

어태치먼트 모드를 적용한 레이돔 원형 마이크로스트립 안테나 이득 해석

Gain Analysis of the Radome Circular Microstrip Antenna using the Attachment Mode

최동혁* · 박경빈* · 정영배* · 박성욱* · 문영찬** · 전순익**

Dong-Hyuk Choi* · Kyoung-Bin Park* · Young-Bae Jung* · Seong-Ook Park* ·
Young-Chan Moon** · Soon-Ick Jun**

요 약

프로브로 급전되는 마이크로스트립 안테나의 경우 급전점에서 급격히 변하는 전류 성분들이 존재하게 되는 데, 이러한 성분들은 패치와 프로브 간의 전류의 연속성을 보장해 줄 수 있는 어태치먼트 모드를 사용하여 정확하게 표현될 수 있다. 본 논문은 프로브 급전 구조를 정확하게 모델링할 수 있는 어태치먼트 모드를 사용하여 레이돔이 올려진 원형 마이크로스트립 안테나를 해석하여 반사 계수 및 이득 변화의 영향을 분석하였다.

Abstract

In the case of the microstrip antenna with the coaxial probe-feeding, there is rapidly-varying patch current near the point where the probe feed is connected to the patch. We represent this current distribution using the attachment mode that insures continuity of currents from the feed to the patch. In this paper, we can accurately analyze the effect of a cover layer or radome for an antenna with the attachment which model rigorous probe feed.

I. 서 론

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

이러한 마이크로스트립 안테나의 연구에 있어서 안테나의 정확한 해석은 무엇보다도 중요하게 되는 데, 만약 마이크로스트립 안테나가 프로브로 급전되는 경우, 패치 상에서는 프로브와 만나는 급전점에서 급격히 변화하는 전류 성분들이 존재하게 된다.

만약 이러한 성분들을 고려하지 않고 해석할 경우, reciprocity theorem를 이용하여 안테나의 입력 임피던스를 구하게 되고 포트의 self-impedance와 다급전 되는 안테나에 대한 프로브간의 커플링을 고려하지 못한다는 단점을 안게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 논문은 어태치먼트 모드(attachment mode)를 도입하였다. 어태치먼트 모드란 패치와 프로브간의 전류의 연속성을 보장해줌으로써 위에서 언급된 문제점들을 해결할 수 있는 정확한 급전 모델이다. 이 모드를 이용하여 직접 self-impedance와 프로브간의 커플링을 고려할 수 있게 되고,

* 한국정보통신대학원대학교(Information and Communications University)

** 한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 20001226-155

· 수정완료일자 : 2001년 3월 12일

따라서 좀더 정확한 해석이 가능하게 된다^[5].

또한 실제 제작된 마이크로스트립 안테나는 여러 장점들에 불구하고, 원천적으로 낮은 이득의 문제점들을 안고 있다. 이런 문제점들을 해결하기 위한 방법으로 배열 안테나의 구현, 비유전율을 낮추는 방법, superstrate(또는 radome)를 사용하는 방법 등을 들 수 있다^[1]. 이 중에서 superstrate를 사용하는 방법은 레이돔을 안테나 외부에 실장함으로써 구현될 수 있는데, 유해 환경으로부터 안테나를 보호하거나 설계된 안테나를 은폐할 수 있는 기능으로 최근에 많이 사용되고 있는 추세이다^{[6]~[8]}.

본 논문은 먼저 어태치먼트 모드를 이용하여 레이돔이 올려진 마이크로스트립 안테나에 대한 알고리즘을 정립하고, 해석 결과를 실험 결과와 비교해 봄으로써 알고리즘의 정확성을 입증하였다. 다음으로 구현된 알고리즘을 이용하여 레이돔의 여러 파라미터에 대한 안테나의 반사 계수와 이득의 변화를 살펴보았다.

II. 본 론

2-1 레이돔이 올려진 구조에 대한 그린 함수

일반적으로 레이돔이 올려진 마이크로스트립 안테나의 구조는 그림 1과 같이 나타낼 수 있다. 본 해석물의 구조는 프로브 급전을 가지며, h 만큼의 높이에서 레이돔을 취하고 있는 구조이다. 레이돔과 공기층, 그리고 substrate에서의 전계 및 자계의 경계 조건을 통해서 패치와 프로브에서의 전류 성분에 의한 높이 d 에서의 일부 그린 함수들을 표현하면 식 (1a)~식 (1 c)와 같다^[9].

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

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

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

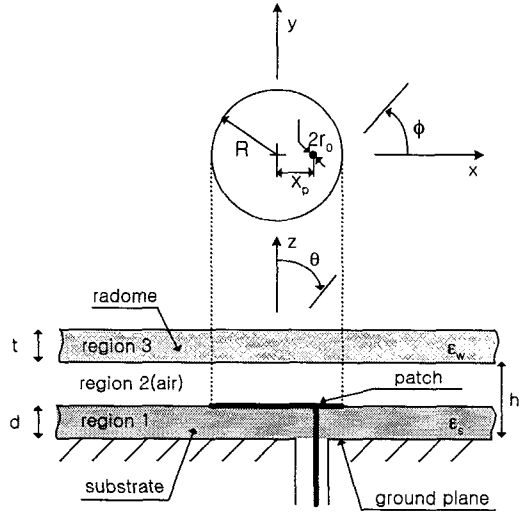


그림 1. 원형 마이크로스트립 안테나의 구조
Fig. 1. Geometry of experimented circular microstrip antenna.

여기서

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

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

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

$$P_e = \frac{k_3 T_{m0}^w \cos k_2 (h-d) + jk_2 T_{ee}^w \sin k_2 (h-d)}{k_2 T_{ee}^w \cos k_2 (h-d) + jk_3 T_{e0}^w \sin k_2 (h-d)} \quad (1 g)$$

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

본 연구에서 해석하고자 하는 구조물은 그림 1에서 보는 바와 같이 원형 구조의 마이크로스트립 안테나이다. 일반적으로 원형 구조물에 대해서 모멘트법의 수식화를 통해 얻어지는 행렬의 계산은 다음과 같이 두 가지 방법으로 행해질 수 있다. 첫 번째 방법은 먼저 푸리에 변환(Fourier Transform)을 이용하여 직교 좌표계 형태의 그린 함수를 구한 후, 식(1 i)와 식(1 j)를 이용한 좌표변환을 통해 원통 좌표계

형태의 그린 함수를 얻는 것이고, 나머지 한 방법은 벡터 한켈 변환(Vector Hankel Transform)을 이용하여 직접 원통 좌표계 형태의 그린 함수를 구하는 것이다. 이 두 가지 방법에 의해 얻어지는 최종적인 임피던스 매트릭스는 같은 값을 갖게 된다. 하지만 후자의 경우 수학적인 전개에 있어서 복잡한 과정들을 거쳐야 하는 단점이 있으므로, 본 연구는 첫 번째 방법을 사용하였다.

$$k_x = \beta \cos \alpha, \quad k_y = \beta \sin \alpha \quad (1 i)$$

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

식 (1 k)와 식 (1 l)는 벡터 한켈 변환을 이용해 얻어진 수평 전류 성분에 대한 그린 함수이다^[9].

$$\begin{bmatrix} E_\rho(\rho, \phi, d) \\ -jE_\phi(\rho, \phi, d) \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^\infty \overline{H}(\beta\rho) \cdot \overline{G}(\beta) \cdot \frac{1}{2\pi} \left\{ \overline{H}(\beta\rho_0) \cdot \begin{bmatrix} I_n \\ 0 \end{bmatrix} e^{-jn\phi_0} \right\} \beta d\beta \quad (1 k)$$

$$E_z(\rho, \phi, z \leq d) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^\infty J_n(\beta\rho) [G_3(\beta, z), 0] \cdot \frac{1}{2\pi} \left\{ \overline{H}(\beta\rho_0) \cdot \begin{bmatrix} I_n \\ 0 \end{bmatrix} e^{-jn\phi_0} \right\} \beta d\beta \quad (1 l)$$

여기서

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

$$G_1(\beta) = -\frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_2}{T_m} \sin k_1 d \quad (1 m)$$

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

$$G_3(\beta, z) = \frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_2 \beta}{T_m} \cos k_1 d \quad (1 o)$$

$$k_1^2 = \epsilon_r k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_1) < 0 \quad (1 p)$$

$$k_2^2 = k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_2) < 0 \quad (1 q)$$

또한 J_m, J_n' 은 각각 n 차 베셀 함수와 J_n 의 ρ 에 대한 미분이 된다.

2-2 기저함수의 도출

2-1 장에서 얻어진 그린 함수와 함께 모멘트 법에서 중요한 요소는 기저함수이다. 패치 상에서 분포할 수 있는 가장 근접한 형태의 기저함수를 사용하여 좀더 정확한 해를 얻을 수 있다. 이러한 기저함수는 전 영역 기저함수(Entire domain basis function)와 서브도메인 기저함수(Subdomain basis function)로 표현할 수 있는데, 본 논문은 전 영역 기저함수를 사용하였다.

모멘트 법을 사용하여 최종적으로 구하고자 하는 패치와 프로브에서의 전류 분포는 식 (2 a)와 같은 형태이다.

$$\overline{J}(x, y, z) = \sum_{j=1}^N I_j [\hat{f}_j(z) \delta(x-x_p) \delta(y) + \overline{J}_j(x, y) \delta(z-d)] \quad (2 a)$$

여기서 $\hat{f}_j(z)$ 는 프로브에서의 기저함수이고, $\overline{J}_j(x, y)$ 는 패치에서의 기저함수를 나타낸다. $j=1$ 인 모드에서는 어태치먼트 모드를 사용하고, $j \geq 2$ 인 모드는 전영역 기저함수를 사용하였다.

2-2-1 전영역 기저함수(Entire domain basis function)

먼저 $j \geq 2$ 인 모드에 대해서 고려해 보면, 패치에서 분포할 수 있는 전류의 형태는 자계벽으로 둘러싸이고 패치와 접지면은 완전 도체로 가정된 공진기 모델이 가지는 고유 모드의 함수로 식 (2 b)와 같이 표현될 수 있다.

$$\overline{J}_i(\rho, \phi) = \hat{\rho} \beta_{p,\alpha} J_{p_i}'(\beta_{p,\alpha} \rho) \cos p_i \phi - \hat{\phi} \frac{p_i}{\rho} J_{p_i}(\beta_{p,\alpha} \rho) \sin p_i \phi \quad (2 b)$$

그리고 주파수 영역(spectral domain)에서의 계산을 위해 식 (2 b)에 대한 기저함수의 푸리에 변환을 구해 보면 식 (2 c), 식 (2 d)와 같다.

$$F_{xi}(k_x, k_y) = 2\pi R j^{p_i+1} \epsilon_p J_{p_i}(\beta_{p,\alpha} R) \left\{ \cos \alpha \cos p_i \alpha \frac{\beta_{p,\alpha}^2}{\beta_{p,\alpha}^2 - \beta^2} J_{p_i}(\beta R) + p_i \sin \alpha \sin p_i \alpha \frac{J_{p_i}(\beta R)}{\beta R} \right\} \quad (2 c)$$

$$F_{y1}(k_x, k_y) = 2\pi R j^{\nu_i+1} \varepsilon_p J_{\nu_i}(\beta_{p, a_i} R) \quad (3 d)$$

$$\left\{ \sin \alpha \cos \nu_i \alpha \frac{\beta_{p, a_i}^2}{\beta_{p, a_i}^2 - \beta^2} J_{\nu_i}(\beta R) + \nu_i \cos \alpha \sin \nu_i \alpha \frac{J_{\nu_i}(\beta R)}{\beta R} \right\} \quad (2 d)$$

여기서 J_{ν} 는 ν 차 1종 베셀 함수(Bessel function)이다.

2-2-2 어태치먼트 모드(Attachment mode)

프로브로 급전되는 마이크로스트립 안테나는 프로브와 패치가 연결되는 부분에서 급격하게 변하는 전류 성분들이 존재하게 되는데, 위에서 설명한 전 영역 기저함수만으로는 이러한 성분들을 표현할 수 없게 된다. 따라서 전류의 연속성을 보장해 줄 수 있는 어태치먼트 모드를 추가함으로써, 좀 더 정확하게 패치에서의 전류 분포를 나타낼 수 있게 된다. 이러한 패치에서의 어태치먼트 모드는 미소 전류에 의해 급전되는 자체벽을 가진 공진기 모델로부터 구할 수 있고, 수학적 표현은 식 (3 a)와 같다⁹⁾.

$$\bar{J}_1(\rho, \phi) = \frac{-k}{4} \left[\sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m \frac{N'_m(kR) J_m(kx_p)}{J'_m} (kR) \cdot \left\{ \hat{\rho} J'_m(kR) \cos m\pi + \hat{\phi} \frac{m}{k\rho} J_m(k\rho) \sin m\pi \right\} + \frac{N_1(k\rho)}{\rho} \left\{ \hat{\rho}(\rho - x_p \cos \pi) + \hat{\phi} w_p \sin \pi \right\} \right] \quad (3 a)$$

여기서

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

여기서 N_m 는 m 차 2종 베셀 함수(Bessel function)이다.

그리고 프로브에서의 어태치먼트 모드는 substrate의 두께가 파장에 비해 굉장히 작다($d \ll \lambda_0$)고 가정함으로 식 (3 c)와 같이 둔다.

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

어태치먼트 모드의 푸리에 변환 형태는 식 (3 d), 식 (3 e)와 같다.

$$F_{x1}(k_x, k_y) = -j \{ T_1(\beta, \alpha) \cos \alpha + T_2(\beta, \alpha) \sin \alpha \}$$

$$F_{y1}(k_x, k_y) = -j \{ T_1(\beta, \alpha) \sin \alpha - T_2(\beta, \alpha) \cos \alpha \} \quad (3 e)$$

여기서

$$T_1(\beta, \alpha) = \frac{k S_1(\beta, \alpha) - \beta S_2(\beta, \alpha)}{k^2 - \beta^2} \quad (3 f)$$

$$T_2(\beta, \alpha) = \frac{S_3(\beta, \alpha)}{k \beta R} \quad (3 g)$$

$$S_1(\beta, \alpha) = \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m j^{-m} \cos m\alpha \frac{J_m(kx_p) J'_m(\beta R)}{J'_m(kR)} \quad (3 h)$$

$$S_2(\beta, \alpha) = \sum_{m=0}^{\infty} \varepsilon_m j^{-m} \cos m\alpha J_m(\beta x_p) = e^{-j\beta x_p \cos \alpha} \quad (3 i)$$

$$S_3(\beta, \alpha) = 2 \sum_{m=0}^{\infty} m j^{-m} \sin m\alpha \frac{J_m(kx_p) J_m(\beta R)}{J'_m(kR)} \quad (3 j)$$

2-3 입력 임피던스 계산을 위한 모멘트 법의 수식화

패치와 프로브에서 분포하는 미지의 전류 값을 알면 안테나가 가지는 여러 파라미터들도 자연스럽게 얻어질 수 있다.

식 (2 a)에서 미지의 값인 I_i 는 모멘트 법을 통해서 얻어지는데, 이 값을 구하기 위해 패치와 프로브에서의 전계의 접선 성분은 존재하지 않는다는 조건과 갤러킨 방법(Galerkin method)을 이용하여 식 (4a)~식 (4c)와 같이 voltage matrix와 impedance matrix를 만들 수 있다.

$$[V] = [Z][I] \quad (4 a)$$

여기서

$$V_i = f_i(0) \quad (4 b)$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11}^{FF} + Z_{11}^{PF} + Z_{11}^{PP} & Z_{12}^{FF} + Z_{12}^{PF} & Z_{13}^{FF} + Z_{13}^{PF} & \cdots & Z_{1N}^{FF} + Z_{1N}^{PF} \\ Z_{21}^{FF} + Z_{21}^{PF} & Z_{22}^{FF} + Z_{22}^{PF} & Z_{23}^{FF} + Z_{23}^{PF} & \cdots & Z_{2N}^{FF} + Z_{2N}^{PF} \\ Z_{31}^{FF} + Z_{31}^{PF} & Z_{32}^{FF} + Z_{32}^{PF} & Z_{33}^{FF} + Z_{33}^{PF} & \cdots & Z_{3N}^{FF} + Z_{3N}^{PF} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_M^{FF} + Z_M^{PF} & Z_{M2}^{FF} + Z_{M2}^{PF} & Z_{M3}^{FF} + Z_{M3}^{PF} & \cdots & Z_{MN}^{FF} + Z_{MN}^{PF} \end{bmatrix} \quad (4 c)$$

이것으로부터 입력 임피던스는 다음 식 (4 d)를 통해서 구해진다.

$$Z_{in} = 1/I_1 \quad (4 d)$$

2.4 원거리 그린 함수

레이돔이 올려진 원형 마이크로스트립 안테나의 이득을 구하기 위해서는 원거리에서의 그린 함수가 필요하다. 이 그린 함수를 구하기 위해 stationary phase method를 사용하는데, 해를 구하기 위한 과정은 다음과 같다.

먼저 식 (5 a)와 같은 적분 방정식을 고려할 수 있다.

$$\psi(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\psi}(k_x, k_y) e^{j\theta(k_x, k_y)} dk_x, dk_y \quad (5 a)$$

여기서

$$\theta(k_x, k_y) = k_x \sin \theta \cos \phi + k_y \sin \theta \sin \phi - k_z \cos \theta \quad (5 b)$$

식 (5 a)에 대한 closed-form 형태의 정확한 해는 알려지지 않았고, 단지 수치 해석이나 asymptotic technique을 통해서 근사적인 해를 구할 수 있다. 관찰 지점이 원거리인 radiation equation에 대한 경우, 우리는 asymptotic technique을 사용하여 비교적 정확하게 근사화된 closed-form 해를 도출할 수 있다.

그리고 Stationary point는 식 (5 b)로부터 식 (5 c)~식 (5 f)와 같다.

$$k_{zs} = -k_0 \sin \theta \cos \phi \quad (5 c)$$

$$k_{ys} = -k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (5 d)$$

$$k_{1s} = k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta} \quad (5 e)$$

$$k_{2s} = k_0 \cos \theta \quad (5 f)$$

여러 수학적 과정을 통해 얻어지는 원거리에서의 radiation equation은 식 (5 g)와 같다.

$$\psi(x, y, z) = \frac{jk_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi r} \tilde{\psi}(k_{zs}, k_{ys}) \cos \theta \quad (5 g)$$

따라서 식 (1 k)~식 (1 o)의 그린 함수와 기저함수의 중첩으로 원거리에서의 필드 분포는 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$E_{\theta} = \frac{jk_0}{2\pi r} e^{-jk_0(r-d\cos\theta)} \cdot G_1(\beta) \{F_{xi}(k_x, k_y) \cos \phi + F_{yi}(k_x, k_y) \sin \phi\} \quad (5 h)$$

$$E_{\phi} = -\frac{jk_0}{2\pi r} e^{-jk_0(r-d\cos\theta)} \cdot G_2(\beta) \cos \theta \{F_{xi}(k_x, k_y) \sin \phi - F_{yi}(k_x, k_y) \cos \phi\} \quad (5 i)$$

$$E_{\theta 1} = -\frac{k_0}{2\pi r} e^{-jk_0(r-d\cos\theta)} [G_1(\beta) T_1^*(\beta, \phi) - G_v(\beta) e^{jk_0 x_s \sin \theta \cos \phi}] \quad (5 j)$$

$$E_{\phi 1} = \frac{k_0}{2\pi r} e^{-jk_0(r-d\cos\theta)} G_2(\beta) T_2^*(\beta, \phi) \cos \theta \quad (5 k)$$

여기서

$$G_v(\beta) = \frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_2 \beta}{k_1 T_m} \sin k_1 d \quad (5 l)$$

여기서 식 (5 h)와 (5 i)는 전영역 기저함수에 대한 원거리 그린 함수이고, 식 (5 j)와 (5 k)는 어태치먼트 모드에 대한 원거리 그린 함수이다.

III. 계산 결과, 측정 및 결론

본 논문에서 구현된 알고리즘은 그림 2에서 보는 것처럼 14개의 기저함수를 사용할 때 수렴된 공진 주파수를 얻을 수 있고, 그림 3에서는 각 행렬 요소가 $\beta \approx 800k_0$ 일 때 수렴을 하고 있음을 알 수 있었다.

먼저 알고리즘의 정확성을 입증하고자 레이돔이 올려진 마이크로스트립 안테나의 파라미터를 조정하여 레이돔이 없는 경우로 만들어 실험과 계산치를 서로 비교해 보았다. 비교된 데이터는 그림 4에서 나타내었고, 각각의 파라미터 값은 표 1과 같다. 그림 4에서 사용된 상용 툴은 Ansoft-Ensemble 5.1v를 사용하였으며 셀 분할 최대 주파수는 9 GHz이고, 8~9 GHz 구간에서 51개의 포인트에 대한 결과들을 보았다.

그림 4에서 비교된 데이터를 살펴보면, 실험치의 공진 주파수가 대략 8.6 GHz 정도인데 반해, 이론적인 값은 8.63 GHz 근처에서 공진이 일어나고 있어서 약 0.35 %의 오차가 발생하고 있음을 알 수 있

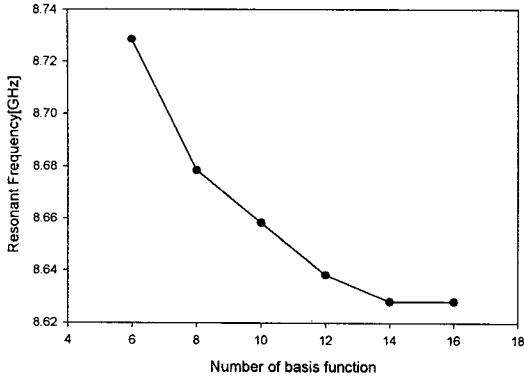


그림 2. 기저함수의 개수에 따른 공진 주파수
Fig. 2. Resonant frequency according to the number of the basis function.

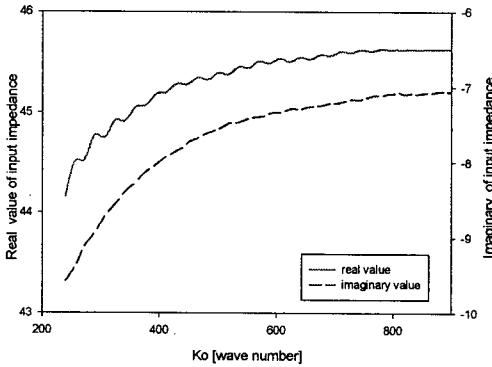


그림 3. k_0 에 따른 입력 임피던스의 수렴도
Fig. 3. Convergence for the input impedance according to k_0 .

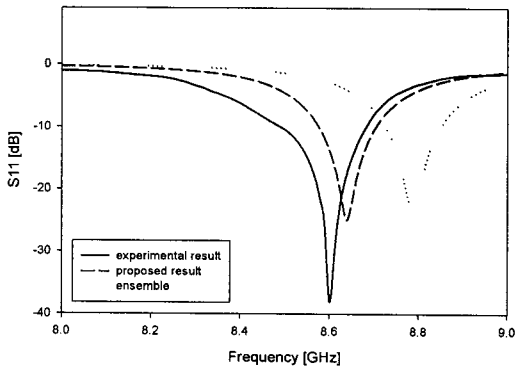


그림 4. 실험 모델에 대한 반사 계수의 비교
Fig. 4. Comparison of the calculated and measured results.

표 1. 실험모델에 대한 파라미터와 치수
Table 1. The parameters and dimension.

Parameter	Dimension	Parameter	Dimension
R	0.54	r_0	0.0125
x_p	0.14	d	0.0508
ϵ_r	3.27	μ_r	1

다. 반면 상용 톨의 결과치는 8.8 GHz에서 공진이 일어나 실험치와의 오차가 200 MHz(2.3 %)임을 볼 수 있다. 이로써 본 연구에서 제시된 알고리즘의 결과가 상용 톨보다 매우 정확함을 확인할 수 있었다.

다음으로 표 2의 파라미터를 이용하여 레이돔이 올려진 경우에 대한 반사 계수와 이득의 값을 각각 비교해 보았다. 계산된 결과값들을 살펴보면, 그림 5(a)는 이론치와 상용 톨간의 반사 계수 값을 보여주는 것으로 공진 주파수는 대략 1.81 GHz에서 발생하는데, 두 결과치는 0.4 %의 오차가 생기므로 거의 일치함을 알 수 있다. 다음으로 그림 5(b)는 이론치와 상용 톨 간의 이득을 비교한 것으로 그림에서 보면 알 수 있듯이, $\phi=0, \theta=0$ 인 지점에서의 이득값의 차이는 대략 6 % 정도 발생하는 것으로 이론치의 결과가 비교적 정확하게 나옴을 알 수 있다.

다음은 앞에서 입증된 어태치먼트 모드를 적용한 레이돔이 올려진 마이크로스트립 안테나의 해석 알고리즘을 사용하여 안테나의 여러 변수에 대한 반사 계수와 이득의 변화 추이를 살펴보았다. 각각의 변수들의 값은 표 2의 값으로 고정시키고, 레이돔의 비유전율(ϵ_w) 값과 두께(t) 만을 조금씩 변화시키면서 변화 특성을 관찰하였다. 먼저 그림 6과 그림 7은 각각 레이돔의 비유전율 값과 두께의 변화에 따

표 2. 레이돔이 올려진 실험모델에 대한 파라미터와 치수

Table 2. The parameters and dimension of the model with the radome.

Parameter	치수	Parameter	치수
R	3.24 cm	x_p	0.75 cm
d	0.0508 cm	r_o	0.045 cm
t	0.0508 cm	ϵ_s	2.2
h	0.07 cm	ϵ_w	3.5

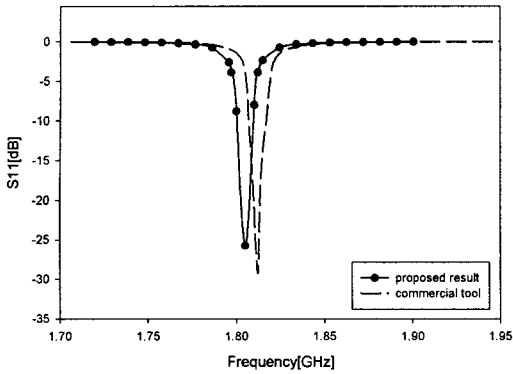


그림 5(a). 레이돔이 올려진 모델에 대한 반사 계수의 비교

Fig. 5(a). Comparison of the calculated and measured return loss of the model with the radome.

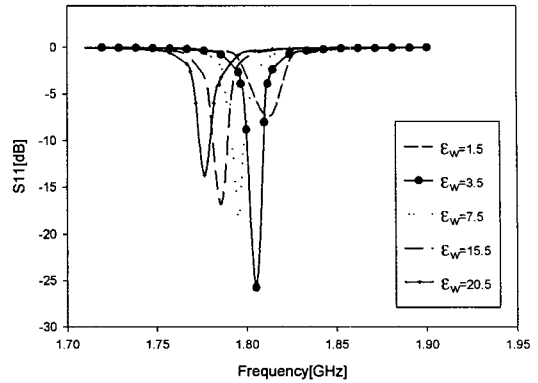


그림 6. 레이돔의 비유전율에 따른 반사 계수

Fig. 6. A return loss according to the variation of the permittivity of the radome.

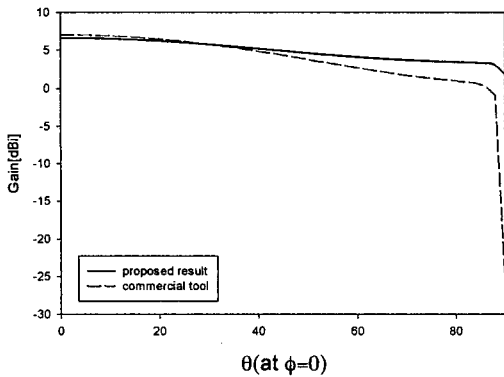


그림 5(b). 레이돔이 올려진 실험 모델에 대한 이득 비교

Fig. 5(b). Comparison of the calculated and measured gain of the model with the radome.

큰 공진 주파수의 변화를 살펴 본 것으로, 비유전율과 두께가 점점 커짐에 따라 유효 유전율의 상승에 의한 공진 주파수의 감소가 일어남을 알 수 있었다. 이 때 레이돔의 비유전율 값이 3.5일 때나 또는 두께가 0.05 cm일 때 가장 좋은 특성을 나타내고, 그 이상의 값이 되면 매칭 포인트에서 멀어지고 있음을 알 수 있다.

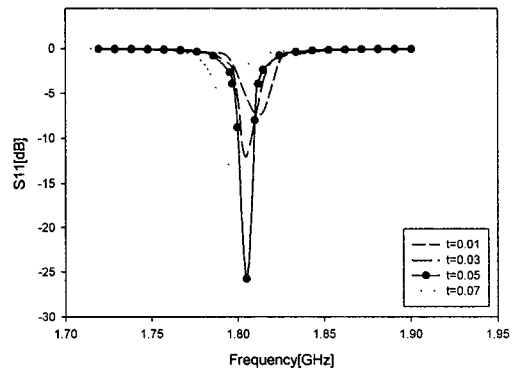


그림 7. 레이돔의 두께에 따른 공진 주파수의 변화

Fig. 7. A return loss according to the variation of the thickness of the radome.

다음으로 그림 8은 substrate의 비유전율(ϵ_s) 값을 2.2와 4.5로 두고, 레이돔의 비유전율에 따른 이득의 값을 살펴본 것이다. 그림에서 보면 알 수 있듯이 substrate의 비유전율 값이 작을 때 더 좋은 이득 특성이 얻어지고 있음을 알 수 있고, 각각 레이돔의 비유전율 값이 증가함에 따라 이득 값도 서서히 커짐을 알 수 있다.

그림 9는 레이돔의 높이와 두께에 따른 이득 값의 변화 추이를 본 것인데, 이것 또한 두께와 높이가 증가함에 따라 서로 값이 커짐에 따라 이득도 점점 증가함을 볼 수 있었다.

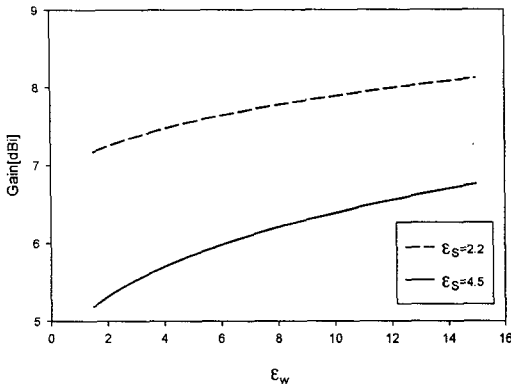


그림 8. 레이돔의 비유전율에 따른 안테나 이득 변화

Fig. 8. An antenna gain according to the variation of the permittivity of the radome.

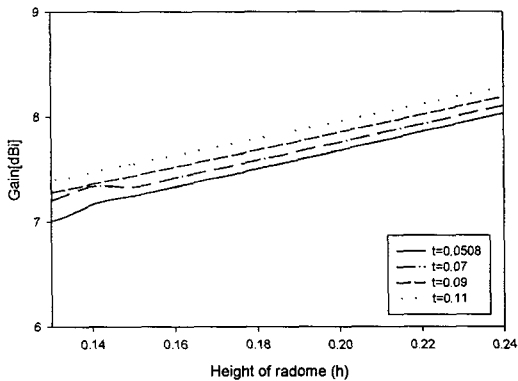


그림 9. 레이돔의 두께와 높이에 따른 안테나 이득 변화

Fig. 9. An antenna gain according to the variation of the height of the radome.

끝으로 그림 10을 통해 주파수에 따른 이득의 변화되는 값을 살펴보았다. 그림에서 알 수 있듯이 공진 주파수 근처에서 최대 이득이 일어남은 확인할 수 있다.

본 연구에서는 급전 구조를 정확하게 모델링할 수 있는 어태치먼트 모드를 사용하여 레이돔이 올려진 마이크로스트립 안테나를 해석하였다. 구현된 알고리즘을 통하여 레이돔의 여러 파라미터에 대한 안테나의 특성변화들을 살펴봄으로써 레이돔에 의

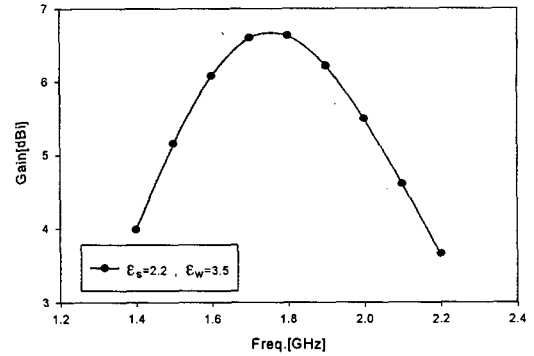


그림 10. 주파수에 따른 안테나 이득 변화

Fig. 10. An antenna gain versus frequency.

한 일반적인 영향들을 분석하여 보았다.

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

참고 문헌

- [1] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip-patch 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 and 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] J. T. Aberle and D. M. Pozar, "Analysis of infinite arrays of probe-fed rectangular microstrip patches using a rigorous feed model," *IEE*

Proceedings, Part H, vol. 136, no. 2, pp. 110-119, April, 1989.

- [6] K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, January, 1981.
- [7] 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.

- [8] Xiao-Hai Shen and Guy A. E. Vandebosch, "Study of gain enhancement method for microstrip antennas using moment method," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 3, March, 1995.
- [9] J. T. Aberle, "Analysis of Probe-fed Circular Microstrip Antennas," Dissertation for the degree Ph. D., Arizona Stat Univ. May, 1989.

최 동 혁



1999년 2월: 한국항공대학교 항공 전자공학과(공학사)
 2001년 2월: 한국정보통신대학원 (공학석사)
 2001년 3월~현재: 한국정보통신대학원 박사과정
 [주 관심분야] 안테나, 전자장 수

치해석, MMIC 설계

정 영 배



1999년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
 2001년 2월: 한국정보통신대학원 (공학석사)
 2001년 3월~현재: 한국전자통신연구원 연구원
 [주 관심분야] 슬롯 안테나, 초고

주파 회로 설계

박 경 빈



1998년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
 2000년 8월: 한국정보통신대학원 (공학석사)
 2000년 9월~현재: SaTReC. KAIST
 [주 관심분야] 수치해석(모우먼트법), 광대역 마이크로스트립 안

테나 설계

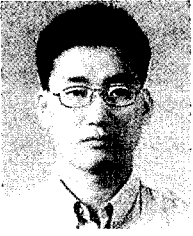
박 성 욱



1987년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
 1993년 8월: 한국통신 인력개발본부
 1997년 3월: Arizona State University (공학박사)

1997년 9월~현재: 한국정보통신대학원대학교 조교수
 [주 관심분야] 광대역 적층형 안테나의 설계 및 분석, 전자장 수치 해석 기법, 초고주파 회로설계

문 영 찬



1990년 2월: 서강대학교 전자공학
과(공학사)
1992년 2월: 서강대학교 전자공학
과(공학석사)
1995년 8월: 서강대학교 전자공학
과(공학박사)
1995년 11월~현재: 한국전자통신

연구원 선임연구원

[주 관심분야] 초고주파 소자 및 회로 설계, 마이크로스트
립 안테나 및 위상배열 안테나 설계

전 순 익



1984년 2월: 고려대학교 전자공학
과(공학사)
1996년 2월: 고려대학교 전자공학
과(공학석사)
1983년 8월~1990년 8월: 삼성전
자 근무
1990년 9월~현재: 한국전자통신

연구원 선임연구원

[주 관심분야] 초고주파 회로 설계, 위상배열 안테나 설계,
위성통신 RF 시스템 설계