

# 주파수 및 시간 영역에서 인쇄회로기판 선로의 혼신 해석

## Analysis of Crosstalk between PCB Traces in Frequency and Time Domain

이애경 · 심환우 · 조광윤

Ae-kyoung Lee · Hwan-woo Shim · Kwang-yun Cho

### 요 약

인쇄회로기판(PCB) 설계시 회로 동작 상 혼신(crosstalk)의 영향도를 예측하는 것이 중요하다. 본 논문에서는 평행 또는 교차선로 간의 혼신을 FDTD 방법에 의해 다루었다. 이 모델들은 PCB 선로의 대표적인 형태이며 그 혼신은 전자파 장애(EMI)의 주요 요인이 된다. 혼신의 영향도를 평행선로와 교차선로의 선로 간 간격 및 길이 변화에 따라 계산하였다. 시간 및 주파수 영역에서의 결과가 논의되고 MDS(microwave design system) 및 HFSS(high frequency structure simulator)를 사용한 주파수 영역 결과와 비교된다. 그로부터 FDTD 방법이 해석 모델에 있어 적용범위가 넓고 계산 시간을 줄일 수 있음을 보인다.

### Abstract

In printed circuit board (PCB) design, it is necessary to predict the crosstalk effect among traces on the circuitary behavior. In this paper, crosstalk between parallel or crossing traces was treated by the finite difference time domain (FDTD) method. They are the typical models of PCB traces and the crosstalk is a major contributor in the creation of electromagnetic interference (EMI). The crosstalk effect was computed for the variation of distance spacing and length of parallel traces and crossing traces. The results in time and frequency domain are discussed and compared with those using MDS (microwave design system) and HFSS(high frequency structure simulator). The comparison shows that the FDTD method can be of wide application in analysis model and save the time required for calculation.

### I. 서 론

각종 전자기기의 기본 요소인 인쇄회로기판(printed circuit board) 상의 선로(trace) 간에는 결합(coupling) 현상이 있을 수 있다. 이러한 바

람직하지 못한 현상은 신호의 왜곡(distortion), 혼신(混信, crosstalk) 등으로 나타나며 실제 전자파 장애(EMI)를 일으키는 주요한 원인이 된다. 장애의 정도는 신호의 시간변화에 의존하므로 심각한 전자파 장애문제는 ECL(Emitter Coupled Logic)과 같은 고속 논리회로가 사용될 때 특히 발생

한다.

본 논문은 이러한 PCB의 기본적인 선로 구조들의 혼신을 FDTD(finite difference time domain) 방법에 의해 다루고자 한다. 선로 간 결합을 계산하기 위해서는 크게 회로이론을 이용하는 방법과 수치해석적인 방법이 있다. 전자는 1차원적인 회로 형태에 제한되므로 인쇄회로기판으로부터의 복사량 계산이나 다중기판에의 적용이 어렵다. 수치적 계산방법 중 FDTD 기법은 비교적 빠른 시간내에 해석 모델의 시간 및 주파수 영역을 함께 다룰 수 있는 특징을 갖고 있으므로 본 논문에서는 기판 상의 평행한 그리고 교차하는 선로들간 결합 현상을 FDTD 기법으로 계산하고자 한다. 해석상 신호의 인가방법에 대한 비교를 하고 본 논문에서는 자체 벽 인가방법을 선택한다.

본 논문에서 평행선로의 경우 FDTD 방법의 단일한 가우시안 펄스의 전위 인가방법[3]을 택하지 않고 중첩의 원리를 이용한 새로운 인가법을 적용하여 1차 흡수경계조건으로도 dc에서 보다 정확한 결과를 얻을 수 있었다. 또한 이중 기판 모델에 FDTD 방법을 적용함으로써 해석대상체의 다양성을 보인다. 시간영역에서 얻어진 결과에 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform)을 적용하여 주파수 영역에서의 특성을 얻고 기존의 해석 도구인 MDS(microwave design system) 및 HFSS(high frequency structure simulator)에 의한 결과값과 비교, 고찰한다.

## II. 이 론

FDTD 방법은 유한 체적에 걸쳐 Maxwell의 시간 의존 curl 방정식을 이산화하고 매시간 단계마다 유한공간에 대해 반복 진행을 산출하도록 하는 것이다. 따라서 이 알고리즘은 다른 해석 방법에 비해 구현이 매우 직접적이고 인가함수의 선택도 자유로와 회로주변이나 내부에서의 순간적인 영향뿐 아니라 광대역에 대한 응답을 제공할 수 있다.

### 2-1. 유한차분 시간영역 방정식

등방성 매질에서, 연속적인 Maxwell 방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1)$$

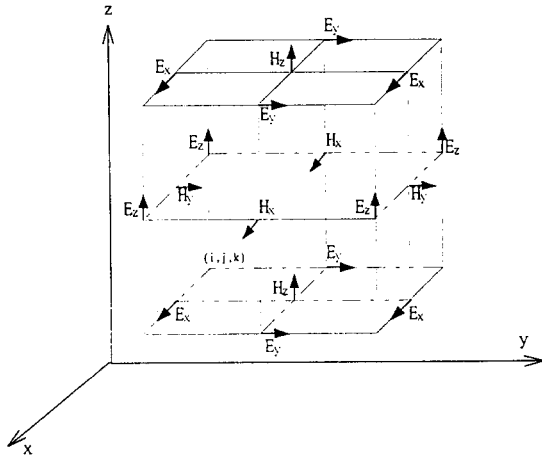
$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2)$$

이 방정식들은 전자장의 기본식이며 공간 중의 한 지점의 전자계인, E 및 H와 관련된다. 위의 벡터 수식을 직각 좌표계로 전개하면 6 개의 스칼라 수식으로 분리되고 이를 중위차분 근사를 이용하여 미분식을 이산화한 뒤 Yee의 표기법에 따라 식 (1)과 (2)의 전계 및 자계의 x 성분을 나타내면 다음과 같다[1].

$$\begin{aligned} H_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2) \\ = H_x^{n-1/2}(i,j+1/2,k+1/2) \\ + \frac{\Delta t}{\mu(i,j+1/2,k+1/2)} \cdot \\ \left[ \frac{E_y^n(i,j+1/2,k+1) - E_y^n(i,j+1/2,k)}{\Delta z} \right. \\ \left. + \frac{E_z^n(i,j,k+1/2) - E_z^n(i,j+1,k+1/2)}{\Delta y} \right] \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E_x^{n+1}(i+1/2,j,k) = \left( 1 - \frac{\sigma(i+1/2,j,k)\Delta t}{\epsilon(i+1/2,j,k)} \right) \\ E_x^n(i+1/2,j,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon(i+1/2,j,k)} \cdot \\ \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2,j+1/2,k) - H_z^{n+1/2}(i+1/2,j-1/2,k)}{\Delta y} \right. \\ \left. + \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k-1/2) - H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k+1/2)}{\Delta z} \right] \quad (4) \end{aligned}$$

공간 증분치는  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  그리고  $\Delta z$ 이고 시간

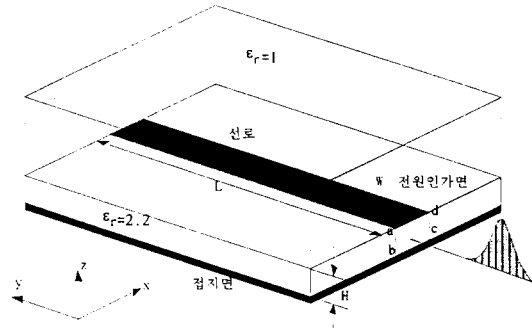


[그림 1] Yee의 격자 단위 셀  
[Fig. 1] A unit cell of the Yee's lattice.

증분치는  $\Delta t$ 이며 이는 FDTD 기법의 안정 조건을 만족하도록 선택한다. 이 전자계의 모든 성분은 [그림 1]에 보이는 격자를 갖는 단위 셀(unit cell of lattice) 내에 위치시킬 수 있다[1,2]. 식에서 보는 바와 같이 임의의 격자점에서의 전계와 자계 성분의 새로운 값은 단지 그것의 이전 시각에서의 전계와 자계값과 격자내의 주변 네 지점에서 자계와 전계값과 관련된다.

## 2-2. 전원의 인가

고려하는 해석 영역은 [그림 2]와 같이 접지면과 선로 위의 공간을 포함하는 3차원으로 시간이 0일 때 모든 해석 영역의 모든 전계 및 자계는 초기치 0으로 지정한다. 식 (5)의 가우시안(Gaussian) 펄스는 시간 영역과 주파수 영역에서 모두 가우시안 형태를 가지기 때문에 인가 전원으로써 매우 적절하다. 관측하고자 하는 주파수 대역은 펄스 폭을 조절함으로써 달리 선택할 수 있다. 본 논문에서는  $T$ 와  $t_0$ 는 각각 15ps와 45ps를 사용하였다. 선로의 폭이 해석 최소 파장에 비해 매우 작으면 선로 아래에는 TEM 모드만이 전송되므로 선로와 접지면 사



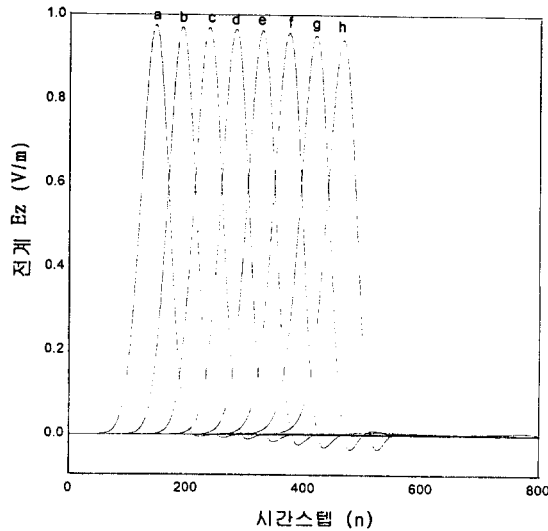
[그림 2] 계산 영역  
[Fig. 2] Computational Domain.

이의 전압은 선로 아래의 전계에 비례하게 된다. 따라서 식 (5)의 가우시안 펄스를 [그림 2]의 abcd 영역에  $E_z$ 로서 인가한다. 펄스의 전송이 끝난 후 흡수 경계조건을 해석 최종 시간스텝까지 적용하였다[3].

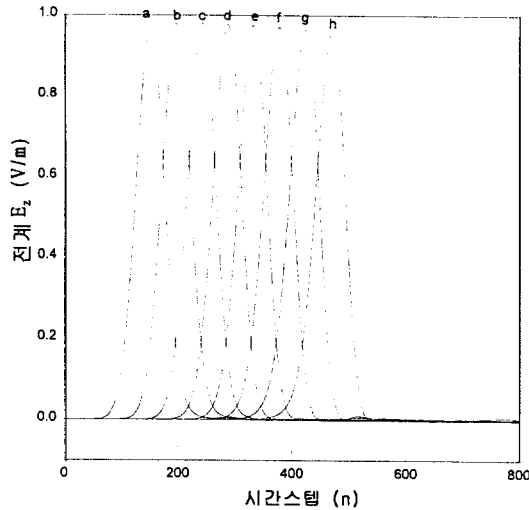
$$G(t) = \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right) \quad (5)$$

가우시안 펄스가 인가되는 동안  $y=0$ 인 해석면의 나머지 전계 및 자계 성분은 전기벽(electric wall) 또는 자기벽(magnetic wall)으로 취급하여 왔다 [3,4]. 전기벽 조건인 경우,  $y=0$ 인 면에서의 전계 접선성분,  $E_x(i+1/2, 0, k)$ 와  $E_z(i, 0, k+1/2)$ 는 0으로 두고, 전계 법선성분 및 자계성분은 FDTD 알고리즘으로 계산한다. 자기벽 조건을 사용할 때에는 반대로 자계의 접선성분이 0이 되는 조건을 사용하여 전계의 성분을 계산하도록 한다.

접지면 위에 유전율이 2.2인 기판이 위치하고 폭이  $W$ 인 완전도체로 가정한 선로가 놓여 있는 경우 port 1에 전압을 가할 때 port 1으로 부터 거리가  $y_d$  만큼 떨어진 지점의 선로 아래에서 전원이 가해지는 전면(前面)에 대한 영향을 분석하기 위해 전 원면을 전기벽 및 자기벽 두 가지로써 신호 전송을 모의하여 보았다.



(a) 전기벽(electric wall) 조건에 대한 시간영역 결과  
(a) Time domain results for electric wall condition.



(b) 자기벽(magnetic wall) 조건에 대한 시간영역 결과  
(b) Time domain results for magnetic wall condition.

[그림 3] 전원인가 방법에 따른 전달파형  
[Fig. 3] Transmitted wave form for source conditions ( $W=2.4384$  mm,  $H=0.795$  mm).

먼저 전기벽 조건을 이용하여 전원을 인가하고 전송되는 전계의 세기를 [그림 3]에서  $y_d$ 가 a~h

까지 모두 8 지점에서 선로 전압에 비례하는 수직 전계 성분  $E_z$ 를 보이고 있다. 전기벽을 모의하기 위해 6 개의 경계면 중 전원이 가해지는 면에서 전계의 접선 성분은 전계  $z$  성분으로써 가해지는 펄스 성분만을 제외하고는 모두 0으로 두었다. 일단 펄스의 진행이 지나고 나면 다시 흡수경계조건을 적용하였다. a~h에서의 값은 본래 가해진 세기의 약 67%로 떨어져서 진행되는 현상이 나타났다. [그림 3] (a)에서는 모든 전계값을 1의 값으로 그 크기를 정규화 시켜 나타내었다. 진행거리가 멀어질 수록 펄스가 중단되는 부분에서 음의 값을 갖는 전계성분이 점차 강해짐을 볼 수 있다[3].

반면 [그림 3] (b)의 자기벽 조건의 전원을 인가한 결과에는 상대적으로 이러한 수치적 분산(dis-persion)현상이 매우 적음을 볼 수 있다. 자기벽의 전자기적 조건인 자기벽면에서의 자계의 접선 성분이 0이 되도록 하기 위해 벽면으로부터 해석 영역 안쪽으로  $1/2 \Delta y$  떨어진 곳의  $H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2)$ 를  $H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k+1/2)$ 과 방향이 서로 반대로 가정한다.  $H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k)$ 도 마찬가지로의 조건을 부여한다. 이러한 조건하에 전원이 가해지는 경계면에서의 나머지 전계 성분을 계산한다.

이 두 가지의 전원 인가 방법의 적용결과 port 1에서 계산된 각각의 반사량은 약 -35 dB이하로 비슷한 정도였으며 이는 Mur의 1차 흡수경계조건인 흡수의 불완전한 정도를 의미하기도 한다. [그림 3]으로 부터 본 논문에서는 전원 인가 후 급격히 신호의 크기가 감소하거나 파가 진행할수록 분산현상이 뚜렷이 나타나는 전기벽 조건보다는 자기벽 조건이 안정된 인가 방법으로 판단하고 다음의 해석 모델에 자기벽 조건을 적용하여 선로간의 혼신을 해석한다.

### 2-3. 경계조건

육면체를 이루는 해석 영역의 여섯 경계면 중 바닥의 접지면을 제외하고는 식 (6)의 Mur의 1차 경

계조건을 적용하였다.

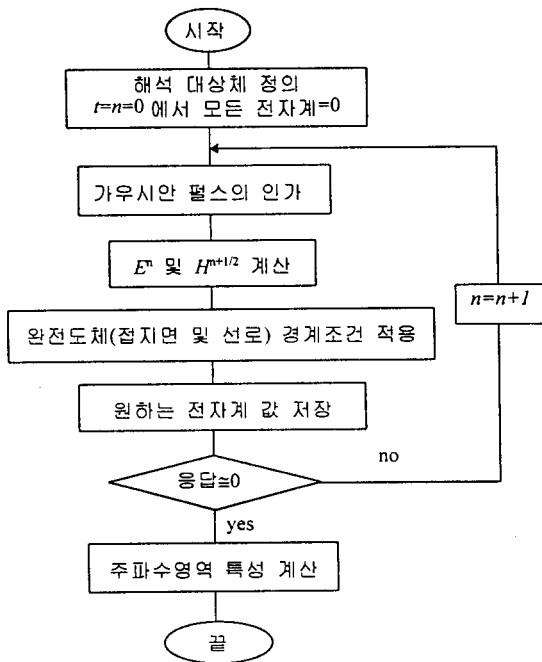
$$E_{t_0}^{n+1} = E_{t_1}^n + \frac{c\Delta t - \Delta z}{c\Delta t + \Delta z} (E_{t_1}^{n+1} - E_{t_0}^n) \quad (6)$$

식 (6)은 예로  $z$ 방향에 수직인 벽면에서의 Mur의 1차 흡수 경계조건을 나타내고 있다.  $c$ 는 경계조건이 적용되는 매질 내의 광속을, 첨자  $t_0$ 와  $t_1$ 는 각각 경계면 상의 전계 접선 성분과 경계면 한마디 안쪽의 전계 접선 성분( $E_x$  또는  $E_y$ )을 나타낸다.

그리고 접지면과 선로를 완전도체로 가정하여 도체의 모서리 및 표면에서의 전계 접선 성분,  $E_x$ 와  $E_y$ 을 0으로 둔다.

### III. 해석 결과 및 고찰

기판 상의 평행선로와 이중 기판 상의 교차선로에 다음과 같은 과정을 적용하여 결과를 얻고 고찰



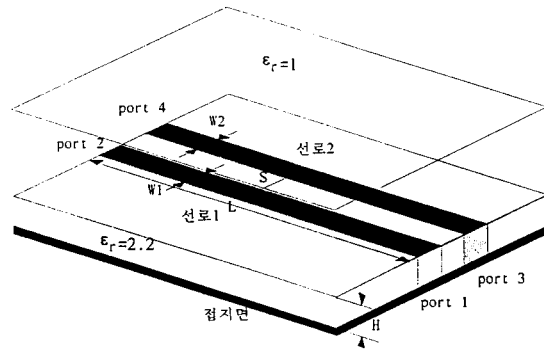
[그림 4] 해석 절차  
[Fig. 4] Analysis procedure.

한다.

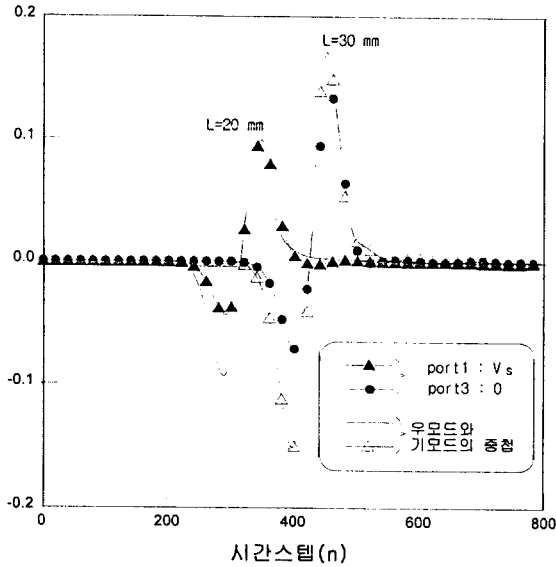
### 3-1. 평행 선로

[그림 5]에서 보이는 평행선로는 두 선로의 폭이 각각  $W1$ 과  $W2$ 이고 선로 간의 간격이  $S$ 로 주어져 있으며 기판의 높이는  $0.795 \text{ mm}$  이고 유전율은 2이다. 식 (5)의 가우시안 펄스를 인가하고 평행선로의 길이  $L$  그리고 간격  $S$ 에 따른 이웃한 선로에 미치는 혼신(crosstalk)을 구하였다.

[그림 5]의 평행 선로를 해석할 때 port 1에만 단일하게 전체 전원  $V_s$ 를 가하는 경우, 주파수가 0에 가까울 때 제 2선로에 나타나는 혼신이  $-30 \text{ dB}$  이상 수렴하지 않았다. 그러나 port 1과 3에 기모드(odd-mode) 및 우모드(even-mode) 전압을 적용하고 이를 중첩시켜 최종적인 해를 구하는 경우에는 dc에서 혼신이 0에 더욱 근접하는 결과를 얻을 수 있었다. 이를 자세히 설명하기 위해 [그림 6]에 두 경우의 인가 방법에 대한 시간 영역 상의 결과를 비교하겠다. [그림 6]에서 먼저 단일 인가방법(port1 :  $V_s$ , 그리고 port3 : 0)을 적용한 경우 시간 응답이 음(-)의 값의 분포와 양(+ )의 값 분포가 심한 비대칭이 되어 dc에서 푸리에 변환할 때 혼신의 양이 수치적으로 0에 수렴하지 않을 것임을 예



[그림 5] 평행 선로  
[Fig. 5] Parallel traces.

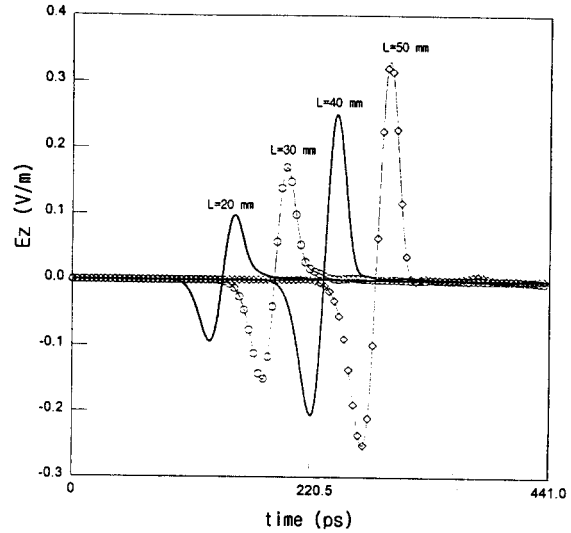


[그림 6] 전체 전압인가와 기우모드 전압 중첩인가의 결과 비교

[Fig. 6] Comparison of the result for total voltage and the superposition of odd and even mode voltages.

상할 수 있다. 반면, 중첩원리를 이용한 인가방법 (기모드는 port1 :  $V_s/2$  그리고 port3 :  $-V_s/2$  그리고 우모드는 port1 :  $V_s/2$  그리고 port3 :  $V_s/2$ )을 사용하는 경우에는 시간응답이 [그림 6]에서 보듯이 음(-)과 양(+)의 값이 보다 균등하게 되어 dc에서의 결과값이 전자의 인가법보다 개선될 것임을 기대할 수 있다. 따라서 본 논문의 평행선로 모델에는 후자의 인가법을 적용하기로 한다.

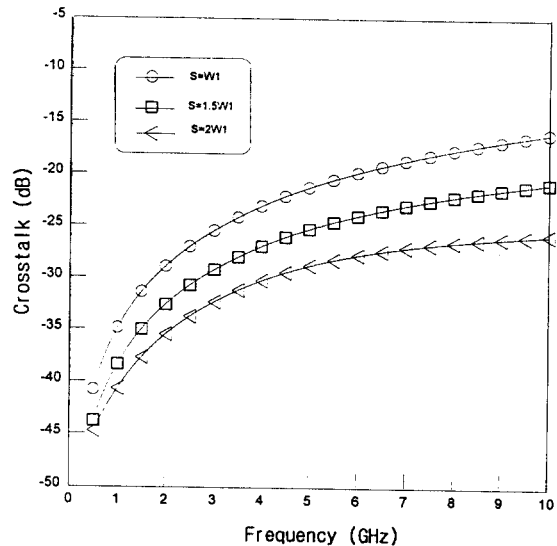
[그림 7]은 port 4의 시간응답을 보이고 있다. 시간응답을 얻을 때 응답지점은 흡수경계면으로 부터의 영향을 적게 받도록 충분한 거리를 두었다. 두 선로의 평행 길이가 길어질수록 펄스에 의한 순간적인 혼신의 양이 커짐을 확인할 수 있다. 따라서 PCB회로 설계시 평행선로의 길이는 가능한 짧게 하는 것이 바람직함을 알 수 있다.



[그림 7] 제 2선로의 시간응답

[Fig. 7] Time response at the second trace.

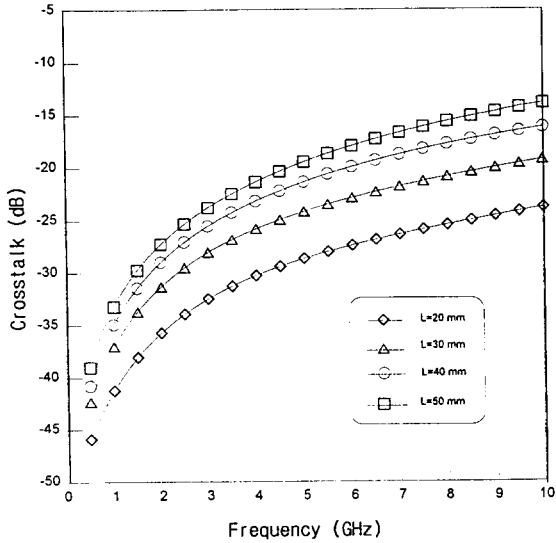
( $W_1=2.4384$  mm,  $W_2=W_1$ ,  $S=W_1$ ,  $H=0.795$  mm).



(a) 선로 간격 S에 따른 혼신

(a) Crosstalk for distance separation S

( $W_1=2.4384$  mm,  $W_2=W_1$ ,  $L=39.7902$  mm,  $H=0.795$  mm)



(b) 평행선로 길이 L에 따른 혼신  
 (b) Crosstalk for parallel trace length L  
 ( $W1=2.4384$  mm,  $W2=W1$ ,  $S=W1$ ,  $H=0.795$  mm)

[그림 8] 평행선로 간의 혼신  
 [Fig. 8] Crosstalk between parallel traces.

[그림 8]의 (a)와 (b)는 각각 선로 간 간격 S와 평행선로의 길이 L에 따른 제 2선로의 시간 응답을 푸리에 변환한 주파수 영역의 결과이다. 앞서 기대한 바와 같이 기우모드의 중첩인가를 함으로써 저주파 대역에서도 좋은 결과를 보이고 있다. [그림 8]로부터 평행 선로의 길이는 짧을수록, 선로간 간격은 넓을수록 결합의 정도가 낮아짐을 정량적으로 보이고 있다. <표 1>은 해석결과 중 일부를 MDS를 사용한 결과와 비교하고 있다. 해석 전 대역에서 비교적 좋은 일치를 보이고 있다.

### 3-2. 교차선로

[그림 9]에 보이는 이중 기판 상에서 각 층의 선로가 직각으로 교차하는 경우를 다룬다. 두 선로의 특성 임피던스를 동일하게 하기 위해 상층 두께 및 유전율은 하층 기판의 것과 동일하고 선로 폭은 하

<표 1> FDTD와 MDS에 의한 결과 비교

<Table 1> Comparison of results by FDTD method and MDS ( $W1=2.4384$  mm,  $W2=W1$ ,  $H=0.795$  mm)

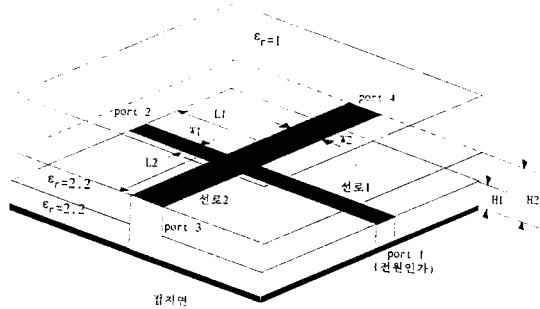
(a) 선로 간격 S에 따른 혼신  
 (a) Crosstalk for distance separation S  
 ( $L=30.0543$  mm)

| 주파수<br>(GHz) | FDTD<br>(dB) |       | MDS<br>(dB) |       |
|--------------|--------------|-------|-------------|-------|
|              | 1.0          | 1.5   | 1.0         | 1.5   |
| S/W1         |              |       |             |       |
| 1            | -37.0        | -38.2 | -37.5       | -40.9 |
| 2            | -31.3        | -33.6 | -31.5       | -34.9 |
| 3            | -28.0        | -30.8 | -27.9       | -31.3 |
| 4            | -25.8        | -29.2 | -25.4       | -28.8 |
| 5            | -24.1        | -28.0 | -23.5       | -26.9 |
| 6            | -22.8        | -27.3 | -21.9       | -25.3 |
| 7            | -21.7        | -26.6 | -20.5       | -24.0 |
| 8            | -20.8        | -25.9 | -19.4       | -22.9 |
| 9            | -19.9        | -25.1 | -18.3       | -21.8 |
| 10           | -19.2        | -24.2 | -17.4       | -20.9 |

(b) 평행선로 길이 L에 따른 혼신  
 (b) Crosstalk for parallel trace length L  
 ( $S=W1$ )

| 주파수<br>(GHz) | FDTD<br>(dB) |       | MDS<br>(dB) |       |
|--------------|--------------|-------|-------------|-------|
|              | 20           | 30    | 20          | 30    |
| L(mm)        |              |       |             |       |
| 1            | -41.2        | -37.0 | -41.1       | -37.5 |
| 2            | -35.7        | -31.3 | -35.1       | -31.5 |
| 3            | -32.4        | -28.0 | -31.5       | -27.9 |
| 4            | -30.2        | -25.8 | -29.0       | -25.4 |
| 5            | -28.6        | -24.1 | -27.1       | -23.5 |
| 6            | -27.4        | -22.8 | -25.5       | -21.9 |
| 7            | -26.3        | -21.7 | -24.3       | -20.5 |
| 8            | -25.4        | -20.8 | -23.1       | -19.4 |
| 9            | -24.5        | -19.9 | -21.9       | -18.3 |
| 10           | -23.7        | -19.2 | -21.1       | -17.4 |

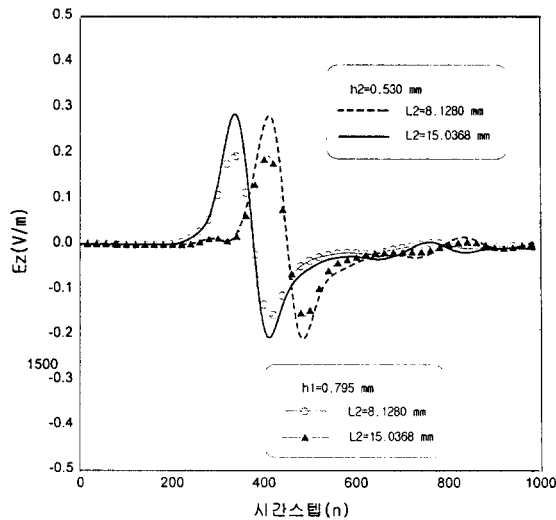
층의 두배로 둔다. 각 선로의 두께는 평행선로의 경



[그림 9] 교차 선로  
[Fig. 9] Crossing traces.

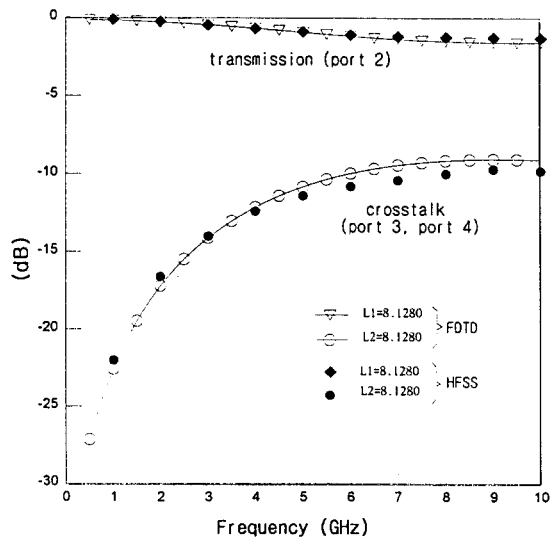
우와 마찬가지로 0이라 가정하였다. [그림 10]에서 시간응답을 보이고 있는 데 평행선로와 비교하여 교차점을 지나 제 2선로 상의 신호 진행 거리에 따른 혼신의 양의 변화가 크지 않고 층간의 간격이 큰 영향을 미침을 볼 수 있다.

시간응답의 푸리에 변환 결과 [그림 11]에서 교



[그림 10] 교차선로의 시간 응답  
[Fig. 10] Time response of crossing traces.  
( $W1=2.4384$  mm,  $W2=2W1$ ,  $H1=0.795$  mm,  $H2=2H1$ ).

차선로의 혼신은 평행선로와는 달리 주파수가 매우 낮은 경우를 제외하고는 대부분의 대역에서 큰 영향을 받음을 알 수 있다. 교차선로는 MDS로 모델링이 불가능하므로 HFSS(FEM 사용)를 가지고 비교 데이터를 구하였다. HFSS는 광대역 응답을 계산할 때 개별 주파수에서 각각의 계산을 별도로 하므로 계산 소요시간이 매우 긴 단점이 있다. [그림 11]에서 제 1선로의 전송계수와 제 2선로의 혼신을 HFSS(FEM 사용)에 의한 결과와 비교하고 있으며 매우 근접한 일치율을 보이고 있다.



[그림 11] 교차 선로간의 결합  
[Fig. 11] Coupling between crossing traces.

#### IV. 결 론

별도의 보호선로(guard trace)를 설치하지 않는 경우 평행선로 간의 결합을 최소화하기 위해서는 제 1선로의 중앙에서 제 2선로의 중앙까지의 간격을 선로 폭의 3배로 한다는 “3-W 규칙”을 적용하는 것이 통례화 되어 있으나 이것은 선로의 길이나 주파수에 따라 혼신(crosstalk)의 양이 변화하므로 여러 경우에 대해 이를 수치적으로 정량화하는 것



이 필요하다[5]. 또한 점차적인 회로기관의 다층화와 동시에 고밀도 경향을 고려한다면 교차하는 선로는 널리 사용되어지는 형태이고 전자과 결합으로 인한 혼신의 요인이 될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이러한 추세에 따라 평행 선로 뿐 아니라 직교하는 교차 선로 간의 혼신에 대해 다루었다. 해석되는 모든 선로들은  $50\Omega$ 의 특성임피던스를 갖도록 매질과 구조를 고려하였다. 선로 간의 결합은 주파수가 낮을 때는 서로 간에 간섭이 거의 없으나 주파수가 높아지면 영향의 정도가 증가하므로 해석 결과는 주파수 대역에서 제2선로의 혼신으로서 나타내었다. FDTD 방법을 이용한 이 같은 선로의 혼신 해석은 모든 선로가 각각의 특성 임피던스를 가지고 종단되어 있으므로 선로 자체로부터 반사가 존재하지 않는다. 따라서 해석 소요 시간 면에 있어서 1,000 이하의 시간스텝으로도 충분히 해를 구할 수 있어 회로이론을 사용하는 MDS에 의해 해를 얻는 것보다는 시간이 더 걸리지만 HFSS를 이용하여 해를 구하는 것 보다는 훨씬 신속하게 얻을 수 있었다. 이 방법들은 모두 다른 기종의 workstation에서 수행되었기 때문에 각각의 계산소요시간을 정확하게 산출할 수는 없으나 세 가지 수행방법 사이의 해석 시간 차는 매우 뚜렷하다.

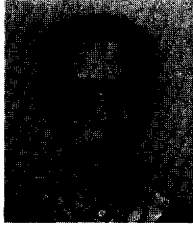
MDS의 경우 본 해석 모델 중 평행선로 해석 결과를 얻는 데는 1분 이내의 시간이 소요되었으며, HFSS를 사용하여 교차선로를 해석하는 경우에 허용가능  $AS$ 를 0.07, 1~20 GHz까지 대역을 19개로 분리하여 수행하였는데 이 소요시간은 약 15시간 내외였다. 한편 FDTD 기법을 사용한 경우에는 약 1~2시간 정도 소요되었다. 그러나 MDS는 전자과 해석 도구가 아니라 회로 해석 도구이므로 다층 회로의 모델링이나 복사량 해석이 불가능한 단점이 있다.

선로 배치에 따른 신호의 상호 결합은 PCB의 전자과 장애에 주요 원인이 되므로 이에 대한 사전 고찰은 회로 설계나 PCB의 전자과장애 대책에 중요한 지침이 될 수 있다. 차후에는 선로 폭 변화와 각도에 따라 신호 왜곡 현상 그리고 전자계 복사를 최소화 하는 선로 구조 등을 다룰 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] Matthew N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press, 1992, pp 179-204.
- [2] Allen Taflove, *Computational Electrodynamics-the Finite Difference Time Domain Method*, Artech House, 1995.
- [3] David M. Sheen, Sami M. Ali, M. D. Abouzahra and Jin Au Kong, "Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 7, pp. 849-857, July 1990.
- [4] T. Shibata, T. Hayashi and T. Gimura, "Analysis of Microstrip Circuits Using Three-Dimensional Full-Wave Electromagnetic Field Analysis in the Time Domain", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1064-1070, no. 6, June 1988.
- [5] Mark I. Montrose, *Printed Circuit Board Design Thechniques for EMC Compliance*, *IEEE Press*, 1996, pp 112-115.

이 애 경



1990년 2월 : 중앙대학교 전자공학과  
(학사)

1992년 2월 : 중앙대학교 전자공학과  
(석사)

1992년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신  
연구소 전자파공학연구실 선임연

구원

[주 관심분야] EMI /EMC, 전자파 문제의 수치해석

심 환 우

1987년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (학사)

1994년 2월 : 과학기술원 전기 및 전자공학과 (석사)

1994년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구소 전자파공학연구실  
연구원

[주 관심분야] EMI /EMC, 전자파 산란

조 광 윤

1993년 2월 : 광운대학교 대학원 전자통신 석사

1980년 ~ 현재 : 한국전자통신연구소 전자파공학연구실  
실장