

論文2003-40TC-1-5

## 효율적인 노드분할법을 통한 임의 결선된 전송선로상의 고속 펄스 전송 해석

(Analysis of High-Speed Pulse Propagation on Arbitrarily  
Interconnected Transmission Lines by an Efficient Node  
Discretization Technique)

全 相 在 \* , 朴 義 俊 \*

(Sang-Jae Jun and Eui-Joon Park)

### 요 약

임의로 결선된 디지털 전송선로의 과도응답을 효율적인 노드분할 기법을 사용하여 분석하였다. 제시한 노드분할 기법은 전송선로를 분할하여 해석할 수 있도록 하므로서 연결선의 임의 위치에서의 과도파형을 쉽게 예측할 수 있다. 일반성을 보이기 위해 임의로 연결된 분산특성을 갖는 마이크로스트립 다도체 전송선로들을 예로 들어 분석하였다. 결합선로의 주파수의존성 등가 회로정수들은 스펙트럼 영역 기법(SDA)을 사용하여 도출하였다. 고속 마이크로스트립 결합선로 상에 인가되는 펄스의 펄스폭 변화가 누화에 미치는 영향도 동시에 검토하였다. 선로의 길이와 기판 유전율이 증가하면 누화 피크값이 단조롭게 증가한다는 기존의 결과와는 달리 펄스폭이 수 ps 에 이르면 오히려 감소하는 특성을 볼 수 있었다. 제시한 노드분할 기법을 사용한 결과를 일반화된 S-행렬 기법을 사용한 결과와 비교하므로서 타당성을 보였다.

### Abstract

The transient responses on arbitrarily interconnected digital transmission lines are analyzed by an efficient node discretization technique. Since the proposed node discretization technique offers an efficient means to discretize transmission lines, the transient waveform at any position on the arbitrarily interconnected lines is easily predicted. Dispersive microstrip multiconductor transmission lines arbitrarily connected are analyzed for generality. The derivation of frequency-dependent equivalent circuit elements of coupled transmission lines have been carried out by the spectral domain approach(SDA). The effects of variations of excited pulse width on the crosstalks of the high-speed microstrip coupled-lines are also investigated. It has been well known that the crosstalk spike level is monotonously increased when the coupling length and effective permittivity of substrate are increased. In this paper, it is found that the variations of crosstalk level are not further monotonous as shortening the exciting pulse width toward several picosecond. The results are verified by the generalized S-parameter technique.

**Keywords** : High-speed pulse, Interconnects, Transmission line, Node discretization

\* 正會員, 金烏工科大學校 電子工學部  
(School of Electronic Engineering, Kumoh National  
Institute of Technology)

※ 본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문임.

接受日字:2002年11月18日, 수정완료일:2003年1月8日

## I. 서론

고속, 고밀도 디지털 집적회로의 발전으로 칩 및 패키지 레벨 연결선로상에서 전송되는 펄스들의 폭이 점점 좁아짐에 따라 그 스펙트럼 범위는 수 GHz 대까지 확장되고 있다. 따라서 설계시 반드시 고려되어야 할 성능들인 신호 지연, 왜곡, 반사 및 누화 등의 정확한 예측이 필요하다. 임의의 부하로 중단되고 주파수에 독립적인 전송선로 해석, 주파수 의존성을 갖는 매개변수를 고려하고 선형 및 비선형 부하로 중단된 결합선로에 대한 해석 등의 연구가 많이 진행되어 왔다<sup>[1-6]</sup>. 이들 방법들은 입출력단의 응답 신호들을 주파수영역 전송방정식으로부터 구하고 역푸리에 변환을 통해 시간영역 파형을 예측하든지, 콘볼루션 혹은 근사화된 다항식의 비<sup>[2]</sup>를 사용하여 시간영역 해석을 하였다. 그러나 평행 배열된 선로들 해석에 국한되어 있으므로 임의로 결선된 회로 해석에는 적합치 않은 단점이 있다. 본 연구에서는 임의로 결선된 집적선로의 입, 출력 파형 뿐만 아니라 선로상의 임의점에서의 파형을 쉽게 예측할 수 있는 방법을 제시한다. 즉 다중 결합된 전송선로간의 연결 위치를 노드로 간주하여 노드 연결 행렬 방정식을 도출한 후 전송방정식의 주파수영역 일반해에 이식시키므로써 완전해를 계산한다. 그리고 주파수영역 해를 역푸리에 변환시켜 시간영역 파형을 계산한다. 이 방법은 임의의 연결 지점들을 노드로 간주할 수 있게 하므로써 임의 결선된 선로상의 임의점에서 파형 예측을 효율적으로 할 수 있는 장점을 가진다. 제시된 방법을 적용하기 위해 임의로 결선된 마이크로스트립 결합선로상의 파형을 예측, 분석하였으며, 이 때 연결 부위의 불연속들을 등가 모델<sup>[7,8]</sup>로 표현하므로써 해석의 일반성을 보였다.

한편 마이크로스트립 선로상의 펄스 전송 특성에 대한 많은 연구가 진행되어 왔으며, 단일 선로상의 펄스 분산 특성<sup>[9]</sup>, 다층내의 결합선로상의 펄스 왜곡 특성<sup>[10-12]</sup>, 다중 결합된 선로간의 누화 특성 및 누화 레벨 제어를 위한 마이크로스트립 제원 최적화<sup>[13]</sup> 등의 연구가 대표적인 예이다. 또한 펄스폭이 수 ps에 해당하는 펄스의 전송 특성 분석을 위해 단일선로 및 결합선로에서 손실의 고려 유무, 기판 높이 및 유전율의 변화 등을 고려하였다. 그러나 이들은 주로 주어진 마이크로스트립 제원하에서 펄스 전송 특성을 분석하고 신호의 보전성 유지를 위한 조건 산출에 관심을 두었다. 따라서 선로의

길이와 기판 유전율이 증가하면 분산 및 누화 특성이 증가하는 보편적인 경우의 범주를 벗어나지 않는다. 본 연구에서는 펄스폭을 변화시켰을 경우 각각의 펄스폭에서 선로의 길이, 기판 유전율 등이 누화에 미치는 영향을 노드분할법을 사용하여 계산한 누화 파형으로부터 분석하였다. 본 연구의 타당성을 검증하기 위해 일반화된 S-행렬 기법을 사용하여 예측된 파형과 비교하였다.

## II. 다도체 전송선로 해석

균일한 단면을 가진  $N$  개의 전송선로가  $z=0$  에서  $z=d$  까지 인접하여 뻗어 있다고 가정하면 전송방정식의 페이지식은 다음과 같이 표현된다.

$$-\frac{\partial V(z, \omega)}{\partial z} = ZI(z, \omega) \quad (1)$$

$$-\frac{\partial I(z, \omega)}{\partial z} = YV(z, \omega) \quad (2)$$

여기서  $V$  와  $I$  는 각각 복소 전압 및 전류 벡터로서  $i$  차 선로인 경우  $V_i$  와  $I_i$  로 표현되는 열벡터를 의미한다. 그리고  $Z = R + j\omega L$ ,  $Y = G + j\omega C$  를 의미하며,  $R, L, C, G$  는 결합선로의  $N \times N$  단위길이당 저항, 인덕턴스, 커패시턴스, 컨덕턴스 행렬을 의미한다. 식 (1)과 식 (2)로부터 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = ZYV \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} = YZI \quad (4)$$

모드 전압, 전류를 표현하기 위해 정방행렬  $E$  와  $H$  를 도입하고  $V = EV^M$ ,  $I = HI^M$ 로 표현하면 식 (3)과 식 (4)는 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial^2 V^M}{\partial z^2} = E^{-1}ZYEV^M \quad (5)$$

$$\frac{\partial^2 I^M}{\partial z^2} = H^{-1}YZHI^M \quad (6)$$

식 (5)로부터 복소 대각선행렬  $\Lambda$  를 정의하면 다음과 같이 표현된다.

$$E^{-1}ZYEV^M = \Lambda^2 = \text{diag}(\gamma_1^2, \dots, \gamma_N^2), \\ k = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

식 (7)로부터  $k$ 차 모드에 대한 고유값  $\gamma_k$  는  $|\gamma_k^2 U - ZY| = 0$  로부터 계산되며 여기서  $U$  는 단위행렬을 의미한다. 그리고 행렬  $E$  의 열벡터들을  $E^c$  라고 하면  $k$  차 모드에 대한 고유벡터  $E_k^c$  는 다음 식으로부터 계산될 수 있다.

$$(\gamma_k^2 U - ZY) E_k^c = 0 \quad (8)$$

모든 고유모드들은 각각 입사모드와 반사모드로 이루어지므로  $V^M$  는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V^M(z) = W(z) A + W^{-1}(z) B \quad (9)$$

여기서  $W(z) = \text{diag}[\exp(-\gamma_1 z), \dots, \exp(-\gamma_N z)]$  를 의미한다.  $A$  와  $B$  는 입사 및 반사모드 세기로서, 본 연구에서는 노드 연결식으로부터 계산될 수 있으며 다음과 같이 정의한다.

$$A = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_N \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \vdots \\ B_N \end{bmatrix} \quad (10)$$

따라서  $V = EV^M$  로부터 다음과 같이 표현된다.

$$V(z) = V_i(z) + V_r(z) = E(WA + W^{-1}B) \quad (11)$$

한편 식 (6)으로부터  $H^{-1}YZH = A^2$  로 두면 식 (1)로부터 입사 및 반사모드 각각에 대해 다음 식이 성립한다.

$$H = Z^{-1}EA \quad (12)$$

그리고

$$I^M(z) = W(z) A - W^{-1}(z) B \quad (13)$$

로 둘 수 있으며, 결과적으로  $I = HI^M$  로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I(z) = I_i(z) + I_r(z) = H(WA - W^{-1}B) \quad (14)$$

결과적으로  $Z$  와  $Y$  가 구해지면 식 (7)로부터 고유값  $\gamma_k$  가 계산되고 식 (8)로부터  $E$  가 계산된다. 그리고 식 (12)로부터  $H$  가 계산되므로 식 (11)과 식 (14)로부터 임의점  $z$  에서의 전압과 전류가 계산된다. 이 때  $A$  와  $B$  의 계산은 임의 연결선들을 고려하여 다음 절로부터

계산된다.

### III. 분할된 노드방정식 도출

특성임피던스 행렬을  $Z_c$  로 두면 식 (11), (12), (14)로부터 다음과 같이 표현된다.

$$Z_c = EH^{-1} = EA^{-1}E^{-1}Z \quad (15)$$

특성어드미턴스 행렬을  $Y_c = Z_c^{-1}$  로,  $W_d = W(d)$  로 둔다. 여러개의 다도체 결합선로가 서로 결선되어 있을 경우  $l$  번째 다도체 결합선로의 각 포트 전압 및 전류는 식 (11), (14), (15)로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V(0) \\ V(d) \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} E & E \\ E W_d & E W_d^{-1} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix}^t \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} I(0) \\ I(d) \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} Y_c E & -Y_c E \\ Y_c E W_d & -Y_c E W_d^{-1} \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix}^t \quad (17)$$

위 식을 사용하여  $l$  번째 결합선로의 포트 전압 및 전류를 간단히 표현하면 다음과 같다.

$$V^l = X^l C^l \quad (18)$$

$$I^l = T^l C^l \quad (19)$$

여기서  $l$  번째 결합선로의 길이가  $d_l$  이라 할 때

$$V^l = \begin{bmatrix} V(0) \\ V(d_l) \end{bmatrix}^t, \quad I^l = \begin{bmatrix} I(0) \\ I(d_l) \end{bmatrix}^t, \quad C = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix}^t$$

$$X^l = \begin{bmatrix} E & E \\ E W_d & E W_d^{-1} \end{bmatrix}^t,$$

$$T^l = \begin{bmatrix} Y_c E & -Y_c E \\ Y_c E W_d & -Y_c E W_d^{-1} \end{bmatrix}^t \quad (20)$$

를 의미한다. 따라서 다음과 같이 둘 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V^1 \\ V^2 \\ \vdots \\ V^l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & X^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & X^l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C^1 \\ C^2 \\ \vdots \\ C^l \end{bmatrix} \Rightarrow V_p = XC \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} I^1 \\ I^2 \\ \vdots \\ I^l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & T^l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C^1 \\ C^2 \\ \vdots \\ C^l \end{bmatrix} \Rightarrow I_p = TC \quad (22)$$

여기서  $V_p$  와  $I_p$  는 결합선로들의 입출력 포트 전압 및 전류들로 표현되므로 입출력 포트들을 노드로 간주

하면 전송선로간에 임의의 연결이 될 경우 노드방정식을 적용시킬 수 있다. 즉 KVL과 KCL을 적용한 노드방정식은 일반적으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_V V_P + P_I I_P = e(\omega) \quad (23)$$

여기서  $P_V$ 와  $P_I$ 는 결선된 노드에서의 전압, 전류간의 관계식으로부터 쉽게 도출될 수 있으며  $e(\omega)$ 는 임의의 노드에 인가되는 주파수영역 전압원을 의미한다. 식 (21)과 식 (22)를 식 (23)에 대입하여 정리하면 다음 식이 성립된다.

$$C = [P_V X + P_I T]^{-1} e \quad (24)$$

이 식으로부터  $l$  차 결합선로의  $A$ 와  $B$ 를 계산하고 식 (11)에 대입시키면  $l$  차 결합선로의 임의점에서 주파수영역 전압을 계산할 수 있다.

IV. 파형 예측 및 결과 분석

예를 위해 마이크로스트립 단일선로 및 결합선로가 무손실이라 가정하고 <그림 1>과 같은 구조에서 스펙트럼 영역 기법(SDA)<sup>[14]</sup>을 사용하여 주파수의존성 실효 유전율과 전류분포를 계산한 뒤 모드 특성임피던스와 단위길이당  $L, C$ <sup>[15]</sup>를 구하였다. 이 때 전류분포를 위한 기저함수는 수렴도<sup>[10]</sup>를 고려하여 다음과 같이 두었다.

$$J_{zn}(x) = \frac{T_n(2x/w)}{\sqrt{1-(2x/w)^2}} \quad (25)$$

$$J_{xn}(x) = j U_n(2x/w) \sqrt{1-(2x/w)^2} \quad (26)$$

여기서  $n=1, 2, \dots, N$  이고  $s/2 \leq |x| \leq s/2 + w$  이며  $T_n(x)$  및  $U_n(x)$ 는 각각 제 1종 및 제 2종 체비셰프 다항식을 의미한다. 스펙트럼 영역 기법 사용시 이들 기저함수의 푸리에 변환식은 closed-form식<sup>[10]</sup>을 사용하였다. 단일선로일 경우는  $|x| \leq w/2$  로 두어진다.

<그림 2>는 임의의 선형소자들로 종단된 단일선로와 결합선로가 연결된 예이며, 연결부위를 노드로 분할한 형태로 나타낸 것이다. 박스내의 그림은 예로 든 도체 패턴을 나타낸 것이다. 단일선로에 연결된 T형 불연속부 모델<sup>[7, 8]</sup>을 사용하면 식 (23)은 다음과 같이 표현된다.

<그림 2>로부터  $l=4$  이며  $TL\#1, TL\#2, TL\#3$ 는

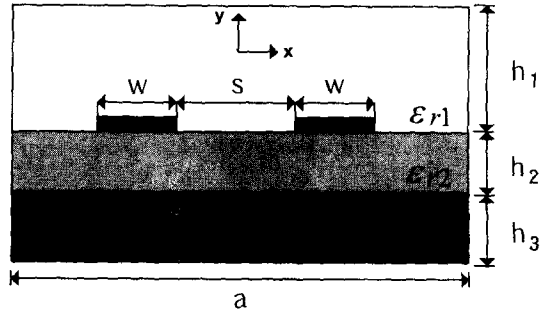


그림 1. 마이크로스트립 결합선로  
Fig. 1. Microstrip coupled transmission line.

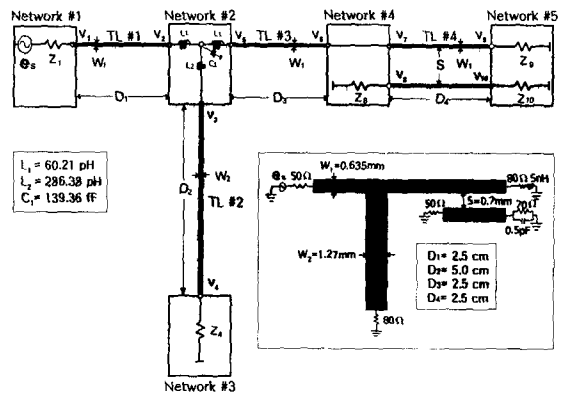


그림 2. 임의로 연결된 선로와 노드로 분할된 형태  
Fig. 2. Arbitrarily connected transmission lines and its topology discretized by nodes.

$$V_P = [V_1 \ V_2 \ \dots \ V_{10}]^T \quad (27)$$

$$I_P = [I_1 \ I_2 \ \dots \ I_{10}]^T \quad (28)$$

$$e = [e_s \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (29)$$

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -j\omega C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$P = \begin{bmatrix} Z_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j\omega L_1 & 0 & 0 & -j\omega L_2 & 0 \\ 0 & 0 & j\omega L_2 & 0 & -j\omega L_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_2 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & -1+j\omega L_1 C_1 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_3 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_4 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Z_5 & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

단일선로이므로  $X^1, X^2, X^3, T^1, T^2, T^3$ 는 1개의 값을 가진다. 그리고  $X^4, T^4$ 는 4×4 행렬로 이루어지며,

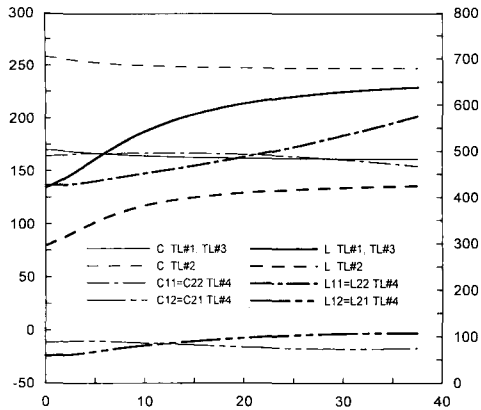
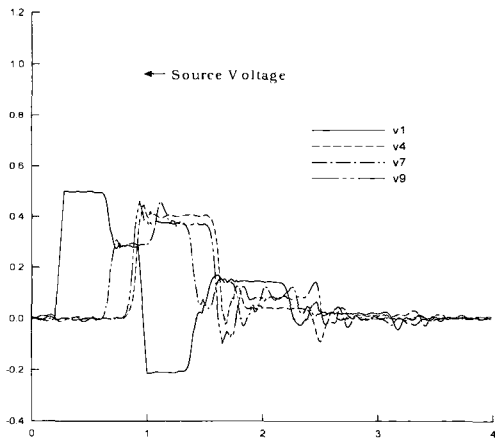
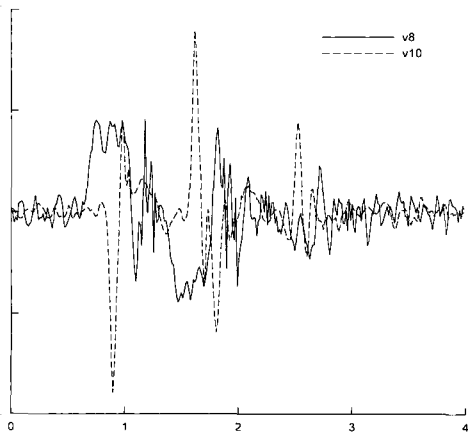


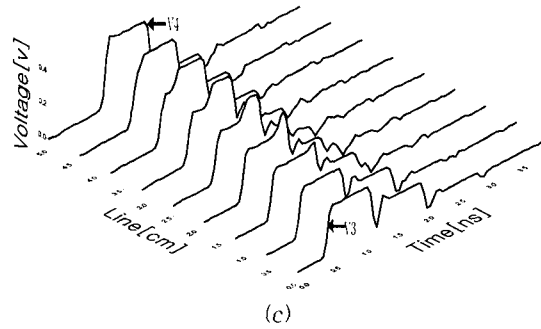
그림 3. 단일선로 및 결합선로의 주파수의존성 단위길이당 등가 인덕턴스와 커패시턴스.  
 Fig. 3. Frequency-dependent equivalent inductances and capacitances per unit length of single and coupled transmission lines.



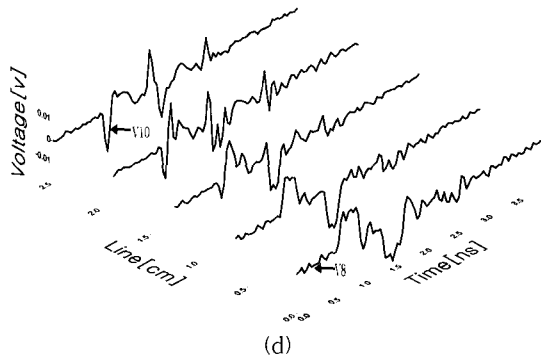
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4. 예측된 노드 전압들과 선로상의 과도 파형  
 Fig. 4. Predicted node voltages and transient waveforms on transmission lines.

결과적으로  $A_1^1, B_1^1, A_1^2, B_1^2, A_1^3, B_1^3, A_1^4, B_1^4$ 의 값을 식 (24)로부터 구할 수 있다. <그림 1>에서  $h_1=0, \epsilon_{r1}=1.0, \epsilon_{r2}=9.6, h_1=2.54 \text{ mm}, h_2=0.635 \text{ mm}, a=12.7 \text{ mm}$  인 경우 SDA를 사용하여 계산한 단일선로 및 결합선로의 주파수의존성 인덕턴스와 커패시턴스를 <그림 3>에 도시하였다. 인가된 신호원  $e_s$  는  $800 \text{ ps}$  의 펄스폭과  $80 \text{ ps}$  의 상승 및 하강시간을 가지는 구형파이며, 각 주파수에서 계산한 식 (11)로부터 시간영역 계산을 위해 역DFT의 주파수표본화 개수는 4000개로 하였고  $-16 \sim +16 \text{ GHz}$  범위에서 수행하였다. <그림 4>는 각 노드에서의 계산된 파형을 도시한 것으로서 구동선로에서 인가된 신호의 전송, 반사, 누화 특성 및 분산특성에 의한 왜곡 등의 메카니즘을 보이고 있다. 인가 신호의 주요 스펙트럼 범위는  $0 \sim 10 \text{ GHz}$  이므로 정적(static)주파수 범위인 낮은 주파수대에서 스펙트럼의 크기가 상대적으로 크다. 따라서  $TL \#1$ 의 특성임피던스는 약  $48 \Omega$  이므로,  $Z_1 = 50 \Omega$  임을 감안하면 0.49의 크기를 갖는 신호레벨에서 전송되기 시작한다. 실효유전율을 고려한 전압의 전송속도는  $TL \#1$ 에서

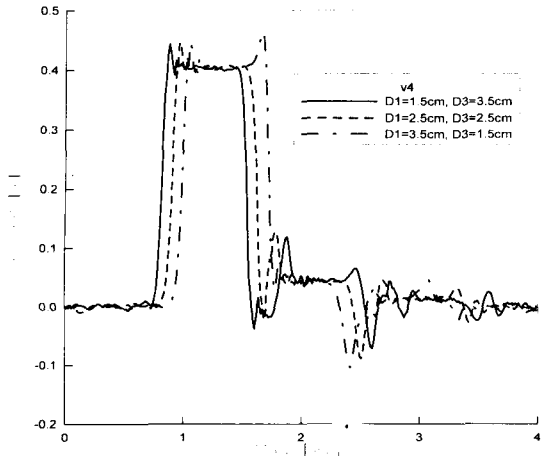


그림 5. 연결선의 위치 변화에 따른  $V_4$ 의 시간 지연과 파형 변화  
 Fig. 5. Time delay and waveform variation of  $V_4$  according to variation of interconnects position.

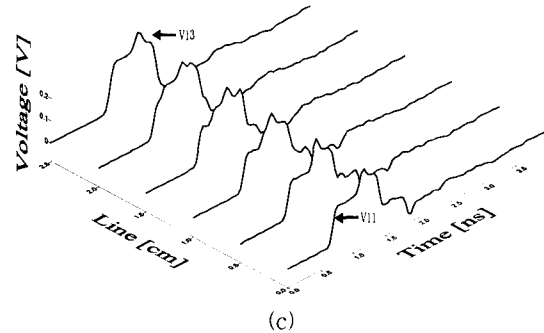
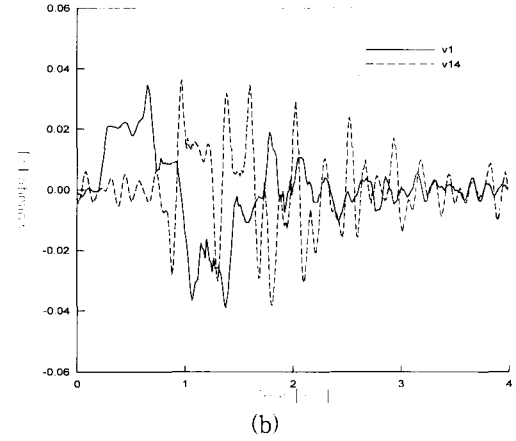
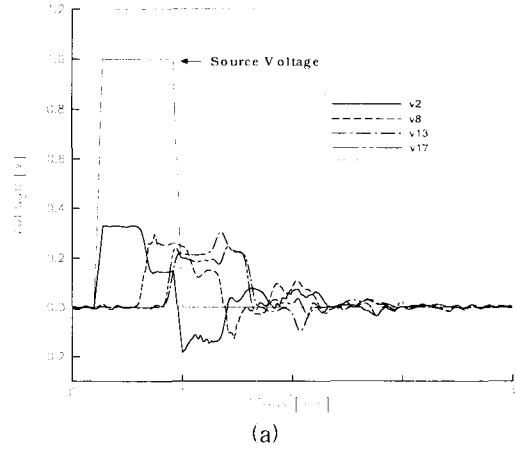


그림 7. 계산된 노드 전압과 누화 특성 및  $V_{11} \sim V_{13}$  과도 파형  
 Fig. 7. Calculated node voltages, crosstalk characteristics and transient waveforms between  $V_{11} \sim V_{13}$ .

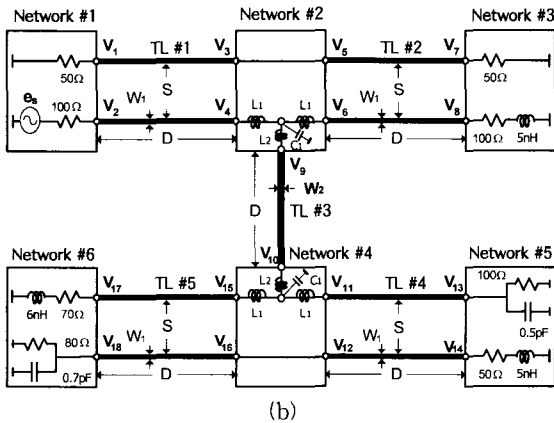
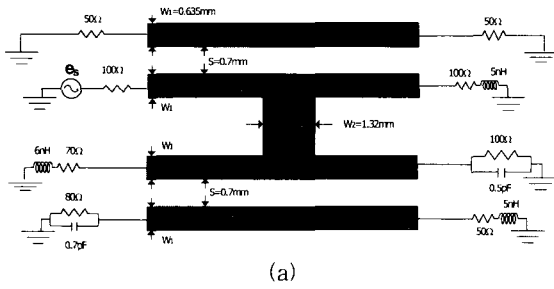


그림 6. 결합선로들이 연결된 전송선로와 노드해석을 위해 분할한 형태 ( $D = 2.5\text{ cm}$ )  
 Fig. 6. Transmission line with interconnects between coupled lines and discretized topology for node analysis ( $D = 2.5\text{ cm}$ ).

$11.3 \times 10^7\text{ m/s}$ 이며, 이는  $Net\#2$ 에 도달할 때까지  $0.23\text{ ns}$ 에 해당하는 시간 지연이 발생함을 의미한다.  $TL\#1$ 의 길이  $2.5\text{ cm}$ 를 진행 후 <그림 4(c)>의  $V_3$ 가 발생하는 시점에  $Net\#2$ 에서 반사된 신호가 입력신호

와 합쳐져 감소하기 시작한다. 따라서 이 감소 시점은 왕복 5 cm 경과한 시간이 된다. 또한 이 감소 시점에서 입력단으로부터 총 5 cm 진행된  $V_7 (= V_6)$ 이 발생하기 시작함을 알 수 있다. <그림 4(b)>는 결합선로 TL#4의 누화특성을 보인 것으로서 그 발생 시점이 <그림 4(a)>의  $V_7$ 과  $V_9$ 의 시점들과 일치함을 볼 수 있으며 특히  $V_{10}$ 의 경우, 누화되는 두 모드 전압간의 차에 의해 발생하며 그 결과로서  $V_9$ 의 상승 및 하강 시간에 반전된 spike 신호를 확인할 수 있다<sup>[2, 16]</sup>. <그림 4(c), (d)>는 TL#2와 TL#4의 sense선상의 과도현상을 식 (11)을 사용하여 계산한 결과이다. 이 그림들에서  $V_1, V_8, V_{10}$ 의 파형이 <그림 4(a)>와 <그림 4(b)>에 도시한 것과 일치함을 볼 수 있다. <그림 5>는 TL#2의 위치를 변화시켰을 경우  $V_4$ 의 파형지연 및 변화를 도시한 것이다. 결합선로와 결합선로 간에 연결선이 존재할 경우의 예는 <그림 6>에 보였다. 이 경우  $l=5$ 이며 TL#3는  $A_1^3, B_1^3$ 의 값만 가지며, 나머지 결합선로들은 각각  $A_1^i, A_2^i, B_1^i, B_2^i$ 의 값을 가진다. 그리고  $e = [0 \ e_s \ 0 \ \dots \ 0]^T$ 가 되고  $V_p$ 와  $I_p$  행렬의 원소는  $V_1 \sim V_{18}, I_1 \sim I_{18}$ 와 같이 18개로 구성된다. <그림 7>은 계산된 노드 전압 중 일부를 도시한 것으로서 파형 전송 지연 시간 및 누화특성은 <그림 2>의 예와 유사하게 분석될 수 있다.

한편 펄스폭이 좁아질 경우 누화에 미치는 영향을 분석하기 위해 <그림 8>을 예로 들었다. <그림 1>에서  $h_3=0$ , 즉 단층 기판을 사용할 경우 결합길이  $D$ 의 변화에 따른 far-end 누화의 최대값 및 최소값을 <그림 9>에 보였다. 이때 구동전압은 가우시안 펄스를 사용하였다. 즉  $e_s(t) = \exp(-b^2 t^2)$ 와 같이 크기가 1이고 펄스폭이  $\tau = 2/b$ 인 가우시안 펄스의 푸리에 변환식은 다음과 같다.

$$e_s(\omega) = \frac{\tau\sqrt{\pi}}{2} \exp\left[-\left(\frac{\omega\tau}{4}\right)^2\right] \quad (32)$$

<그림 9>로부터 펄스폭이 약 30 ps 보다 좁아지면 결합길이 증가하더라도 누화의 최대 및 최소값, 즉 피크값은 작아짐을 보이고 있다. 이는 펄스폭 감소에 따른 분산의 증가 속도가, 결합길이 증가에 따른 결합도 증가 속도보다 더 빠르다는 것을 의미한다. <그림 10>은  $\tau = 10$  ps 일 경우 결합길이  $D$ 의 변화에 따른  $V_9$ 과

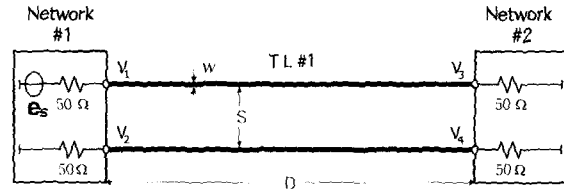


그림 8. 펄스폭이 누화에 미치는 영향 분석을 위한 결합선로 예

Fig. 8. Example of coupled transmission line for analysis of effects on crosstalks according to variations of driven pulse width.

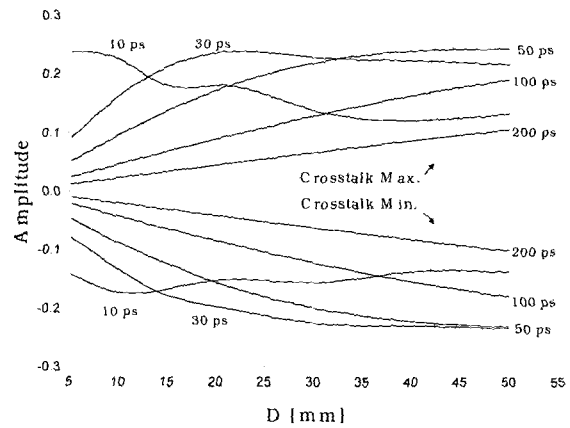


그림 9. 가우시안 펄스폭  $\tau$ 와 결합 길이  $D$ 의 변화에 따른 far-end 누화 최대 및 최소값의 변화 ( $h_3=0, h_2=0.2$  mm,  $\epsilon_{r2}=13.2, w=0.144$  mm,  $s=0.144$  mm)

Fig. 9. Variations of maximum and minimum values of far-end crosstalk by variations of gaussian pulse width and coupling length ( $h_3=0, h_2=0.2$  mm,  $\epsilon_{r2}=13.2, w=0.144$  mm,  $s=0.144$  mm).

$V_4$ 의 파형을 도시한 것이다. <그림 10(b)>로부터 far end 누화의 피크값이 감소하고 있음을 확인할 수 있다. <그림 11>은 기판유전율의 변화에 따른 far-end 누화 피크값들의 변화를 도시한 것으로서 위와 마찬가지로 펄스폭이 감소하면 펄스가 갖는 스펙트럼 범위가 확장되고 주파수의존성 실효유전율의 상대적 증가에 의해 결합도의 증가보다 분산이 심하게 일어나게 된다. <그림 12>는 이층 기판상에 <그림 8>의 결합선로가 구현되었을 경우  $\epsilon_{r1}$ 의 변화에 따른 far-end 누화의 피크값들의 변화를 도시한 것이다. 단층과는 달리 펄스폭이 감소함에 따라 누화값의 크기가 오히려 크게 증가함을 볼 수 있으며, 이 경우 누화 최소값이 존재하는 최적한

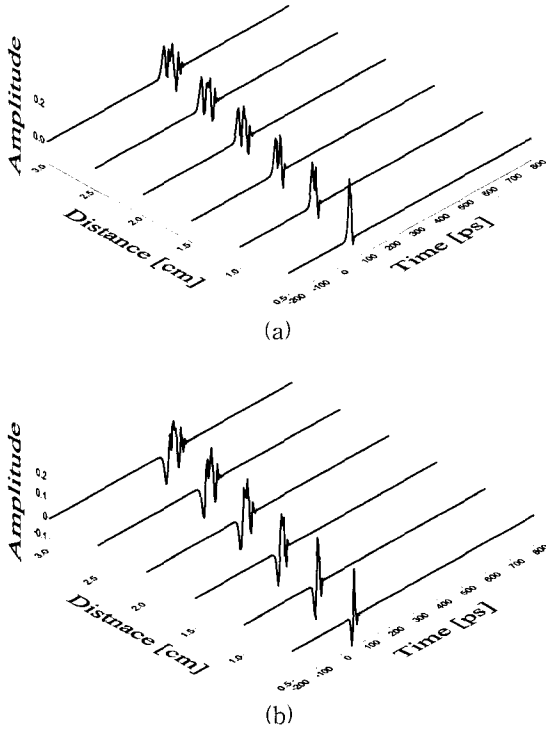


그림 10. 결합길이  $D$ 의 변화에 따른 far-end 파형 ( $\tau=10\text{ps}$ ). (a)  $V_3$ , (b)  $V_1$

Fig. 10. Far-end waveforms according to variations of coupled length  $D$  ( $\tau=10\text{ps}$ ). (a)  $V_3$ , (b)  $V_1$ .

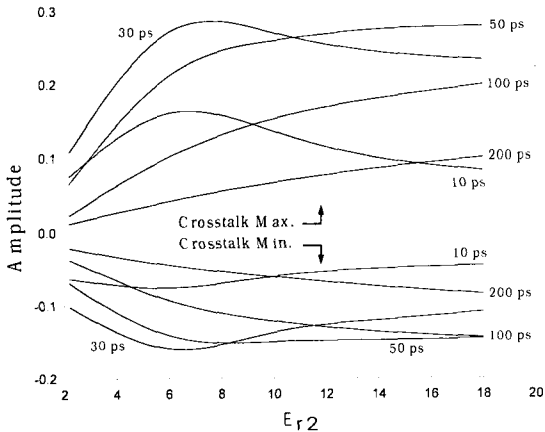


그림 11. 기판유전율의 변화에 따른 누화 최대 및 최소값의 변화 ( $h_3=0$ ,  $h_2=0.635\text{mm}$ ,  $w=0.596\text{mm}$ ,  $s=1.0\text{mm}$ ,  $D=5\text{cm}$ )

Fig. 11. Variations of maximum and minimum values of far-end crosstalks by variations of substrate permittivity ( $h_3=0$ ,  $h_2=0.635\text{mm}$ ,  $w=0.596\text{mm}$ ,  $s=1.0\text{mm}$ ,  $D=5\text{cm}$ ).

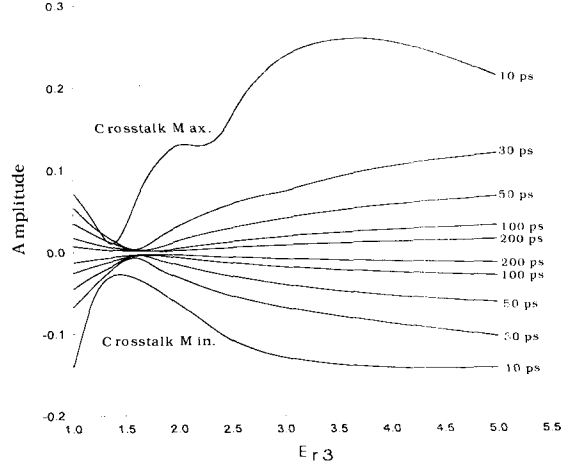


그림 12. 이층 기판의  $\epsilon_{r3}$ 의 변화에 따른 far-end 누화의 최대 및 최소값의 변화 ( $h_3=0.02\text{mm}$ ,  $h_2=0.18\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r2}=13.2$ ,  $w=0.144\text{mm}$ ,  $s=0.144\text{mm}$ ,  $D=1\text{cm}$ ).

Fig. 12. Variations of maximum and minimum values of far-end crosstalks by variations of  $\epsilon_{r3}$  on two-layer substrate ( $h_3=0.02\text{mm}$ ,  $h_2=0.18\text{mm}$ ,  $\epsilon_{r2}=13.2$ ,  $w=0.144\text{mm}$ ,  $s=0.144\text{mm}$ ,  $D=1\text{cm}$ ).

기판 유전율이 존재함을 볼 수 있다. <그림 13>은 단층 및 이층 기판상에 구현된 <그림 8>의 결합선로의  $V_1 \sim V_4$ 를 도시한 그림이다. 이때 구동 가우시안 펄스의 펄스폭은  $10\text{ps}$ 이다. <그림 13>에서 박스내의 그림은 본 연구에서의 방법으로 계산된  $V_4$ , 즉 far-end 누화파형을 일반화된 S-행렬 기법<sup>[17]</sup>을 사용하여 계산한 결과와 비교한 것으로서 거의 일치함을 보이고 있다. S-행렬 기법에서  $i$ 차 포트에서 구동펄스가 여기되면  $i$ 차 및  $k$ 차 포트전압은 주파수영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$V_i(\omega) = e_{si}(\omega) \cdot (1 + S_{ii}(\omega)) / 2 \quad (33)$$

$$V_k(\omega) = e_{sk}(\omega) \cdot S_{ki}(\omega) \cdot Z_k^{1/2} \cdot Z_i^{-1/2} / 2 \quad (34)$$

여기서  $Z_i$  및  $Z_k$ 는  $i$ 차 및  $k$ 차 포트에 종단된 임피던스를 의미한다. 각 주파수에서의 우모드 및 기모드 임피던스 그리고 각 모드에 대한 전기적 길이로부터 ABCD행렬을 계산하고 이를 S-행렬로 변환한 후, 식 (33)과 식 (34)에 대입하였다. 그리고 역푸리에 변환 과정을 거쳐 시간영역 노드 전압을 계산하였다.



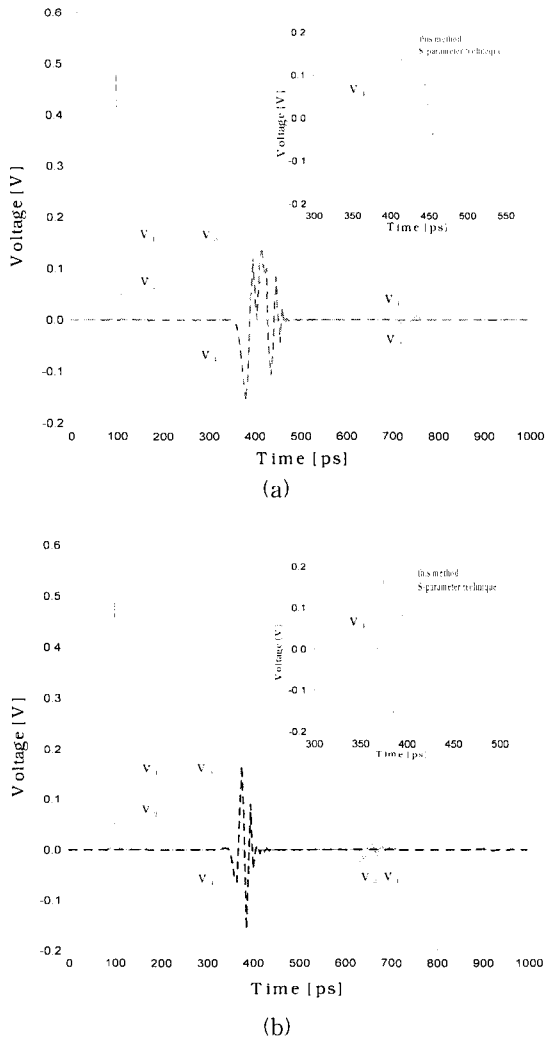


그림 13. 단층 및 이층 기판상에 구현된 결합선로의 노드 전압(a) 단층 기판상( $h_3 = 0$ ,  $h_2 = 0.20 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 13.2$ ,  $w = 0.144 \text{ mm}$ ,  $s = 0.144 \text{ mm}$ ,  $D = 3 \text{ cm}$ ) (b) 이층 기판상( $h_3 = 0.02 \text{ mm}$ ,  $h_2 = 0.18 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 13.2$ ,  $\epsilon_{r3} = 1.8$ ,  $w = 0.144 \text{ mm}$ ,  $s = 0.144 \text{ mm}$ ,  $D = 3 \text{ cm}$ ).  
 Fig. 13. Node voltages of coupled transmission lines on single and two-layer substrate (a) on the single layer( $h_3 = 0$ ,  $h_2 = 0.20 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 13.2$ ,  $w = 0.144 \text{ mm}$ ,  $s = 0.144 \text{ mm}$ ,  $D = 3 \text{ cm}$ ) (b) on the two-layer( $h_3 = 0.02 \text{ mm}$ ,  $h_2 = 0.18 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r2} = 13.2$ ,  $\epsilon_{r3} = 1.8$ ,  $w = 0.144 \text{ mm}$ ,  $s = 0.144 \text{ mm}$ ,  $D = 3 \text{ cm}$ ).

V. 결론

본 연구에서는 전송선로들 간에 임의로 연결될 경우

연결 지점을 노드로 간주하고 노드 방정식을 도출하여 전송선로 방정식에 이식하므로써 분산특성을 갖는 다도체 전송선로 입, 출력 및 임의점에서의 과도 파형을 예측할 수 있는 방법을 제시하였다. 무손실 전송선로의 분포된 등가 회로정수  $L, C$ 는, SDA를 사용하여 계산된 주파수의존성 실효유전율과 전류분포로부터 계산하였으며, 연결 지점의 불연속부는 등가모델을 사용하여 노드 방정식에 활용할 수 있도록 하였다. 아울러 고속 마이크로스트립 결합선로 상에 인가되는 펄스폭 변화가 누화에 미치는 영향도 동시에 검토하였다. 그 결과 펄스폭이 수 ps에 이르면 단층의 경우 선로 길이와 기판 유전율이 증가하여도 오히려 누화피크값은 감소하는 특성을 볼 수 있었다. 또한 다층의 경우는 누화 레벨 최소화에 적합한 최적한 기판 유전율이 존재함을 보였다. 제시한 파형 예측 방법을 S-행렬 기법을 사용한 결과와 비교하므로써 타당성을 보였다. 본 연구에서의 방법 및 결과는 짧은 길이의 전송선로 조각들의 연결로 간주할 수 있는 임의의 연결된 불균일 선로 해석 및 외부 입사 전자기펄스가 회로시스템에 미치는 영향 분석에도 적용가능하며, 광펄스와 같은 매우 짧은 펄스의 전송로 및 결합기 설계시 펄스폭을 고려한 설계에 유용하리라 생각된다.

참 고 문 헌

[1] A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar and S.M.Rao, "Analysis of Finite Conductivity Cylindrical Conductors Excited by Axially-Independent TM Electromagnetic Field," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-33, no. 10, pp. 960~966, Oct. 1985.  
 [2] O.A.Palusinski and A.Lee, "Analysis of Transients in Nonuniform and Uniform Multi-conductor Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, no. 1, pp. 127~138, Jan. 1989.  
 [3] A.R.Djordjevic and T.K.Sarkar, "Analysis of Time Response of Lossy Multiconductor Transmission Line Networks," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-35, no. 10, pp. 898~908, Oct. 1987.  
 [4] J.R.Griffith and M.S.Nakhla, "Time-Domain Analysis Lossy Coupled Transmission Lines,"

- IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, no. 10, pp. 1480~1487, Oct. 1990.
- [5] A.R.Djordjevic, T.K.Sarkar and R.F.Harrington, "Analysis of Lossy Transmission Lines with Arbitrary Nonlinear Terminal Networks," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-34, no. 6, pp. 660~666, Jun. 1986.
- [6] C.R.Paul, Analysis of Multiconductor Transmission Lines. John Wiley & Sons, 1994.
- [7] A.Gopinath and Chandra Gupta, "Capacitance Parameters of Discontinuities in Microstrip lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-26 no. 10, pp. 831~835, Oct. 1978.
- [8] A.F. Thomson and A. Gopinath. "Calculation of Microstrip Discontinuity Inductances." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23 no. 8, pp. 648~655, Aug. 1975.
- [9] E. J. Denlinger, "A frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, pp. 30~39, Jan. 1971.
- [10] James P. K. Gilb and Constantine A, Balanis, "Asymmetric, Multi-Conductor Low-Coupling Structures for High-Speed, High-Density Digital Interconnects" IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 39, No.12, December 1991.
- [11] M. A. Mehalic and R.Mitra, "Investigation of Tapered Multiple Microstrip Lines for VLSI Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, No. 11, pp. 1559~1567, Nov. 1990.
- [12] M. Kirchning and R.H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-32, pp. 83~90, Jan. 1984.
- [13] James P. Gilb and Costantine A. Balanis, "Pulse Distortion on Multilayer Coupled Microstrip Lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 37, No 10, pp. 1620~1628, Oct. 1989.
- [14] Tatsuo Itoh, Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures. pp. 334~380, John Wiley and Sons, 1989.
- [15] K.C.Gupta, I.Bahl, R.Garg and P.Bhartia, Microstrip Lines and Slotlines. Artech House, 1996.
- [16] 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 Tech., vol. 39, No 12, pp. 2117~2122, Dec. 1991.
- [17] T. T .Ha, Solid-State Microwave Amplifier Design. John Wiley & Sons, 1981.

## 저 자 소 개



全相在(正會員)

1999년 2월 : 금오공과대학교 전자공학과 공학사. 2002년 2월 : 금오공과대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 2002년 3월~현재 : 금오공과대학교 대학원 전자공학과 박사과정. <주관심분야 : 마이크로파 전송

선로 및 전자장 이론 등>



朴義俊(正會員)

1983년 2월 : 동아대학교 전자공학과 공학사. 1986년 8월 : 고려대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 1990년 2월 : 고려대학교 대학원 전자공학과 공학박사. 1990년 2월~현재 : 금오공과대학교 전자공학부 교수.

<주관심분야 : 전자장이론 및 안테나, 마이크로파 전송선로 및 회로설계 등>