

논문 2006-43SD-12-12

# 주파수 종속 다중 전송선의 신호 천이 특성

(Signal transient simulation of multi-coupled frequency-variant transmission lines)

조영일\*, 어영선\*\*

(Youngil Cho and Yungseon Eo)

## 요약

다중 배선의 주파수 변화에 따른 전송선 파라미터를 계산하고 이를 이용하여 다중 배선의 주파수 종속 신호 천이 특성을 조사한다. 제시한 방법으로 다중 배선 입력신호의 스위칭 패턴, 상승 / 하강시간 (tr, tf) 및 길이에 따른 신호의 흔들림 (오버슛, 언더슛)과 크로스톡에 고주파 효과를 반영하여 시그널 인테그리티를 정확하게 결정할 수 있다. 고속 디지털 회로에서 주파수 종속 특성을 고려하지 않으면 최악의 신호 동작 환경에서 글로벌 배선의 경우 26%와 260%, 패키지 배선은 11%와 70% 정도의 신호 천이와 크로스톡 노이즈 오차를 갖을 수 있다는 것을 보인다.

## Abstract

Frequency-variant transmission line parameters are determined. Then the signal transient characterizations of frequency-dependent multi-coupled lines are investigated. With the proposed method, an accurate signal integrity degradation such as signal ringing (overshoot, undershoot) and crosstalk noises relevant to the switching patterns of signals, rising / falling time(tr, tf) and line lengths is investigated. It is shown that there may be approximately 26% discrepancy of signal transients and 260% difference of crosstalk noises between the constant RLC model and frequency-variant RLC model in on-chip global interconnects while those of package lines are 11% and 70%, respectively.

**Keywords :** 전송선, 크로스톡, 시그널 인테그리티, 고주파 효과, 모드 분석

## I. 서론

최근 나노 스케일의 CMOS 공정 기술은 수억개의 트랜지스터를 하나의 반도체 칩에 집적시킬 수 있게 되었을 뿐만 아니라 수 GHz로 동작하는 고성능 집적 회로 설계를 가능하게 해 주었다<sup>[1]-[3]</sup>. 하지만 방대한 트랜지스터들을 상호 연결하는 칩내의 배선과 패키지 배선에서 발생하는 시그널 인테그리티의 열화는 회로의 성능을 심각하게 악화시키고 있다<sup>[2][3]</sup>. 따라서 고성능 회로 설계시 초기 단계에서부터 배선에서 발생하는 시그널 인테그리티를 정확히 분석하는 것은 필수 불가결한 회로 설계의 일부분으로 간주되었다.

배선과 관련된 시그널 인테그리티의 검증은 회로의 동작주파수가 수백 MHz 이상으로 증가하고 배선의 임계 경로가 수 센티미터 이상으로 증가함에 따라 전송선으로 모델하지 않으면 안되게 되었으며, 칩내의 일부 국부 영역 배선을 제외하면 인덕턴스의 영향을 무시할 수 없기 때문에 RLC 전송선 회로로 모델하지 않으면 안된다<sup>[4]-[6]</sup>. 특히 최근의 회로설계자들은 과거보다 집적도와 동작주파수가 더욱 증가하는 반면 타이밍 마진과 노이즈 마진은 더욱 적은 악조건 하에서 회로를 설계해야 하기 때문에 더욱 엄밀한 시그널 인테그리티의 검증이 필요하게 되었다. 고집적 고속회로에서 데이터 패스, 클럭 배선, 제어신호 배선 혹은 패키지 배선과 같은 광대역 배선은 근본적으로 주파수에 종속한 전송특성 (도선의 표피효과, 근단효과, 기판특성, 에디전류 등에 기인함)을 갖는다. 따라서 이들 주

\* 학생회원, \*\* 정회원, 한양대학교 전자컴퓨터공학  
(Hanyang University, Dep. of Electrical and  
Computer Engineering)

접수일자: 2006년7월31일, 수정완료일: 2006년11월22일

파수 종속 파라미터(frequency-variant RLC: FV RLC)를 반영하여 시그널 인테그리티를 검증해야 한다.

Grotelschen *et al.*은 실리콘 기판 위의 두 신호 선에 대해 주파수 종속 파라미터 (RL,C,G) 추출법을 제시하였다<sup>[7][8]</sup>. 이 방법은 실리콘 기판의 표피효과, 근접효과 및 기판의 손실을 잘 반영하고 있다<sup>[9]</sup>. 하지만 이들은 두선에 국한시켰기 때문에 다중 전송선으로 확장시킬 필요가 있으며 패키지 혹은 칩 내부 글로벌 배선에서 추가적으로 배선의 표피효과를 고려할 필요가 있다<sup>[10]</sup>. 반면에, 다양한 장해석기를 사용한 전송선의 주파수 종속 특성은 주파수 변화에 따른 전송선의 특성은 잘 반영할 수 있지만, 회로 설계자에게 직접적으로 필요한 시그널 인테그리티 정보 (신호의 전이 특성 및 노이즈 특성)를 충분히 제공할 수 없다<sup>[11]</sup>.

본 논문에서는 이상의 사항을 개선하여 3개 전송선 (가장 일반적인 다중 배선의 신호 특성 모델)에서 배선의 표피효과를 고려한 주파수 종속 파라미터를 추출한다. 그리고 주파수 영역에서 배선의 주파수 종속 RLC를 반영할 수 있는 전송특성을 수학적으로 모델한 후 다중 배선에 모드 분석법을 적용하여 다중 배선의 신호 전송 특성을 시간 영역에서 계산한다<sup>[13][14]</sup>. 이때 실제적인 시스템의 동작을 위해 다양한 스위칭 조건에 따른 신호 변화를 고찰한다. 본 논문의 주파수 종속 RLC 모델을 이용하면 다중 배선에서 발생하는 신호의 흔들림 (오버슛, 언더슛)과 크로스톡을 스위칭, 라인 길이 및 경계 시간의 변화에서 기존의 주파수-독립 RLC 모델보다 더 정확하게 예측할 수 있다는 것을 보인다.

## II. 주파수 종속 전송선 파라미터

### 1. 다중 배선의 임피던스 파라미터

[7]과 [8]에서는 아래와 같은 배선 구조에서 2 선의 임피던스를 계산하였다.

그라운드 배선을 각각 1(좌측), 2(우측), 및 3(실리콘 기판)으로 나타내고 두 신호선을 i와 j로 나타내면  $I^i$ 와  $V^i$ 는 왼쪽 신호 라인의 전류와 전압이고  $I_1^i, I_2^i, I_3^i$ 와  $V_1^i, V_2^i, V_3^i$ 는 왼쪽 신호 라인에서 좌우 그라운드, 실리콘 기판의 세 개의 리턴 패스로 흐르는 전류와 인가된 전압으로 표현하면  $I_1^i + I_2^i + I_3^i = I^i$ 이고  $V_1^i = V_2^i = V_3^i = V^i$ 이다. 따라서 단위 길이당

셀프 임피던스  $Z'_{ii}$ 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} Z'_{ii}(w)|_{I^i=0} &= \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V^i}{\partial z} = R_{dc}^{i'} + \frac{1}{G^{ii'} + jwC^{ii'}} \\ &= R_{dc}^{i'} + \frac{1}{\sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}} \end{aligned} \quad (1)$$

$Y_{mn}^{ii'}$ : 3X3행렬  $[K^{ii'}]$ 를 역변환한 행렬의 (m, n) 성분

$K_{ab}^{ii'}$ : b 리턴 패스 전류에 의해 a 리턴 패스가 받는 임피던스 (그림 1에서 a=1,2,3 b=1,2,3)

$R_{dc}^{i'}$ : i 번째 라인의 단위길이당 dc 저항

유사하게 단위 길이당 상호 임피던스  $Z'_{ij}$ 는 (1)과 마찬가지로 방법으로 구할 수 있다.

$$Z'_{ij}(w)|_{I^j=0} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V^j}{\partial z} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V_1^j}{\partial z} = \frac{\sum_{m=1}^3 K_{m1}^{ij'} \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}}{\sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}} \quad (2)$$

이들 2개 전송선 파라미터 계산 방법을 일반화하면 n개의 배선으로 확장하여 임피던스를 구할 수 있다. 본 논문에서는 3개의 배선으로 확장하여 전송선의 특성을 분석한다. 그림 2의 3개 전송선에 대한 임피던스 행렬  $[Z']$ 는 다음과 같다.

$$[Z'] = \begin{bmatrix} Z'_{ii} & Z'_{ij} & Z'_{ir} \\ Z'_{ji} & Z'_{jj} & Z'_{jr} \\ Z'_{ri} & Z'_{rj} & Z'_{rr} \end{bmatrix} \quad (3)$$

(3)에서 아래첨자 i, j, r은 신호 라인 i, j, r을 나타낸다. 세 신호 라인의 구조가 동일하면  $[Z']$ 는  $Z'_{ii} = Z'_{jj} = Z'_{rr}, Z'_{ij} = Z'_{ji} = Z'_{rj}$  그리고  $Z'_{ir} = Z'_{ri}$ 가 되어 세 가지 성분  $Z'_{ii}, Z'_{ij}$  및  $Z'_{ir}$ 로 부터  $[Z']$ 를 구할 수 있다. 그림 2는 이들 셀프, 상호 임피던스 성분을 위한 모델이다. 셀프 임피던스  $Z'_{ii}$ 와 상호 임피던스  $Z'_{ij}$ 와  $Z'_{ir}$ 는 (1), (2)와 마찬가지로 계산할 수 있다.

$$Z'_{ii}(w)|_{I^i=0} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V^i}{\partial z} = R_{dc}^{i'} + \frac{1}{G^{ii'} + jwC^{ii'}} = R_{dc}^{i'} + \frac{1}{\sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}} \quad (4)$$

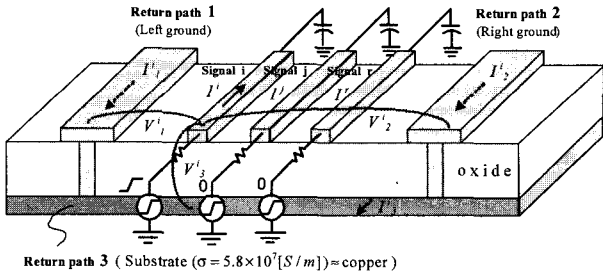


그림 2. 패키지의 세 신호선 모델  
Fig. 2. 3 coupled transmission lines model on package.

$$Z'_{ij}(\omega) \Big|_{\substack{I^j=0 \\ I^r=0}} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V^j}{\partial z} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V_1^j}{\partial z} = \frac{\sum_{m=1}^3 K_{m1}^{ij} \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}}{\sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}} \quad (5)$$

$$Z'_{ir}(\omega) \Big|_{\substack{I^j=0 \\ I^j=0}} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V^r}{\partial z} = \frac{1}{I^i} \cdot \frac{-\partial V_1^r}{\partial z} = \frac{\sum_{m=1}^3 K_{m1}^{ir} \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}}{\sum_{m=1}^3 \sum_{n=1}^3 Y_{mn}^{ii'}} \quad (6)$$

칩 내부의 글로벌 라인이나 패키지 라인에서는 신호 라인과 그라운드 라인 자체에 대한 표피효과도 함께 고려해 주어야 한다. 따라서 그림 2 구조체에 대해서 표피효과<sup>[10]</sup>를 고려하면

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = 0.0661 \times \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (7)$$

$$R'_{ac}(f) = \frac{1}{\sigma \times S} = \frac{1}{\sigma \times \delta \times 2(W+t)} \quad (8)$$

$$R'_{dc+skin} = \sqrt{R'_{dc}{}^2 + R'_{ac}(f)^2} \quad (9)$$

가 된다. 위 식 (7)-(8)에서  $R'_{ac}$ 는  $i$  신호선의 AC저항 (mOhm/mm)이고  $W$ 와  $t$ 는 신호선의 폭 (um)과 두께(um)이며  $f$ 는 주파수 (Hz)이다. (4)-(6)의 임피던스 행렬  $[K^{ii'}]$ ,  $[K^{ij'}]$  및  $[K^{ir'}]$  성분은 [7]을 이용하여 부분 임피던스  $P$ 로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} K_{11}^{in'} &= R_1 + j\omega(P_{i,n} - 2P_{i,1} + P_{1,1}) \\ K_{12}^{in'} &= j\omega(P_{i,n} - P_{i,1} - P_{i,2} + P_{1,2}) \\ K_{13}^{in'} &= j\omega(P_{i,n} - P_{i,1}) \\ K_{33}^{in'} &= j\omega(P_{i,n}) \end{aligned} \quad (10)$$

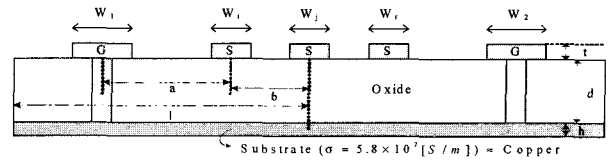


그림 3. 자기 벡터 전위를 위한 구조체의 입력값  
Fig. 3. Cross-section and dimension for magnetic vector potential.

여기서  $n=i, j, r$  (전송선)이고,  $R_1$ 은 리턴 패스1의 저항으로서 (9)와 마찬가지로 표피효과를 고려하고 부분 임피던스  $P$ 를 거리에 따른 벡터 포텐셜의 함수로 표현할 수 있다<sup>[8]</sup>.

즉,

$$P_{i,j} = \frac{\mu_0}{2\pi} P(W_i, W_j, b, 2d) + \frac{\mu_0}{l} \left[ \frac{E_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} E_k \text{si}\left(\frac{m_k W_i}{2}\right) \text{si}\left(\frac{m_k W_j}{2}\right) \cos(m_k b) \right] \quad (11)$$

여기서

$$P(W_i, W_j, b, 2d) = \frac{1}{W_i W_j} \int_{-\frac{W_j}{2}}^{\frac{W_i}{2}} \int_{-\frac{W_i}{2}}^{\frac{W_j}{2}} \ln \sqrt{\frac{(x-x')^2 + (2d)^2}{(x-x')^2}} dx' dx$$

$$E_k = \frac{B_k + C_k e^{-2q_k h}}{B_k^2 - C_k^2 e^{-2q_k h}} e^{-2m_k d}, \quad \text{si}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$$

$$B_k = q_k + m_k, \quad C_k = q_k - m_k$$

$$q_k = \sqrt{m_k^2 + j\omega \mu_0 \sigma}, \quad m_k = \frac{k\pi}{l}$$

## 2. 다중 배선의 어드미턴스 파라미터

그림 4에서 단위 길이당 어드미턴스  $Y'$ 는  $V_0$ 와  $V_1$ 로부터 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$Y' = G' + j\omega C' = \frac{j\omega Q}{V_0 - V_1} \quad (12)$$

또한 전하 밀도 함수  $q(x)$ 와  $V_0(y=d)$ ,  $V_1(y=0)$ 는 다음과 같이 구한다.

$$q(x) = \frac{2Q}{\pi W} \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2x}{W}\right)^2}} \quad \text{for } |x| < W \quad (13)$$

$$V_0 = \frac{1}{W_0} \int_S V(x, y=d) dx, \quad V_1 = \frac{1}{W_1} \int_{GL(GR)} V(x, y=0) dx \quad (14)$$

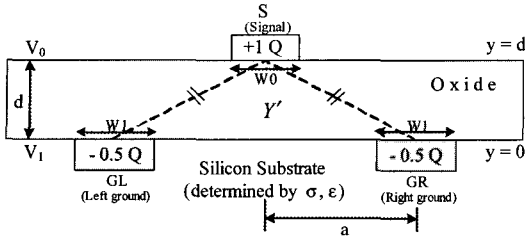


그림 4. 어드미턴스 계산을 위한 모델  
Fig. 4. Model for admittance determination.

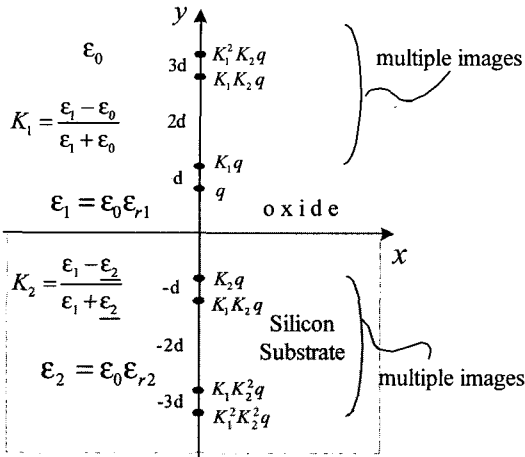


그림 5. 선 전하의 다중 영상  
Fig. 5. Multiple images of a line charge.

주파수와 도전율에 따른 기판의 손실을 반영하기 위해 복소 유전율  $\epsilon_2 = \epsilon_2 - j(\sigma/\omega)$  을 고려하고  $V_0$  및  $V_1$ 에 상응하는 그린 함수  $G_1$  과  $G_2$  를 그림 5로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G_1(x-x', y=d, y'=d) = -\frac{1+K_1}{2\pi\epsilon_1} \left[ \ln \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ K_1^n K_2^n \ln \sqrt{(x-x')^2 + (2nd)^2} + K_1^{n-1} K_2^n \ln \sqrt{(x-x')^2 + (2nd)^2} \right\} \right] \quad (15)$$

$$G_2(x-x', y=d, y'=0) = -\frac{1+K_2}{2\pi\epsilon_1} \left[ \ln \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ K_1^n K_2^{n-1} \ln \sqrt{(x-x')^2 + (d-2nd)^2} + K_1^n K_2^n \ln \sqrt{(x-x')^2 + (d+2nd)^2} \right\} \right] \quad (16)$$

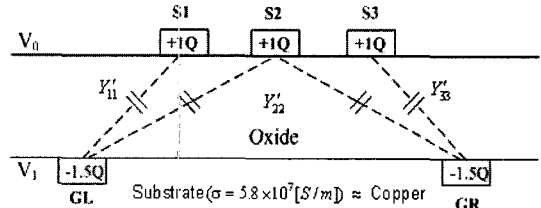
따라서 세 전송 라인에서 어드미턴스 행렬  $[Y']$ 는

$[Z']$ 와 비슷하게 다음과 같이 표현할 수 있다.

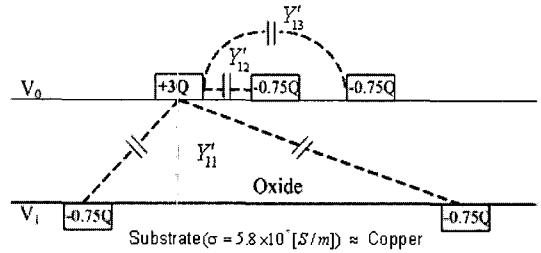
$$[Y'] = \begin{bmatrix} Y'_{11} & Y'_{12} & Y'_{13} \\ Y'_{21} & Y'_{22} & Y'_{23} \\ Y'_{31} & Y'_{32} & Y'_{33} \end{bmatrix} \quad (17)$$

세 신호선이 동일하다면

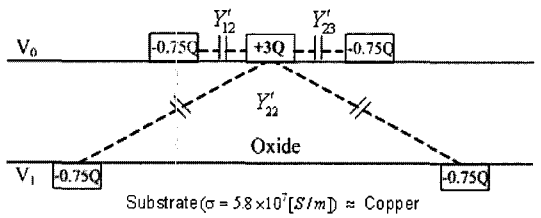
$$Y'_{11} = Y'_{33}, Y'_{12} = Y'_{21} = Y'_{23} = Y'_{32}, Y'_{13} = Y'_{31}, Y'_{22} \text{ 로서 네}$$



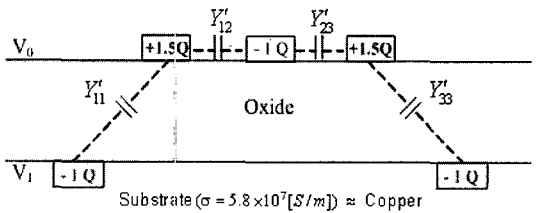
(a) 세 신호선의 +1Q에 해당하는  $Y'$   
(a)  $Y'$  on three signal lines corresponding to +1Q



(b) 좌측 신호선의  $Y'$   
(b)  $Y'$  on left signal line.



(c) 중앙 신호 배선의  $Y'$   
(c)  $Y'$  on middle signal line.



(d) 좌, 우측 신호 배선의  $Y'$   
(d)  $Y'$  on left and right signal lines.

그림 6. 세 신호 배선의 어드미턴스 모델  
Fig. 6. Admittance model of 3 signal lines.

성분  $Y'_{11}$ ,  $Y'_{12}$ ,  $Y'_{13}$ ,  $Y'_{22}$ 로부터  $[Y']$ 를 구할 수 있다. 다음 그림 6에서 그림 4 모델과 같은 방법을 사용하여 어드미턴스를 구한 후 이 네 방정식을 연립하여  $Y'_{11}$ ,  $Y'_{12}$ ,  $Y'_{13}$ ,  $Y'_{22}$ 를 결정할 수 있다.

$$Y'_{11} + Y'_{22} + Y'_{33} = 2Y'_{11} + Y'_{22} = \frac{j\omega(3Q)}{V_0 - V_1} \quad (18)$$

여기서

$$V_0 = \frac{1}{W_0} \int_{S1} \left[ \int_{S1} q(x') \cdot G_1(x-x', y=d, y'=d) dx' + \int_{S2} q(x') \cdot G_1(x-x', y=d, y'=d) dx' + \int_{S3} q(x') \cdot G_1(x-x', y=d, y'=d) dx' - \int_{GL} 1.5q(x') \cdot G_2(x-x', y=d, y'=0) dx' - \int_{GR} 1.5q(x') \cdot G_2(x-x', y=d, y'=0) dx' \right] dx$$

$$V_1 = \frac{1}{W_1} \int_{GL} \left[ \int_{S1} q(x') \cdot G_1(x-x', y=0, y'=d) dx' + \int_{S2} q(x') \cdot G_1(x-x', y=0, y'=d) dx' + \int_{S3} q(x') \cdot G_1(x-x', y=0, y'=d) dx' - \int_{GL} 1.5q(x') \cdot G_2(x-x', y=0, y'=0) dx' - \int_{GR} 1.5q(x') \cdot G_2(x-x', y=0, y'=0) dx' \right] dx$$

$$Y'_{11} + Y'_{12} + Y'_{13} = \frac{j\omega(3Q)}{V_0 - V_1} \quad (19)$$

$$Y'_{22} + Y'_{12} + Y'_{23} = Y'_{22} + 2Y'_{12} = \frac{j\omega(3Q)}{V_0 - V_1} \quad (20)$$

$$Y'_{11} + Y'_{33} + Y'_{12} + Y'_{23} = 2Y'_{11} + 2Y'_{12} = \frac{j\omega(3Q)}{V_0 - V_1} \quad (21)$$

일반적으로  $n$ 개의 다중 전송선에 대해서도 유사한 방법으로 확장하여 주파수 종속 전송선 파라미터를 계산할 수 있다.

### III. 모달 해석을 통한 과도 현상 해석

앞 절에서 구한 주파수에 따라 변하는 단위 길이당 파라미터를 이용하여 다중 전송 라인을 흐르는 신호의 오버슈트, 인접 라인에 미치는 크로스톡 등의 전송 특성을 정확하게 결정할 수 있다.

전송함수  $H(\omega)$ 는 텔레그래퍼 방정식과 경계 조건으

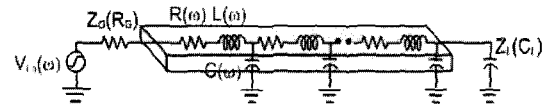


그림 7. 하나의 전송선 회로 모델  
Fig. 7. A single interconnect line circuit model.

로부터 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[13][16]</sup>.

$$V(l, \omega) = I(l, \omega)Z_L, V(0, \omega) = V_{in} - I(0, \omega)Z_G \quad (22)$$

$$H(x, \omega) = \frac{V(x, \omega)}{V_{in}(\omega)} = \frac{Z_C(\omega)}{Z_C(\omega) + Z_G(\omega)} \frac{e^{-\gamma(\omega)x} + \rho_L(\omega)e^{-\gamma(\omega)(2l-x)}}{1 - \rho_G(\omega)\rho_L(\omega)e^{-2\gamma(\omega)l}} \quad (23)$$

여기서

$$\rho_G(\omega) = \frac{Z_G(\omega) - Z_C(\omega)}{Z_G(\omega) + Z_C(\omega)}, \rho_L(\omega) = \frac{Z_L(\omega) - Z_C(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_C(\omega)}$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, Z_C(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)/(G + j\omega C)}$$

다중 전송 라인에는 셀프 파라미터 성분뿐만 아니라 상호 파라미터 성분이 함께 존재하여 서로 독립적이지 않기 때문에  $n$ 개 인접 라인의 신호 전송 특성을 분석하기 위해 주파수 영역에서 저주파와 고주파의 파라미터를 [14]의 모드 분석에 반영하여 전송함수  $H(x, \omega)$ 를 구한다.

그림 8에서 세 라인이 모두 동일하고 유전 손실을 무시하며 소스 및 부하 임피던스가  $Z_G = Z_{G1} = Z_{G2} = Z_{G3}$  와  $Z_L = Z_{L1} = Z_{L2} = Z_{L3}$  라면 전송선 파라미터는 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[17]</sup>.

$$[R(\omega)] \approx \begin{bmatrix} R_{11}(\omega) & 0 & 0 \\ 0 & R_{11}(\omega) & 0 \\ 0 & 0 & R_{11}(\omega) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$[L(\omega)] \approx \begin{bmatrix} L_{11}(\omega) & L_{12}(\omega) & L_{13}(\omega) \\ L_{12}(\omega) & L_{11}(\omega) & L_{12}(\omega) \\ L_{13}(\omega) & L_{12}(\omega) & L_{11}(\omega) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$[C(\omega)] \approx \begin{bmatrix} C_{11}(\omega) - C_{12}(\omega) - C_{13}(\omega) \\ -C_{12}(\omega) & C_{11}(\omega) - C_{12}(\omega) \\ -C_{13}(\omega) - C_{12}(\omega) & C_{11}(\omega) \end{bmatrix} \quad (26)$$

이 때 (26)의  $[C]$ 는 맥스웰 캐패시턴스이다. 이상의 라인에서 표준 전압 고유 벡터  $[S_{nor}]$ 로부터 모드 파라

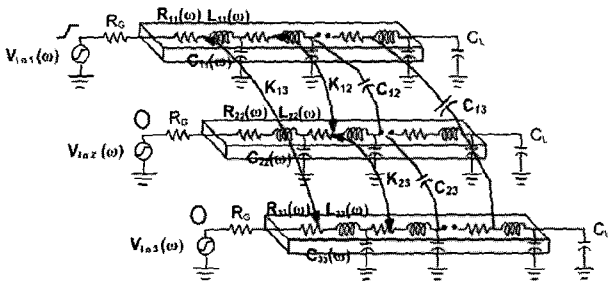


그림 8. 세 개의 전송선 회로 모델  
Fig. 8. 3 coupled interconnect lines circuit model

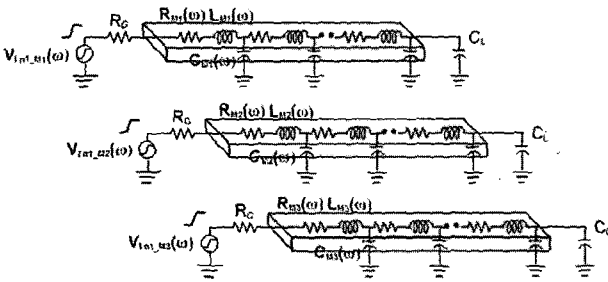


그림 9. 3 모드 회로  
Fig. 9. 3 modes circuit.

미터 행렬과 모드 입력 전압  $V_{in-M}$  는 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[18]</sup>.

$$[R_M(\omega)] = [S_{nor}]^{-1} [R(\omega)] ([S_{nor}^{-1}]^T) \quad (27)$$

$$[L_M(\omega)] = [S_{nor}]^{-1} [L(\omega)] ([S_{nor}^{-1}]^T) \quad (28)$$

$$[C_M(\omega)] = [S_{nor}]^T [C(\omega)] [S_{nor}] \quad (29)$$

$$[V_{in-M}(\omega)] = [S_{nor}]^{-1} [V_{in}(\omega)] \quad (30)$$

(30)과 같이 모드로 분리하면 다중배선을 그림 9와 같이 표현할 수 있다.

각각의 모드에 대해 전파상수, 특성 임피던스 및 전송함수는 다음과 같다.

$$\gamma_{Mn}(\omega) = \sqrt{(R_{Mn}(\omega) + j\omega L_{Mn}(\omega)) \cdot (j\omega C_{Mn}(\omega))} \quad (31)$$

$$Z_{CMn}(\omega) = \sqrt{(R_{Mn}(\omega) + j\omega L_{Mn}(\omega)) / (j\omega C_{Mn}(\omega))} \quad (32)$$

$$H_{Mn}(x,\omega) = \frac{Z_{CMn}(\omega)}{Z_{CMn}(\omega) + Z_G(\omega)} \frac{e^{-\gamma_{Mn}(\omega)x} + \rho_{LMn}(\omega) e^{-\gamma_{Mn}(\omega)(2-x)}}{1 - \rho_{GMn}(\omega) \rho_{LMn}(\omega) e^{-2\gamma_{Mn}(\omega)}} \quad (33)$$

여기서

$$\rho_{GMn}(\omega) = \frac{Z_G(\omega) - Z_{CMn}(\omega)}{Z_G(\omega) + Z_{CMn}(\omega)}, \quad \rho_{LMn}(\omega) = \frac{Z_L(\omega) - Z_{CMn}(\omega)}{Z_L(\omega) + Z_{CMn}(\omega)}$$

( $Mn$  ( $n=1,2,3$ ): 1st, 2nd, 3rd mode)

따라서 출력전압을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{out_j}(x,\omega) = \sum_{n=1}^m S_{nor}(j,n) \cdot S_{nor}^{-1}(n,k) \cdot V_{in_k}(\omega) \cdot H_{Mn}(x,\omega) \quad (34)$$

여기서  $k$  는 입력 펄스 라인,  $n$  은 모드,  $m$  은 모드의 개수,  $j$  ( $j = k$ ) 는  $x$  위치의 펄스,  $j$  ( $j \neq k$ ) 는  $x$  위치의 크로스톡 (그림 8의 경우,  $k=1,2,3$   $n=1,2,3$   $m=3$   $j=1,2,3$ )이다.

일반적으로 비균질 구조에서  $[R_M(\omega)]$  에는 비 대각 성분이 존재한다. 고유 벡터 방정식에서  $[L(\omega)][C(\omega)]$  가 아닌  $[L(\omega)][C(\omega)]^{-1}$  의  $[S_{nor}]$  를 이용하면 모드 레지스턴스 행렬  $[R_M(\omega)]$  의 비 대각 성분이 크게 감소하여 시스템의 정확성이 높아진다<sup>[11]</sup>.

이 때  $[C_M(\omega)]$  는

$$[C_M(\omega)] = [S_{nor}]^{-1} [C(\omega)] ([S_{nor}^{-1}]^T) \quad (35)$$

이며 지연 계단 함수를 이용한 입력 펄스  $V_{in_k}(\omega)$  는 다음과 같다<sup>[12][15]</sup>.

$$V_{in_k}(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{A}{n} \cdot t_f \cdot \text{sinc}\left(\frac{\omega t_f}{2}\right) \exp\left(-\frac{j\omega t_f}{2}\right) \exp\left(-\frac{j\omega(i-1)t_f}{n}\right) \quad (36)$$

여기서  $n$  : 지연 계단 함수의 갯수

$t_r, t_f$  : 상승시간, 하강시간

$A$  :  $V_{in_k}(\omega)$  의 최대 절대값

이상의 주파수 영역의 해  $V_{out_j}(x,\omega)$  를 역 푸리에 변환하여 시간 영역의  $V_{out_j}(x,t)$  를 구할 수 있으며 다중 배선의 동시 입력에 대한 해를 중첩의 방법을 사용하여 구할 수 있다.

#### IV. 모델의 검증 및 고찰

본 절에서는 임의의 3 배선 구조(그림 8)에 대해서

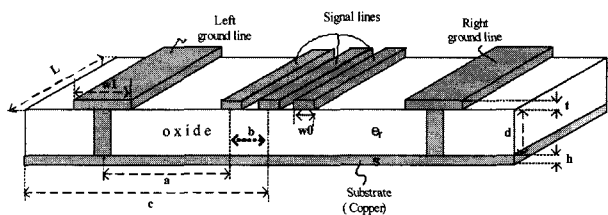


그림 10. 3개의 전송배선 모델  
Fig. 10. 3 coupled interconnect lines model.

표 1. 그림10 구조체의 단면 치수  
Table 1. Dimension of fig.10 structure.

(A) 온칩상의 글로벌 배선 (B) 패키지 배선  
(A) Global lines on chip (B) Package lines

W0	3 [um]	W0	40 [um]
W1	11 [um]	W1	100 [um]
a	32 [um]	a	500 [um]
b	5 [um]	b	80 [um]
c	54.5 [um]	c	1000 [um]
t	1.5 [um]	t	25 [um]
d	1.5 [um]	d	60 [um]
h	1.5 [um]	h	25 [um]
$\epsilon_r$	3.8	$\epsilon_r$	3.8
s	$5.8 \times 10^7$ [S/m]	s	$5.8 \times 10^7$ [S/m]
L	5, 10 [mm]	L	5, 10 [mm]

주파수 변화에 따른 파라미터 (F V RLC)를 결정하고 입력 신호의 스위칭 패턴, 상승 시간 (Tr) 등의 변화에 대한 신호의 흔들림과 크로스톡 노이즈를 계산한다.

[1]의 90nm 공정에 기반한 표1의 글로벌 라인의 경우 그 두께가 표피두께보다 크므로 표1의 패키지 라인 과 함께 표피효과를 반영해야 한다. 다음 그림 11과 그림 12는 표1의 주파수 종속 RLC값이다. 인덕턴스는 고주파에서 기판의 근접효과의 영향으로 감소하고 레지스탕스는 라인과 기판의 표피효과 영향으로 증가 하며 커패시턴스는 실리콘 기판과 달리 일정하다는 것을 알 수 있다.

그림13-그림15는 표1의 칩내 글로벌 배선 구조에서 SPICE 모델과 논문에서 제시한 모델의 파형을 스위칭 변화에 따라 L=5[mm], tr=100[ps], Rs=50[ohm], CL=0.1[pF]의 조건에서 비교한 결과이다. DC 파라미터를 이용한 논문의 모델은 (a)에서 SPICE 모델과 일치하지만 고주파 파라미터 성분을 반영한 (b)에서는 SPICE보다 더 작은 값을 보인다. 그림 13은  $\uparrow 0 \uparrow$  스위칭의 신호 천이와 크로스톡으로 모든 스위칭 조건 중 가장 큰 크로스톡 노이즈가 발생한다. 이 때 SPICE와 크로스톡의 오차는 260%이다. 그림 14는  $\uparrow$

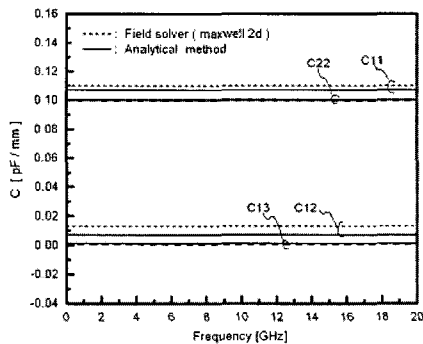
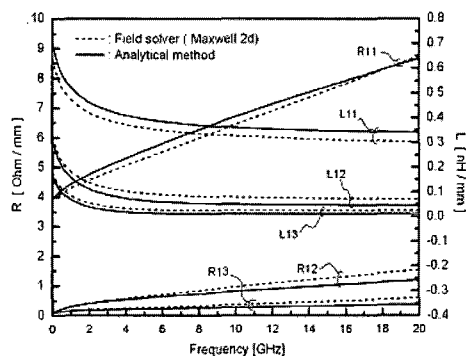


그림 11. 실리콘상 3개 글로벌 배선의 파라미터  
Fig. 11. Global 3 line parameters (R,L,C) on wafer.

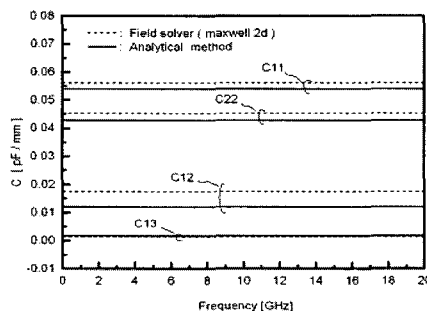
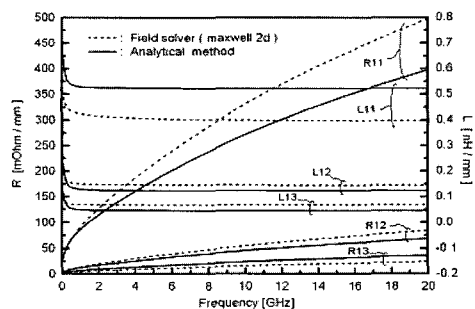
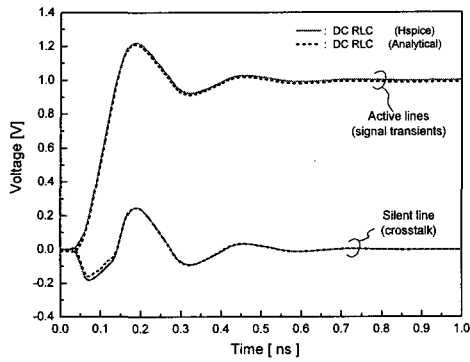
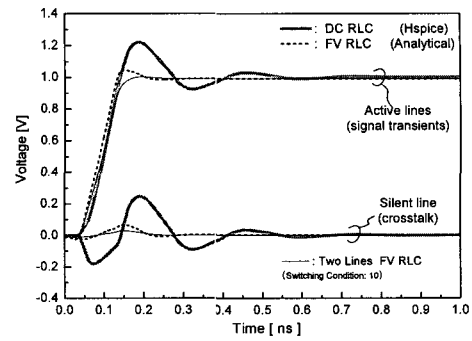


그림 12. 3개 패키지 배선의 파라미터  
Fig. 12. 3 line parameters (R,L,C) on package.



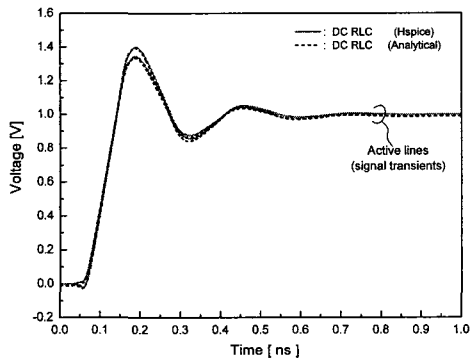
(a) 계산한(Analytical) DC RLC vs. SPICE



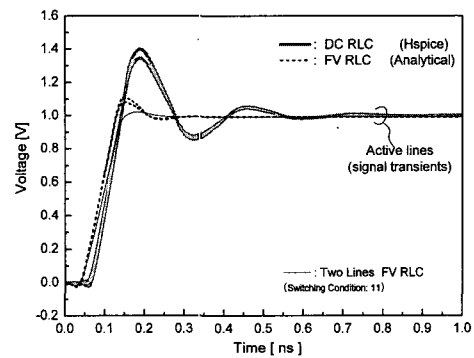
(b) 계산한(Analytical) FV RLC vs. SPICE

그림 13. 표1(A)의 스위칭 패턴:  $\uparrow 0 \uparrow$

Fig. 13. Switching pattern of table1(A):  $\uparrow 0 \uparrow$ .



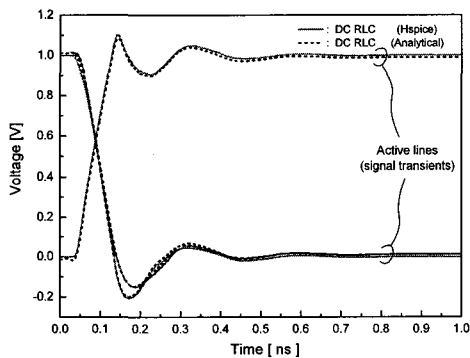
(a) 계산한(Analytical) DC RLC vs. SPICE



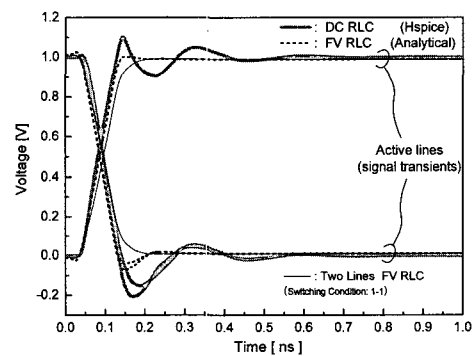
(b) 계산한(Analytical) FV RLC vs. SPICE

그림 14. 표1(A)의 스위칭 패턴:  $\uparrow \uparrow \uparrow$

Fig. 14. Switching pattern of table1(A):  $\uparrow \uparrow \uparrow$ .



(a) 계산한(Analytical) DC RLC vs. SPICE



(b) 계산한(Analytical) FV RLC vs. SPICE

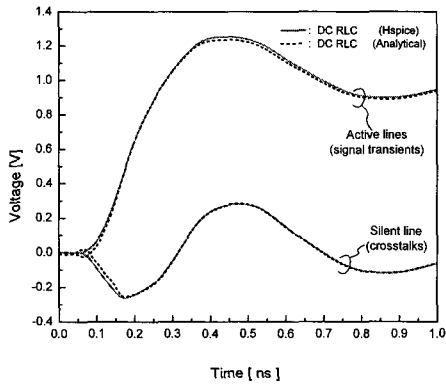
그림 15. 표1(A)의 스위칭 패턴:  $\uparrow \downarrow \downarrow$

Fig. 15. Switching pattern of table1(A):  $\uparrow \downarrow \downarrow$ .

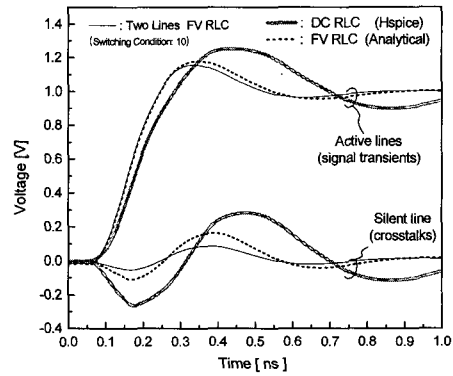
$\uparrow \uparrow$  스위칭의 신호천이로 모든 스위칭 조건 중 가장 큰 흔들림(오버슈트, 언더슈트)이 발생하고 이 때 중앙 라

인에서 SPICE와 신호천이 오차는 26.2%이다. 그림 15는  $\uparrow \downarrow \downarrow$ 스위칭의 신호천이로서 크게 흔들리는 우측





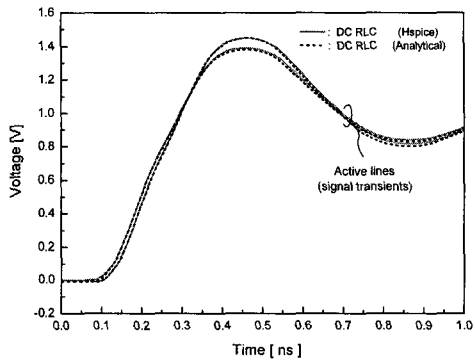
(a) 계산한(Analytical) DC RLC vs. SPICE



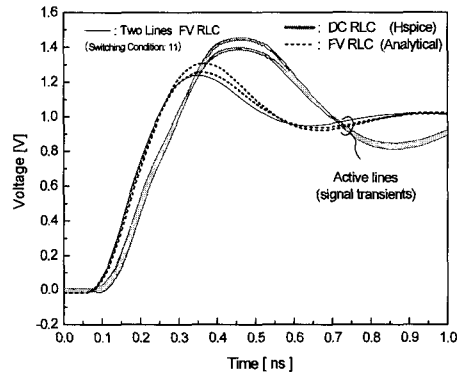
(b) 계산한(Analytical) FV RLC vs. SPICE

그림 16. 표1(B)의 스위칭 패턴:  $\uparrow 0 \uparrow$

Fig. 16. Switching pattern of table1(B):  $\uparrow 0 \uparrow$ .



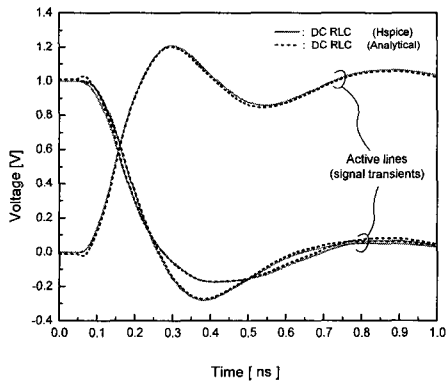
(a) 계산한(Analytical) DC RLC vs. SPICE



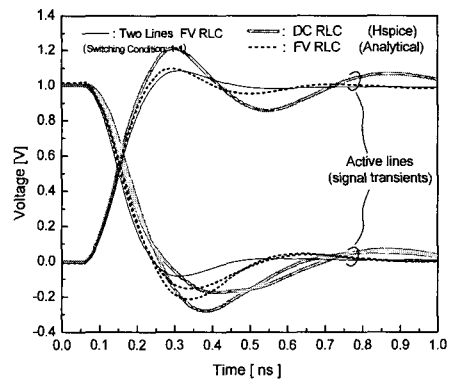
(b) 계산한(Analytical) FV RLC vs. SPICE

그림 17. 표1(B)의 스위칭 패턴:  $\uparrow \uparrow \uparrow$

Fig. 17. Switching pattern of table1(B):  $\uparrow \uparrow \uparrow$ .



(a) 계산한(Analytical) DC RLC vs. SPICE



(b) 계산한(Analytical) FV RLC vs. SPICE

그림 18. 표1(B)의 스위칭 패턴:  $\uparrow \downarrow \downarrow$

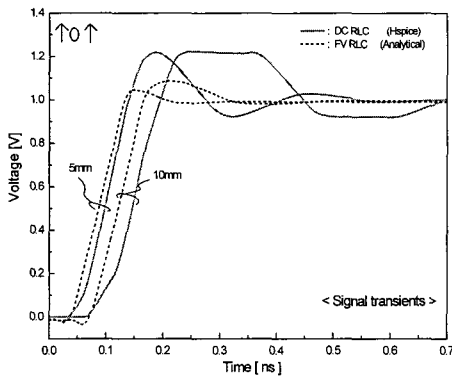
Fig. 18. Switching pattern of table1(B):  $\uparrow \downarrow \downarrow$ .

표 2. 표1(A)구조의 스위칭에 대한 신호 천이 특성  
Table 2. Transient signal characteristics for variant switching patterns of table1(A).

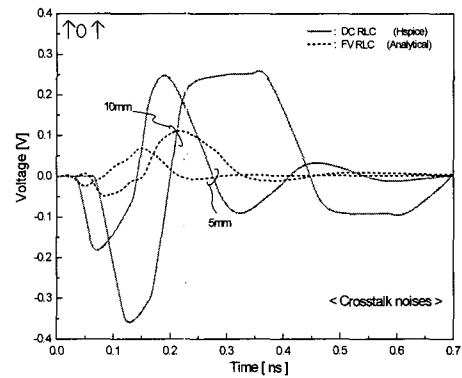
Switching patterns	Overshoot [V] (Active line)						Crosstalk [V]		
	Center line			Side(right) line					
	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]
↑0↑	·	·	·	1.220	1.046	16.6	0.247	0.069	260
↑↑↑	1.399	1.109	26.2	1.345	1.080	24.5	·	·	·
↑↓↓	-	-	-	-	-	-	·	·	·
	0.152	0.040	10.8	0.206	0.071	12.6			

표 3. 표1(B)구조의 스위칭에 대한 신호 천이 특성  
Table 3. Transient signal characteristics for variant switching patterns of table1(B).

Switching patterns	Overshoot [V] (Active line)						Crosstalk [V]		
	Center line			Side(right) line					
	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]
↑0↑	·	·	·	1.252	1.177	6.3	0.282	0.162	73.6
↑↑↑	1.448	1.306	10.8	1.392	1.255	10.9	·	·	·
↑↓↓	-	-	-	-	-	-	·	·	·
	0.175	0.153	1.9	0.281	0.213	5.6			

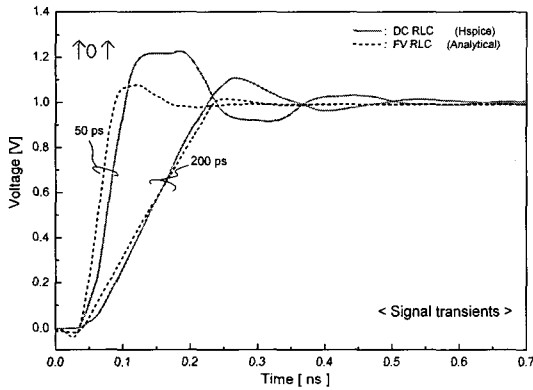


(a) 신호 천이 (a) Signal transients

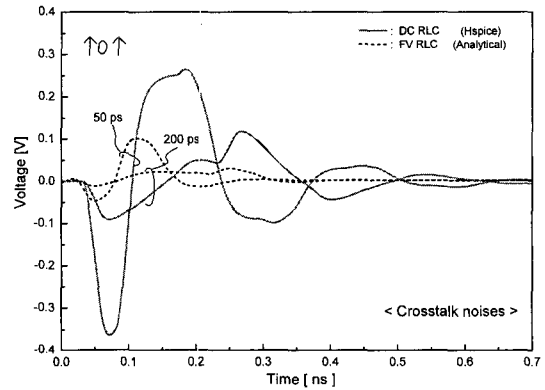


(b) 크로스톡 노이즈 (b) Crosstalk noises

그림 19. 표1(A)의 배선 길이 변화  
Fig. 19. Line length variation of table1(A).



(a) 신호 천이 (a) Signal transients



(b) 크로스톡 노이즈 (b) Crosstalk noises

그림 20. 표1(A)의 상승 시간 변화  
Fig. 20. Rising time(Tr) variation of table1(A)

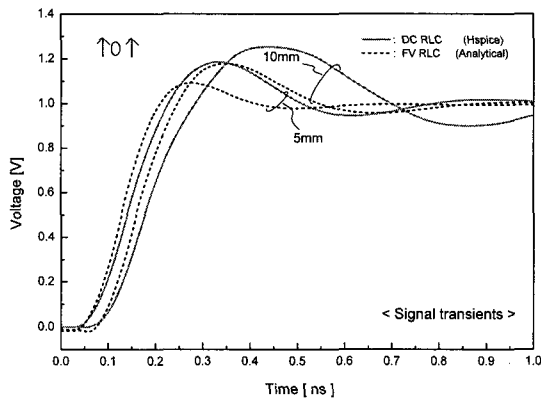
라인에서 SPICE와 12.6%의 오차를 갖는다. 이상의 신호 천이 특성은 표 2에 정리하였다.

그림 16-그림18은 표 1의 패키지 배선 구조에서 SPICE 모델과 논문에서 제시한 모델의 파형을 스위칭

변화에 따라 L=10[mm], tr=100[ps], Rs=50[ohm], CL=1[pF]의 조건에서 비교한 결과이다. 패키지 구조에서도 주파수 종속 파라미터를 이용한 신호 전송 특성이 SPICE보다 더 작은 변화를 보인다. 그림16의 ↑0

표 4. 표1(A)의 각각의 길이에 대한 신호 천이 특성  
Table 4. Transient signal characteristics for each length of table1(A).

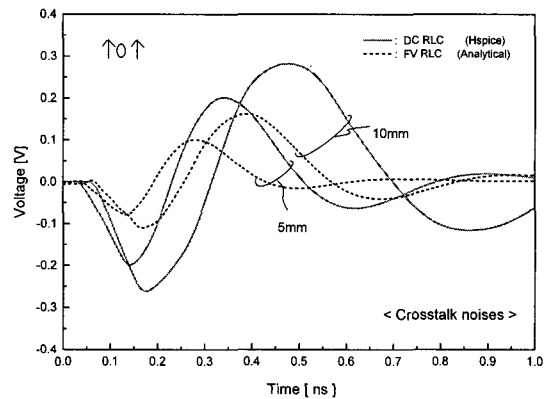
Length	Overshoot [V] (Active line)			Crosstalk [V] (Quiet line)		
	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]
5 mm	1.220	1.046	16.6	0.247	0.069	260
10 mm	1.224	1.086	12.7	-0.359	0.111	225



(a) 신호 천이 (a) Signal transients

표 5. 표1(A)의 상승시간에 따른 신호 천이 특성  
Table 5. Transient signal characteristics for each rising time of table1(A).

Rising Time (Tr)	Overshoot [V] (Active line)			Crosstalk [V] (Quiet line)		
	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]
50 ps	1.226	1.077	13.8	-0.363	0.102	256
200 ps	1.108	1.015	9.22	0.118	0.031	281



(b) 크로스톡 노이즈 (b) Crosstalk noises

그림 21. 표1(B)의 배선 길이 변화  
Fig. 21. Line length variation of table1(B).

표 6. 표1(B)의 각각의 길이에 대한 신호 천이 특성  
Table 6. Transient signal characteristics for each length of table1(B).

Length	Overshoot [V] (Active line)			Crosstalk [V] (Quiet line)		
	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]
5 mm	1.185	1.091	8.6	0.202	0.101	100
10 mm	1.252	1.177	6.3	0.282	0.162	73.6

↑ 스위칭에서 가장 큰 크로스톡 노이즈가 발생하며 SPICE와 73.6%의 크로스톡 오차를 갖는다. 그림17은 ↑↑↑ 스위칭의 신호천이로 가장 큰 흔들림(오버슈트, 언더슈트)이 발생하고 중앙 라인에서 SPICE와 10.8%의 오차를 갖는다. 그림18은 ↑↓↓ 스위칭에서 흔들림이 큰 우측라인이 SPICE와 5.6%의 오차를 갖는다. 자세한 신호 천이 특성은 표3에 정리하였다.

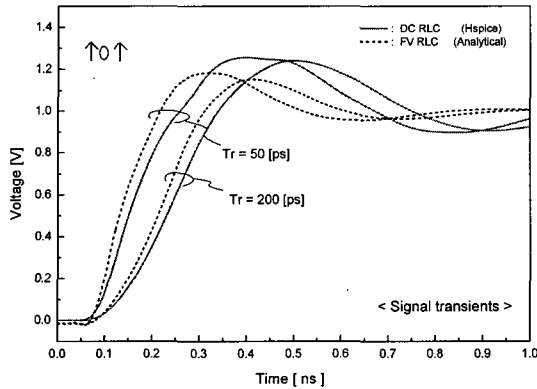
그림19와 그림20은 표1의 칩내 글로벌 배선 구조에서 tr=100[ps], Rs=50[ohm], CL=0.1[pF]일 때의 배선 길이 변화와 L=5[mm], Rs=50[ohm], CL=0.1[pF]일 때의 상승 시간(tr) 변화에 따른 신호 천이 특성을 보였

표 7. 표1(B)의 상승시간에 따른 신호 천이 특성  
Table 7. Transient signal characteristics for each rising time of table1(B).

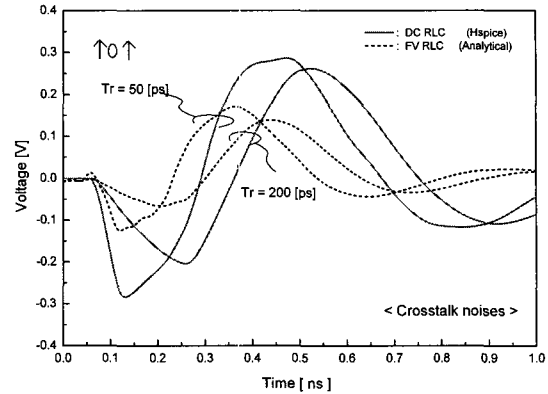
Rising Time (Tr)	Overshoot [V] (Active line)			Crosstalk [V] (Quiet line)		
	SPICE	FV RLC	오차 [%]	SPICE	FV RLC	오차 [%]
50 ps	1.256	1.183	6.2	0.286	0.172	66.7
200 ps	1.241	1.152	7.7	0.262	0.138	89.5

다. 그림19에서 배선이 길어짐에 따라 신호와 노이즈의 정착시간이 늘어나고 그림20에서 신호의 동작 속도가 빨라질수록 신호와 노이즈의 흔들리는 폭이 커지는 것을 알 수 있다. 이 그래프에서도 주파수 종속 RLC 모델의 신호 변화는 SPICE의 신호 변화보다 더 작게 나타난다. 이들의 흔들림과 오차는 표4, 5에서 정리하였다.

그림 21과 그림 22는 표 1의 패키지 배선 구조에서 tr=100[ps], Rs=50[ohm], CL=1[pF]일 때의 배선 길이 변화와 L=10[mm], Rs=50[ohm], CL=1[pF]일 때의 상승 시간(tr) 변화에 따른 신호 천이 특성을 보여준다.



(a) 신호 천이 (a) Signal transients



(b) 크로스톡 노이즈 (b) Crosstalk noises

그림 22. 표1(B)의 상승 시간 변화

Fig. 22. Rising time(Tr) variation of table1(B).

그림21에서 배선이 길어짐에 따라 신호와 노이즈의 흔들림 폭이 커지고 정착시간이 크게 늘어나며 그림22에서 동작 속도가 빨라질수록 신호와 노이즈의 흔들림 폭이 다소 증가한다. 이들 주파수 증속 RLC 모델의 신호 변화도 SPICE의 신호 변화보다 더 작게 나타난다. 이들의 흔들림과 오차는 표6, 7에서 정리하였다.

이상과 같이 글로벌 및 패키지 구조에서는 인덕턴스 효과가 크게 나타난다. 이 때 주파수 증속 RLC를 이용하면 표피효과에 의한 레지스턴스의 증가, 근접효과에 의한 인덕턴스의 감소로 인해 신호, 크로스톡의 흔들림과 정착 시간이 DC RLC모델보다 감소한다.

### V. 결 론

본 논문에서는, 다중 전송선에서 주파수의 변화에 따른 파라미터를 이용해 신호 천이 특성을 조사하였다. 칩 내부 배선의 파라미터는 표피효과, 근접효과, 와전류, 기판이 갖는 도체적 성질 등의 영향으로 주파수에 따라 변한다. 주파수 증속 전송선의 파라미터를 계산하고 다중 배선의 시스템 함수를 주파수 도메인에서 모드로 분석하여 신호 천이를 계산하였다. 고속 디지털 회로에서 주파수 증속 특성을 고려하지 않으면 가장 나쁜 신호 동작 환경에서 글로벌 배선의 경우 26%와 260% , 패키지 배선은 11%와 70% 정도의 신호 천이와 크로스톡 노이즈 오차를 갖기 때문에 정확한 신호 천이 분석을 위해서는 전송선의 주파수 증속 모델을 사용하지 않으면 안된다.

### 참 고 문 헌

- [1] "International Technology Roadmap for Semiconductors," SIA Report, 2003.
- [2] A. Deutsch et al., "When are transmission-line effects important for on-chip interconnections?," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 1836-1997, Oct. 1997.
- [3] A. Deutsch et al., "On-chip wiring design challenges for gigahertz operation," *Proc. IEEE*, vol. 89, pp. 529-555, Apr. 2001.
- [4] Y. I. Ismail, E. G. Friedman, and J. L. Neves, "Equivalent Elmore delay for RLC trees," *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. 19, pp. 83-97, Jan. 2000.
- [5] Y. Cao et al., "A new analytical delay and noise model for on-chip RLC interconnect," in *Proc. Int. Electron Devices Meeting (IEDM)*, pp.823-826, Dec. 2000.
- [6] R. Venkatesan, J. A. Davis, and J. D. Meindl, "Compact distributed RLC interconnect models-part III:transients in single and coupled lines with capacitive load termination," *IEEE Trans. Electron Devices.*, vol. 50, pp.1081-1093, Apr. 2003.
- [7] Enno Grotelschen, Lohit S. Dutta and Zaage, "Quasi-analytical analysis of the broadband properties of multiconductor transmission lines on semiconducting substrates," *IEEE Trans. Components, Packaging, Manufact. Tech.*, vol. 17, pp.376-382, Aug. 1994.
- [8] Enno Grotelschen, Lohit S. Dutta and Zaage, "Full-wave analysis and analytical formulas for the line parameters of transmission lines on

semiconductor substrates," INTERGRATION, VLSI J., vol. 16, pp.33-58, 1993.

[9] Uwe Arz, Hartmut Grabinski and Dylan F. Williams, "Influence of the substrate resistivity on the broadband propagation characteristics of silicon transmission lines," US Government work

[10] Howard W. Johnson and Martin Graham, "High-speed digital design (A handbook of black magic)," Prentice Hall PTR, New Jersey, pp.151-155, 1993.

[11] S. Shin and Y. Eo, "Non-physical pseudo-wave-based modal decoupling technique of multi-coupled co-planar transmission lines with homogeneous dielectric media," in Proc. ISQED., vol. 7, pp. 278-283, Mar. 2006.

[12] Y. Eo and W. R. Eisenstadt, "Generalized coupled interconnect transfer function and high-speed signal simulations," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 43, pp. 1115-1121, May 1995.

[13] H. You and M. Soma, "Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 37, pp. 1019-1026, Aug. 1990.

[14] H. You and M. Soma, "Crosstalk analysis of high-speed interconnects and packages," IEEE Trans. Custom Integrated Circuits Conf., May. 1990.

[15] Y. Ikawa, W. R. Eisenstadt, and R. W. Dutton, "Modeling of high-speed, large-signal transistor switching transients from S-parameter measurements," IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED 29, pp. 669-675, Apr. 1982.

[16] Y. Eo and W. R. Eisenstadt, "S-parameter-measurement-based high-speed signal transient characterization of VLSI interconnects on SiO<sub>2</sub>-Si substrate," IEEE Trans. Adv. Packag., vol. 23, pp.470-479, Aug. 2000.

[17] Y. Eo and W. R. Eisenstadt, "Simulation and measurements of picosecond signal transients, propagation, and crosstalk on lossy VLSI interconnect," IEEE Trans. Comp., Packag., Manufact. Technol. B, vol. 18, pp.215-225, Mar. 1995.

[18] K.D. Granzow, Digital Transmission Lines, New York: Oxford Univ. Press, pp.133-168, 1998.

저 자 소 개



조 영 일(학생회원)  
 2005년 한양대학교 전자컴퓨터  
 공학부 학사졸업  
 2007년 한양대학교 전자전기 제어  
 계측공학과 석사졸업예정  
 <주관심분야 : 고속 회로 설계>

어 영 선(정회원)  
 한양대학교 전자컴퓨터공학부 정교수