TEM 다중 전송 선로에 대한 Closed-Form 형태의 시간 영역 해석

Closed-Form Time Domain Solutions for Multiconductor TEM Lines

정 재 훈 · 홍 익 표*

Jae-Hoon Jeong · Ic-Pyo Hong*

요 약

본 논문에서는 무손실을 가정한 다중 전송 선로에서 전압, 전류로 결합되어 나타나는 텔레그래프(telegrapher) 방정식의 시간 영역 Closed-form 해석해를 EP(Explicit Propagator) 방법을 이용하여 구하였다. 전송 선로에서 전압과 전류를 정확하게 얻기 위한 시간 영역의 표현식을 얻었으며, 본 논문의 결과를 검증하기 위하여 대칭 결합 스트립 선로, 선형 테이퍼 형태의 비균일 결합 스트립 선로 그리고 삼중 비대칭 스트립 선로에 대한 과도 응답 특성을 구하고 상용 소프트웨어 결과와 비교하였다. 본 논문에서 개발된 시간 영역의 수치 해석 방법은 균일, 비균일 또는 대칭, 비대칭 스트립 선로의 시간 영역 파형에 대해 매우 정확한 결과를 보여주며, 다양한 결합 선로의 해석에 유용하게 사용할 수 있다.

Abstract

Time domain closed-form analytical solutions to the coupled telegrapher's equations for the voltage and current on a lossless multiconductor transmission line are presented. The resulting expressions are obtained in the form of exact time domain propagators operating on the line voltage and current. Time domain numerical methods are developed and examples showing exceptionally accurate results are obtained for uniform and nonuniform; symmetric and asymmetric strip lines.

Key words : Propagator, Time Domain Analysis, Multiconductor Transmission Lines

Ⅰ. 서 론

최근 MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit)와 같은 마이크로파 집적 회로 또는 반도체 VLSI(Very Large Scale of Integration)에서 고속의 동작, 소형화 등이 요구되면서 회로를 구성하는 다중 전송 선로(multiconductor transmission lines)에 대한 정확하고 간단한 해석 방법의 필요성이 증가하고 있다.

다중 전송 선로의 시간 영역 해석을 위한 수치 해석 방법은 크게 주파수-시간 영역 convolution 방법과 직접 시간 영역 방법의 두 가지로 나뉜다. 이 중 주파수 영역 방법은 주파수에 따른 손실들을 정확하게 처리할 수 있다는 장점이 있지만, 시간 영역 응답을 얻기 위해 주파수 영역 데이터를 라플라스 변환 또는 고속 푸리에 변환을 하기 때문에 광대역의 주파수 계산을 위해서는 반복된 계산을 필요로 한다는 단점이 있다[1]. 이러한 일반적인 접근 방법이 길이가 긴 전송 선로뿐만 아니라 짧은 전송 선로에 대해서도 유용하게 사용될 수 있지만 계산 속도의 향상, 간단한 컴퓨터 프로그램, 그리고 시간 영역에서 가장 잘 표현될 수 있는 비선형 종단 해석 등과 같은 이유

「이 논문은 2005년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2005-214-D00331).」

텍사스 주립대학교 전기 및 컴퓨터공학과(Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Texas at Austin)

*공주대학교 정보통신공학부(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Kongju National University)

· 논 문 번 호 : 20070508-054

· 수정완료일자 : 2007년 6월 12일

로 시간 영역 방법의 개선이 요구된다.

직접 시간 영역 방법으로는 Branin[2]에 의해 처음 제안된 전송 선로를 위한 특성화 방법(Method of Characteristics: MoC)이 있다. MoC는 단일 무손실 전송선로에 대한 파동 방정식에 대한 해석적 해를 구하기 위해 시간 영역에서 직접 계산을 한다. Li[3]는 선형 변환 MoC[4]~[6]를 사용하여 다중 전송 선로의 과도 응답을 해석하는 기술을 소개하였으며, 최근에 Nakhla *et al.*[1]는 고전적인 long-itudinal 분할 방법 대신 transverse 분할 기술을 사용하여 계산 시간을 줄이고 수렴 속도를 향상시키는 방법을 제안하였다.

또한, 최근에는 다중 전송 선로 문제를 풀기 위한 방법으로 웨이블릿 변환 방법이 주목을 받고 있다[7],[8]. 푸리에 변환과 같이, 웨이블릿 변환 방법은 주파수 영역 방법이지만 웨이블릿 기저 함수들의 제한된 대역폭을 이용하여 푸리에 변환에서 필요한 넓은 대역폭 요구 사항을 해결할 수 있다는 장점이 있다[7].

시간 영역 유한 차분법(FDTD)은 전송 선로를 수치적으로 모델링할 수 있는 널리 알려진 방법 중 하나이다[9]. FDTD 방법은 수치적 분산 문제라는 단점을 가지고 있지만[10], 이 방법은 직접 텔레그래프 방정식을 시간 영역에서 풀고 다중 전송 선로에 쉽게 적용할 수 있다는 장점을 갖는다[11]. 또한, FDTD는 파장에 비해 길지 않은 비균일 전송 선로를 해석하는데 매우 유용하다.

상사 변환 방법(the similarity transform method)은 시간 영역에서 다중 TEM 선로를 해석하기 위해 가장 널리 사용되는 방법 중 하나로[9], 다중 선로 방정식이 상사 변환을 사용하여 비결합되며, 모드 특성 임피던스와 전파 속도를 얻을 수 있다. Cheldavi *et al.*[12]는 결합 선로의 등가 연속 시간 선형 필터 모델을 가진 모드 decomposition 방법을 적용하여 시간 영역 해를 구하였다. 이 방법은 비균일 결합 선로 문제에 대해 훌륭한 결과를 제공한다. 최근에 Amirhosseini *et al.*[13]는 직접적으로 모드 기술을 diagonal 모드 특성 임피던스 행렬과 모드 전압 벡터의 곱으로 표현되는 전압과 전류를 가진 텔레그래프 방정식에 적용하였으며, 이 방법은 대칭 결합 전송 선로에 적용될 수 있다.

본 논문에서 제안한 EP(Explicit Propagator) 방법은 무손실 전송 선로에 대한 시간 영역 전파 인자(propagator) 해를 구하기 위하여 참고문헌 [14]에서 소개되었으며, 참고문헌 [15]에서 손실 선로로 적용을 확장하였다. 지금까지 전압과 전류에 의해 결합된 텔레그래프 방정식에 대한 시간 영역 전파인자의 Explicit 수치적 특성이 단일 전송 선로의 몇 가지 형태에 대해 정확한 결과들을 얻기 위해 사용되었다. 특히 본 논문에서 제안한 EP 방법의 유용한 특징 중 하나는 수치적 분산 특성과 관계가 없다는 것이다[16].

본 논문에서는 무손실 다중 전송 선로에 대해 시간 영역 전파인자 해석을 제안하였다. II장에서는 결합 TEM 선로에 대해 수학적 모델을 유도하였고, III장에서는 본 논문에서 제안한 방법의 정확성을 입증하기 위하여 몇 가지 예로, 균일과 비균일, 이중 결합 선로와 삼중 결합 스트립 선로를 해석하였다.

II. 결합 TEM 선로에 대한 전파인자 모델

시간 영역에서 N개의 결합된 TEM 선로에 대한 전송 선로 텔레그래프 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$[C]\frac{\partial}{\partial t}[V]=-\frac{\partial}{\partial z}[I] \tag{1}$$

$$[L]\frac{\partial}{\partial t}[I]=-\frac{\partial}{\partial z}[V] \tag{2}$$

여기서 전송선로는 z축을 따라 위치하며, 벡터 $[V]$와 $[I]$는 도체 위의 전압들과 전류들로 정의된다. $[L]$과 $[C]$는 다음 식 (3)을 만족시키는 단위 길이당 인덕턴스와 커패시턴스를 갖는 N×N 행렬로 나타낼 수 있다.

$$[L][C]=\frac{1}{v_p^{\,2}}\bar{\mathbf{I}} \tag{3}$$

여기서 v_p는 위상속도이며, $\bar{\mathbf{I}}$는 단위 행렬을 나타낸다.

식 (1)과 (2)로부터 미분항을 함께 나타내면,

$$\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix}[V]\\ [I]\end{bmatrix}=-\begin{bmatrix}[0] & [C]^{-1}\frac{\partial}{\partial z}\\ [L]^{-1}\frac{\partial}{\partial z} & [0]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[V]\\ [I]\end{bmatrix} \tag{4}$$

와 같으며 식 (4)는 다음과 같이 하나의 식 (5)로 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} = \bar{\mathbf{S}}\mathbf{F} \tag{5}$$

여기서 $\mathbf{F}$는 전압-전류 벡터이며, $\bar{\mathbf{S}}$는 식 (4)로 나타나는 동작 행렬(operator matrix)이다.

식 (5)에 대한 해는 식 (6)을 만족하는 전파인자 행렬 $\bar{\mathbf{K}}(z,t)$를 찾아 얻을 수 있다[17].

$$\frac{\partial \bar{\mathbf{K}}(z,t)}{\partial t} = \bar{\mathbf{S}}\bar{\mathbf{K}}(z,t) \tag{6}$$

초기 조건은 식 (7)로 주어진다.

$$\lim_{t\to 0}\bar{\mathbf{K}}(z,t) = \bar{\mathbf{I}}\delta(z-z') \tag{7}$$

여기서 δ는 Dirac delta 함수이고 z'는 t=0에서 전압과 전류의 초기 위치이다. 초기 조건 식 (7)을 이용하여 식 (6)의 해를 구하면, 식 (8)과 같이 얻을 수 있으며[14],

$$\bar{\mathbf{K}} = e^{\bar{\mathbf{S}}t}\delta(z-z') \tag{8}$$

식 (8)에서 얻은 결과에 앞의 식 (5)에서 정의했던 동작 행렬 $\bar{\mathbf{S}}$를 대입하여 정리하면 식 (9)와 같이 전파인자 행렬 $\bar{\mathbf{K}}$를 다시 얻을 수 있다.

$$\bar{\mathbf{K}} = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} e^{\bar{\mathbf{S}}\bar{z}}\exp[jk_z(z-z')]dk_z \tag{9}$$

식 (9)의 $e^{\bar{\mathbf{S}}t}$는 분해 행렬 방법(resolvent matrix method)을 이용하여 2×2 행렬로 변환할 수 있고[17], 이를 식 (9)에 대입하면 식 (10)과 같이 전파인자 행렬 $\bar{\mathbf{K}}$를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{K}} &= \begin{bmatrix}[K_{11}] & [K_{12}]\\ [K_{21}] & [K_{22}]\end{bmatrix}\\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\begin{bmatrix}\cos(k_z v_p t)\bar{\mathbf{I}} & -jv_p\sin(k_z v_p t)[L]\\ -jv_p\sin(k_z v_p t)[C] & \cos(k_z v_p t)\bar{\mathbf{I}}\end{bmatrix}\cdot\\ &\quad \exp[jk_z(z-z')]dk_z\end{aligned} \tag{10}$$

식 (10)을 풀면 식 (11)과 같이 얻을 수 있다.

$$\bar{\mathbf{K}} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix}\{\delta(\bar{z}+v_p t)+\delta(\bar{z}-v_p t)\}\bar{\mathbf{I}} & -v_p\{\delta(\bar{z}+v_p t)-\delta(\bar{z}-v_p t)\}[L]\\ -v_p\{\delta(\bar{z}+v_p t)-\delta(\bar{z}-v_p t)\}[C] & \{\delta(\bar{z}+v_p t)+\delta(\bar{z}-v_p t)\}\bar{\mathbf{I}}\end{bmatrix} \tag{11}$$

여기서 $\bar{z} \doteq z - z'$이다. 수학적으로 이 연산은 식 (12)로 표현되는 초기 전압과 전류를 가진 전파인자의 공간 convolution이다[17].

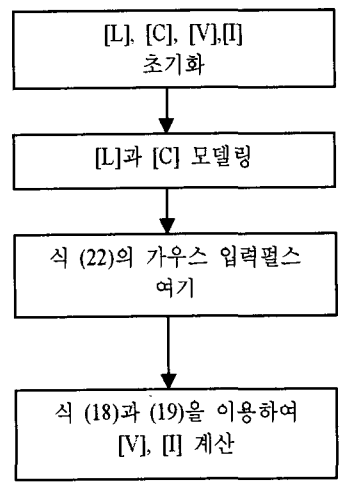
$$\begin{bmatrix}[V(z,t)]\\ [I(z,t)]\end{bmatrix} = \int_{-\infty}^{\infty}\bar{\mathbf{K}}\cdot\begin{bmatrix}[V(z')]\\ [I(z')]\end{bmatrix}dz' \tag{12}$$

식 (11)을 식 (12)에 대입하면 결국 해는 다음과 같이 주어진다.

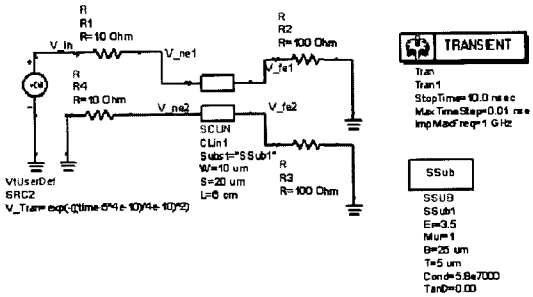
$$[V(z,t)] = \frac{1}{2}\left[V(z+v_p t)+V(z-v_p t)\right] - \frac{1}{2}v_p[L]\left[I(z+v_p t)-I(z-v_p t)\right] \tag{13}$$

$$[I(z,t)] = \frac{1}{2}\left[I(z+v_p t)+I(z-v_p t)\right] - \frac{1}{2}v_p[C]\left[V(z+v_p t)-V(z-v_p t)\right] \tag{14}$$

식 (13)과 (14)는 현재 시간의 전압 또는 현재 시



(a)



(b)

그림 1. (a) EP 방법을 위한 flow chart, (b) ADS simulation을 위한 모델

Fig. 1. (a) EP Method flow chart, (b) Model for ADS simulation.

간 전류가 과거 시간의 전압과 전류의 크기의 덧셈 또는 차이에 의해 결정된다는 것을 보여주는 정확한 해석 표현을 의미하고 있다. 식 (13)과 식 (14)에서 만약 단일 도체 선로를 가진 전송 선로라고 가정하면 참고문헌 [14]에서 얻은 방정식과 똑같게 표현된다.

$$V(z,t)=\frac{1}{2}\{V(z+tv_p)+V(z-tv_p)\}-\frac{1}{2}Z_0\{I(z+tv_p)-I(z-tv_p)\} \quad (15)$$

$$I(z,t)=\frac{1}{2}\{I(z+tv_p)+I(z-tv_p)\}-\frac{1}{2}\frac{1}{Z_0}\{V(z+tv_p)-V(z-tv_p)\} \quad (16)$$

여기서 $Z_0 \doteq \sqrt{L/C}$ 이고 $v_p = 1/\sqrt{LC}$ 이다.

Ⅲ. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 유도한 수치적 방법에 대해, 초기 시간(t')과 현재 시간(t) 사이의 시간 증분은 상수 $\tau = t-t'$로 주어지며, 위 식에서 $t \rightarrow \tau$ 로 하여 얻을 수 있다. 속도 v_p가 상수일 때, 수치적 공간 증분 $\tau v_p \doteq \Delta z$ 로 정의된다. 식 (13)과 식 (14)에 이를 대입하면 다음과 같은 수치계산을 위한 방정식을 얻을 수 있다.

$$[V(z,\tau)]=\frac{1}{2}[V(z+\Delta z)+V(z-\Delta z)]-\frac{1}{2}v_p[L][I(z+\Delta z)-I(z-\Delta z)] \quad (17)$$

$$[I(z,\tau)]=\frac{1}{2}[I(z+\Delta z)+I(z-\Delta z)]-\frac{1}{2}v_p[C][V(z+\Delta z)-V(z-\Delta z)] \quad (18)$$

본 논문에서는 EP 방법으로 얻은 시뮬레이션 결과를 상용 소프트웨어인 ADS[20]로부터 얻은 결과와 비교하였다. 그림 1(a)에 본 논문에서 유도한 EP 방법의 순서도를 나타내었으며, 그림 1(b)에 사용한 ADS 모델을 나타내었다. ADS 내에 이미 모델링 되어 있는 결합 선로 스트립 라인을 이용하여 전송 선

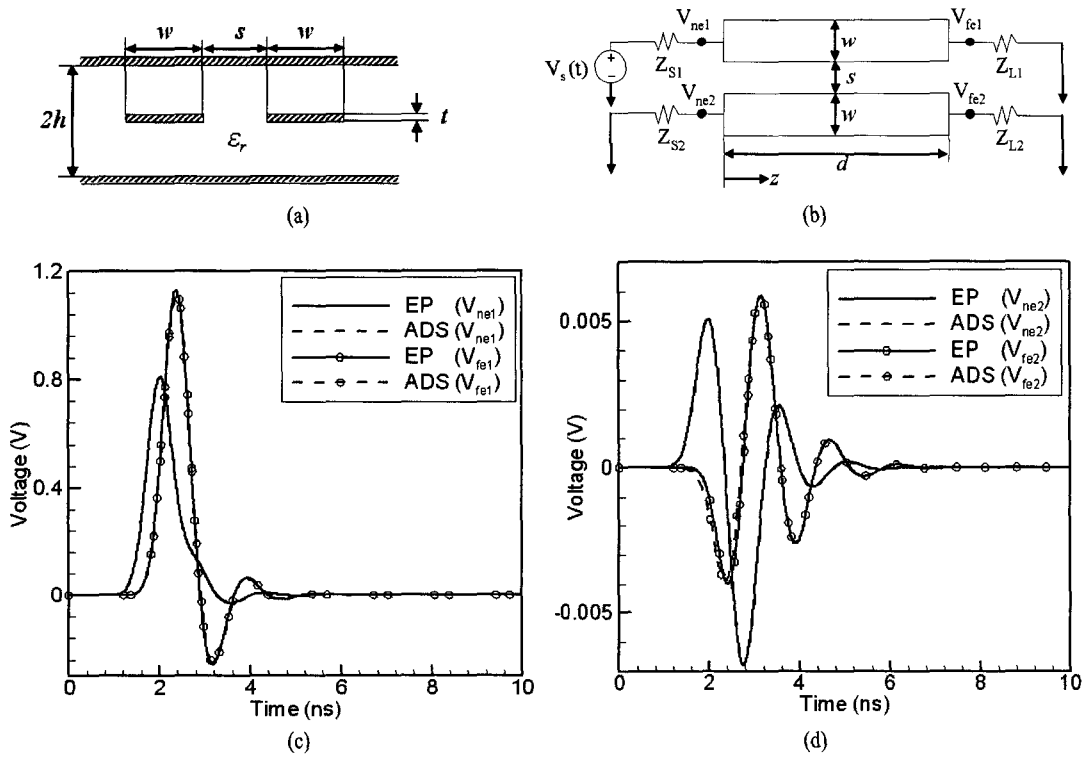


그림 2. (a) 균일 결합 스트립 선로의 구조, (b) 과도 응답 시뮬레이션을 위한 등가 회로, (c) 노드 V_{ne1}와 V_{fe1}에서의 응답, (d) 노드 V_{ne2}와 V_{fe2}에서의 응답

Fig. 2. (a) Geometry of uniform coupled strip lines, (b) equivalent circuit for transient simulation, (c) responses at nodes V_{ne1} and V_{fe1} and (d) responses at nodes V_{ne2} and V_{fe2}.

로를 설계하고 가우시안 펄스 입력을 인가하여 과도 응답 해석(transient simulation)을 하였다.

그림 2(a)에 본 논문에서 첫 번째로 계산하기 위한 균일한 결합 스트립 선로의 단면을 나타내었다. 여기서, w=10 μm, s=20 μm, $2h$=25 μm, t=5 μm이고 ε_r=3.5이다. 모든 도체는 완전한 도체로 가정하였다. 가정한 구조에 대해 참고문헌 [18], [19]의 식을 이용하여 얻을 수 있는 커패시턴스 행렬 $[C]$는 다음과 같다.

$$[C]=\begin{bmatrix} 1.476465 & -0.0500974 \\ -0.0500974 & 1.476465 \end{bmatrix} \; pF/cm \tag{19}$$

식 (3)으로부터 인덕턴스 행렬 $[L]$은

$$[L]=\begin{bmatrix} 2.640550 & 0.0895955 \\ 0.0895955 & 2.640550 \end{bmatrix} \; nH/cm \tag{20}$$

결합 스트립 선로들은 동일한 길이를 가지고 있으며, (d=6 cm) 임피던스 정합 부하로 그림 2(b)와 같이 종단되어 있다(Z_{S1}=Z_{S2}=10 Ω, Z_{L1}=Z_{L2}=100 Ω).

초기에 스트립 선로에 식 (21)과 같이 가우시안 형태의 전압 분포를 갖는 파형이 여기된다고 가정하였다.

$$V_s(t)=\exp\left(-(t-5\kappa)^2/\kappa^2\right) \tag{21}$$

여기서 $\kappa=4\times10^{-10}$이고 시간 간격은 τ=10 ps로 설정 하였다. 전송 선로 위의 (V_{ne1}, V_{ne2})와 (V_{fe1}, V_{fe2})에서의 전압 응답을 각각 그림 2(c)와 (d)에 나타내었으며, 두 경우 모두 ADS로 얻은 결과와 잘 일치하였다.

TEM 선로에서 유효 유전율 ε_{eff}는 항상 비유전율 ε_r와 같은 값을 가지기 때문에 본 논문의 simulation에서 위상 속도는 $v_p=c/\sqrt{\varepsilon_r}=3\times10^8/\sqrt{3.5}=$

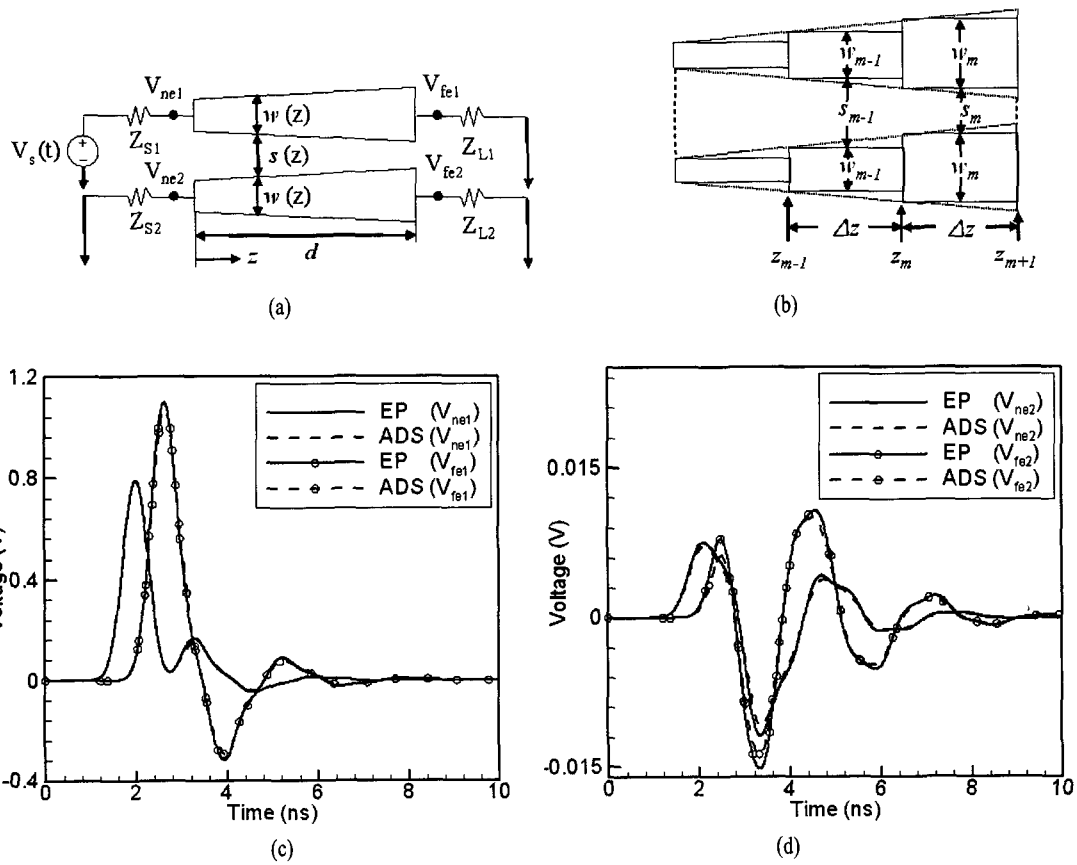


그림 3. (a) 비균일 결합 스트립 선로와 과도 응답 시뮬레이션을 위한 등가 회로, (b) 수치적 모델링, (c) 노드 V_{ne1}와 V_{fe1}에서의 응답, (d) 노드 V_{ne2}와 V_{fe2}에서의 응답

Fig. 3. (a) Nonuniform coupled strip lines and equivalent circuit for transient simulation, (b) numerical modeling, (c) responses at nodes V_{ne1} and V_{fe1} and (d) responses at nodes V_{ne2} and V_{fe2}.

1.60357×10^8 m/s를 사용하였다.

그림 3(a)에 선형 테이퍼 형태를 갖는 비균일 선로를 나타내었다. 선형 테이퍼의 설계 파라미터는 다음 식 (22)와 같이 주어진다.

$$w(z) = w_0(1+pz)$$
$$s(z) = s_0(1+qz), \quad 0 \le z \le d \tag{22}$$

여기서 $p=(w_1/w_0-1)/d$, $q=(s_1/s_0-1)/d$, w_0=10 μm, w_1=20 μm, s_0=20 μm, s_1=10 μm이고 d=0.1 mm이다. 도체의 두께(t), 기판의 높이($2h$), 그리고 유전율(ε_r)은 그림 2(a)에서의 균일 전송 선로와 동일하게 가정하였다. 그림 3(b)에 비균일 결합 스트립 선로의 수치적 모델링을 나타내었다. m번째 스트립 부분에 대한 이격거리 s_m, 길이 Δz , 폭 w_m은 다음과 같이 정해진다. 본 논문에서 m은 57을 사용하였다.

$$\Delta z \doteq \tau v_p = \tau c/\sqrt{\varepsilon_r} \tag{23}$$

$$w_m = w_0(1+pz_m) \tag{24}$$

$$s_m = s_0(1+qz_m) \tag{25}$$

여기서 c=speed of light이다. $[C_m]$과 $[L_m]$ 행렬의 각 성분들은 참고문헌 [21]에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$[C_m]=\begin{bmatrix} C_{11_m} & C_{12_m} \\ C_{21_m} & C_{22_m} \end{bmatrix}, \quad [L_m]=\begin{bmatrix} L_{11_m} & L_{12_m} \\ L_{21_m} & L_{22_m} \end{bmatrix} \tag{26}$$

여기서

$$C_{11_m} = C_{22_m} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(\frac{1}{Z_m^e}+\frac{1}{Z_m^o}\right)$$
$$C_{12_m} = C_{21_m} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(\frac{1}{Z_m^e}-\frac{1}{Z_m^o}\right)$$
$$L_{11_m} = L_{22_m} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(Z_m^e+Z_m^o\right)$$
$$L_{12_m} = L_{21_m} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r}}{2c}\left(Z_m^e-Z_m^o\right)$$

그리고, 참고문헌 [18]로부터

$$Z_m^i = \frac{Z_0(2h-t)}{4\sqrt{\varepsilon_r}\left(w_m+(h/\pi)C_f A_m^i\right)} \qquad i=e,o$$

$$A_m^e = 1+\frac{\ln\left[1+\tanh(\pi s_m/4h)\right]}{\ln 2}$$
$$A_m^o = 1+\frac{\ln\left[1+\coth(\pi s_m/4h)\right]}{\ln 2}$$
$$C_f = 2\ln\left(\frac{4h-t}{2h-t}\right)-\frac{t}{2h}\ln\left[\frac{t(4h-t)}{(2h-t)^2}\right]$$
$$Z_0 = 50\Omega$$

그림 3(b)에서 서로 다른 세부 결합부에 대해 EP 방법에서 결합된 스트립 전압과 전류는 다음과 같이 주어진다.

$$[V(z_m,\tau)] = \frac{1}{2}[V(z_m+\Delta z)+V(z_m-\Delta z)] - \frac{1}{2}v_p[L_m][I(z_m+\Delta z)-I(z_m-\Delta z)] \tag{27}$$

$$[I(z_m,\tau)] = \frac{1}{2}[I(z_m+\Delta z)+I(z_m-\Delta z)] - \frac{1}{2}v_p[C_m][V(z_m+\Delta z)-V(z_m-\Delta z)] \tag{28}$$

시간 영역 시뮬레이션에 대해 균일 결합 선로의 시뮬레이션과 마찬가지로 비균일 결합 선로는 같은 값의 부하로 연결되어 있다. 입력 신호는 균일한 결합 선로와 마찬가지로 식 (21)에 주어진 가우시안 전압 분포를 사용하였다. 그림 3(c), (d)에 전송 선로 위(V_{ne1}, V_{ne2})와 (V_{fe1}, V_{fe2})에서의 전압을 나타내었으며, 역시 ADS에서 계산된 결과와 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

마지막으로 본 논문에서는 많은 시간 영역 방법들이 비대칭 선로에 대해서는 일반적인 해를 제공하지 못하기 때문에, 본 논문에서 제안한 방법의 우수성을 증명하기 위하여 비대칭 결합 선로의 시간 영역에 대한 과도 응답 특성을 구하였다. 그림 4에 삼중 비대칭 결합 스트립 선로를 나타내었다. 기판 두께(h=1.5 mm), 유전율 (ε_r=3.5), 선로폭(w_1=1.5 mm, w_2 =2.0 mm, w_3=3.5 mm), 이격거리(s_1=1.0 mm, s_2=0.5 mm), 도체 두께(t=0.01 mm), 그리고 길이(d=9.0 cm)로 설정하였다.

LINPAR[22]에 이러한 파라미터들을 적용하면, 식 (29), (30)과 같은 자기/상호 인덕턴스와 커패시턴스

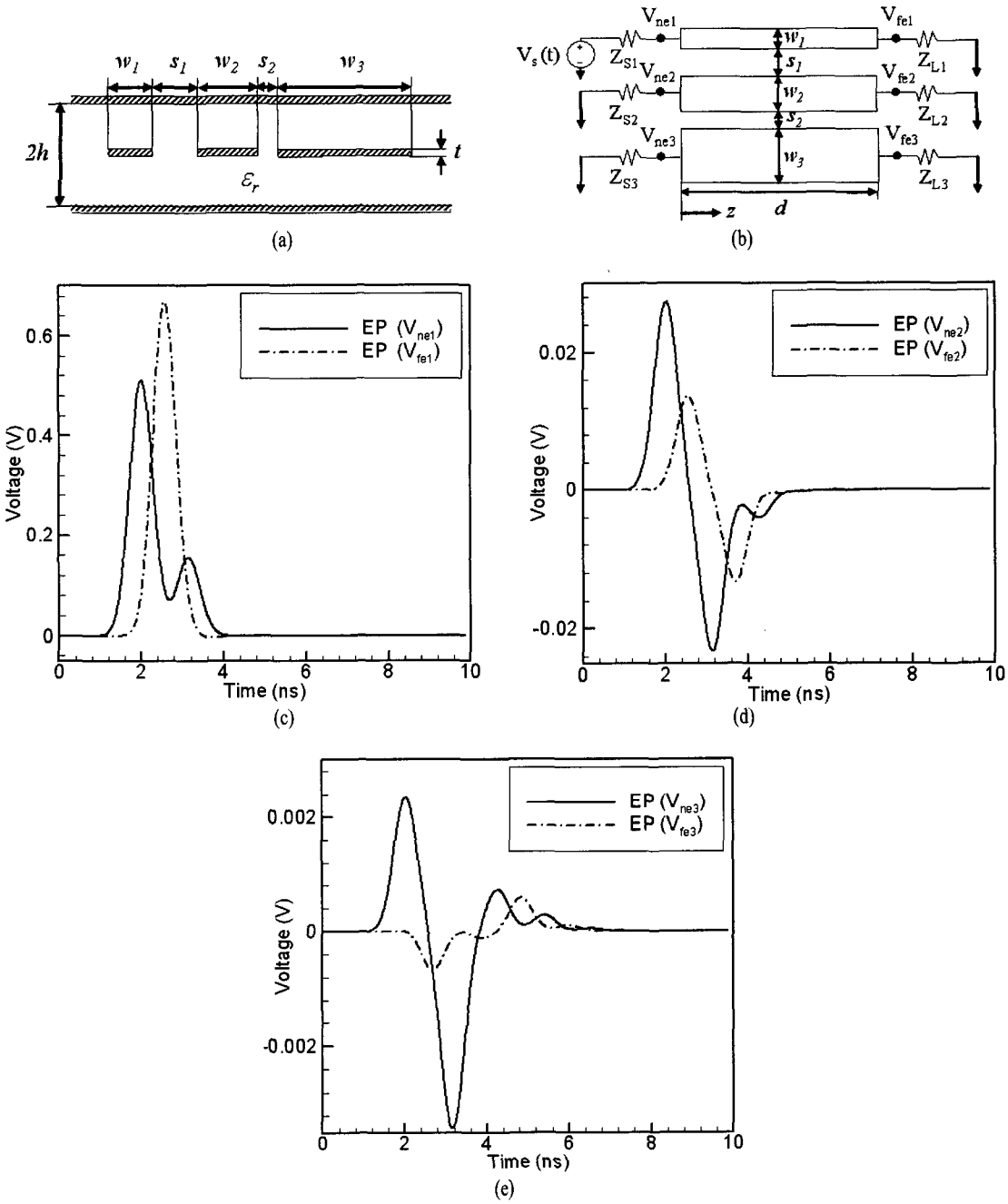


그림 4. (a) 비대칭 삼중 결합 스트립 선로, (b) 과도 응답 시뮬레이션을 위한 등가 회로, (c) 노드 V_{ne1}와 V_{fe1}에서의 응답, (d) 노드 V_{ne2}와 V_{fe2}에서의 응답, (e) 노드 V_{ne3}와 V_{fe3}에서의 응답

Fig. 4. (a) Asymmetric three coupled strip lines, (b) equivalent circuit for transient simulation, (c) responses at nodes V_{ne1} and V_{fe1}, (d) responses at nodes V_{ne2} and V_{fe2}, and (e) responses at nodes V_{ne3} and V_{fe3}.

값을 얻을 수 있다.

$$[L]=\begin{bmatrix} 3.282 & 0.3281 & 0.04416 \\ 0.3281 & 2.692 & 0.3547 \\ 0.04416 & 0.3547 & 1.903 \end{bmatrix} \; nH/cm \tag{29}$$

$$[C]=\begin{bmatrix} 1.201 & -0.1463 & -0.0006074 \\ -0.1463 & 1.501 & -0.2762 \\ -0.0006074 & -0.2762 & 2.097 \end{bmatrix} \; pF/cm \tag{30}$$

그림 4(b)에 보여준 것처럼 가우시안 펄스를 여기하였고($Z_{S1}=Z_{S2}=Z_{S3}=50\ \Omega$, $Z_{L1}=Z_{L2}=Z_{L3}=100\ \Omega$)의 저항성 부하로 종단되었다고 가정하였다. 그림 4(c)~(e)에 각각 전송 선로 위의 (V_{ne1}, V_{ne2}, V_{ne3})와 (V_{ne1}, V_{ne2}, V_{ne3})에서 본 논문의 EP 방법으로 얻은 과도 응답을 나타내었다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 무손실 TEM 다중 전송 선로에서 시간 영역 전압과 전류에 대한 정확한 Closed-form 식을 유도하였다. N개의 도체가 결합된 선로들에 대한 전파인자를 EP 방법과 균질 구조의 ($[L][C]=\overline{\mathbf{I}}/v_p^2$) 성질에 따라서 유도하였다. 현재 시간의 전압과 전류는 초기 전압과 전류를 가진 전파인자의 공간 convolution을 통하여 얻을 수 있으며, 간단한 형태의 closed-form 시간 영역 해가 결합된 균질 TEM 선로에 대해 얻어졌다. 본 논문에서 사용한 전파인자 방법은 결합된 전송 선로들에 대한 closed-form 해석적 해를 제공하며 텔레그래프 방정식에 직접적으로 적용될 수 있다.

본 논문에서는 균일한 결합 스트립 선로에 대한 시간 영역 전압이 표현되었으며, 제안된 EP 방법의 수치적 모델에 대한 유효성을 검증하였다. 비균일 결합 스트립 선로 예제는 결합 전송 선로에 대한 전압 전류의 해석적 표현이 비균일 결합 선로 경우에 대해 수치적으로 쉽게 확장되고 쉽게 구현될 수 있음을 보여준다. 본 논문에서는 또한 비대칭 세 도체로 만들어진 결합 스트립 선로에 관한 EP의 해석적/수치적 모델을 통하여, 본 논문에서 제안한 방법이 무손실 N개의 도체로 이루어진 결합 TEM 전송 선로에 대해서도 유효함을 입증하였다.

참 고 문 헌

[1] N. Nakhla, A. Ruehli, M. Nakhla, and R. Achar, "Simulation of coupled interconnects using waveform relaxation and transverse partitioning", *IEEE 13th Elect. Perform. of Electr. Packa.*, pp. 25-28, Oct. 2004.

[2] F. H. Branin, "Transient analysis of lossless transmission lines", *Proc. IEEE*, vol. 55, pp. 2012-2013, Nov. 1967.

[3] Z. F. Li, Q. W. Xu, and J. Z. Zhu, "Fast simulation of lossy transmission lines by the modified method of characteristics", *Elect. Letter*, vol. 33, no. 11, pp. 942-944, May 1997.

[4] D. S. Gao, A. T. Yang, and S. M. Kang, "Modeling and simulation of interconnection delays and crosstalks in high-speed integrated circuits", *IEEE Trans. Circutis Syst.*, vol. 37, no. 1, pp. 1-9, Jan. 1990.

[5] Q. Xu, P. Mazumder, and Z. F. Li, "Transmission line modeling by modified method of characteristics", *IEEE 14th Int. Conf. VLSI Design*, pp. 359-364, Jan. 2001.

[6] S. Grivet-Talocia, H. Huang, A. E. Ruehli, F. Canavero, and I. M. Elfadel, "Transient analysis of lossy transmission lines: An efficient approach based on the method of characteristics", *IEEE Trans. Advanced Packag.*, vol. 27, no. 1, pp. 45-56, Feb. 2004.

[7] S. Barmada, M. Raugi, "Transient numerical solution of nonuniform MTL equations with nonlinear loads by wavelet expansion in time or space domain", *IEEE Trans. Circutis Syst. I*, vol. 47, no. 8, pp. 1178-1190, Aug. 2000.

[8] S. Grivet-Talocia, "Adaptive transient solution of non-uniform multiconductor transmission lines using wavelets", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, no. 10, pp. 1563-1573, Oct. 2000.

[9] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, Wiley, pp. 295-309, 1994.

[10] T. Sekine, K. Kobayashi, and S. Yokokawa, "Transient analysis of lossy nonuniform transmission line using the finite difference time domain method", *Electronics and Communications in Japan*, Part 3, vol. 85, no. 8, 2002.

[11] T. L. Lu, L. Guo, X. Cui, and X. Gu. Hagness, "Research of experiments and the FDTD method of multi-condcutor transmission lines for transient analsysis", *IEEE EMC Symp.*, no. 138, pp. 708-712, 2004.

[12] A. Cheldavi, S. Safavi-Naeini, and M. Kamarei,

"Time-domain analysis of nonuniform coupled planar lines in VLSI circuits", *IEE Pacific Rim Conf. on Comm. Comp. and Singal Proc.*, pp. 169-172, Aug. 1999.

[13] M. K. Amirhosseini, A. Cheldavi, "Time domain analysis of circulant symmetric coupled transmission lines", *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no. 5, pp. 325-331, Oct. 2003.

[14] R. Nevels, J. Miller, "A simple equation for analysis of nonuniform transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 4, pp. 721-724, Apr. 2001.

[15] J. Jeong, R. Nevels, "Novel time domain analysis technique for lossy nonuniform transmission lines", in *Antennas Propagat. Int. Symp.*, vol. 3A, pp. 848-851, Jul. 2005.

[16] R. D. Nevels, J. A. Miller, and R. E. Miller, "A path integral time-domain method for electromagnetic scattering", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, no. 4, pp. 565-573, Apr. 2000.

[17] G. Barton, *Elements of Green's Functions and Propagation*, New York: Oxford, 1989.

[18] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw Hill Physical and Quantum Electronics Series, p. 175, 1966.

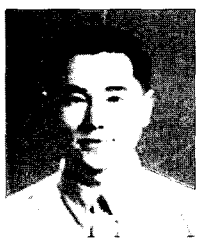
[19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed., Wiley, p. 386, 1998.

[20] Agilent Technologies, Advanced Design System (ADS), Agilent EEsof EDA, CA 94304.

[21] N. Boulejfen, A. B. Kouki, and F. M. Ghannouchi, "Frequency- and time-domain analysis of nouniform lossy coupled transmission lines with linear and nonlinear terminations", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-48, pp. 367-379, Mar. 2000.

[22] A. R. Djordjevic, M. B. Bazdar, T. K. Sarkar, and R. F. Harrington, *LINPAR for Win32 Platforms*, Ver 2.0, Artech House, 1999).

정 재 훈



2002년 2월: 홍익대학교 전기전자공학부 (공학사)
2002년 3월~2002년 8월: ㈜효성 기술 엔지니어
2007년 2월: Texas A&M 대학 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
2007년 3월~현재: Postdoctoral Researcher, University of Texas at, Austin 전기 및 컴퓨터공학과
[주 관심분야] 전자기 수치 해석 및 전자파 산란

홍 익 표

1994년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
2000년 2월: 연세대학교 전기컴퓨터공학과 (공학박사)
2000년 3월~2003년 2월: 삼성전자 정보통신총괄 책임연구원
2003년 3월~현재: 공주대학교 정보통신공학부 조교수
[주 관심분야] 전자기 수치 해석