

# PCB의 EMI 수치해석에 관한 최근 동향

## The Recent trend on the Numerical Analysis of EMI in PCB

장인범, 김진사, 이수길, 이준웅

(In-Bum Jang, Jin-Sa Kim, Su-Gil Lee, Joon-Ung Lee)

**Key Words(중요용어) :** PCB(Printed Circuit Board;인쇄회로기판), EMI(Electromagnetic Interference;전자기간섭), MoM(Method of Moment;모멘트법), FEM(Finite Element Method;유한요소법), FDTD(Finite Difference Time Domain;시간영역유한차분법)

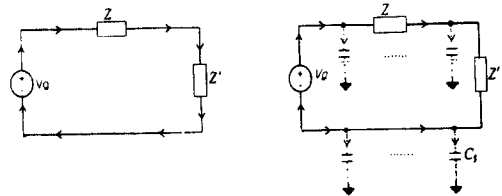
### 1. 서 론

디지털 기술과 반도체 기술 등의 급속한 발전에 따라 전기·전자기기의 소형화, 고속화 및 고집적화가 가능하게 되고 또한 이들을 작은 구동 에너지로도 동작시킬 수 있게 되었다. 그러나 회로의 고집적화에 따라 인위적인 제어가 어려운 미소한 전자파에도 민감하게 반응하여 오동작을 빈번히 일으키고 또한 많은 전기·전자기기가 사회 각 분야에 보급됨에 따라 전자파 밀집도가 증가하여 기기의 주변 전자파 환경을 악화시키게 되었다. 따라서 이러한 환경에 설치된 기기가 원래의 목적대로 동작하지 않아서 사회에 혼란을 일으키거나 인체에 장애를 일으키는 등 많은 문제점들이 나타나게 되었고 오늘날 이러한 전자파 장애 현상을 고도 정보화 사회의 신중 공해 문제로 다루려 하는 것이 국내외 추세이다. 이러한 이유로 전자 제품의 생산 및 설계에서 불필요한 전자파의 발생(EMI: Electromagnetic Interference)을 억제하여 외부로 전자파가 발생되지 않도록 하기 위한 대책이 절실히 요구되고 있으며 이러한 대책을 회로의 설계과정에서 부터 고려해야 하기 때문에 각종 전자기적 특성의 해석에 이용되는 여러 가지 해석기법들이 발표되고 있는 실정이다.<sup>5)</sup> 따라서 본 해설에서 이러한 수치해석기법의 최근 동향에 관하여 기술하고자 한다.

### 2. 차동모드전류와 공통모드전류

PCB(Printed Circuit Board)에 흐르는 전류는 차동모드전류와 공통모드 전류 두가지로 나뉘어진다. 차동모드전류는 폐회로 내부만 흐르는 전류이며 회로를 설계할때는 각종 전자기 부품을 연결해서 특정 기능을 수행하도록 연결하는데 이때 고려되는 것은 부품을 통해 흐르는 전류를 말하기도 한다. 따라서

회로의 기능을 시뮬레이션을 할 때에는 차동모드의 전류로만 시뮬레이션을 하여 회로의 이상유무를 확인한다. 그러나 실제로 회로에는 공통모드의 전류도 동시에 흐르게 되는데 공통모드의 전류는 폐회로를 구성하지 않으며 차동모드에 비하여 적은 전류가 흐르지만 차동모드전류처럼 반대되는 위상이 발생되지 않기 때문에 복사파가 크게 나타날 수 있다. 실제로 PCB의 복사파의 세기는 차동모드 전류가 공통모드 전류에 비해 수천배가 되어복사전자파는 공통모드전류에 의해 지배되는 것으로 알려져 있다.<sup>1)2)4)</sup> 따라서 복사전자파의 정확한 예측을 위해서는 공통모드전류를 정확히 해석하는 기술이 필수적이라 할 수 있다.



(a) 차동모드전류경로 (b) 공통모드전류경로

그림 2-1. 차동모드전류와 공통모드전류의 경로

Fig. 2-1. The path of differential mode current and common mode current.

단, Z는 선로임피던스, Z'는 회로소자임피던스, Cs는 기생캐패시턴스이다.

### 3. PCB의 전자파 해석

공통모드전류는 PCB의 물성 및 구조에 따라 다르게 나타나며 같은 구조라도 주파수 및 온도에 따라 서로 그 특성이 매우 다르게 나타날 수 있으므로 이를 정확히 예측하는 것은 간단한 문제가 아니다. 회

로적인 관점에서 보았을 때 공통모드 전류는 변위전류이므로 그 귀로는 기생커패시턴스라고 할 수 있다. 따라서 공통모드 전류의 경로를 정확히 해석하기 위해서는 기생커패시턴스를 해석해야만한다. 변위전류는 전자파의 변위광과 같으므로 공통모드의 해석이 곧 전자파의 해석이라고 할 수 있다. 따라서 기생커패시턴스의 해석이 전자파분포해석과 같은 관점이며 이러한 기생소자의 영향은 주파수가 높아질수록 크게 나타나므로 고주파회로의 설계시에 이에 대한 고려가 필수적이다.

이러한 전자파의 특성은 맥스웰방정식과 주어진 경계조건에 의해 결정될 수 있으나 주어진 문제에 대하여 정확한 해를 구하는 것은 간단하지 않다. 전자파의 특성을 나타내는 방정식이 100년전에 정립이 되었으나 아직까지 제한된 구조에 대해서만 해가 알려져 있다. 따라서 일반적인 구조에 대한 해를 구하기 위해서 수치해석법을 이용해야 하는데 각각의 해석법이 특징이 있으므로 해석하려는 문제와 사용환경을 모두 고려하여 적절한 기법을 선택할 필요가 있다.

본 해설에서는 여러 가지로 제안되고 있는 전자파의 수치해석법중 모멘트법(Method of Moment), 유한요소법(Finite Element Method), 시간영역유한차분법(Finite Difference Time Domain Method)등에 관하여 기술하고 그 특성을 설명하였다.

**3-1. 모멘트법(MoM)**

**3-1. 모멘트법(MoM)**

모멘트법에서 사용되는 관계식은 맥스웰방정식중 적분형태의 방정식이며 도체구조에 대한 전자파특성을 해석할 때 효과적인 방법이다. 도체구조에 대한 산란전계를 산란체 표면에 유기된 전류로 표현하면 다음과 같이 표현할 수 있다.<sup>4)</sup>

$$E_s(r)|_{tan} = -\frac{1}{j\omega\epsilon\mu_0} \nabla \times \nabla \int \int_s G_0(r, r') J_s(r') ds = L(J_s(r')) \quad (3-1)$$

식 (3-1)에서 Es는 도체표면에서의 입사전계를 나타내고 Go(r, r')는 그린함수를 나타낸다. 미지값인 Js(r')를 N개의 기저함수를 이용하여 식 (3-2)와 같이 근사화 시키고 식 (3-1)에 대입하여 정리하면 식 (3-3)을 얻을 수 있다.

$$J_s(r') = \sum_{n=1}^N g_n(r') I_n \quad (3-2)$$

$$\sum_{n=1}^N L(I_n(r')) = E_s(r')|_{tan} \quad (3-3)$$

언어진 관계식으로부터 미지수 In에 대한 관계식을 얻기 위하여 식(3-3)의 양변에 적당한 가중함수를 선택하여 내적을 취하면 서로 독립된 N개의 연립 방정식을 얻게된다.

$$[Z][I] = [V] \quad (3-4)$$

$$[I] = [I_1, I_2, \dots, I_N]^T \quad (3-5)$$

$$[V] = [(W_1, E_s), (W_2, E_s), \dots, (W_N, E_s)]^T \quad (3-6)$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} (W_1, L(g_1)) & (W_1, L(g_2)) & \dots & (W_1, L(g_N)) \\ (W_2, L(g_1)) & (W_2, L(g_2)) & \dots & (W_2, L(g_N)) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (W_N, L(g_1)) & (W_N, L(g_2)) & \dots & (W_N, L(g_N)) \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

$$(W_N, E) = \int \int_N W_N E ds \quad (3-8)$$

식 (3-4)에서 [Z]와 [V]는 주어진 값이므로 행렬방정식을 계산하면 미지수 [I]를 구할 수 있다. 따라서 식 (3-11)식과 식 (3-2)식으로부터 도체표면의 전자파와 전류분포를 모두 구할 수 있다. 해석대상이 멀리 떨어져 있더라도 해석시에는 복사체의 표면에 대한 계산만 하면 되므로 문제가 되지 않는다. 이 때문에 모멘트법은 복사체로부터 멀리 떨어진 지점의 전자파해석에 많이 사용되는 기법으로 주로 언테나의 특성을 해석할 때 사용된다. 또한 모멘트법은 해석하려는 구조물의 표면에 대한 적분만을 하게되므로 3차원 문제에 대해서는 2차원 영역으로, 2차원 문제일 경우에는 1차원에 대한 기저함수로 정의하는 편리한 점이 있다. (3-1)식에서 보이는 것처럼 모멘트법은 그린함수를 알아야만 하는 제약이 있으며 비등방성 매질이 있는 문제일 경우에는 정확한 그린함수를 알 수 없으므로 해석할 수 없는 단점도 있다. 최종적인 결과를 얻기 위해서는 행렬방정식을 계산해야 하는데 모멘트법을 이용한 해석에서 얻어지는 행렬방정식은 구조가 특별히 대칭성을 가지지 않는 한 대각행렬을 기대할 수 없다. 따라서 행렬의 크기가 커지면 방정식의 계산시에는 많은 제약을 받는

다. 해석하려는 구조의 크기가 클 경우에는 미지수의 수가 증가하므로 행렬의 크기가 증가하여 계산시에 많은 시간을 필요로 할 뿐만 아니라 메모리의 용량에도 제약을 받게 된다. 그러나 모멘트법은 이러한 단점에도 불구하고 복사체의 표면에 대한 미지수만을 해석하여 복사체로부터 멀리 떨어진 곳에서의 복사전자파를 계산할 수 있으므로 안테나와 같은 원격장의 해석에 가장 많이 사용되어지는 기법중에 하나이다.

### 3-2. 유한요소법(FEM)

유한요소법으로 전자파를 해석하는 경우에는 구조물의 크기가 작아도 해석 관찰점이 멀리 떨어진 경우 관찰점을 포함한 전체 해석 영역을 분할해야 하므로 해석 데이터가 매우 방대해지게 된다. 따라서 컴퓨터를 이용하여 유한요소법으로 해석할 때 컴퓨터에 저장할 수 있는 데이터가 제한되므로 해석할 수 있는 구조는 유한한 영역으로 제한된다. 이 때문에 유한요소법은 공진기나 웨이브 가이드 등의 유한한 영역에 대한 전자파 해석에 효과적으로 사용될 수 있는 방법이다. 비선형 경계조건을 가진 복잡한 기하학적인 문제에서 유한요소법이 가장 우수하며 이는 각 요소를 지배하는 관계식을 세우고 이들에 대한 합을 구하므로 각 요소들의 매질이 다르더라도 한 요소의 영역만 같은 매질일 경우에는 해석 과정에 아무런 무리가 없다. 이 때문에 해석하려는 구조가 복잡한 구조이거나 비균일 매질로 구성된 경우에도 모두 적용할 수 있는 가장 일반적인 해석기법이다. 이는 미분방정식에 기반을 두고 있기 때문에 적분방정식 형태의 모멘트법과는 달리 그린함수가 필요하지 않기 때문이다. 또한 얻어지는 행렬식의 행렬은 분할된 각 요소들이 서로 이웃한 요소에만 영향을 주기 때문에 대칭행렬이 된다. 이는 모멘트법에 비하여 상대적으로 큰 행렬이더라도 계산시 메모리 관리를 더 효율적으로 할 수 있음을 의미한다. 그러나 계산상의 용이함이 있더라도 관찰점이 멀어질수록 미지수의 개수가 급격히 증가하므로 원격장(遠域場)에서의 전자파를 계산하려고 할 때에는 적절한 방법으로 볼 수 없다. 이러한 특징으로 인하여 유한요소법은 해석하려는 복사체의 구조가 복잡하거나 유전체가 포함된 제한된 영역일 경우에 가장 적당한 수치해석법이다.

유한요소법의 가장 큰 제약은 개방공간에 대한 문제에서는 해석하기가 어렵다. 복사되는 전자파는 복사체로부터 멀리 떨어진 곳에는 항상 외부로 방사되는 성분만이 존재하게 된다. 외부로 복사되는 전자

파만 존재하는 충분히 멀리 떨어진 위치에서 복사되는 전자파를 모두 흡수하는 조건, 즉 ABC(Absorbing Boundary Condition)를 만족하는 경계면으로 가정하면 개방공간에 대한 문제도 폐공간의 문제처럼 다룰 수 있다. 이렇게 변환된 방법을 이용하면 유한요소법을 이용하여 개방공간에 대한 문제도 해석할 수 있다. 그러나 이러한 유한요소법으로 개방공간의 문제를 계산하여야 할 경우에는 가상 경계면을 먼 거리에 위치시켜야하므로 계산영역이 확대되는 단점이 발생하지만 PCB 기판과 같은 작은 구조에서 발생하는 EMI 문제를 해석할 때에는 정확하고 용이한 해석이 될 수 있다.<sup>5)</sup>

유한요소법을 이용하여 마이크로 스트립라인의 전자파분포를 해석하려면 다음의 순서로 수치해석한다.

#### 가. 형상정의

해석영역의 형상을 정의하기 위해서 먼저 형상좌표를 입력하고 좌표들간에 윤곽선을 지정한다. 이때 마이크로스트립라인과 접지평면도체와 같이 전체 크기에 비해 매우 작은 영역은 Shell로 지정하고 두께를 설정한다.

#### 나. 요소분할

마이크로스트립라인 부분을 집중적으로 요소를 세분하여 주 관측 대상 부분의 정확도를 높인다. 세밀하게 요소분할이 된 영역에 이웃하는 요소가 너무 크면 오차가 발생하므로 세분된 정도에 따라 이웃영역의 요소도 세분해야 정확한 결과를 얻을 수 있다.

#### 다. 물리정수 및 경계조건 설정

##### (1) 물리정수 설정

해석 대상의 비유전율, 도전율 및 비투자율값 설정

##### (2) 경계조건 설정

① Dirichlet Boundary Condition(강제경계조건)

② Neumann Boundary Condition(자연경계조건)

③ Infinite Boundary Condition

무한공간내 기판이 존재할 경우로 기판의 중심을 기준으로 기판폭의 5배이상의 지름을 갖는 원주상에 무한경계조건을 설정한다.

#### 라. 해석영역의 분할

마. 기본요소의 지배방정식 유도 및 전체요소의 지배방정식의 결합

#### 바. 미지의 포텐셜값 계산

사. Post-processing을 통해 결과값을 관측한다. 이때 결과값의 정확도가 떨어지면 다시 요소세분을 하여 정확도를 높인다.

이상의 과정으로 유한요소법을 이용한 무한공간내 PCB회로의 전개해석의 예를 다음에 나타내었다.

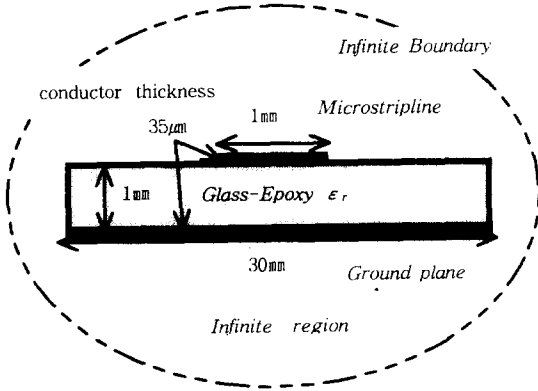


그림 3-1. 무한영역내의 마이크로스트립라인  
Fig. 3-1. The microstripline in infinity region.

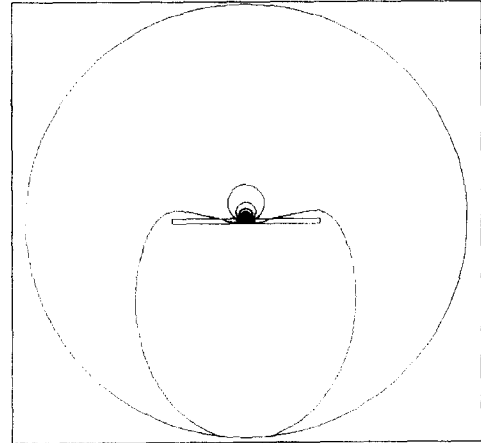


그림 3-3. 무한영역내 마이크로스트립라인의 등전위선 분포  
Fig. 3-3. The distribution of equipotential of microstripline in infinity region.

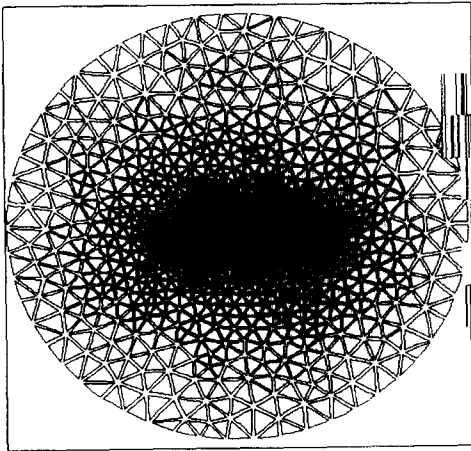


그림 3-2. 무한영역내 Glass-Epoxy기판의 요소분할도  
Fig. 3-2. The sharing diagram of element of Glass-Epoxy substrate in infinity region.

3-3. 시간영역유한차분법(FDTD)<sup>2)3)4)6)</sup>

FDTD는 1966년에 처음으로 Yee에 의해 소개된 뒤 지금까지 지속적으로 발전되어 왔다. FDTD는 유한체적에 있어서 맥스웰 전자파 방정식을 이산화하고 매시간단계마다 유한공간 Microstripline 행을 산출하도록 공간 및 시간축에서 맥스웰 전자파 방정식

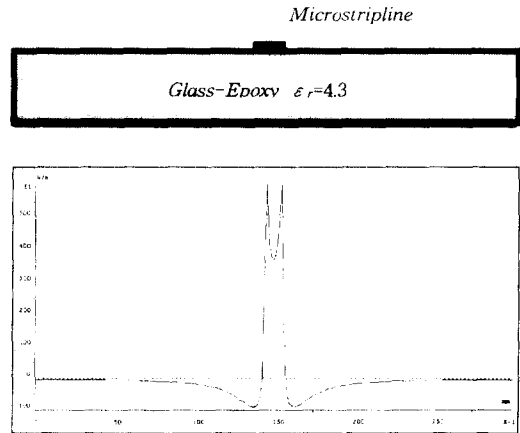


그림 3-4. 마이크로스트립라인 상면의 Field 분포  
Fig. 3-4. The field distribution of upper microstripline.

을 이산화하는 것이기에 이 알고리즘은 다른 해석방법에 비해 전자파의 양상을 직접적으로 구현할 수 있을뿐만아니라 인가함수의 선택도 자유로워서 펄스 형태의 입력신호의 해석도 가능하므로 회로주변이나 회로상의 순간적인 영향뿐이 아니라 광대역에 대한 응답도 해석할 수 있다. 또한, 광대역의 주파수, 여러 가지 전자기적 현상, 해석대상의 환경 및 응답위치 등을 자유롭게 정할 수 있다는 것이 장점이다.<sup>4)</sup>

FDTD의 주요기법의 변수는 시스템을 모델링하는

대 요구되는 요소의 크기와 시간스텝의 수인데 이것으로 컴퓨터의 연산시간이 결정된다. 현재까지는 위크스테이션으로 3차원 문제를 적용할 때 100만개 (100×100×100) 정도의 요소를 수용할 수 있다. 한 파장 안에 보통 10개의 셀로 구성되므로 위와 같은 영역은 10파장 크기의 정육면체라고 볼 수 있다.

FDTD의 기본은 시간영역에서 미분형태를 갖는 두 개의 맥스웰방정식이다. 이 두 식은 1차중위차분에 의해 선형적인 형태로 표현된다. 그리고 매시간 단계마다 순간적으로 공간상의 구형의 요소에 걸쳐 Field값이 진전이 된다.

가) 산란Field의 FDTD방정식

동방성 매질에서 맥스웰방정식은 다음의 식으로 나타낸다.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3-9)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (3-10)$$

이들 방정식들은 전자장의 기본식으로 공간중의 한지점의 전기장  $\mathbf{E}$ 와 자기장  $\mathbf{H}$ 를 나타낸다. 이들은 어느 좌표계이든 본 수치기법의 적용이 가능하나 본 해설에서는 직각좌표계만 다루었다. 위의 식을 직각좌표계로 전개하면 다음 6개의 수식으로 분리된다.

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3-11)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3-12)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3-13)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (3-14)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \quad (3-15)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right) \quad (3-16)$$

Yee의 표기법에 따라 시간과 공간의 해석영역에서의 격자점 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3-17)$$

여기서  $i, j, k$  및  $n$ 은 정수이며  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 공간중분값이고  $\Delta t$ 는 시간중분값이다. 이상의 6개 수식을 시간과 공간에 대해 이산화 시키는 작업에 들어간

다. 시간과 공간에 대해 중위차분을 사용하면 이상의 6개 맥스웰미분방정식은 이산화된 근사의 방정식을 얻는다. 이러한 전자계의 모든 성분을 그림과 같은 격자를 갖는 단위셀에 정의 한다.

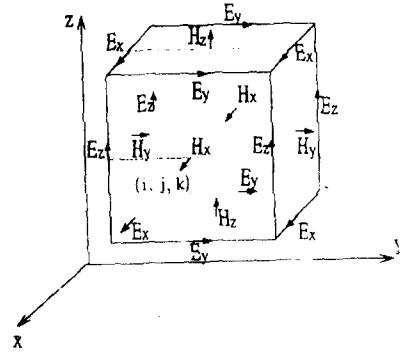


그림 3-5. 단위격자셀의 형태

Fig. 3-5. The schematic of unit lattice cell.

시간미분을 공간미분에 연결하기 위해서는 전기장과 자기장성분을 1/2 시간스텝마다 번갈아 값을 구한다.

나) 정밀도와 안정도

계산값의 정확도를 보장하기 위해서 공간중분값이 파장에 비해 매우 작아야 한다. 보통의 정확도 조건은 공간중분치를 파장의 1/10 이하로 두는 것이므로써 안정도를 확보하기 위한 시간 중분치  $\Delta t$ 의 조건은

$$v_{\max} \Delta t \leq \left[ \frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right]^{-1/2} \quad (3-17)$$

이며 여기서  $v_{\max}$ 는 해석대상내의 최대 위상속도이다.

다) 경계조건

컴퓨터의 용량에는 한계가 있으므로 인공적으로 싸는 가상경계면을 정해야하는데 대표적인 경계조건은 다음의 두가지가 있다.

1) Mur의 1차 근사흡수경계조건

Mur의 경계조건은 경계면에 접하는 Field가 수직방향의 1차원파동방정식을 따른다는 것으로  $y$ 방향에 수직인 면에 대한 1차원의 파동방정식은

$$\left[ \frac{\partial}{\partial y} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right] E_{\tan} = 0 \quad (3-18)$$

이며 이 식을 시간과 공간에 대해 이산화하면

$$E_0^{n+1} = E_1^n + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} (E_1^{n+1} - E_0^n) \quad (3-19)$$

이 된다. 여기서  $E_0$ 는 경계면상의 접선전계성분이고  $E_1$ 은 한 셀 안쪽의 접선전계성분을 나타낸다.

2) Taflove의 흡수 경계조건

절단면의 전자계 성분값을 적절한 방법으로 격자내의 한 개 이상의 공간중분치만큼 떨어진 점들에 전자계성분들을 연계한다. 1차원 전파의 경우 진행파는  $E_z, H_x$  성분만을 가지고  $\pm y$  방향으로 진행한다. 시간스텝은  $\Delta t = \delta/c$ 로 두고 격자가  $y=0$ 에서  $y=J\Delta y$ 까지 분포한다면 양 끝점의  $Ez$  성분의 절단조건은

$$E_z^n(0) = E_z^{n-1}(1) \quad (3-20)$$

$$E_z^n(J) = E_z^{n-1}(J-1) \quad (3-21)$$

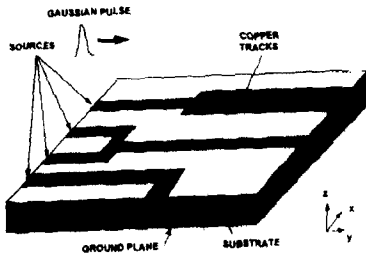


그림 3-6. 가우스펄스파가 입력되는 양면 PCB 회로  
Fig. 3-6. The circuit of double faces PCB inputed gaussian pulse wave.

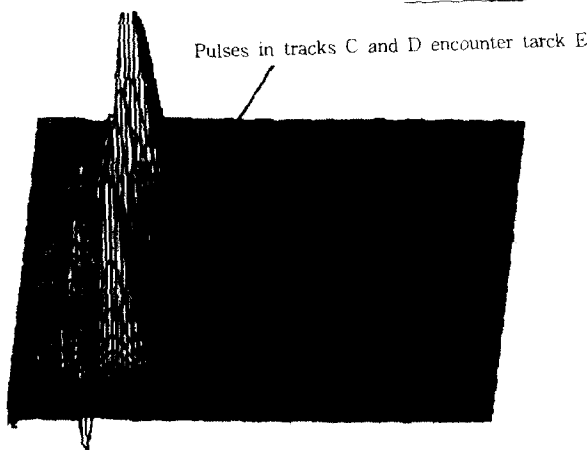


그림 3-7. 110 time step 후 기판의 전계분포  
Fig. 3-7. Electricfield within substrate after 110 time steps.

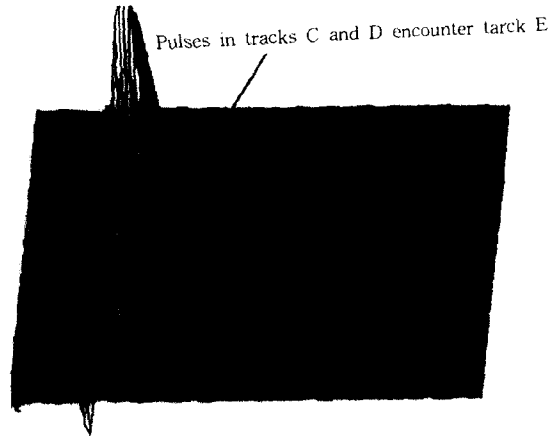


그림 3-8. 150 time step 후 기판의 전계분포  
Fig. 3-8. Electricfield within substrate after 150 time steps.

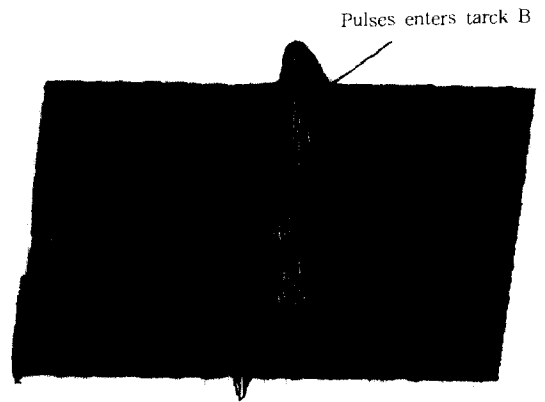


그림 3-9. 230 time step 후 기판의 전계분포  
Fig. 3-9. Electricfield within substrate after 230 time steps.

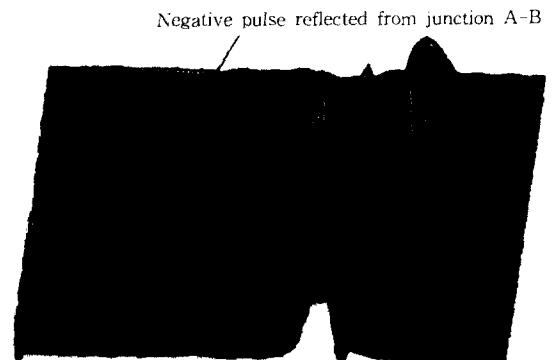


그림 3-10. 310 time step 후 기판의 전계분포  
Fig. 3-10. Electricfield within substrate after 310 time steps.

이 되고 이 조건은  $\pm y$  방향으로 진행하는 파는 경계점에서 반사가 없이 모두 흡수되는 효과를 가져온다.

라) FDTD를 이용한 PCB의 전자계분포 해석 예<sup>3)</sup>  
FDTD를 이용하여 다음 그림과 같은 양면구조의 PCB회로의 전자계분포 해석 예를 그림 3-6부터 그림 3-10에 나타내었다.

#### 4. 결 론

전자파해석에 필요한 수치해석기법은 각기 장단점을 동시에 가지고 있으며 해석하려는 목적에 따라 알맞은 기법을 선택해야 한다. 복사전자파의 강도나 복사형태를 알기 위해서는 유한요소법이나 모멘트법이 적당한데 해석영역이 개공간일 때는 모멘트법이 유리하고 유한영역일 때는 유한요소법이 유리하다. 또한, 디지털신호가 회로내에서 다른 전류에 의해 영향을 받아 발생하는 EMI를 확인하기 위해 과도응답특성을 구하려는 경우에는 시간영역유한차분법(FDTD)를 이용한 해석이 필요하다. 이러한 각 해석기법이 가지고 있는 장점을 이용하고 단점을 보완하기 위한 방법이 현재 활발히 연구되고 있으며 특히 컴퓨터 기술의 발달로 해석시간이 크게 단축되고 있으며 해석 범위도 점차 확대되어 가고 있다. 기존의 컴퓨터로 이러한 방대한 양의 데이터를 처리하기 위해 여러대의 컴퓨터를 병렬로 연결하여 연산하는 트랜스퍼컴퓨터방법을 통해 연산시간 및 메모리의 한계를 극복하고자 하는 연구가 최근에 활발히 이루어지고 있는 추세이며<sup>3)</sup> 이러한 방법을 통해 해석구조의 제한을 극복하고 메모리를 보다 효율적으로 이용하기 위한 연구가 앞으로도 지속되어야 한다.

#### 참 고 문 헌

1. Clayton R.Paul, "A Comparison of the Contributions of Common-Mode and Differential-Mode Currents in Radiated Emissions," IEEE Trans. Electromagn. Compat. vol. 31, no. 2, pp.198- 193, (May 1989)
2. Todd H.Hubing and J.Frank Kaufman ; "Modeling the Electromagnetic Radiation from Electrically Small Table-Top Products," IEEE Trans. Electromag. Compat. vol.31, no.1, pp. 74-84, (1989)
3. W.J.BUCH-ANAN and N.K.GUPTAINT. J. ELECTRICS ; "A novel parallel processing synchronization method for observing electric fields in and around PCBs", IEEE VOL.82, NO. 1,61-76 (1997)
4. 전자파측정 및 방지 대책연구 pp.185~ 187 한국 전자통신연구원 최종연구보고서 (1995)
5. 이준웅의 3인 ; "PCB회로의 EMI 결합 신호 해석기술 연구" pp.28~32 한국전자통신연구원 최종연구보고서 (1997)
6. Tatsuo Itoh ; 'Numerical Techniques for Microwave and Millimeterwave Passive Structures', pp449~460, John Wiley & Sons,(1989)
7. Thomas Laverghetta ; .Microwave Materials and Fabrication Techniques pp.2~7, Artech House (1991)

시사소개

장인범

1972년 2월 14일생. 1995년 2월 광운대학교 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 석사. 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



이수길

1970년 2월 2일생. 1992년 2월 광운대학교 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 석사. 현재 LG전선 전력연구소(구미) 주임연구원.



김진사

1967년 6월 22일생. 1993년 2월 원광대학교 전기공학과 졸업. 1995년 2월 광운대학교 전기공학과 석사. 현재 광운대학교 전기공학과 박사과정.



이준용

1940년 10월 24일생. 1964년 2월 한양대학교 전기공학과 졸업. 1970년 2월 한양대학교 전기공학과(석사). 1979년 9월 France 국립 Montpellier 대학원 전기공학과(공학박). 1990년 1월-12월 미국 미시시피주립대 교환교수(신기술연구소 소자 및 재료연구부). 1995년-현재 광운대 전기공학과 교수. 당 학회 편수위원장.

