

어태치먼트 모드를 적용한 레이돔 원형 패치 안테나 이득 해석

최 동 혁, 박 경 빈*, 정 영 배*, 박 성 옥*, 문 영 찬**, 전 순 익**

*한국정보통신대학원대학교, **한국전자통신연구원

Gain analysis of the Radome Circular Patch Antenna Using the Attachment Mode

Dong-hyuk Choi, Kyoung-Bin Park, Young-Bae Jung, Seong-Ook Park,

Young-Chan Moon, Soon-Ick Jun

Information and Communications University

Electronics and Telecommunications Research Institute

요 약

프로브로 급전되는 패치 안테나의 경우 급전점에서 급격히 변하는 전류 성분들이 존재하게 되는데, 이러한 성분들은 패치와 프로브 간의 연속성을 보장해 줄 수 있는 attachment mode를 사용하여 정확하게 표현될 수 있다. 본 논문은 프로브 급전 구조를 정확하게 모델링할 수 있는 attachment mode를 사용하여 Radome이 올려진 원형 마이크로스트립 안테나를 해석하여 임피던스, 반사계수, 및 이득 변화의 영향을 분석하였다.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 제작이 용이하고, 평면 구조의 장점과 다양한 이송 통신의 발달로 인해 최근 가장 활발하게 연구되어지고 있는 구조물이다.^{[1]-[4]}

이러한 마이크로스트립 안테나의 연구에 있어서 안테나의 정확한 해석은 무엇보다도 중요하게 되는데, 만약 마이크로스트립 안테나가 프로브로 급전되는 경우, 패치와 프로브가 만나는 급전점에서는 급격히 변화하는 전류 성분들이 존재하게 된다. 이러한 성분들은 패치와 프로브간의 전류의 연속성을 보장해줄 수 있는 attachment mode를 사용하여 정확하게 표현할 수 있으며, 이것으로 self-impedance를 고려할 수 있고, 정확한 해석을 가능하게 된다.

또한 실제 제작된 마이크로스트립 안테나는 유해 환경으로부터의 보호와 안테나의 이득을 높이는 방편으로 radome이 올려지게 된다.^{[5]-[7]}

본 논문은 급전구조의 정확한 모델링을 통해 radome이 올려진 마이크로스트립 안테나를 모멘트법(Moment method)을 사용하여 해석하였고, 구현된 알고리즘을 통하여 radome의 여러 파라미터에 대한 결과들의 변화를 살펴보았다.

II. 본 론

2.1 레이돔이 올려진 구조에 대한 그린 함수

일반적으로 레이돔이 올려진 마이크로스트립 패치 안테나는 [그림 1]과 같이 나타낼 수 있다. 각 경계면

에서의 전개, 자계의 경계조건을 통해서 패치와 프로브에서의 전류 성분에 의한 두께 d에서의 몇 가지 그린 함수를 표현하면 식(1-a) ~ 식(1-c)와 같다.

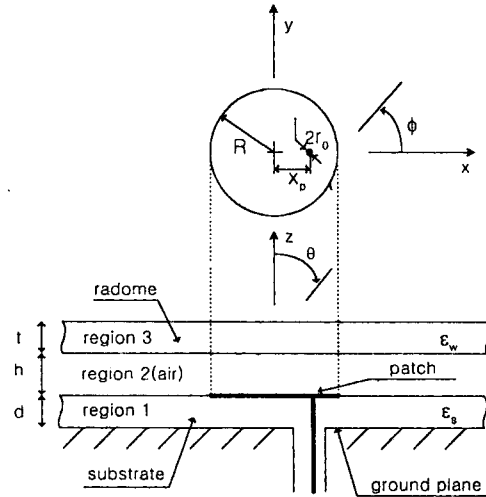


그림 1. 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

$$G_{xx}(k_x, k_y, d) = \frac{-jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_2 k_z^2 T_e + k_0^2 T_m}{\beta^2 T_m T_e} \sin k_1 d \quad (1-a)$$

$$G_{yy}(k_x, k_y, d) = G_{xx}(k_x, k_y, d) = \frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_2 (k_1 k_2 T_e + k_0^2 T_m)}{\beta^2 T_m T_e} \sin k_1 d \quad (1-b)$$

$$G_{zz}(k_x, k_y, dz_0 \leq d) = \frac{-Z_0}{k_0} \frac{k_1 k_2 \cos k_1 z_0}{T_m} \quad (1-c)$$

where

$$T_m = \epsilon_s k_2 \cos k_1 d + jP_m k_1 \sin k_1 d \quad (1-d)$$

$$T_e = k_1 \cos k_1 d + jP_e k_2 \sin k_1 d \quad (1-e)$$

$$P_m = \frac{\epsilon_w k_2 T_{m0} \cos k_2 (h-d) + jk_3 T_{m0} \sin k_2 (h-d)}{k_3 T_{m0} \cos k_2 (h-d) + j\epsilon_w k_2 T_{e0} \sin k_2 (h-d)} \quad (1-f)$$

$$P_e = \frac{k_3 T_{e0} \cos k_2 (h-d) + jk_2 T_{e0} \sin k_2 (h-d)}{k_2 T_{e0} \cos k_2 (h-d) + jk_3 T_{e0} \sin k_2 (h-d)} \quad (1-g)$$

$$\begin{aligned} k_1^2 &= \epsilon_s k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_1) < 0 \\ k_2^2 &= k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_2) < 0 \\ k_3^2 &= \epsilon_w k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_3) < 0 \\ \beta^2 &= k_x^2 + k_y^2 \end{aligned} \quad (1-h)$$

그러나 본 연구의 구조물은 원형이므로 식(1-a) ~ 식(1-c)의 직각 좌표계에 대한 Green 함수를 식(1-i)와 식(1-j)를 이용하여 원통 좌표계로 바꾸어 표현해야 된다.

$$\begin{aligned} k_x &= \beta \cos \alpha, \\ k_y &= \beta \sin \alpha \end{aligned} \quad (1-i)$$

$$e^{jk_x x} e^{jk_y y} = e^{j\beta r \cos(\alpha - \phi)} \quad (1-j)$$

식(1-k)는 원통 좌표계 형태로 표현된 수평 전류 성분

에 대한 그린 함수이다.

$$\begin{bmatrix} E_z(\rho, \phi, d) \\ -jE_\phi(\rho, \phi, d) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^\infty \overline{H}(\beta\rho) \cdot \overline{G}(\beta) \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \overline{H}(\beta\rho_0) \cdot \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} e^{-jn\phi} \beta d\beta \quad (1-k)$$

$$\overline{H}(\beta\rho) = \begin{bmatrix} J_n'(\beta\rho) & -\frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) \\ \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) & J_n'(\beta\rho) \end{bmatrix}, \quad \overline{G}(\beta) = \begin{bmatrix} G_1(\beta) & 0 \\ 0 & G_2(\beta) \end{bmatrix}$$

$$G_1(\beta) = -\frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_z}{T_m} \sin k_1 d \quad (1-l)$$

$$G_2(\beta) = -\frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_0^2}{T_e} \sin k_1 d \quad (1-m)$$

2.2 전 영역 기초함수

(Entire domain basis function)

패치 상에서 존재할 수 있는 전류 분포는 Entire domain basis function이나 Subdomain basis function으로 표현할 수 있는데, 이 논문은 전 영역 기초함수를 사용하였다. 그리고 패치에서 형성될 수 있는 전류의 형태는 자계벽으로 둘러싸인 공간기가 가지는 고유모드의 함수로 표현될 수 있고, 이것은 자계벽을 가진 공간기 모델로부터 구해진다.[식(2-a)]

$$\overline{J}_1(\rho, \phi) = \hat{\rho} \beta_{\rho\rho} J_n'(\beta_{\rho\rho} \rho) \cos n\phi - \hat{\phi} \frac{\beta_z}{\rho} J_n(\beta_{\rho\rho} \rho) \sin n\phi \quad (2-a)$$

2.3 Attachment mode

프로브로 급전되는 모델은 프로브와 패치가 만나는 부분에서 급격하게 변하는 전류 성분들이 존재하게 되는데, 위에서 설명한 전 영역 기초함수만으로는 이러한 성분들을 표현할 수 없게 된다. 따라서 전류의 연속성을 보장해 줄 수 있는 attachment mode를 추가함으로써, 좀 더 정확하게 패치에서의 전류 분포를 나타낼 수 있게 된다. 이러한 패치에서의 attachment mode는 미소 전류에 의해 급전되는 자계벽을 가진 공간기 모델로부터 구할 수 있고, 수학적 표현은 식(3-a)와 같다.

$$\overline{J}_1(\rho, \phi) = \frac{-k}{4} \left[\sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_m \frac{N_m(kR) J_m(kx_\rho)}{J_m(kR)} (kR) \cdot \left(\hat{\rho} J_m(kR) \cos m\pi + \hat{\phi} \frac{m}{k\rho} J_m(k\rho) \sin m\pi \right) + \frac{N_1(k\rho)}{\rho} \left(\hat{\rho}(\rho - x_\rho \cos \pi) + \hat{\phi} w_\rho \sin \pi \right) \right] \quad (3-a)$$

$$k = \sqrt{\epsilon_s} k_0 \quad (3-b)$$

그리고 프로브에서의 attachment mode는 substrate의 두께가 파장에 비해 굉장히 작다고 가정함으로 ($d \ll \lambda$) 식(3-c)와 같이 된다.

$$f_1(z) = 1, \quad 0 < z \leq d \quad (3-c)$$

2.4 입력 임피던스 계산

패치와 프로브에서 분포하는 미지의 전류 값을 알면 안테나가 가지는 여러 파라미터들도 자연스럽게 얻어질 수 있다. 위에서의 언급한 기초 함수를 이용하여 미지의 전류 값을 표현하면 식 (4-a)와 같다.

$$\bar{A}(x, y, z) = \sum_{j=1}^N I_j [f_j(z) \delta(x-x_j) \delta(y) + \bar{f}_j(x, y) \delta(z-d)] \quad (4-a)$$

여기서 미지의 값인 I_j 는 모멘트 법을 통해서 얻어지는데, 이 값을 구하기 위해 패치와 프로브에서의 전계의 접선 성분은 존재하지 않는다는 조건과 갈라진 방법(Galerkin method)을 통해서 voltage와 impedance matrix를 만들어야 한다.

$$\begin{matrix} w & & h & & r & & e \\ & & & & & & e \\ & & & & & & e \end{matrix} \quad [V] = [Z][I] \quad (4-b)$$

$$V_j = f_j(0) \quad (4-c)$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11}^{xx} + Z_{11}^{yy} + Z_{11}^{zz} - Z_{11}^{xx} & Z_{11}^{xx} - Z_{11}^{yy} & Z_{11}^{xx} + Z_{11}^{zz} & \dots & Z_{11}^{xx} + Z_{11}^{zz} \\ Z_{11}^{xx} - Z_{11}^{yy} & Z_{11}^{xx} & Z_{11}^{xx} & \dots & Z_{11}^{xx} \\ Z_{11}^{xx} + Z_{11}^{zz} & Z_{11}^{xx} & Z_{11}^{xx} & \dots & Z_{11}^{xx} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{11}^{xx} + Z_{11}^{zz} & Z_{11}^{xx} & Z_{11}^{xx} & \dots & Z_{11}^{xx} \end{bmatrix} \quad (4-d)$$

이것으로부터 입력 임피던스는 다음 식 (4-e)를 통해서 구해진다.

$$Z_m = 1/I_1 \quad (4-e)$$

2.5 원거리 그린 함수

안테나의 Gain을 구하기 위해서는 원거리 그린 함수가 필요하게 되는데, 이것은 stationary phase method를 사용하여 구할 수 있고, 구해진 원거리 그린 함수는 식 (5-a) ~ 식(5-d)와 같다.

$$E_{\theta} = \frac{jk_0}{2\pi r} e^{jk_0(r-d\cos\theta)} G_1(\beta) \cos\phi e^{jk_x x} e^{jk_y y} \quad (5-a)$$

$$E_{\phi} = -\frac{jk_0}{2\pi r} e^{jk_0(r-d\cos\theta)} G_2(\beta) \cos\theta \sin\phi e^{jk_x x} e^{jk_y y} \quad (5-b)$$

$$E_{\theta} = -\frac{k_0}{2\pi r} e^{jk_0(r-d\cos\theta)} [G_1(\beta) T_1^*(\beta, \phi) - G_r(\beta) e^{jk_x \sin\theta \cos\phi}] \quad (5-c)$$

$$E_{\phi} = \frac{k_0}{2\pi r} e^{jk_0(r-d\cos\theta)} G_2(\beta) T_2^*(\beta, \phi) \cos\theta \quad (5-d)$$

where

$$G_r(\beta) = \frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_z \beta}{k_1 T_m} \sin k_1 d \quad (5-e)$$

$$T_1(\beta, \alpha) = \frac{k S_1(\beta, \alpha) - \beta S_2(\beta, \alpha)}{k^2 - \beta^2}, \quad T_2(\beta, \alpha) = \frac{S_1(\beta, \alpha)}{k \beta R} \quad (5-f)$$

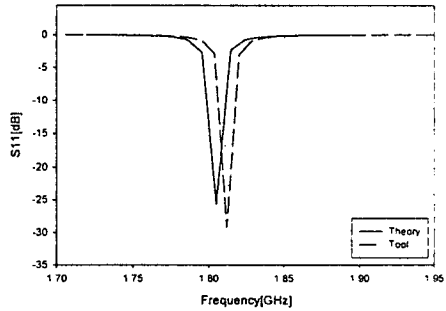
여기서 식 (5-a), (5-b)는 전영역 기초함수에 대한 원거리 그린 함수이고, 식(5-c), (5-d)는 attachment mode에 대한 원거리 그린 함수이다.

III. 계산 결과, 측정 및 결론

본 논문에서 구현된 알고리즘은 수렴 정도가 $\beta \approx 800k$ 이고, 5개의 기초 함수를 사용하여 결과값을 보았다. [표 1]의 파라미터를 이용하여 계산된 결과값들을 살펴보면, [그림 2]는 이론치와 상용불간의 반사계수 값을 보여 주는 것으로 공진 주파수는 대략 1.81GHz에서 발생하는데, 두 결과치는 0.4%의 오차가 생김으로 거의 일치함을 알 수 있다.

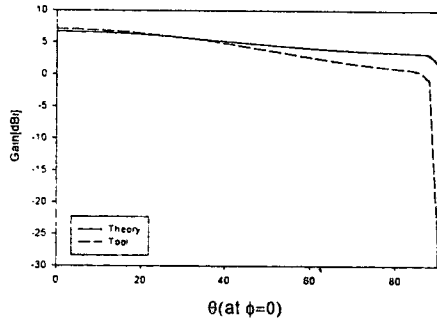
parameter	치수	parameter	치수
R	3.24cm	x_0	0.75cm
d	0.0508cm	r_0	0.045cm
t	0.0508cm	ϵ_s	2.2
h	0.07cm	ϵ_w	3.5

[표 1] 실험모델에 대한 파라미터와 치수



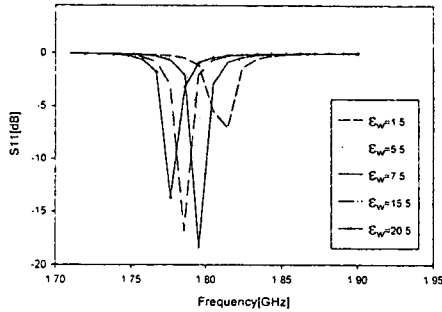
[그림 2] 실험 모델에 대한 반사계수의 비교

다음으로 [그림 3]은 이론치와 상용불 간의 이득을 비교한 것이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이, $\phi = 0$, $\theta = 0$ 인 지점에서의 이득값의 차이는 대략 6% 정도 나는 것으로 이론치의 결과가 비교적 정확하게 나옴을 알 수 있다.

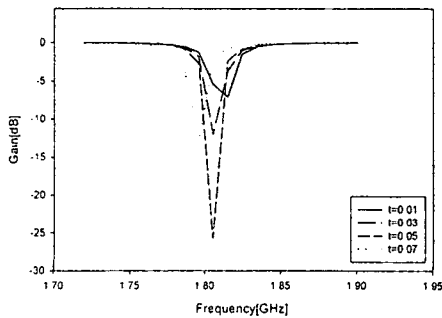


[그림 3] 실험 모델에 대한 이득 비교

[그림 4]에서부터 [그림 7]까지는 안테나의 여러 파라미터에 대한 반사계수와 이득의 변화 추이를 살펴본 것이다. 먼저 [그림 4]와 [그림 5]는 각각 radome의 비유전율(ϵ_r) 값과 두께(t)의 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 살펴본 것으로, 비유전율과 두께가 점점 커짐에 유효유전율이 상승하게 되고 따라서 공진 주파수는 아래로 떨어지고 있음을 볼 수 있다.

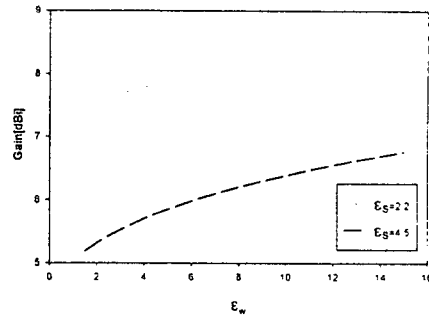


[그림 4] Radome의 비유전율에 따른 공진 주파수의 변화

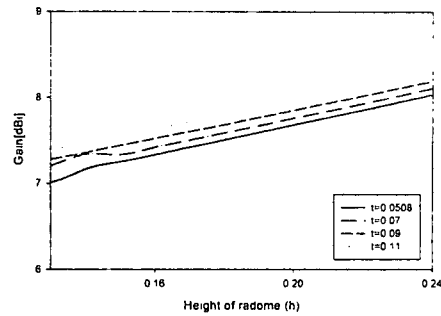


[그림 5] Radome의 두께에 따른 공진 주파수의 변화

다음으로 [그림 6]은 $\epsilon_r=2.2$, $\epsilon_r=4.5$ 일 때 radome의 비유전율에 따른 이득을 살펴본 것이다. 각각 레이돔의 비유전율 값이 증가함에 따라 서서히 커짐을 알 수 있



[그림 6] Radome의 비유전율에 따른 이득의 변화



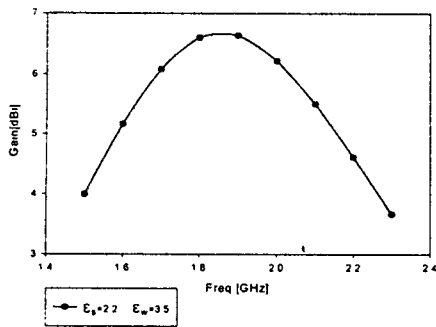
[그림 7] Radome의 두께와 높이에 따른 이득의 변화

고. [그림 7]은 Radome의 높이와 두께에 따른 이득값의 변화 추이를 본 것인데, 이것 또한 서로 값이 커짐에 따라 이득도 점점 증가함을 볼 수 있었다.

끝으로 [그림 8]은 주파수에 따른 이득의 변화되는 값을 본 것으로 공진 주파수 근처에서 최대 이득이 일어남을 확인할 수 있었다.

본 연구에서는 급진 구조를 정확하게 모델링할 수 있는 attachment mode를 사용하여 radome이 올려진 마이크로스트립 안테나를 해석하였다. 구현된 알고리즘을 통하여 radome의 여러 파라미터에 대한 안테나의 특성변화들을 살펴봄으로써 radome에 의한 일반적인 영향들을 분석하여 보았다.

연구 결과 레이돔에 올려진 안테나의 경우 레이돔에 의해 공진 주파수의 천이와 매칭 포인트의 변화할 확인할 수 있었고, 안테나의 이득에 대한 값의 변화도 볼 수 있었다.



[그림 8] 주파수에 따른 이득의 변화

참 고 문 헌

- [1] F. Zavosh, J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip antennas", *IEEE AP Magazine*, vol. 38, No. 4, pp. 7-12, Aug. 1996
- [2] H. Nakano, Y. shinma and J. Yahauchi, "A monofilar spiral antenna and its array above a ground plane-formation of a circularly polarized tilted fan beam", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 45, No. 10, pp. 1506-1511, 1997
- [3] D. G. Shively, W. Stutzman, "Wideband arrays with variable element sizes," *IEE Proceedings*, vol. 137, No. 4, pp. 238-240, 1990
- [4] F. W. Cipolla, "A 7.5 GHz microstrip phased array for aircraft to-satellite communication", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 29, No. 1, pp. 166-170, January 1981
- [5] K. R. Carver, J. W. Mink, "Microstrip antenna technology", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 29, No. 1, pp. 2-24, January 1981
- [6] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Fichards, "Theory and Experiment on Microstrip Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. AP-27, No. 2, pp. 270-273, March 1979
- [7] Xiao-Hai Shen, Guy A. E. Vandenbosch, "Study of gain enhancement method for microstrip antennas using moment method", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 43, No. 3, March 1995