

# 사각 링 마이크로스트립 안테나 해석

## Analysis of Rectangular Ring Microstrip Antenna

서 동 국 · 박 병 우

Dong-Kug Seo · Byoung-Woo Park

### 요 약

본 논문에서는 디세그멘테이션 기법을 이용하여 사각 링 패치 안테나를 해석하였으며, 그린함수로부터의 직사각형 세그먼트의 임피던스 계산과 평면 전자기 구조체에 대한 디세그멘테이션 방법이 논의되고 있다.

사각 링 캐버티는 큰 사각형 캐버티에서 작은 사각형 캐버티를 뺀 구조이므로, 사각형 캐버티에 대한 그린함수의 항으로 표현된 각각의 임피던스 행렬들에 다 단자 결합법을 적용하여 사각 링 캐버티의 전체 임피던스 매트릭스를 구한다.

전자계는 8개 경계조건을 만족하는 벡터 포텐셜로부터 구할 수 있다. 각 에지에서의 전자계 분포는 여기된 모드에 따라 막대 그래프로 표현하였다. 이 결과를 이용하여 사각 링 패치 안테나의 동작모드를 분석할 수 있다.

### Abstract

In this paper, a rectangular ring microstrip patch antenna has been analyzed by using desegmentation method and evaluation impedance matrices from Green's functions for rectangular segment and desegmentation method for analysis of planar electro-magnetic structures is discussed.

As the rectangular ring cavity could be seen as a structure subtracted a small rectangular cavity from a large one, the overall impedance matrix was obtained by applying a multiport connection method to the individual impedance matrices expressed as a term of Green's function for rectangular segment.

The electromagnetic fields can be solved from a vector potential which is satisfied its eight boundary conditions. The electric field distribution at each edges was expressed as a histogram table with exciting modes. These results can be used to analyze the operational modes for a rectangular ring microstrip antennas.

Key words : Green Function, Desegmentation, Patch Antenna, Multiport Network

### I. 서 론

현재 널리 사용되고 있는 마이크로스트립 안테나를 해석하는 방법으로는 전송선로 모델과 Cavity 모델과 같은 해석적 방법이 있고, Moment법, 유한 요소법(FEM), 시간영역 유한차분법(FDTD) 등과 같은 수치적 방법이 있다. 해석적 방법들은 직사각형, 원형, 타원 형태와 같은 정형화된 형태에만 적용할 수 있다는 한계가 있으며, 수치적 방법은 임의 형태 안

테나를 해석하는데 적용될 수 있으나 계산량이 대단히 많아 시간이 많이 소비되는 단점이 있다.

Desegmentation법<sup>[1]-[3]</sup>은 임의 형태 안테나의 동작 특성을 해석할 때, 계산적으로 효율적이며 CAD에 적용할 수 있다는 장점이 있어 마이크로스트립 안테나의 해석에 응용하려는 연구가 진행되고 있다.

본 논문에서는 사각 링 안테나를 큰 직사각형 세그먼트에서 작은 직사각형 세그먼트를 뺀 구조로 보고 Desegmentation 법을 적용하였다. 각 세그먼트들

충북대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20031112-151

· 수정완료일자 : 2004년 1월 9일

에 대한 포트간의 전달 임피던스를 2차원 Green 함수의 항으로 표현하고, 상호접속 변을 다수의 포트 로 나누어 멀티포트 회로망 합성법을 적용함으로써 사각 링 안테나의 전체 임피던스 행렬을 구하였다<sup>[4]</sup>.

안테나의 공진 주파수, 입력 임피던스, 방사패턴 에 대한 계산 결과는 측정 결과와 잘 일치하였다. 또한, 각 에지에서의 전계 분포를 계산하여 안테나의 여기 모드에 따른 방사 특성을 분석하였다.

## II. 사각 링 마이크로스트립 안테나

### 2-1 평면회로의 임피던스 행렬

그림 1과 같이 마이크로스트립 패치(patch)가  $xy$ -평면에 놓여 있고,  $z$ -방향의 유전체 두께가 파장에 비해서 매우 작다면 2차원(two-dimensional) 해석이 가능하다.

2차원 패치의 모양이 정형화된 형태일 때 Green 함수 접근법이 사용된다. 패치의 포트들간의 임피던스 행렬은 Green 함수를 이용하여 쉽게 유도된다.

평면 회로가 내부의 어떤 임의의 점  $(x_0, y_0)$ 에서 프로브에 의해서  $z$ -방향의 전류 밀도  $J_z$ 으로 급전 되면, Maxwell 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$(\nabla_T^2 + k^2)E_z = j\omega\mu J_z \quad (1)$$

$E_z = -V/h$  을 대입하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$(\nabla_T^2 + k^2)V = -j\omega\mu h J_z \quad (2)$$

여기서,  $V$ 는 도체판과 접지면 사이의 전압,  $h$ 는 유

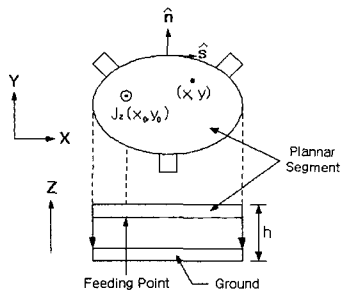


그림 1. 동축케이블에 의한 마이크로스트립 안테나 급전(전류소스  $J_z(x_0, y_0)$ , 필드점  $(x, y)$ )

Fig. 1. Microstrip antenna feed by Coaxial cable(current sources  $J_z(x_0, y_0)$ , field point  $(x, y)$ ).

전체 기판의 높이이다.

$z$ -방향으로 균일한 전계를 갖는 평면회로에 점 원천이 존재하는 경우, Green 함수는

$$(\nabla_T^2 + k^2)G(\mathbf{r} | \mathbf{r}_0) = -j\omega\mu h\delta(\mathbf{r} | \mathbf{r}_0) \quad (3)$$

의 한 해이다. 단, 평면회로 둘레 면  $S_m$ 에서

$$\frac{\partial G}{\partial n} = 0 \quad \text{on } S_m \quad (4)$$

이다. 평면회로의 임의의 점에서의 전압은 Green 함수를 사용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V(x, z) = \int \int_D G(x, z | x_0, z_0) J_z(x_0, z_0) dx_0 dz_0 \quad (5)$$

여기서,  $D$ 는 자계벽으로 둘러싸인 평면회로의 영역을 나타낸다.

평면회로의 둘레에 있는 포트에서만 마이크로스트립 선로에 의해서 공급될 때, 선전류 밀도  $J_s$ 가 결합 포트의 폭에 균일하게 분포한다면,  $j$ -번째 포트에 대해서  $J_s(s_0) = -i_j/W_j$  이며 평면회로 둘레에서 전압  $V$ 는 다음과 같이 된다.

$$V(s) = \sum_j \frac{i_j}{W_j} \int_{W_j} G(s | s_0) ds_0 \quad (6)$$

$k$ -번째 결합 포트에서 발생된 전압  $V_k$ 을 얻기 위해서 그 포트의 폭에 대해서 평균 전압을 취한다.

$$\begin{aligned} V_k &= \frac{1}{W_k} \int_{W_k} V(s) ds \\ &= \sum_j \frac{i_j}{W_k W_j} \int_{W_k} \int_{W_j} G(s | s_0) ds_0 ds \quad (7) \end{aligned}$$

식 (7)로부터 평면회로의 임피던스 행렬의 요소들은 Green 함수를 사용하여 다음과 같이 계산된다.

$$\Sigma Z_{kj} = \frac{1}{W_k W_j} \int_{W_k} \int_{W_j} G(s | s_0) ds_0 ds \quad (8)$$

여기서,  $i_j$ 는  $j$ -번째 포트의 전류(source current)이다.  $W_k, W_j$ 는 각각  $k$ -와  $j$ -번째 포트의 폭이다.

식 (8)은 평면회로를 Green 함수를 사용하여 임피던스 행렬로 특성화 할 수 있음을 의미한다.

### 2-2 Desegmentation 법과 임피던스 행렬

Desegmentation 법은 Green 함수가 주어지지 않는

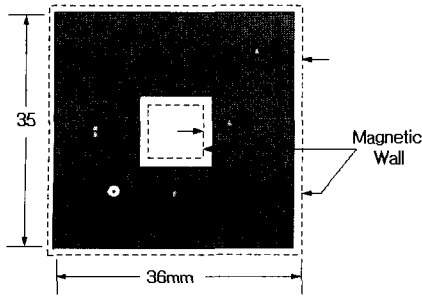


그림 2. 사각 링 마이크로스트립 안테나의 자계벽 모델  
Fig. 2. Magnetic wall model of rectangular ring microstrip antenna.

임의 형태의 평면회로나 마이크로스트립 안테나에 하나 또는 그 이상의 정형화된 형태를 추가하여 또 다른 정형화된 형태를 만들어 해석하는 방법이다.

그림 2는 사각 링 마이크로스트립 안테나의 자계벽 모델과 크기, 급전 점의 위치를 나타낸다.

사각 링 구조의 평면회로( $\alpha$ -세그먼트)에서 링 홀에 해당하는 평면회로( $\beta$ -세그먼트)를 추가하여 완전한 직사각형 평면회로( $\gamma$ -세그먼트)를 만든다.  $\beta$ -세그먼트와  $\gamma$ -세그먼트는 모두 직사각형 형태이므로 포트들간의 전달 임피던스를 Green 함수의 항으로 표현할 수 있다. 이 경우에  $\beta$ -세그먼트의 전체 외곽 둘레는  $\alpha$ -세그먼트의 내부 외곽 둘레와 공동으로 접하게 된다. 이 상호접속 변을 여러 개의 포트로 나누어  $q$ -와  $r$ -포트들을 만들며, Desegmentation법<sup>[1]-[3]</sup>을 적용하기 위한  $d$ -포트들을  $\beta$ -세그먼트의 내부에 위치시킨다. 이  $d$ -포트들은 각 포트와 접지판간의 측정된 전압값을 갖는 가상 포트들이다.  $d$ -포트의 수는  $q$ -와  $r$ -포트의 수와 동일하게 취한다.

상호접속 변을 유한 수의 포트로 나눌 때, 포트에서 전계 분포가 균일하다고 볼 수 있도록 각 포트의 길이를  $\lambda_g/20$ 로 하였다. 이 경우, 그림 3과 같이 급

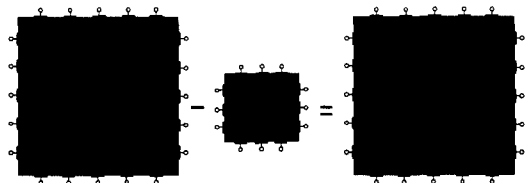


그림 3. 여러 형태의 포트들( $p$ -,  $q$ -,  $r$ -,  $d$ -포트)  
Fig. 3. Various ports( $p$ -,  $q$ -,  $r$ -,  $d$ -ports).

전 포트를 포함하여 총 25개의 포트를 갖는다.

그림 3의 모델에서 안테나의 입력 임피던스는 멀티포트 접속법<sup>[5]</sup>과 Desegmentation법<sup>[1]-[3]</sup>을 이용하여 개별 세그먼트에 대한  $Z$ -행렬 조합하여 얻어진다.

$\alpha$ -세그먼트의  $Z$ -행렬은 다음과 같이 구해진다<sup>[2]</sup>.

$$Z_a = \begin{bmatrix} Z_{pp\gamma} - Z_{pd}Z_{dp}' & -Z_{pd}Z_{dr}' \\ -Z_{rd}Z_{dp}' & -Z_{rr} - Z_{rd}Z_{dr}' \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서,

$$Z_{dp}' = [Z_{dd\gamma} - Z_{dd\beta}]^{-1}Z_{dp}$$

$$Z_{dr}' = [Z_{dd\gamma} - Z_{dd\beta}]^{-1}Z_{dr}$$

식 (9)에서 1행 1열( $1 \times 1$ )의 임피던스가 안테나의 입력 임피던스가 된다. 즉,

$$Z_{ppa} = Z_{pp\gamma} - Z_{pd}[Z_{dd\gamma} - Z_{dd\beta}]^{-1}Z_{dp} \quad (10)$$

그리고 상호접속 포트(사각 링 패치의 내부 에지)에서의 전압은 다음과 같이 구해진다.

$$V_q = [Z_{pd} + [Z_{dd\gamma} - Z_{dd\beta}]^{-1}Z_{dp}]i_p \quad (11)$$

여기서,  $i_p$ 는 안테나의 외부 포트에서의 입력 전류를 나타내는 전류 벡터이다.

식 (10)으로부터 계산된 입력 임피던스는 방사손실, 도체손실, 유전체 손실, 표면파 손실 등을 고려하지 않았으므로 무손실 Cavity의 입력 리액턴스이다.

각 개별 세그먼트에 대한  $Z$ -행렬 계산에서 모드를  $0 \leq m = n \leq 5$ 로 결정하였으며, 총 35개 모드의 조합을 고려하였다. 고차 모드에 의한 영향이 지배적이라면 계산된 임피던스의 값이 수렴하지 않으므로, 차수 모드를 증가시켜야 한다. 상호접속 변의 포트 수가 12개이므로 안테나의 입력 임피던스를 결정하기 위해서 계산해야 하는 역행렬의 크기는  $12 \times 12$ 이다.

식 (11)은 안테나 외부 에지와 슬롯 에지에서의 전계 분포를 계산하는데 사용되었다.

그림 4는 사각 링 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 입력 리액턴스의 변화를 계산한 것이다.

입력 리액턴스가 매우 크게(약  $298 \Omega \sim -300 \Omega$ ) 변화하는 주파수가 공진 주파수가 된다.

### 2-3 축적 에너지

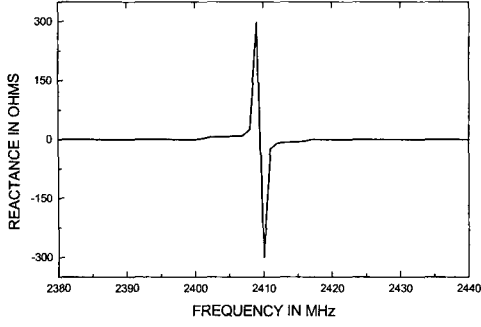


그림 4. 입력리액턴스의 변화  
Fig. 4. Variation of input reactance.

패치가 프로브 급전되는 경우, 급전점  $(x_p, y_p)$ 이고 전류밀도를  $J_p$ 라 하면 전체 큰 사각형 평면회로인  $\gamma$ -세그먼트와 링 홀 부분의 작은 사각형 평면회로인  $\beta$ -세그먼트의 내부 전계 분포는 Green 함수  $G(x_q, y_q | x_p, y_p)$ 을 사용하여 계산하면 된다. 또한, 내부 자계는 구한  $E_{zy}^s$ 와  $E_{z\beta}^s$ 에 Maxwell 방정식을 적용하여 계산한다.

$\gamma$ -세그먼트에 대해서,

$$E_{zy}^s = \frac{j\omega\mu}{ab} J_p^s W_p \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_m \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{k_x W_p}{2}\right) \frac{\cos(k_x x_p) \cos(k_x x_q) \cos(k_y y_p) \cos(k_y y_q)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (12a)$$

$$H_{xy}^s = -\frac{k_y}{ab} J_p^s W_p \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_m \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{k_x W_p}{2}\right) \frac{\cos(k_x x_p) \cos(k_x x_q) \cos(k_y y_p) \sin(k_y y_q)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (12b)$$

$$H_{yz}^s = -\frac{k_x}{ab} J_p^s W_p \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_m \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{k_x W_p}{2}\right) \frac{\cos(k_x x_p) \sin(k_x x_q) \cos(k_y y_p) \sin(k_y y_q)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (12c)$$

$\beta$ -세그먼트에 대해서,

$$E_{z\beta}^s = \frac{j\omega\mu}{sd} J_d^s W_d \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_m \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{k_x W_d}{2}\right) \frac{\cos(k_x x_d) \cos(k_x x_r) \cos(k_y y_d) \cos(k_y y_r)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (13a)$$

$$H_{x\beta}^s = -\frac{k_y}{sd} J_d^s W_d \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_m \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{k_x W_d}{2}\right) \frac{\cos(k_x x_d) \cos(k_x x_r) \cos(k_y y_d) \sin(k_y y_r)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (13b)$$

$$H_{y\beta}^s = -\frac{k_x}{sd} J_d^s W_d \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \sigma_m \sigma_n \text{sinc}\left(\frac{k_x W_d}{2}\right) \frac{\cos(k_x x_d) \sin(k_x x_r) \cos(k_y y_d) \sin(k_y y_r)}{k_x^2 + k_y^2 - k^2} \quad (13c)$$

$$\text{여기서, } \sigma_m = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 2, & m \neq 0 \end{cases}$$

$$\sigma_n = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 2, & n \neq 0 \end{cases}$$

$\gamma$ -세그먼트의 길이는  $a$ , 폭은  $b$ ,  $\beta$ -세그먼트의 길이는  $s$ , 폭은  $d$ 이다. 또한,  $\gamma$ -세그먼트의 파수는  $k_x = m\pi/a$ ,  $k_y = n\pi/b$ 이고,  $\beta$ -세그먼트의 파수는  $k_x = m\pi/s$ ,  $k_y = n\pi/d$ 이다.

식 (12)와 식 (13)으로 주어진 전자계를 사용하여 각 세그먼트에 축적된 에너지를 계산한다.  $\gamma$ -와  $\beta$ -세그먼트에 축적된 에너지 차를 구하여, 사각 링 안테나( $\alpha$ -세그먼트) 내부에 축적된 총 에너지를 구한다.

#### 2.4 방사 전계 및 에지에서의 전계분포

방사 특성은 안테나 방사 에지에서의 등가자기전류 분포로부터 결정되었다. 등가자기전류는 패치 안테나의 각 에지 전압으로부터 계산된다. 공진 주파수일 때 어퍼취에서의 전계 분포는 단위 전류 여기에 대해서  $V_i = Z_i$ 이다. 여기서,  $i$ 는 그림 5에 나타낸 것처럼 패치의 각 에지를 나타낸다.

사각 링 마이크로스트립 안테나에 의해서 방사된 전체 전계는 외부와 내부의 모든 에지에서의 방사전계들을 모두 합하면 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\theta, \phi) &= \mathbf{a}_\theta E_\theta(\theta, \phi) + \mathbf{a}_\phi E_\phi(\theta, \phi) \\ &= \frac{A}{r} \sum_{i=1}^8 V_i [\mathbf{a}_\theta F_{\theta,i}(\theta, \phi) + \mathbf{a}_\phi F_{\phi,i}(\theta, \phi)] \end{aligned} \quad (14)$$

여기서,

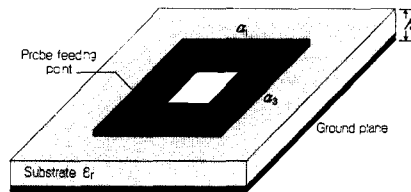


그림 5. 사각 링 마이크로스트립 안테나의 구조  
Fig. 5. Structure of rectangular ring microstrip antenna ( $h = 0.7874$  mm,  $\epsilon_r = 2.5$ ).

$$F_{\phi}(\theta, \phi) = M_i(\theta, \phi) \left[ \frac{\cos \theta \cos \alpha_i e^{jn_i b_i/2}}{[\cos^2 \theta + \{\xi \tan^{-1}(\xi k_0 h)\}^2]^{1/2}} + k_0 h \cos \theta \cos \alpha_i e^{-jn_i b_i/2} \right]$$

$$F_{\theta}(\theta, \phi) = M_i(\theta, \phi) \left[ \frac{(\epsilon_r / \xi) \cos \theta \cos \alpha_i e^{jn_i b_i/2}}{[\xi^2 + \{\epsilon_r \cos \theta \tan^{-1}(\xi k_0 h)\}^2]^{1/2}} + k_0 h \sin \alpha_i e^{-jn_i b_i/2} \right]$$

$$M_i(\theta, \phi) = [a_i \sin(\zeta_i a_i / 2) / (h \zeta_i a_i / 2)] \cdot \cos(0.5 k_0 b_i \sin \theta \sin \alpha_i)$$

$$\eta_i = k_0 \sin \theta \sin \alpha_i, \quad \xi = (\epsilon_r - \sin^2 \theta)^{1/2}$$

$$\zeta_i = k_0 \sin \theta \cos \alpha_i$$

$$a_i = \begin{cases} \phi, & \text{for } i = 1, 2 \\ \phi + \frac{\pi}{2}, & \text{for } i = 3, 4 \end{cases}$$

$$b_i = \begin{cases} a_3, & \text{for } i = 1 \\ a_4, & \text{for } i = 2 \\ a_1, & \text{for } i = 3 \\ a_2, & \text{for } i = 4 \end{cases}$$

여기서,  $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 는 자유공간의 파수이고,  $h$ 는 유전체 기판의 두께이다. 그리고  $A$ 는 복소 상수이고,  $V_i = V_i e^{j\phi_i} = Z_i$ 는 단위 전류 여기에 대해서  $i$ -번째 방사 에지의 전압이다. 즉, 식 (10)으로 주어진 값은 외부 에지에서의 전압을 나타내며, 식 (11)로 주어진 값은 내부 에지에서의 전압이 된다. 공진 주파수에서 각 에지  $a_1, a_2, a_3, a_4$ 에 대해서 각각  $V_1 \cong V_3, V_2 \cong V_4, \phi_1 = \phi_2 = 0, \phi_3 = \phi_4 = \pi/2$ 이다.

Maxwell 방정식을 이용하여 식 (14)로부터 총 방사 전력을 구한다. 또한, 사각 링 패치 안테나의 방사 패턴은 다음과 같이 계산된다.

$$F(\theta, \phi) = \frac{|E(\theta, \phi)|}{|E(0, 0)|} \quad (15)$$

여기서,

$$|E(\theta, \phi)| = [E_{\theta}^2(\theta, \phi) + E_{\phi}^2(\theta, \phi)]^{1/2}$$

사각 링 마이크로스트립 안테나의 실효 손실 탄

젠트  $\delta_{eff}$ 는 안테나 구조에 축적된 총 에너지 ( $W_{stotal}$ )와 방사 전력으로부터  $Q$ 를 구한 다음,  $\delta_{eff} = 1/Q$ 의 관계식을 이용하여 계산한다.

본 논문에서는 표면파에 의해서 전달되는 전력 손실은 방사 전력에 비하여 매우 작다고 가정하여 무시하였고, 실제 유전체 손실과 표피 효과에 의한 도체 손실만을 고려하였다.

### III. 실험 및 고찰

본 연구에서 사각 링 안테나에 대한 입력 임피던스와 방사패턴을 측정하기 위하여 HP-8720C 벡터 회로분석기와 HP-NSI255C 근장 시스템을 사용하였다.

그림 6은 사각 링 안테나 입력 임피던스의 계산 결과와 측정 결과로서 측정값과 계산된 값이 잘 일치하고 있으며, 그림 7의 스미스 도표와 같이 입력 임피던스도 측정값과 이론값이 5% 이내의 오차로서 양호하게 일치하고 있다. 그림 6 임피던스 패턴과

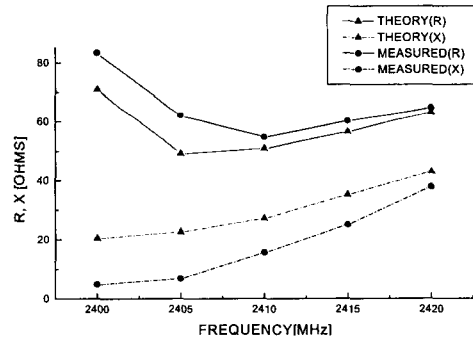


그림 6. 사각 링 안테나의 입력 임피던스  
Fig. 6. Input impedance of rectangular ring antenna.

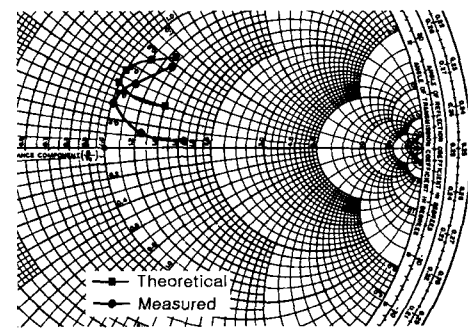


그림 7. 스미스차트에서의 임피던스 궤적  
Fig. 7. Impedance loci at a smith chart.

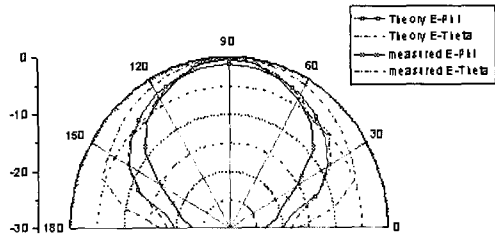


그림 8.  $\phi = 0$  인 면에서의 방사패턴  
Fig. 8. Radiation patterns in  $\phi = 0$  plane.

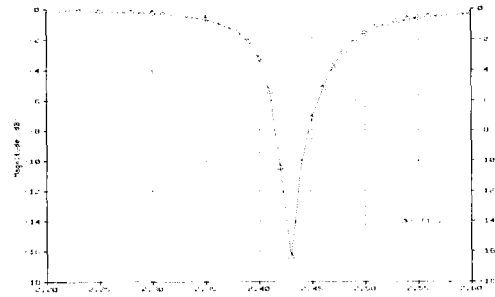


그림 9. 앙상블 시뮬레이터를 이용한  $S_{11}$  그래프  
Fig. 9.  $S_{11}$  graph using Ensemble simulator.

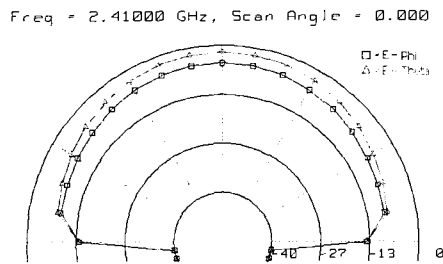


그림 10. 앙상블 시뮬레이터를 이용한 방사패턴  
Fig. 10. Radiation patterns using Ensemble simulator.

그림 7의 스미스 도표에 나타난 패턴에서 추정 가능한 공진 주파수는 2,410[MHz]이다. 그림 9와 10은 Ensemble을 사용하여 시뮬레이션한 결과이다. 그래프를 보면 공진주파수가 2,430[MHz]으로 본 논문에서 사용한 방법에 의한 결과가 실제 제작결과에 더 근접하고 좋은 결과가 나타남을 볼 수 있다.

그림 8은  $\phi = 0$  평면에서 방사 패턴( $E_{\theta}(\theta, \phi)$ ,  $E_{\phi}(\theta, \phi)$ )에 대한 계산 결과와 HP-NSI255C 근장 시스템으로 측정한 결과이다. 측정 결과는 계산 결과보다 HPBW가 각각  $E_{\theta}(\theta, \phi)$ 는 5%,  $E_{\phi}(\theta, \phi)$ 는 10% 정도 좁아지는 것으로 나타나고 있다.

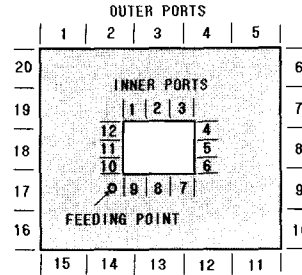


그림 11. 사각 링 안테나의 포트 표시  
Fig. 11. Port nomenclature of rectangular ring antenna.

그림 11은 안테나의 모든에지에서의 전계 분포를 구하기 위해서 각에지를 멀티포트로 나눈 것이다.

그림 12는 단위 전류를 여기할 때, 모든 방사 에지에서의 임피던스 변화를 관측한 것이다. 이것은 에지의 각 포트에서의 전압과 관계되므로 전계의 변화로 간주할 수 있다. 공진 주파수에서 각 여기모드에 따른 전계의 변화를 도시하였다. 외부 에지 포트들에서 계산된 전계 분포를 그림 10(a), 내부 에지 포트들에서 계산된 전계 분포를 그림 10(b)에 나타내었다. 그림에서 왼쪽은 저항성분에 의한 전압을 나타내고, 오른쪽은 리액턴스 성분에 의한 전압을 나타낸다.

그림 12(a)에서  $TM_{10}$  모드일 경우를 살펴보면, 포트-(6~10)과 포트-(16~20)이 방사 슬롯이고, 포트-(1~5)와 포트-(11~15)이 비방사 슬롯이 된다.

외부 슬롯과 내부 방사 슬롯에 의한 원방계 전계들은 동위상으로 합해진다. 해석 결과로부터 내부 에지에 의한 방사 세기가 외부 에지에 의한 방사보다 우세함을 보이고 있다. 이와 같이 해석적으로 얻어진 전계 분포로부터 안테나의 동작 모드뿐만 아니라 방사전력과 방사패턴을 구할 수 있다.

일반적으로 원형 편파를 발생하는 마이크로스트립 안테나의 경우에 주 모드가  $TM_{10}$ 와  $TM_{01}$ 이다. 그러나, 본 논문에서 해석한 사각 링 마이크로스트립 안테나의 경우에는  $TM_{30}$ 와  $TM_{03}$ 가 우세하게 나타났다. 이것은 급전 위치가 패치의 중심으로부터 오프셋 되었고, 패치의 중앙에 슬롯이 존재함으로써 발생하게 된 것으로 생각된다. 또한, 그림 12(a)와 12(b)의 외부 및 내부 에지에서의 전계분포로부터 사각 링 마이크로스트립 안테나는 우수 모드

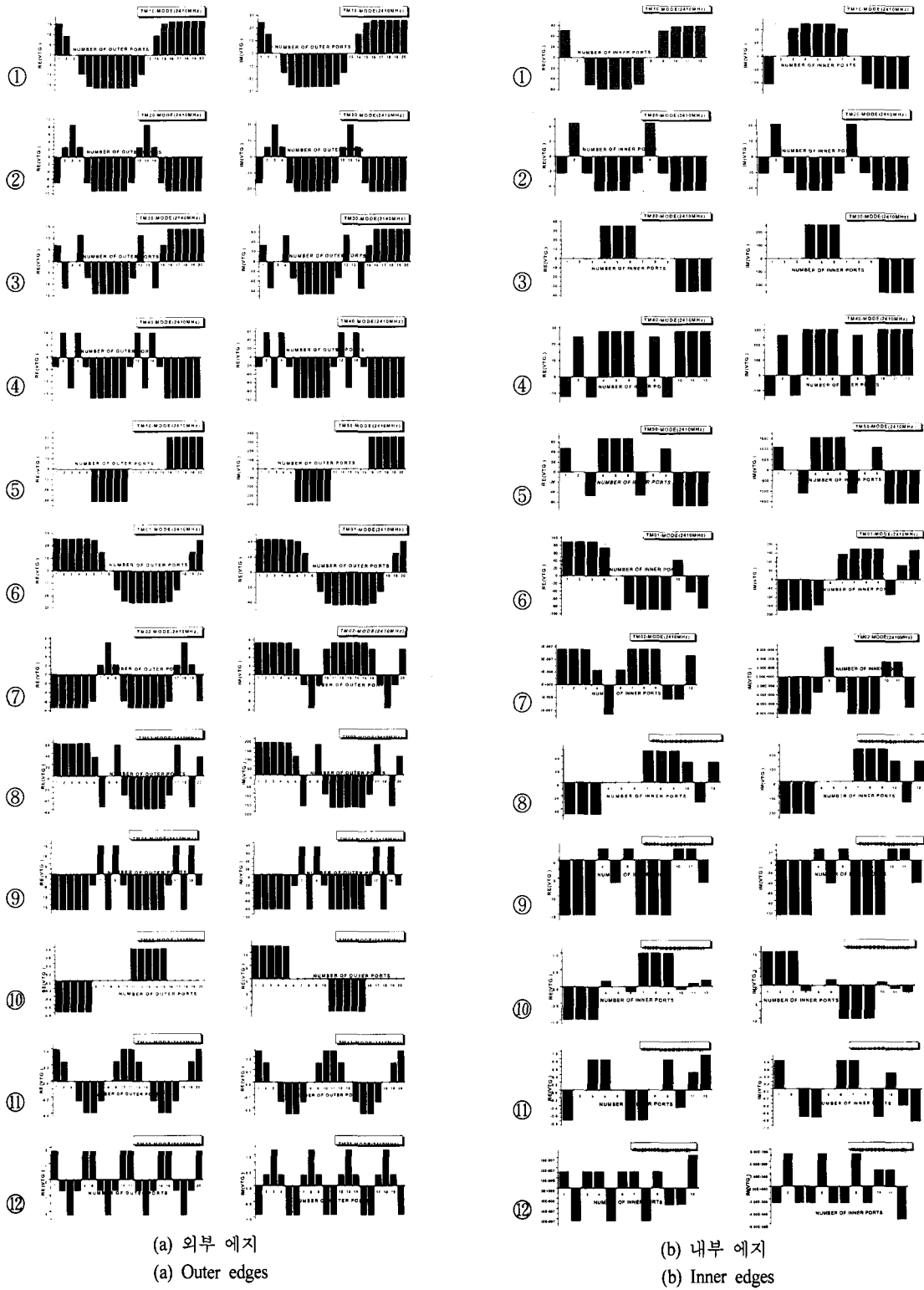


그림 12. 여러 가지 모드별 에지에서의 전계분포

Fig. 12. The electric field distribution at the edges for various exciting modes.

(①~⑤ :  $TM_{m0}$  ( $m: 1\sim 5$ ), ⑥~⑩ :  $TM_{0n}$  ( $n: 1\sim 5$ ), ⑪~⑫ :  $TM_{mn}$  ( $m=n: 1, 2$ ))

일 경우와  $TM_{mn}$  모드( $m \neq 0, n \neq 0$ )일 경우는 모든 에지가 비방사로 동작하고 있다. 따라서, 이 형태의 안테나는  $TM_{m0}$ 와  $TM_{0n}$  모드( $m: \text{odd}, n: \text{odd}$ )일 경우, 즉 기수모드일 때만 안테나로 동작함을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 해석적 방법으로는 해석할 수 없었던 사각 링 마이크로스트립 패치 안테나를 계산적으로 효율적인 Desegmentation법을 적용하여 해석하였다.

이 방법을 사용하여 사각 링 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수를 결정하였고, 입력 임피던스 및 방사 패턴을 계산하였다. 이론적인 계산값과 측정값이 양호하게 일치함을 보여 타당성을 입증하였다.

또한, 본 방법을 사용할 경우, 패치 안테나의 각 에지에서의 전계 분포의 변화를 나타낼 수 있으므로 설계된 안테나의 동작 모드 및 특성을 분석하는 도구로 사용할 수 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] T. Okoshi, T. Miyoshi, "The planar circuit An approach to microwave integrated circuitry", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-20, pp. 245-252, Apr. 1972.
- [2] P. C. Sharma, K. C. Gupta. "Desegmentation method for analysis of two-dimensional planar microwave circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, pp. 1094-1098, Oct. 1981.
- [3] P. C. Sharma, K. C. Gupta. "An alternative procedure for implementing desegmentation method", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 1-4, Jan. 1983.
- [4] A. Benalla, K. C. Gupta "Faster computation of Z-matrices for rectangular segments in planar microstrip circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-34, no. 6, pp. 733-736, Jun. 1986.
- [5] Y. T. Lo, S. W. Lee, *Antenna Handbook*, vol. II Antenna Theory, Van Nostrand Reinhold, Ch. 10, 1993.

#### 서 동 국



1996년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
 2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년 3월 ~ 현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 마이크로파 공학, 안테나 공학, 수치해석, 고주파회로 설계

#### 박 병 우



1995년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)  
 1983년 8월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학석사)  
 1991년 8월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학박사)  
 1984년 ~ 1988년: 동양공업전문대 전자과 조교수  
 1989년 ~ 현재: 충북대학교 전자공학과 교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 공학, 안테나 공학, EMI/ EMC