

FDTD 수치해석에 의한 MIS transmission line의 전기적 특성 예측

이준호, 남승기, 정지채
고려대학교 전자공학과
전화 / 팩스 : 02 - 3290 - 4088 / 02 - 924 - 9710

Prediction of Electrical Characteristics for MIS transmission line using FDTD Simulations

Junho Lee, Seungki Nam, Jichai Jeong
Dept. of Radio Engineering, Korea University, Seoul, Korea
E-mail : koruniv@mail.korea.ac.kr

Abstract

Coplanar-type MIS transmission lines have been simulated using FDTD method and compared with the measured results and the simulated results of the reference paper[3]. We can confirm that our simulation results are similar to measured results compared to the previous simulated results of the reference paper.

Moreover, variations of characteristic impedance by insulator thickness are calculated for the insulator thickness of 0.0, 0.5 and 1.0 μ m.

I. 서 론

현대 VLSI technology에서 processor 속도가 급속히 빨라지고, chips도 더 커지고 더 복잡해 짐에 따라 on-chip interconnection의 성능이 더 중요해 지고있다. 그들은 off-chip interconnection뿐만 아니라 device보다도 더 큰 signal delay를 유발하기 시작했다. 이에 더해 반사나 확산, 간섭현상과 같은 on-chip interconnection의 효과가 off-chip interconnection가 하는 것처럼 회로의 오동작의 원인이 될 수 있다. MIS(metal-insulator-semiconductor) transmission line은 이와 같이 on-chip interconnection을 위해 많이 사용되므로 MIS transmission line의 특성을 예측하는 것은 interconnection line을 설계하는데 있어 도움이 된다. 이전에도 이러한 MIS 구조의 특성에 대한 연구는 계속 되어왔다[1][2].

최근에 전자장 수치해석을 위해 FDTD (Finite Difference Time Domain) 방법을 많이 이용하는데, 넓은 주파수 영역에서의 해석도 Fourier 변환을 이용하여 시간영역에서의 한번의 해석으로 가능한 장점을 가지고 있어서 다른 주파수 영역을 기반으로 하는 전자장 수치해석 방법보다 많이 쓰이고 있다.

본 논문에서는 MIS의 구조의 특성을 보다 정확하게 추출하기 위해 nonuniform orthogonal grid와 3차원 lossy absorbing boundary condition을 사용하였고, 계산된

결과를 참고논문[3]에서 측정된 결과 및 simulation 결과와 비교하였다.

II. MIS transmission line의 구조 및 특성

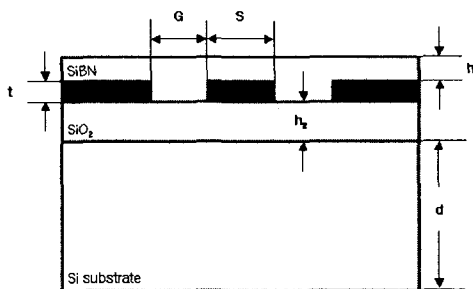


그림 1. Simulation을 위한 coplanar-type MIS transmission line의 구조

그림 1은 simulation을 위한 coplanar-type MIS transmission line의 구조를 보여주고 있다.

Signal line 폭(S)은 10 μ m, gap(G)은 5 μ m, semiconductor 두께(d)는 480 μ m, insulator 두께(h1, h2)는 1 μ m으로 metal의 두께(t)는 0.8 μ m으로 되어있다. 실제 특성을 측정한 구조[3]에서는 second metal layer가 존재하지만, 이 simulation setting에서는 포함시키지 않았다. Semiconductor의 conductivity는 0.1[S/m]로 metal line의 conductivity는 7.0*10⁷[S/m]로 setting하였다. 양쪽 옆면과 위쪽으로 공기영역 그리고 밑쪽으로 semiconductor 영역은 경계면에서부터의 반사를 없애 주기 위해 넓게 설정하였다. Coplanar 구조의 경우 metal line 밑쪽으로 저장되는 대부분의 에너지는 W+2S 안에 저장되므로 밑면의 경계를 임의로 넓게 잡았다[3].

MIS structure 는 metal, insulator, semiconductor 로 이루어지며 operation frequency 와 semiconductor 의 conductivity 에 의해 진행 모드가 3 가지로 나뉘는데 slow-wave mode, dielectric quasi-TEM mode, skin effect mode 가 바로 이것이다. Semiconductor 의 conductivity 가 큰 경우 substrate 는 높은 skin effect 효과를 가지는 metal wall 처럼 보이며 그 결과로 skin effect mode 가 존재하게 된다. Semiconductor 의 conductivity 가 작은 경우 substrate 는 dielectric 처럼 행동하며 그 결과 dielectric quasi-TEM mode 가 진행하게 된다. 마지막으로 substrate 의 conductivity 가 적당하고, operating frequency 가 낮은 경우 slow wave mode 가 진행하게 된다. Slow wave mode 의 경우 magnetic field 는 semiconductor 안으로 자유롭게 들어갈 수 있는 반면, electric field 는 semiconductor 안으로 거의 입사할 수 없게 된다. 이는 electric energy 와 magnetic energy 의 저장영역 사이에 공간적인 차이를 주게 된다.

III. FDTD 를 사용한 수치해석

A. Basic FDTD settings

MIS transmission line 의 전기적 특성을 해석하기 위해 최근 많이 사용되고 있는 전자장 수치해석 방법인 유한 차분 시간 영역(Finite Difference Time Domain) 방법을 사용하였다. FDTD 를 사용한 수치 해석 시 전체를 $dx = 1.0 \mu m, dy = 10 \mu m, dz_{min} = 0.2 \mu m$ 의 크기를 사용하여 격자화 하였다. 신호가 진행하는데 있어 conductivity 의 효과를 고려해 주기위해 conductivity term 이 고려된 Maxwell 식을 사용하였고 다음 식은 이식을 finite difference expression 을 사용해서 바꾼 형태를 보여준다.

$$E_{x,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k}}} \right) E_{x,j,k}^n + \left(\frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k}} \right) \left(\frac{H_{z,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_{y,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_{y,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right)$$

입력 소스는 가우션 펄스를 resistive voltage source 방법으로 인가하였다.

B. Lossy Absorbing Boundary Condition (LABC)

MIS structure 의 경우 semiconductor 면이 경계면에 접해있기 때문에 conductivity 에 의한 신호의 진행 속도의 변화가 경계면에서도 존재하게 된다. 흡수 경계 조건으로 Mur's absorbing boundary condition 이 많이 사용되나 이 경계 조건은 conductivity 를 가진 lossy medium 에 대해 완전한 흡수 특성을 보여주지 못한다. 반면, LABC 에서는 Mur's absorbing boundary condition 에 없는 conductivity term 이 포함되기 때문에 lossy medium 에 대해 좋은 흡수 특성을 보여준다. 따라서, 경계면에서 이러한 속도의 변화를 고려해 주기위해 본 논문에서는 lossy absorbing boundary condition [4]을 사용하게 되었다. 참고 논문[4]에서는 2 차원 구조에 대해 LABC 를 적용시켰지만, 본 논문에서는 이를 3 차원으로 확장하여 적용시켰다. 시간 축

에서 3 차원에 대한 wave equation 은 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - \mu\epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2} - \mu\sigma \frac{\partial}{\partial t} \right) E_x = 0$$

이식을 2nd order approximation 을 사용하여 $y=0$ 면에 대해 풀어주면 다음과 같이 정리가 된다.

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial y \partial t} - \frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{v}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - \mu\sigma \frac{\partial}{\partial t} \right) \right] E_x |_{y=0} = 0$$

본 논문에서는 이식을 finite difference expression 을 사용하여 정리해 주어 lossy 면에 대한 boundary condition 을 사용하였다. LABC 에 관해서 정리한 식은 뒤의 APPENDIX 에 정리해 놓았다.

C. Nonuniform Orthogonal Grid

사용되는 coplanar-type MIS transmission line 의 경우 insulator 의 두께가 $1 \mu m$ 인데 반해, semiconductor 의 경우 $480 \mu m$ 에 이른다. 따라서, simulation 에서 같은 grid 의 크기를 사용하는 경우 매우 많은 메모리 저장 영역을 필요로 하게 된다. 게다가 insulator 의 두께의 변화에 따른 영향을 보기 위해 실제 insulator 의 두께보다 더 작은 grid 의 크기가 필요하게 된다. 본 논문에서는 nonuniform orthogonal grid 의 방법을 사용하여 이러한 얇은 경우에 대해서도 특성을 고려할 수 있게 하였다. Grid 의 크기는 insulator 와 metal line 에서 grid 크기가 작게 나누어 지고, 반면 신호가 적게 진행하는 air region 과 semiconductor region 에서는 grid 크기가 크게 나누어 지도록 하였다. 그리고, grid 의 크기 변화는 $0.5 \Delta x_{i \pm 1} \leq \Delta x_i \leq 2 \Delta x_{i \pm 1}$ 의 규칙이 유지되도록 하였다 [5].

D. Parameter extraction

본 논문에서는 결과로써 사용되는 impedance 는 다음의 식을 이용하여 추출되었다.

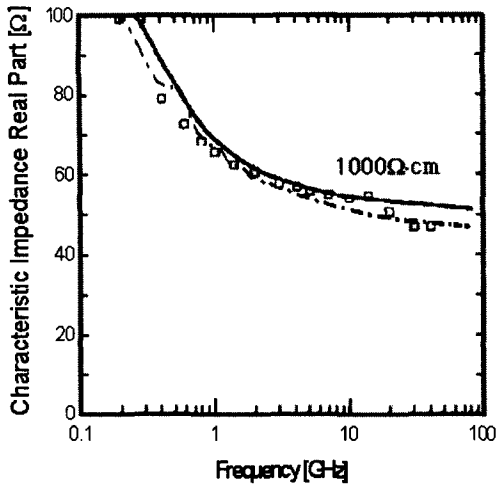
$$Z_{in}(\omega) = \frac{V_{in}(\omega)}{I_{in}(\omega)}$$

V_{in} 과 I_{in} 은 FDTD 를 사용하여 계산된 시간영역에서 전압과 전류이다.

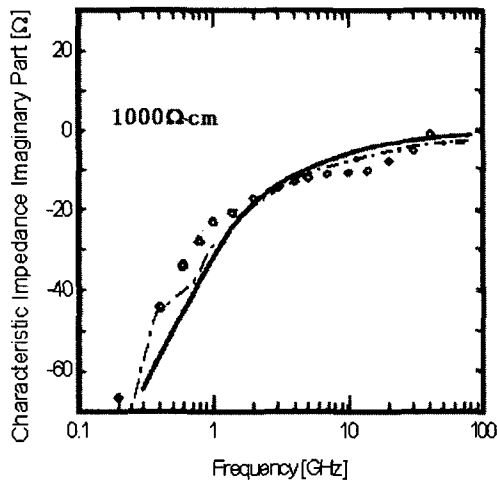
IV. 계산 결과 및 분석

그림 2 는 coplanar-type MIS transmission line 에 대해 참고 논문[3]에서 측정된 결과와 본 연구에서 계산한 simulation 결과를 비교해 놓은 그림이다.

Characteristic impedance 실수부분에서 본 논문의 simulation 결과가 측정된 결과와 거의 유사함을 알 수



(a) Characteristic Impedance 실수부분

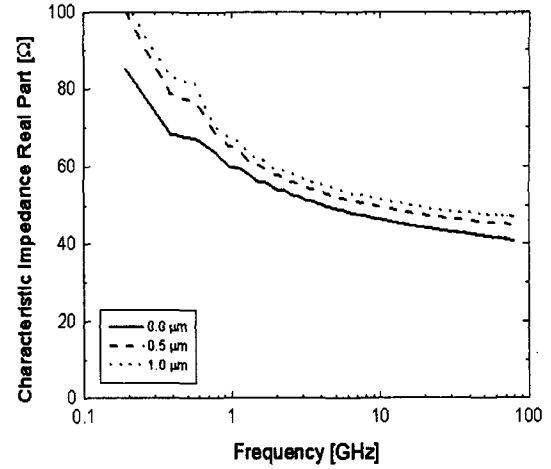


(b) Characteristic Impedance 허수부분

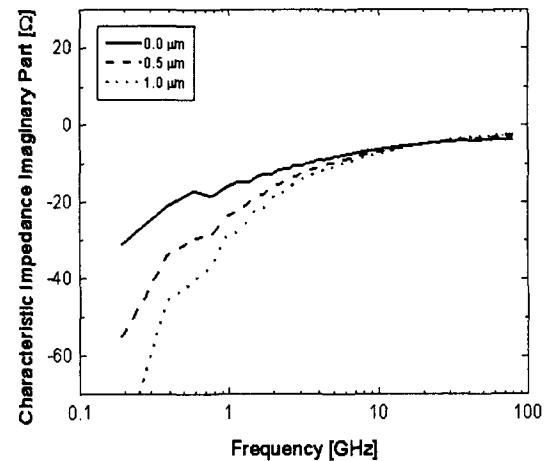
그림 2. 참고 논문의 측정결과와 simulation 결과의 비교. open circle 측정된 결과, 실선 참고 논문[3]의 simulation 결과, 점선 본 논문의 simulation 결과

가 있다. 특히, 참고 논문에서 오차가 있었던 높은 주파수 영역에서의 특성이 본 연구에서는 나타날 뿐만 아니라 낮은 주파수 영역의 특성도 참고 논문의 결과보다 더 정확하게 예측할 수 있었다. Impedance의 허수 부분에서도 측정결과와 특성과 유사한 simulation 결과를 얻을 수가 있었다. 실수 부분의 결과와 달리 허수 부분에서는 높은 주파수대역에서 참고 논문의 simulation 결과와 유사한 값을 갖으나 낮은 주파수 대역에서는 참고 논문의 결과보다 더 정확한 결과를 예측할 수 있

었다.



(a) Insulator의 두께가 Characteristic Impedance 실수 부분에 미치는 영향



(b) Insulator의 두께가 Characteristic Impedance 허수 부분에 미치는 영향

그림 3. Insulator 두께가 impedance에 미치는 영향

이제 simulation시켰던 이러한 FDTD setting을 사용하여 본 논문에서는 insulator 두께가 impedance의 특성 변화에 미치는 영향을 simulation을 해 보았다.

그림 3는 insulator 두께가 impedance에 미치는 영향을 보여준다. insulator 두께가 0.0, 0.5 그리고 1.0 μm에 대해 simulation을 시켜보았다.

Characteristic impedance의 실수부분에서는 insulator의 두께가 두꺼운 경우가 전 주파수 대역에서 두께가 얇은 경우보다 impedance에 있어서 큰 값을 보여주었다. 그러나, 주파수 대역에 따른 변화를 볼 경우 두께에 따라 변화의 큰 차이를 보여주지 않았다. 반면 characteristic impedance의 허수부분에서는 insulator의

두께에 따라 특성의 차이를 보여주었다. 높은 주파수 대역에서는 두께의 차이에 상관없이 유사한 값을 갖은 반면 낮은 주파수 대역에서는 두께가 얇아질수록 변화의 폭이 작아졌다. 즉, characteristic impedance의 허수 부분에서는 두께가 얇아질수록 주파수에 관계없이 flat한 특성을 나타내었다. 결과적으로 insulator의 두께가 얇은 경우가 characteristic impedance 측면에서 볼 때 두꺼운 경우보다 더 나은 특성을 갖음을 예측할 수가 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 FDTD simulation을 통해서 MIS transmission line의 임피던스 특성을 예측할 수 있었다. FDTD의 여러 방식 중 nonuniform orthogonal grid와 3차원 lossy absorbing boundary condition을 사용하여 MIS 구조를 simulation시킨 결과 impedance의 실수 부분 및 허수 부분에서 실제 측정결과와 거의 유사한 결과를 얻어낼 수 있었고, 이 방법을 사용하여 MIS transmission line에서 insulator의 두께가 얇은 경우가 더 나은 특성을 갖음을 예측할 수가 있었다.

APPENDIX

다음 식은 3차원 LABC(lossy absorbing boundary condition)를 2nd order approximation을 사용해서 정리해준 식이다. 본 논문에서는 z 방향을 매질의 특성이 바뀌는(inhomogeneous) 축으로 잡았고, 그 결과 z 방향에 대해서만 grid의 크기를 다르게 설정해 주었다.

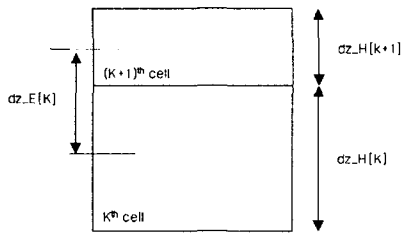


그림 4. grid setting. 실선은 grid를 점선은 grid의 중간점을 나타낸다.

$$a = 1/(2 \cdot dy \cdot dt), b = 1/(2 \cdot v \cdot dt^2), c1 = (v/4 \cdot dt^2)$$

$$c2xu = v/(4 \cdot dz_H[k] \cdot dz_E[k]), c2xl = v/(4 \cdot dz_H[k-1] \cdot dz_E[k]), c2x = v/(4 \cdot dz_H[k] \cdot dz_H[k-1])$$

$$c2zu = v/(2 \cdot dz_E[k+1] \cdot (dz_E[k+1] + dz_E[k])), c2zl = v/(2 \cdot dz_E[k] \cdot (dz_E[k+1] + dz_E[k]))$$

$$c2z = v/(4 \cdot dz_E[k+1] \cdot dz_E[k])$$

$$E_x^{n+1}(i,0,k) = \frac{1}{a+b+d} \left\{ \begin{aligned} &2(b-c1-c2x[k]) \cdot E_x^n(i,0,k) + (a-b+d) \cdot E_x^{n-1}(i,0,k) + (a-b-d) \cdot E_x^{n+1}(i,1,k) \\ &+ 2(b-c1-c2x[k]) \cdot E_x^n(i,1,k) + (-a-b+d) \cdot E_x^{n-1}(i,1,k) + c1 \cdot (E_x^n(i+1,0,k) + E_x^n(i+1,1,k)) \\ &+ E_x^n(i-1,0,k) + E_x^n(i-1,1,k) + c2xu \cdot (E_x^n(i,0,k+1) + E_x^n(i,1,k+1)) + c2xl \cdot (E_x^n(i,0,k-1) + E_x^n(i,1,k-1)) \end{aligned} \right\}$$

$$E_z^{n+1}(i,0,k) = \frac{1}{a+b+d} \left\{ \begin{aligned} &2(b-c1-c2z[k]) \cdot E_z^n(i,0,k) + (a-b+d) \cdot E_z^{n-1}(i,0,k) + (a-b-d) \cdot E_z^{n+1}(i,1,k) \\ &+ 2(b-c1-c2z[k]) \cdot E_z^n(i,1,k) + (-a-b+d) \cdot E_z^{n-1}(i,1,k) + c1 \cdot (E_z^n(i+1,0,k) + E_z^n(i+1,1,k)) \\ &+ E_z^n(i-1,0,k) + E_z^n(i-1,1,k) + c2zu \cdot (E_z^n(i,0,k+1) + E_z^n(i,1,k+1)) + c2zl \cdot (E_z^n(i,0,k-1) + E_z^n(i,1,k-1)) \end{aligned} \right\}$$

y=0 면에 대해 tangential 한 electric field 성분은 x와 z 방향을 갖는다. Ex와 Ez는 Yee cell에서 공간적인 위치 차이를 갖기 때문에 Ex와 Ez field를 계산하는 수식은 조금 차이가 생기게 된다.

참 고 문 헌

- [1] Hideki Hasegawa, Mieko Furukawa, Hisayoshi Yanai, "Properties of Microstrip Line on Si-SiO₂ System," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-19, no. 11, pp. 869-881, 1971
- [2] Young Rack Kwon, Vincent M.Gietala, Keith S.Champlin, "Quasi-TEM Analysis of "Slow-Wave" Mode Propagation on Coplanar Microstructure MIS Transmission lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. MTT-35, no. 6, pp. 545-551, 1987
- [3] Tsugumichi Shibata, Eiichi Sano, "Characterization of MIS Structure Coplanar Transmission Lines for Investigation of Signal Propagation in Integrated Circuits," IEEE trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, no.7, pp. 881-890, 1990.
- [4] Zhengyu Yuan, Zhengfan Li, "Efficient Computation of Frequency Dependents via Two-Dimensional FDTD and Time Signal Prediction Technique," IEEE Trans. Advanced Packaging, vol. 22, no. 4, pp. 665-672, 1999
- [5] Allen Taflove, Computational Electrodynamics the Finite-Difference Time-Domain Method, Artech House, 1995