

I. 서 론

최근에 위성통신·방송, 이동통신 및 CATV, 무선 통신 등에서 쓰이는 주파수대역이 고주파영역으로 확대되고 있으며 전자파 관련한 MIC, MMIC 기술의 발달로 이에 사용되는 전자파 유전체의 개발이 활발해지고 있다. 따라서 고주파 영역에서도 측정 가능한 유전율 측정기술의 개발이 요구되고 있다. 유전율 측정기술로는 자유공간법, 개방단말 프로브법^{[1],[2]}, cavity resonator법, 전송선로법^[3] 등이 있으며 이들 방법들은 측정의 적용범위와 고유의 제한요소를 갖고 있다.

전송선로법은 비교적 측정정확도도 높으며 측정 방법도 복잡하지 않다. 필요에 따라 특수한 전송선로를 사용할 수도 있지만 일반적으로 도파관이나 동축형 전송선을 주로 사용한다. 동축형 전송선은 넓은 주파수 대역에서 사용 가능하므로 전송선로법에서 널리 쓰이고 있다. 이 방법은 전송선로 안에 유전체 시편을 삽입하여 회로망 분석기로 산란계수를 측정하므로 시편을 전송선로에 삽입할 수 있도록 가공해야 한다. 따라서 시편의 정밀한 가공이 필요하며, 그렇지 않으면 전송선로와 시편의 틈에 의한 전계의 불연속에 의하여 큰 측정오차를 발생시킨다. 그리고 시편의 길이가 측정주파수의 반파장이 될 경우 공진현상으로 인해 산란계수의 정확한 측정이 어려워 광대역 측정의 제한요인이 된다. Nicolson과 Ross^[4], 그리고 Weir^[5]는 산란계수로부터 유전율을 계산하는 방법을 개발하였다. 이 방법은 넓은 주파수대역에서 쓰일 수 있지만 저손실 유전체의 측정에서 유전체의 길이가 반파장의 정수배가 되는 주파수에서는 좋지 않은 특성을 갖는다.

유전체의 유전율을 측정하기 위해서는 측정방법에 따라 유전체의 가공이 요구되지만 개방단말 프로브법은 유전체를 가공하지 않고 본래의 상태를 유지하면서 측정이 가능한 방법으로, 이러한 장점으로 인해 액체의 유전율 측정이나 의학계에서 인체나 동물의 조직을 측정하는데 많이 사용하고 있다. 이 방법은 유전체에 전자파를 입사시켜 어드미턴스나 반사계수를 측정하여 유전체의 특성을 알아내는 것이다.

본 논문에서는 동축형 7 mm air line과 GR-900 air line을 전송선로로 하는 전송선로법 복소유전율 측정기술을 연구하였으며 Nicolson-Ross법의 단점을 해결하기 위하여 측정된 산란계수를 최소자승법으로 fitting하고 복소유전율의 모델링 함수를 구하여 최적화하는 방법^[6]을 구현하였다.

또한 복소유전율 측정의 다른 방법으로 동축형 개방단말 프로브를 제작하여 프로브의 특성을 측정함으로써 개방단말 프로브의 교정기술^[7]과 이를 이용한 유전율 측정기술을 보였다.

II. 전송선로법

[그림 1]과 같이 시편이 삽입된 전송선로에서 1로 정규화된 입사파에 대해 전송선로의 각 영역에서의 전계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_I &= e^{-\gamma_0 x} + C_1 e^{\gamma_0 x} \\ E_{II} &= C_2 e^{-\gamma x} + C_3 e^{\gamma x} \\ E_{III} &= C_4 e^{-\gamma_0 x} \end{aligned} \tag{1}$$

여기서

$$\gamma = j \sqrt{\frac{\omega^2 \mu_r \epsilon_r}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2}$$

$$\gamma_0 = j \sqrt{\frac{\omega^2}{c^2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2} \quad (2)$$

$$\epsilon = (\epsilon_r' - j\epsilon_r'') \epsilon_0 = \epsilon_r \epsilon_0$$

$$\mu = (\mu_r' - j\mu_r'') \mu_0 = \mu_r \mu_0$$

이고, c 는 광속, ω 는 각주파수, λ_c 는 차단파장, ϵ_0 와 μ_0 는 각각 진공의 유전율과 투자율, ϵ_r 과 μ_r 는 각각 상대 복소유전율과 복소투자율, 그리고 γ_0 와 γ 는 각각 진공과 시편의 전파상수이다. 그리고 C_n 는 계수로 경계조건으로부터 구해진다.

경계면에서 전계의 접선성분은 연속하므로 다음과 같은 경계조건이 얻어진다.

$$E_I(x=L_1) = E_{II}(x=L_1)$$

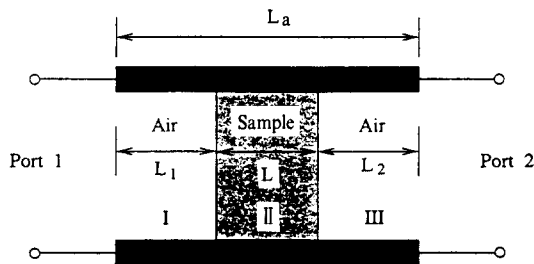
$$E_{II}(x=L_1+L) = E_{III}(x=L_1+L) \quad (3)$$

또한 시편의 표면에 전류가 흐르지 않는다고 가정하면 자계의 접선성분은 경계면에서 연속하므로

$$\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_I}{\partial x} (x=L_1) = \frac{1}{\mu} \frac{\partial E_{II}}{\partial x} (x=L_1)$$

$$\frac{1}{\mu} \frac{\partial E_{II}}{\partial x} (x=L_1+L) = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial E_{III}}{\partial x} (x=L_1+L) \quad (4)$$

가 된다. 식 (1)에 경계조건을 적용하여 2단자 회로망의 S-parameter를 구할 수 있다. S_{12} 와 S_{21} 이 같다고 가정하면 S-parameter는 다음과 같다.



[그림 1] 시편이 삽입된 전송선로의 단면

$$S_{11} = R_1^2 \left(\frac{\Gamma(1-z^2)}{1-\Gamma^2 z^2} \right)$$

$$S_{22} = R_2^2 \left(\frac{\Gamma(1-z^2)}{1-\Gamma^2 z^2} \right)$$

$$S_{21} = R_1 R_2 \left(\frac{z(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2 z^2} \right) \quad (5)$$

$$R_1 = e^{-\gamma_0 L_1}$$

$$R_2 = e^{-\gamma_0 L_2}$$

$$z = e^{-\gamma L} \quad (6)$$

$$\Gamma = \frac{\frac{\gamma_0}{\mu_0} - \frac{\gamma}{\mu}}{\frac{\gamma_0}{\mu_0} + \frac{\gamma}{\mu}} \quad (7)$$

동축형 전송선로의 경우 차단주파수가 0에 가까우므로 반사계수 Γ 는

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} - 1}{\sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} + 1} \quad (8)$$

이 되고, 시편이 삽입되지 않은 비어있는 전송선로의 S_{21} 은 다음과 같다.

$$S_{21}^0 = R_1 R_2 e^{-\gamma_0 L} \quad (9)$$

시편이 삽입된 위치는 식 (5)의 S-parameter들을 여러 방식으로 조합하여 구할 수 있다. S_{11} 을 S_{22} 로 나누어 양쪽을 자연대수를 취하면 $L_1 - L_2$ 가 구해지며 전송선로의 길이는 식 (9)로부터 구해진다. 이로부터 L_1 과 L_2 의 값을 구할 수 있다. 이 값을 초기값으로 하여 측정된 S-parameter와 식 (5)의 값이 같아지는 L_1 , L_2 , L 을 찾아내는 것이다.

Nicolson과 Ross, 그리고 Weir는 산란계수로부터 유전율과 투자율을 계산하는 방법을 개발하였다. 이 방법은 시편의 길이가 반파장의 정수배가 되지 않는 주파수에서는 아주 좋은 결과를 얻을 수 있다. Nicolson-Ross 방법에서 반사계수는 식 (10)으

로 구해지며 이 식의 해는 $|\Gamma_1| \leq 1$ 인 해를 선택한다.

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= X \pm \sqrt{X^2 - 1} \\ X &= \frac{1 - V_1 V_2}{V_1 - V_2} \\ V_1 &= S_{21} + S_{11} \\ V_2 &= S_{21} - S_{11} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 S-parameter는 시편의 S-parameter로 전체 S-parameter로부터 구해지는 전체 cascading matrix \underline{R}_T 와 시편의 좌우 air line의 cascading matrix \underline{R}_A , \underline{R}_B 와 시편의 cascading matrix \underline{R}_S 는 다음의 관계가 있다.

$$\underline{R}_T = \underline{R}_A \cdot \underline{R}_S \cdot \underline{R}_B \quad (11)$$

위에서 R 은 cascading matrix로서 scattering matrix S 와 다음의 관계가 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\mathcal{A} & S_{11} \\ S_{21} & S_{21} \\ -S_{22} & 1 \\ S_{21} & S_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

위에서 a_1, a_2 는 기준면 1, 2에 입사하는 파를 나타내고 b_1, b_2 는 기준면 1, 2에서 반사되는 파를 나타낸다. 식 (11)로부터 \underline{R}_S 는

$$\underline{R}_S = \underline{R}_A^{-1} \underline{R}_T \underline{R}_B^{-1} \quad (13)$$

와 같이 구하고 이로부터 시편의 S-parameter를 구할 수 있다. 측정치구의 cascading matrix \underline{R}_A 와 \underline{R}_B 는

$$\underline{R}_A = \begin{bmatrix} -\mathcal{A} & S_{11} \\ S_{21} & S_{21} \end{bmatrix} \quad \underline{R}_B = \begin{bmatrix} -\mathcal{A} & S_{22} \\ S_{12} & S_{12} \end{bmatrix} \quad (14)$$

의 관계가 있으며 일반적으로 $S_{12} = S_{21}$ 의 관계가 성립한다.

Nicolson-Ross법의 전달계수는 다음과 같다.

$$Z_1 = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma_1}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma_1} \quad (15)$$

여기에서 \mathcal{A} 를 다음과 같이 정의한다면

$$\frac{1}{\mathcal{A}^2} = - \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{Z_1} \right) \right]^2 \quad (16)$$

시편의 투자율은

$$\mu_r = \frac{1 + \Gamma_1}{(1 - \Gamma_1)\mathcal{A}} \frac{1}{\lambda_0} \quad (17)$$

이고, 유전율은

$$\epsilon_r = - \frac{\lambda_0}{\mu_r} \left[\frac{1}{2\pi L} \ln \left(\frac{1}{Z_1} \right) \right]^2 \quad (18)$$

으로부터 구해진다.

식 (16)에서 Z_1 의 자연대수를 취한 값이 무한개의 근을 가지므로 식 (16)도 무한개의 해를 갖는다. 따라서 측정된 group delay와 계산된 group delay를 비교하여 정확한 해를 찾아내야 한다. Group delay의 계산식은

$$\tau_c = -L \frac{d}{df} \sqrt{\frac{\epsilon_r \mu_r f^2}{c_2}} \quad (19)$$

이고, 측정된 group delay는

$$\tau_m = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{df} \quad (20)$$

으로 여기서 Φ 는 Z_1 의 허수값이다. $\ln Z = \ln |Z| + j(\theta + 2\pi n)$ 에서 n 의 값에 따라 group delay의 값이 결정되므로 측정된 group delay와 비교하여 n 을 찾아내어 식 (16)의 정확한 해를 구한다.

Nicolson-Ross 방법은 저손실, 고유전율을 갖는 유전체의 측정이 어렵다. 또한 시편의 길이가 반파장의 정수배가 되는 주파수의 특성도 좋지 않다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 복소유전율을 모델링하여 최적화하는 방법을 이용하였다. Havriliak-Negami에 의해 제안된 모델은

$$\epsilon_r = C + \frac{A}{(1 + [j\omega|B|]^{1-\alpha})^\beta} \quad (21)$$

로 여기서 β , α 는 $[0, 1]$ 구간의 값을 가지며, B 는 실수이다. 위의 모델에서 $\alpha=0$ 로 제한한 Cole-Davidson 모델은 액체나 고체 복합체의 모델로 많이 사용되며, $\beta=1$ 인 Cole-Cole 모델은 액체와 부정형 고체의 모델로 사용되고 있다.

본 논문에서는 유전체의 복소유전율을 truncated Laurent series로 모델링하였다.

$$\epsilon_r(\omega) = A_0 + \frac{A_1}{1+j\omega B_1} + \frac{A_2}{1+j\omega B_2} \quad (22)$$

복소계수 A_0 , A_1 , A_2 와 실계수 B_1 , B_2 는 식 (23)과 같이 측정된 s-parameter S_{ij} 와 예견된 s-parameter P_{ij} 의 차의 minimization of the sum of the squares를 통해 결정된다.

$$\min \left(\sum_{k=1}^n |S_{11}^k - P_{11}^k|^2 + |S_{12}^k - P_{12}^k|^2 + |S_{21}^k - P_{21}^k|^2 + |S_{22}^k - P_{22}^k|^2 \right)^{1/2} \quad (23)$$

최적화를 위하여 미 국립표준기술원(NIST)에서 개발한 ODRPACK^[8] 프로그램을 이용하였다. 이 프로그램은 Levenberg-Marquardt approach를 사용하며, ordinary nonlinear least-squares와 or-

thogonal distance regression을 이용한다. Jacobian matrix를 위한 미분함수는 finite difference 근사를 이용하거나 사용자가 정의한 식을 이용할 수 있다.

시편의 길이나 전송선로에 삽입된 시편의 위치는 측정이나 다른 방법으로 얻어지지만 오차를 고려하여 최적화 계수 β_L 을 포함시키면 R_1 과 R_2 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_1 &= e^{-\gamma_0(L_1 + \beta_{L1})} \\ R_2 &= e^{-\gamma_0(L_2 + \beta_{L2})} \end{aligned} \quad (24)$$

Ⅲ. 개방단말 프로브 방법

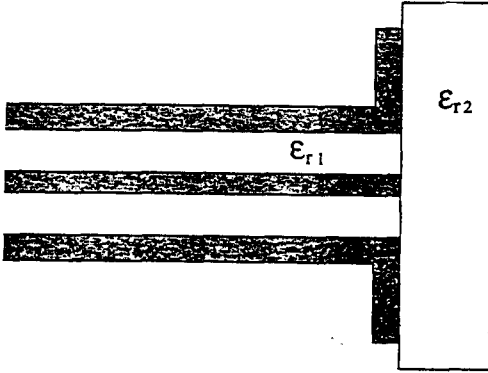
개방단말 프로브는 [그림 2]와 같이 한쪽 끝이 개방된 전송선로에 시편을 밀착시키고 다른 쪽에 연결된 회로망분석기로 반사계수를 측정하여 이로부터 시편의 유전율을 측정하는 방법이다. 측정된 반사계수와 복소유전율과의 관계는 낮은 주파수 영역에서는 lumped parameter model을 이용하여 개방단말 프로브의 어드미턴스를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Y = j\omega C_0 + j\omega C_f(\epsilon' - j\epsilon'') \quad (25)$$

지 않는 주파수에서는 아주 좋은 결과를 얻을 수 있다. Nicolson-Ross 방법에서 반사계수는 식 (10)으로 구해지며 이 식의 해는 $|\Gamma_1| \leq 1$ 인 해를 선택한다.

여기서 C_0 는 전송선로의 fringing capacitance, C_f 는 유전체 시편의 fringing capacitance, ω 는 각 주파수, $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ 는 시편의 복소유전율이다.

주파수가 증가함에 따라 프로브의 개방면에서의 고차모드 발생과 방사효과에 의하여 프로브의 어드미턴스를 구하는 다른 방법이 요구된다. [그림 2]에서 프로브와 시편을 각각 영역 I과 II로 나누면 각 전자기 성분을 다음과 같이 쓸 수 있다.



[그림 2] 개방단말프로브의 구조

[영역 I]

$$E_\rho = \frac{1}{\rho \ln \frac{a}{b}} [e^{-jk_1 z} + R e^{jk_1 z}]$$

$$H_\phi = \frac{k_1}{\omega \mu_1 \rho \ln \frac{a}{b}} [e^{-jk_1 z} - R e^{jk_1 z}]$$

$$E_\rho|_{z=0} = \frac{1}{\rho \ln \frac{a}{b}} [1 + R] \quad (26)$$

$$E_\phi|_{z=0} = \frac{k_1}{\omega \mu_1 \rho \ln \frac{a}{b}} [1 + R]$$

[영역 II]

$$H_\phi = -\frac{j2\omega\epsilon_2}{4\pi \ln \frac{b}{a}} \int_a^b \int_0^{2\pi} [1 + R] \cos\phi' \frac{e^{-jk_2 r}}{r} d\rho' d\phi' \quad (27)$$

여기서 $r = \sqrt{\rho^2 + \rho'^2 - 2\rho\rho' \cos\phi'}$ 이고 k_1 과 k_2 는 영역 I과 II의 전파상수이다. 식 (27)에서 R 은 $z=0$ 인 면에서의 반사계수로 프로브의 특성임피던스가 Z_0 이고 개방면에서의 임피던스가 Z 일 때 다음 식과 같다.

$$R = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (28)$$

식 (27)과 $z=0$ 에서 자계의 접선성분이 연속이라는 경계조건을 적용하여 프로브 개방면의 어드미턴스 Y 는

$$Y = -\frac{jY_0 k_2^2 \frac{\mu_1}{\mu_2}}{\pi k_1 \ln \frac{b}{a}} \int_a^b \int_a^b \int_0^\pi \cos\phi' \frac{e^{-jk_2 r}}{r} d\rho' d\phi' d\rho \quad (29)$$

가 된다. 영역 I과 II가 비자성체로 채워져 있다면 식 (22)를 다시 쓰면 다음과 같다^[8].

$$Y = G + jB$$

$$G = \frac{Y_0 \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} \ln \frac{b}{a}} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sin\theta} [J_0(k_0 \sqrt{\epsilon_2} b \sin\theta) - J_0(k_0 \sqrt{\epsilon_2} a \sin\theta)]^2 d\theta$$

$$B = \frac{Y_0 \sqrt{\epsilon_2}}{\pi \sqrt{\epsilon_1} \ln \frac{b}{a}} \int_0^\pi 2Si [k_0 \sqrt{\epsilon_2} (a^2 + b^2 - 2ab\cos\theta)] - Si(2k_0 \sqrt{\epsilon_2} a \sin(\theta/2)) - Si(2k_0 \sqrt{\epsilon_2} b \sin(\theta/2)) d\theta \quad (30)$$

여기서 Y_0 는 자유공간의 전파상수, J_0 는 0차 Bessel 함수, Si 는 sine 적분이다.

식 (23)을 series로 전개하여 표현하면 다음과 같다^[2].

$$Y = G(f) + jB(f)$$

$$G(f) \approx \frac{\sqrt{\frac{\epsilon_2(f)}{\epsilon_1}}}{Z_0 \ln \frac{b}{a}}$$

$$[G_1(f)+G_2(f)+G_3(f)+G_4(f)+G_5(f)+G_6(f)]$$

$$G_1(f) = \frac{1}{24} (a^2 - b^2)^2 \cdot k(f)^4$$

$$G_2(f) = -\frac{1}{240} (a^2 - b^2) \cdot (a^4 - b^4) \cdot k(f)^6$$

$$G_3(f) = \left(\frac{1}{8960} (a^4 - b^4)^2 + \frac{1}{10080} \cdot \frac{1}{(a^2 - b^2) \cdot (a^6 - b^6)} \right) \cdot k(f)^8$$

$$G_4(f) = \left(-\frac{128}{315} \left(\frac{1}{72} (a^4 - b^4) \cdot (a^6 - b^6) + \frac{1}{288} \cdot (a^2 - b^2) \cdot (a^8 - b^8) \right) \right) \cdot \frac{k(f)^{10}}{2^{10}}$$

$$G_5(f) = \frac{36(a^2 - b^2)(a^{10} - b^{10}) + 225(a^4 - b^4)(a^8 - b^8) + 200(a^6 - b^6)^2}{2874009600} \cdot k(f)^{12}$$

$$G_6(f) = -\frac{(a^2 - b^2)(a^{12} - b^{12}) + 9(a^4 - b^4)(a^{10} - b^{10}) + 25(a^6 - b^6)(a^8 - b^8)}{12454041600} \cdot k(f)^{14}$$

$$B(f) \approx \frac{\sqrt{\frac{\epsilon_2(f)}{\epsilon_1}}}{Z_0 \pi \ln \frac{b}{a}} \cdot [B_1(f) + B_2(f) + B_3(f) + B_4(f) + B_5(f) + B_6(f) + B_7(f)]$$

$$B_1(f) = k(f) \cdot \left(2 \int_0^\pi I^{1/2} dt - 4(a+b) \right)$$

$$B_2(f) = k(f)^3 \cdot \left(-\int_0^\pi \frac{I^{3/2}}{9} dt + \frac{16}{27} (a^3 + b^3) \right)$$

$$B_3(f) = k(f)^5 \cdot \left(\frac{1}{300} \int_0^\pi I^{5/2} dt - \frac{64}{1125} (a^5 + b^5) \right)$$

$$B_4(f) = k(f)^7 \cdot \left(\frac{-1}{17640} \int_0^\pi I^{7/2} dt + \frac{256}{77175} (a^7 + b^7) \right)$$

$$B_5(f) = k(f)^9 \cdot \left(6.124 \times 10^{-7} \int_0^\pi I^{9/2} dt - 1.274 \times 10^{-4} (a^9 + b^9) \right)$$

$$B_6(f) = k(f)^{11} \cdot \left(-4.555 \times 10^{-9} \int_0^\pi I^{11/2} dt + 3.446 \times 10^{-6} (a^{11} + b^{11}) \right)$$

$$B_7(f) = k(f)^{13} \cdot \left(2.471 \times 10^{-11} \int_0^\pi I^{13/2} dt - 6.901 \times 10^{-8} (a^{13} + b^{13}) \right)$$

$$k(f) = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_2(f)}$$

$$I = a^2 + b^2 - 2ab \cos(t)$$

개방단말 프로브의 개방면에 시편이 밀착되어 있을 때 프로브의 입력에서 측정된 반사계수가 Γ_M 이라 하면 프로브 개방면의 반사계수 Γ_L 을 프로브의 S-parameter로 다음과 같이 표현된다.

$$\Gamma_L = \frac{\Gamma_M - S_{11}}{\Gamma_M - S_{22} - S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}} \quad (31)$$

프로브의 S-parameter는 3개의 표준단말을 이용해서 (31)로부터 구할 수 있다. 주로 이용되는 표준단말로는 short, open 그리고 유전체를 알고 있는 유전체를 이용한다. 본 논문에서는 유전체 대신에 short cavity를 이용하였다. Short의 반사계수는 -1이고, open과 short cavity의 반사계수는 수치 계산을 통하여 구할 수 있다.

IV. 측정결과

복소유전율 측정에 이용된 전송선로는 외부도체와 내부도체의 직경이 각각 14.02 mm와 6.204 mm인 air line과 7 mm와 3.04 mm인 air line이며, 시편은 두께를 5 mm로 하고 air line에 삽입할 수 있도록 air line의 치수와 같게 가공하였다. 시편을 air line에 삽입한 다음 회로망분석기로 산란계수를 측

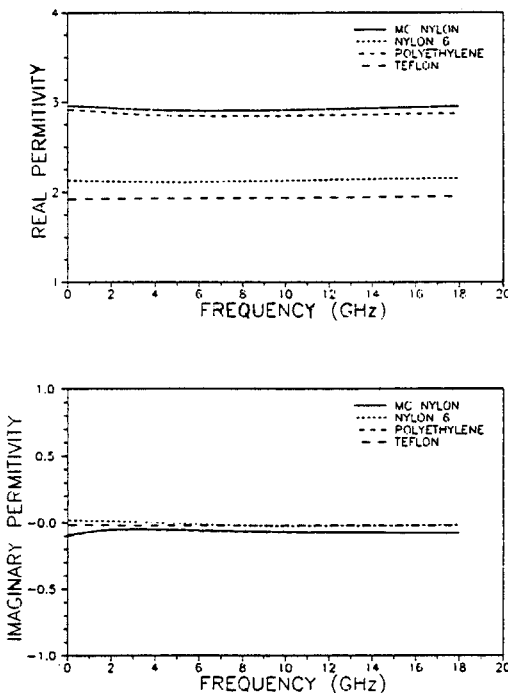
정하였다. 측정된 산란계수로부터 Nicolson-Ross 방법으로 시편의 복소유전율을 계산하였다. 이 결과로부터 복소유전율 모델링 함수의 초기값을 구하여 최적화 방법을 통해 복소유전율을 계산하여 [그림 3]에 나타내었다.

제작한 개방단말 프로브의 반사계수 측정을 위해 프로브의 입력단을 회로망분석기로 직접 연결이 가능하도록 프로브의 전송선로는 상용으로 쓰이는 길이가 약 5 cm인 APC-7 adaptor와 GR-900 adaptor를 이용하였다. 프로브의 개방면에 연결할 플랜지를 별도로 제작하여 adaptor의 한쪽 끝에 플랜지를 연결하여 개방단말 프로브를 구성하였다. 제작된 로브의 S-parameter를 구하기 위해 회로망분석기에 연결된 프로브의 개방면에 short, open 그리고 short cavity를 차례로 연결하여 측정한 각각의 반사계수와 수치계산으로 얻어진 각각의 단말 반사계수를 식 (31)을 이용하여 프로브의 S-parameter

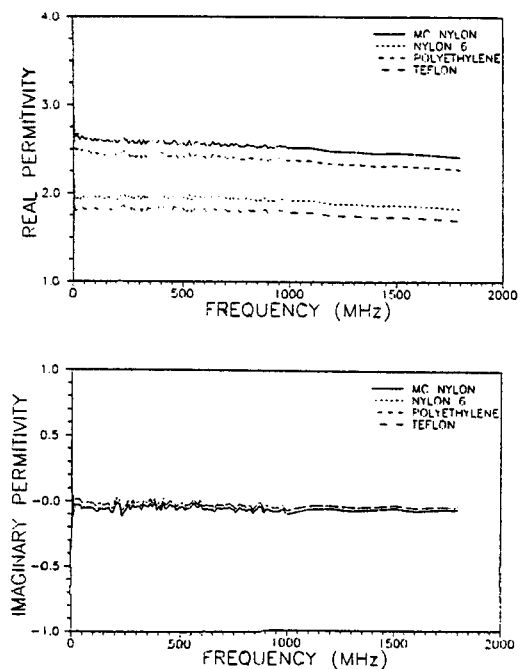
를 구하였으나 결과가 좋지않아 프로브를 다른 방법으로 교정하였다. 플랜지를 떼어낸 프로브를 회로망분석기에 연결하고 open, short, 50 Ω 단말을 이용하여 회로망분석기의 교정절차에 따라 1-port calibration을 하였다.

복소유전율 측정에 사용된 시편은 직경이 50 mm 이고 두께가 5 mm인 원통모양으로 유전율이 다른 4종류의 시편을 선택하여 회로망분석기를 이용하여 측정된 반사계수로부터 어드미턴스를 구하고 어드미턴스의 series 전개식을 이용하여 시편의 복소유전율을 계산하였다. 이 식으로 복소유전율을 계산하기 위해 Laguerre's method^[9]를 이용하여 다항식의 해를 구하였다.

[그림 4]에 측정된 복소유전율의 결과를 나타내었다. 전송선로법의 결과와 비교해보면 제작된 개방단말 프로브의 측정결과가 전체적으로 작게 측정되었음을 알 수 있다.



[그림 3] 7 mm air line을 이용해 측정된 복소유전율



[그림 4] 개방단말프로브를 이용한 복소유전율의 측정결과.

V. 결 론

본 논문에서는 유전체가 삽입된 전송선로의 S-parameter를 측정하여 복소유전율을 구하기 위하여 회로망분석기와 전송선로로 이루어진 측정시스템을 구성하여 S-parameter를 측정하고 이로부터 복소유전율을 구하기 위해 유전율 함수를 모델링하고 최적화를 통해 전송선로법으로 비교적 좋은 결과를 얻을 수 있었으며, 이 방법의 오차요인이 되는 air gap 효과를 보상하는 기술이 보완된다면 좀 더 정확한 측정결과를 얻을 수 있을 것이다.

또한 동축형 개방단말 프로브를 설계·제작하여 복소유전율을 측정하는 시스템을 구성하고, 개방단말 프로브의 S-parameter를 구할 수 있는 방법과 유전체의 반사계수를 측정하여 복소유전율을 계산할 수 있는 방법을 통해 복소유전율을 측정하여 보았다. 개방단말프로브법은 전송선로법에 비해 측정 정확도가 떨어지지만 개방단말프로브의 제작 및 교정기술의 개선을 통해 측정정확도의 향상을 가져올 수 있을 것이다.

이러한 방법들을 통해 1~18000 MHz의 주파수 대역에서 유전체의 복소유전율 측정에 효과적으로 활용될 수 있게 되었다.

참고문헌

- [1] D. Xu, L. Li, and Z. Jiang, "Measurement of the dielectric properties of biological substances using an improved open-ended coaxial line resonator method," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-35, 1424-1428, 1987.
- [2] D. Misra, M. Chabra, B. R. Epstein, M. Mirotznik, and K. R. Foster, "Noninvasive electrical characterization of materials microwave frequencies using an

open-ended coaxial line: test of an improved calibration technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 1, 8-14, 1990.

- [3] J. Baker-Jarvis, *Transmission/Reflection and short-circuit line permittivity measurements*: NIST Technical Note 1341, 1990.
- [4] A. M. Nicolson and G. F. Ross, "Measurement of the intrinsic properties of materials by time domain techniques," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-19, 377-382, 1970.
- [5] W. B. Weir, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies," *Proc. IEEE*, vol. 62, 33-36, 1974.
- [6] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, J. H. Grosvenor, Jr., and R. G. Geyer, *Transmission/Reflection and short-circuit line methods for measuring permittivity and permeability*: NIST Technical Note 1355-R, 1993.
- [7] G. P. Otto and W. C. Chew, "Improved calibration of a large open-ended coaxial probe for dielectric measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-40, 742-746, 1991.
- [8] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*: McGraw-Hill: New York, 1951.
- [9] W. H. Press, B. P. Flannery, S. A. Teukolsky, and W. T. Vetterling, *Numerical Recipes: Cambridge University Press: Cambridge*, 1986.

*** 필자소개 ***

박 정 일

1988년 충남대학교 전자공학과 졸업

1990년 충남대학교 대학원 전자공학과 졸업

1993~현재 한국표준과학연구원 전자기연구부