. 매우 근접한 도체들 사이의 원하지 않는 전자기적 결합현상인 누화나 외부 전자파에 의한 전송선에서의 결합현상을 해석하는데 다중 전송선 방정식을 이용하면 full-wave 해석을 하는 3-D FDTD 기법이나 유한요소법에 비해 계산량이 현저하게 줄어들고 정확한 예측도 가능하다. 본 논문에서는 총전압 방식 전송선 방정식을 이용하여 외부로부터 입사하는 전기장의 수직 및 수평성분 모두를 등가 분포전원 형태로 표현하여 해석하였다.

해석하고자 하는 일반적인 다중 전송선의 구조는 그림 1과 같다. 외부 전자파가 다중 전송선에 입사할 때 다중 전송선 방정식은 맥스웰(Maxwell) 방정식으로부터 식 (1), (2)와 같이 유도된다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial z} [V(z, t)] + [Z_i(t)] * [I(z, t)] \\ & + [L] \frac{\partial}{\partial t} [I(z, t)] \\ & = - \frac{\partial}{\partial z} [E_T(z, t)] + [E_L(z, t)] \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial z} [I(z, t)] + [C] \frac{\partial}{\partial t} [V(z, t)] \\ & = - [C] \frac{\partial}{\partial t} [E_T(z, t)] \\ & - [G] \frac{\partial}{\partial t} [E_T(z, t)] \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $[V(z, t)]$ 와  $[I(z, t)]$ 는 각각 총전압과 총전류 행렬을,  $[Z_i]$ ,  $[L]$ ,  $[G]$ ,  $[C]$ 는 각각 단위길이상 내부 임피던스, 인덕턴스, 컨덕턴스, 커패시턴스 행렬을 나타낸다. 외부 입사장에 의해  $i$ 번째 전송선에 나타나는 외부 입사장에 의한 분포 전원항.  $[E_T(z, t)]$ ,와  $[E_L(z, t)]$ ,는 입사 전기장의 수직성분과 수평성분으로 표현할 수 있다.

$$[E_T(z, t)]_i = \int_0^{h_i} \vec{E}_x^i \cdot d\vec{l} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} [E_L(z, t)]_i &= E_z^i(i\text{-번째 도체}, z, t) \\ &- E_z^i(\text{기준 도체}, z, t) \end{aligned} \quad (3b)$$

여기서  $h_i$ 는 그림 1에 보인 바와 같이  $i$ 번째 선로의 높이이고  $\vec{E}_x^i$ 와  $\vec{E}_z^i$ 는 입사 전기장의 수직

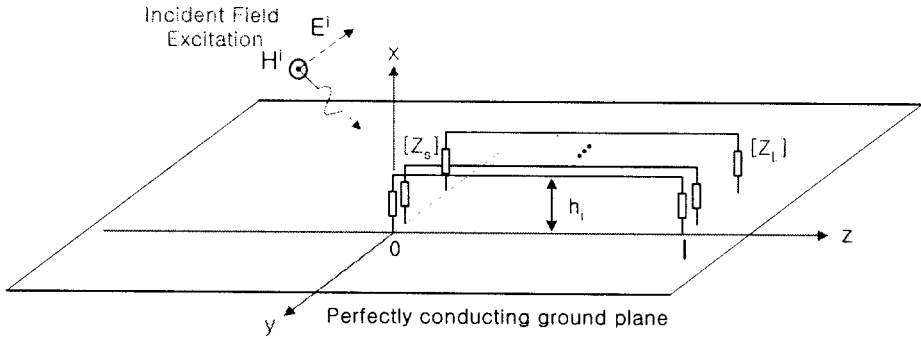


그림 1. 외부에서 입사하는 전자파와 다중 전송선

Fig. 1. Multiconductor transmission lines excited by an incident electromagnetic wave.

성분과 수평성분을 각각 나타낸다.

### 2-1 도체 손실 근사법

도체에 흐르는 전류는 주파수가 올라갈수록 표피 효과로 도체의 표면에만 집중되어 흐르게 되므로 도체 손실은 주파수의 함수가 된다. 또한 도체손실은 도체의 단면적의 크기나 전도성(conductivity)의 함수가 되고 전도성이 크고 단면적이 큰 도체일수록 도체손실은 작아지게 되고 반대로 전도성이 작고 단면적이 작은 도체일수록 도체손실은 커지게 된다. 저주파에서의 손실과 고주파에서의 표피효과 손실을 고려한 대표적인 내부 임피던스 근사식은 아래와 같다<sup>[8]</sup>.

$$Z_i(s) = A + B\sqrt{s} \quad (4)$$

여기서  $s$ 값은 라플라스 변환 변수를 나타낸다. 위 식에 대응되는 주파수 영역의 결과는  $s \Leftrightarrow j\omega$ 의 관계에서

$$\begin{aligned} Z_i(\omega) &= A + B\sqrt{j\omega} \\ &= A + B\sqrt{\pi}\sqrt{f}(1+j) \end{aligned} \quad (5)$$

과 같이 쓸 수 있다.  $A$ 는 dc영역에서의 저항값,  $R_{dc}$ 를 나타내고  $B\sqrt{\pi}\sqrt{f}(1+j)$ 의 실수부는 고주파영역에서의 저항값,  $R_{hf}$ 를, 허수부는 고주파영역에서의 내부 인덕턴스값,  $L_{i,hf}$ 를 의미한다. 고주파에서의 도체의 저항값은  $\sqrt{f}$ 에 비례하고 내부 인덕턴스값은  $\sqrt{f}$ 에 반비례하게 된다. 결국 주파수가

증가할수록  $R_{hf}$ 와  $\omega L_{i,hf}$  값이  $\sqrt{f}$ 에 비례해서 증가하므로 도체손실은  $\sqrt{f}$ 에 비례해서 증가하게 된다. 라플라스 영역에서의 전류와 도체의 내부임피던스의 곱은 시간영역에서는 컨벌루션 형태로 다음과 같이 나타난다.

$$[Z_i(s)][I(z,s)] \Leftrightarrow [Z_i(t)]*[I(z,t)] \quad (6)$$

식 (6)의 좌변은 식 (4)에 의해 아래와 같이 표현되고

$$\begin{aligned} [Z_i(s)][I(z,s)] &= [A][I(z,s)] \\ &+ [B] \left\{ \frac{1}{\sqrt{s}} \right\} s[I(z,s)] \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에  $\frac{1}{\sqrt{s}} \Leftrightarrow \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{\sqrt{t}}$ 의 공식을 이용해서 전개하면 식 (8)이 된다.

$$\begin{aligned} [Z_i(t)]*[I(z,t)] &= [A][I(z,t)] + \frac{1}{\sqrt{\pi}} [B] \\ &\cdot \left[ \int_0^t \frac{1}{\sqrt{\tau}} \frac{\partial}{\partial(t-\tau)} I(z,t-\tau) d\tau \right] \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 전류와 도체의 내부 임피던스와의 컨벌루션은 시간에 대한 적분항을 포함하게 되므로 이 값을 올바르게 계산하기 위해서는 과거의 모든 전류값을 이용해야만 한다. 그러나 과거의 전류값을 모두 계산하면 계산량이 급격히 증가하게 되므로 계산량을 줄이기 위해서 프로니 방법을 주로 이용한다<sup>[5],[9]</sup>. 미소시간  $\Delta t$ 를 작게 하면  $\Delta t$  구간에서 전류  $I$ 를 상수로 가정할 수 있고

$$\left[ \int_0^t \frac{1}{\sqrt{\tau}} I(t-\tau) d\tau \right] \approx \sqrt{\Delta t} \sum_{m=0}^n [I^{n+1-m}] \cdot Z_0(m) \quad (9a)$$

$$Z_0(m) = \int_m^{m+1} \frac{1}{\sqrt{s}} ds \quad (9b)$$

와 같이 표현할 수 있다. 또한  $Z_0(m)$ 은 다음과 같이 지수함수의 합으로 근사할 수 있다.

$$Z_0(m) \approx \sum_{m=1}^N a_i e^{m\alpha_i} \quad (10)$$

이때  $a_i$ 와  $\alpha_i$ 는 프로니 계수이고  $N$ 은 근사식에 사용된 지수함수의 개수이다. 본 논문에서는  $Z_0(m)$ 을 근사적으로 표현하기 위해 10개의 지수함수를 이용하였다<sup>[7],[9]</sup>.

### 2-2 FDTD 기법에 의한 다중 전송선 해석

다중 전송선에서의 누화나 외부 전자파에 의한 전송선에서의 결합현상을 해석하려면 전송선에서의 전압식과 전류식, 양쪽 경계에서의 전압식 등 총 4개의 FDTD식이 필요하다. 매질에 의한 손실의 영향은 무시할 수 있으므로  $[G]=0$ 으로 가정하고 그림 2(b)의 A점과 B점에서 식 (1)과 식 (2)를 이용하면 도체의 손실을 포함한 전송선에서의 전류식과 전압식을 아래와 같이 유도할 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$\begin{aligned} [I_k^{n+3/2}] &= [F]^{-1} \left\{ \frac{\Delta z}{\Delta t} [L] - \frac{\Delta z}{2} [A] \right. \\ &+ \left. \frac{\Delta z}{\sqrt{\pi \Delta t}} [B] Z_0(0) \right\} [I_k^{n+1/2}] \\ &- [F]^{-1} [B] \frac{\Delta z}{\sqrt{\pi \Delta t}} \sum_{i=1}^{10} \Psi_i^n \\ &- [F]^{-1} [V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}] \\ &- [F]^{-1} [E_{T,k+1}^{n+1} - E_{T,k}^{n+1}] \\ &+ [F]^{-1} \frac{\Delta z}{2} [E_{L,k}^{n+3/2} + E_{L,k}^{n+1/2}] \quad (11a) \end{aligned}$$

$$\Psi_i^n = a_i e^{\alpha_i} [I_k^{n+1/2} - I_k^{n-1/2}] + e^{\alpha_i} \Psi_i^{n-1} \quad (11b)$$

$$\begin{aligned} F^{-1} &= \left\{ \frac{\Delta z}{\Delta t} [L] + \frac{\Delta z}{2} [A] \right. \\ &+ \left. \frac{\Delta z}{\sqrt{\pi \Delta t}} [B] Z_0(0) \right\}^{-1} \quad (11c) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} [V_k^{n+1}] &= [V_k^n] - \frac{\Delta t}{\Delta z} [C]^{-1} \\ &\cdot \{ [I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}] \} - [E_{T,k}^{n+1} - E_{T,k}^n] \quad (12) \end{aligned}$$

여기서  $\Delta t$ 와  $\Delta z$ 는 각각 시간과 공간에 대한 증분을 나타내고  $[V_k^{n+1}]$ 의 위 첨자,  $n+1$ 은 전압이 계산되는 시간을 나타내고 아래 첨자,  $k$ 는 전압이 계산되는 위치를 나타낸다. 또한 입사 전기장  $[E_T(z, t)]_i$ 는 전압이 정의된 점에서 전원화되고  $[E_L(z, t)]_i$ 는 전류가 정의된 점에서 전원화 된다.

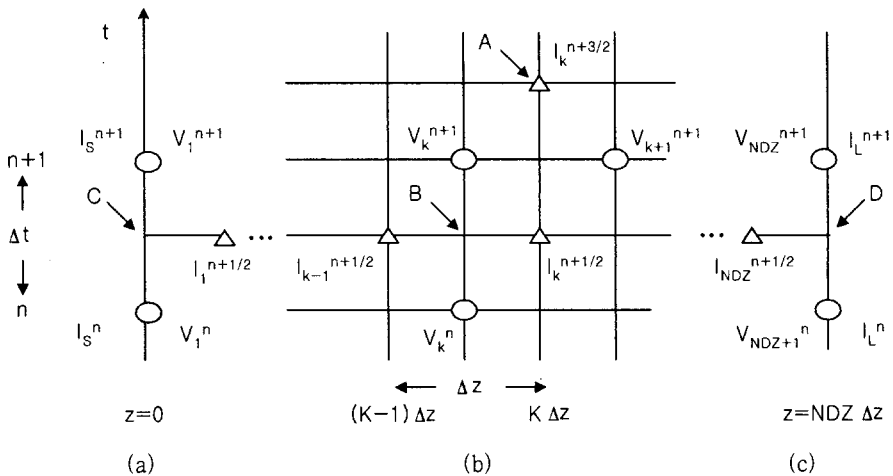


그림 2. 전송선에서 전압과 전류를 계산하기 위한 FDTD 그리드.  
Fig. 2. FDTD grids for calculation of voltage and current along the line.

전송선 문제를 풀 때 전송선 경계에서 적용하는 경계조건은 전송선의 부하를 구성하는 소자에 따라 달라지게 된다. 선형소자로 종단된 다중 전송선의 경우 경계조건으로 상태변수 표현식(state-variable formulation)을 이용하여 해석할 수 있다<sup>[5]</sup>. 선형 회로망의 경우 일반적인 식은

$$\frac{d}{dt} X(t) = MX(t) + NU(t) \quad (13)$$

이고 이와 관련된 출력 관계식은

$$Y(t) = OX(t) + PU(t) + Q\frac{d}{dt} U(t) \quad (14)$$

이다. 여기서 행렬  $X(t)$ 는 종단 회로망에서의 상태 변수로서 인덕터에 흐르는 전류나 커패시터에 걸리는 전압을 나타내고, 행렬  $U(t)$ 는 독립전원을, 행렬  $Y(t)$ 는 종단 회로망의 전류값을 각각 나타낸다. 그림 2(a)와 (c)의 C점과 D점에서 식 (2)에 경계 조건 식 (13)과 식 (14)를 적용하면 소스와 부하에서의 전압식을 유도할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} & \left[ \begin{array}{cc} \left\{ \frac{\Delta z}{\Delta t}[C] - \frac{1}{\Delta t}[Q_1] - [P_1] \right\} & -[O_S] \\ -\Delta t[N_1] & 1_n - \Delta t[M_S] \end{array} \right] \\ & \cdot \begin{bmatrix} V_1^{n+1} \\ X_S^{n+1} \end{bmatrix} \\ & = \left[ \begin{array}{cc} \left\{ \frac{\Delta z}{\Delta t}[C] - \frac{1}{\Delta t}[Q_1] \right\} & 0 \\ 0 & 1_n \end{array} \right] \begin{bmatrix} V_1^n \\ X_S^n \end{bmatrix} \\ & + \left[ \begin{array}{c} \left\{ [P_S] + \frac{[Q_S]}{\Delta t} \right\} \\ \Delta t[N_S] \end{array} \right] [S_S^{n+1}] \\ & + \left[ \begin{array}{cc} \left\{ [I_3^n] - 2[I_1^{n+1/2}] - \frac{1}{\Delta t}[Q_S][S_3^n] \right\} \\ -\frac{\Delta z}{\Delta t}[C][E_{T,1}^{n+1} - E_{T,1}^n] \\ 0 \end{array} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} & \left[ \begin{array}{cc} \left\{ \frac{\Delta z}{\Delta t}[C] - \frac{1}{\Delta t}[Q_{NDZ+1}] \right\} & -[O_L] \\ -[P_{NDZ+1}] & \\ -\Delta t[N_{NDZ+1}] & 1_n - \Delta t[M_L] \end{array} \right] \\ & \cdot \begin{bmatrix} V_{NDZ+1}^{n+1} \\ X_L^{n+1} \end{bmatrix} \\ & = \left[ \begin{array}{cc} \left\{ \frac{\Delta z}{\Delta t}[C] - \frac{1}{\Delta t}[Q_{NDZ+1}] \right\} & 0 \\ 0 & 1_n \end{array} \right] \begin{bmatrix} V_{NDZ+1}^n \\ X_L^n \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \left[ \begin{array}{c} \left\{ [P_L] + \frac{[Q_L]}{\Delta t} \right\} \\ \Delta t[N_L] \end{array} \right] [S_L^{n+1}] \\ & + \left[ \begin{array}{c} \left\{ [I_2^n] + 2[I_{NDZ}^{n+1/2}] - \frac{1}{\Delta t}[Q_L][S_2^n] \right\} \\ -\frac{\Delta z}{\Delta t}[C][E_{T,NDZ+1}^{n+1} - E_{T,NDZ+1}^n] \\ 0 \end{array} \right] \end{aligned} \quad (16)$$

이때 유의해야할 점은 FDTD 기법으로 식 (15)와 식 (16)을 이용해서 경계에서의 전압을 계산할 때  $I_S^n$ 과  $I_L^n$ 을 먼저 계산해야 한다는 것이다. 소스와 부하에 흐르는 전류,  $I_S$ 와  $I_L$ 은 다음 식을 이용해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} [I_S^n] &= [O_S][X_S^n] + [P_1][V_1^n] + [P_S][S_S^n] \\ &+ \frac{1}{\Delta t}[Q_1][V_1^n - V_1^{n-1}] \\ &+ \frac{1}{\Delta t}[Q_S][S_S^n - S_S^{n-1}] \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} [I_L^n] &= [O_L][X_L^n] + [P_{NDZ+1}][V_{NDZ+1}^n] \\ &+ [P_L][S_L^n] + \frac{1}{\Delta t}[Q_{NDZ+1}] \\ &\cdot [V_{NDZ+1}^n - V_{NDZ+1}^{n-1}] \\ &+ \frac{1}{\Delta t}[Q_L][S_L^n - S_L^{n-1}] \end{aligned} \quad (18)$$

따라서 선형소자로 종단된 전송선의 경우 누화와 전자파 결합현상을 해석할 때 전송선에서의 전압식과 전류식인 식 (11), 식 (12)와 경계에서의 전압식인 식 (17), 식 (18)을 이용하면 된다. 다중 전송선의 경우 FDTD식은 행렬 방정식 형태가 되고 도체의 손실은 4개의 FDTD식 중에서 전송선에서의 전류식에서만 고려됨을 알 수 있다.

FDTD 기법으로 전압 및 전류값을 계산하는 순서는 먼저 전압 및 전류의 초기값을 모두 0으로 주고 위에서 유도한 식들을 이용해서 전압값을 먼저 계산하고 이 계산된 전압값을 이용해서 전류값을 구한다. 다음 시간 스텝에는 이전에 계산된 전류값을 이용해서 전압값을 계산하고, 동일한 방법으로 계산된 이 전압값을 이용해서 전류값을 구한다. 이와 같이 누화나 외부 입사장에 의해 전송선 양단에 유도되는 전압과 전류값은 시간과 공간에 대해서 번갈아 구해 나가면 된다. 이때 시간스텝은 Courant 안정조건(stability condition)<sup>[9]</sup>,  $\Delta t \leq \Delta z/v_p$ 을 만족해야 하며 만약 전송선이 PCB에서와 같이 비균일 매질

속에 있는 경우  $v_p$  는 여러 값을 가지는데 이중 가장 빠른  $v_p$  를 이용해서 시간스텝을 결정한다.

### III. 측정 및 시뮬레이션 결과

누화를 실험하기 위해서 테스트선로의 한 도체에 임의파형발생기(AWG 2041)를 이용하여 임의의 사다리꼴 펄스파형의 전압을 인가한 뒤에 디지털 실시간 오실로스코프(digital real time oscilloscope TDS 684B)를 이용하여 나머지 다른 도체에서 누화전압을 측정하였다<sup>[10]</sup>. 먼저 선형소자로 중단된 경우 등가회로는 그림 3과 같다. 테스트선로로는 두 개의 도체로 구성된 KSC 3340 TIV를 택하였고 그림 4에 단면구조를 보였다. 이 단면구조로부터 전송선 방정식의 단위길이당 파라미터  $[Z]$ ,  $[L]$ ,  $[C]$ 를 해석하였다<sup>[7]</sup>. 이때 테스트 선로의 길이는 약 90 cm이고 접지면으로부터 3 cm 높이에 있다.

시뮬레이션과 실험에서 사용된 전압파형은 크기가 1 V인 사다리꼴 펄스파로 상승시간 및 하강시간은 각각 10 ns이고 펄스 폭은 20 ns이다. 그림 5에

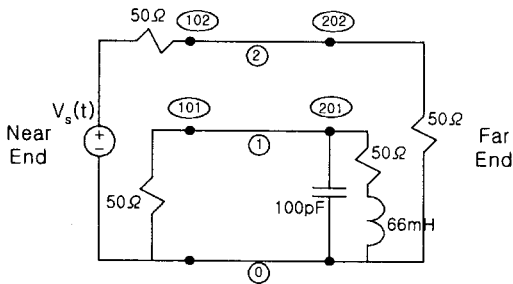


그림 3. R, L, C로 중단된 전송선 구조.

Fig. 3. Geometry of MTL terminated in R, L, and C.

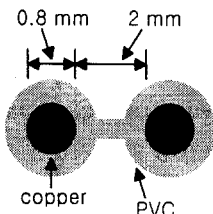
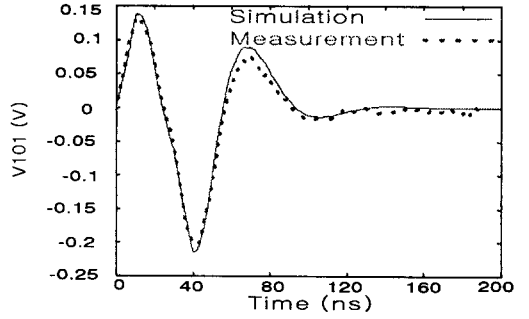
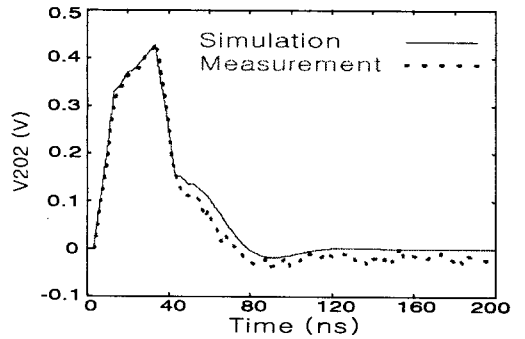


그림 4. KSC 3340 TIV의 단면구조.

Fig. 4. Cross-sectional view of KSC 3340 TIV.



(a)



(b)

그림 5. 전압 파형. (a) V101, (b) V202.

Fig. 5. Voltage waveforms. (a) V101, (b) V202.

FDTD 기법을 이용해서 계산한 시뮬레이션 결과와 측정결과를 비교하였고 잘 일치함을 확인할 수 있다. 대부분의 통신선로로 사용되는 연동선의 경우에는 실험에서 사용된 전압파형의 주파수범위에서는 도체의 단면적이 크고 손실이 작은 경우로 볼 수 있으므로 손실의 영향은 거의 나타나지 않는다.

다음으로, 도체의 단면적이 작아서 상대적으로 손실이 큰 PCB구조에 대해 시뮬레이션 하였다. 전송선 구조와 단면구조를 그림 6과 그림 7에 각각 보였다. 그림 7에서 보는 바와 같이 PCB는 3개의 도체로 구성되어 있고 유전율이 12인 실리콘 기판위에 놓여있다. PCB도체의 길이는 10 cm이고 사용된 전압파형은 상승시간이 50 ps이고 크기가 1 V인 램프(ramp) 파형이다.

이 경우에는 비균일 매질에 도체가 있는 경우이고 도체 1과 도체 2의 모드속도가 서로 다르게 된다. 이 모드속도는 L, C 행렬의 대각화(diagonalize)로부터 계산될 수 있다<sup>[7]</sup>. 그림 7의 경우  $v_{m1} =$

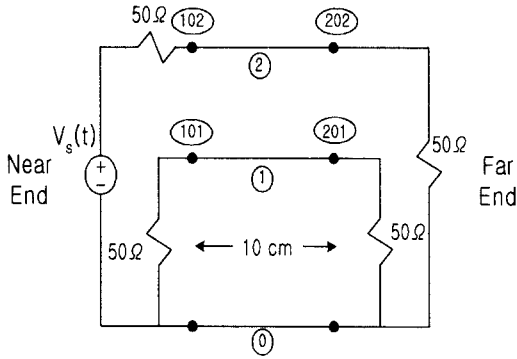


그림 6. 저항으로 종단된 다중 전송선 구조.

Fig. 6. Geometry of MTL terminated in resistor.

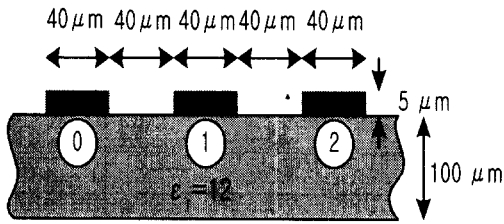
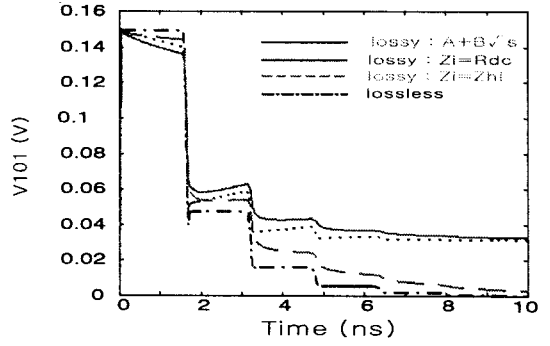


그림 7. PCB의 단면구조.

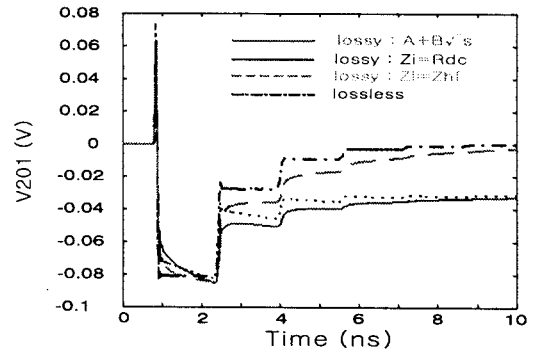
Fig. 7. Cross-sectional view of PCB.

1.18303E8이고  $v_{m2} = 1.27049E8$ 이다. 그러므로 2개의 모드 속도중에서 빠른 값인  $v_{m2}$ 를 이용하여 Courant 안정조건을 만족하는  $\Delta t$ 를 이용하여 시뮬레이션하였다. 그림 8에는 도체의 손실을 고려하지 않은 무손실인 경우, dc에서의 저항만 고려한 경우, 표피효과에 의한 손실만 고려한 경우, 그리고 dc에서의 저항과 표피효과에 의한 손실도 포함한 경우에 대하여 시뮬레이션한 결과를 비교하였다.

PCB와 같이 도체의 단면적이 작아서 도체손실이 크고 전압 파형의 주파수 성분이 높아서 표피효과에 의한 도체손실이 커질 경우 도체의 길이가 짧아도 전송선의 도체손실을 고려해야만 정확한 예측이 가능함을 알 수 있다. 또한  $A + B\sqrt{s}$ 의 근사식에서 앞부분인 저주파에서의 저항( $R_{dc}$ )을 고려해서 계산하면 정상시간 응답(late-time response)은 예측이 가능하지만 초기시간 응답(early-time response)은 예측이 어려움을 보였다. 반대로 근사식의 뒷부분인 고주파에서의 임피던스값을 고려해서 계산하면 초기시간 응답은 예측 가능하지만 정상시간 응답은 예



(a)



(b)

그림 8. 누화 전압. (a) V101, (b) V201

Fig. 8. Crosstalk voltages. (a) V101, (b) V201.

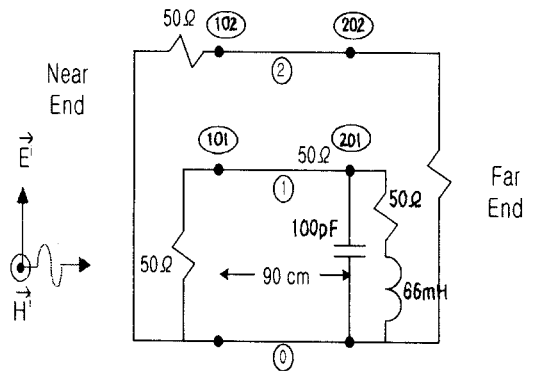


그림 9. R, L과 C로 종단된 다중 전송선과 입사 평면파.

Fig. 9. Geometry of MTL terminated in R, L, and C and the incident uniform plane wave.

측하기 어렵게 됨도 보였다.

전송선과 외부 전자파와의 결합현상은 TEM 셀

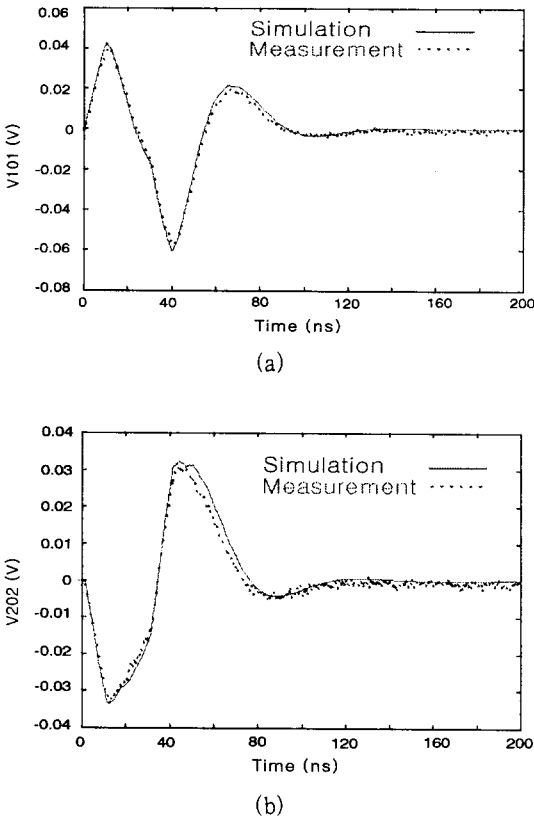


그림 10. KSC 3340 TIV의 유도전압  
(a) V101, (b) V201.

Fig. 10. Induced voltages on KSC 3340 TIV.  
(a) V101, (b) V201.

을 이용하여 균일한 외부 전자파를 전송선에 입사시켜 전송선 부하에 나타나는 유도전압을 측정하여 규명해 볼 수 있다. 실험에 사용된 TEM 셀은 특성 임피던스가 50 Ω이고 차단주파수는 대략 1 GHz이다<sup>[11]</sup>. 그림 9에 선형소자로 중단된 전송선과 외부 입사장의 입사방향을 보였는데 TEM 셀 내부에 놓여 있는 전송선의 길이방향으로 TEM 모드가 진행하게 되는 것이다. 시뮬레이션 및 실험결과를 그림 10에서 비교하였고 서로 잘 일치함을 확인하였다. 이때 TEM 셀에 인가한 전압은 누화실험에서 파형과 같고 테스트 선로는 KSC 3340 TIV을 이용하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 선형소자로 중단된 손실이 있는

다중 전송선에서의 누화와 외부 전자파에 의한 결합 현상을 FDTD 기법을 이용하여 해석하였고 시간영역에서 TEM 셀을 이용해서 실험하였다. 다양한 전송선 구조에 대해 시뮬레이션하고 실험하였으며 시뮬레이션과 실험결과들을 비교하여 잘 일치함을 보였다. 전송선 방정식을 이용해서 누화나 전자파 결합현상을 해석할 경우 full wave 해석을 하는 3-D FDTD 기법이나 유한요소법에 비해 계산량이 현저히 줄어들고 정확한 예측이 가능함을 이론과 실험을 통하여 확인하였다. 시간영역에서 컨벌루션 형태로 나타나는 도체의 내부 임피던스에 의한 손실항을 계산할 때 프로방 방법을 이용하면 계산량도 줄일 수 있고 정확한 예측도 가능함을 확인하였고 상태변수로 표현된 경계에서의 전압식을 이용하여 저항뿐만 아니라 인덕터나 커패시터로 중단된 다중 전송선도 해석하였다.

KSC 3340 TIV와 같이 도체 단면적이 커서 도체 손실이 작으면 길이가 짧을 경우 도체 손실에 의한 영향이 거의 나타나지 않아서 손실을 고려하지 않아도 되지만 PCB와 같이 도체의 단면적이 작아서 도체손실이 커질 경우 전송선의 길이가 짧아도 도체손실을 고려해야만 적절한 예측이 가능함을 확인하였다. 또한  $A + B\sqrt{s}$ 의 근사식에서 앞부분인 저주파에서의 저항 ( $R_{dc}$ )는 정상시간 응답을 결정하고 뒷부분인 고주파에서의 임피던스값은 초기시간 응답을 결정함도 보였다.

본 연구는 다중 전송선로에서의 누화나 전자파 결합현상이 통신시스템 성능에 미치는 영향을 예측하고 이에 따른 적절한 대비책을 강구하는데 활용될 수 있다. 또한 실제 케이블에서의 누화나 외부 전자파에 의한 결합현상을 해석하는데에도 이용될 수 있다.

감사의 글

본 논문의 실험은 한국표준과학연구원 전자기환경그룹의 측정설비를 이용하여 수행되었습니다. 정연춘 그룹장을 위시한 그룹소속 연구원들의 협조에 감사드립니다.



참 고 문 헌

[1] C. D. Taylor, R. S. Satterwhite, and C. W. Harrison, "The Response of a Terminated Two-Wire Transmission Line Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field," *IEEE Trans. Antennas, Propagat.*, vol. AP-13, pp. 987-989, Nov., 1965.

[2] C. R. Paul, "Frequency Response of Multi-conductor Transmission Lines Illuminated by an Electromagnetic Field," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-18, pp. 183-190, Nov., 1976.

[3] A. K. Agrawal, H. J. Price, and S. H. Gurbaxani, "Transient Response of Multi-conductor Transmission Lines Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-22, pp. 119-129, May, 1980.

[4] F. Rachidi, "Formulation of Field-to-Transmission Line Coupling Equations in Terms of Magnetic Excitation Fields," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-35, no. 3, Aug., 1993.

[5] A. Orlandi and C. R. Paul, "FDTD Analysis of Lossy, Multiconductor Transmission Lines Terminated in Arbitrary Loads," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-38, pp. 388-399, Aug., 1996.

[6] C. R. Paul, "Incorporation of Terminal Constraints in the FDTD Analysis of Transmission Lines," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-36, pp. 85-91, May, 1994.

[7] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, Wiley Interscience, New York, 1994.

[8] N. S. Nahman and D. R. Holt, "Transient analysis of Coaxial Cables using the Skin Effect Approximation  $A + B\sqrt{s}$ ," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. 19, pp. 443-451, Sept., 1972.

[9] K. S. Kunz and R. J. Luebbers, *The Finite Difference Time Domain Method in Electromagnetics*, CRC Press, 1993.

[10] 박범준, 주재철, 김종국, 이현영, 박동철, "FDTD를 이용한 선형소자로 중단된 손실 다중 전송선로의 누화해석", 추계 마이크로파 및 전파 학술대회 논문지, vol. 22, no. 2, pp. 181-184, 1999.

[11] 주재철, 박범준, 김종국, 이현영, 임계재, 박동철, "외부 전자파에 의한 LAN 케이블의 유도 전압", 한국전자과학회 논문지, 第 10卷, 第 5號, pp. 719-726, 1999.

박 범 준



1994년 2월: 충남대학교 전자공학과(공학사)  
 2000년 2월: 충남대학교 전파공학과(공학석사)  
 2000년 2월~현재: 한국통신프리텔 연구원  
 [주 관심분야] 전자장 수치해석, 전송선이론, EMI/EMC

전송선이론, EMI/EMC

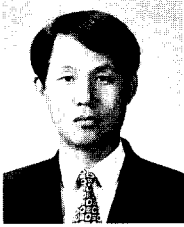
주 재 철



1991년 2월: 명지대학교 전자공학과(공학사)  
 1996년 7월: Oklahoma State University, Stillwater(공학석사)  
 1997년 3월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정 재학중(한국표준과학연구원 학연과정)

[주 관심분야] 전자장 수치해석, 전송선이론, EMI/EMC

이 현 영



1977년 3월: 한국항공대학교 통신 공학과(공학사)

1988년 8월: 연세대학교 대학원 (공학석사)

1997년 3월~현재: 충남대학교 대학원 박사과정

1980년 2월~1983년 12월: 한국전

자통신연구소 연구원

1984년 1월~현재: 한국통신연구개발본부 책임연구원

[주 관심분야] 통신설비의 EMI/EMC, Lighting coupling 해석

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과(공학사)

1976년 2월: 한국과학기술원 전기·전자공학과(공학석사)

1984년 12월: University of California, Santa Barbara(공학박사)

1976년~현재: 충남대학교 공과대학

전과공학과 교수

1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany. 방문교수

1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson

1998년~현재: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson

2000년~현재: 한국전자과학회 회장

[주 관심분야] Microwave and millimeter-wave passive devices, EMC/EMI topics, and Antennas.