
마이크로스트립 선로를 이용한 기판의 유전율 측정

한대현*

Measurement of the planar substrate dielectric constant using a microstrip line

Dae-Hyun Han*

이 논문은 2006년도 동의대학교 교내 연구비를 지원받았음

요 약

마이크로스트립 선로를 이용하여 기판의 유전율을 광대역에서 빠르고 쉽게 측정하는 방법을 제시하였다. 산란 계수를 이용하여 1차 반사계수와 1차 전송계수를 구하여 기판의 복소 유전율과 복소 투자율을 계산하는 과정을 보였다. 기존에 유전율을 알고 있는 기판에 제작한 마이크로스트립 라인의 산란계수를 회로망분석기를 이용하여 측정하여 기판유전율을 확인하였다. 이 방법은 유전율을 모르는 기판의 유전율을 측정하는데 적용가능하다.

ABSTRACT

This paper suggested the fast and easy method of the dielectric constant measurement for planar dielectrics using a microstrip line. The complex permittivity and permeability were presented by the first reflection and transmission coefficient which were derived from the scattering parameters. This method was verified by the measurement of a known planar dielectric using a microstrip line. This method can be applied to the dielectric constant measurement of unknown planar dielectric.

키워드

유전율 측정, 마이크로스트립 선로, 산란행렬, 기판

Key word

dielectric constant measurement, microstrip line, scattering parameter, planar substrate

I. 서론

고주파 대역에서는 부피가 작고, 가벼운 평판이 많이 사용되고 있다. 평판기판에서는 마이크로스트립(microstrip) 선로가 전송선으로 주로 사용되고 있다. 이런 전송선로의 특성 임피던스는 평판 기판에 사용되는 유전체의 유전율과 스트립선로의 폭과 기판의 높이에 의존한다. 따라서 평판 기판의 주파수에 따른 유전율을 아는 것은 중요하다.

마이크로파 대역에서 물질의 유전율과 투자율을 측정하기 위한 여러 가지 방법들이 제안되었다. 동축선로나 도파관을 이용하는 측정하는 방법[1-4], 자유공간에서 측정하는 방법[5], 공진기를 이용하여 측정하는 방법 등이 제안되었다.[6-8]

본 논문에서는 마이크로스트립 선로의 산란계수를 이용하여 기판의 유전율을 빠르게 측정하는 방법을 제시하였다. 마이크로스트립 선로는 준 TEM이 기본 모드이다. 제시한 방법을 검증하기 위하여 유전율을 알고 있는 기판을 주파수 0.05 GHz에서 6 GHz 까지 시뮬레이션 및 측정을 통해서 비교하였다. 결과 값들이 잘 일치함을 보였다.

II. 마이크로스트립 전송선의 특성

평판 기판에서 마이크로스트립 선로가 전송선으로 많이 사용된다. 그림 1에 신호선폭이 w , 유전체의 높이 h , 도체면의 두께 t 인 마이크로스트립 전송선의 횡단면을 나타내었다.

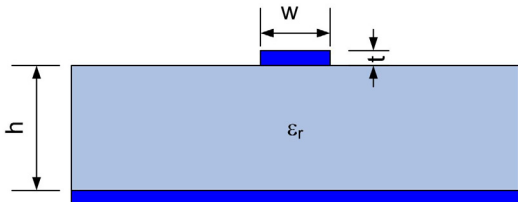


그림 1. 마이크로스트립 전송선의 단면
Fig. 1. The cross-section view of the microstrip transmission line.

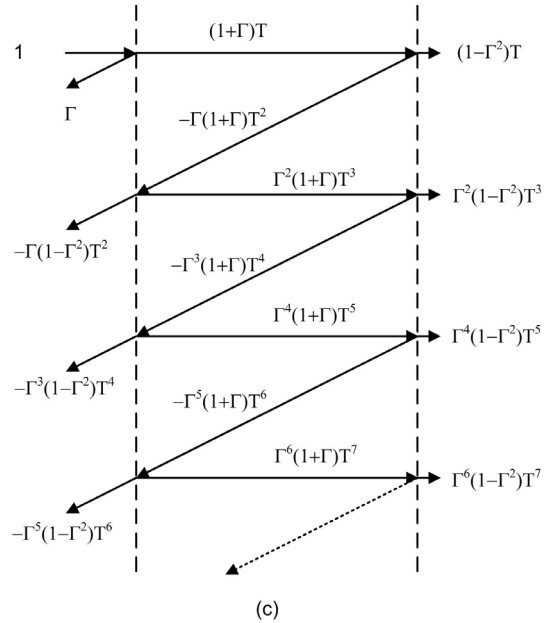
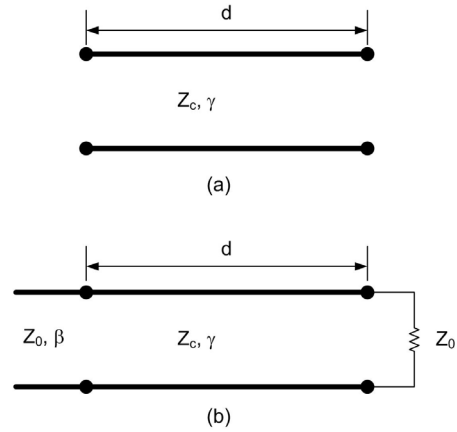


그림 2. (a) 특성 임피던스 Z_c , 복소 전파상수 γ , 길이 d 인 전송선 (b) 산란계수 S_{11} , S_{21} 을 구하기 위한 회로 (c) 전송선의 산란계수 S_{11} , S_{21} 을 구하기 위한 빔 해석

Fig. 2 (a) Transmission line with the characteristic impedance Z_c , the complex propagation constant γ , and the length d (b) Transmission line circuit for the scattering parameter. (c) The beam analysis of the transmission line for the scattering parameter.

그림 2(a)에서는 특성 임피던스 Z_c , 복소 전파상수 γ , 길이 d 인 전송선을 나타내었으며, 그림 2(b)에서는 산란계수 S_{11} 과 S_{21} 을 구하기 위해서 시스템의 특성 임피던스와 같은 Z_0 Ω 저항을 포트 2에 연결한 회로를 나타내었고, 그림 2(c)에서는 산란계수를 구하기 위한 빔 해석을 나타내었다. 이 빔 해석을 통해서 전송선의 산란계수를 구할 수 있다. 산란계수 S_{11} 과 S_{21} 은 식(1)과 식(2)와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & (1) \\ &= \Gamma - \Gamma(1-\Gamma^2)T^2 - \Gamma^3(1-\Gamma^2)T^4 - \dots \\ &= \frac{\Gamma(1-T^2)}{1-\Gamma^2T^2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & (2) \\ &= (1-\Gamma^2)T + \Gamma^2(1-\Gamma^2)T^3 + \dots \\ &= \frac{T(1-\Gamma^2)}{1-\Gamma^2T^2} \end{aligned}$$

여기서 Γ 와 T 는 각각 1차 반사계수와 1차 전송계수를 나타내며 식(3)과 식(4)와 같다.

$$\Gamma = \frac{Z_c + Z_0}{Z_c - Z_0} \quad (3)$$

$$T = e^{-\gamma d} \quad (4)$$

여기서 Z_c 는 전송선의 특성 임피던스, Z_0 는 시스템의 특성 임피던스, γ 는 전송선의 복소 전파상수, d 는 전송선의 길이이다. 식(1)과 식(2)로부터 1차 반사계수 Γ 와 1차 전송계수 T 는 식 (5)와 식(6)으로 나타낼 수 있다.

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (5)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} \quad (6)$$

여기서 K 는

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} = \frac{1 + \Gamma^2}{2\Gamma} \quad (7)$$

이다. 식(5)-식(7)은 1차 반사계수 Γ 를 먼저 구하고, 이를 이용하여 1차 전송계수 T 를 구하는 식이다. 식(5)-식(7)을 식(8)-식(10)에서와 같이 1차 전송계수 T 를 먼저 구하고, 이를 이용하여 1차 반사계수 Γ 를 구할 수 있다.

$$T = \chi \pm \sqrt{\chi^2 - 1} \quad (8)$$

$$\Gamma = \frac{S_{11} + S_{21} - T}{1 - (S_{11} + S_{21})T} \quad (9)$$

여기서 χ 는

$$\chi = \frac{S_{21}^2 - S_{11}^2 + 1}{2S_{21}} = \frac{1 + T^2}{2T} \quad (10)$$

이다.

식(5)와 식(8)에서 \pm 부호는 $|\Gamma| \leq 1$, $|T| \leq 1$ 인 것을 선택한다. 따라서 1차 반사계수 Γ 와 1차 전송계수 T 는 회로망분석기(network analyzer)로 측정된 산란계수로부터 구할 수 있다.

복소 전파상수 γ 와 전송선의 특성 임피던스 Z_c 를 유전체의 매질 특성, 1차 반사계수 Γ 와 1차 전송계수 T 로 표현하면 식(11)과 식(12)이 된다.

$$\gamma = j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\mu_{reff} \epsilon_{reff}} = -\frac{1}{d} \ln(T) \quad (11)$$

$$Z_c = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} = Z_0' \sqrt{\frac{\mu_{reff}}{\epsilon_{reff}}} \quad (12)$$

여기서 Z_0' 는 매질이 $\mu_r = 1$, $\epsilon_r = 1$ 일 때 구조의 특성 임피던스이며, μ_{reff} 와 ϵ_{reff} 는 각각 유효 투자율과 유효 유전율이다. 식(11)과 식(12)로부터 매질의 유효유전율과 유효투자율은 식(13)과 식(14)으로 표현된다.

$$\mu_{reff} = \mu_{reff}' - j\mu_{reff}'' \quad (13)$$

$$\begin{aligned} &= j \frac{1}{\omega d \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \left(\frac{Z_0}{Z_0'} \right) \ln(T) \\ &= \frac{\lambda_0}{\Lambda} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \left(\frac{Z_0}{Z_0'} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{reff} &= \epsilon'_{reff} - j\epsilon''_{reff} \\ &= j \frac{1}{\omega d \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \left(\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right) \left(\frac{Z_0'}{Z_0} \right) \ln(T) \\ &= \frac{\lambda_0}{A} \left(\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right) \left(\frac{Z_0'}{Z_0} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\frac{1}{A} = j \frac{1}{2\pi d} \ln(T) \quad (15)$$

1차 전송계수 $T = |T|e^{j\phi}$ 로 표현되는 복소수이므로

$$\ln(T) = \ln|T| + j(\phi + 2n\pi) \quad (17)$$

$n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

이다. 따라서 유효투자율 μ_{reff} 와 유효유전율 ϵ_{reff} 는 유일하게 정해지지 않는다. 복소 전송계수는

$$\gamma = \alpha + j\beta = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda_g} = -\frac{1}{d} \ln(T) \quad (18)$$

이며, α 는 감쇠상수, β 는 위상상수, λ_g 는 관내파장(the guided wavelength)이다. 위상상수 β 는

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \text{Im}(\gamma) = \frac{2n\pi - \phi}{d} \quad (19)$$

이며, $\text{Im}(\gamma)$ 는 γ 의 허수 부분을 의미하며, d/λ_g 는

$$\frac{d}{\lambda_g} = n - \frac{\phi}{2\pi} \quad (20)$$

이다. 식(20)에서 $n=0$ 이고 $-2\pi < \phi < 0$ 이면 d/λ_g 는 0 과 1 사이의 값이다. 만일 마이크로스트립 선로의 길이가 관내파장 보다 짧으면 μ_{reff} 와 ϵ_{reff} 는 유일한 값을 가진다. 본 실험에서 최고 높은 주파수 6 GHz의 관내 파장은 3.2 cm 이고, 마이크로스트립 선로의 길이는 1.5 cm 로 관내파장보다 짧기 때문에 μ_{reff} 와 ϵ_{reff} 는 유일한 값을 가진다.

식(13)과 식(14)에서 μ_{reff} 과 ϵ_{reff} 를 곱하면 식(21)과 같이 간단해진다.

$$\mu_{reff} \epsilon_{reff} = \left(\frac{\lambda_0}{A} \right)^2 \quad (21)$$

만일 측정하는 재질이 비자성체이면 $\mu_{reff} = 1$ 이기 때문에 마이크로스트립 라인 유효유전율은

$$\epsilon_{reff} = \left(\frac{\lambda_0}{A} \right)^2 \quad (22)$$

이다. 식(22)을 이용하면 유효유전율은 측정된 마이크로스트립 선로의 산란계수를 이용하여 식(8)을 이용하여 1차 전송계수를 계산하여 간단히 구할 수 있다.

마이크로스트립 선로에서 유효유전율과 기관의 유전율 관계는[8]

$$\epsilon_r = 1 + \frac{2\epsilon_{reff} \sqrt{1+12h/w}}{1 + \sqrt{1+12h/w}} \quad (22)$$

이므로 유효유전율을 알고 있으면 마이크로스트립 라인에 사용된 기관의 유전율을 계산할 수 있다.

III. 시뮬레이션 및 측정

시뮬레이션과 측정에 사용된 기관은 유전율 $\epsilon_r = 3$, 기관의 두께 $h=0.762$ mm, 금속 도체판의 두께 $t=0.035$ mm이고 신호선의 폭 $w=1.874$ mm, 마이크로스트립 선로의 길이 $d=15$ mm 이다. 그림3에 주파수 100 MHz에서 6 GHz 까지 산란계수 계수의 크기와 위상을 시뮬레이션한 결과를 보였다.

마이크로스트립 선로의 길이가 최고 주파수에서의 관내 파장보다 짧기 때문에 예상한대로 S_{21} 의 위상은 주파수에 따라서 선형적으로 변함을 알 수 있다. S_{21} 의 크기는 주파수가 높아질수록 작아지고 있다. 마이크로스트립 선로의 손실은 도체에 의한 손실과 유전체에 의한 손실이 합이며, 도체 손실에 의한 감쇠상수는 [9]

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_c w} = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \frac{1}{Z_c w} \quad N_p/m \quad (23)$$

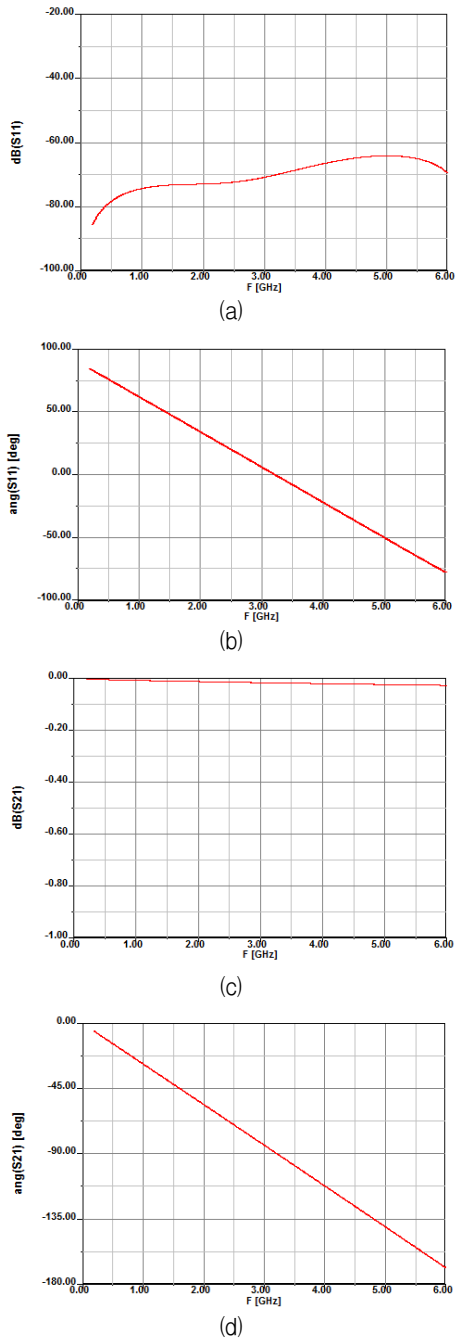


그림 3 전송선 시뮬레이션 결과
 (a) S₁₁ 크기 (b) S₁₁ 위상 (c) S₂₁ 크기 (d) S₂₁ 위상
 Fig. 3 Simulation results with the microstrip line
 (a) S₁₁ magnitude (b) S₁₁ phase
 (c) S₂₁ magnitude (d) S₂₁ phase

이며, 유전체 손실에 의한 감쇠상수는

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{reff} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_{reff} (\epsilon_r - 1)}} N_p / m \quad (24)$$

이다. 주파수 1 GHz에서 $\alpha_c = 0.082 N_p / m$ 이며, $\alpha_d = 0.014 N_p / m$ 로 일반적으로 알려진 데로 도체 손실이 유전체 손실보다 크다.

제작한 마이크로스트립 선로를 회로망 분석기로 산란계수를 측정하여 유전율의 실수 부분과 허수 부분을 구한 결과를 그림 4에 보였다.

유전율의 실수 부분은 그림 4(a)에서 보인 바와 같이 1% 이내에서 정확하게 측정되었다. 하지만 그림 4(b)에 보인 유전율의 허수 부분은 도체 손실과 유전체 손실을 함께 포함하고 있어서 유전체의 유전율의 허수 부분이 크게 나타난다.

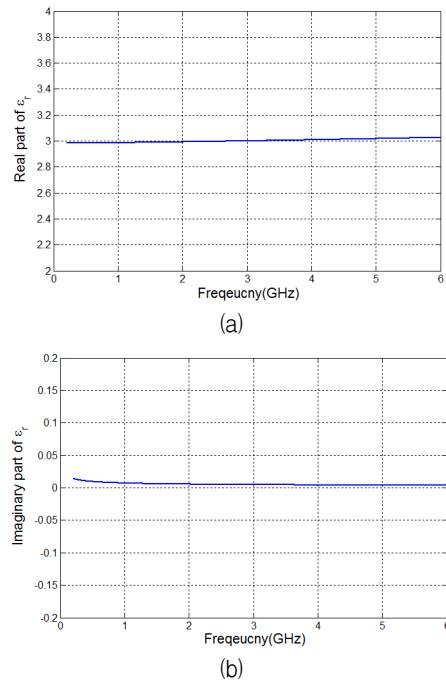


그림 4. 유전율 측정 결과 (a) 유전율의 실수 부분 (b) 유전율의 허수 부분
 Fig. 4. Measurement results of the dielectric constant. (a) Real part of dielectric constant. (b) Imaginary part of dielectric constant.

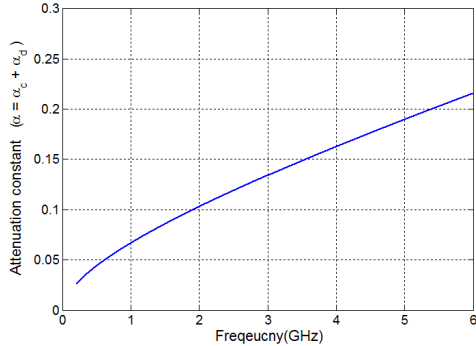


그림 5 측정된 감쇠상수
Fig. 5 Measured attenuation constant.

도체 손실은 식(23)과 같이 주파수의 제곱근에 비례하고, 유전 손실은 식(24)과 같이 주파수에 1차 비례한다. 그림 5에 측정된 복소 전파상수의 실수 부분인 감쇠상수를 보였다. 예상한 것과 같이 도체 손실이 유전 손실보다 크기 때문에 감쇠상수가 선형 성분이 더 크게 보인다.

V. 결 론

마이크로스트립 선로를 이용하여 기판의 유전율을 광대역에서 빠르고 쉽게 측정하는 방법을 제시하였다. 산란계수를 이용하여 1차 반사계수와 1차 전송계수를 구하여 기판의 복소 유전율과 복소 투과율을 계산하는 과정을 보였다. 기판의 매질이 비자성체인 경우에 유효 유전율은 간단하게 표현됨을 보였다. 기존에 유전율을 알고 있는 기판에 제작한 마이크로스트립 선로의 산란계수를 회로망분석기를 이용하여 측정하여 기판유전율을 확인하였다. 이 방법은 유전율의 실수 부분은 정확히 측정하지만 유전율의 허수 부분은 전송선의 도체 손실과 유전체 손실을 포함하고 있어서 크기 때문에 오차가 크다. 하지만 일반적으로 도체의 손실이 유전체 손실보다 크기 때문에 유전체의 유전율의 허수 부분은 전송선을 설계하는데 덜 중요하다. 이 방법은 유전율을 모르는 기판의 유전율을 간편하게 측정하는데 적용 가능하다.

참고문헌

- [1] William B. Weier, "Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies" *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 1, pp 33-36, Jan. 1974
- [2] A. Boughriet, C. Legrand, and A. Chapoton, "Noniterative stable transmission/reflection method for low-loss material complex permittivity determination," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-45, pp. 52 - 57, Jan. 1997.
- [3] G. Roussy, H. Chaabane, and H. Esteban, "Permittivity and permeability measurement of microwave packaging materials," *IEEE Microwave Theory Tech*, vol. MTT-52, pp. 903-907, Mar. 2004
- [4] M. A. Stuchly and S. S. Stuchly, "Coaxial line reflection method for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies - A review," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-29, pp 176-183, Sept. 1980
- [5] D. K. Godgaonkar, V. V. Varadan, and V. K. Varadan, "Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-39, pp. 387 - 394, Apr. 1990.
- [6] A. Kaczkowski, and A. Milewski, "High-accuracy wide-range measurement method for determination of complex permittivity in re-entrant cavity: Part A, theoretical analysis of the method." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-28, pp 225-228, Mar. 1980.
- [7] Y. Kobayashi and M. Katoh, "Microwave measurement of dielectric properties of low-loss materials by the dielectric rod resonator method." *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* vol. MTT-33, pp 586-592, 1985.
- [8] Xiaoyong Shan¹, Zhongxiang Shen and Takashi Tsuno, "Wide-band measurement of complex permittivity using an overmoded circular cavity," *Meas. Sci. Tech.*, vol. 19, pp. 1-10, 2008

- [9] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, John Wiley
Y& Sons, Inc. 2005

저자소개



한대현(Dae-Hyun Han)

1986년 8월 경북대학교
전자공학과 (공학사)
1990년 2월 포항공대
전자전기공학과 (공학석사)

1996년 8월 포항공대 전자전기공학과(공학박사)

※ 관심분야: 마이크로파 수동 소자 및 능동 소자
마이크로파 회로, 전자장