

개방 단말 동축선 프로브의 유한한 접지판이 PCB 기판의 복소 유전율 환산에 미치는 영향

The Effect of Finite Flange of Open-Ended Coaxial Probe on the Converted Complex Permittivity of PCB Substrate

정 지 현 · 김 영 식 · 김 세 윤*

Ji-Hyun Jung · Young-Sik Kim · Se-Yun Kim*

요 약

개방 단말 동축선 프로브를 사용하여 측정된 PCB 기판과 같은 박막인 유전체의 반사 계수로부터 복소 유전율을 환산하기 위해 모드 해석과 영상 전원을 써서 적분 방정식을 유도하였다. 적분 방정식에 근거한 환산 모델의 정확성은 수치 계산된 반사 계수와 측정을 통해 구한 반사 계수로부터의 복소 유전율 환산으로 확인하였다. 또한 개방 단말 동축선 프로브의 유용한 최대 주파수는 접지판의 크기에 제한 받음을 알 수 있었다.

Abstract

To construct its complex permittivity from the reflection coefficient of a thin film such as PCB substrate measured by open-ended coaxial probe, an integral equation is formulated using modal analysis and equivalent source. The accuracy of the conversion model based on the integral equation is confirmed in both cases of converted complex permittivities calculated from numerically computed and actually measured reflection coefficients. And the maximum valid frequency of open-ended coaxial probe is limited by the size of its flange.

Key words : Open-Ended Coaxial Probe, Complex Permittivity, PCB, Thin Substrate, FDTD

I. 서 론

마이크로파 대역과 밀리미터파 대역에서 집적회로 사용의 증가로 PCB 기판의 전기적 특성을 나타내는 복소 유전율 값의 중요성이 증가하고 있다. 그러나 PCB 기판과 같이 측정 매질의 두께가 얇은 경우에는 기존의 환산 모델인 개선된 가상의 전송 선로 모델^[1]을 사용하여 복소 유전율을 환산할 수 없다^[2]. 따라서 두께가 얇은 측정 매질의 복소 유전율을 환산하기 위한 새로운 환산 모델이 필요하다.

두께가 얇은 매질의 복소 유전율을 환산하기 위한 방법으로, 개선된 공동 공진기법^[3], 두 개의 마이크

로스트립 라인을 이용한 방법^[4], 등가 영상 전원과 모드 해석으로부터 구한 적분 방정식을 사용하여 구하는 방법이 있다^{[5],[6]}. 개선된 공동 공진 기법과 두 개의 마이크로스트립 라인을 이용한 방법은 측정 매질을 주어진 형태로 가공해야 하는 단점이 있는 반면에, 등가 영상 전원과 모드 해석으로 구한 적분 방정식은 측정 매질의 가공이 필요하지 않으며, 기존에 사용했던 모드 해석 방법^[8]을 사용할 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 개방 단말 동축선 프로브를 사용하여 측정된 PCB 기판의 반사 계수를 등가 영상 전원과^[7] 모드 해석^[8]으로 구한 새로운 환산 모델인 적분 방정식에 적용하여 복소 유전율을 환산하는 과정에서,

고려대학교 전파공학과(Department of Radio Sciences and Engineering, Korea University)

*한국과학기술연구원 영상미디어 연구센터(Imaging Media Research Center, Korea Institute of Science and Technology)

· 논문 번호 : 20051115-128

· 수정완료일자 : 2006년 1월 17일

개방 단말 동축선 프로브 접지판의 길이가 측정 가능한 반사 계수 주파수 대역에 미치는 영향에 관하여 살펴보았다.

II. PCB 기판의 복소 유전율 환산을 위한 적분 방정식

본 연구실에서 기존에 사용하던 복소 유전율 환산 모델인 개선된 가상의 전송 선로 모델^[1]과 개방 단말 동축선 프로브법을 사용하여 측정 매질의 복소 유전율을 환산하기 위해서는, 개방 단말 동축선 프로브와 매질의 접촉면에서 측정된 반사 계수 값만이 필요하다. 즉 매질 속으로 투과된 파의 반사는 존재하지 않아야 한다.

그러나 PCB 기판과 같이 측정 매질의 두께가 얇으며 매질의 뒷면에 완전 도체판이 존재하는 경우에는, 개방 단말 동축선 프로브와 매질의 접촉면에서의 반사와 함께 매질 속으로 투과된 파의 매질 끝에 위치한 도체판과 프로브 접지판에 의한 다중 반사(multiple reflection)가 존재한다. 즉 PCB 기판과 같이 매질의 두께가 얇으며 매질 뒷면에 완전 도체가 존재하는 경우에는 다중 반사가 존재하므로, 기존에 사용하던 환산 모델인 개선된 가상의 전송 선로 모델을 사용할 수 없다. 따라서 다중 반사를 고려할 수 있는 새로운 환산 모델이 필요하다.

본 논문에서는 PCB 기판과 같이 두께가 얇은 매질의 복소 유전율을 환산하기 위한 방법으로, 측정 매질의 반사 계수와 복소 유전율과의 관계를 적분 방정식으로 유도하였다. 적분 방정식의 유도를 위한 정확한 모드 해석을 위해서, 그림 1과 같이 개방 단말 동축선 프로브의 접지판은 크기가 무한하고 완전 도체이며, 개방 단말 동축선 프로브에 인가되는 입사파는 TEM 모드로 개방 단말 동축선 프로브의 좌측에서 인가된다고 가정하였다.

그림 1의 좌측에서 인가되는 TEM 모드의 입사파는 개방 단말 동축선 프로브와 상대 유전상수 ϵ_m 과 두께 'd'를 갖는 PCB 기판의 경계면인 $z=0$ 에서 반사되며, 반사파는 경계면에서의 불연속에 의해 TEM 모드 이외에 고차 모드도 생성되게 된다.

따라서 동축선 내부 영역에서의 전자파는 TEM 모드의 입사파와 경계면에서 생성되는 TEM 모드의

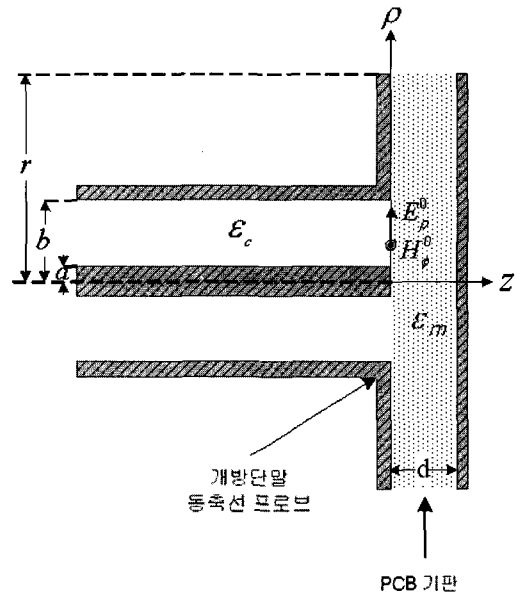


그림 1. 모드 해석을 위한 개방 단말 동축선 프로브 구조

Fig. 1. The structure of open-ended coaxial probe for analyzing the mode.

반사파, 그리고 고차 모드인 TM 모드 반사파의 합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다^[5].

$$H_{\phi}^{0(-)}(\rho) = \frac{1}{\pi\rho} - w\epsilon_0\epsilon_c \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f_n(\rho)}{N_n^2\beta_n} \int_a^b E_{\rho}^{0(-)}(\rho') f_n(\rho') \rho' d\rho' \quad (1)$$

여기서,

$$f_n(\rho) = [J_1(r_n\rho)Y_0(r_n a) - Y_1(r_n\rho)J_0(r_n a)] \quad (2a)$$

$$N_n^2 = \frac{2}{\pi^2 r_n^2} \left[\frac{J_0^2(r_n a)}{J_0^2(r_n b)} - 1 \right] \quad (2b)$$

$$\beta_n = -j\sqrt{r_n^2 - k_m^2} \quad (2c)$$

이며, 'a'는 개방 단말 동축선 프로브 내심 반경으로 $a=0.635$ mm이고, 'b'는 외심 반경으로 $b=2.04$ mm이며, ' ϵ_c '는 내부 절연체로 $\epsilon_c=2.075$ 의 값을 갖는다. $E_{\rho}^{0(-)}$ 와 $H_{\phi}^{0(-)}$ 는 각각 개방 단말 동축선 프로브와 PCB 기판의 경계면인 $z=0$ 에서의 전계와 자계를 나타낸다.

그림 1에서 동축선 프로브 좌측에서 인가된 입사파 중 PCB 기판으로 투과된 파는 PCB 기판 뒷면에 위치한 완전 도체 면과 개방 단말 동축선 프로브의

접지판에 의해 다중 반사(multiple reflection)를 겪게 된다. PCB 기판 뒷면에 위치한 도체판과 프로브 접지판에 의한 다중 반사파는 전기 영상법(image theory)을 적용하여 무한개의 등가 자기 전류로 등가화한 다음 Green's function을 사용하여 정리하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{\phi}^{0(+)}(\rho) = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_m}{\pi} \left[\int_a^b \int_0^{\pi} E_{\rho}^{0(+)}(\rho') \frac{e^{-jk_n r}}{r} \rho' \cos \phi' d\phi' d\rho' + \sum_{\substack{l=-\infty \\ (l \neq 0)}}^{\infty} \int_a^b \int_0^{\pi} E_{\rho}^{0(+)}(\rho') \frac{e^{-jk_n r_l}}{r_l} \rho' \cos \phi' d\phi' d\rho' \right] \quad (3)$$

여기서,

$$r = \sqrt{\rho^2 + (\rho')^2 - 2\rho\rho' \cos \phi'} \quad (4a)$$

$$r_l = \sqrt{\rho^2 + (\rho')^2 - 2\rho\rho' \cos \phi' + (2d)^2} \quad (4b)$$

$$K_m = \omega\sqrt{\epsilon_m\mu} \quad (4c)$$

이다.

동축선 내부 영역을 해석한 식 (1)과 PCB 기판 영역을 해석한 식 (3)에 접선 성분의 전계와 자계는 개방 단말 동축선 프로브와 PCB 기판의 경계면에서 연속이어야 한다는 $E_{\rho}^{0(+)} = E_{\rho}^{0(-)} = E_{\rho}^0$ 와 $H_{\phi}^{0(+)} = H_{\phi}^{0(-)} = H_{\phi}^0$ 의 경계 조건을 적용하여 식을 정리하면 PCB 기판과 같이 박막인 측정 매질의 유전율을 환산하는데 사용할 수 있는 환산 모델인 다음의 적분 방정식을 구할 수 있다.

$$\frac{1}{\pi\rho} - w\epsilon_0\epsilon_c \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f_n(\rho)}{N^2 \beta_n} \int_a^b E_{\rho}^0(\rho') f_n(\rho') \rho' d\rho' = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_m}{\pi} \left[\int_a^b \int_0^{\pi} E_{\rho}^0(\rho') \frac{e^{-jk_n r}}{r} \rho' \cos \phi' d\phi' d\rho' + \sum_{\substack{l=-\infty \\ (l \neq 0)}}^{\infty} \int_a^b \int_0^{\pi} E_{\rho}^0(\rho') \frac{e^{-jk_n r_l}}{r_l} \rho' \cos \phi' d\phi' d\rho' \right] \quad (5)$$

식 (5)에서 미지수는 종단면에서의 전계 E_{ρ}^0 와 PCB 기판의 복소 유전율 ϵ_m 로, 종단면에서의 전계 E_{ρ}^0 값을 알면 PCB 기판의 복소 유전율 값인 ϵ_m 을 구할 수 있다. 하지만 동축선 종단면에서 실제로 측정되는 값은 전계 E_{ρ}^0 값이 아닌 정규화된 입력 어드미턴스 y_{in} 나 반사 계수 Γ_m 이다. 따라서 식 (5)를 입력 어드미턴스에 관한 식으로 바꾸어 보면 다음과 같다^[5].

$$Y_{in} = \frac{1 - \Gamma_m}{1 + \Gamma_m} = \frac{2}{\int_a^b E_{\rho}^0(\rho') d\rho'} = \frac{2\pi}{\left[\frac{\mu_0}{\epsilon_0\epsilon_c} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \right]} \quad (6)$$

식 (5)와 (6)을 모멘트 방법과 Muller's 반복 해석 기법을 사용하여 해석하면 PCB 기판과 같은 박막인 유전체의 복소 유전율을 환산할 수 있다.

앞에서 유도된 환산 모델인 적분 방정식의 정확성을 확인하기 위하여 분산 FDTD로 수치 계산된 반사 계수를 사용하여 복소 유전율을 환산해 보았다^[5]. 다섯 개의 서로 다른 두께를 갖는 PCB 기판에서 계산된 반사 계수를 사용하여 복소 유전율을 환산한 결과 환산된 복소 유전율 값은 최대오차 2.4% 이내의 값으로 환산되는 것을 알 수 있으며, 수치 계산된 반사 계수를 통한 환산으로 적분 방정식의 정확성을 검증할 수 있었다^[6]. 따라서 실제 PCB 기판의 측정된 반사 계수를 사용한 복소 유전율 환산으로부터 환산모델인 적분 방정식의 정확성을 검토하여 보았는데, 그 결과는 III장에 기술하였다.

III. 측정된 반사 계수로부터 복소 유전율 환산을 통한 적분방정식 검토

실제 반사 계수 측정에 사용된 PCB 기판은 ROGERS사의 RO4003으로 PCB 기판의 두께 'd'는 d=0.3048 mm이며, 복소 유전율은 $\epsilon_m=3.38$, $\sigma_m=0$ 의 값을 갖는다. 측정에 사용된 PCB 기판인 RO4003을 그림 2에 나타내었다.

개방 단말 동축선 프로브를 종단면에서 교정(calibration)한 다음 PCB 기판인 RO4003에 접촉시킨 뒤 회로망 분석기(network analyzer: 8510C)를 사용하면 RO4003의 반사 계수를 주파수 범위 450 MHz ~ 26.5 GHz 에서 측정할 수 있다. 반사 계수 측정에는 그림 3과 같이 동일한 구조를 갖는 4개의 서로 다른 개방 단말 동축선 프로브를 사용하였다.

개방 단말 동축선 프로브를 사용하여 측정된 주파수 범위 450 MHz~26.5 GHz 의 반사 계수 가운데 주파수 3.55 GHz일 때의 반사 계수를 환산 모델인 적분방정식에 대입하여 복소 유전율을 환산하였다. 환산결과는 표 1에 나타내었다.

표 1의 복소 유전율 환산 결과에서 probe 1로 측

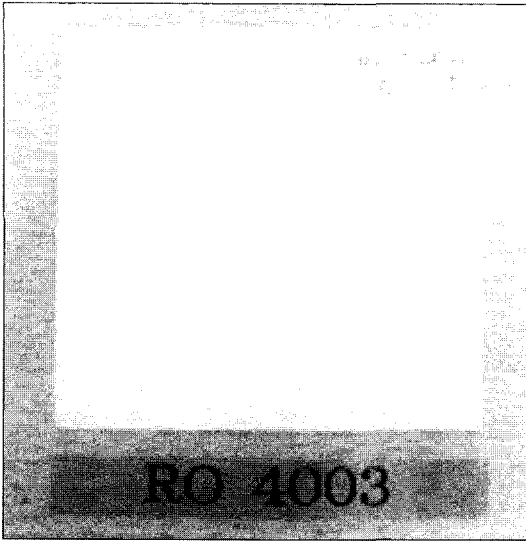


그림 2. 측정에 사용된 PCB 기판
Fig. 2. PCB substrate used to measurement.

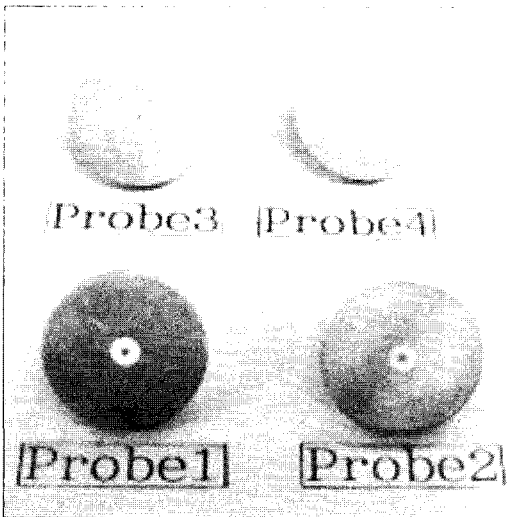


그림 3. 반사 계수 측정에 사용된 네 개의 개방 단말 동축선 프로브
Fig. 3. Four open-ended coaxial probes used to measure the reflection coefficients.

표 1. PCB 기판의 환산된 복소 유전율
Table 1. Converted complex permittivities of PCB substrate.

	Probe 1	Probe 2	Probe 3	Probe 4
환산된 유전율[ϵ_m]	2.9916	3.4307	3.0199	3.4128
오차[%]	11.49	1.50	10.65	0.97

정된 반사 계수로부터 환산된 복소 유전율은 PCB 기판의 주어진 복소 유전율 값인 $\epsilon_m=3.38$ 과 가장 큰 오차를 갖는 값인 $\epsilon_m=2.9916$ 으로 환산되었다. 수치 계산된 반사 계수로 환산된 복소 유전율 값이 최대 오차 2.3 % 이내의 값으로 환산되는 것에 비해서, 실제 측정된 반사 계수로부터 환산된 결과인 복소 유전율 값이 주어진 값과 11.9 %의 차이가 나는 원인을 살펴보기 위해서, 가장 큰 오차를 갖는 Probe 1에서 환산된 복소 유전율 값인 $\epsilon_m=2.9916$ 을 분산 FDTD에 다시 대입하여 주어진 두께 $d=0.3048$ mm에 대한 반사 계수를 수치 계산한 다음 측정된 반사 계수와 비교하여 환산 결과의 정확성의 살펴보았으며, 비교 결과는 그림 4에 나타내었다.

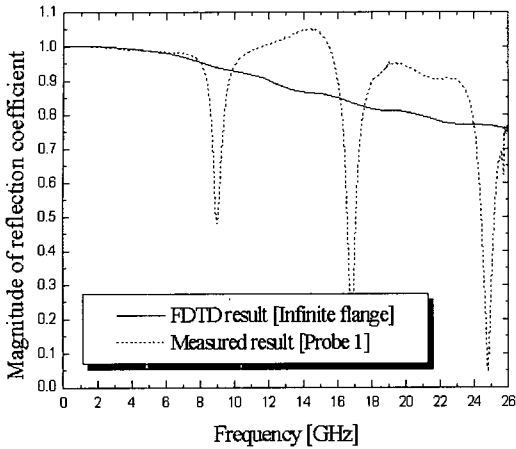
그림 4에서 두 반사 계수 값은 주파수 범위 450 MHz~5 GHz에서 일치하였지만, 측정된 반사 계수로부터 환산된 복소 유전율은 주어진 복소 유전율 값과 11.49 %의 오차를 보이며 환산되었다. 따라서 환산된 복소 유전율과 주어진 복소 유전율과 오차 원인은 환산 모델에 있는 것이 아니라는 것을 알 수 있다.

반사 계수 값에 오차가 발생하는 원인을 살펴보기 위하여 그림 3의 네 개의 개방 단말 동축선 프로브를 사용하여 주파수 범위 450 MHz~26.5 GHz에서 증류수(pure water)의 반사 계수를 측정하였고, 측정된 반사 계수 중 관심 주파수 구간인 3 GHz~4 GHz에서의 측정 결과를 그림 5에 나타내었다.

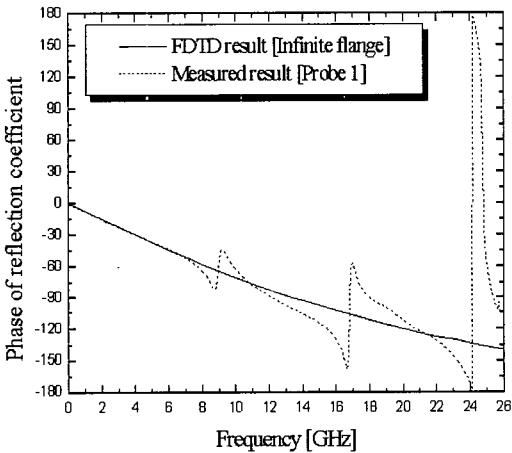
그림 5의 측정 결과를 보면 동일한 구조를 갖는 4 개의 개방 단말 동축선 프로브로 측정된 증류수의 반사 계수의 크기와 위상이 모두 서로 다른 것을 알 수 있었다. 따라서 반사 계수 측정 과정에서 발생하는 오차가 복소 유전율 환산에 영향을 미친 것을 알 수 있으며, 정확한 복소 유전율 환산을 위해서는 정확한 반사 계수 측정이 필요하고, 정확한 반사 계수 측정을 위해서는 정확한 구조를 갖는 개방 단말 동축선 프로브의 제작이 중요하다는 것을 알 수 있었다.

IV. 접지면 길이 변화에 따른 측정 주파수 대역의 변화

그림 4의 결과에서 분산 FDTD로 수치 계산된 반사 계수의 크기와 위상은 주파수가 증가할수록 선형적으로 감소하는 반면에 측정된 반사 계수는 주파수



(a) 크기
(a) Amplitude

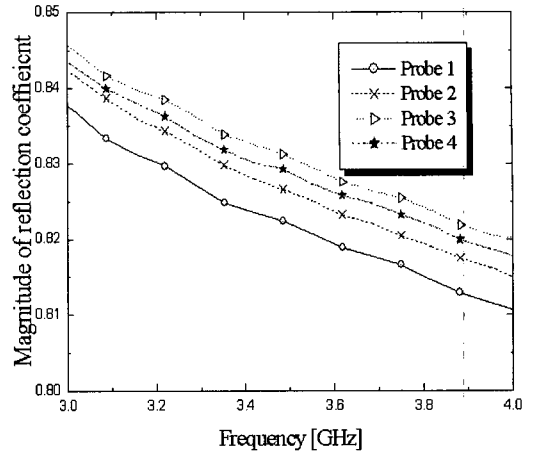


(b) 위상
(b) Phase

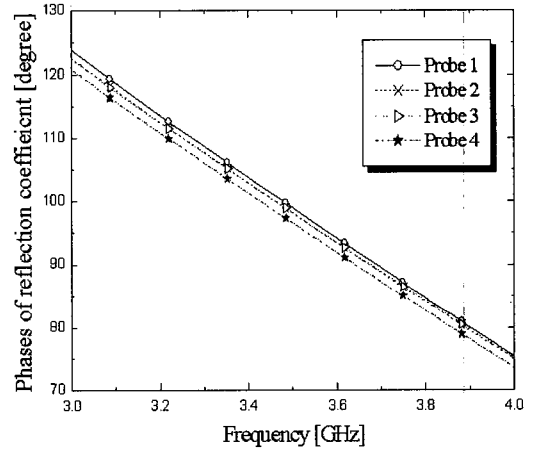
그림 4. 측정된 반사 계수와 수치 계산된 반사 계수의 비교
Fig. 4. Comparison between measured and calculated reflection coefficients.

가 증가할수록 비선형적인 특성을 보이며 감소하는 것을 알 수 있으며, 주파수 범위 450 MHz~5 GHz에서는 분산 FDTD로 수치 계산된 반사 계수와 측정된 반사 계수가 일치하지만, 주파수 5 GHz 이상부터는 두 반사 계수 값이 일치하지 않는 것을 알 수 있다.

그림 4에서의 같이 주파수 5 GHz 이상에서 두 반사 계수 값이 일치하지 않는 이유는 분산 FDTD를 통한 반사 계수 수치 계산에 무한 길이의 개방 단말 동축선 프로브의 접지판을 사용한 것을 원인으로 볼



(a) 크기
(a) Amplitude



(b) 위상
(b) Phase

그림 5. 네 개의 개방 단말 동축선 프로브를 사용하여 측정된 증류수의 반사 계수
Fig. 5. Reflection coefficients of pure water measured from four different open-ended coaxial probes.

수 있다. 분산 FDTD 계산에서 무한 길이의 접지판을 사용한 이유는 모드 해석을 위해서는 무한 길이의 접지판을 갖는 개방 단말 동축선 프로브가 필요하며, 개방 단말 동축선 프로브는 유한 길이의 접지판으로 무한 길이 접지판을 갖는 프로브와 동일한 반사 계수를 구할 수 있도록 설계하였기 때문이다^[2].

개방 단말 동축선 프로브의 유한 길이의 접지판의 영향을 살펴보기 위하여 실제 프로브의 접지판 길이인 $r=12$ mm인 경우의 반사 계수를 분산 FDTD로 계

산하여 측정된 반사 계수와 비교하여 그림 6에 나타내었다.

그림 6에서 두 반사 계수 값이 그림 4와는 달리 상당히 일치하는 것을 알 수 있다. 두 반사 계수의 크기와 위상 모두 주파수 9 GHz와 16.6 GHz, 24.78 GHz에서 비선형 적인 특성을 보이며, 주파수가 증가할수록 크기가 줄어드는 동일한 경향을 보이고 있다. 따라서 그림 4와 같이 전체 주파수 구간에서 측정된 반사 계수와 수치 계산된 반사 계수가 일치하지 않는 원

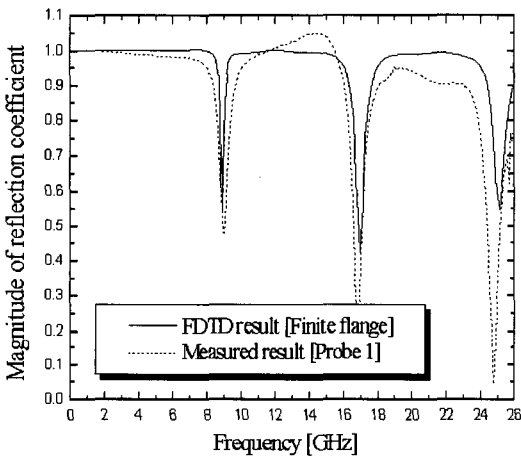
인이 실제 반사 계수 측정에 사용한 개방 단말 동축선 프로브의 유한길이의 접지판에 있는 것을 알 수 있다.

따라서 개방 단말 동축선 프로브의 접지판 길이는 반사 계수 측정 주파수 대역에 영향을 주며, 본 논문에서와 같이 접지판 반경이 $r=12$ mm인 개방 단말 동축선 프로브를 사용하면 주파수 범위 450 MHz~5 GHz에서 복소 유전율 환산이 가능한 것을 알 수 있었다.

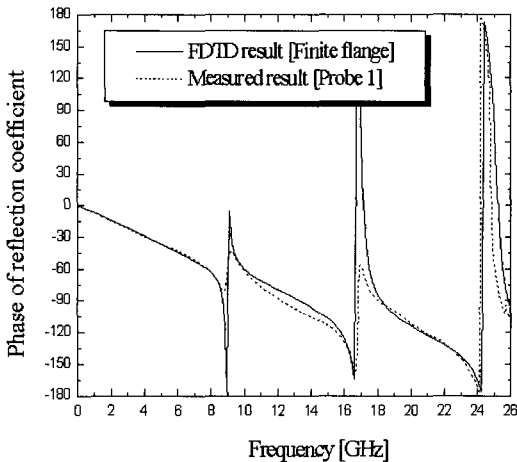
개방 단말 동축선 프로브 접지판 반경의 길이 변화가 측정 주파수 대역에 미치는 영향을 알아보기 위하여 접지판 반경의 길이 변화에 따른 반사 계수를 분산 FDTD를 사용하여 수치 계산하였다. 분산 FDTD 수치 계산에 사용한 접지판 반경은 $r=8.5$ mm, 15.5 mm로 기존에 사용하던 개방 단말 동축선 프로브의 접지판 반경보다 3.5 mm 크거나 작은 값을 갖는다. 각각의 접지판 반경에 따른 분산 FDTD로 수치 계산된 반사 계수의 크기와 위상 변화를 그림 7에 나타내었다.

그림 7(b)의 동축선 프로브 접지판 반경에 따른 분산 FDTD로 계산된 반사 계수의 위상 변화를 보면 접지판의 길이가 기존 값보다 작아지면 반사 계수 측정 가능한 주파수 대역이 넓어지지만, 접지판의 길이가 기존 값보다 커지는 경우에는 반사 계수 측정 가능한 주파수 대역이 작아지는 것을 알 수 있다. 그러나 그림 7(a)의 동축선 프로브 접지판 반경에 따른 분산 FDTD로 계산된 반사 계수의 크기 변화를 보면 프로브 접지판의 길이가 기존 값보다 커지거나 작아지더라도 반사 계수 크기 값의 변화는 적어서 측정 가능한 반사 계수의 주파수 대역은 거의 변하지 않는 것을 알 수 있다.

따라서 기존에 사용했던 접지판 반경 $r=12$ mm를 갖는 개방 단말 동축선 프로브 외에 분산 FDTD 수치 계산에 사용하였던 접지판 반경 $r=8.5$ mm, 15.5 mm를 갖는 프로브를 사용하여도 복소 유전율 환산에 사용되는 반사 계수를 측정 가능한 주파수 대역은 변하지 않는 것을 알 수 있다. 그러므로 반사 계수 측정 가능한 주파수 대역을 증가시키기 위해서는 개방 단말 동축선 프로브의 접지판 반경의 조절만이 아닌 프로브 구조인 내심 반경과 외심 반경의 조절이 필요한 것을 알 수 있다.



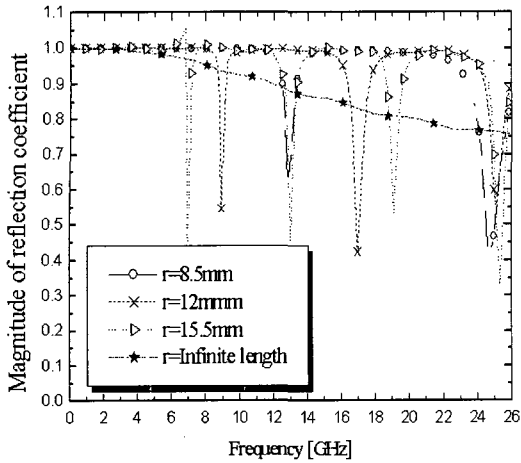
(a) 크기
(a) Amplitude



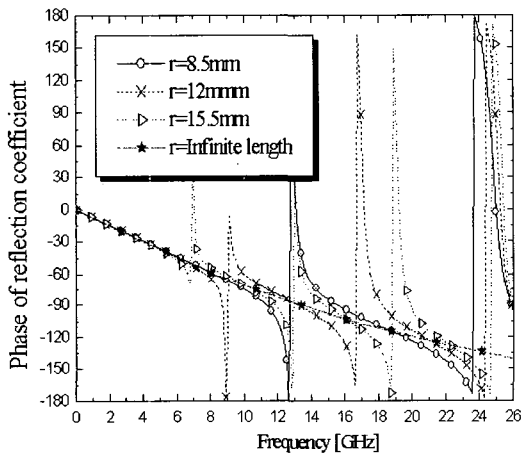
(b) 위상
(b) Phase

그림 6. 측정된 반사 계수와 수치 계산된 반사 계수의 비교

Fig. 6. Comparison between measured and calculated reflection coefficients.



(a) 크기
(a) Amplitude



(b) 위상
(b) Phase

그림 7. 개방 단말 동축선 프로브의 접지판 길이에 따른 반사 계수 변화

Fig. 7. The difference of reflection coefficients according to the length of flange of open-ended coaxial probes.

V. 결 론

PCB 기판과 같이 박막인 유전체의 유전율을 환산하기 위한 환산 모델인 적분 방정식은 반사 계수 측정이 정확하게 이루어지면 정확한 복소 유전율로 환산되며, 정확한 반사 계수 측정을 위해서는 정확한 구조를 갖는 개방 단말 동축선 프로브의 제작이 필요한 것을 알 수 있었다. 그리고 실제 PCB 기판의 반

사 계수 측정을 통한 복소 유전을 환산에서 환산 가능한 주파수 대역은 개방 단말 동축선 프로브의 접지판 길이에 영향을 받는 것을 알 수 있었다.

개방 단말 동축선 프로브의 접지판 길이와 복소 유전을 환산 가능한 주파수 대역과의 관계를 알아보기 위하여 접지판의 길이를 바꿔가며 복소 유전을 환산에 사용되는 반사 계수를 수치 계산하였을 때 반사 계수 위상 특성은 접지판의 길이가 작아지면 향상되지만 반사 계수 크기 특성은 주파수에 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 따라서 $r=8.5$ mm, 12 mm, 15.5 mm의 크기의 접지판 변경을 갖는 개방 단말 동축선 프로브를 사용하면 주파수 범위 450 MHz ~ 5 GHz에서 복소 유전을 환산이 가능한 것을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 신현, 현승엽, 김상욱, 김세윤, "복소유전을 측정용 개방단말 동축선 프로브의 새로운 등가모델", 추계마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, 22(2), pp. 143-146, 1999년.
- [2] 신현, "개방단말 동축선 프로브를 이용한 매질의 특성 측정", 고려대학교 석사학위 논문, 1999년.
- [3] M.-Y. Chen, J.-P. Yu, and D.-M. Xu, "Measurement of complex permittivity of thin substrates using the resonant cavity", *IEEE Microwave and Optical Technol. Lett.*, vol. 42, no. 4, pp. 274-277, Aug. 2004.
- [4] M.-Q. Lee, S. Nam, "An accurate broadband measurement of substrate dielectric constant", *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol. 6, no. 4, pp. 168-170, Apr. 1996.
- [5] 정지현, 조유선, 김세윤, "모멘트 방법을 사용한 PCB 기판의 유전을 환산", 한국전자과학회논문지, 16(2), pp. 222-227, 2005년 2월.
- [6] J. H. Jung, S. Y. Kim, "Complex permittivity of thin PCB substrate measured by open-ended coaxial probe", *ISAP*, vol. 2, pp. 797-800, 2005.
- [7] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons: New York, 1989.
- [8] D. K. Misra, "On the measurement of the complex

permittivity of materials by an open-ended coaxial probe", *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*,

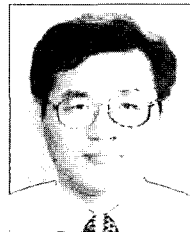
vol. 5, no. 5, pp. 161-163, May 1995.

정 지 현



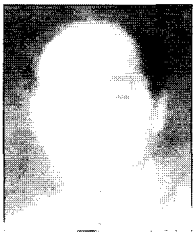
2004년 2월: 단국대학교 전자공학과 (공학사)
2004년 2월~현재: 고려대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] 복소 유전율 측정기법, 수치해석

김 세 윤



1978년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1980년 2월: KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1984년 8월: KAIST 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1986년 11월: KAIST 전기 및 전자공학과 (Post-doctor)
1986년 12월~현재: KIST 영상미디어 연구센터 책임연구원
[주 관심분야] 파동의 회절 및 복사, 전자파 Imaging, 안테나 설계, EMI/EMC

김 영 식



1973년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
1977년 8월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
1986년 5월: University of Massachusetts at Amherst (공학석사)
1988년 5월: University of Massachusetts at Amherst (공학박사)
1993년 3월~현재: 고려대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 밀리미터파 안테나, front-end 시스템, 이동통신시스템