

論文98-35D-10-2

FDTD 방법을 이용한 동축선로 끝단에서의 전파반사 분석 (Analysis of Wave Reflection from an Open-Ended Coaxial Probe Using the FDTD Method)

朴基億*, 孫秉文**, 吳二錫**, 具然健**

(Ki-Eok Park, Byong-Moon Son, Yisok Oh, and Yeon-Geon Koo)

요 약

본 논문에서는 다양한 물질에 접촉해 있는 여러 형태의 동축선 끝단에서의 전파반사를 FDTD 방법으로 해석하였다. 3차원의 해석 구조를 2차원 원통 좌표계로 변환하여 매우 효율적으로 계산할 수 있었다. FDTD 계산결과를 통하여, 주파수가 높아지거나 또는 동축선로의 직경이 증가할 때 동축선 끝단에서의 반사크기가 줄어든다는 것을 알았다. 이 방법을 적용하여 다층 구조에서의 전파반사도 해석하였으며, 측정결과와 이론식을 이용하여 본 해석 방법을 검증하였다.

Abstract

The wave reflections from several types of open-ended coaxial probes contacted on the various materials have been analyzed precisely by using the finite-difference time-domain(FDTD) technique in this paper. Due to the coordinate transformation from three-dimension to two-dimension, the computation was performed very efficiently. It was found that the reflection from an open-ended coaxial probe reduces as frequency or diameter of a coaxial line increases. The reflections from multi-layered media were also analyzed by the FDTD method. This analysis technique was verified by comparison with measurements and theoretical computations.

I. 서 론

마이크로파에서의 매질 내 반사특성에 대한 정확한 정보는 통신 및 레이더, 의학, 산업분야 등에서 날로 그 중요성이 증가하고 있다. 매질의 유전율과 반사계수의 관계를 알아냄으로써 미지 매질의 반사계수를 측

정하여 그 매질의 유전율을 추출하는 센서의 필요성도 증가하고 있다. 매질의 유전율 측정방법에는 동축선로, 링 공진기, 도파관, Fabry-Perot 공진기 등을 이용하는 방법이 있으며, 제작이 쉽고 다양한 구조의 매질에 적용이 쉬운 동축선로 끝단이 많이 이용된다^[1].

그러나, 동축선로 끝단을 이용한 유전율 측정장비는 그 정확성에 있어서 문제가 제기되고 있고^[2], 그 구조에 따라 다른 특성을 보이는^[3] 등 실제 사용시의 문점이 많이 발생한다. 본 논문에서는 FDTD(finite-difference time-domain)방법을 이용하여 동축선로 구조와 유전율 변화에 따른 동축선로 끝단에서의 전파 반사 현상을 해석한다^[4, 5, 6].

FDTD 방법은 MOM, FEM 등 주파수영역의 해석 방법과 달리 해석구조의 모델링이 쉽고, 복잡한 구조

* 正會員, 三星電子(株)

(Samsung Electronics Co.)

** 正會員, 弘益大學校 電子電氣工學部

(Dept. of Electronics and Electrical Engineering, Hong-Ik University)

※ 본 논문은 정보통신부 대학기초연구지원으로 수행된 연구 결과의 일부입니다.

接受日字:1998年3月23日, 수정완료일:1998年8月24日

의 문제도 쉽게 해석할 수 있는 장점을 갖고 있다. 또한 동축선이 대칭구조인 점을 이용하여 2차원 원통 좌표계를 사용하여 계산시간을 대폭 줄일 수 있어 효율적으로 계산할 수 있다.

II. FDTD 해석 이론

본 논문은 전자계가 ϕ 방향에 독립적임을 이용한 식 (1)과 같은 2차원 원통 좌표계의 Maxwell 방정식을 central difference로 이산화하여 FDTD의 계산식을 유도하였다^[4].

$$\frac{\partial H_\phi}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial r} - \frac{\partial E_r}{\partial z} \right) \quad (1-a)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial t} = -\frac{1}{\epsilon} \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \quad (1-b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon r} \frac{\partial (rH_\phi)}{\partial r} \quad (1-c)$$

그림 1은 2차원 구조로 단순화된 원통 좌표계의 Yee's cell을 나타내었다. 그림 2에서와 같이 A-A' 면에 식 (2)의 TEM 모드로 가우시안 펄스를 인가하고, 인가된 위치에서 진행방향으로 약 10 Δs 떨어진 B-B' 면에서 field 샘플을 취한다. 각 경계면에는 Mur's 1차 경계조건과 분산경계조건을 사용하여 경계에서의 전파반사가 없게 하였다.

$$E_r^i(t) = \frac{V^i(t)}{\ln(b/a)r}, \quad V^i(n\Delta t) = \exp\left[-\left(\frac{n\Delta t - t_0}{T}\right)^2\right] \quad (2)$$

여기서 a 는 동축선의 내경, b 는 동축선의 외경이고 $t_0 = 3T$, $T = 17\Delta t$ 을 설정하였다. 가우시안 펄스에서 원하고자 하는 정보에 대한 만족할 만한 resolution을 얻기 위해서는 펄스의 너비가 펄스의 최대값의 5%범위를 갖게끔 T값을 정하거나 또는 관심주파수의 파장당 적어도 20개의 sample points 포함되도록 각 인자 값을 정하여야 하므로^[7, 8], 위와 같이 t_0, T 을 정하였다.

식 (1-c)를 이산화하면 식 (3)과 같이 되고, $r=0$ 인 곳에서 singularity가 발생한다.

$$E_z^{n+1} \left(i, j + \frac{1}{2} \right) = \frac{\epsilon - \Delta t \sigma}{\epsilon} E_z^n \left(i, j + \frac{1}{2} \right) + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta r} \frac{1}{r_i} \cdot [r_{i+\frac{1}{2}} H_\phi^{n+\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2} \right) - r_{i-\frac{1}{2}} H_\phi^{n+\frac{1}{2}} \left(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2} \right)] \quad (3)$$

즉 $r=0$ 인 곳에서는 식 (1)과 같은 미분형 Maxwell 방정식을 이용할 수 없기 때문에 식 (4-a)과 같은 적분형 Maxwell 방정식을 이산화하여 얻은 식 (4-b)을 이용한다.

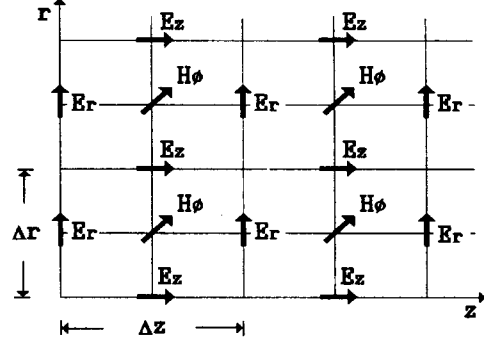


그림 1. 2차원 원통 좌표계에서의 Yee's cell.

Fig. 1. Yee's cell in the two-dimensional cylindrical coordinate.

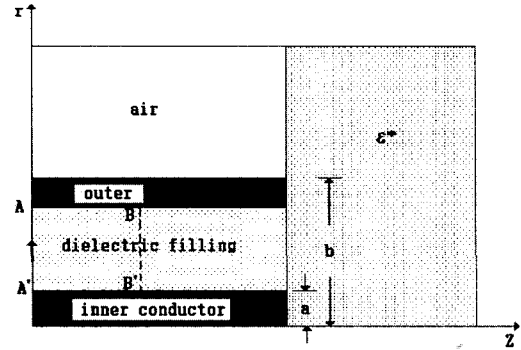


그림 2. FDTD 해석을 위한 동축선 구조

Fig. 2. Geometry of coaxial probe for FDTD analysis

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{L} = \frac{\partial}{\partial t} \int_s \vec{D} \cdot d\vec{S} \quad (4-a)$$

$$E_z^{n+1} \left(0, j + \frac{1}{2} \right) = E_z^n \left(0, j + \frac{1}{2} \right) + \frac{4\Delta t}{\epsilon \Delta r} H_\phi \left(\frac{1}{2}, j + \frac{1}{2} \right) \quad (4-b)$$

또한 이곳은 동축선로에서 전계가 가장 큰 곳이므로 계산상의 오차를 유발할 수 있기 때문에 식(5)을 이용하여 인근 값과의 외삽법을 통해 정확한 값을 얻게된다^[4].

$$E_z^n \left(0, j + \frac{1}{2} \right) = 2E_z^n \left(1, j + \frac{1}{2} \right) - E_z^n \left(2, j + \frac{1}{2} \right) \quad (5)$$

v_{\max} 가 해석구조 내에서의 최대 전파 속도일 때 공간단위격자 크기는 식 (6)의 Courant-Friedrichs-

Lewy 조건을 만족하는 값을 선택한다.

$$v_{\max} \Delta t \leq \sqrt{\frac{\Delta r^2 \Delta z^2}{\Delta r^2 + \Delta z^2}} \quad (6)$$

III. 해석 결과

해석에 사용된 동축선은 UT 250-A-SP(a=0.815mm, b=3.175mm) semi-rigid 동축선이다. 단위시간 증분과 공간단위격자 크기는 각각 $\Delta t=0.441$ ps, $\Delta s=\Delta r=\Delta z=0.20375$ mm 이었고, 동축선 내부 유전체의 유전율은 2.03이었으며, 해석구조의 크기는 $44\Delta s \times 44\Delta s$ 로 하였다.

그림 3은 주파수가 5 GHz 일 때 동축선 끝단면 부근에서의 전계분포를 나타낸 것이다. 동축선 내에서는 \hat{r} 성분만 있고 크기는 $1/r$ 에 비례하며, 해석매질에서는 \hat{z} 바깥쪽으로 갈수록 전계가 퍼지면서 크기가 작아지고 \hat{z} 성분과 함께 \hat{r} 성분이 존재하는 dipole 전계분포를 보인다.

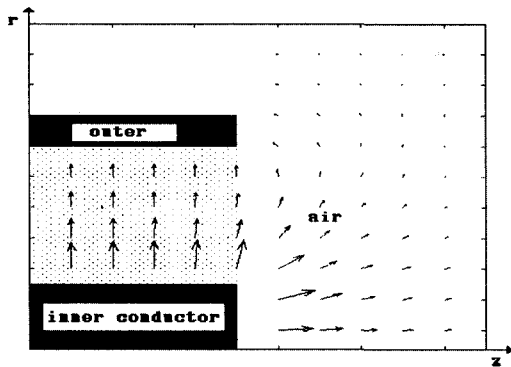


그림 3. 동축선 끝단면 부근에서의 전계분포
Fig. 3. Distribution of electric fields at the end of coaxial probe.

그림 4는 해석매질이 공기이고 동축선의 끝이 개방되어 있을 때 동축선의 반사계수를 벡터 네트워크 분석기(HP8510C)로 측정된 결과와 FDTD로 계산한 결과를 비교한 것이다. 이때 실제 측정시 발생하는 콘넥터와 동축선 probe (12 cm) 내부에서의 손실을 고려하여 반사계수를 보정하였다. 즉, 측정에 사용된 probe의 끝을 도체로 막아 완전 반사를 유도한 뒤 왕복(2-way) 손실을 측정하고, 그 손실을 측정된 반사

계수에서 보정한 뒤 FDTD 계산 결과와 비교하였다. 예를 들어, 1GHz에서 6.35mm 동축선로는 0.66dB, 3.5mm 동축선로에서는 0.31dB의 손실을 갖는다. 측정에 사용한 6.36mm coaxial probe는 외주 제작하였고, 3.5mm 동축선은 실패스로 자른 다음 부드러운 사포로 종단면을 깨끗하게 처리하였다.

일정한 b/a를 갖는 동축선(동일한 특성 임피던스 값을 갖음)이더라도 동축선의 크기에 따라 반사계수가 변함을 그림 4의 결과로부터 알 수 있다. 즉, 그림 4에서처럼 동축선에서의 반사계수가 주파수의 함수이며, 직경이 큰 동축선의 경우가 작은 동축선보다 더 작은 반사계수를 가졌다.

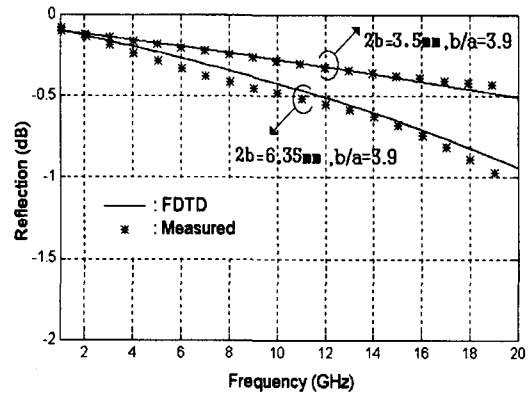
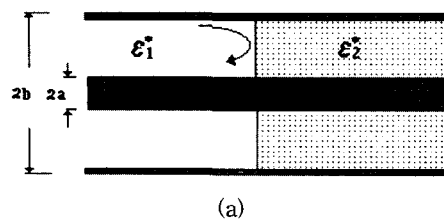
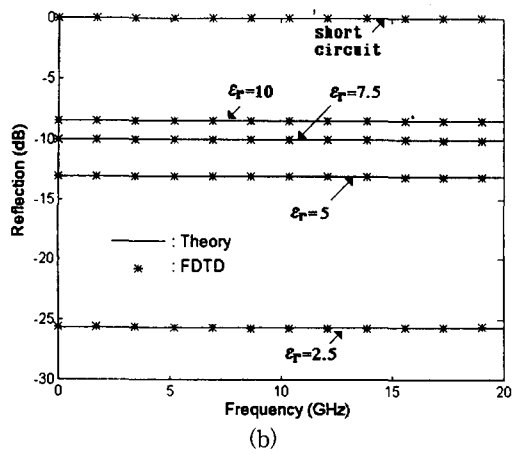


그림 4. 해석매질이 공기일 때 동축선 끝단에서의 반사계수 FDTD 계산값과 측정값의 비교
Fig. 4. Comparison of calculated and measured S11 of open-ended coaxial probe in the air.

그림 5는 이론 식으로 FDTD 계산 결과를 검증하기 위해 무한 길이의 동축선에서 서로 다른 유전체로 채워진 경우 (그림 5(a) 참조) 그 경계면에서의 반사계수를 구한 것이다. 무한 길이의 동축선일 때는 식 (7)에 의한 값과 일치하게 된다.

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (7)$$





는 $377/\sqrt{\epsilon}$, 로 줄어들게 되므로 반사크기가 줄어들게 될 것이라는 것을 추론할 수 있다. 주파수에 따라서 반사의 크기가 변하는 것은 그림 4에서 보듯이 실험과 FDTD 계산에 의해 입증되었다.

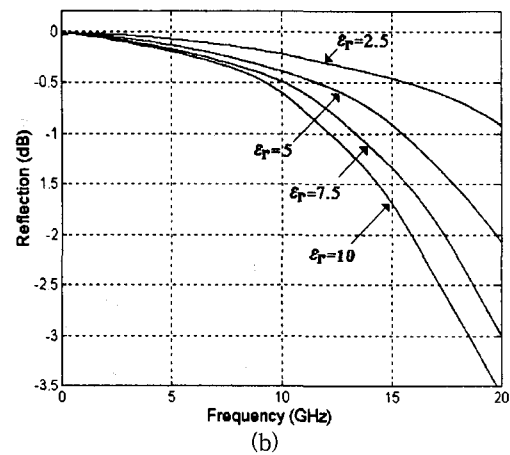
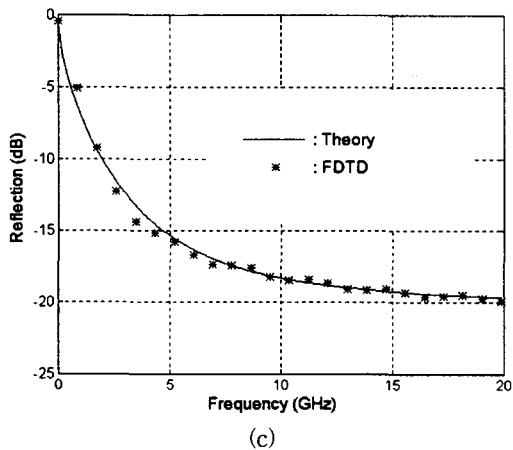
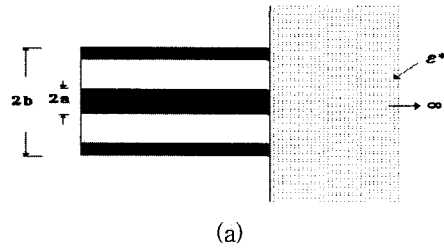


그림 5. 동축선 내 불연속에서의 반사계수 FDTD 계산값과 이론값의 비교; (a) 해석 구조, (b) 유전율이 다른 매질, (c) 손실이 있는 매질

Fig. 5. Comparison of FDTD calculation and theoretical computations for reflection from a discontinuity in a coaxial line; (a) structure for FDTD analysis, (b) various dielectric constants and (c) a lossy medium.

그림 5의 (b)는 해석매질의 유전율의 변화에 따른 반사계수의 변화를 보였고 그림 5의 (c)는 5 GHz에서 해석매질의 유전율이 3이고 $\tan \delta = 0.5$ 인 손실이 있는 매질일 때의 반사계수를 보인 것이다.

그림 6은 유전체에 접촉한 동축선 끝단에서의 반사계수 FDTD 계산값을 보인 그림이다. 그림 6의 (b)에서 해석매질의 유전율이 증가함에 따라 반사계수 값이 작아짐을 알 수 있다. 동축선 끝단에서의 불연속에서 임피던스를 이용하여 반사 특성을 이론적으로 계산하기는 불가능하지만, 동축선로의 특성임피던스는 50 Ω 이고 공기의 고유임피던스는 377 Ω 이므로 반사가 크게 되고, 유전율이 증가하면 유전체의 고유 임피던스

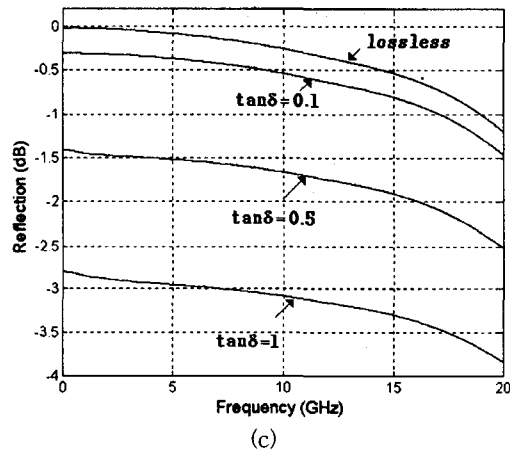


그림 6. 유전체에 접촉된 동축선 끝단에서의 반사계수; (a) 해석 구조, (b) 유전율의 변화, (c) 손실계수의 변화

Fig. 6. Reflection coefficients at an open-ended coaxial probe contacted on a dielectric medium; (a) structure, (b) various values of dielectric constant and (c) various values of loss tangent.

그림 6의 (c)는 그림 5의 (c)에서와 같은 해석매질 유전율의 실수 값이 3 이며 허수의 유전율을 갖는 손실이 있는 매질일 때 $\tan \delta$ 를 변화시키면서 반사계수를 구한 것이다. 손실이 많을 경우는 field 가 해석매질 내에서 손실로 없어지게 되어 동축선로 끝단에서의 반사계수 값이 작게된다.

그림 7은 다층구조 유전체에서의 반사계수를 FDTD로 계산한 결과이다. 동축선에서 소오스가 인가된 후 각 층에서 다중 반사한 펄스가 돌아 올 수 있도록 충분한 시간을 주었다. 매질 1은 3, 매질 2는 10의 유전율을 갖고 $d=4.68\text{mm}$ 인 2-layer의 경우는 유효유전율이 5인 하나의 층을 갖는 매질에서의 경우와 대략적으로 비슷한 값을 가지나, 다중 반사에 의해 주파수에 따라 약간씩 반사계수 크기가 오르내리는 현상을 그림 7의 (b)에서 볼 수 있다.

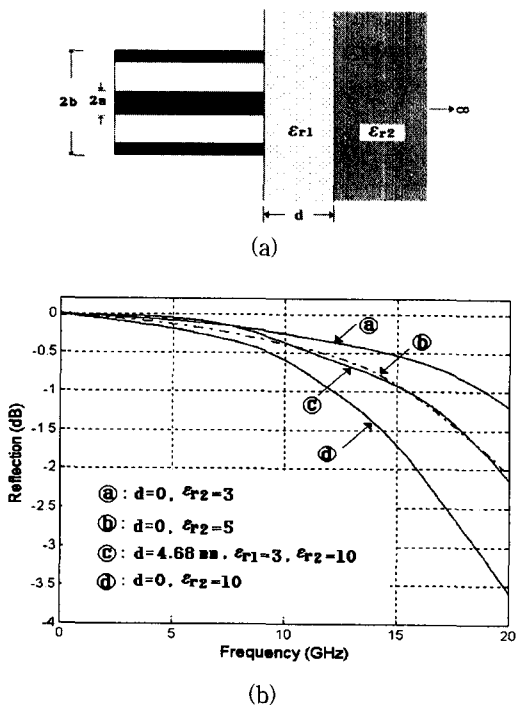


그림 7. 다층구조에서의 반사계수 (a) 다층 구조와 (b) 반사계수의 변화
 Fig. 7. Reflection coefficients of a layered medium. (a) layer structure and (b) variation of reflection coefficient

그림 8은 그림 7의 (a)의 구조에서 매질 1의 유전체 두께 d 를 변화시키면서 반사계수의 변화를 보인 것이다. 매질 1과 2의 유전율은 각각 3과 12이었다. 두

매질의 유효유전율은 매질 1의 두께가 증가함에 따라 유효 유전율은 매질 1의 유전율에 가까워지고 두께가 감소함에 따라 유효 유전율은 매질 2의 유전율에 가까워지므로, 두께가 작아질수록 반사계수가 작아지게 될 수 있다.

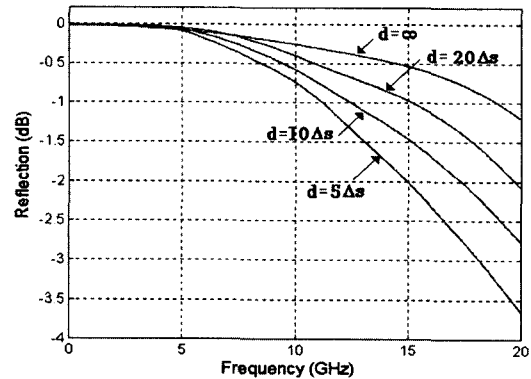


그림 8. 유전 층 두께에 따른 반사계수의 변화
 Fig. 8. Variations of reflection coefficients according to the thickness of layer.

IV. 결 론

전자계가 대칭구조로 분포함을 이용하여 동축선의 3차원구조를 2차원 원통 좌표계로 FDTD 모델링하여 효율적으로 계산할 수 있었다. FDTD로 계산된 반사계수와 실제 측정값 및 이론식으로 계산한 값을 비교하여 FDTD 방법의 정확성을 입증하였다. 임피던스가 같은 동축선이라도 동축선의 크기에 따라 반사계수가 변함을 알 수 있었다. 또한, 같은 크기의 동축선 끝단을 이용해도 주파수가 증가함에 따라 반사계수의 크기는 줄어든다. 접촉된 물질의 유전율이 증가함에 따라 반사계수의 크기가 감소한다는 것도 알 수 있었다. 해석매질이 2-layer 일 때 각 유전체의 두께를 변화시킴으로써 유효유전율이 변화하여 반사계수가 변함을 보였다. 이런 다층 구조의 유전체에 대한 반사계수를 정확히 도출하는 과정은 각 유전층에 대한 정보를 알아내어 의학분야나 지질원격탐사 등과 같은 곳에 응용이 가능하다.

참 고 문 헌

[1] D. R. Brunfelt, "Theory and design of a field-portable dielectric measurement sys-

- tem", *Proc. IGARSS'87 Symp.* pp. 559-563, Ann Arbor, USA, 1987.
- [2] T. J. Jackson, "Laboratory evaluation of a field-portable dielectric soil moisture probe", *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 28, pp. 241-245, 1990.
- [3] A. Stuchly and S. S. Stuchly, "Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies-A review", *Instrum. Meas.*, vol. IM-29, pp. 176-183, 1980.
- [4] M. Okoniewski, J. Anderson, E. Okoniewska and S. S. Stuchly, "Numerical analysis of the open-ended coaxial line radiating into the lossy and dispersive medium.", *IEEE AP-S.* vol 3, pp. 1438-1441, 1994.
- [5] G. Maloney, G. S. Smith and W. R. Scott, Jr., "Accurate computation of the radiation from simple antenna using the finite-difference time-domain method", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, pp. 1059-1068, 1990.
- [6] S. Bakhtiari, S. I. Ganchev and R. Zoughi, "Analysis of radiation from an open-ended coaxial line into stratified dielectrics", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. 42 pp. 1261-1267, 1994.
- [7] D. M. Sheen and S. M. Ali, "Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 849-857, 1990.
- [8] 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. 36, pp. 1775-1787, 1988.

 저 자 소 개



朴基億(正會員)

1971년 1월 14일생. 1996년 2월 홍익대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1998년 2월 홍익대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사). 1998년 3월 ~ 현재 삼성전자 무선개발팀 연구원. 연구분야는 안테나 해석 및 전파전파



吳二鐸(正會員)

1957년 2월 4일생. 1982년 2월 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1988년 12월 University of Missouri-Rolla 전기 및 컴퓨터공학과 졸업(MS). 1993년 12월 University of Michigan, Ann Arbor 전기공학 및 컴퓨터공학과 졸업(PhD). 1994년 3월 ~ 현재 홍익대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는 전자파 산란 및 전파, 마이크로파 원격탐사

孫乘文(正會員)

1989년 2월 홍익대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1992년 2월 홍익대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1994년 1월 LG 정밀연구소 1998년 현재 홍익대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 연구분야는 마이크로파회로 설계 및 안테나 해석

具然健(正會員)

1965년 2월 서울대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1967년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1968년 ~ 1969년 캐나다 McGill 대학원. 1977년 2월 건국대학교 전자공학과 대학원(공학석사). 1967년 전기통신 연구소. 1973년 전파 관리국. 1975년 ~ 1979년 단국대학교 조교수. 1979년 ~ 현재 홍익대학교 교수. 연구분야는 전자장, 초고주파 및 안테나해석