

# Haar 웨이블릿 기반 MRTD를 이용한 PCB 전원 공급면에서의 Ground Bounce 해석

## Analysis of the Ground Bounce in Power Planes of PCB Using the Haar-Wavelet-Based MRTD

천정남 · 이종환 · 김형동

Jeong-Nam Chen · Jong-Hwan Lee · Hyeong-Dong Kim

### 요 약

본 논문에서는 Haar 웨이블릿 기반 MRTD(MultiResolution Time-Domain)를 이용하여 다층 PCB(Printed Circuit Board)의 전원 공급면내에서 발생할 수 있는 Ground Bounce 문제를 해석하였다. 기존의 FDTD법을 이용한 모델링에서는 PCB 전원 공급면을 구성하는  $V_{cc}$ 면과 접지면 사이의 좁은 간격을 표현하기 위해 수직 방향으로 매우 작은 셀이 필요하다. 이에 따라 안정 조건(Stability Condition)에 의한 시간간격  $\Delta t$ 가 매우 작아 일정 시간 동안의 응답을 관찰하기 위해 많은 수의 반복 계산(Iteration)을 수행해야 한다. 이러한 문제에 대해 MRTD를 적용하여 수직 방향 셀 크기를 두 배로 증가시켜 해석함으로써 계산 시간을 현저하게 감소시킬 수 있다. 또한 MRTD에 의한 결과는 FDTD법에 의한 결과 및 해석적인 해와 매우 잘 일치한다. 본 논문의 결과는 PCB 상의 EMI/EMC 문제의 해석에 있어 MRTD의 정확성과 효율성을 잘 나타낸다.

### Abstract

This paper analyzed the ground bounce caused by the power plane resonance in the multilayered printed circuit board(PCB) using the Haar-wavelet-based Multiresolution Time-Domain (MRTD). In conventional Finite-Difference Time-Domain(FDTD), the highly fine vertical cell is needed to represent the distance between  $V_{cc}$  plane and ground plane since the two planes are very close. Therefore the time step  $\Delta t$  must be very small to satisfy the stability condition. As a result, a large number of iterations are needed to obtain the response in wanted time. For this problem, this paper showed that the computation time can be reduced by application of the MRTD method. The results obtained by the MRTD agree very well with those by FDTD method and analytic solutions. In conclusion, this paper proved the efficiency and accuracy of MRTD method for analyzing the EMI/EMC problems in PCB.

「본 연구는 한국과학재단 핵심전문연구(981-0906-021-2)에 의해 수행된 것입니다.  
한양대학교 전자전기공학부(Dept. of Electrical & Computer Eng., Hanyang Univ.)  
· 논문 번호 : 990614-051  
· 수정완료일자 : 1999년 7월 22일

### I. 서 론

최근 들어 웨이블릿 함수의 응용에 대한 관심이 증대되고 있으며 특히 기저함수로써 웨이블릿과 스케일링함수를 이용하는 시간영역 해석법인 MRTD에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. MRTD는 널리 알려진 바와 같이 모멘트법(Method of Moment)에 기초하여 유도가 가능하다. 즉, 각 방향에 대한 필드 성분들을 공간에 대해서는 웨이블릿 기저함수와 스케일링 기저함수를, 시간에 대해서는 펄스 기저함수를 이용하여 전개한 후 미분형 맥스웰 방정식에 대입하고 갤러킨(Galerkin) 방법에 의해서 테스트함으로써 차분형의 수식으로 유도된다<sup>[1],[2]</sup>. 시간영역 전자파 수치해석법으로써 가장 널리 이용되고 있는 FDTD도 이와 유사한 과정에 의해 유도가 가능하나, FDTD는 MRTD와 달리 필드를 전개하고 테스트하는 과정에서 기저함수로서 펄스함수만을 사용한 것이다. Haar 시스템에서의 스케일링 함수는 펄스함수와 같으므로 FDTD는 Haar 웨이블릿 기반 MRTD의 특별한 경우라고 볼 수 있다<sup>[3]</sup>. 그러나 MRTD를 전자기 문제 해석에 적용할 경우 FDTD에 비해 많은 양의 메모리와 계산 시간을 절약할 수 있다<sup>[4]-[6]</sup>.

전자부품 상에 존재하는 여러 잡음들 중의 하나인 델타-아이(Delta-I) 잡음은 PCB 전원공급면을 구성하는 V<sub>cc</sub>면과 접지면 상의 기생 인덕턴스에 원치 않는 전압이 유기되는 현상으로, 소스 점에서의 스위칭에 의한 갑작스러운 전류의 변화에 의해 발생한다. 이 델타-아이(Delta-I) 잡음은 전원 공급면내의 다른 지점의 드라이브 바이어스 전압을 변화시키고 최악의 경우 소자의 오동작을 유발할 가능성이 매우 높다. 이때 델타-아이(Delta-I) 잡음에 의해 다른 지점에서의 드라이브 바이어스 전압이 변하는 현상을 Ground Bounce라 한다. 참고논문 [7]에서는 FDTD를 이용하여 Ground Bounce 문제에 대한 연구가 여러 가지 해결 방안과 함께 제시되었다. 그리고 수치 실험을 통한 해와 기존의 해석적 방법에 의

해 구해진 해의 비교를 통해 FDTD 결과의 정확도를 입증하였다. 그러나 두 전원 공급면 사이의 간격을 표현하기위해 설정된 수직 방향 셀 즉, Δz가 0.18 mm로 각각 2 mm인 Δx, Δy에 비해 매우 작기 때문에 안정조건(Stability Condition)을 만족하기 위한 시간간격 Δt는 Δz에 의해 결정되고, 역시 매우 작은 값을 갖는다. 따라서 일정 시간 동안의 응답을 관찰하기 위한 반복계산 수가 증가하여 전체 시뮬레이션 시간이 길어지는 단점이 있다. 이것은 매우 비효율적인 것이다. 본 논문에서는 이러한 문제에 대해 MRTD를 적용하여 해석함으로써 전체 계산 시간을 현저하게 감소시켰다.

본 논문에서는 x-, y- 방향에 대해서는 FDTD와 동일한 조건을 적용하고, 시간간격 Δt를 결정하는데 가장 큰 영향을 미치는 z-방향에 대해서만 Haar 웨이블릿 기저함수와 스케일링 기저함수를 고려한 MRTD를 적용하였다. z-방향에 대하여, MRTD를 적용함으로써 FDTD에 비해 공간에 대한 분해능은 같고 두 배로 큰 셀을 사용할 수 있다. 이에 따라 Δt를 두 배 가까이 증가시켜 반복 계산 횟수를 거의 절반으로 줄일 수 있다. 본 논문에서는 FDTD 결과와의 비교를 통하여 MRTD 결과의 정확도를 확인하였고 FDTD와 소요된 계산시간을 비교함으로써 MRTD의 효율성을 입증하였다.

### II. 해석 방법

임의의 방향에 대한 필드 성분에 대하여 x-, y-방향에 대해서는 스케일링 기저함수만을 이용하여 전개하고 z-방향에 대해서는 웨이블릿 기저함수와 스케일링 기저함수를 동시에 고려하여 필드 성분을 전개할 수 있다. 예를 들어 E<sub>x</sub> 성분은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E_x(x, y, z, t) = \sum_{j=0}^I \sum_{k=0}^K \sum_{n=0}^N h_n(t) \cdot \left\{ \begin{array}{l} {}_n^x E_{i+1/2, j, k}^\phi \phi_{i+1/2}(x) \phi_j(y) \phi_k(z) \\ + {}_n^x E_{i+1/2, j, k}^\phi \phi_{i+1/2}(x) \phi_j(y) \psi_k(z) \end{array} \right\} \quad (1)$$

여기서  $\phi_m(r)$ 과  $\psi_m(r)$ 은 공간에 대한 기저함수로 Haar 스켈링 함수와 웨이블릿 함수의 전이된 형태이고,  $h_n(t)$ 는 시간에 대한 기저함수로 펄스이다. 웨이블릿과 스켈링 계수들에 대한 차분화된 MRTD 수식은 전개된 각 필드 성분들을 미분형 맥스웰 방정식에 대입한 후 갤러킨(Galerkin) 방법에 의해 테스트함으로써 유도된다<sup>[1],[2]</sup>. Haar 웨이블릿 기반 MRTD의 단위 셀은 Yee의 단위 셀과 같으며 계산 영역 내에서 각 웨이블릿과 스켈링 계수들은 각각 독립적으로 전파된다. 그리고 일반적으로 임의의 위치에서 필드 성분과 웨이블릿 및 스켈링 계수와의 관계는 다음의 행렬관계로 나타낼 수 있다<sup>[3],[8]</sup>.

$$\begin{pmatrix} {}^p G_{i,j,k}^\phi \\ {}^p G_{i,j,k}^\psi \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} {}^p G_{i,j,k}^l \\ {}^p G_{i,j,k}^u \end{pmatrix} \quad (2)$$

위의 식에서  $G$ 는 임의의 위치에서의 전계 또는 자계를 나타내며, 첨자  $p$ 는 방향을 표시하는 성분으로  $x$ 나  $y$ , 또는  $z$ 를 나타낸다.

MRTD 해석에 사용된 구조체는 그림 1(a), (b)와

같다. 전원 공급면은  $V_{cc}$ 면과 접지면으로 구성되어 있으며 이들은 그림에서 보는 바와 같이 평행평판 도파관을 형성하고 있다. 두 면 사이의 간격은 0.18 mm이고 판의 면적은 10 cm×10 cm이다. 상대 유전율은 4이다. 본 구조에서 발생할 수 있는 고차 모드(TE, TM)에 대한 가장 낮은 차단 주파수는 416 GHz로서 전원 공급면 내에는 관심 주파수 영역인 0~3 GHz에서 오직 TEM 모드만 존재한다<sup>[7]</sup>. 소스점에서의 순간적인 전류공급이 이루어질 때 전원 공급면 내부에서는 고주파 성분을 포함한 인가 전류에 의해 전압파가 형성된다. 이 전압파는 소스점으로부터 방사상의 모양으로 전파되고 PCB 경계면에서 반사되어 되돌아온다. PCB 경계면으로부터의 반사파는 인가 전류에 의한 전압파와 함께 다른 방향 PCB 경계면으로부터의 반사파와 혼합되어 공진현상을 유발한다. 공진 피크치들은 상대적으로 매우 큰 값으로서 전원 공급면 내의 Ground Bounce 문제와 소자의 오동작을 야기시킬 가능성이 매우 높다.

MRTD 모델링에 있어서 문제의 간단화를 위해 각각의 면은 두께를 가지고 있지 않고 완전도체로

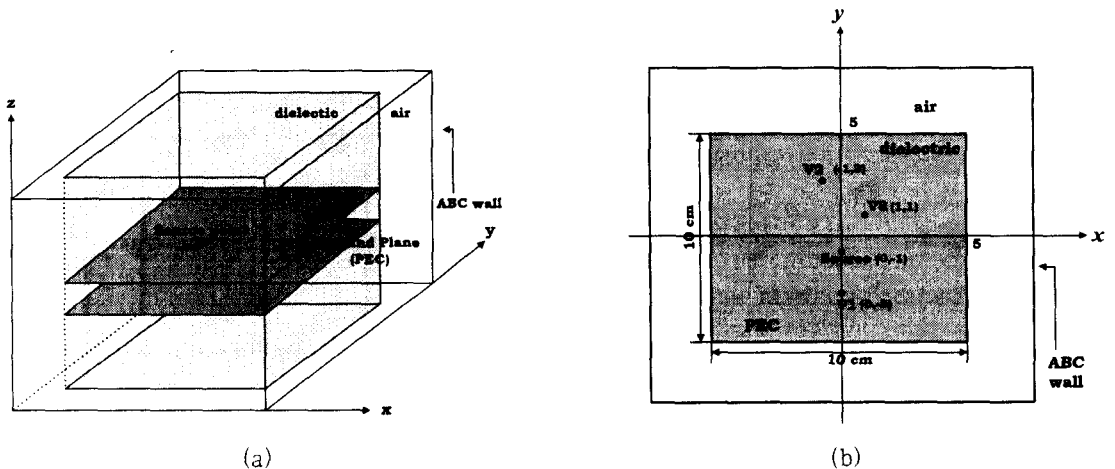


그림 1. Haar 웨이블릿 MRTD를 적용하여 해석하기 위한 단순화된 전원 공급면.

(a) 투시도, (b) 위에서 본 구조체

Fig. 1. The simplified power planes for analysis by using Haar-wavelet-based MRTD.

(a) Perspective of the structure, (b) Top view of the structure.

가정하였다. MRTD 모델링에 사용된  $\Delta x$ 와  $\Delta y$ 는 2 mm로서 FDTD와 동일하고  $\Delta z$ 는 FDTD의 두 배 (0.36 mm)이다. FDTD와 MRTD는 모두 균일 격자 (Uniform Grid)를 사용하였다. 각 셀에서 6개의 필드 성분( $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$ ) 만을 구하면 되는 FDTD와 달리 MRTD에서는 각 셀에 대하여 각각 12개의 필드 성분( ${}^x E^\phi, {}^x E^\psi, {}^y E^\phi, {}^y E^\psi, {}^z E^\phi, {}^z E^\psi, {}^x H^\phi, {}^x H^\psi, {}^y H^\phi, {}^y H^\psi, {}^z H^\phi, {}^z H^\psi$ )을 계산하여야 한다. 그러나  $z$ -방향에 대한 셀 크기가 FDTD의 두 배이므로, 같은 영역에 대해서 계산해야 할 셀의 개수가 반으로 줄어든다. 결국 공간적으로 구해야 하는 미지수의 개수는 FDTD와 동일하다. 그러나  $\Delta z$ 의 크기에 의해 결정되는  $\Delta t$ 를 FDTD에 비해 두 배 가까이 증가시킬 수 있기 때문에 동일한 관찰 시간을 가정했을 때 더욱 빠른 시간 내에 구조체의 특성을 관찰할 수 있다.

$\Delta z$ 의 크기가 FDTD에 대해 두 배로 증가하였지만 기저함수로서 웨이블릿과 스퀘어링 함수를 동시에 사용하기 때문에 공간에 대한 분해능은 변하지 않는다. 따라서 MRTD 셀을 이용하여  $V_{cc}$  면과 접지면

사이의 간격을 표현할 수 있다. 본 논문에서는 위 부분의  $V_{cc}$  면과 아랫 부분의 접지면에 완전도체조건을 적용하기 위하여 평균 개념을 사용하였다<sup>[3]</sup>. 평균 개념은 완전도체면에 매우 근접한 전계에 대해 선형 분포를 가정하여 적용하는 방법으로, 면에 매우 근접해 있고 평행인 전계 성분을 0과 인접한 셀의 전계 성분의 평균으로 결정한다. 예를 들어, 위 부분의  $V_{cc}$ 면에 대한 완전도체조건은 그림 2(a)에서 볼 수 있듯이  ${}^p E'_{i,j,k}$ 를 0으로 함으로써 적용하고  ${}^p E''_{i,j,k}$ 는  ${}^p E'_{i,j,k}$ 와  ${}^p E'_{i,j,k+1}$ 의 평균으로 결정한다. 전계와 웨이블릿 및 스퀘어링 계수간의 관계에 의해서  $V_{cc}$ 면에 대한 완전도체조건은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} {}^p G_{i,j,k}^\phi \\ {}^p G_{i,j,k}^\psi \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} {}^p E'_{i,j,k+1} + {}^p E'_{i,j,k+1} \\ - {}^p E'_{i,j,k+1} - {}^p E'_{i,j,k+1} \end{pmatrix} \quad (3)$$

여기서 첨자  $p$ 는  $x$  또는  $y$ 이다.

아래 부분의 접지면에 대한 완전도체조건은 그림

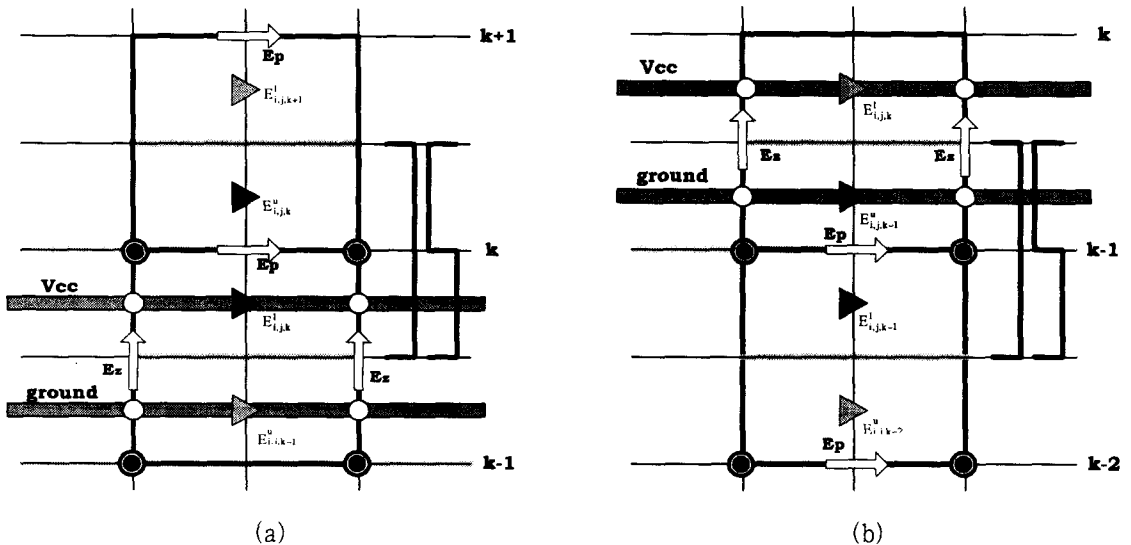


그림 2. 완전도체조건 적용. (a) 위 부분의  $V_{cc}$  면, (b) 아랫 부분의 접지면

Fig. 2. Application of the perfect electric boundary condition to, (a) the upper  $V_{cc}$  plane, (b) the lower ground plane.

2(b)에서 볼 수 있듯이  ${}^p E_{i,j,k-1}^u$ 를 0으로 함으로써 적용하고  ${}^p E_{i,j,k-1}^l$ 는  ${}^p E_{i,j,k-1}^u$ 와  ${}^p E_{i,j,k-2}^u$ 의 평균으로 결정한다. 전계와 웨이블릿 및 스캘링 계수간의 관계에 의해서 접지면에 대한 완전도체조건은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} {}^p G_{i,j,k-1}^\phi \\ {}^p G_{i,j,k-1}^\psi \end{pmatrix} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} {}^p E_{i,j,k-2}^\phi - {}^p E_{i,j,k-2}^\psi \\ {}^p E_{i,j,k-2}^\phi - {}^p E_{i,j,k-2}^\psi \end{pmatrix} \quad (4)$$

여기서 첨자  $p$ 는  $x$  또는  $y$ 이다.

전원 공급면 내부에는 관심 주파수 영역에서 TEM 모드만 존재하기 때문에 면에 수직인 필드의 변화가 거의 없다고 가정할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 스캘링 계수에만 전류 소스를 인가해 주었다. 웨이블릿 계수에는 소스를 인가해 주지 않았지만 MRTD에 의한 반복계산이 진행됨에 따라 도체면에서의 스캘링 계수들과의 결합(Coupling)에 의해 계수 값들이 나타난다. 본 논문에서는 흡수경계 조건으로 Mur의 1차 ABC를 적용하였다. PCB 전원 공급면 내부에서 소스가 인가되었을 때 대부분의 필드 성분들이 전원 공급면 내에 존재하므로 외부의 공기 영역에 존재하는 ABC의 영향은 거의 없다. 따라서 Mur의 1차 ABC만으로도 충분히 정확한 결과를 얻을 수 있다. 이때 각 필드에 대한 웨이블릿과 스캘링 계수들은 각각 독립적으로 흡수되고, 각각의 수식은 FDTD와 동일한 형태이다<sup>[3]</sup>.

본 논문에서는 전원 공급면 내의 전압파에 의한 Ground Bounce 문제를 해결하기 위해 소스점으로부터 매우 가까운 지점에  $1\mu\text{F}$ 의 커패시터를 달아주는 경우에 대하여 MRTD를 이용한 모델링을 수행하였다. 소스점으로부터 매우 가까운 지점에 큰 용량의 커패시터를 달아주게 되면 전류 스위칭에 필요한 충전용량을 즉시 공급해 줌으로써 다른 지점에서의 Ground Bounce 문제가 개선된다. 모델링에 있어 소스점으로부터 2mm 떨어진 지점에 커패시터를 달아준 것 이외의 다른 모든 조건들은 앞의 경우

와 같다.  $1\mu\text{F}$ 의 커패시터에 대한 MRTD 모델링은 전원 공급면 사이의 두 지점( ${}^z E^l$ ,  ${}^z E^u$ )에 커패시터를 위치시키되 각각의 커패시터는  $2\mu\text{F}$ 의 용량을 갖고 직렬로 연결된 형태로 하였다. 최종적으로 커패시터가 달린 부분의 웨이블릿 및 스캘링 계수는 해당 지점의 전계와의 관계에 의해 다음과 같은 식으로 유도할 수 있다<sup>[9],[10]</sup>.

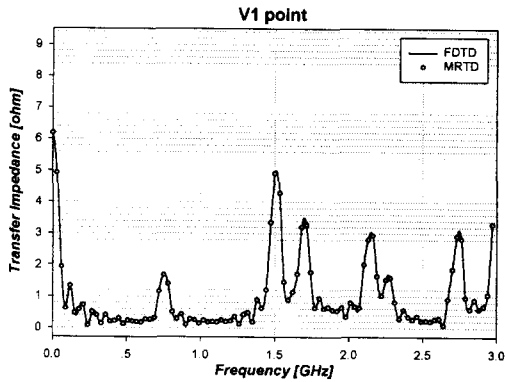
$${}_{n+1}^z E_{i,j,k}^\xi = {}_n^z E_{i,j,k}^\xi + \frac{\frac{\Delta t}{\epsilon}}{\left(1 + \frac{C\Delta z}{2\epsilon\Delta x\Delta y}\right)} \cdot \begin{pmatrix} \frac{{}_{n+1/2}^y H_{i,j,k}^\xi - {}_{n+1/2}^y H_{i-1,j,k}^\xi}{\Delta x} \\ -\frac{{}_{n+1/2}^x H_{i,j,k}^\xi - {}_{n+1/2}^x H_{i-1,j,k}^\xi}{\Delta y} \end{pmatrix} \quad (5)$$

여기서,  $\xi$ 는  $\phi$  또는  $\psi$ 이다. 즉, 위의 식을 한 점에서의  ${}^z E^\phi$ ,  ${}^z E^\psi$ 에 각각 적용하여 커패시터 효과를 모델링할 수 있다.

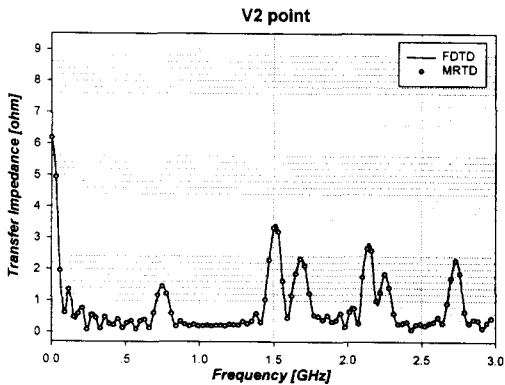
### III. 수치해석 및 결과

그림 3에서는 각 위치에서의 전달 임피던스를 보여주고 있다. 전달 임피던스는 소스점에서의 인가 전류와 각 측정점에 유기되는 전압의 비로 정의되며, 해당 지점에서의 기생 인덕턴스에 의한 전압강하를 관찰하기 위한 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 유한한 크기의 전원 공급면 구조에 대하여 MRTD를 적용한 결과는 FDTD에 의한 결과와 매우 잘 일치한다. 유한한 크기의 전원 공급면에 대해 FDTD에 의해 구한 공진점(Resonance Peak)들은 해석적 해인 0.75, 1.5, 1.67, 2.25, 2.37, 2.7 GHz에 매우 근접하며<sup>[7]</sup>, MRTD에 의해서도 매우 정확하게 계산되었다. 각 위치에서의 공진점(Resonance Peak)들은 각각의 위치에 유기되는 전압에 비례하며 이들은 해당 지점의 드라이브 바이어스 전압을 감소시키고 최악의 경우 소자의 오동작을 야기시킬 수 있다.

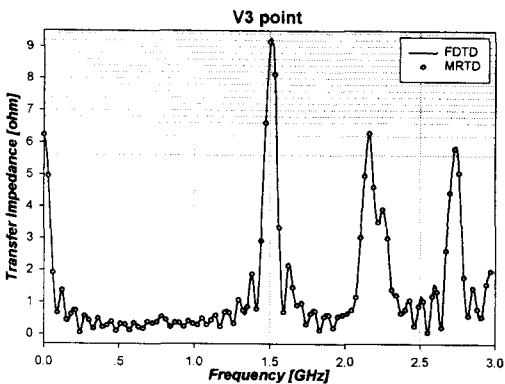
안정 조건(Stability Condition)을 만족하기 위한



(a)



(b)



(c)

그림 3. 유한한 크기의 전원 공급면에서 세 측정점에서의 전달 임피던스

(a) V<sub>1</sub> 점, (b) V<sub>2</sub> 점, (c) V<sub>3</sub> 점

Fig. 3. Transfer impedance at the three observation points of the finite power planes case.

(a) V<sub>1</sub> point, (b) V<sub>2</sub> point, (c) V<sub>3</sub> point.

시간간격  $\Delta t$ 는 FDTD와 Haar 웨이블릿 기반 MRTD에 대해 다음과 같다.

$$\Delta t_{FDTD} \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z_{FDTD}}\right)^2}} \approx \frac{\Delta z_{FDTD}}{c} \quad (6-a)$$

$$\Delta t_{MRTD} \leq \frac{1}{c \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta y}\right)^2 + \left(\frac{1}{2\Delta z_{FDTD}}\right)^2}} \approx \frac{2\Delta z_{FDTD}}{c} = 2\Delta t_{FDTD} \quad (6-b)$$

여기서  $c$ 는 빛의 속도이다. 위의 식으로부터 시간 간격  $\Delta t$ 는 상대적으로 매우 작은 값인  $\Delta z$ 에 의해 결정되는 사실을 알 수 있다. FDTD와 MRTD 모두 최대 허용 시간간격  $\Delta t$ 에 0.6씩 곱한 값을 사용할 때,  $\Delta t_{FDTD}$ 는  $0.357119 \times 10^{-12}$ 초이고  $\Delta t_{MRTD}$ 는  $0.6977478 \times 10^{-12}$ 초이다. 이에 따라 12.5 ns 동안의 응답을 관찰하기 위해 FDTD는 35000회의 반복계산이 필요하였고, MRTD는 17914회의 반복계산이 필요하였다. 결과에서 공진점(Resonance Peak) 이외의 작은 피크치들은 수치계산 도중 끊은 것에 의한 구형(Rectangular) 윈도우를 씌운 효과 때문이다. 이 작은 피크치들은 시뮬레이션을 통해 얻은 시간 데이터에 Hamming 윈도우 등을 다시 씌움으로써 간단하게 없앨 수 있다.

소스점으로부터 매우 가까운 곳에  $1 \mu F$ 의 커패시터를 달아준 경우에 대한 결과는 그림 4에 제시되었다. 그림 4에서 점선은 앞에서 제시된 커패시터가 없는 유한한 크기의 PCB에 대한 전달 임피던스를 나타내고 있고 실선 및 점들은 커패시터가 있는 경우에 대한 전달 임피던스를 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 커패시터의 영향으로 세 측정점에서의 전달 임피던스가 상당히 줄어들었음을 알 수

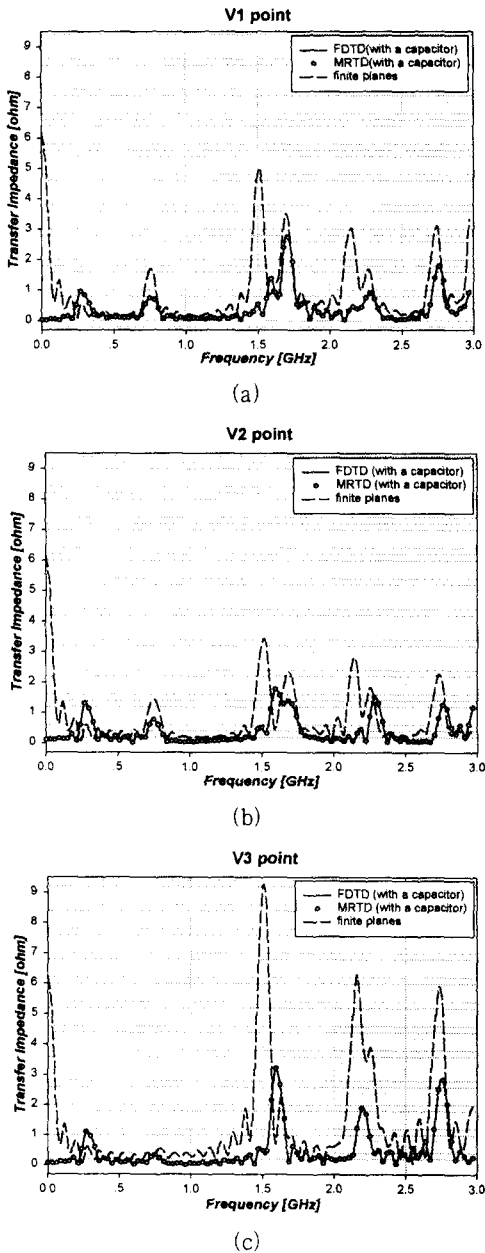


그림 4. 1 $\mu$ F의 커패시터가 달린 유한한 크기의 전원 공급면에서 세 측정점에서의 전달 임피던스 (a) V<sub>1</sub> 점, (b) V<sub>2</sub> 점, (3) V<sub>3</sub> 점

Fig. 4. Transfer impedance at the three observation points of the finite power planes loaded a 1 $\mu$ F-capacitor. (a) V<sub>1</sub> point, (b) V<sub>2</sub> point, (3) V<sub>3</sub> point.

표 1. Haar 웨이블릿 기반 MRTD와 FDTD의 시뮬레이션 조건 및 전체 계산시간의 비교

Table 1. Comparison of the conditions for simulation and total time cost between the Haar-wavelet-based MRTD and FDTD method.

		FDTD	MRTD
$\Delta t$ (sec)		$0.357119 \times 10^{-12}$	$0.6977478 \times 10^{-12}$
Total simulation time (=12.5ns)		$35000 \Delta t_{\text{fDTD}}$	$17914 \Delta t_{\text{MRTD}}$
CPU time	Finite power plane case	13h 4m 51s	5h 16m 10s
	Loading a capacitor case	13h 22m 20 s	5h 19m 19s

있으며 앞의 경우와 마찬가지로 MRTD에 의한 결과는 FDTD에 의한 결과와 매우 잘 일치한다. 표 1에는 FDTD와 MRTD의 수치해석 조건들과 소요된 전체 시뮬레이션 시간이 비교되었다. 표를 통해 MRTD를 적용함으로써 전체 시뮬레이션 시간이 현저하게 감소하였음을 알 수 있다.

#### IV. 결론

Haar 웨이블릿 기반 MRTD를 이용하여 PCB 전원 공급면 내에서 발생할 수 있는 Ground Bounce 문제를 해석하였다. MRTD 적용 시에 시간간격  $\Delta t$ 의 결정에 가장 큰 영향을 미치는 z-방향에 대해서만 웨이블릿과 스퀘어링 기저함수를 동시에 고려한 MRTD를 적용하였고 x-, y-방향에 대해서는 FDTD와 동일한 조건을 적용하여 해석하였다. MRTD를 적용하여 두 배로 증가된 시간간격  $\Delta t$ 를 사용함으로써 FDTD에 비해 소요된 계산 시간이 현저하게 감소하였다. 또한 본 논문에서 구한 결과는 기존의 FDTD의 결과 및 해석적인 해와 매우 잘 일치한다. 이러한 비교적인 연구는 PCB 상의 제반 EMI/EMC 문제의 해석에 있어서 MRTD의 효율성과 정확성, 경제적 이득을 잘 보여준다.

참 고 문 헌

- [1] M. Krumpholz and L. P. B. Katehi, "MRTD: New Time-Domain Schemes Based on Multiresolution Analysis", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 4, pp. 555-571, Apr., 1996.
- [2] M. Krumpholz and L. P. B. Katehi, "New Prospects for Time Domain Analysis", *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 5, no. 11, pp. 382-384, Nov., 1995.
- [3] M. Fujii and W. Hoefer, "Formulation of a Haar-Wavelet-based Multi-Resolution Analysis similar to the 3-D FDTD Method", in *IEEE MTT-S 1998*, pp. 1393-1396.
- [4] E. Tentzeris, M. Krumpholz, and L. P. B. Katehi, "Application of MRTD to Printed Transmission Lines", in *IEEE MTT-S 1996*, pp. 573-576.
- [5] K. Goverdhanam and L. P. B. Katehi, "Application of Multiresolution based on Multigrad", in *IEEE MTT-S 1997*, pp. 333-336.
- [6] E. Tentzeris, R. Robertson, and L. P. B. Katehi, "Space- and Time- adaptive Gridding Using MRTD Technique", in *IEEE MTT-S 1997*, pp.337-340.
- [7] S. Berghe, F. Olyslager, D. Zutter, J. Moerloose, and W. Temmerman, "Study of Ground Bounce Caused by the Power Plane Resonances", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 40, no. 2, pp.111-119, May 1998.
- [8] 주세훈, 김형훈, 김형동, "Haar 웨이블릿 다중분해능 시간영역 해석법을 이용한 마이크로파 소자 해석", *한국전자파학회 논문지*, 제10권 제6호, 99, 935~950, 1999년 10월.
- [9] L. Roselli, E. Tentzeris, and L. P. B. Katehi, "Nonlinear Circuit Characterization Using a Multiresolution Time Domain Technique(MRTD)", in *IEEE MTT-s 1998*, pp. 1397-1400.
- [10] A. Taflov, *Computational Electrodynamics, The Finite-Difference Time-Domain*, Artech House, Inc.,1995.

천 정 남



1998년 2월: 한양대학교 전파공학과(공학사)  
 1998년 3월~현재: 한양대학교 전파공학과 대학원 석사과정  
 [주 관심분야] EMI/EMC, 전자파 수치해석

이 종 환



1998년 2월: 영남대학교 전기공학과(공학사)  
 1998년 3월~현재: 한양대학교 전파공학과 대학원 석사과정  
 [주관심분야] EMI/EMC, RF 회로설계



김 형 동



1984년 2월: 서울대학교 공과대학  
전자공학사(공학사)

1986년 2월: 서울대학교 공과대학  
전자공학과(공학석사)

1992년 5월: The University of  
Texas at Austin(Ph. D.) 안테  
나 및 電波傳播 마이크로파공학

전공

1989년 5월~1992년 5월: Microwave Research Lab.,  
Dept. of Electrical and Computer Engineering, The  
University of Texas at Austin: Research Assistant

1992년 6월~1993년 1월: Microwave Research Lab.,  
Dept. of Electrical and Computer Engineering, The  
University of Texas at Austin: Postdoctoral Fellow

1993년 3월~1996년 2월: 한양대학교 전파공학과 전임강  
사

1996년 3월~현재: 한양대학교 전파공학과 조교수

[주 관심분야] 이동통신용 안테나, 마이크로파 회로, 초  
음파 공학, 전자파 수치해석, 웨이블릿 변환의 수치해  
석 응용