

시간 영역 유한 차분법을 이용한 고속 패키지 접속 선로의 누화 해석

正會員 南相植*, 張相健**, 陳年鋼**

An Analysis of Crosstalk in High-speed Packaging Interconnects using the Finite Difference Time Domain Method

Sang-Sig Nam*, Sang-Gun Jang**, Youn-Kang Chin** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 3 차원 시간 영역 유한 차분법(FDTD)을 이용하여 고속 패키지 접속 선로 구조들 중에서 인접 선로와 교차된 선로 구조에 대한 주파수 특성과 누화를 해석하였다. 고속 디지털 신호 전송에서의 실질적인 누화 해석을 위하여 입력 여기 신호로서 시간 영역 유한 차분법에서 주로 사용되는 가우스 펄스 대신 빠른 상승 시간을 갖는 계단 펄스를 사용하였다. 해석 결과와 각 접속 선로 구조를 비유전율이 2.33이고, 높이가 0.787 [mm]인 Duroid 기판에 제작, 시간 영역 반사측정기(TDR : time domain reflectometry)로 측정된 결과가 잘 일치함을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, we analyzed the frequency characteristics and the crosstalk of the adjacent parallel lines and the crossed lines in high-speed packaging interconnections by using the three-dimensional finite difference time domain (3D FDTD) method. To analyze the actual crosstalk phenomena in the transmission of the high-speed digital signal, the step pulse with fast rise time was used for the source excitation signal instead of using the Gaussian pulse that is generally used in FDTD. To verify the theoretical results, the experimental interconnection lines that were fabricated on the the Duroid substrate($\epsilon_r=2.33$, $h=0.787$ [mm]) were tested by TDR(time domain reflectometry). The results show good agreement between the analyzed results and the tested outcomes.

I. 서 론

집적화된 회로가 고속으로 동작하고 패키지 형태로 고집적화 되면 접속 선로의 전기적인 특성은 전체 시스템의 성능에 아주 큰 영향을 미치게 된다. 그러므로 패키지 접속 선로를 설계 할 때는 전파 지연, 선로 임피던스와 함께 인접 선로, 교차 선로 사이에 발

*韓國電子通信研究院 交換技術研究團
**檀國大學校 工科大學 電子컴퓨터工學部
論文番號:97198-0611
接受日字:1997年 6月 11日

생되는 누화(crosstalk)[1, 2, 3], 및 접속 선로 불연속으로 인한 신호의 반사 등을 고려하여야만 한다.

패키지 접속 선로의 전기적인 특성은 접속 구조에 따라 R, L, G, C로 구성된 전기적인 등가모형을 설정하고 이를 회로적으로 해석하는 방법[4~7]으로 구할 수 있다. 이 경우에 모형을 구성하는 데에 필요한 전기적인 특성 파라미터인 R, L, G, C를 설계자가 직접 적절한 수치해석 기법을 사용하여 구해야만 한다. 이러한 특성 파라미터는 해석하려고 하는 접속 구조에 따라서 각각 다른 값을 가지며 또한 회로적으로 해석하기 위하여 설정하여야 하는 등가 모델의 형태도 구하고자 하는 주파수 범위에 따라 적절하게 구성하여야만 정확한 특성을 구할 수 있다. 그러나 이러한 적절한 등가 모델을 설정하는 것은 쉬운 일이 아니다.

패키지 접속 구조는 그 형태가 매우 다양하여 이러한 구조들을 정확하게 해석하려면 3차원적인 전파 수치해석 기법이 필요하다. 여러 가지 수치적인 기법들 중에서 시간 영역 유한 차분법[8]은 전기적인 특성 파라미터를 따로 구할 필요가 없으며, 단지 맥스웰 방정식과 경계 조건[9~11]만을 해석하려는 구조에 적용하면 전기자기적인 특성을 구할 수 있는 간단한 방법이다.

본 논문에서는 3차원 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 여러 가지 패키지 접속 구조 중에서 인접 선로(adjacent line)와 교차된 선로(crossed line) 구조에 대한 주파수 특성과 누화를 해석하였다. 각각의 구조에 대하여 시간 영역 유한 차분법으로 전개 과정의 진행 과정과 주파수 특성을 구하기 위하여 입력 여기 신호로서 가우스 펄스(Gaussian pulse)를 사용하였다. 또한 가우스 펄스 대신 26 [ps]의 빠른 상승 시간을 갖는 계단 펄스(step pulse)를 입력 여기 신호로 사용하여 실제로 고속 디지털 신호를 전송하는 경우에 발생하는 누화 현상을 해석하였다. 시간 영역 유한 차분법으로 해석한 구조와 동일하게 인접 선로와 교차 선로를 비유전율이 2.33이고, 높이가 0.787 [mm]인 Duroid 기판에 제작하여 TDR(time domain reflectometry)을 사용하여 누화를 측정하였다. 누화를 측정된 결과와 이론적으로 해석한 결과는 거의 일치 하였으며, 실제로 고속 디지털 신호를 전송하는 경우에 발생하는 누화는 계단 펄스를 입력 신호로 사용하여 해석하는 것이 타당함을 보였다.

II. 시간 영역 유한 차분법

1. 유한 차분 방정식

맥스웰 회전(curl) 방정식은 매질이 등방성·균질성·균일성·부손실 특성을 갖는다고 가정하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\nabla \times \mathbf{E} \quad (2-1)$$

$$\epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \nabla \times \mathbf{H} \quad (2-2)$$

식 (2-1)과 식 (2-2)는 서로 결합된 방정식이다. 따라서 임의의 위치에서 자계의 시간적 변화는 전계의 공간적인 변화를 발생시키고 이러한 공간적인 변화는 시간적인 변화로 대응된다. 전계의 시간적인 변화는 다시 자계의 공간적인 변화를 유발시킨다. 이러한 과정을 반복하면서 전자기파가 진행하게 된다.

맥스웰의 회전 방정식을 유한 차분 방정식으로 나타내기 위해서, 벡터로 표현된 식 (2-1)과 식 (2-2)를 각각의 방향(x, y, z) 성분으로 나누어서 유한 차분 방정식으로 나타낸다. 따라서 식 (2-1)과 식 (2-2)로부터 각각 3 개씩의 스칼라(scalar)방정식을 얻게 된다. 이 6 개의 방정식을 유한 차분법의 중앙 차분법(central difference)[12]을 이용하여 차분 방정식으로 나타내면 식 (2-3)과 식 (2-4)에 보인 바와 같다.

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x^n(i, j+1, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (2-3a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_x^n(i, j, k+1) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i+1, j, k) - E_z^n(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (2-3b)$$

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k)$$

$$-\frac{\Delta t}{\mu} \left[\frac{E_y^n(i+1, j, k) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j+1, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (2-3c)$$

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

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (2-4b)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (2-4c)$$

여기서 i, j, k 는 해석하려는 영역을 분할했을 때 좌표계(x, y, z)에 해당하는 공간 좌표이고, n 은 시간 간격의 수이다. 또한 Δt 는 시간 간격이며, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각각 축 방향의 공간 간격이다. 식 (2-3)과 식 (2-4)를 만족하는 전자계 성분들을 공간적으로 나타내기 위해서 K. S. Yee[8]는 그림 2.1에 보인 바와 같은 전자계 성분들이 분포하는 단위 셀(unit cell)의 모형을 제시하였다.

그림 2.1에 보인 바와 같이 단위 셀 모형에서 전계나 자계의 어느 한 성분을 살펴보면 이 성분이 식 (2-3)이나 식 (2-4)의 관계를 갖고 있음을 알 수 있다.

단위 셀의 크기와 관계된 시간 간격의 안정 조건은 다음과 같다.

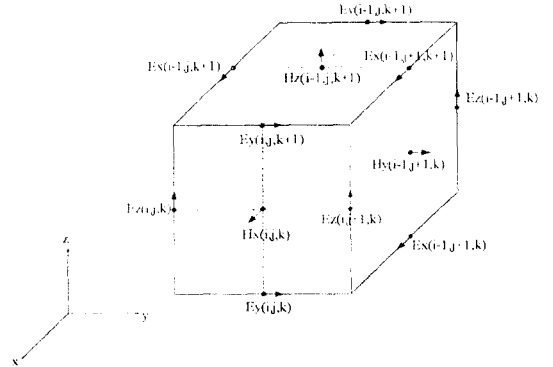


그림 1. 단위 셀 모형.
Fig. 1 A unit cell of a finite-difference mesh.

$$\Delta t \leq \frac{1}{v \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (2-5)$$

여기서 v 는 매질에서 파의 최대 위상 속도이며 이와 같은 시간 간격과 단위 셀의 크기에 대한 안정 조건을 Courant 안정 조건[13]이라고 한다. 회로를 해석하기 위해서 각각의 축 방향에 대한 단위 셀의 크기 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 를 결정하면 Courant 안정 조건을 만족시키는 시간 간격의 최대값을 구할 수 있다.

2. 분산

전자기파가 분산에 대한 오차가 없을 때 분산에 관한 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\left(\frac{\omega}{v}\right)^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (2-6)$$

여기서 k_x, k_y, k_z 는 x, y, z 방향의 파수(wave number)이다. Yee가 제안한 알고리즘에 의한 분산은 다음과 같다[14].

$$\sin^2 \frac{\omega \Delta t}{2} = \left(\frac{v \Delta t}{\Delta x}\right)^2 \sin^2 \frac{k_x \Delta x}{2} + \left(\frac{v \Delta t}{\Delta y}\right)^2 \sin^2 \frac{k_y \Delta y}{2} + \left(\frac{v \Delta t}{\Delta z}\right)^2 \sin^2 \frac{k_z \Delta z}{2} \quad (2-7)$$

여기서 $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$ 으로 비유전율이 ϵ 이고 투자율이 μ 인 매질에서의 위상속도이다. 이때 v 가 z 방향으로만 진행하고, k_z 의 수치적인 위상속도를 v_n 이라 정의하

면 $k_x = k_y = 0$, $k_z = \frac{2\pi v}{\lambda v_n}$ 가 된다. 이 때 식 (2-7)을 v_n/v 에 관하여 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{v_n}{v} = \frac{\pi \Delta z}{\lambda} \frac{1}{\sin^{-1} \left[\frac{\Delta z}{v \Delta t} \sin \left(\frac{v \Delta t}{\Delta z} \frac{\pi \Delta z}{\lambda} \right) \right]} \quad (2-8)$$

여기서 λ 는 해석하려는 주파수 영역 중에서 최대 주파수인 때의 파장이다. 식 (2-8)에서 $v \Delta t / \Delta z = 0.5$ 로 가정하고 v_n/v 와 $\Delta z/\lambda$ 의 관계를 도표로 나타내면 그림 2.2에 보인 바와 같다.

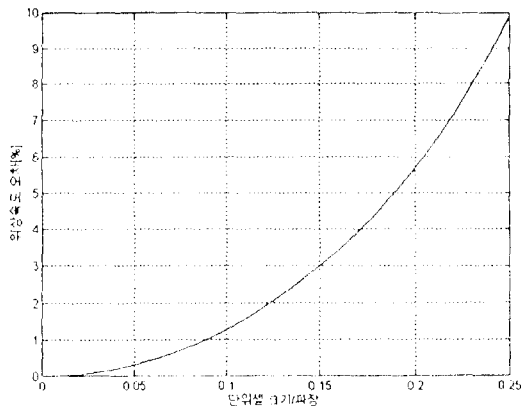


그림 2.2. 단위 셀의 크기와 파장에 따른 위상속도의 오차.
Fig. 2.2 Percent error in the numerical phase velocity.

수치적인 위상 속도 오차가 1% 미만인 되게 하려면 단위 셀의 크기를 0.1λ 보다 작게 설정하여야만 한다. 반대로 단위 셀의 크기를 0.15λ 로 설정하면 위상 속도 오차는 3%가 된다. 단위 셀의 크기가 작을수록 수치적인 위상 속도의 오차가 줄어들지만 필요한 메모리의 양이 늘어나고 계산시간이 증가하게 되므로 단위 셀의 크기를 적절한 크기로 선택하여야만 한다.

3. 여기 신호

시간 영역 유한 차분법에서는 광대역 주파수 특성을 구하기 위하여 여기(excitation)신호로서 가우스 펄스를 많이 사용한다. 그러나 고속 디지털 신호는 상승 시간과 하강 시간을 갖는 직사각형펄스(rectangular pulse) 형태이므로 본 논문에서는 빠른 상승 시간을 갖는 계단 펄스를 입력 여기 신호로 사용하여 인접한

신호와 교차된 신호에 대한 누화를 해석하고, 가우스 펄스를 입력 신호로 사용하여 해석하고자 하는 구조에 대한 전개 분포와 산란 파라미터를 구하였다.

일반적으로 많이 사용되는 가우스 펄스를 수식으로 표현하면 다음과 같다[13].

$$f(t) = \exp \left[-\frac{(t-t_0)^2}{T^2} \right] \quad (2-9)$$

여기서 T 는 가우스 펄스의 폭을 결정하는 파라미터이다. 이 파라미터 T 는 해석하고자 하는 전체 주파수 영역이 포함될 수 있도록 하기 위하여 작은 값으로 선택하여야 한다. 그러나 펄스의 폭을 너무 좁게 설정하면 여기가 끝난 후에 진동하는 현상이 발생하므로 너무 좁은 폭을 갖지 않도록 설정하여야 한다. t_0 는 가우스 펄스가 최대 값에 도달하는 시간을 결정하는 파라미터로 초기에 진폭이 작은 값이 될 수 있도록 정하여야 하며, 급격하지 않게 펄스의 최대치에 도달되도록 설정하여야 한다.

계단 펄스는 가우스 펄스를 다음과 같은 식의 형태로 변형시켜서 적용하였다.

$$\begin{cases} f(t) = k \exp \left[-\frac{(t-t_0)^2}{T^2} \right], & t \leq t_0 \\ f(t) = k, & t > t_0 \end{cases} \quad (2-10)$$

여기서 k 는 상수이다. 가우스 펄스를 이용해서 계단 펄스를 만드는 경우에 상승 시간은 주파수 대역폭을 결정하는 요소가 되며, 상승 시간은 주파수 대역폭에 반비례한다.

4. 흡수 경계 조건

시간 영역 유한 차분법에서는 해석하려는 영역을 그림 2.1에서 보인 바와 같은 단위 셀로 분할한다. 시간 영역을 단위 셀로 분할하는 것은 실제의 경우처럼 분할내의 공간을 분할하여야 하지만 컴퓨터 메모리의 한계와 계산 시간이 길어지는 것과 같은 문제들이 있기 때문에 해석하려는 영역을 제한하여야만 한다. 그러나 계산 영역을 인위적으로 제한하면 계산 영역 끝에서 반사파가 유발된다. 이와 같은 반사파는 실제적인 것이 아니고 계산 영역을 제한했기 때문에 발생하는 것이므로 제거해야만 한다. 반사파를 제거하기

위해서 계산 영역 끝에서 파가 반사되지 않고 흡수될 수 있는 경계 조건을 적용하는데 이 경계 조건을 흡수 경계 조건(ABC:absorbing boundary condition)이라고 한다. 현재까지 발표된 흡수 경계 조건[9~11]은 여러 가지가 있지만 아직 완전한 흡수 경계 조건은 정립되지 않고 있다. 반사파를 적게 발생시키는 흡수 경계 조건일수록 대체적으로 수식이 복잡하고 많은 양의 메모리를 요구한다. 따라서 적절한 흡수 경계 조건을 적용하여야 한다.

Mur[9]은 흡수 경계 조건을 만들기 위해서 경계면에 수직으로 입사한 파가 외부로 진행하는 식을 아래와 같이 제시하였다.

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) \mathbf{E}_t = 0 \quad (2-11)$$

여기서 \mathbf{E}_t 는 경계면과 접선 성분인 전계이고 v 는 파의 위상 속도이다.

Mur의 1 차 흡수 경계 조건은 경계 조건에 사용된 파의 속도 v 가 어느 한 주파수에 대한 파의 속도이므로 이 주파수 성분에 대한 흡수 경계 조건이다. 그러나 마이크로스트립 구조에서와 같이 분산이 발생하는 구조를 해석할 때는 여러 가지 주파수 성분들을 동시에 흡수할 수 있는 경계 조건을 필요로 한다. Litva [10]는 다음과 같은 분산 경계 조건을 제시하였다.

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v_1} \frac{\partial}{\partial t}\right) \left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v_2} \frac{\partial}{\partial t}\right) \mathbf{E}_t = 0 \quad (2-12)$$

여기서 v_1 과 v_2 는 주파수가 각각 f_1 과 f_2 일 때 파의 위상 속도이다. 분산 경계 조건은 Mur의 1차 흡수 경계 조건보다 복잡하고 많은 양의 컴퓨터 메모리를 요구한다. 그러나 주파수 f_1 과 f_2 일 때 각각의 위상 속도 v_1 과 v_2 를 이용한 흡수 경계 조건이므로 마이크로스트립 구조와 같은 분산 특성을 갖는 구조인 경우에는 Mur의 1차 흡수 경계 조건보다 더욱 효율적으로 파를 흡수할 수 있다.

5. 산란 파라미터

임의의 회로에서 모든 포트의 특성 임피던스가 같을 때 산란 파라미터에 관한 행렬은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$[\mathbf{V}]' = [\mathbf{S}][\mathbf{V}]' \quad (2-13)$$

여기서 $[\mathbf{V}]'$ 은 각 포트에서 반사된 전압을 나타내는 행렬이고 $[\mathbf{V}]$ '는 각 포트에 입사되는 전압을 나타내는 행렬이다. 식 (2-13)을 이용하여 2 포트 회로에서 각 포트의 특성 임피던스가 모두 같을 때 S_{11} 과 S_{21} 은 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$S_{11} = \frac{V_{1r}(f)}{V_{1i}(f)} \quad (2-14)$$

$$S_{21} = \frac{V_{2r}(f)}{V_{1i}(f)} \quad (2-15)$$

여기서 $V_{1i}(f)$ 는 포트 1에서의 입사 전압과 반사 전압을 나타내고, $V_{2r}(f)$ 는 포트 2로 전송된 전압을 나타낸다.

입사 전압 $V_{1i}(f)$ 는 반사파가 없는 구조에서 구한다. 시간 영역 유한 차분법으로 회로를 해석할 때는 입사 전압과 반사 전압이 합해진 값이 나타난다. 따라서 입사 전압을 구하기 위해서는 해석하려는 회로에서 입력 포트의 전송 선로 부분(단일 마이크로스트립 선로)만을 독립적으로 해석하여야만 한다. 입력 포트에서 반사 전압 $[V_{1r}(f)]$ 은 시간 영역 유한 차분법으로 구한 전체 전압과 독립적으로 계산한 입사 전압 $V_{1i}(f)$ 의 차로써 구할 수 있다.

Ⅲ. 컴퓨터 시뮬레이션 및 측정

1. 인접한 평행선로

패키지 접속 구조가 고밀도화 됨에 따라 선로들이 서로 가까이 인접하게 되며, 이러한 선로들 중에 어느 한 선로에 고속의 신호가 인가되면 인접한 두 선로 사이에서는 전자기적인 결합이 발생하게 된다. 이러한 결합 현상은 신호가 인가된 능동 선로(active line)에 의해 신호가 인가되지 않은 수동 선로(passive line)에 전압이 유기되는 누화 현상으로 나타나며, 만약 수동 선로에 유기된 신호가 큰 경우에는 회로의 오동작을 유발하게 된다. 그러므로 고속으로 동작하는 접속 선로 설계에서 인접한 평행 선로에서 발생하는 누화를 고찰하는 것은 대단히 중요한 사항이다.

인접 선로의 주파수 특성과 선로간에 발생하는 누화 해석을 위하여 그림 3.1과 같이 선로의 임피던스가 각

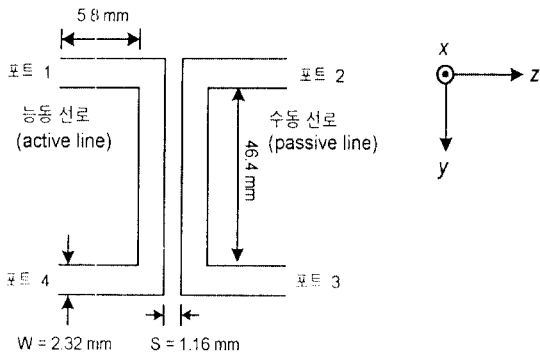


그림 3.1. 인접한 평행 선로.
Fig. 3.1 Adjacent line.

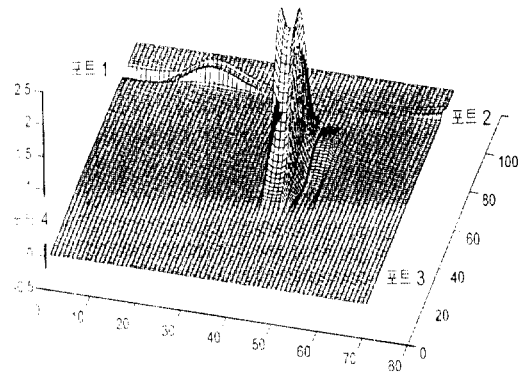


그림 3.2. 시간 600 Δt에서 본 수직 전기계.
Fig. 3.2 Distribution of the vertical electric field at 600 Δt

각 50 [Ω], 길이가 $l=46.4$ [mm]인 두 개의 선로가 $s=1.16$ [mm] 간격으로 평행하게 근접되어 있는 결합 선로를 선정하였으며, 해석 결과 확인을 위하여 비유전율이 $\epsilon_r=2.33$ 이고, 유전체 높이가 $h=0.787$ [mm]인 Duroid 기판에 제작하였다. 마이크로스트립 형태의 인접한 평행 선로를 시간 영역 유한 차분법으로 해석하기 위하여 단위 셀의 크기는 각각 $\Delta x=0.197$ [mm], $\Delta y=0.58$ [mm], $\Delta z=0.58$ [mm]로 하였고, Courant 안정 조건을 만족하도록 시간 간격 $\Delta t=0.512$ [ps]를 구하였다. 그리고 가우스 펄스에서 T 와 t_0 는 각각 $42 \Delta t$, $156 \Delta t$ 로 하였다. 전체 해석 영역의 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $16 \times 112 \times 70$ 이다.

그림 3.2는 가우스 펄스를 결합 선로의 포트 1에 인가했을 때 600 Δt 시간에서 시간 영역 유한 차분법으로 구한 마이크로스트립 도체 밑의 수직 전기 분포를 나타낸 것으로 신호가 진행하는 능동 선로 옆에 인접한 수동 선로에 누화로 인한 결합 전기 파형이 존재하는 것을 알 수 있다.

또한, 그림 3.3은 계단 펄스를 결합 선로의 입력 단자에 여기한 후 각 포트에서 시간에 따른 전압 파형을 구하고, 이를 이용하여 계산한 인접한 평행 선로의 산란 파라미터를 나타낸 것이다.

그림 3.3의 주파수 특성을 보면 누화에 의한 유기 전압에 의해 결합 선로 구조가 주파수 1.2 [GHz]에서 결합도가 20 [dB]인 방향성 결합기처럼 동작하는 것을 알 수 있다.

그림 3.4는 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 해석한 결합 선로의 각각의 포트에서 발생하는 누화 파

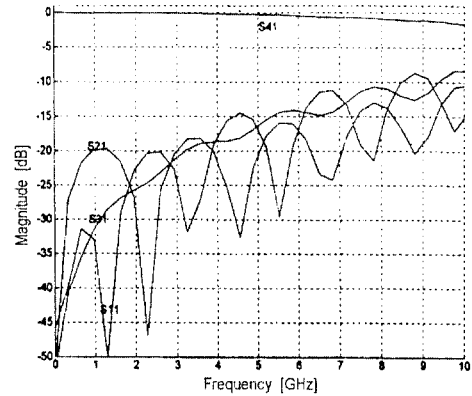


그림 3.3. 인접한 평행 선로의 산란 파라미터.
Fig. 3.3 S-parameters of the adjacent line.

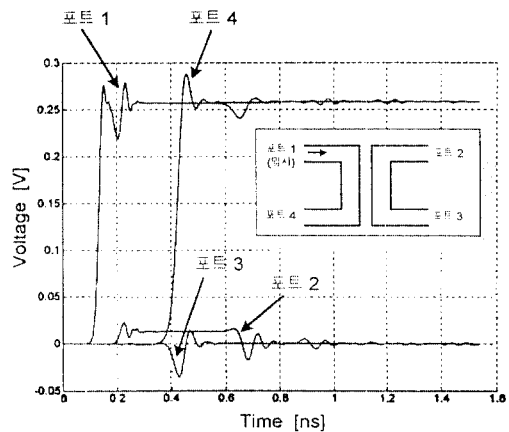


그림 3.4. 인접한 선로의 각각의 포트에서 구한 누화 곡선
Fig. 3.4 Crosstalk curves of the adjacent line.

형을 나타낸 것이며, 그림 3.5에는 해석 조건과 동일하게 Duroid 기판 위에 인접한 평행 선로를 제작, 시뮬레이션에서 사용된 것과 동일한 계단 펄스를 포트 1에 인가하여 시간 영역 반사측정기(TDR)인 Tektronix 11801B로 측정된 누화를 나타내었다. 실제로 고속 디지털 신호를 인가했을 때 발생하는 누화 해석을 위하여 입력 신호로서 상승 시간이 26 [ps]이고, 크기가 260 [mV]인 계단 펄스를 인가하였다. 그림 3.4와 그림 3.5의 시간 영역 유한 차분법을 이용한 해석 결과와 TDR을 사용하여 측정된 결과를 비교하여 볼 때, 포트 2에서의 근단(near end) 누화는 각각 최대값이 20 [mV]와 14 [mV]이고, 포트 3에서의 원단(far end) 누화는 각각 최대값이 -30 [mV]와 -24.8 [mV]로서 누 결과의 유사함을 알 수 있다. 여기서 측정값이 약 6 [mV] 정도 작게 나타나는 것은 측정시에 사용된 동축 선로(semi-rigid cable)의 손실에 의한 것으로 생각되며, 포트 1의 입사 전압과 포트 4의 전송 전압 사이에서 측정값이 약 4 [ns]의 시간 지연이 발생하는 것은 측정에 사용된 동축 선로의 시간 지연이 부가되었기 때문이다.

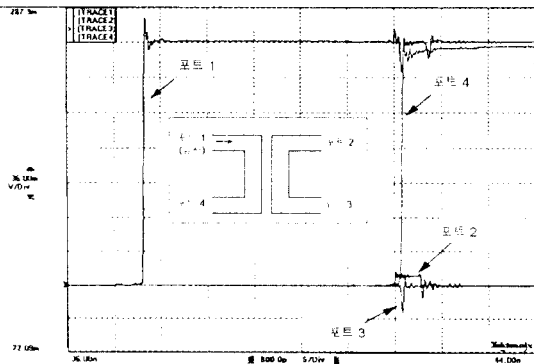


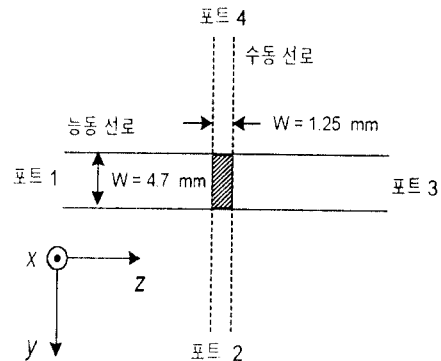
그림 3.5. 인접선로의 각각의 포트에서 측정된 누화곡선.
Fig. 3.5 Measured crosstalk curves of the adjacent line.

2. 교차 선로

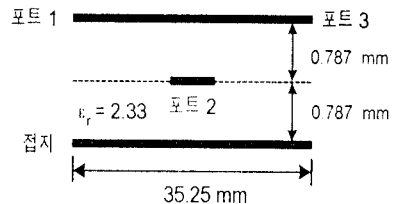
그림 3.6처럼 비유전율이 ϵ_r 인 유전체 속에 위치한 선로 위로 마이크로스트립 선로와 같이 유전체와 공기의 경계면에 또 하나의 선로가 위치하는 교차 구조는 패키지 접속 선로뿐만 아니라 다층 기판 구조에서도 흔하게 사용된다. 이와 같은 교차 구조에서는 그림

3.6(a)의 빗금친 부분과 같이 두 선로가 교차되는 부분에서 결합이 발생하여 누화 현상이 일어나게 된다.

인접 선로 구조의 해석에서와 마찬가지로 Duroid 기판상에 각각의 선로 임피던스가 50 [Ω]이고, 길이가 35.25 [mm]인 두 개의 선로가 90°의 교차각을 가지고 2층으로 배열된 교차 결합 선로를 선정, 제작하여 해석 및 측정을 하였다. 시간 영역 유한 차분법으로 해석하기 위하여 단위 셀의 크기는 각각 $\Delta x = 0.197$ [mm], $\Delta y = \Delta z = 0.587$ [mm]로 하였고, Courant 안정 조건을 만족하도록 시간 간격 $\Delta t = 0.513$ [ps]를 구하였다. 그리고 가우스 펄스에서 T 와 t_0 는 각각 $42 \Delta t$, $156 \Delta t$ 로 하였다. 전체 해석 영역의 크기는 x, y, z 방향으로 각각 $20 \times 80 \times 100$ 이다.



(a) 평면도.
(a) top view.



(b) 포트 2에서 본 측면도.
(b) side view at port 2.

그림 3.6. 교차 선로.
Fig. 3.6 The crossed line

그림 3.7은 가우스 펄스를 결합 선로의 포트 1에 인가했을 때 시간 영역 유한 차분법으로 600 Δt 시간에서 구한 마이크로스트립 도체 밑의 수직 전기장 분포로 능동 선로와 수동 선로가 교차되는 부분에서 결합된 전기장 파형이 존재하는 것을 알 수 있다.

결합 선로의 입력 단자에 계단 펄스를 여기한 후 각각의 포트에서 시간에 따른 전압 파형을 구하고, 이를 이용하여 계산한 교차 선로의 산란 파라미터는 그림 3.8에 보인 바와 같으며, 교차 구조의 주파수 특성을 보면 교차 선로에서도 인접 선로와 마찬가지로 주파수가 증가하면서 능동 선로로부터 수동 선로로 결합되는 신호량이 점점 증가하는 것을 알 수 있다.

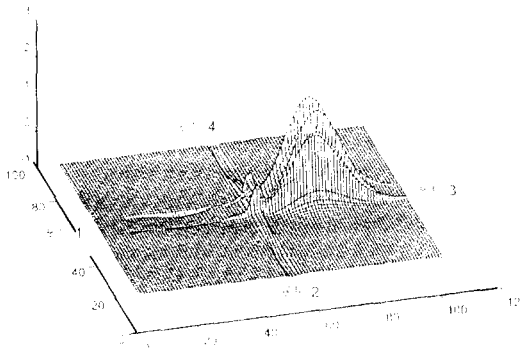


그림 3.7. 시간 600 Δt 에서 분 수직전기장.
Fig. 3.7 Distribution of the vertical electric field at 600 Δt

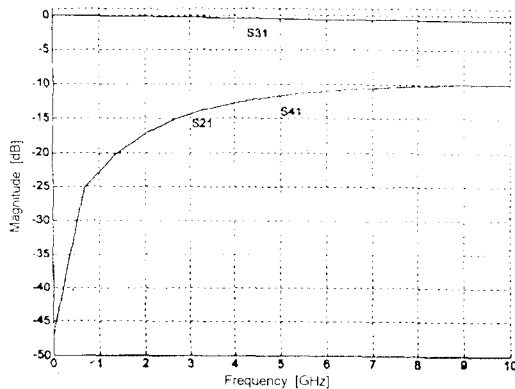


그림 3.8. 교차 선로의 산란 파라미터.
Fig. 3.8 S-parameters of the crossed line.

그림 3.9는 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 해석한 교차 선로의 수동 선로에서 발생하는 누화 파형을 나타낸 것이고, 그림 3.10은 해석 조건과 동일하게 계단 펄스를 포트 1에 인가하여 시간 영역 반사측정기로 측정된 누화량이다. 계단 펄스는 상승 시간이 26 [ps]이고, 크기가 260 [mV]인 펄스를 인가하였다. 수동 선로의 포트 2와 포트 4에서의 누화는 그림에서 보듯이 모양과 크기에서 두 결과가 유사함을 알 수 있으며, 해석 결과와 측정값과의 차이는 약 20 [mV]로 측정에 사용된 동축 선로의 손실과 시험체의 제작 과정에서 발생한 오차 때문으로 생각된다. 그리고 포트 1의 입사 전압과 포트 4의 전송 전압 사이에서 발생한 약 4 [ns]의 시간 지연은 인접 선로 해석에서와

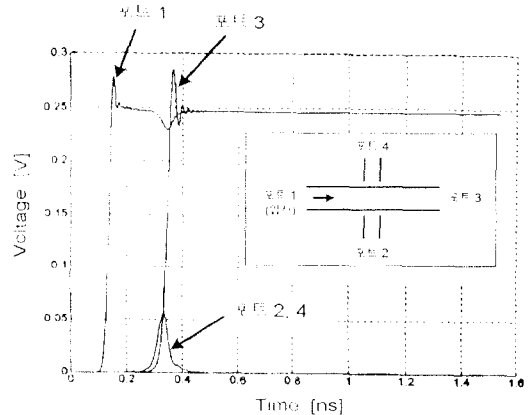


그림 3.9. 교차선로의 각각의 포트에서 구한 누화곡선
Fig. 3.9 Crosstalk curves of the crossed line.

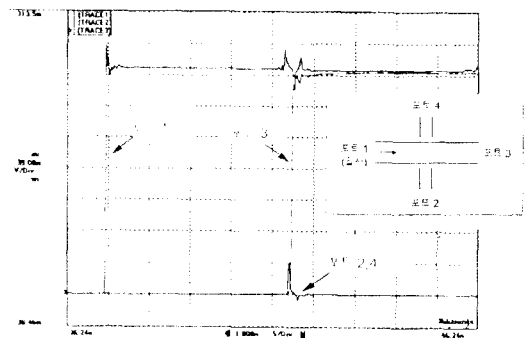


그림 3.10. 교차선로의 각각의 포트에서 측정된 누화 곡선
Fig. 3.10 Measured crosstalk curves of the crossed lines.

동일하게 동축 선로의 시간 지연이 부가되었기 때문이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 접속 구조에 대한 정확한 전자기적 인 특성을 구하기 위하여 진파 해석법인 3 차원 시간 영역 유한 차분법을 이용하여 다양한 패키지 접속 구조들 중에서 많은 부분을 차지하는 인접 선로와 다층 교차 선로에 대한 주파수 영역과 시간 영역의 전자기 적인 특성을 해석 하였다. 입력 여기 신호로서 일반적으로 사용되는 가우스 펄스 대신 실제 고속 디지털 신호 전송에 사용하는 빠른 상승 시간을 갖는 계단 펄스를 회로에 인가하여 누화 특성을 해석하였다. 또한, 계단 펄스를 입력 여기 신호로 사용하여 누화를 해석하는 방법의 타당성 확인을 위하여 해석 조건과 동일하게 시험체를 제작하여 시간 영역 반사측정기로 측정한 결과가 이론적인 해석 결과와 잘 일치함을 보였다. 시간 영역 유한 차분법은 전기적인 특성 파라미터를 따로 구할 필요없이 맥스웰 방정식과 경계 조건만을 해석하고자 하는 구조에 적용하면 간단히 전자기적인 특성을 구할 수 있으므로 본 연구를 확장하여 2층 이상의 다층 기판 구조나 3선 이상의 복수 결합 선로에 대한 정확한 전자기적인 현상을 해석하는 데 큰 도움이 되리라 기대된다.

참 고 문 헌

1. 김 세영, 장 상진, 남 상식, 박 향구, 진 년강, "고속 데이터 전송선로에서 crosstalk에 관한 연구," 대한 전자공학회 논문지, 31-A권, 8호, pp. 989~998, 1994년 8월.
2. John A. DeFalco, "Predicting Crosstalk in Digital Systems," *Computer Design*, Vol. 12, No. 6, pp. 69~75, June 1973.
3. J. C. Isaacs, Jr. and N. A. Strakhov, "Crosstalk in Uniformly Coupled Lossy Transmission lines," *Bell System Technical Journal*, Vol. 52, pp. 103~113, January 1973.
4. Vijai K. Tripathi and John B. Rettig "A SPICE Model for Multiple Coupled Microstrips and other

- Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, No. 12, pp. 1513~1985, Dec. 1985.
5. 남 상식, 손 진우, 강 석열, 김 석윤, "SPICE Models of PCB Traces in High-Speed Systems", 한국통신학회 논문지, 제22권 1호, pp. 12~20, 1997년 1월.
6. Cao Wei, Roger F. Harrington, Joseph R. Mautz, and Tapan K. Sarkar, "Multiconductor Transmission Lines in Multilayered Dielectric Media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 32, No. 4, pp. 439~450, April 1984.
7. Vijai K. Tripathi and Richard J. Bucolo, "A Simple Network Analog Approach for the Quasi-Static Characteristics of General Lossy, Anisotropic, Layered Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, No. 12, pp. 1458~1464, Dec. 1985.
8. K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Anisotropic Media", *IEEE Trans. Antennas Prop.*, Vol. Ap-14, pp. 302~307, 1996.
9. G. Mur, "Absorbing Boundary Condition for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-23, No. 4, pp. 377~382, Nov. 1981.
10. J. Litva, "A Dispersive Boundary Condition for Microstrip component analysis using the FD-TD method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-40, No. 4, pp. 774~777, Apr. 1992.
11. J. P. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for Absorption of Electromagnetic Waves", *Jour. Computational Physics*, Vol. 114, pp. 185~200, 1994.
12. M. N. O. Sadiku, *Numerical Techniques in Electromagnetics*, CRC Press, Florida, 1992.
13. Xiaolei Zhang and Kenneth K. Mei, "Time-Domain Finite Difference Approach to the Calculation of the Frequency-Dependent Characteristics of Microstrip Discontinuities", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-36, No. 12, pp. 1775~1787, Dec. 1988.

