

유한차분 시간영역법을 이용한 단일평면 전송선로의 특성해석

正會員 洪翼杓*, 張炳俊**, 尹伶重***, 朴漢奎***

Analysis of the Characteristics of Uniplanar Transmission Lines using the Finite-Difference Time-Domain(FDTD) Method

Ic Pyo Hong*, Byung Jun Jang**, Young Joong Yoon***, Han Kyu Park*** Regular Members

要 約

본 논문에서는 유한차분 시간영역법을 이용하여 마이크로스트립선로, 슬롯선로, CPW선로, CPS선로의 특성을 전파(全波)해석하였다. 흡수경계조건으로서 마이크로스트립선로와 CPW선로에는 분산경계조건을 슬롯선로와 CPS선로에는 수정분산경계조건을 사용하였으며, 유한차분 시간영역법에 의해 시간영역필드분포를 구한 후에 푸리에 변환에 의해서 유효유전율과 특성임피던스와 같은 주파수영역 매개변수를 구하였으며, 준정적 해석으로부터 얻은 이론적 결과와 비교하여 잘 일치하는것을 확인하였다. 따라서 본 논문에 쓰인 유한차분 시간영역법은 초고주파회로 설계에 매우 유용할 것으로 기대된다.

ABSTRACT

We have presented a full-wave analysis of planar transmission lines such as a microstripline, slotline, coplanar waveguide(CPW)line and a coplanar strip(CPS) line by the finite-difference time-domain(FDTD) method. We have used the dispersive boundary condition(DBC) for microstripline and CPW line, and used the modified dispersive boundary condition(MDBC) for slotline and CPS line as absorbing boundary condition (ABC). After the time-domain field distributions are obtained, frequency-domain parameters such as the effective dielectric constant and the characteristic impedance are calculated using Fourier transform. The results in this paper agree well with theoretical data of quasi-static analysis. Thus we expect that the FDTD method is very useful for designing MMIC(Monolithic Microwave Integrated Circuit).

*연세대학교 전자공학과

Dept. of Electronic Eng., Yonsei Univ.

**LG전자 미디어통신 연구소

LG Electronics

***연세대학교 전파공학과

Dept. of Radio Science Eng., Yonsei Univ.

論文番號 : 95174-0511

接受日字 : 1995年 5月 11日

I. 서론

이동통신, 위성통신 등과 같은 무선통신 시스템이 발달하면서 여기에 쓰이는 여파기, 정합회로, 천이회로, 상호연결회로 등의 회로설계에 핵심적 역할을 하는 수동소자의 정확한 해석은 MIC 및 MMIC 설계에 있어서 필수적 요건이다⁽¹⁾. 본 논문에서는 최근 초고주파 및 밀리미터파 회로용 전송선로로서 MIC 및 MMIC 등에 널리 사용되고 있는 슬롯(slot)선로, 동일평면도파관(Coplanar waveguide:CPW)선로 및 동일평면스트립(Coplanar strip:CPS)선로와 같은 단일평면(uniplanar) 전송선로와 기존의 마이크로스트립 선로의 특성을 해석하였다. 이러한 단일평면 전송선로의 형태가 <그림1>에 나타나 있다. 슬롯선로, CPW선로, CPS선로 같은 단일평면 전송선로가 사용되는 가장 큰 이유는 접지하는 방법이 마이크로스트립선로보다 간단하기 때문인데, 즉 마이크로스트립선로는 유전체에 구멍(via hole)을 뚫고 접지하여야 하지만⁽²⁾ 슬롯선로나 CPW선로 같은 평면선로의 경우 via hole이 필요없으므로 공정이 간단해지고 작은 인덕턴스값을 갖는 접지가 가능하며 선로간의 결합효과를 줄일 수 있기 때문에 간결한 회로구성이 가능하므로 앞으로 많은 응용이 예상된다. 또한 마이크로스트립선로로 높은 임피던스를 갖는 선로를 만들 경우 선로의 폭을 극단적으로 줄이거나 유전체층의 두께를 바꿔야하는 문제가 있지만 CPW선로의 경우 스트립의 폭과 슬롯의 폭을 변화시켜 쉽게 얻을 수 있다.⁽³⁾⁽⁴⁾

이러한 단일평면 전송선로의 해석은 보통 스펙트럴 영역에서의 모멘트법과 같은 주파수 영역에서의 해석법을 사용하여 왔는데, 회로내의 기생, 결합, 방사효과 등을 모두 고려한 전파(full-wave)해석으로서 최근에 시간

영역법에 의한 해석이 널리 사용되어지고 있다. 마이크로파 수동소자의 해석방법에는 Quasi-static method, Moment method, Integral equation method, Spectral-Domain approach와 같이 Maxwell방정식을 해석적으로 모델링하는 방법⁽⁵⁾과 유한차분법(Finite Difference method:FDM)⁽⁶⁾, 유한차분 시간영역법(Finite-Difference Time-Domain method:FDTD)⁽⁷⁾⁽¹¹⁾, 전송선로법(Transmission Line method:TLM)⁽⁸⁾, Method of Line (MoL)⁽⁹⁾ 등과 같이 수치적으로 모델링하는 방법이 있다. 해석적 모델링방법은 해석적 해를 구하기까지 많은 노력이 요구되며 취급가능한 기하학적 구조가 제한되어 있는 반면, 수치적 모델링 방법은 컴퓨터 구현이 용이하여 기하학적 구조에의 제한성도 적다. 이러한 수치적 모델링 방법중 시간영역에서의 해석방법인 유한차분 시간영역법을 이용하면, 직접적인 설계 데이터를 얻는것보다 전력의 전달이나 필드의 전파를 가시적으로 도시할 수 있다는 점과 한 번의 계산과정으로 광대역주파수 영역의 결과를 얻을 수 있다는 장점을 갖는다. 유한차분시간영역법은 Maxwell방정식의 직접적인 형태로부터 얻어지기 때문에 매우 효과적이고 유용한 방법으로, 이차원 또는 삼차원의 산란문제의 해를 구하기 위해 광범위하게 사용되어 왔으며, 최근에는 선로들의 불연속에서의 산란계수와 같은 주파수 의존 특성인자를 구하기 위해 연구되고 있다⁽¹⁰⁾. 본 논문에서는 이러한 유한차분 시간영역법을 이용하여 마이크로스트립선로, 슬롯선로, CPW선로, CPS선로의 주파수 특성을 해석하였다. 유한차분 시간영역법에서는 계산공간의 유한성 때문에 각 경계에 대해서 흡수경계조건을 적용해야 하는데 흡수경계조건에서의 오차에 따라서 주파수 영역에서는 큰 오차를 가지게 되므로 주의깊게 선택을 해야하는데, 본 논문에서는 여러 경계조건들의 특성으로부터 마이크로스트립선로와 CPW선로인 경우에는 분산경계조건을 적용하였고, 슬롯선로와 CPS선로의 경우에는 수정분산경계조건을 적용하였다.

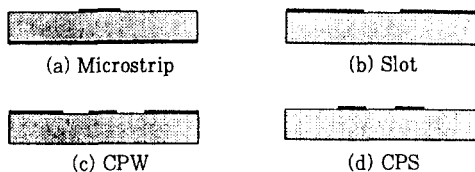


그림 1. 평면 전송선로의 형태
Fig. 1. Planar transmission line configurations of common interest

II. 흡수경계조건 (Absorbing Boundary Condition : ABC)

1. 흡수경계조건 비교

유한차분 시간영역법에서는 컴퓨터의 처리속도와 메모리의 한정때문에 계산영역을 유한한 경계로 나누고 경계

면에 흡수경계조건(ABC)을 두어 무한대의 평면으로 간주하여야 한다. 이러한 흡수경계조건은 인위적으로 한정된 계산영역의 가장자리 경계면에서 입사파가 반사되지 않고 개방구조에서와 같이 외부로 전파하여 나가도록 하는 수학적 기법이다. ABC의 성능이 우수하다면 수치해석 결과가 더욱 정확해질뿐만 아니라 외부경계를 해석하려는 구조에 가깝게 할 수 있으므로 컴퓨터 처리시간 및 기억용량을 줄일 수 있다. 흡수경계면에서의 반사에 의한 오차는 Fourier변환시 큰 오차를 발생하므로 특히 주의를 요하며 흡수경계조건이 정확하지 않다면 시간영역 해석결과를 설계데이터로 이용하기에는 적합하지 않다.

흡수경계조건에는 Mur의 1차 및 2차 경계조건(1981)^[12], Litva가 제시한 분산경계조건(Dispersive Boundary Condition : DBC)(1992)^[13], Mei의 Superabsorption (1992)^[14], Chen의 수정분산경계조건(Modified Dispersive Boundary Condition : MDBC)^[15] 등이 있으며, 모든 파장의 전파를 흡수하는 완전한 경계조건은 존재하지 않는다.

1) Mur's 1차 흡수경계조건 (Mur's First Order Absorbing Boundary Condition)

Mur는 모든 파들이 경계면에 수직으로 입사하여 외부로 나간다는 가정을 하고 아래식(4)와 같은 경계조건을 제안하였다^[12].

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{tan} = 0 \tag{4}$$

여기서, E_{tan} 은 경계면에 평행한 전기장을 나타내고 v 는 전자기장의 전파속도를 나타내며, 식(5)와 같이 차분화될 수 있다.

$$E_M^{n+1} = E_{M-1}^n + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} (E_{M-1}^{n+1} - E_M^n) \tag{5}$$

" E_M^n "은 경계안쪽 공간위치 M 절점에서의 접선 전기장 성분의 n 번째 시간을 나타낸다. 그러나 이 1차 흡수경계조건은 단지 전파속도가 v 인 성분에 대해서만 고려한 것이기 때문에 진행하는 파가 다른 주파수 성분을 가지고 있다면 반사파가 커져 오차를 줄일 수 없게 된다.

2) 분산경계조건 (DBC)

Litva는 진행하는 파가 전파속도 v_1 과 v_2 를 가진 성분을 가지고 있다고 가정하고 Mur의 1차 흡수경계조건을 결합하여 식(6)과 같은 광대역 주파수범위의 전자기파를 흡수할 수 있는 분산경계조건을 제시하였다^[13].

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v_1} \frac{\partial}{\partial t} \right) \left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v_2} \frac{\partial}{\partial t} \right) E_{tan} = 0 \tag{6}$$

식(6)에 중심차분법을 적용하여 차분화하면

$$E_M^n = 2E_{M-1}^{n-1} - E_{M-2}^{n-2} + (\gamma_1 + \gamma_2)(E_M^{n-1} - E_{M-1}^n - E_{M-1}^{n-2} + E_{M-2}^{n-1}) - \gamma_1\gamma_2(E_M^{n-2} - 2E_{M-1}^{n-1} + E_{M-2}^n) \tag{7}$$

과 같은식으로 주어진다. 이 때 γ_1, γ_2 는 다음과 같이 식(8)로 주어진다.

$$\gamma_i = \frac{1 - \rho_i}{1 + \rho_i} \quad \rho_i = \frac{v(f_i)\Delta t}{\Delta z} \tag{8}$$

3) 수정분산경계조건 (MDBC)

분산경계조건은 일반적인 마이크로스트립 구조인 경우에는 적용에 큰 문제가 없지만 슬롯선로의 경우에는 측벽경계가 슬롯에 가까울 경우, 분산경계조건은 불안정하여 DC 읍셋을 갖는것으로 알려져 있다^[14]. 따라서 분산경계조건을 그대로 적용하는 것은 주파수 영역에서의 오차를 증가시키므로 본 논문에서는 슬롯선로와 CPS선로의 경우에 대해서 수정된 분산경계조건을 적용하였다. 따라서 Mur의 1차경계조건의 유도에서 가정된 식을 수정하여 다음과 같은 식을 얻는다.

$$\left(\frac{\partial}{\partial z} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t} - \tau \right) E_{tan} = 0 \tag{9}$$

분산경계조건에서 제안된 식(6)의 각 성분을 식(9)로 대체시키고, 중심차분법에 의해 차분화 시키면 식(10)과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} & [E_M^n - \alpha_1(E_{M-1}^{n-1} + \gamma_1 E_M^{n-1} - \gamma_1 E_{M-1}^n)] \\ & \cdot [E_M^n - \alpha_2(E_{M-1}^{n-1} + \gamma_2 E_M^{n-1} - \gamma_2 E_{M-1}^n)] = 0 \end{aligned} \tag{10}$$

이 때 α_i 와 γ_i 는 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha_i = \left(1 + \tau \frac{2v_i \Delta t \Delta x}{\Delta x + v_i \Delta t} \right)^{-1} \quad \gamma_i = \frac{\Delta x - v_i \Delta t}{\Delta x + v_i \Delta t} \quad (11)$$

식(10)에서 보면 알 수 있듯이 α_i 의 값이 1이면 식(10)은 분산경계조건과 같게 된다. $\beta_1 = \alpha_1 \gamma_1$ 라고 할때 식(10)을 다시 쓰면

$$\begin{aligned} E_M^n = & (\alpha_1 + \alpha_2) E_{M-1}^{n-1} - \alpha_1 \alpha_2 E_{M-2}^{n-2} + (\beta_1 \\ & + \beta_2) (E_M^{n-1} - E_{M-1}^n) + (\beta_1 \alpha_2 \\ & + \beta_2 \alpha_1) (E_{M-2}^{n-1} - E_{M-1}^{n-2}) - \beta_1 \beta_2 \\ & (E_M^{n-2} - 2E_{M-1}^{n-1} + E_{M-2}^n) \end{aligned} \quad (12)$$

와 같은데, 왜곡이 없는 전달파형을 얻기 위해서는 계수 ϵ_{refl} 와 α_i 의 값을 주의깊게 선택하여야 한다.

본 논문에서는 이 중 Mur의 1차 경계조건, 분산경계조건, Superabsorption을 단일 마이크로스트립 선로(유전율 : 10.2, 스트립 폭 : 1.272mm, 유전체 두께 : 1.272mm)에 대해서 각각 적용해 보았다. 여기면과 측면, 위아랫면에는 모두 Mur의 1차 경계조건을 적용하고 출력면에 대해서 세 경계조건을 각각 적용하여 얻은 반사파의 크기를 <그림2>에 나타나있다. 이 경우 분산경계조건을 적용한 경우의 반사파 크기가 가장 작음을 알 수 있으며, 따라서 본 논문에서는 평면전송선로의 특성을 구하기 위하여 분산경계조건을 적용하였다. 마이크로스트립 선로와 CPW선로는 분산경계조건으로 충분하지만, 위에서 언급한 것처럼 슬롯선로의 경우에는 측면에 슬롯이 가깝기 때문에 분산경계조건이 불안정하며, 따라서 수정분산경계조건을 적용하였고, CPS선로의 경우도 마찬가지로 수정분산경계조건을 적용하였다.

2. 매개변수의 계산

시간영역에서 필드분포를 얻은 후에, 푸리에 변환(Fourier transform)에 의해서 주파수영역 매개변수를 얻을 수 있다^{[16][17]}. 전송선로 $z = z_i$ 와 $z = z_j$ 에서의 전기장 또는 자기장의 파형을 각각 $w(t, z_i)$, $w(t, z_j)$ 라고 하면, z_i z_j 에 대해서 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$F[w(t, z_j)] = F[w(t, z_i)] e^{-\gamma(w, z_i, z_j)(z_j - z_i)} \quad (13)$$

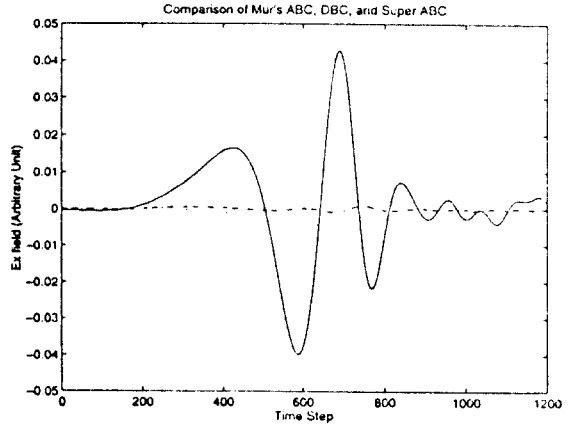


그림 2. 각 흡수경계조건에 따른 반사파의 비교 (실선은 Mur의 1차 경계조건, 점선은 Superabsorption, 쇄선은 DBC를 적용한 경우의 결과이다.)

Fig. 2. Reflected waves vs. Absorbing boundary conditions (Solid line : Mur's 1st ABC, dotted line : Superabsorption, dashed line : DBC)

여기서 $F[\dots]$ 는 푸리에변환 연산자를 가리키며, 식(13)으로 부터 전파상수(Propagation constant) γ 와 유효유전율(Effective dielectric constant) $\epsilon_{r,eff}(w)$ 를 구할 수 있다.

$$\gamma(w, z_i, z_j) = \frac{1}{z_j - z_i} \ln \left\{ \frac{F[w(t, z_i)]}{F[w(t, z_j)]} \right\} \quad (14)$$

$$\epsilon_{r,eff}(w) = \frac{\beta^2(w)}{w^2 \mu_0 \epsilon_0} \quad (15)$$

또다른 중요한 매개변수로서 주파수에 따른 특성임피던스(Characteristic Impedance) $Z(w)$ 를 구할 수 있다. 마이크로스트립의 경우는 준 TEM(Transverse Electromagnetic)모드(mode)로 가정할 때 $z = z_i$ 에서 특성임피던스는 식(16)과 같이 얻을 수 있다. 그러나 슬롯선로와 CPW선로, CPS선로의 경우는 선로에서의 모드들이 TEM이 아니기 때문에 임피던스가 유일하게 정의되지 않으며^[4], 본 논문에서는 마이크로스트립의 경우와 마찬가지로 전압-전류 정의를 사용하였다.

$$Z(w, z_i) \triangleq \frac{F[V(t, z_i)]}{F[I(t, z_i)]} = \frac{V(w)}{I(w)} \quad (16)$$

$$V(t, z_i) \triangleq \int_a^b \vec{E}(x, y, t, z_i) \cdot d\vec{\xi}$$

$$I(t, z_i) \triangleq \oint_c \vec{H}(x, y, t, z_i) \cdot d\vec{l} \quad (17)$$

마이크로스트립의 경우 $I(w)$ 는 마이크로스트립 주위의 자계(magnetic field)를 폐곡선 적분하여 구한 값을 푸리에 변환한 값이고, $V(w)$ 는 마이크로스트립에서 접지면까지 전기장(electric field)을 선적분한 값을 푸리에 변환하여 얻은 값이다. 이 때 b 는 $z = z_i$ 에서 마이크로스트립의 중앙의 한 점이고, a 는 b 에서 수직인 선과 접지면이 만나는 점이고, c 는 마이크로스트립의 주위를 감싸는 폐곡선을 의미한다.

슬롯선로에 대해서는 점 a 와 b 는 두 양쪽 스트립위에 위치하고, c 는 한쪽의 스트립을 둘러싸는 폐곡선이다. CPW선로의 경우에 대해서는 a 는 중앙스트립위의 한 점이고 b 는 한쪽 스트립위의 한 점이며, c 는 중앙스트립을 둘러싸는 폐곡선이다. CPS선로의 경우에는 a 와 b 는 각각 두 스트립에 위치하는 점이고 c 는 한쪽 스트립을 둘러싸는 폐곡선이다.

III. 시뮬레이션 및 결과고찰

1. 입력신호의 선택

입력신호로는 $\exp[-(t_0-t)^2/T^2]$ 의 형태의 Gaussian pulse와 변형된 raised cosine pulse가 사용될 수 있는데, 본 논문에서는 식(18)처럼 변형된 raised cosine pulse를 입력신호로서 사용하였다.

$\phi(x, y)$ 는 정적(static)인 경우의 필드분포로서 실제와 가깝게 선택되는 것이 중요하며 최종의 필드분포에는 영향이 없으며, 단지 수렴시간에 영향을 미치는데^[17] 마이크로스트립의 경우는 전계가 마이크로스트립 아래에서 접지까지 균일한 분포를 가진다고 가정하였으며, 슬롯선로의 경우는 참고문헌(18)에서 가정된 초기분포식을 사용하였고, CPW선로와 CPS선로의 경우 슬롯선로와 같이 $\phi(x, y)$ 로서 CPW선로와 CPS선로의 정적인 경우의 필드분포를 사용하였다^{[19][18]}. 이 때 f_m 은 주파수로서 해석하고자 하는 주파수의 범위에 맞게 설정되었다.

$$\begin{cases} E_x(t) \\ E_y(t) \end{cases} = \begin{cases} \phi(x, y) \cdot [1 - \cos(2\pi f_m t)] \\ 0 < t \leq \frac{1}{f_m} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 \\ t > \frac{1}{f_m} \end{cases} \quad (18)$$

2. 마이크로스트립 선로 (Microstripline)

본 논문의 계산에서 사용된 마이크로스트립의 구조는 <그림3>과 같다. 구조의 대칭성을 고려하여 중심에 자기벽(magnetic wall)을 세워 반쪽영역만 계산하였다. 유전체의 두께 $H=0.8mm$, 금속스트립의 폭 $W=0.8mm$, 유전체의 유전율 $\epsilon_r=10.2$ 인 구조와, 금속 스트립은 두께 $t=0$ 이고 완전도체라고 가정하였고, 공간격자 $\Delta h=0.1mm$, 시간간격 $\Delta t=0.1742psec$ 으로 설정하였다.

전체 계산공간은 $30\Delta x \times 30\Delta y \times 100\Delta z$ 으로 설정하였다. <그림4>는 $t=300\Delta t$ 일때 E_x 성분의 공간파형으로 유전체와 공기의 접합면에서 관찰하였으며 마이크로스트립의 가장자리 부분에서 전계의 세기가 상대적으로 큰 값을 갖는 것을 볼 수 있다. <그림5>는 $z=20, 30, 40, 50, 60, 70\Delta z$ 의 마이크로스트립의 한 절점아래에서 관찰한 전계의 변화로 시간이 지나면서 전계의 크기가 감소하면서 신호가 진행되어 가면서 분산되는 것을 볼 수 있다.

이렇게 얻어진 시간영역 결과로부터 유효유전율과 특성임피던스를 구해보았는데 유효유전율은 $20\alpha\%$ 이하에서는 약간의 오차를 갖지만 $20\alpha\%$ 이상에서는 Getsinger와 Jansen의 식^[3]으로부터 얻은 결과와 비교적 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

2. 슬롯선로 (Slot Line)

슬롯을 따라 전파하는 모드는 TEM 모드가 아니라

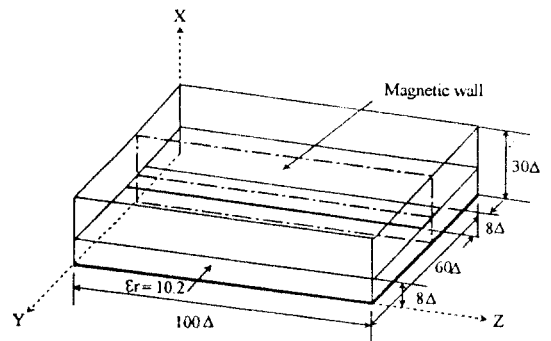


그림 3. 해석을 위한 마이크로스트립 선로의 구조
Fig. 3. Microstripline structure for the analysis

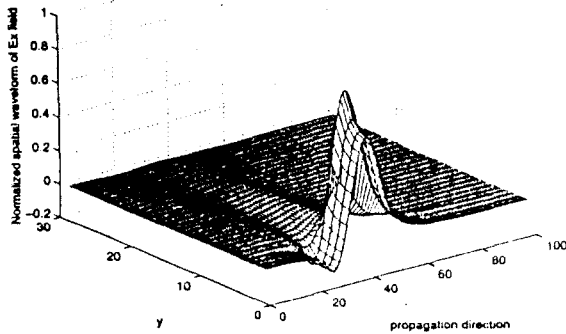


그림 4. 마이크로스트립 선로에서의 Ex 성분의 정규화된 공간파형
Fig. 4. Normalized spatial waveform of the Ex component in Microstripline

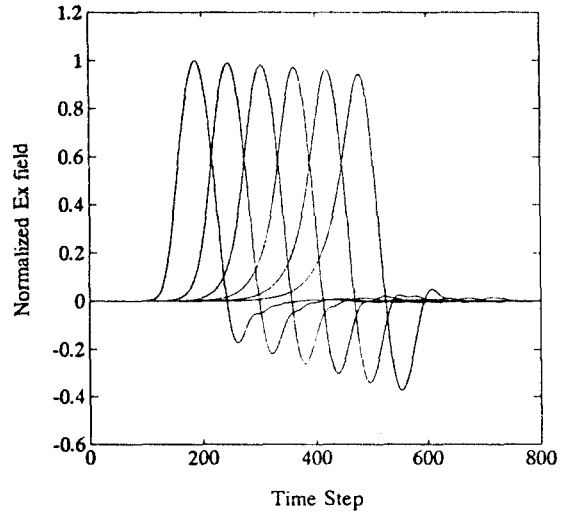


그림 5. 마이크로스트립 선로의 여러점 z에서 얻은 Ex 성분들의 정규화된 시간파형
Fig. 5. Normalized time waveforms of Ex for the Microstripline at different z s

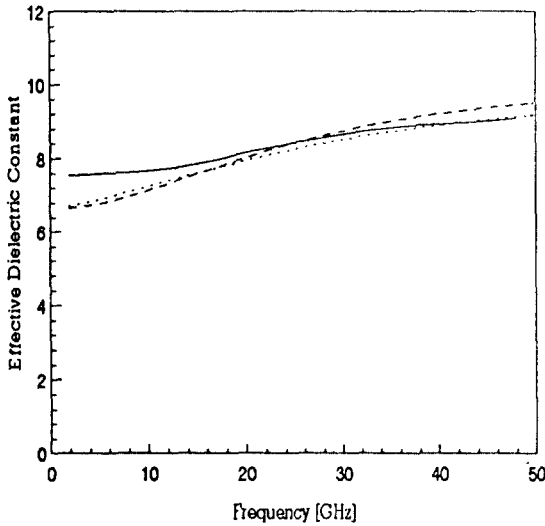


그림 6. 주파수에 따른 유효유전율과 특성임피던스의 변화
(실선은 본논문의 결과이고, 쇄선은 Getsinger의 식으로부터 점선은 Jansen의 식으로부터 얻은 결과이다. [3])
Fig. 6. Effective dielectric constant and Characteristic Impedance vs. Frequency
(Solid line is the result of this paper, dashed line is obtained from Getsinger's formula and dotted line is from Jansen's formula. from the Ref. [3])

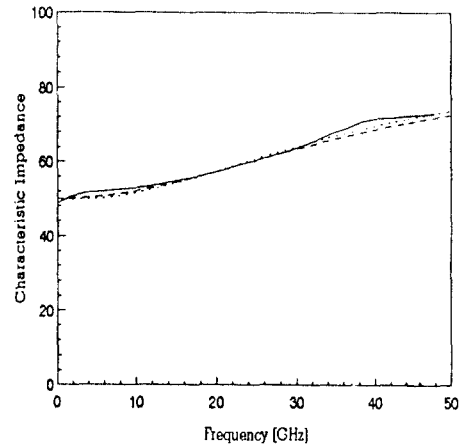


그림 7. 주파수에 따른 특성임피던스의 변화
(실선은 본논문의 결과이고, 쇄선은 Getsinger의 식으로부터 점선은 Jansen의 식으로부터 얻은 결과이다. [3])
Fig. 7. Characteristic Impedance vs. Frequency
(Solid line is the result of this paper, dashed line is obtained from Getsinger's formula, dotted line is from Jansen's formula. from the Ref. [3])

TE 모드에 가깝기 때문에, 슬롯의 해석에는 실제 존재하지 않는 경계벽을 가정하여 도파관의 형태로 해석하는 transverse resonance 방법이 널리 사용된다^[5]. 따라서 이 방법은 $W < 0.25\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$, $W/H \leq 1$, $B \geq 7W$ 일 때

만 유효하며, 실제로 없는 차단주파수가 고려되기 때문에 해석에 한계가 있다. 본 논문에서 해석한 슬롯선로의 구조는 (그림 8)과 같으며 역시 구조의 대칭성을 갖기 때문에 중심에 전기벽(electric wall)을 세워 반쪽영역만

해석하였다. 유전체의 두께 $H=0.1\text{mm}$, 슬롯의 폭 $W=0.06\text{mm}$, 유전체의 유전율 $\epsilon_r=13.0$ 인 구조와, 공간격자 $\Delta h=0.01\text{mm}$, 시간간격 $\Delta t=0.017\text{psec}$ 으로 설정하였다.

전체 계산공간은 $40\Delta x \times 18\Delta y \times 80\Delta z$ 로 설정하였는데, 흡수경계조건으로 수정분산경계조건을 사용하였기 때문에 적은 격자수로도 시뮬레이션이 가능하였다. 파의 진행방향에 대해서는 분산경계조건을 적용하였고, 측면과 위 아래면에 대해서 수정분산경계조건을 적용하였는데, 수정분산경계조건에서는 식(12)에서 α_n 는 각각 $\alpha_{x1}=0.965$, $\alpha_{x2}=0.98$, $\alpha_{y1}=0.95$, $\alpha_{y2}=1$, $\alpha_{z1}=1$, $\alpha_{z2}=1$ 의 값을 사용하였고, $\epsilon_{\text{reff}1}$ 는 $\epsilon_{\text{reff}x1}=3$, $\epsilon_{\text{reff}x2}=10$, $\epsilon_{\text{reff}y1}=3$, $\epsilon_{\text{reff}y2}=10$, $\epsilon_{\text{reff}z1}=7$, $\epsilon_{\text{reff}z2}=10$ 의 값을 사용하였다. <그림9>는 $t=300\Delta t$ 일때 유전체와 공기의 접합면에서 관찰한 Ex성분의 공간파형으로 금속 가장자리효과(edge effect)를 관찰할 수 있다. <그림10>는 $z=10, 20, 30, 40, 50, 60, 70\Delta z$ 의 한쪽 금속스트립의 한 절점아래에서 관찰한 전계의 변화로 시간이 지나면서 분산과 방사의 효과때문에 마이크로스트립선로에 비해 더 크게 펄스의 크기가 감소하면서 펄스폭은 증가하는 것을 볼 수 있다.

이렇게 얻어진 시간영역 결과로부터 유효유전율과 특성임피던스를 구해보았는데 유효유전율은 Cohn의 식^[20]에 의해 구해진 결과와 비교하여 잘 일치하는 것을 확인하였다. 특성임피던스 역시 경험식과 비교하여 확인하였는데, 주파수가 높아지면서 방사가 커지기 때문에 임피던스가 조금씩 감소하는 것을 볼 수 있다. 특성임피던스

의 경우에는 y축방향의 격자수를 늘려서 시뮬레이션하여 결과를 얻었는데, 슬롯의 폭에 비해 금속스트립의 폭이 15배정도가 되어야 전류분포를 무시할 수 있기 때문이다. 따라서 수정분산경계조건을 사용할 경우 특성임피던스의 값을 정확하게 구하기 위해서는 시뮬레이션 격자수가 충분히 커야한다는 사실을 알 수 있다.

3. 동일평면선로 (Coplanar Line : CPW, CPS)

CPW선로는 주파수 영역에서 푸리에변환이 가능한 전류분포함수를 가정하는 Galerkin방법을 사용하여 해석하는 주파수영역 해석법으로 해석되어 왔다^[5]. 유한영역 시간차분법을 이용하여 Liang(1989)^[17]은 CPW선로의 특성을 구했는데, 회로의 종단면에서 개방회로(open circuit)가정과 단락회로(short circuit)가정을 세워 시뮬레이션을 했기 때문에 두 번 시뮬레이션을 하여야 한다. 이와 달리 본 논문에서는 경계조건중 분산경계조건을 사용하여 CPW선로의 특성을 구하였다. 본 논문에서는 또한 CPW선로와 대칭인 구조의 CPS 선로에 대해서도 해석을 하였는데, CPS의 경우에는 수정분산경계조건을 사용하였다.

본 논문에서 해석한 CPW선로와 CPS선로의 구조는 <그림13>과 같으며, 역시 구조의 대칭성을 갖기 때문에 중심에 각각 자기벽과 전기벽을 세워 반쪽영역만 해석하였다. CPW선로의 경우 유전체의 두께 $H=0.1\text{mm}$, 슬롯의 폭 $W=0.06\text{mm}$, 중앙스트립의 폭 $S=0.12\text{mm}$, 유전체의 유전율 $\epsilon_r=13.0$ 인 구조와, 공간격자 $\Delta h=0.01\text{mm}$, 시간간격 $\Delta t=0.0111\text{psec}$ 으로 설정하였으며, CPS선로

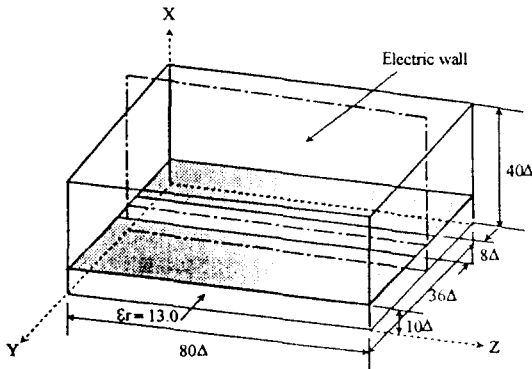


그림 8. 해석을 위한 슬롯선로의 구조
Fig. 8. Slotline structure for the analysis

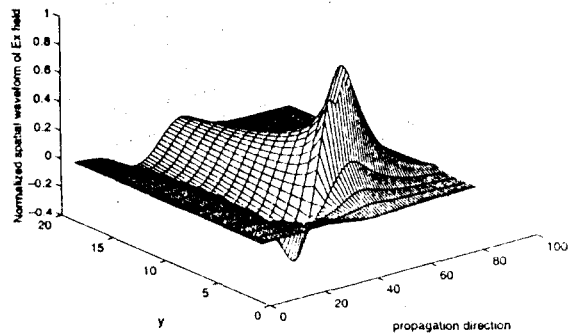


그림 9. 슬롯선로에서의 Ex 성분의 정규화된 공간파형
Fig. 9. Normalized spatial waveform of the Ex component in Slotline

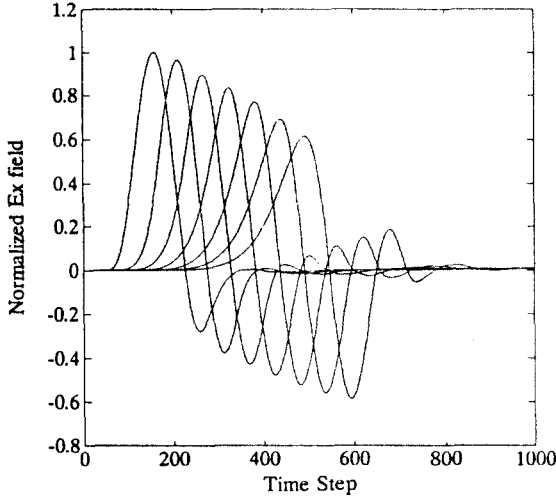


그림 10. 슬롯선로의 여러점 z에서 얻은 Ex 성분들의 정규화된 시간파형
 Fig. 10. Normalized time waveforms of Ex for the Slotline at different z's

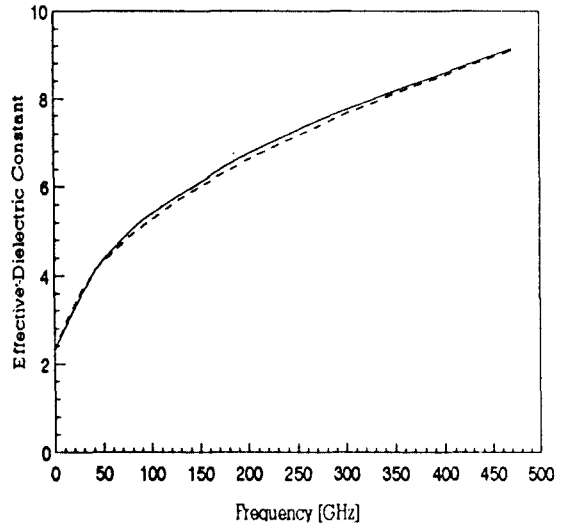


그림 11. 주파수에 따른 유효유전율의 변화
 (실선은 본논문의 결과이고 점선은 Cohn의 식으로부터 얻은 결과이다(20).)
 Fig. 11. Effective dielectric constant vs. Frequency
 (Solid line is the result of this paper and dotted line is from Cohn's formula. from the Ref. (20))

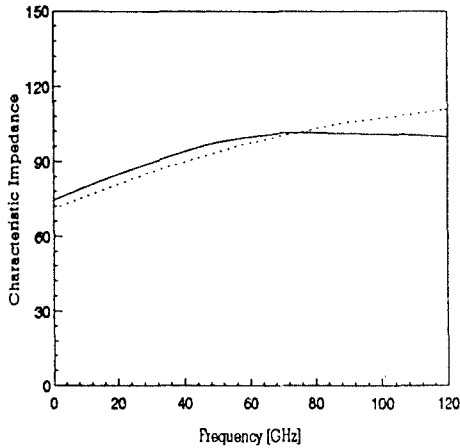


그림 12. 주파수에 따른 특성임피던스의 변화
 (실선은 본논문의 결과이고 점선은 Cohn의 식으로부터 얻은 결과이다(20).)
 Fig. 12. Characteristic Impedance vs. Frequency
 (Solid line is the result of this paper and dotted line is from Cohn's formula. from the Ref. (20))

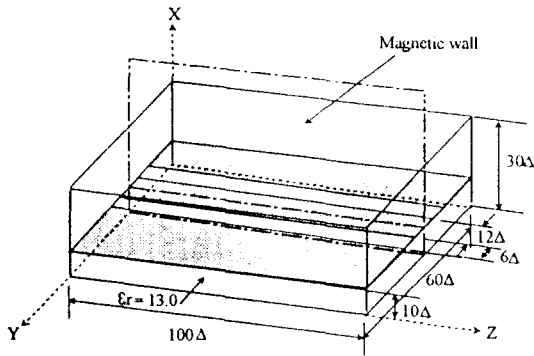
의 경우 유전체의 두께 $H=0.1\text{mm}$, 중앙슬롯의 폭 $S=0.12\text{mm}$, 스트립의 폭 $W=0.06\text{mm}$, 유전체의 유전율 $\epsilon_r=13.0$ 인 구조와, 공간격자 $\Delta h=0.01\text{mm}$, 시간간격 $\Delta t=0.0163\text{psec}$ 으로 설정하였다.

전체 계산공간은 CPW선로, CPS선로 각각 $30\Delta x \times$

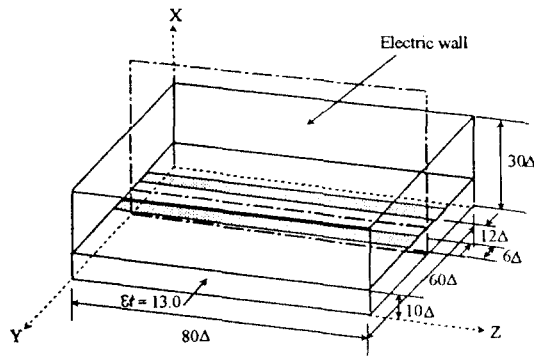
$30\Delta y \times 100\Delta z$, $30\Delta x \times 30\Delta y \times 80\Delta z$ 으로 설정하였으며, 흡수경계조건으로 CPW선로는 분산경계조건을 CPS선로는 슬롯선로와 마찬가지로 수정분산경계조건을 사용하였다. <그림14>는 $t=300\Delta t$ 일때 유전체와 공기의 접합면에서 관찰한 Ex성분의 공간파형이며, <그림15>은 CPW선로는 $z=20, 30, 40, 50, 60, 70\Delta z$ 의 중앙스트립의 한 절점아래에서 관찰한 전계의 변화이고, CPS선로에서는 한쪽 스트립의 한 절점아래에서 관찰한 전계의 변화로서 CPW선로의 경우는 펄스의 크기가 크게 변하지 않는 것으로 보아 방사되는 양이 적으며, CPS선로는 CPW선로에 비해 분산과 방사의 효과가 크다는 사실을 알 수 있다.

<그림16>은 주파수에 따른 CPW선로와 CPS선로의 유효유전율과 주파수에 따른 특성임피던스의 변화이다. 일반적으로 CPW선로와 CPS선의 유효유전율은 대칭적인 구조를 가질때 같은 값을 갖는다고 알려져 있는데⁽²²⁾, 유한차분 시간영역법을 이용하여 얻은 결과를 비교해볼 때 대체로 일치하는것을 확인할 수 있다.

<그림17>는 주파수에 따른 특성임피던스의 변화이다. CPW선로와 CPS선로는 주파수에 따라 특성임피던스의

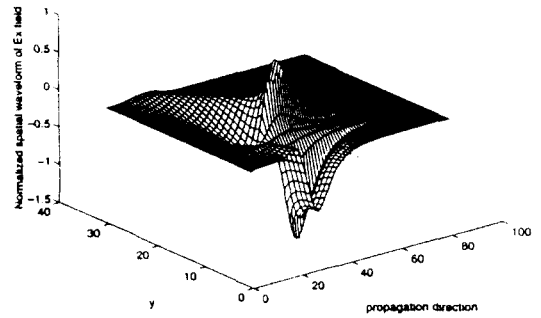


(a) CPW 구조

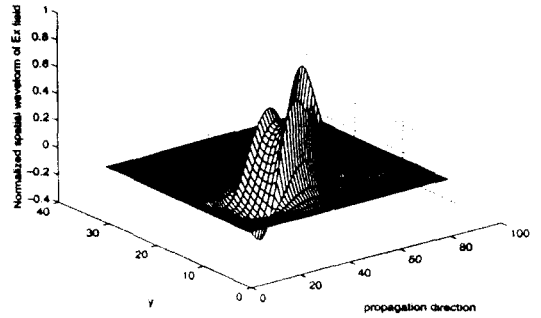


(b) CPS 구조

그림 13. 해석을 위한 CPW선로, CPS선로의 구조
Fig. 13. CPW line and CPS line structure for the analysis

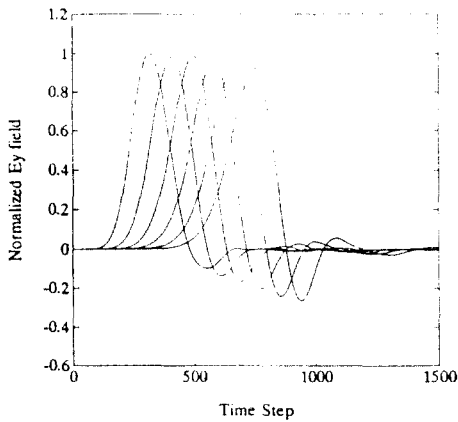


(a) CPW 선로

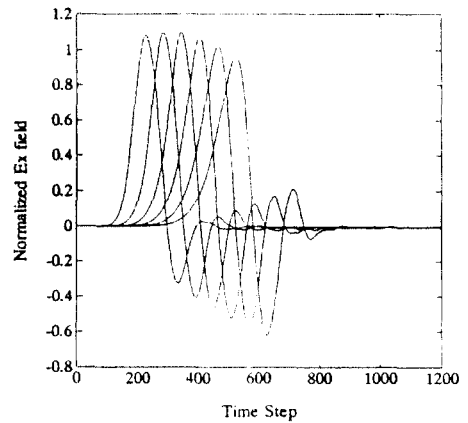


(b) CPS 선로

그림 14. CPW, CPS선로에서의 Ex 성분의 정규화된 공간파형
Fig. 14. Normalized spatial waveform of the Ex component in CPW and CPS line



(a) CPW 선로



(b) CPS 선로

그림 15. CPW, CPS선로의 여러점 z에서 얻은 Ey 성분들의 정규화된 시간파형
Fig. 15. Normalized time waveforms of Ey for the CPW and CPS line at different z's

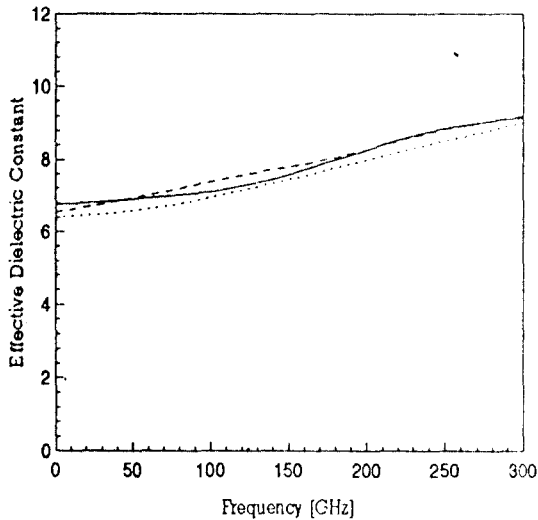


그림 16. 주파수에 따른 유효유전율의 변화
(실선은 CPW선로의 FDTD 해석결과이고 쇄선은 CPS 선로의 FDTD 해석결과이며, 점선은 참고문헌 [22]으로부터 얻은 결과이다.)

Fig. 16. Effective dielectric constant vs. Frequency (Solid line is obtained from FDTD analysis of CPW line and dashed line is obtained from FDTD analysis of CPS line, dotted line is derived from the Ref. [22])

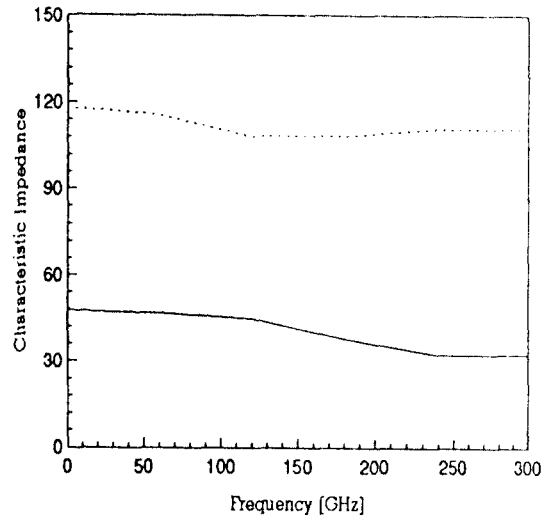


그림 17. 주파수에 따른 특성임피던스의 변화
(실선은 CPW선로의 FDTD 해석결과이고 점선은 CPS 선로의 FDTD 해석결과이다)

Fig. 17. Characteristic Impedance vs. Frequency (Solid line is obtained from FDTD analysis of CPW line and dotted line is obtained from FDTD analysis of CPS line)

변화가 크지 않으며 슬롯의 폭(W)과 스트립의 폭(S)의 비에 따라 특성임피던스가 변한다고 알려져 있는데^[4], 본 논문에서 해석한 구조는 $S/(S+2W)$ 의 값이 0.5이며, 이 때 CPW선로는 대략 50Ω의 값을 갖고, CPS선로는 120Ω의 값을 갖도록 설계되었다. 본 논문의 결과로부터 주파수에 따라 특성임피던스의 변화가 크지 않다는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 유한차분 시간영역법을 사용하여 MIC 및 MMIC 회로에 다양하게 사용되는 마이크로스트립선로, 슬롯선로, CPW선로, CPS선로의 주파수 특성으로서 대표적인 인자인 유효유전율과 특성임피던스를 구해보았다. 흡수경계조건으로서 마이크로스트립선로와 CPW선로인 경우에는 분산경계조건을 적용하였고, 슬롯선로와 CPS선로의 경우에는 수정분산경계조건을 적용하였으며, 기존의 해석된 결과들과 일치하는 것을 확

인 할 수 있었다. 따라서 향후 사용하는 주파수대역이 점점 높아지면서 각 선로의 데이터의 확보에 있어 유한차분 시간영역법이 유용하게 쓰일 수 있다는 것을 확인하였다. 유한차분 시간영역법은 각 선로에서 실제로 필드가 여기되는 모습을 관찰할 수 있으며, 시간영역의 데이터로부터 푸리에변환을 통해 원하는 주파수 대역의 주파수특성을 한번에 구할 수 있다는 장점을 갖기 때문에 매우 유용하게 쓰일 수 있지만 시간영역의 작은 오차로도 주파수영역에서의 오차는 매우 크다는 단점을 갖기 때문에 이의 개선이 필요하다. 본 논문에서는 각 선로에 흡수경계조건을 다르게 적용함으로써 이를 개선할 수 있는 가능성을 제시하였으며 더 나은 흡수경계조건의 제안과 적용이 컴퓨터의 효율성과 함께 고려되는 것이 필요하다고 생각된다.

參考文獻

1. T. Shibata, T. Hayashi, and T. Kimura, "Analy-

- sis of Microstrip Circuits Using Three Dimensional Full-Wave Electromagnetic Field Analysis in the Time Domain," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-36, No.6, pp.1064-1070, June, 1988.
2. R.Sorrentino, F.Alessandri, M.Mongiardo, G.Avitable, and L.Roselli, "Full-wave modeling of Via hole Grounds in Microstrip by Three-dimensional Mode Matching Technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-40, No.12, pp.2228-2234, Dec. 1992.
 3. R.K.Hoffman, Handbook of *Microwave Integrated Circuits*, Artech House, 1987.
 4. K.C.Gupta, R.Garg, and I.J.Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1979.
 5. T.Itho, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, Wiley, 1989.
 6. K.Bierwirth, N.Schulz, and F.Arndt, "Finite-Difference Analysis of Rectangular Dielectric Waveguide Structures," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, No.11, pp.1104-1114, Nov. 1986.
 7. D.H.Choi and W.J.R.Hoefler, "The Finite-Difference Time-Domain Method and Its Application to Eigenvalue Problems," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, No.12, pp.1464-1470, Dec. 1986.
 8. W.J.R.Hoefler, "The Transmission-Line Matrix Method-Theory and Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, No.10, pp.882-893, Oct. 1985.
 9. S.B.Worm and R.Pregla, "Hybrid-Mode Analysis of Arbitrarily Shaped Planar Microwave Structures by the Method of Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-32, No.2, pp.191-196, Feb. 1984.
 10. X.Zhang and K.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.
 11. K.S.Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. AP-14, No.3, pp.302-307, May. 1966.
 12. G.Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. EMC-23, No.4, pp.377-382, Nov. 1981.
 13. Z.Bi, K.Wu, C.Wu, and 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.
 14. J.Fang and K.K.Mei, "A Super-Absorbing Boundary Algorithm for Solving Electromagnetic Problems by Time-Domain Finite-Difference Method," in *1989 IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp.472-475, June. 1988.
 15. Q.Chen, and V.F.Fusco, "Three Dimensional Finite-difference Time-domain Slotline Analysis on a Limited memory Personal Computer," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-43, No.2, pp.358-362, Feb. 1995.
 16. X.Zhang, J.Fang, K.K.Mei, and Y.Liu, "Calculations of the Characteristics of Microstrips by the Time-Domain Finite Difference Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-36, No.2, pp.263-267, Feb. 1988.
 17. G.C.Liang, Y.W.Liu, and K.K.Mei, "Full-Wave Analysis of Coplanar Waveguide and Slotline Using the Time-Domain Finite-Difference Method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-37, No.12, pp.1949 - 1957, Dec. 1989.
 18. J.B.Knorr and K.D.Kuchler, "Analysis of Coupled Slots and Coplanar Strips on Dielectric

- Substrate." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-23, No.7, pp.541-548, July, 1975.
19. G.C.Liang, Y.W.Liu, and K.K.Mei, "On the Characteristic of the Slotline." in 1989 *IEEE AP-S Int. Symp. Dig.*, pp.718-721, June, 1989.
20. R.Garg and K.C.Gupta, "Expressions for Wavelength and Impedance of a Slot line." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-24, pp.523, Aug. 1976.
21. G.C.Liang, Y.W.Liu, and K.K.Mei, "Analysis of Coplaner waveguide by the Time-Domain Finite-Difference Method," in 1989 *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.1005-1008, June, 1989.
22. G.Hasnain, A.Dienes, and J.R.Whinnery, "Dispersion of Picosecond Pulses in Coplanar Transmission Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-34, No.6, pp.738-741, June, 1986.



洪 翼 杓(Ic Pyo Hong) 정회원

1994년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1994년 3월~현재 : 연세대학교 전자공학과 대학원 석사과정
 *주관심 분야 : 전자기해석, 초고주파회로설계



張 炳 俊(Byung Jun Jang) 정회원

1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 대학원(공학박사)
 1992년 3월~현재 : 연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정
 1995년 3월~현재 : LG전자 미디어통신연구소 주임연구원
 *주관심 분야 : 전자기해석, 안테나, 초고주파회로설계, 이동통신



尹 怡 重(Young Joong Yoon) 정회원

1959년 3월 9일생
 1981년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1986년 9월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1991년 12월 : Georgia Institute of Technology 졸업(Ph.D.)
 1992년 3월~1993년 2월 : 한국전자통신연구소 위성통신기술 연구단 선임연구원
 현재 : 연세대학교 전파공학과 조교수
 *주관심 분야 : 안테나, 전파전파, 위성통신 등임.



朴 漢 奎(Han Kyu Park) 정회원

1941년 6월 21일생
 1964년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1968년 2월 : 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
 1973년 : 불란서 파리대학교(소르본 대학교) 박사과정 수료(DEA)
 1975년 : 불란서 파리6대학교(Ph.D.)
 1976년~1992년 : 연세대학교 전자공학과 교수
 1992년~현재 : 연세대학교 전파공학과 교수
 *주관심 분야 : 마이크로파, 전파전파, 안테나