

[3-3]

Green 함수를 이용한 마이크로스트립 안테나에 관한 연구

황종택, 이영훈, 문호원, 박한규
#: 연세대학교, ##: KTA

A study of microstrip patch antennas' characteristics using green function

J.T.Hwang, Y.H.Lee, H.W.Mun, H.K.Park
#: Yonsei Univ., ##: KTA

Abstract

A analysis of rectangular microstrip patch antennas using green function is presented. The green function is derived from a Hertzian electric dipole which is printed on a grounded substrate.

The experimental results are also presented with Transmission Line Model that is widely used for rectangular patch antennas.

The results show that green function's analysis quite agree with Transmission Line Model and measurements.

1. 서 론

구형 마이크로스트립 패치안테나(Rectangular microstrip patch antenna) 해석방법에는 일반적으로 2개의 Slot이 약 반파장($\lambda_0/2$) 정도 떨어져 있는 전송선로 모델(Transmission Line Model)과^[1,2]상부도체와 접지면 사이의 영역을 공진기(Cavity)로 간주하는 Cavity Model^[3] 등이 있다.

본 논문에서는 Dielectric Slab에서의 미소 Hertzian Dipole로부터 Green함수를 유도하여 구형 마이크로스트립 패치안테나의 특성을 고찰하여 기존의 전송선로 모델과 비교·이론의 타당성을 제시하였다.

2. Green 함수를 이용한 구형 마이크로스트립 패치안테나 해석

구형 마이크로스트립 패치안테나의 전송선로 모델 해석 방법은 폭이 마이크로스트립 기판의 두께 d , 길이가 w 인 Slot이 약 반파장정도 떨어져 병렬로 연결되어 있는 전송선로로 가정하여 해석하였다.

Slot으로부터 원거리에서의 E-field는^[4]는

$$E = -jV_0 w k_0 \frac{\text{EXP}(-jk_0 r)}{4\pi r} F(\theta, \phi) \quad (1)$$

$$F(\theta, \phi) = \frac{\text{Sin}(X)}{X} \frac{\text{Sin}(Y)}{Y} \text{Sin}\theta \quad (2)$$

$$X = k_0 h \text{Sin}\theta \text{Cos}\phi/2 \quad (3)$$

$$Y = k_0 w \text{Cos}\theta/2 \quad (4)$$

로 표현되며 식(1)에 $\phi=\pi/2$ 를 대입하여 정규화(Normalized)된 E-plane pattern은

$$F(\theta) = \frac{\sin(Y)}{Y} \sin\theta \quad (5)$$

로 표현된다.

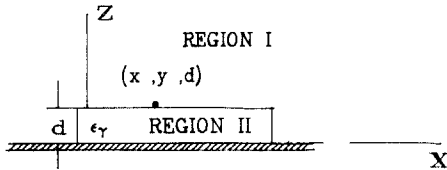


그림 1. Dielectric Slab에서의 미소 다이폴

그림 1에서 Dielectric Slab에서 (x_0, y_0, d) 지점의 미소 Dipole에 의한 전계는^[5]

$$\begin{bmatrix} \widetilde{E}_x(k_x, k_y) \\ \widetilde{E}_y(k_x, k_y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{G}_{xx}(k_x, k_y) & \widetilde{G}_{xy}(k_x, k_y) \\ \widetilde{G}_{yx}(k_x, k_y) & \widetilde{G}_{yy}(k_x, k_y) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widetilde{J}_x(k_x, k_y) \\ \widetilde{J}_y(k_x, k_y) \end{bmatrix} \quad (6)$$

으로 표현되며 윗 식에서

$$\widetilde{G}_{xx} = C(k_x^2 - k_0^2) \gamma_2 \tan(\gamma_2 d) + j\gamma_1(\epsilon_r k_0^2 - k_x^2) \quad (7)$$

$$\widetilde{G}_{xy} = C(-k_x k_y (j\gamma_1 - \gamma_2 \tan(\gamma_2 d))) \quad (8)$$

$$\widetilde{G}_{yx} = C(-k_x k_y (j\gamma_1 - \gamma_2 \tan(\gamma_2 d))) \quad (9)$$

$$\widetilde{G}_{yy} = C(k_y^2 - k_0^2) \gamma_2 \tan(\gamma_2 d) + j\gamma_1(\epsilon_r k_0^2 - k_y^2) \quad (10)$$

$$C = \frac{\eta}{k_0 \{ j\gamma_2 \cot(\gamma_2 d) - \gamma_1 \} \{ j\epsilon_r \gamma_1 - \gamma_2 \tan(\gamma_2 d) \}} \quad (11)$$

$$\gamma_1 = (k_0^2 - k_x^2 - k_y^2)^{1/2} \quad (12)$$

$$\gamma_2 = (\epsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2)^{1/2} \quad (13)$$

$$\eta = 377\Omega \quad (14-a)$$

$$k_0 = 2\pi/\lambda_0 \quad (14-b)$$

$j = \sqrt{-1}$ 를 나타내며,

식 (6)에서

$$\widetilde{J}(k_x, k_y) = \iint J(x, y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (15)$$

로 전류 J의 Fourier Transform을 나타낸다.

식 (6)을 보다 간단한 형태로 나타내면

$$\widetilde{E} = \frac{\eta}{k_0} \left(\frac{k_x^2 (j k_{t\perp}) k_{t\perp}}{j\gamma_2 \cot(\gamma_2 d) - \gamma_1} + \frac{\gamma_1 \gamma_2 (j k_{t\parallel}) k_{t\parallel}}{j\epsilon_r \gamma_1 \cot(\gamma_2 d) - \gamma_2} \right) \quad (16)$$

로 나타낼 수 있으며 윗 식에서

$$k_{t\perp} = -\frac{k_y}{k_t} x + \frac{k_x}{k_t} y, \quad k_{t\parallel} = \frac{k_x}{k_t} x + \frac{k_y}{k_t} y,$$

$$k_t = (k_x^2 + k_y^2)^{1/2} \quad (17)$$

이며

$k_{t\perp}$: 편파(Polarization)가 공기-유전체 경계면에 수직인 평면파

$k_{t\parallel}$: 편파(Polarization)가 공기-유전체 경계면에 평행인 평면파

를 나타낸다.

일반적으로 안테나의 복소 입력 전력 (Complex input power)는⁽⁶⁾

$$P_{in} = \frac{1}{2} \iint \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}^* dS \quad (18)$$

로 정의되며 적분구간은 기관위의 도체의 영역이며 뷰리 에 영역에서는

$$P_{in} = \frac{-\eta}{8\pi^2 k_0} \iint \left(\frac{k_0 |\widetilde{J}_\perp|^2}{j\gamma_2 \cot(\gamma_2 d) - \gamma_1} + \frac{\gamma_1 \gamma_2 |\widetilde{J}_\parallel|^2}{j\epsilon_r \gamma_1 \cot(\gamma_2 d) - \gamma_2} \right) dk_x dk_y \quad (19)$$

로 표현되며

$$\widetilde{J}_\perp = \widetilde{J}_{k_{t\perp}}, \quad \widetilde{J}_\parallel = \widetilde{J}_{k_{t\parallel}}$$

이다.

식 (19)의 적분을 취하면 실수부와 허수부로 구분되며 공간으로 방사되는 전력은 실수부이며 $k_x^2 + k_y^2 < k_0^2$ 인 범위에서 정의되며 구좌표계로 변환 즉 $k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$, $k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi$ 를 대입하면

$$P_r = \frac{15k_0^2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} f(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (20)$$

$$f(\theta, \psi) = \left(\frac{|\tilde{J}_x \sin \phi + \tilde{J}_y \cos \phi|^2 \cos^2 \theta}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) + \cos^2 \theta} + \right.$$

$$\left. \frac{|\tilde{J}_x \cos \phi + \tilde{J}_y \sin \phi|^2 \cos^2 \theta (\epsilon_r - \sin^2 \theta)}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \right)$$

으로 정의된다.

위에 언급된 식들에 w , 길이가 $\lambda/2$ 인 마이크로스트립 패치 안테나에 적용하기 위해

전류 밀도 함수를

$$J_x(x, y) = \begin{cases} \frac{V_0}{Z_0 w} \sin(\beta x) x, & 0 < x < l, -\frac{w}{2} < y < \frac{w}{2} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

첫 식에서 V_0 는 $x=0$ 에서 가한 전압이며 Z_0 는 patch의 복성임피던스를 나타내며 β 는 마이크로스트립 라인의 전파 상수이다.

또한 유효유전율 (ϵ_{eff})^[7] 및 복성임피던스^[7]를

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10d/w}} \quad (22)$$

및

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8d}{w} + \frac{w}{4d} \right), & \frac{w}{d} < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{w}{d} + 2.42 - 0.44 \frac{d}{w} + \left(1 - \frac{d}{w}\right)^{0.9} \right), & \frac{w}{d} > 1 \end{cases} \quad (23)$$

로 정의하고 식 (2-21)를 Fourier Transform하고 $L = \lambda$
 $\pi/2 = \pi/\beta$ 그리고

$\beta = \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot k_0$ 를 대입하고 구좌표계로 변환하면

$$|\tilde{J}_e(\theta, \phi)| = \frac{V_0}{Z_0} \frac{2k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \cos(\pi \sin \theta \cos \phi / 2\sqrt{\epsilon_{eff}})}{k_0^2 (\sin^2 \theta \cos^2 \phi - \epsilon_{eff})} \cdot \frac{\sin(Wk_0 \sin \theta \sin \phi / 2)}{Wk_0 \sin \theta \sin \phi / 2} \quad (24)$$

로 나타낼 수 있다.

패치안테나로부터 공간으로 방사된 방사전력을 구하기 위해 식 (2-24)를 식 (2-20)에 대입하면

$$P_r = \frac{V_0^2}{Z_0^2} \frac{60}{\pi} \frac{\pi/2}{\epsilon_{eff}} \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} f_r(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta d\phi \quad (25)$$

$$f_r(\theta, \phi) = \frac{\cos^2(\pi \sin \theta \cos \phi / 2\sqrt{\epsilon_{eff}})}{(\sin^2 \theta \cos^2 \phi - \epsilon_{eff})^2} \times$$

$$\frac{\sin^2(Wk_0 \sin \theta \sin \phi / 2)}{(Wk_0 \sin \theta \sin \phi / 2)^2} \times$$

$$\left[\frac{\cos^2 \theta \sin^2 \phi}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) + \cos^2 \theta} + \frac{\cos^2 \theta \cos^2 \phi (\epsilon_r - \sin^2 \theta)}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \right] \sin \theta d\theta d\phi \quad (26)$$

로 나타낼 수 있으며 $f_r(\theta, \phi)$ 는 방사패턴을 나타낸다.

정규화된 (Normalized)된 E-plane 방사패턴을 구하기 위해 식 (2-26)에 $\phi=0$ 를 대입하면

$$f^E(\theta, \phi=0) = \epsilon_{eff}^2 \{1 + \epsilon_r \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r})\} \times$$

$$\frac{\cos^2(\pi \sin \theta / 2\sqrt{\epsilon_{eff}})}{(\sin^2 \theta - \epsilon_{eff})^2} \times$$

$$\frac{\cos^2 \theta (\epsilon_r - \sin^2 \theta)}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \epsilon_r^2 \cos^2 \theta \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta})} \quad (27)$$

로 표현되며

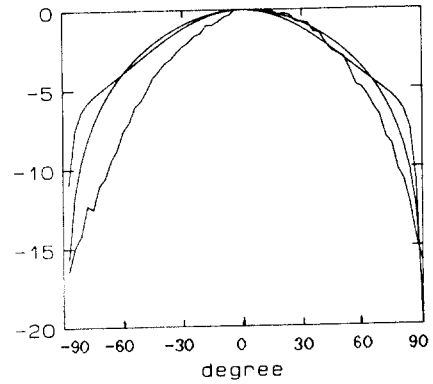
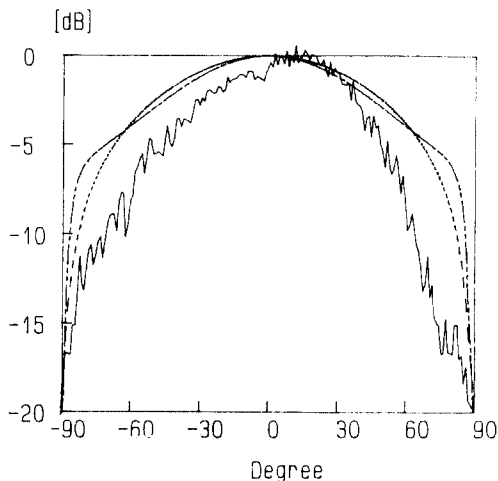
또한 정규화된 H-plane pattern $\phi=\pi/2$ 를 대입하면

$$f^H(\theta, \phi=\pi/2) = \{1 + \epsilon_r \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r})\} \times \frac{\sin^2(wk_0 \sin \theta / 2)}{(wk_0 \sin \theta / 2)^2} \frac{\cos^2 \theta}{(\epsilon_r - \sin^2 \theta) + \cot^2(dk_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta}) + \cos^2 \theta} \quad (28)$$

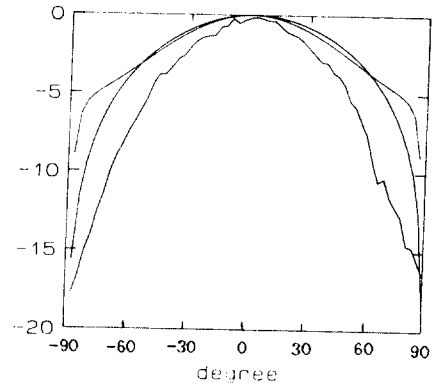
로 나타낼 수 있다.

3. 실험 및 결과 고찰

본 논문에서는 $\epsilon_r = 2.45$, $d = 1.524\text{mm}$ 와 $\epsilon_r = 2.45$, $d = 0.75\text{mm}$ 및 $\epsilon_r = 2.6$, $d = 0.54\text{mm}$ 인 기판에 각각 구형 마이크로스트립 패치 안테나를 공진 수파수 9GHz 에서 제작하여 E-plane 방사패턴을 측정하여 전송선로 모델과 비교하여 그림 2에 나타내었다.



(b) $\epsilon_r = 2.45$, $d = 0.75\text{mm}$



(c) $\epsilon_r = 2.6$, $d = 0.54\text{mm}$

그림 2. 구형 패치 안테나의 E-plane 방사 패턴

그림 2에서 Green 함수를 이용한 해석방법은 전송선로 모델 및 실험치와 거의 일치하는 것을 알수 있으며 $\theta = \pm \pi/2$ 부근에서는 유한한 접지평면으로 인하여 다소 실험치와 차이가 있었다.^[6]

4. 결 론

본 논문에서는 Green 함수를 이용하여 구형 마이크로스트립 패치 안테나를 해석하였으며 기존의 널리 사용된 전송선로 모델과 비교 및 실제 안테나를 제작 실험하여 이론의 타당성을 입증하였다.

앞으로 Green 함수를 이용하여 원형 및 기타 형태의 마이크로스트립 안테나의 해석 방법이 연구 되어야 하겠다.

참 고 문 헌

1. Munsn, R. E., " Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," IEEE AP-22, 1974, pp.74-78
2. Derneryd, A. G., " Linearly Polarized Microstrip Antennas," IEEE AP-24, 1976, pp.846-851
3. Lo, Y.T., D. Solomon and W.F. Richards, " Theory and Experiment on Microstrip Antennas," IEEE AP-27, 1979, pp.137-145
4. I.J. Bahl and P. Bhartia, "Microstrip Antennas," Artech House, 1982
5. P. Perimutter, S. Shtrikman, David Treves, " Electric Surface Current Model for The Analysis of Microstrip Antennas with Application to Rectangular elements," IEEE, AP-33, 1985, pp.301-311
6. R.F. Harrington, " Time-Harmonic Electromagnetic Fields," McGra-Hill, 1981
7. M.V.Schneider, " Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," Bell. Syst. Tech. J, pp.1421-1455, 1969
8. John Huan, " The Finite Ground Effect on the Microstrip Antenna Radiation Patterns ," IEEE Trans, vol. AP-31, 1983, pp.649-653