

論文99-36D-8-3

복소유전율 측정용 개방단말 동축선 프로브 제작오차의 영향에 관한 FDTD 모의계산

(FDTD Simulation on the Effect of Manufacturing Error of an Open-Ended Coaxial Probe for Measuring Complex Permittivity)

辛 炫*, 玄昇燁*, 金尙昱**, 金世潤**

(Hyun Shin, Seung-Yeup Hyun, Sang-Wook Kim, and Se-Yun Kim)

요 약

개방단말 동축선 프로브의 제작오차가 프로브에 접촉된 매질의 복소유전율 측정에 얼마나 강한 영향을 미치는지를 살펴보기 위한 수치계산을 수행하였다. 몇 가지 종류의 유전체를 접촉시킨 개방단말 동축선 프로브의 반사계수는 FDTD 방법을 적용해 수치계산 하였다. 이러한 계산된 반사계수들을 새로운 가상의 전송선 모델에 적용시켜 복소유전율로 환산하였는데, 본 논문에서 사용한 방법은 기존의 방법보다 물리적으로 더 의미가 있는 방법이다. 개방단말 프로브에 약간의 제작오차가 있을 때에도 복소유전율에는 큰 오차가 발생함을 알 수 있었다.

Abstract

Numerical simulations are performed to estimate how strongly the manufacturing error of an open-ended coaxial probe affects its measured complex permittivity of a contacted medium. The reflection coefficients of several dielectric materials contacted with an open-ended coaxial probe are calculated by employing the FDTD method. And then those complex permittivities are reconstructed by applying the calculated reflection coefficients into a new imaginary transmission-line model, which reveals more physically meaningful than the conventional model. It is found that the reconstructed complex permittivities suffer from significant error in spite of a slight imperfection of open-ended coaxial probe.

I. 서 론

* 學生會員, 高麗大學校 電波工學科

(Department of Radio Science and Engineering, Korea University)

** 正會員, 韓國科學技術研究員 情報電子研究部 映像미디어研究센터

(Imaging Media Research Center, Div. Information & Electron. Tech., KIST)

接受日字:1998年11月19日, 수정완료일:1999年7月19日

전자파 유전체의 개발, 초고주파를 이용한 인체 진단, 건축 구조물의 습기 함유량 측정 등의 여러 목적으로 주파수에 따른 매질의 복소유전율 측정기술의 개발이 요구되고 있다. 이러한 목적을 위한 복소유전율 측정 기술로는 cavity를 이용한 공동공진기법, 전송선로법, 개방단말 프로브법등 많은 방법이 있다. 매질의 복소유전율을 측정하는 여러 방법 중에서 개방단말 프로브 법은 정확성 면에서는 공동공진기법이나 전송선

로법에 비해 떨어지지만 넓은 주파수 대역에서 사용이 가능하고 측정매질을 가공할 필요가 없다는 장점을 가지고 있다^[11]. 또한 유전체가 가공이 불가능한, 예를 들어 토양이나 건축물 그리고 인체 같은 경우의 비파괴 검사 복소유전율 측정법으로 각광받고 있다^[2].

개방단말 프로브법은 측정된 반사계수로부터 복소유전율을 환산하게 된다. 이 때 사용되는 환산식은 nomogram을 만들어 이용하는 방법^[3], 등가회로를 이용하는 방법^[4], 가상의 전송선을 이용하는 방법^[5] 등이 있다. 이들 환산 방법 중에서 가상의 전송선을 이용하는 방법이 우수하다고 알려져 있다^[6]. 그러나 프로브의 제작시 발생하는 오차가 반사계수 측정에 영향을 주므로 복소유전율 측정에도 많은 영향을 끼치게 된다.

본 논문에서는 프로브 제작 시에 발생할 수 있는 오차를 네 가지 경우로 선정하였고, 각각의 경우에 대해서 반사계수가 얼마나 다른지를 DC~3GHz의 주파수 대역에서 FDTD방법을 이용하여 모의 계산하였다^[7,8]. FDTD 방법으로 구한 반사계수로부터 각각의 오차 경우의 복소유전율을 계산하여 제작오차가 얼마나 매질의 유전율 측정에 영향을 미치는지를 알아보고 있는데, 환산하는 방법은 새로운 가상의 전송선을 이용한 등가모델을 이용하여 계산하였다.

II. FDTD 시뮬레이션

본 논문에서 해석하고자 하는 개방단말 프로브의 전체적인 구조는 그림 1과 같다.

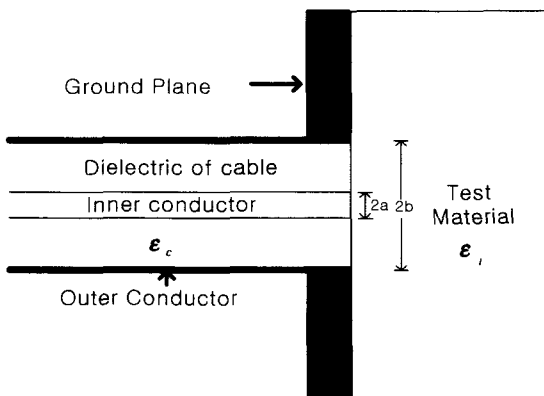


그림 1. 개방단말 동축선 프로브의 구조
Fig. 1. Geometry of an open-ended coaxial probe.

동축선은 원통 구조이고 대칭성을 지니고 있으므로

원통좌표계(r, θ, z)를 쓰는 것이 편리하다. 이 때 동축선의 입사파는 TEM 모드 이어서 모든 전자파는 θ 방향에 대해 변화가 없다. 따라서 본 논문에서 해석하는 문제 구조에서 존재하는 전자계는 H_θ, E_r, E_z 성분만 있으므로 해석해야 하는 3차원 공간을 r 축 과 z 축의 2차원 공간으로 줄일 수 있다^[7]. 또한 동축선이 내심을 기준으로 대칭적이라는 사실에서 2차원 공간의 절반만 해석함으로써 수치계산에 걸리는 시간을 줄일 수 있었다. 수치계산하는 전체 영역은 그림 2의 (a)와 같고, 계산하는 전자계의 FDTD 격자구조는 그림 2의 (b)와 같다.

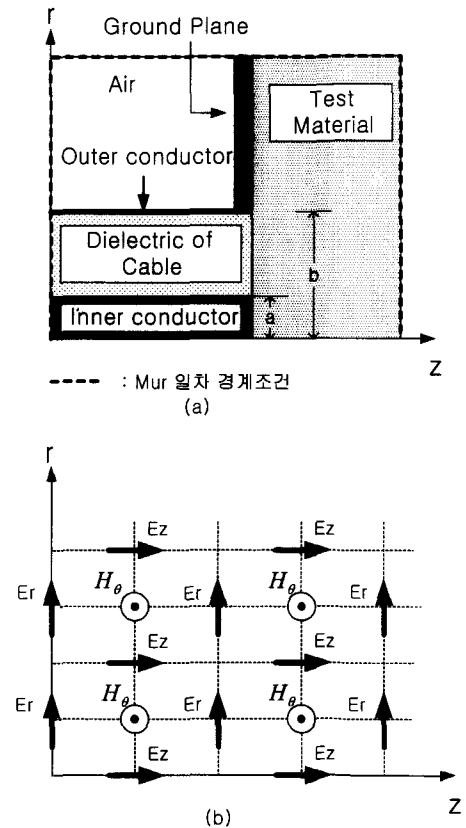


그림 2. FDTD 모델링 (a) 단면도 (b) FDTD 격자구조
Fig. 2. FDTD modeling (a) cross-sectional view (b) FDTD grid.

전자계가 θ 방향에 독립적임을 이용한 이차원 원통좌표계에서의 Maxwell 방정식은 다음과 같다.

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

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

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

식(1)에서 복소유전율 ϵ_i 는 Debye Dispersion Formula^[8]를 이용하여 정의하였고 다음의 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\epsilon_i(\omega) = \epsilon_i'(\omega) - j\epsilon_i''(\omega) = \epsilon_{i\infty} + \frac{\epsilon_{is} - \epsilon_{i\infty}}{1 + j\omega\tau_i} \quad (2)$$

복소유전율 $\epsilon_i(\omega)$ 에 관한 (2)식을 유효유전율과 유효도전율로 나타내면 다음과 같다.

$$\epsilon_e(\omega) = \epsilon_{i\infty}\epsilon_0 + \frac{(\epsilon_{is} - \epsilon_{i\infty})\epsilon_0}{1 + (\omega\tau_i)^2} \quad (3a)$$

$$\sigma_e(\omega) = \sigma_{i0} + \frac{(\epsilon_{is} - \epsilon_{i\infty})\epsilon_0\omega^2\tau_i}{1 + (\omega\tau_i)^2} \quad (3b)$$

여기서 ϵ_{is} 는 $\omega \rightarrow 0$ 일때의 정적유전율(static permittivity), $\epsilon_{i\infty}$ 는 $\omega \rightarrow \infty$ 일때의 무한유전율(infinite permittivity), σ_{i0} 는 $\omega \rightarrow 0$ 일때의 정적도전율(static conductivity), τ_i 는 이완시간(relaxation time)을 나타낸다.

분산매질(dispersive material)에 대한 이차원 원통좌표계에서의 유한 차분 방정식은 재현 기법(recursive technique)을 이용하면 전계 성분을 다음과 같이 나타낼 수 있다^[9].

$$\vec{E}^{n+1} \left(i + \frac{1}{2}, j \right) \quad (4)$$

$$= \left(\frac{2\epsilon_0\epsilon_{i\infty} - \sigma_{i0}\Delta t}{2\epsilon_0\epsilon_{i\infty} + 2\epsilon_0X^0 + \sigma_{i0}\Delta t} \right) \vec{E}^n \left(i + \frac{1}{2}, j \right) + \left(\frac{2\epsilon_0}{2\epsilon_0\epsilon_{i\infty} + 2\epsilon_0X^0 + \sigma_{i0}\Delta t} \right) \vec{\Psi}^n \left(i + \frac{1}{2}, j \right) + \left(\frac{2\Delta t}{2\epsilon_0\epsilon_{i\infty} + 2\epsilon_0X^0 + \sigma_{i0}\Delta t} \right) \nabla \times \vec{H}^{n+\frac{1}{2}}$$

$$\text{여기서 } X^m = (\epsilon_{is} - \epsilon_{i\infty})e^{-\frac{m\Delta t}{\tau_i}} \left[1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau_i}} \right] \quad (5)$$

$$\Delta X^m = X^{m+1} - X^m = (\epsilon_{is} - \epsilon_{i\infty})e^{-\frac{m\Delta t}{\tau_i}} \left[1 - e^{-\frac{\Delta t}{\tau_i}} \right]^2 \quad (6)$$

$$\vec{\Psi}^n = \sum_{m=0}^{n-1} \vec{E}^{n-m} \Delta X^m \quad (7)$$

그런데 식(1c)에서 z 방향 전계성분은 $r=0$ 인 지점에서 singular하게 되는데, 이 때의 전계 값은 외삽법(extrapolation)을 이용하여 다음과 같이 구하였다^[10].

$$E_z^n(0, z) = 2E_z^n(1, z) - E_z^n(2, z) \quad (8)$$

또한 $r=0$ 인 면을 제외한 나머지 세면에서는 Mur의 일차원 흡수경계조건을 적용하여 계산영역을 줄였다^[11].

III. 유전율 환산

FDTD 시뮬레이션을 통해 수치 계산적인 방법으로 구하는 값은 반사계수인데, 실제로 측정하기를 원하는 것은 매질의 복소유전율이므로 반사계수로부터 복소유전율로의 환산이 필요하다. 본 논문에서는 그림 3과 같이 측정 매질을 끝이 개방된 임의의 길이 D 를 갖는 가상의 전송선으로 등가화하고, 동축선과 측정매질 사이의 접촉면인 $z=0$ 에서의 불연속은 등가회로상에 가상의 어드미턴스를 도입으로써 기존의 등가모델 [5]보다 물리적인 의미가 분명한 새로운 등가모델로 문제를 바꾸었다.

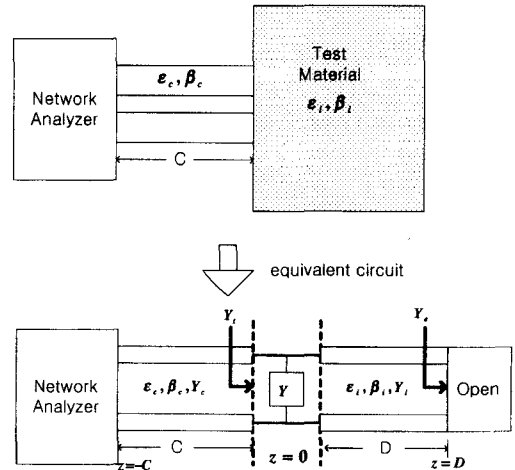


그림 3. 개방단말 동축선 프로브의 등가 모델
Fig. 3. Equivalent circuit of an open-ended coaxial probe.

그림 3의 등가모델을 이용한 유전율 환산과정을 살펴보면 다음과 같다. 먼저 등가회로로부터 $z=0$ 에서의 입력 어드미턴스를 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_i = Y + Y_i \frac{Y_e + jY_i \tan(\beta_i D)}{Y_i + jY_e \tan(\beta_i D)} \quad (9)$$

그런데 해석하고자 하는 구조가 동축선 끝단이 개방된 경우이므로 $Y_e \approx 0$ 으로 생각할 수 있고, 따라서 식(9)는 다음과 같이 근사화된다.

$$Y_i \approx Y + jY_i \tan(\beta_i D) \quad (10)$$

잘 알려져 있는 동축선의 임피던스에 관한 식으로부터 실제 동축선과 가상의 동축선의 어드미턴스는 각각 다음과 같다.

$$Y_c = \frac{\sqrt{\epsilon_c}}{60 \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (11)$$

$$Y_i = \frac{\sqrt{\epsilon_i}}{60 \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \quad (12)$$

그리고 $z = -C$ 에서의 반사계수와 어드미턴스의 관계로부터 Y_i 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_i = \frac{1 - \Gamma_i e^{j2\beta_c C}}{1 + \Gamma_i e^{j2\beta_c C}} Y_c \quad (13)$$

그런데 식(10)과 식(13)의 좌변이 동일하므로 Y 는 다음과 같다.

$$Y = \frac{1 - \Gamma_i e^{j2\beta_c C}}{1 + \Gamma_i e^{j2\beta_c C}} Y_c - jY_i \tan(\beta_i D) \quad (14)$$

따라서 식(14)를 D 에 관해 정리하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$D = \frac{1}{\beta_i} \tan^{-1} \left[\frac{(1 - \Gamma_i e^{j2\beta_c C}) / (1 + \Gamma_i e^{j2\beta_c C}) Y_c - Y}{jY_i} \right] \quad (15)$$

또한 식(14)를 측정매질의 복소유전율에 관한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$\epsilon_i = \frac{1 - \Gamma_i e^{j2\beta_c C}}{1 + \Gamma_i e^{j2\beta_c C}} Y_c - Y_i}{j\omega D_i / c} X \cot(X) \quad (16)$$

여기서 $X = \frac{\omega D_i}{c} \sqrt{\epsilon_i}$ (17)

식(14)와 식(15)에서 가상 전송선의 길이 D 와 불연속점의 어드미턴스 Y 가 미지수가 되는데, 본 논문에서 복소유전율을 계산하는 방법은 이미 유전율과 도

전율을 아는 두 가지의 기준매질의 반사계수로부터 그 두 값을 반복계산을 통해 구한 다음, 실제 측정하고자 하는 매질의 반사계수를 측정된 후 반사계수를 대입하여 미지의 매질의 복소유전율을 구한다. 반사계수로부터 복소유전율을 환산하는 전체 과정은 그림 4와 같다.

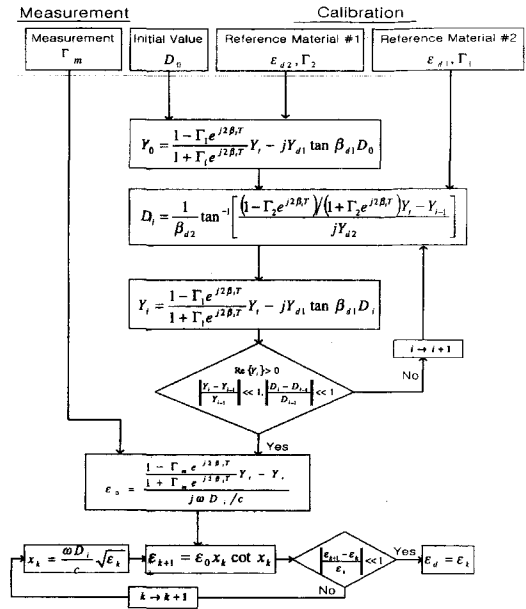


그림 4. 반사계수로부터 복소유전율 환산을 위한 블록 다이어그램

Fig. 4. Block diagram for calculating the complex permittivity from its reflection coefficient.

먼저 가상의 전송선 길이 D 의 임의의 초기값 D_0 와 첫 번째 기준매질의 반사계수로부터 식(14)를 이용해 가상의 어드미턴스 Y 를 구하고, 이렇게 구한 Y 값을 이용해 식(15)로부터 가상의 전송선 길이 D 를 다시 구하게 되는데 이러한 과정을 D 와 Y 의 두 값이 수렴할 때까지 반복해서 수행한다. 그리고 가상의 어드미턴스 Y 의 실수부가 음수인 것은 물리적으로 불가능하므로 Y 의 실수부가 양수이어야 한다는 조건도 부가해서 반복계산을 했다.

이렇게 구한 D 와 Y 값이 주어진 상황에서 측정매질의 반사계수를 식(16)에 대입하여 매질의 복소유전율을 구한다. 실제 구하는 과정은 그림4와 같이 반복계산법을 이용하였는데, 매질의 복소유전율 값이 수렴하고 또한 유전율의 허수부는 양수라는 조건을 만족할 때까지 반복계산을 수행하였다.

IV. 수치계산 및 결과

본 수치계산에서 사용한 동축선은 내심반경 $a = 1.4364 \text{ mm}$, 외심반경 $b = 4.725 \text{ mm}$, 동축선 절연체의 상대유전율 $\epsilon_c = 2.01$ 로 취하였다. 그리고 FDTD 계산은 공간간격 $dr = dz = 0.3591 \text{ mm}$ 로 선정하였고, 전체 계산영역은 $100 \times 300 \text{ cells}$ 가 되도록 하였다. 이 때 시간간격은 아래와 같은 공간간격에 대한 Courant의 안정조건(stability condition)을 만족하도록 설정해야 한다.

$$dt \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{\left(\frac{1}{dr}\right)^2 + \left(\frac{1}{dz}\right)^2}} \quad (18)$$

실제 수치계산에서는 시간 간격 $dt = 0.82 \text{ ps}$ 를 이용하였다. 또한 그림 2에서 인가 전원으로는 TEM mode를 인가하였는데 DC에서 3GHz 까지의 주파수에 해당하는 Gaussian impulse를 동축선 내부에서 선전압으로 인가하여 수치계산을 수행하였다.

우선 분산매질에 대한 FDTD 계산이 맞는지 확인하기 위해서 다음과 같은 Debye Formula를 만족하는 유전체를 대상으로 수치계산 하였다.

$$\epsilon_m(\omega) = \left(\epsilon_{m\infty} + \frac{\epsilon_{ms} - \epsilon_{m\infty}}{1 + j\omega\tau_m} \right) \epsilon_0 + \frac{\sigma_m}{j\omega} \quad (19)$$

여기서 $\epsilon_{ms} = 20.5$, $\epsilon_{m\infty} = 4.0$, $\tau_m = 8.592 \times 10^{-12} \text{ sec}$, $\sigma_m = 0.12 \text{ S/m}$ 로 취하였다. 이때 두 가지 기준 매질 중 첫 번째 기준매질은 $\epsilon_1 = 2.01$, $\sigma_1 = 0.0 \text{ S/m}$ 인 비손실 유전체, 두 번째 기준 매질은 $\epsilon_2 = 25.0$, $\sigma_2 = 0.1 \text{ S/m}$ 인 경우의 손실 유전체를 사용했다. FDTD를 이용하여 수치계산된 반사계수를 그림4와 같은 환산과정에 대입하여 구한 유전율과 도전율이 Debye Formula에 의한 값과 거의 일치함을 볼 수 있다^[7].

그러나 실제 프로브의 제작 시에 발생하는 오차나 실제 측정상의 오차는 어느 정도 줄일 수는 있지만 완전히 제거하기는 불가능하다. 따라서 실제 개방단말 프로브를 제작하기 전에 이러한 오차가 환산된 복소유전율에 미치는 영향을 사전에 살펴볼 필요가 있다. 프로브의 제작 시 발생할 수 있는 오차의 경우를 그림 6 과 같이 4가지 경우를 선정하여, 그러한 오차가 유전율 측정에 얼마나 많은 영향을 미치는지를 수치 계산해 보았다. 이 때 기준매질은 그림 5에서와 같이 취하였다. 측정매질은 2가지로 (1) $\epsilon_m = 4$, $\sigma_m = 0.0$ 인 비손

실 유전체와 (2) $\epsilon_m = 23$, $\sigma_m = 0.01$ 인 손실 유전체이다. 실제 수치계산은 그림 6에서 $d = 0.3591 \text{ mm}$ 에 해당되는 제작 오차가 1 cell인 경우 각각 유전율과 도전율에 얼마나 영향을 미치는지를 DC에서 3 GHz 까지의 주파수에서 살펴보았다.

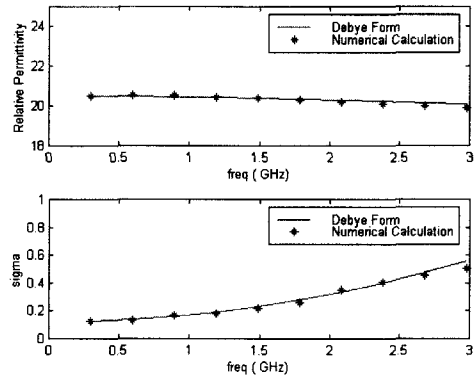


그림 5. Debye 공식으로 주어진 복소유전율과 환산된 값들의 비교

Fig. 5. Comparison between the complex permittivity given by Debye formula and its estimated values.

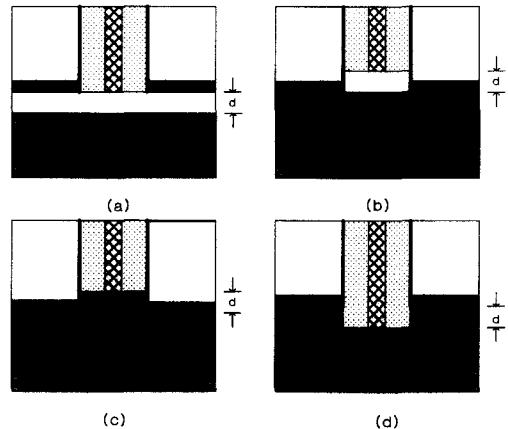


그림 6. 개방단말 프로브 제작상 발생 가능한 오차의 네 종류 (a) 경우 I (b) 경우 II (c) 경우 III (d) 경우 IV

Fig. 6. Four kinds of errors in manufacturing open-ended coaxial probe (a) Case I (b) Case II (c) Case III (d) Case IV.

네 가지 제작오차가 있는 각각의 경우에 대해서 수치 계산된 유전율과 도전율은 그림 7과 같다. 제작 및 측정 오차의 네 가지 경우의 결과를 각각 살펴보면 프로브의 내심 및 절연체 부분이 돌출한 경우(그림 6의

(d)는 매질의 복소유전율 측정에 큰 문제가 없음을 알 수 있었다. 그러나 그림 6의 (d)를 제외한 나머지 세 경우는 유전율과 도전율에서 모두 그 오차정도가 심했다. 특히 도전율의 오차가 유전율의 오차보다 더 큼을 알 수 있었고, 세 가지 각각의 경우의 오차정도가 제작오차 경우에 상관없이 거의 비슷함을 볼 수 있었다. 특히 그림 6의 (a)와 같이 제작 시 프로브의 표면이 매끄럽지 못하거나 측정시 접촉이 잘 안 될 경우에 발생하기 쉬운 공기층이 있으면 유전율 측정에 오차가 매우 많음을 계산 결과를 통해 알 수 있었다.

제작오차가 그림 6의 (d)와 같은 경우 1 cell ($d=0.3591\text{mm}$)의 제작오차는 매질의 복소유전율 측정에

문제가 없음을 알 수 있었는데, 이러한 경우에 제작오차 정도가 커지면 복소유전율 측정에 얼마나 영향을 미치는 지를 수치계산해 보았다. 그림 6의 (d)에서 제작오차인 d 가 커질수록 상대 유전율의 오차는 커지지만 그에 반해 도전율의 오차는 작아짐을 그림 8에 보였다. 이 결과로부터 수치 계산한 범위 내에서는 매질의 복소유전율을 측정하는 프로브로 동축선의 절연체와 내심 부분이 나와 있는 프로브는 딱딱한 고체 이외의 매질에 대해서는 유용하게 쓰일 수 있음을 알 수 있었다. 그러나 그림 6의 (d)와 같은 제작오차를 갖는 프로브는 측정매질이 딱딱한 고체인 경우에는 적용키 어렵다는 단점이 있다.

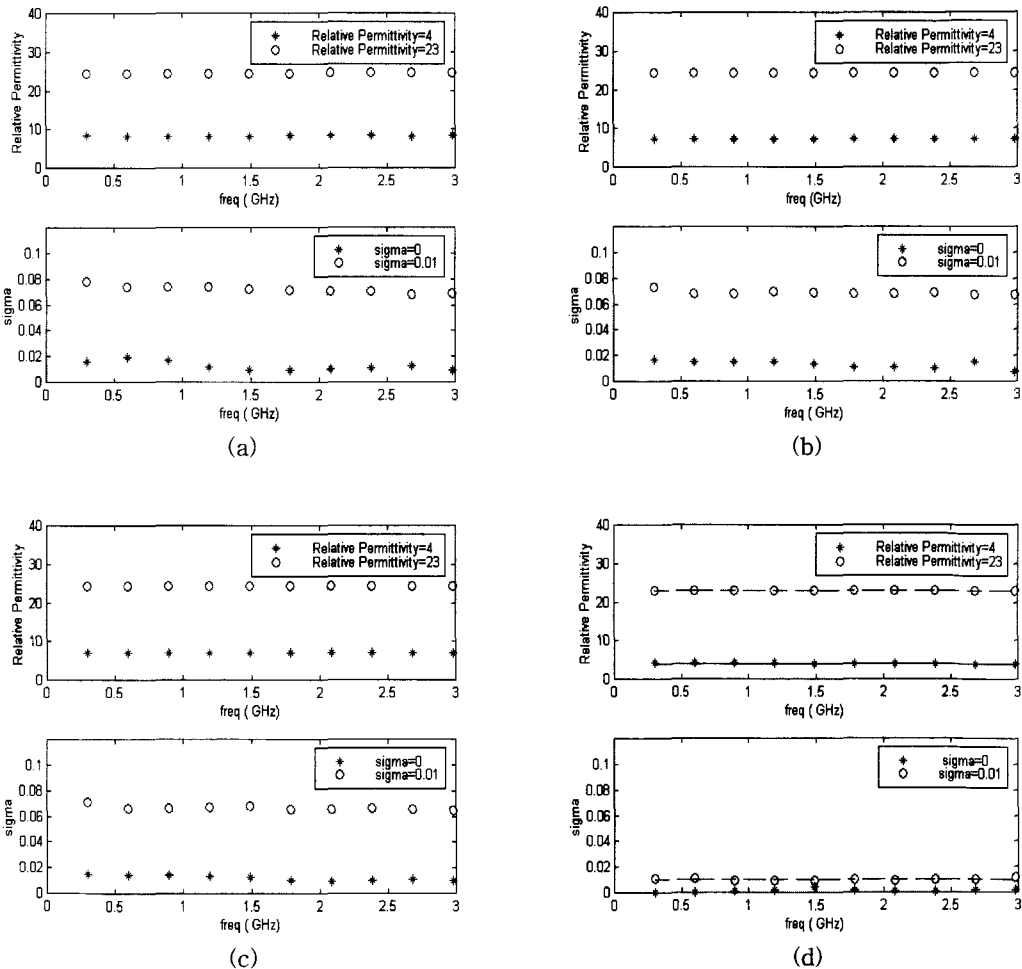


그림 7. 그림 6의 네 경우에 대해 환산된 복소유전율 (a) 경우 I (b) 경우 II (c) 경우 III (d) 경우 IV
Fig. 7. Complex permittivities evaluated in four different cases of Fig. 6 (a) Case I (b) Case II (c) Case III (d) Case IV.

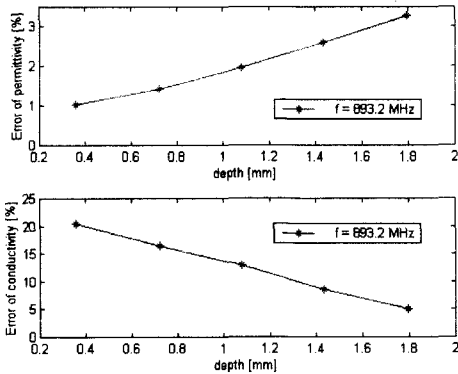


그림 8. 그림 6의 경우 IV에서 동축선 돌출길이에 따른 복소유전율의 환산 오차
 Fig. 8. Reconstruction errors of complex permittivity according to the projection length of coaxial cable in the case IV of Fig. 6.

V. 결론

본 논문에서는 개방단말 프로브로 측정된 반사계수를 물리적으로 의미가 있는 새로운 가상의 전송선 모델에 대입하여 매질의 복소유전율을 구하는 방법을 써서 실제 제작시의 오차가 미치는 영향을 FDTD법으로 모의 계산하였다.

특히 본 논문에서는 새로운 환산식 모델을 제안하였는데 기존의 등가모델과 비교하면 반사계수로부터 구한 매질의 복소유전율 값에는 큰 차이가 없었지만 실제 동축선의 길이가 복소수로 나오는 점을 개선할 수 있었다. 또한 반복계산 수행 과정에서 가상의 동축선의 어드미턴스의 허수부는 음수가 될 수 없다는 조건과 유전율의 허수부는 음수라는 조건을 첨가함으로써 물리적으로 모순이 없도록 할 수 있었다.

수치계산 결과 동축선 프로브의 제작상 오차는 환산된 복소유전율에 엄청난 오차를 야기 시킴을 확인하였으며, 다만 동축선의 내심 및 절연체 부분이 프로브 접지면 밖으로 돌출된 경우에 한해서만 환산된 복소유전율의 오차가 그리 크지 않다는 것을 보였다. 따라서 측정매질이 딱딱한 고체인 경우에 대한 복소유전율 측정을 위해서는 좀더 새로운 개방단말 동축선 프로브 구조를 고안해야 함을 알 수 있었다.

참고 문헌

[1] E. Tanabe and W. T. Joines, "A

nondestructive method for measuring the complex permittivity of dielectric materials at microwave frequencies using an open transmission line resonator," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 25, no. 3, pp. 222-226, Sept. 1976.

[2] E. C. Burdette, F. L. Cain, and J. Seals, "In vivo probe measurement technique for determining dielectric properties at VHF through microwave frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 28, no. 4, pp. 414-427, Apr. 1980.

[3] J. R. Mosig, J. E. Besson, M. Gex-Fabry and F. E. Gardiol, "Reflection of an open-ended coaxial line and application to nondestructive measurement of materials," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 30, no. 1, pp. 46-51, Mar. 1981.

[4] M. A. Stuchly, M. M. Brady, S. S. Stuchly and G. Gajda, "Equivalent circuit of an open-ended coaxial line in a lossy dielectric," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 31, no. 2, pp. 116-119, June 1982.

[5] F. M. Ghannouchi and R. G. Bosisio, "Measurement of microwave permittivity using a six port reflectometer with an open-ended coaxial line," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, no. 2, Apr. 1989.

[6] D. Bérubé, F. M. Ghannouchi and P. Savard, "A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of lossy dielectric/biological materials at microwave frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 10, pp. 1928-1934, Oct. 1996.

[7] S. Bringham, M. F. Iskander, and M. J. White, "Thin-sample measurement and error analysis of high-temperature coaxial dielectric probes," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 12, pp. 2073-2083, Dec. 1997.

[8] R. Luebbers, D. Steich, and K. Kunz, "FDTD calculation of scattering from frequency-dependent materials," *IEEE*

Trans. Antennas Propagat., vol. 41, no. 9, pp. 1249-1257, Sept. 1993.

- [9] J. M. Bourgeois and G. S. Smith, " A fully three-dimensional simulation of a ground penetrating radar : FDTD theory compared with experiment," *IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing*, vol. 34, no. 1, pp. 36-44, Jan. 1996.
- [10] J. G. Maloney, G. S. Smith, and W. R. Scott, "Accurate computation of the radiation from simple antennas using the FDTD method," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, no. 7, pp. 1059-1068, July 1990.
- [11] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time domain electromagnetic-field equations," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* vol. 23, no. 4, pp. 377-382, Nov. 1981.

저 자 소 개

辛 炫(學生會員)

1975년 8월 20일생. 1998년 2월 고려대학교 전파공학과 졸업. 1998년 3월 ~ 현재 고려대학교 전파공학과 대학원 석사과정 재학 중. 주관심분야는 복소유전율 측정, 전자장 수치해석, 안테나 등

金 尙 昱(正會員) 第 32卷 A編 第 8號 參照

현재 한국과학기술연구원 영상미디어 연구센터 연구원

玄 昇 燦(學生會員) 第 36卷 D編 第 3號 參照

현재 고려대학교 대학원 전파공학과 박사과정 재학 중

金 世 潤(正會員) 第 32卷 A編 第 6號 參照

현재 한국과학기술연구원 영상미디어 연구센터 책임연구원