

# 정확한 급전 구조를 고려한 레이돔 원형 패치 안테나 해석

## Analysis of a Circular Microstrip Patch Antenna with Dielectric Superstrate using the Rigorous Probe Feed Model

최동혁 · 박경빈 · 박성욱

Dong-Hyuk Choi · Kyong-Bin Park · Seong-Ook Park

### 요 약

본 논문에서는 프로브로 급전되는 단일 원형 마이크로스트립 안테나 위에 레이돔과 같은 또 다른 유전체가 씌어져 있는 구조에 대해서 모멘트 법을 이용하여 해석을 하였다. 급전 구조의 정확한 해석을 위하여 어태치먼트 모드를 이용하여 패치와 급전선에서의 전류의 연속성을 보장해 줌으로써, 급전점에서 급격히 변하는 전류 성분들을 표현할 수 있었다. 해석된 결과는 실험을 통하여 검증되었고, 서로 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있었다.

### Abstract

In order to analyze the effect of a cover layer or radome for an antenna, the moment method is applied to the analysis of the circular microstrip patch antenna with dielectric superstrate fed by coaxial probe. The probe feed is modeled as a attachment mode method which can solve more exact analysis. In case of a ideal probe feed modeling, the probe self-impedance as well as the rapidly-varying patch current at the vicinity of the feed point was neglected. But a rigorous probe feed model which overcomes these deficiencies are developed, and used in the analysis of isolated circular patches. Measurements were performed to validate the numerical results. These are good agreement with each other.

### 1. 서 론

최근 급속히 전개되어지고 있는 이동 통신 및 위성 통신의 발달은 많은 데이터의 전송과 시간과 장소에 구애받지 않는 서비스로의 방향 전환을 이루어 놓고 있다. 이를 위해 통신의 광대역화와 이동체 탑재를 위한 평면 구조를 가지는 안테나의 기술들이 강조되고 있고, 이러한 요구에 가장 잘 부합되고 있는 구조로는 제작의 용이성, 박형 구조(low-profile)와 같은 특성을 가지는 마이크로 스트립 안테나가 있다<sup>[1]-[4]</sup>.

실제 제작된 마이크로스트립 안테나는 유해 환경으로부터의 보호와 안테나 본연의 특성을 향상시키기 위하여 단일 층위에 또 다른 유전체인 superstrate를 올려놓은 적층 구조를 이용할 때가 많다<sup>[5],[6]</sup>.

이러한 마이크로스트립 안테나의 연구에 있어서 안테나의 정확한 해석은 무엇보다도 중요하며 해석 방법으로는 Transmission Line Model<sup>[7]</sup>, Cavity model<sup>[8]</sup>, full-wave analysis<sup>[9]-[11]</sup> 등과 같은 다양한 방법들이 소개되어져 있다.

본 연구에서는 해석 알고리즘으로 모멘트 법(Method of Moment)과, 패치와 급전선 간의 전류의

한국정보통신대학원대학교 공학부(School of Engineering, ICU)

· 논문 번호 : 2000504-050

· 수정완료일자 : 2000년 7월 3일

연속성을 보장해줄 수 있는 어태치먼트 모드(attachment mode)를 사용하였다. 어태치먼트 모드로 프로브와 패치가 연결되는 급전점에서 급격한 변화를 보이는 전류 성분들을 표현할 수 있고, 기존의 공진 모드로부터 얻어진 기저 함수에 추가함으로써, 좀더 정확한 입력 임피던스를 구할 수 있게 되었다. 본 논문은 이러한 어태치먼트 모드의 정확성을 입증하였고, 이 모드를 사용하여 레이돔이 올려져 있는 구조에 대한 특성들을 살펴보았다.

## II. 본 론

### 2-1 해석 구조에 대한 그린 함수의 스펙트럼 영역 표현

그림 1과 같은 Radome이 놓인 원형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스를 구하기 위해 먼저 스펙트럼 영역에서의 그린 함수(Green's function)가 필요하다. 직각 좌표계 형태로 임의의 점  $(x_0, y_0, z_0)$ 에 위치한  $\hat{z}$ 방향의 미소 전류에 대한 관찰점인  $(x, y, z)$ 에서의  $\hat{\rho}$ 방향의 일반적인 전계의 다이애딕 그린 함수(dyadic Green's function)는 식 (1)과 같다.

$$E_{\rho q}(x, y, z|x_0, y_0, z_0) = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} G_{\rho q}(k_x, k_y, z|z_0) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)} dk_x dk_y \quad (1)$$

식 (2), 식 (3)과 같이 수평, 수직 방향에 대한 미소 전류를 고려하고, 벡터 Helmholtz 방정식과 경계 조건을 이용하면 식 (4)에서 식 (11)에서와 같이 주파수 영역에서의 다이애딕 그린 함수를 구할 수 있다.

수평방향의 미소 전류 :

$$\vec{J} = \hat{I} \delta(x-x_0) \delta(y-y_0) \delta(z-d) \quad (2)$$

수직방향의 미소 전류 :

$$\vec{J} = \hat{z} \delta(x-x_0) \delta(y-y_0) \delta(z-z_0) \quad (3)$$

$$G_{xx}(k_x, k_y, d|d) = \frac{-jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_2 k_x^2 T_e + k_0^2 k_y^2 T_m}{\beta^2 T_m T_e} \cdot \sin k_1 d \quad (4)$$

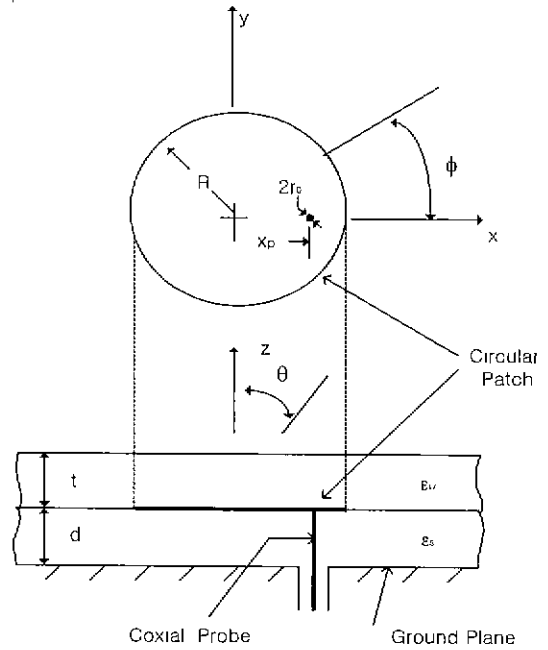


그림 1. 레이돔이 올려진 원형 마이크로스트립 패치 안테나

Fig. 1. A circular microstrip patch antenna with dielectric superstrate.

$$G_{xy}(k_x, k_y, d|d) = G_{yx}(k_x, k_y, d|d) = \frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_x k_y (k_1 k_2 T_e + k_0^2 T_m)}{\beta^2 T_m T_e} \sin k_1 d \quad (5)$$

$$G_{yy}(k_x, k_y, d|d) = \frac{-jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_2 k_y^2 T_e + k_0^2 k_x^2 T_m}{\beta^2 T_m T_e} \cdot \sin k_1 d \quad (6)$$

$$G_{xz}(k_x, k_y, d|z_0 \leq d) = \frac{-Z_0}{k_0} \frac{k_x k_2 \cos k_1 z_0}{T_m} \quad (7)$$

$$G_{yz}(k_x, k_y, d|z_0 \leq d) = \frac{-Z_0}{k_0} \frac{k_y k_2 \cos k_1 z_0}{T_m} \quad (8)$$

$$G_{zx}(k_x, k_y, z \leq d|d) = \frac{-Z_0}{k_0} \frac{k_x k_2 \cos k_1 z}{T_m} \quad (9)$$

$$G_{zy}(k_x, k_y, z \leq d|d) = \frac{-Z_0}{k_0} \frac{k_y k_2 \cos k_1 z}{T_m} \quad (10)$$

$$G_{zz}(k_x, k_y, z \leq d, z_0 \leq d) = \frac{-jZ_0}{\epsilon_s k_0} [-\delta(z-z_0) + \frac{\beta^2}{k_1 T_m} [\epsilon_s k_2 \sin k_1 (d-z_0)]]$$

$$\begin{aligned} &] -jk_1 \cos k_1(d-z_0)] \cos k_1 z], \quad z \leq z_0 \\ &= \frac{-jZ_0}{\epsilon_s k_0} \frac{\beta^2}{k_1 T_m} [\epsilon_s k_2 \sin k_1(d-z) \\ &- jk_1 \cos k_1(d-z)] \cos k_1 z_0, \quad z > z_0 \quad (11) \end{aligned}$$

where

$$T_m = \epsilon_s k_2 \cos k_1 d + jP_m k_1 \sin k_1 d \quad (12)$$

$$T_c = k_1 \cos k_1 d + jP_c k_2 \sin k_1 d \quad (13)$$

$$P_m =$$

$$\frac{\epsilon_w k_2 T_{me}^w \cos k_2(h-d) + jk_3 T_{mo}^w \sin k_2(h-d)}{k_3 T_{mo}^w \cos k_2(h-d) + j\epsilon_w k_2 T_{ee}^w \sin k_2(h-d)} \quad (14)$$

$$P_e = \frac{k_3 T_{mo}^w \cos k_2(h-d) + jk_2 T_{ee}^w \sin k_2(h-d)}{k_2 T_{ee}^w \cos k_2(h-d) + jk_3 T_{eo}^w \sin k_2(h-d)} \quad (15)$$

$$T_{me}^w = k_3 \cos k_3 t + j\epsilon_w k_2 \sin k_3 t \quad (16)$$

$$T_{mo}^w = \epsilon_w k_2 \cos k_3 t + jk_3 \sin k_3 t \quad (17)$$

$$T_{ee}^w = k_3 \cos k_3 t + jk_2 \sin k_3 t \quad (18)$$

$$T_{eo}^w = k_2 \cos k_3 t + jk_3 \sin k_3 t \quad (19)$$

$$k_1^2 = \epsilon_s k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_1) < 0 \quad (20)$$

$$k_2^2 = k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_2) < 0 \quad (21)$$

$$k_3^2 = \epsilon_w k_0^2 - \beta^2, \quad \text{Im}(k_3) < 0 \quad (22)$$

$$\beta^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (23)$$

여기서  $\epsilon_s$ 는 아래 기판의 비유전율이고,  $\epsilon_w$ 는 레이돔의 비유전율이다.

위 식 (4)에서 식 (11)은 Radome이 올려져 있지 않은 단일 마이크로스트립 패치 안테나의 그린 함수에서 단지  $T_m$ 와  $T_e$  항의 변형만 이뤄지게 된다<sup>[6]</sup>.

그리고 위에서 얻어진 그린 함수는 직각 좌표계에 대한 표현식이므로 식 (24)~식 (26)을 이용하여 원통 좌표계의 형태로 바꾸어 표현될 수 있다.

$$k_x = \beta \cos \alpha, \quad (24)$$

$$k_y = \beta \sin \alpha \quad (25)$$

$$e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} = e^{-j\beta \alpha \cos(\alpha - \phi)} \quad (26)$$

## 2-2 기저함수(Basis function)의 도출

본 논문은 패치 상에 존재하는 전류 분포를 표현하기 위한 기저함수로 전 영역 기저 함수(Entire domain basis function)를 사용하였고, 프로브와 패치 간의 전류의 연속성을 보장해 줄 수 있는 어태치먼트 모드를 추가하였다.

### 2-2-1 전 영역 기저 함수

먼저 전 영역 기저 함수를 구하기 위해 그림 2와 같이 상단과 하단은 완전 도체이고, 자계벽(PMC, Perfect Magnetic Conductor)으로 둘러싸인 원형 공진기 형태의 구조에 대해서 고려한다. 이런 모델에 대하여 유전체의 두께가 파장에 비해서 매우 작다고( $d \ll \lambda_0$ ) 가정하면, 공진기 내의 계의 분포는 z방향에 대하여 독립( $\frac{\partial}{\partial z} = 0$ )이라고 볼 수 있고, 이것을 바탕으로 식 (27)의 경계조건을 만족하는 미분 방정식을 풀어봄으로써 공진기 모드를 구할 수 있다. 따라서 구해진 공진기 모드로부터 패치에서의 경계조건을 이용하여 전 영역 기저 함수를 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial \psi}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial \phi^2} + k^2 \psi = 0 \quad (27)$$

프로브는  $\phi = 0$ 에서 급전됨으로 우대칭(even symmetry) 모드나 기대칭(odd symmetry) 모드 중 단지 하나의 모드만 필요하게 된다. 본 논문은 식 (28)과 같은 우대칭 모드를 사용한다.

$$\begin{aligned} \overline{J}_i(\rho, \phi) &= \widehat{\rho} \beta_{p,\alpha,\rho} \cos p_i \phi - \widehat{\phi} \frac{\beta_i}{\rho} J_p(\beta_{p,\alpha,\rho}) \\ &\cdot \sin p_i \phi \quad (28) \end{aligned}$$

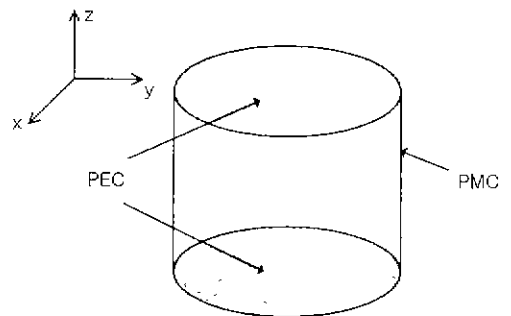


그림 2. 자계벽(PMC)으로 둘러싸인 원형 공진기 모델  
Fig. 2. A magnetic wall cavity model(PMC) of the patch.

2-2-2 어태치먼트 모드

다음으로 어태치먼트 모드를 구하기 위해 그림 3 과 같은 구조를 고려한다.  $(\rho, \phi) = (\rho_p, \phi_p)$ 에 위치 한 미소 전류에 의해 급전되는 원형 패치를 자계 벽으로 둘러싸인 공진기 형태로 볼 수 있고, 이러한 모델에 대하여  $TM^z$  모드를 고려한 비제차 미분 방정식(식 (29))을 경계 조건에 맞게 풀어 해를 도출하면 식 (30) 형태의 패치 상에서의 어태치먼트 모드를 구할 수 있다.

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho \frac{\partial \psi}{\partial \rho}) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 \psi}{\partial \phi^2} + k^2 \psi = -\frac{1}{\rho} \delta(\rho - \rho_p) \delta(\phi - \phi_p) \quad (29)$$

$$\bar{J}_1(\rho, \phi) = \frac{-k}{4} \left[ \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_m \frac{N'_m(kR) J_m(k\rho)}{J'_m(kR)} (kR) \cdot \left\{ \hat{\rho} J'_m(kR) \cos m\pi + \hat{\pi} \frac{m}{k\rho} J_m(k\rho) \sin m\pi \right\} + \frac{N_1(k\rho)}{\rho} \left\{ \hat{\rho}(\rho - x_p \cos \pi) + \hat{\pi} w_p \sin \pi \right\} \right] \quad (30)$$

where

$$k = \sqrt{\epsilon_r} k_0 \quad (31)$$

스펙트럼 영역에서의 계산을 위해 식 (30)의 어태치먼트 모드를 식 (24)~식 (26), 식 (32)~식 (33)을 이용한 좌표 변환 후 Fourier Transform을 하면 다음과 같이 식 (34), 식 (35)가 유도된다.

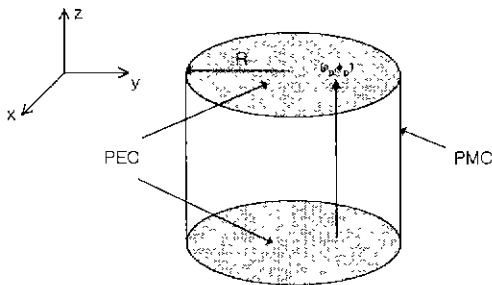


그림 3. 미소 전류에 의해 급전되는 원형 공진기 모델

Fig 3. A magnetic wall cavity model of the circular patch fed by a current filament.

$$J_{x1}(x, y) = J_{\rho1}(\rho, \phi) \cos \phi - J_{\phi1}(\rho, \phi) \sin \phi \quad (32)$$

$$J_{y1}(x, y) = J_{\rho1}(\rho, \phi) \sin \phi + J_{\phi1}(\rho, \phi) \cos \phi \quad (33)$$

· 어태치먼트 모드의 Fourier Transform 형태 :

$$F_{x1} = (k_x, k_y) = -j [ T_1(\beta, \alpha) \cos \alpha + T_2(\beta, \alpha) \sin \alpha ], \quad (34)$$

$$F_{y1} = (k_x, k_y) = -j [ T_1(\beta, \alpha) \sin \alpha + T_2(\beta, \alpha) \cos \alpha ] \quad (35)$$

where

$$T_1(\beta, \alpha) = \frac{kS_1(\beta, \alpha) - \beta S_2(\beta, \alpha)}{k^2 - \beta^2} \quad (36)$$

$$T_2(\beta, \alpha) = \frac{S_3(\beta, \alpha)}{k\beta R} \quad (37)$$

$$S_1(\beta, \alpha) = \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_m j^{-m} \cos m\alpha \frac{J_m(kx_p) J'_m(\beta R)}{J'_m(kR)} \quad (38)$$

$$S_2(\beta, \alpha) = \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_m j^{-m} \cos m\alpha J_m(\beta x_p) = e^{-j\beta x_p \cos \alpha} \quad (39)$$

$$S_3(\beta, \alpha) = 2 \sum_{m=0}^{\infty} m j^{-m} \sin m\alpha \frac{J_m(kx_p) J_m(\beta R)}{J'_m(kR)} \quad (40)$$

그리고 프로브 상에서는 여러 하모닉 성분들을 고려할 수 있겠으나, 아래 기판의 두께가 매우 작다고 가정함( $d \ll \lambda_0$ )으로 어태치먼트 모드는 식 (41)과 같이 둔다.

$$f_1(z) = 1, \quad 0 < z \leq d \quad (41)$$

2-3 입력 임피던스 계산

Galerkin's method를 사용하여 임피던스 매트릭스를 만드는 과정은 다음과 같다.

완전 도체에서의 전계의 접선 성분은 영이 됨으로 식 (42)와 같이 둘 수 있다.

$$\bar{E}_{\tan}^{inc} = - \bar{E}_{\tan}^{scat} \quad \text{no feed and patch} \quad (42)$$

여기서  $\bar{E}_{\tan}^{inc}$  와  $\bar{E}_{\tan}^{scat}$  는 각각 feed와 patch에서 입사되고, 산란되는 전계의 접선 성분을 표현한다. driving source는 probe의 base에서 delta-gap

generator라 가정하기 때문에 입사하는 전계는 식 (43)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \overline{E}^{inc} &= \widehat{z}\delta(z) \quad \rho' \leq r_0 \\ &= 0, \quad \text{otherwise} \end{aligned} \quad (43)$$

where

$$\begin{aligned} \rho' &= [(x-x_p)^2 + y^2]^{1/2} = (\rho^2 + x_p^2 - 2\rho x_p \cos\phi)^{1/2} \\ r_0 &: \text{프로브의 반경.} \end{aligned} \quad (44)$$

앞에서 얻어진 프로브와 패치에서의 기저함수를 이용하여 미지의 전류 분포를 표현하면 식 (45)와 같다.

$$\begin{aligned} \overline{J}(x, y, z) &= \sum_{j=1}^N I_j [\widehat{z}f_j(z)\delta(x-x_p)\delta(y) + \overline{J}_j(x, y) \\ &\cdot \delta(z-d)] \end{aligned} \quad (45)$$

식 (45)에서  $f_j(z)$ 와  $\overline{J}_j(x, y)$ 는 각각 프로브와 패치에서의 기저함수이다.

식 (42)와 식 (43), 식 (45), 그리고 구해진 그린 함수를 이용하여 EFIE(Electric Field Integral Equation)는 식 (46)으로 기술된다.

$$\widehat{z}\delta(z) = - \sum_{j=1}^N I_j [\overline{E}_j^F(x, y, z) + \overline{E}_j^P(x, y, z)] \quad (46)$$

where

$$\begin{aligned} \overline{E}_j^F(x, y, z) &= \int_0^d \overline{E}(x, y, z|x_p, 0, z_0) \\ &\cdot \widehat{z}f_j(z_0)dz_0 \end{aligned} \quad (47)$$

$$\begin{aligned} \overline{E}_j^P(x, y, z) &= \int \int_{patch} \overline{E}(x, y, z|x_0, y_0, d) \\ &\cdot \overline{J}_j(x_0, y_0)dx_0dy_0 \end{aligned} \quad (48)$$

식 (47), 식 (48)에서  $\overline{E}_j^F$ 와  $\overline{E}_j^P$ 는 각각 프로브와 패치 상에 존재하는  $j$ 번째 모드에 의해서 산란되는 장(field)을 나타내며, 식 (46)을 Galerkin's method를 사용하여 voltage와 impedance matrix를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$V_i = \begin{cases} 1 & ; \quad i=1 \\ 0 & ; \quad i \geq 2 \end{cases} \quad (49)$$

$$Z = \begin{bmatrix} z_{11}^{FF} + z_{11}^{FP} + z_{11}^{PF} + z_{11}^{PP} & z_{12}^{FP} + z_{12}^{PP} & z_{13}^{FP} + z_{13}^{PP} & \dots & z_{1N}^{FP} + z_{1N}^{PP} \\ z_{21}^{FP} + z_{21}^{PP} & z_{22}^{FP} + z_{22}^{PP} & z_{23}^{FP} + z_{23}^{PP} & \dots & z_{2N}^{FP} + z_{2N}^{PP} \\ z_{31}^{FP} + z_{31}^{PP} & z_{32}^{FP} + z_{32}^{PP} & z_{33}^{FP} + z_{33}^{PP} & \dots & z_{3N}^{FP} + z_{3N}^{PP} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M1}^{FP} + z_{M1}^{PP} & z_{M2}^{FP} + z_{M2}^{PP} & z_{M3}^{FP} + z_{M3}^{PP} & \dots & z_{MN}^{FP} + z_{MN}^{PP} \end{bmatrix} \quad (50)$$

where

$$z_{11}^{FF} = - \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \beta Q_{11}(\beta) J_0(\beta r_0) d\beta \quad (51)$$

$$z_{11}^{FP} = - \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \beta G_v(\beta) J_0(\beta r_0) \frac{kS_{41}(\beta) - \beta}{k^2 - \beta^2} d\beta \quad (52)$$

$$z_{11}^{PF} = - \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \beta G_r(\beta) \frac{kS_{41}(\beta) - \beta}{k^2 - \beta^2} d\beta \quad (53)$$

$$\begin{aligned} z_{11}^{PP} &= - \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \\ &\cdot \beta \left[ G_1(\beta) \frac{\beta^2 - 2k\beta S_4(\beta) + k^2 S_5(\beta)}{(k^2 - \beta^2)^2} \right. \\ &\left. + G_2(\beta) \frac{S_6(\beta)}{k^2 \beta^2 R^2} \right] d\beta \end{aligned} \quad (54)$$

$$\begin{aligned} z_{1j}^{FP} &= - \epsilon_p \int_0^\infty \beta G_v(\beta) F_{1j}(\beta) J_0(\beta r_0) J_{j_0}(\beta x_p) d\beta, \\ j &\geq 2 \end{aligned} \quad (55)$$

$$z_{i1}^{FP} = - \epsilon_p \int_0^\infty \beta G_v(\beta) F_{1i}^*(\beta) J_\pi(\beta x_p) d\beta, \quad i \geq 2 \quad (56)$$

$$\begin{aligned} z_{1j}^{PP} &= - \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \\ &\cdot \beta \left[ \frac{kJ_{j_0}(kx_p)J_{j_0}(\beta R) - \beta J_{j_0}(kR)J_{j_0}(\beta x_p)}{(k^2 - \beta^2)^2 J_{j_0}^2(kR)} \right. \\ &\cdot G_1(\beta) F_{1j}(\beta) + G_2(\beta) F_{2j}(\beta) \\ &\left. + \frac{pJ_{j_0}(kx_p)J_{j_0}(\beta x_p)}{k\beta R J_{j_0}^2(kR)} \right] d\beta, \quad j \geq 2 \end{aligned} \quad (57)$$

$$\begin{aligned} z_{i1}^{PP} &= - \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \\ &\cdot \beta \left[ \frac{kJ_\pi(kx_p)J_\pi(\beta R) - \beta J_\pi(kR)J_\pi(\beta x_p)}{(k^2 - \beta^2)^2 J_\pi^2(kR)} \right. \\ &\cdot G_1(\beta) F_{1i}^*(\beta) + G_2(\beta) F_{2i}^*(\beta) \\ &\left. + \frac{pJ_\pi(kx_p)J_\pi(\beta x_p)}{k\beta R J_\pi^2(kR)} \right] d\beta, \quad i \geq 2 \end{aligned} \quad (58)$$

$$Z_v^{PP} = -2\pi\epsilon_0\delta_{p_i, n} \int_0^\infty [G_1(\beta)F_{1i}^*(\beta)F_{1j}(\beta) + G_2(\beta)F_{2i}^*(\beta)F_{2j}(\beta)]d\beta, \quad i, j \geq 2 \quad (59)$$

$$S_4(\beta) = \sum_{m=0}^\infty \epsilon_m \frac{J_m(kx_p) j'_m(\beta R)}{J'_m} (kR) J_m(\beta x_p) \quad (60)$$

$$S_5(\beta) = \sum_{m=0}^\infty \epsilon_m \left[ \frac{J_m(kx_p) j'_m(\beta R)}{J'_m} (kR) \right]^2 \quad (61)$$

$$S_6(\beta) = 2 \sum_{m=0}^\infty \left[ m \frac{J_m(kx_p) j'_m(\beta R)}{J'_m} (kR) \right]^2 \quad (62)$$

$$G_1(\beta) = \frac{-jZ_0}{k_0} \frac{k_1 k_2}{T_m} \sin k_1 d \quad (63)$$

$$G_2(\beta) = \frac{-jZ_0}{k_0} \frac{k_0^2}{T_e} \sin k_1 d \quad (64)$$

$$G_v(\beta) = \frac{jZ_0}{k_0} \frac{k_2 \beta}{k_1 T_m} \sin k_1 d \quad (65)$$

입력 임피던스는 식 (66)을 이용하여 구할 수 있다.

$$Z_m = 1/I_1 \quad (66)$$

### III. 수치 해석 결과 및 분석

다음은 어태치먼트 모드를 도입하여 수치 해석한 것으로 레이돔이 놓인 원형 마이크로스트립 패치 안테나의 정확성을 입증하기 위하여 실험한 값과 서로 비교한 것이다. 실험 모델은 그림 1에서 보여진 것과 같이 단일 마이크로스트립 패치 위에 두께가  $t$ 이고, 비유전율이  $\epsilon_w$ 인 레이돔이 올려진 형태이다. 각각에 대한 파라미터는 표 1과 같다.

그림 4에서 보면 기저 함수가 14개 이상일 때 공진 주파수가 수렴하고 있음을 알 수 있다. 또한 식 (51)에서 식 (59)를 살펴보면,  $[k_0, k_0 \sqrt{\max(\epsilon_w, \epsilon_s)}]$ 에서 피적분 함수는  $T_m$ 이나  $T_e$  항에 의한 극점이 발생하게 되는데, 이것은 유수 정리(Residue Theory)

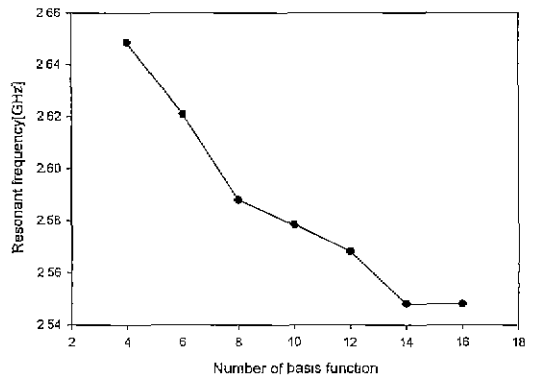


그림 4. Basis function 수에 따른 반사 계수의 변화  
Fig. 4. Return loss according to the number of the basis function.

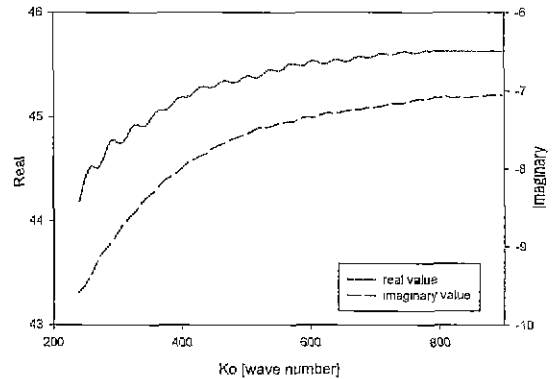


그림 5. 입력 임피던스의 수렴도  
Fig. 5. Convergence for the input impedance.

를 이용하여 해결할 수 있고, 나머지 무한 적분에 대해서는 대략  $\beta \approx 800k_0$ 에서 적분 결과의 수렴이 이뤄짐을 알 수 있었다(그림 5). 따라서 그 결과를 살펴보면 공진 주파수가 대략 2.55 GHz에서 나타남을 알 수 있으며, 마이크로스트립 구조에서 널리 사용되어지고 있는 상용 틀인 Ensemble의 결과보다 본 논문에서 제안한 이론치가 더 실험치에 정확함을 알 수

표 1. 실험 모델에 대한 각 파라미터

Table 1. The physical parameters of the experimental model.

$\epsilon_s$	$\epsilon_w$	$R$ [cm]	$d$ [cm]	$t$ [cm]	$x_p$ [cm]	$r_0$ [cm]
2.5	2.75	2.77	0.0508	0.0368	0.75	0.045

$\epsilon_s=2.50$ ,  $R=3.24$  [cm],  $d=0.0508$  [cm]  
 $t=0.0368$  [cm],  $x_p=0.75$  [cm]  $r_0=0.045$  [cm]

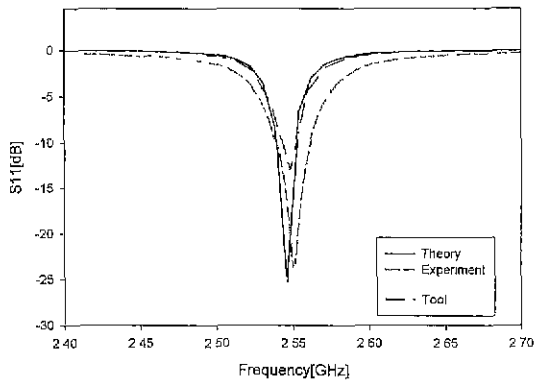


그림 6. 실험 모델에 대한 반사계수의 비교  
 Fig. 6. Comparison between measurements and numerical codes

$\epsilon_s = 2.50$ ,  $\epsilon_{sp} = 2.2$ ,  $R=3.24$  [cm],  $d=0.0508$  [cm]  
 $x_p = 0.75$  [cm]  $r_0 = 0.045$  [cm]

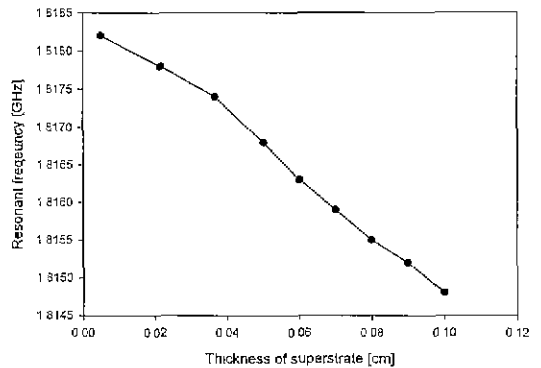


그림 8. Superstrate의 두께에 대한 공진 주파수의 변화  
 Fig. 8. A resonant frequency according to the variation of the thickness of the superstrate

$\epsilon_s = 2.50$ ,  $R = 3.24$  [cm],  $d = 0.0508$  [cm]  
 $t = 0.0368$  [cm],  $x_p = 0.75$  [cm]  $r_0 = 0.045$  [cm]

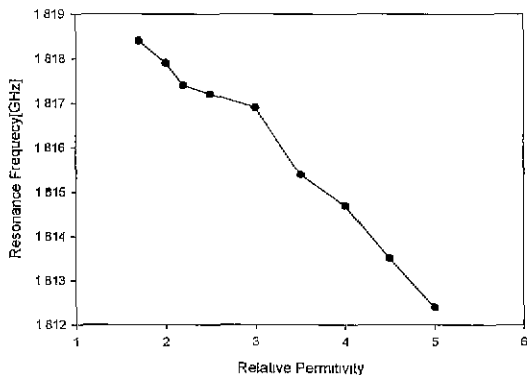


그림 7. 레이돔의 비유전율에 대한 공진 주파수의 변화  
 Fig. 7. A resonant frequency according to the variation of the relative permittivity of the radome

있다.

다음으로 그림 7은 superstrate의 비유전율 값의 변화에 따른 공진 주파수의 특성을 본 것으로 비유전율의 값이 점점 커짐에 따라 낮은 공진 주파수로의 천이가 나타남을 볼 수 있다. 그리고 그림 8은 superstrate의 두께의 변화에 대한 공진 특성을 살펴

본 것으로 그림 7의 비유전율의 변화에서의 결과와 마찬가지로 같은 추세의 특성을 나타남을 알 수 있다.

이상으로 본 논문은 프로브 급전 구조를 가지는 마이크로스트립 안테나에 대해서 정확한 급전 모델링을 할 수 있는 어태치먼트 모드를 사용하였고, 이 기저함수를 레이돔 구조에 적용하여 정확한 해석과 특성 변화들을 살펴보았다.

### III. 결 론

본 논문에서는 프로브로 급전되는 경우에 대해서 레이돔을 가진 원형 마이크로스트립 안테나를 모멘트 법을 이용하여 해석을 하였다. 그리고 패치와 프로브의 전류의 연속성을 보장해 줌으로써 좀 더 정확한 해석을 할 수 있는 어태치먼트 모드를 도입하였고, 실험을 통해서 정확한 검증을 하였다. 이러한 입증된 알고리즘으로 각각 superstrate의 유전율과 두께를 변화시킴으로 마이크로스트립 안테나의 특성들을 살펴보았는데 각각 값이 커짐에 따라 공진 주파수가 작은 값으로 변화함을 알 수 있었다. 따라서 본 연구는 정확한 해석을 바탕으로 지금 활발히 이뤄지고 있는 내장형 단말기 안테나에 대해서 또

개에 대한 영향 등 다양한 응용 분야가 있을 것으로  
간주된다.

### 참 고 문 헌

[1] F. Zavosh and 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 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, Jan., 1981.

[5] Lionel Barlatey, Juan R. Mosig and Thomas Sphicopoulos, "Analysis of Stecked Microstrip Patches with a Mixed Potential Integral Equation", *IEEE Trans. on Antennas and*

*Propagation*, vol. 38, no. 5, May, 1990.

[6] James T. Aberle, David M. Pozar and John Manges, "Phased Arrays of Probe-Fed Stacked Microstrip Patches", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 7, July, 1994.

[7] 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.

[8] 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.

[9] S. Yano and A. Ishimaru, "A theoretical study of the input impedance of a circular microstrip disk antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, January, 1981.

[10] N. Amitay, M. Galindo and C. P. Wu, *Theory and analysis of phased array antennas*, John Wiley and sons 1972.

[11] M. C. Bailey and M. D. Deshpande, "Integral equation formulation of microstrip antennas", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. AP-30, no. 4, pp. 651-656, July, 1982

### 최 등 혁



1999년 2월: 한국항공대 항공전자  
공학과 (공학사)  
1999년 3월: 한국정보통신대학원  
대학교 공학부 (공학석사)  
[주 관심분야] 전자장 수치해석, 안  
테나 설계, 초고주파 공학

### 박 경 빈



1998년 2월: 고려대학교 전자공학  
과(공학사)  
1998년 3월~현재: 한국정보통신  
대학원대학교 석사과정  
[주 관심분야] 수치해석(모우먼트  
법), 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 직층형 안테나의 설계 및 분석, 전자파의 복사 및 산란, M/W mm-wave 대역용 고속 반도체 소자의 전자 패키징, 전자장 수치 해석 기법 등