

論文99-36D-1-1

유한차분 시간영역 해석법을 이용한 다중 전송 선로에서 펄스 신호의 누화특성 해석

(An Analysis of the Crosstalk Characteristic for Pulse on the Multi-Transmission lines using FDTD)

金紀來*, 李永哲**

(Gi-Rae, Kim and Young-Chul, Rhee)

요 약

본 논문에서는 마이크로 스트립 다중 전송 선로의 고속 디지털 펄스 신호에 대한 상호 결합 특성을 시간 영역에서 해석하기 위해 FDTD법을 사용하였고, SPICE에 의한 결과 및 측정결과와 상호 비교하였다. 기존 SPICE에 의한 다중 전송 선로의 해석은 FDTD법에 비해 정확도가 저하되고, 손실 특성에 대한 해석을 할 수 없으므로, 본 논문에서는 FDTD법을 이용하여 무손실 및 손실을 고려한 다중 전송 선로의 디지털 전송 특성을 해석하고 누화 특성을 비교하여 나타냈다.

Abstract

In this paper, we use the FDTD method to analyze crosstalk characteristics for high speed pulse signal on MTL (Multi-Transmission Line) in time domain. The FDTD results are compared to the results of SPICE modeling method and the experimental result. The FDTD method has higher accuracy of results than other methods, and it can analyze transmission characteristics of MTL regard to loss of conductor. We analyze crosstalk characteristics for pulse on MTL for lossless and loss case.

I. 서 론

최근 정보통신 기술의 발달로 통신 시스템의 디지털 화, 고속화, 소형 경량화 요구에 따라 통신기기 회로의 설계는 수동소자와 능동소자의 복합 형태를 나타내고 있으며, 정보 통신 기기에서 디지털 신호의 전송속도가 높아짐에 따라 선로의 종류와 특성에 따라 발생하는 누화(Crosstalk)와 상호 결합등의 문제로 인하여 데이터의 손실 및 왜곡이 발생한다. 이와 같은 선로간

의 혼신과 상호결합에 관한 연구가 시간영역과 주파수 영역에서 해석되고 있다. 전송선로의 주파수 영역 해석은 이론적으로 잘 확립되어 있으나^[1], 시간영역 해석은 이론적으로 어려워 정확한 일반적인 해석 방법을 확립하기 위한 연구가 진행되고 있다^[2-4]. 전송선로의 시간영역에서 해석할 때 중요한 것은 빠르고 정확한 해석과 함께 단일 전송선로에 대한 이론이 다중 전송선로에 적용이 용이해야 한다. SPICE 등가회로 모델에 의한 해석은 해석 시간이 짧고 간편한 장점이 있지만 정확도가 저하되고 특히, 손실 특성에 대한 해석이 어려운 반면, FDTD법^[5,6]은 계산 과정이 복잡하고 해석 시간이 길지만 선로의 손실 특성에 대한 해석이 가능하다. 본 논문에서는 FDTD법을 이용하여 다중 전송 선로의 디지털 전송 특성을 무손실 전송 선로

* 正會員, 馬山大學 情報通信科

(Masan College school of computer and communication)

** 正會員, 慶南大學 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Kyung Nam University)

接受日字:1998年8月7日, 수정완료일:1998年11月23日

의 경우와 손실을 고려한 경우에 대해 해석하고 결과를 비교한다.

II. FDTD 법에 의한 단일 전송 방정식의 해석

그림 1과 같은 일반적인 마이크로스트립 선로의 전송선로 방정식은 식(1)과 같다^[7].

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} + L \frac{\partial I(x,t)}{\partial t} + R I(x,t) = 0 \quad (1a)$$

$$\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} + C \frac{\partial V(x,t)}{\partial t} + G V(x,t) = 0 \quad (1b)$$

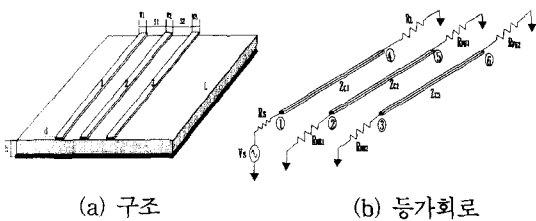


그림 1. 전송선로의 일반적인 구조

Fig. 1. Structure of general Transmission Lines.

식 (1)에서 R, L, G, C 는 선로의 단위 길이당 저항, 인덕턴스, 컨덕턴스, 캐패시턴스를 나타낸다. 식(1)을 시간영역에서 이산화(discrete) 시키기 위해 전송선로 길이를 미소구간 Δx 로 N_{DX} 개의 부분으로 나누고 신호가 전송선로를 따라 전달되는 시간을 미소구간 Δt 로 N_{DT} 개로 나누면, 그림 2와 같이 되며 각 전압점과 인접 전류점은 $\Delta x/2$ 만큼 떨어져지게 된다. 시간 함수에 대한 미소 구간 점(time point)도 서로 교대로 배열되어야 하므로, 각 전압 시간점(voltage time point)과 인접 전류 시간점(current time point)은 $\Delta t/2$ 만큼 분리된다. 그림 2에서와 같이 전압 점과 전류 점의 길이 방향의 위치 및 시간 좌표를 나타낼 수 있다. 이 도형의 좌표 결정에 따라 FDTD법의 정확도와 안정도가 결정되며, 컴퓨터의 계산 시간과도 관계가 있기 때문에 그림 2의 Mesh 결정에 있어서 정확도와 계산 시간과의 최적화를 고려해야한다. 전송선로에서 이산화의 안정성과 정확도를 보장하기 위해 $N_{DX}+1$ 개의 전압점, $V_1, V_2, \dots, V_{N_{DX}}, V_{N_{DX}+1}$ 및 N_{DX} 개의 전류점, $I_1, I_2, \dots, I_{N_{DX}}$ 로 전송 선로를 그림 3과 같이 $\Delta x/2$ 간격으로 교대 배열 상태의 등가회로로서 표현할 수 있다. 전송 선로는 $x=0$ 에 전압원 V_s

와 저항 R_s 가 직렬로 연결되어 있고 $x=L$ 에는 부하 전압 V_L 과 부하저항 R_L 이 직렬로 연결되어 있다면, 이 단자 조건을 Norton 등가 회로를 그림 3에서와 같이 나타내면 $x=0$ 인 전원부에서 $I_s=V_s/R_s$ 와 R_s 가 병렬로 되며, $x=L$ 인 부하단에서 $I_L=V_L/R_L$ 와 R_L 가 병렬로 된다.

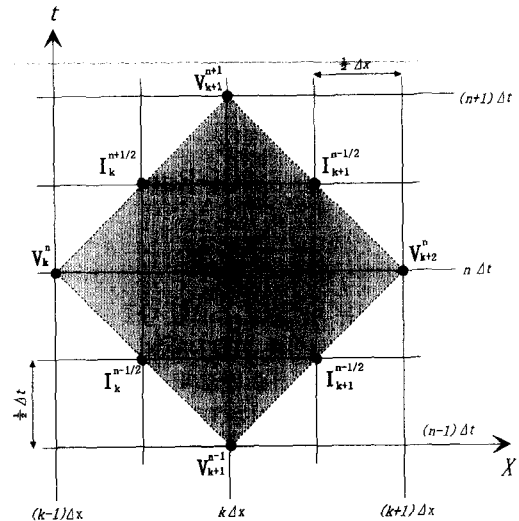


그림 2. FDTD 법의 mesh 모델

Fig. 2. Analysis Mesh Model of FDTD method.

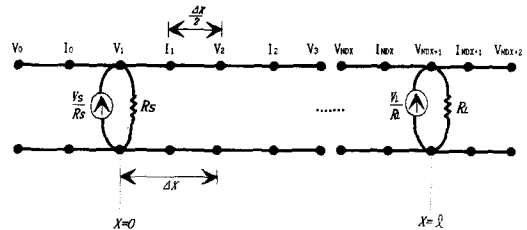


그림 3. 단일전송선로의 FDTD 이산화 구조

Fig. 3. Discrete structure of FDTD for single transmission line.

식 (1)로 표현된 전송 방정식을 FDTD로 전개시키기 위해 비교적 정확도가 높은 2차 중앙 차분식으로 전개하여 k 번째 점에 대한 전압 (V_k)과 전류 (I_k) 식으로 전개하면 다음과 같다.

$$I_k^{n+3/2} = \left(\frac{2L\Delta x - R\Delta x\Delta t}{2L\Delta x + R\Delta x\Delta t} \right) I_k^{n+1/2} - \left(\frac{2\Delta t}{2L\Delta x + R\Delta x\Delta t} \right) (V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}) \quad (2)$$

$$V_k^{n+1} = \left(\frac{2C\Delta x - G\Delta x\Delta t}{2C\Delta x + G\Delta x\Delta t} \right) V_k^n - \left(\frac{2\Delta t}{2C\Delta x + G\Delta x\Delta t} \right) (I_{k+1}^{n+1} - I_k^{n+1}) \quad (3)$$

그림 3에서 입력과 부하에 대한 조건을 적용하고, 무손실 전송 선로($R=G=0$)에 대한 FDTD관계를 식 (2)와 (3)에 의하여 정리하면 다음과 같다.

$$V_1^{n+1} = \left(R_s \frac{C}{2} \frac{\Delta x}{\Delta t} + \frac{1}{2} \right)^{-1} \times \left[\left(R_s \frac{C}{2} \frac{\Delta x}{\Delta t} - \frac{1}{2} \right) V_1^n - R_s (I_1^{n+1/2}) + \frac{(V_s^{n+1} + V_s^n)}{2} \right] \quad (4)$$

$$V_k^{n+1} = V_k^n - \frac{\Delta t}{\Delta x} C^{-1} (I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}) \quad (5)$$

$k=2, 3, \dots, N_{DX}$

$$V_{N_{DX}+1}^{n+1} = \left(R_L \frac{C}{2} \frac{\Delta x}{\Delta t} + \frac{1}{2} \right)^{-1} \times \left[\left(R_L \frac{C}{2} \frac{\Delta x}{\Delta t} - \frac{1}{2} \right) V_{N_{DX}+1}^n + R_L (I_{N_{DX}}^{n+1/2}) + \frac{(V_L^{n+1} + V_L^n)}{2} \right] \quad (6)$$

$$I_k^{n+3/2} = I_k^{n+1/2} - \frac{\Delta t}{\Delta x} L^{-1} (V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}) \quad (7)$$

$k=1, 2, \dots, N_{DX}$

식 (4)~(7)의 FDTD 식에서 계산 결과가 안정되기 위한 조건은 다음과 같다^[6].

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{v} \quad (8)$$

$$N_{DT} \geq N_{DX} \times \frac{v \cdot t_L}{l} \quad (9)$$

$$\Delta x = \frac{l}{N_{DX}} \quad (10)$$

$$\Delta t = \frac{t_L}{N_{DT}} \quad (11)$$

여기서 v 는 신호의 전송 속도(m/sec), l 은 전송 선로의 길이(meter), t_L 은 해석하고자 하는 시간 영역의 최대 값(sec), N_{DT} 는 해석 시간 영역의 미소 구간의 수를 나타낸다.

III. 손실을 고려한 다중 전송 방정식의 FDTD 해석

식 (1)~(11)의 단일 전송 선로의 관계식을 다중 전송선로에 적용시키기 위하여 전압과 전류는 그림 2와 3에서와 동일하게 다시 위치(x)와 시간(t)에 대해 교대로 배열하게 되면, 다중 전송선로에 대한 FDTD 관계식은 식 (4)~(7)에서 C 와 L 이 [C] 와 [L] 로 다중 전송 선로에 대한 단위 길이당 등가 인덕턴스와 캐패시턴스 행렬로 표현하면 된다.

다중 전송 선로 FDTD 식에서 손실 특성을 고려하기 위하여 손실을 유전체 손실과 도체손실로 구분된다. 다중 전송 선로에 대한 시간영역 해석은 라플라스 변환에 의해 MTL 전송방정식을 나타내면 식(12)와 같다.

$$\frac{d}{dx} V(x, s) + [Z_i(s) + s[L]] I(x, s) = 0 \quad (12a)$$

$$\frac{d}{dx} I(x, s) + [G(s) + s[C]] V(x, s) = 0 \quad (12b)$$

라플라스 변환에서 내부 임피던스의 간략화를 위해 다음과 같이 둔다^[8,9].

$$Z_i(s) = A + B\sqrt{s} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \hat{Z}_i(\omega) &= A + B\sqrt{j\omega} \\ &= A + B\sqrt{\pi}\sqrt{f}(1+j) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 A 는 선로의 단위 길이당 내부 저항이고, $B\sqrt{\pi}\sqrt{f}(1+j)$ 항은 높은 주파수에서 단위 길이당 저항과 내부 유도성 리액턴스이며, 단위 길이당 인덕턴스 행렬, [L] 은 도체 내부의 자속(magnetic flux)에 의해 발생하는 내부 인덕턴스(L_i) 성분과 외부 자속에 의해 발생하는 외부 인덕턴스(L_e) 성분으로 구분된다. 표피 깊이($\delta = 1/\sqrt{\pi f \sigma \mu}$)가 도체의 단면 깊이보다 큰, 즉 낮은 주파수(f_L)에서는 전류가 도체의 단면에 균일하게 분포하기 때문에 저항과 내부 인덕턴스 성분이 상수가 되며, 표피 깊이가 도체의 단면 깊이보다 작은, 즉 높은 주파수(f_H)에서는 전류가 도체의 외부 가장자리와 코너에 밀집되기 때문에 저항은 \sqrt{f} 에 비례해서 증가하고 내부 인덕턴스는 \sqrt{f} 에 반비례한다. 도체의 단위 길이당 임피던스는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{Z}_i(\omega) &= A + B\sqrt{j\omega} = r_{dc} + r_{hf} + j\omega l_{i,h} \\ &= r_{dc} + r_{dc} \sqrt{\frac{f}{f_0}} (1+j) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 f_0 는 도체의 표피 깊이에 해당하는 주파수를 나타내며, r_{dc} 는 f_0 이하의 낮은 주파수(f_L)에서의 도체의 저항, r_{hf} 는 f_0 이상의 높은 주파수(f_H)에서의 도체의 저항, $l_{i,h}$ 는 f_0 이상의 높은 주파수(f_H)에서의 내부 인덕턴스 나타낸다.

PCB 및 마이크로스트립 라인과 같은 사각형 단면을 갖는 선로에서 폭을 w , 도체의 두께를 t 라고 하면 A, B 는 다음과 같다^[9].

$$A = r_{dc} = \frac{1}{\sigma w t} \tag{16a}$$

$$B = \frac{1}{2(t+w)} \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \tag{16b}$$

여기서, σ 는 도체의 전도도, μ 는 투자율을 나타낸다.

손실을 고려한 ($r \neq 0, g \neq 0$) 전송선로 방정식을 FDTD 이산화하면 다음과 같다.

$$\frac{V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}}{\Delta x} + [L] \frac{I_k^{n+3/2} - I_k^{n+1/2}}{\Delta t} + A \frac{I_k^{n+3/2} + I_k^{n+1/2}}{2} + \sqrt{\frac{\Delta t}{\pi}} B \sum_{m=0}^{\infty} \left(\frac{I_k^{n+3/2-m} - I_k^{n+1/2-m}}{\Delta t} \right) Z_o(m) = 0 \tag{17a}$$

$$\frac{I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}}{\Delta x} + [C] \frac{V_k^{n+1} - V_k^n}{\Delta t} + [G] \frac{V_k^{n+1} + V_k^n}{2} = 0 \tag{17b}$$

여기서 $Z_o(m) = \int_m^{m+1} \frac{1}{\sqrt{s}} ds$ 이다.

따라서 식(17)을 정리하여 FDTD식을 나타내면 다음과 같다.

$$V_1^{n+1} = \left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_s [C] + 1 \right)^{-1} \times \left[\left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_s [C] - 1 \right) V_1^n - 2 R_s I_1^{n+1/2} + (V_s^{n+1} + V_s^n) \right] \tag{18}$$

$$V_k^{n+1} = V_k^n - \frac{\Delta t}{\Delta x} [C]^{-1} (I_k^{n+1/2} - I_{k-1}^{n+1/2}) \tag{19}$$

$k=2, \dots, NDX$

$$V_{NDX+1}^{n+1} = \left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_L [C] + 1 \right)^{-1} \times \left[\left(\frac{\Delta x}{\Delta t} R_L [C] - 1 \right) V_{NDX+1}^n + 2 R_L I_{NDX}^{n+1/2} + (V_L^{n+1} + V_L^n) \right] \tag{20}$$

$$I_k^{n+3/2} = \hat{F}^{-1} \left([L] \frac{\Delta x}{\Delta t} - A \frac{\Delta x}{2} + B \sqrt{\frac{\Delta x}{\pi \Delta t}} Z_o(0) \right) I_k^{n+1/2} - \hat{F}^{-1} B \sqrt{\frac{\Delta x}{\pi \Delta t}} \sum_{m=1}^{\infty} (I_k^{n+3/2-m} - I_k^{n+1/2-m}) Z_o(m) - \hat{F}^{-1} (V_{k+1}^{n+1} - V_k^{n+1}) \tag{21}$$

$k=1, \dots, NDX$

여기서 \hat{F} 는 다음과 같다.

$$\hat{F} = \left([L] \frac{\Delta x}{\Delta t} + A \frac{\Delta x}{2} + B \sqrt{\frac{\Delta x}{\pi \Delta t}} Z_o(0) \right)$$

IV. 다중 전송 선로의 펄스 신호 누화 특성 분석

다중 전송 선로의 펄스 전송에 따른 누화 특성을 해석하기 위하여 다중 전송 선로에 대한 FDTD 식을 프로그램화하였으며, 그림 1과 같은 3개의 마이크로스트립 선로에서 상승시간과 하강시간이 70ps이고 펄스 폭이 180ps인 단일 사다리꼴 펄스를 입력했을 때 선로의 위치 ②의 근단(near-end) 누화 전압에 대하여 SPICE 등가모델에 의한 결과^[10]와 Branin법^[11]에 의한 결과를 비교하였으며 그림 4에 나타내었다.

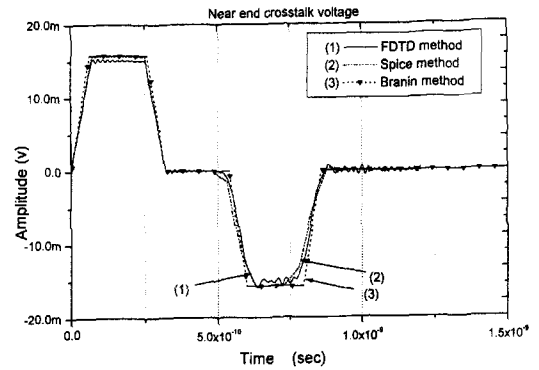


그림 4. 결합 전송 선로에서 다른 해석 결과와의 비교 ($L=50mm, \epsilon_r=3.27, w/h=2.41, s/h=1.97$)

Fig. 4. Compare to results by other methods.

그림 4에서는 FDTD 법에 의한 결과가 SPICE 등가회로 모델링에 의한 결과보다 리플 현상 등에 따른 분석등 정확도를 높일 수 있었으며, $N_{DX}=50, N_{DT}=1000$ 에서 수렴하였다. 이와 같은 FDTD 결과를 가지고 펄스 전송에 따른 특성을 분석하기 위하여 FR-4($\epsilon_r=4.4$) 기판에 펄스폭이 0.8μsec 인 단일 구형 펄스를 입력 시켰을 때 누화 전압을 그림 5에 나타내었다. 그림 5(a)는 FDTD에 의해 근단과 원단(far end) 누화 전압을 해석한 결과이고, 그림 5(b)는 시간영역에서 반사와 진행파를 측정할 수 있는 TDR/T (HP 54120T) 장비에 의해 누화 전압을 측정한 결과이다. 스코프의 수평, 수직 단자는 각각 500 ps/DIV, 50mV/DIV 이었다. 그림 5의 근단 누화전압에 대해 해석 결과와 측정 결과를 비교해 보면 그림 5(a)의 ① 부분을 제외하고 파형이 일치하며, 그림 5(a)의 ② 부분은 입력 펄스의 하강 가장자리에 해당하며, 측정에서 연결용 컨넥터의 캐패시턴스 성분에

기인한 것이다. 다중 전송 선로의 선로의 간격에 따른 누화량을 분석하기 위하여 펄스의 상승과 하강 시간이 50ps인 사다리꼴 펄스를 입력하고, 선로의 간격을 변화시켰을 때, 근단 누화 전압의 변화를 그림 6에 나타내었다. 이 때의 누화 전압의 결합량을 데시벨로 계산하여 표 1에 나타냈으며, 선로의 간격이 가까울수록 누화 전압이 증가함을 알 수 있다.

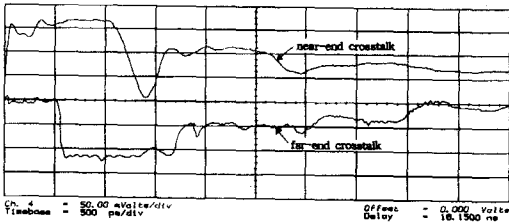
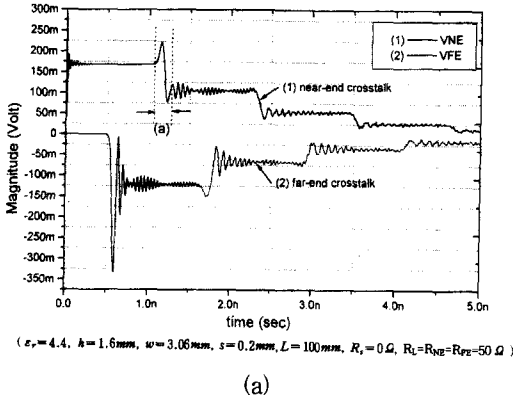


그림 5. 측정 결과와의 비교 ($L=10\text{Cm}$, $\epsilon_r=4.4$, $w_1=w_2=3.06\text{mm}$, $s=0.2\text{mm}$)
 (a) FDTD에 의한 해석 결과 (b) TDR/T에 의한 측정결과

Fig. 5. Comparison of the results (a) simulated (b) measured.

표 1. 선로간격에 따른 누화량
 Table 1.

s (mm)	0.2	0.5	1.0	1.5	2.0
누화량 (dB)	-25.2	-29.8	-34.8	-38.2	-42.3

다중 전송 선로에서 선로의 손실에 따른 누화 특성을 해석하기 위해 펄스의 상승과 하강 시간이 50ps인 사다리꼴 펄스를 입력하고, 접지면이 없는 PCB구조에서 선로의 단위 길이당 도체저항을 변화시키면서 근단과 원단 누화전압을 해석하여 그림 7에 나타내었다. 그림 7에서 첨자 ①은 무손실 일 때, 첨자②는 도체저

항이 $R_{dc}=1.291\ \Omega/\text{m}$, 첨자③은 $R_{dc}=8.6\ \Omega/\text{m}$, 첨자④는 $R_{dc}=86\ \Omega/\text{m}$ 일 때의 결과이다. 선로의 저항이 증가하면 부하전압의 크기는 줄어들고, 누화전압의 경우는 누화의 피크 레벨은 감소하고, 잔류 파형이 오래 지속된다. 무손실의 경우는 시간이 30ns에서 누화전압이 0V가 되지만, $R_{dc}=86\ \Omega/\text{m}$ 인 경우는 65mV이다. 따라서 연속 펄스가 입력되면 선로의 도체저항이 클수록 누화량은 잔류 누화 전압에 의해 증가됨을 알 수 있다. 다중 전송 선로에서 유전상수에 따른 누화 특성을 해석하기 위해 선로의 길이가 그림 6과 같은 조건에서 유전체의 비유전율(ϵ_r)을 각각 3.27, 6.0, 9.8로 변화시키면서 근단 누화 전압의 변화를 해석하여 그림 8에 나타내었다. 그림 8에서 첫 째 펄스와 둘째 펄스의 시간 간격은 1회 왕복 전송하는데 걸리는 전송 지연 시간(t_d)을 나타낸다. 처음에 나타나는 펄스는 그림 1에서 선로1의 점① 신호에서 선로2의 점②로 결합으로 누화된 신호이고, 두 번째 반전되어 나타나는 펄스는 점②에서 첫 째 펄스가 점⑤에서 반사되어 되돌아와서 첫 째 나타난 펄스와 합성된 신호이다. 첫 째 신호에서 비유전율, ϵ_r 에 따른 유전체 손실 특성을 알 수 있으며, 표 2는 유전 상수에 따른 누화 신호의 결합량과 전송 지연시간을 나타냈다.

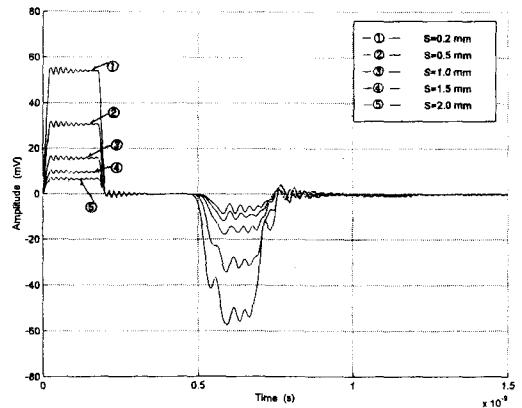


그림 6. 선로간격(s)의 변화에 따른 누화량의 변화 ($L=50\text{mm}$, $\epsilon_r=3.27$, $w/h=2.41$, $s/h=1.97$)

Fig. 6. Crosstalk voltage for the space of lines.

펄스 신호의 상승 시간에 따른 누화 특성을 해석하기 위해 선로의 길이가 그림 6과 같은 조건에서 유전율을 3.27로하고, 펄스폭을 150ns, 상승시간과 하강시간을 같게 하고 각각 0ps, 1.0ns, 6.25ns로 변화시키면서 근단 누화 전압의 변화를 해석하여 그림 9에 나타내었

다. 상승시간과 하강시간이 짧을수록 오버슈트(overshoot)가 많이 일어나고 누화량이 많음을 알 수 있다.

표 2. 유전상수에 대한 누화량과 전송지연 시간

Table 2.

유전율		3.27	6.0	9.8
누화량 (dB)		-32.81	-33.16	-33.98
t_d	이론값(ns)	0.60	0.816	1.043
	해석값(ns)	0.62	0.818	1.048

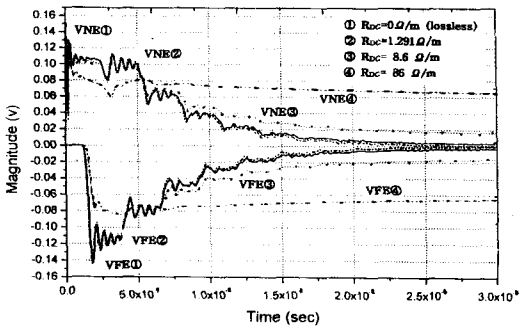


그림 7. 선로의 도체저항의 변화에 따른 누화량의 변화 ($L=250\text{mm}$, $\epsilon_r=4.7$, $w=15\text{mil}$, $h=47\text{mil}$, $s=45\text{mil}$)

Fig. 7. Crosstalk voltage for the resistance of line conductor.

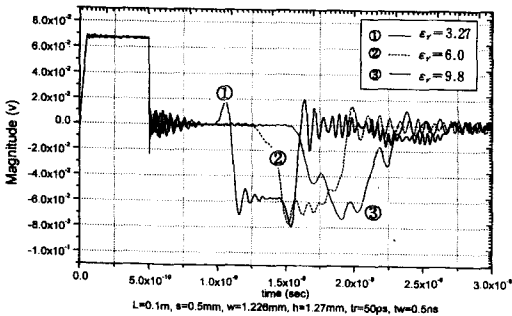


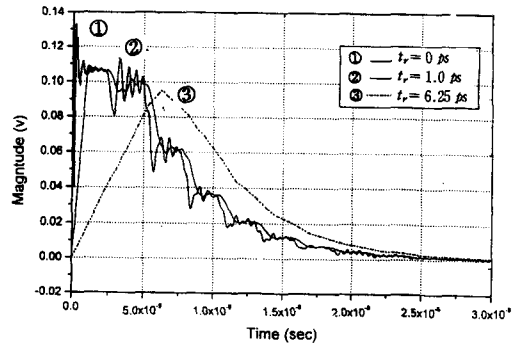
그림 8. 유전체에 따른 누화량의 변화 ($L=50\text{mm}$, $w/h=2.41$, $s/h=1.96$)

Fig. 8. Crosstalk voltage for the dielectric constant.

V. 결론

본 논문에서는 결합 마이크로 스트립 선로의 구조 및 펄스의 특성에 따른 누화 특성을 FDTD법을 이용

하여 해석하였다. 펄스는 실제 고속 디지털 통신에서 많이 사용되는 구형 펄스 및 상승 시간과 하강시간을 갖는 사다리꼴 펄스를 적용하여 해석하였다. 같은 조건에서 누화전압이 구형 펄스의 경우가 사다리꼴 보다 높게 나왔다. 마이크로 스트립 선로의 구조에 따른 누화 특성의 결과는 선로의 간격이 좁을수록 누화량이 증가되고, 유전율이 높을수록 전송 지연 시간이 커지고 누화량은 유전체 손실로 인하여 줄어들었다. 기존의 SPICE에 의한 등가회로 해석법으로는 다중 전송 선로의 전송 특성 해석에서 손실 항을 고려할 수 없었으나, FDTD법으로는 손실을 포함한 펄스 전달 관계와 누화량을 정밀하게 분석할 수 있으므로 고속 정보 전송에 대한 펄스 전송 특성을 해석할 수 있다. 본 연구 결과는 N개의 마이크로 스트립 선로 구조로 확장할 수 있으며, 손실을 고려한 MMIC 전송 선로에도 적용할 수 있다. 향후 과제는 마이크로 스트립 선로가 광대역 특성을 갖는 테이퍼형 선로(tapered line)와 같은 비균일 선로에 대해 FDTD 해석 및 부하가 트랜지스터, 다이오드와 같은 비선형 특성을 갖는 소자 및 집적회로의 경우에 대한 해석이 필요하다.



* t_r : rise time

그림 9. 펄스의 상승시간에 따른 누화 특성 ($L=50\text{mm}$, $\epsilon_r=3.27$, $w/h=2.41$, $s/h=1.97$)

Fig. 9. Crosstalk voltage for the rise time of pulse.

참고 문헌

[1] N. Orhanovic, V. K. Tripathi, "Nonlinear Transient Analysis of Coupled RLGC Lines by the Method of Characteristics", *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 108-115, 1992.

- [2] P. Pramanick, R. R. Mansour, "Dispersion characteristics of square pulse with finite rise time in single, tapered and coupled microstriplines," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-39, no. 12, pp. 2117-2122, Dec. 1991.
- [3] J. P. K. Gilb, C. A. Balanis, "Transient analysis of distortion and coupling in lossy coupled microstrip lines" *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-38, no. 12, pp. 1894-1898, Dec. 1990.
- [4] T. Beyene, E. Schutt-Aine, "Accurate Frequency-Domain Modeling and Efficient Circuit Simulation of High-Speed Packaging Interconnects," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-45, no. 10, pp. 1941-1947, Oct. 1997.
- [5] J. G. Yook, Nihad I. Dib and P. B. Katehi, "Characterization of High Frequency Interconnects using Finite Difference Time Domain and Finite Element Methods," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-42, no. 9, pp. 1727-1736, Sept. 1994.
- [6] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers, *Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*, CRC Press, 1993.
- [7] Jon C. Freeman, *Fundamentals of Microwave Transmission Lines*, John Wiley & Sons, 1996.
- [8] K. J. Binns, P. J. Lawrenson, *Analysis and Computation of Electric and Magnetic Field Problems*, Macmillan, New York, 1963.
- [9] A. W. Barr, "Calculation of Frequency-Dependent Impedance for Conductors of Rectangular Cross Section," *AMP J. Technology*, 1, pp. 91-100, 1991.
- [10] 김기래, 이영철 "SPICE에 의한 마이크로스트립 다중 전송선로의 고속 디지털 신호 전송 특성 해석" 마이크로파 및 전파학술대회 논문집, 제21권 1호, pp. 132-135, 1998년 5월
- [11] F. H. Branin, Jr., "Transient analysis of lossless transmission lines," *Proc. IEEE*, 55, pp. 2012-2013, 1967.

 저 자 소 개

金 紀 來(正會員) 第 34卷 D編 第 4號 參照

현재 마산대학 정보통신과 조교수. 주
관심분야는 MMIC, 전파해석, 초고
주파회로

李 永 哲(正會員) 第 29卷 A編 第 3號 參照

현재 경남대학교 전자공학과 교수. 주
관심분야는 MMIC, 초고주파회로,
이동통신시스템