

論文 90-27-11-4

## 구면사각패치 마이크로스트립 공진기 해석

(Analysis of the Spherical-Rectangular Patch  
Microstrip Resonator)

梁 斗 榮\*, 李 相 高\*

(Doo Young Yang and Sang Seol Lee)

## 要 約

공진기(cavity)이론을 적용하여 등각면을 이루는 구면사각패치 마이크로스트립 공진기를 해석한다. 후린징전자계(fringing field)때문에 발생하는 공진주파수의 오차를 줄이기 위하여 실효유전상수를 고려하여 공진주파수를 계산한다.

해석된 결과식에 따라 Epsilon<sup>10</sup>기판으로 3GHz에서 동작하는 진송형 구면사각패치 마이크로스트립 공진기를 설계 제작하였다. 측정 결과는 공진주파수 2.985GHz, 반사손실 -44.4dB로써 이론값과 거의 일치하였다.

## Abstract

We analyze the spherical-rectangular patch microstrip resonator with conformal surface by the cavity model and derive the formulas to calculate resonant frequency in the consideration of effective dielectric constant in order to minimize the errors of resonant frequency due to the fringing fields.

A transmission type spherical-rectangular patch microstrip resonator operating at 3GHz, for example, is designed and fabricated on Epsilam-10 substrate. Measuring data of resonant frequency and return loss are 2.985 GHz and -44.4dB respectively. Those are well agreed with theoretical values.

## I. 서 론

마이크로스트립 공진기는 일반적인 공진기에 비하여 대역폭이 좁고 효율이 떨어지지만 가격이 저렴하고 소형이며 경량인 장점을 갖고 있다. 또한 photo-etching으로 대량생산이 가능하고 제작 및 설치가 용

이하다.

마이크로스트립 공진기의 해석에 관한 이론은 마이크로스트립안테나 특성해석에도 적용될 수 있다. 지금까지 해석된 마이크로스트립 공진기들은 주로 평행판인 마이크로스트립선로에 구성된 것이었다. 그동안 연구된 공진기로는 구형(rectangular), 원형(circular), 환형(ring)공진기를 들 수 있고, 전송선로와 결합하는 형태에 따라 전송형(transmission type) 반사형(reflection type) 그리고 리액션형(reaction type)

\*正會員, 漢陽大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Comm. Eng., Hanyang Univ.)  
接受日字: 1990年 9月 7日

등이 있다.

이 논문에서는 기존에 해석되지 않은 구면기판위에 만든 마이크로스트립 공진기의 특성을 해석한다. 해석방법은 구좌표계에서 공진기내에 존재하는 전자계 식을 유도하여 공진기의 특성을 해석한다. 정확한 공진주파수를 얻기 위하여 이 연구에서는 공진기 가장자리에 존재하는 후린징전자계 (fringing field) 에 의한 영향을 고려한다. 공진기 측면(side wall)을 자계벽(magnetic wall), 금속면을 전계벽(electric wall)으로 할 경우 경계조건에 의해 에너지는 복사되지 않고 공진기 내부에 축적되게 된다. 그러나 실제에 있어서 10GHz 이하에서 마이크로스트립 선로는 유사 TEM(quasi-TEM) 모드가 형성되기 때문에 개방스트립선로 부분에서 후린징전자계가 발생된다. 따라서 후린징효과를 고려하지 않으면 공진주파수특성이 이론치와 상당한 차이를 보이게 된다. 이 연구에서는 후린징전자계를 고려한 실효유전상수(effective dielectric constant)개념을 이용하여 구면상에 있는 패치에 대한 공진기 내부의 전자계식을 유도하고 공진주파수를 계산한다. 테프론 및 E-10 마이크로스트립기판에 대한 공진기의 손실전력, 축적에너지, 복사효율 및 공진Q를 계산한다.

이론의 타당성을 입증하기 위하여 두께 0.67mm, 비유전율 9.08인 E-10기판으로 3GHz에서 동작하는 전송형 구면사각패치 마이크로스트립 공진기를 제작하고, 기본 공진모드에 대한 특성을 측정하여 측정결과와 이론적으로 계산된 값을 비교한다.

II. 공진기 내부 전자계와 공진주파수 계산

그림 1은 등각인 구면위에 마이크로스트립 선로가 놓여 있는 구면사각패치 마이크로스트립 공간이다.

마이크로스트립 공진기의 내부 전자계식은 다음 스케일러 Helmholtz 방정식의 해를 구하면 된다.

$$\nabla^2 \Phi + k^2 \Phi = 0 \tag{1}$$

반경이 a인 구면위에 높이가 h인 마이크로스트립 선로가 놓여 있을때 Helmholtz 방정식의 해를 다음과 같다.

$$\Phi = [A \hat{J}_\nu(kr) + B(\hat{N}_\nu(kr))] [C P_\mu^m(\cos\theta) + D Q_\mu^m(\cos\theta)] \cos\mu\phi \tag{2}$$

여기서  $\hat{J}_\nu(kr)$ 와  $\hat{N}_\nu(kr)$ 은  $\nu$ 차 제 1종, 제 2종 구면 베셀 함수(spherical bessel function)이고,  $P_\mu^m(\cos\theta)$ 와  $Q_\mu^m(\cos\theta)$ 는  $\nu$ 차  $\mu$ 계 제 1종, 제 2종 Legendre 함수이고 A, B, C, D는 상수이다.

식(2)를 구좌표계의 전자계식에 대입하여 경계조건을 적용하면 마이크로스트립 내부의 전자계를 구할 수 있다. 구좌표계에서 TM모드와 TE모드에 대한 전자계식은 다음과 같다.<sup>11)</sup>

○TM모드 경우

$$E_r = \frac{1}{\hat{y}} \left[ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + k^2 \right] \Phi \tag{3}$$

$$E_\theta = \frac{1}{\hat{y}r} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial r \partial \theta} \tag{4}$$

$$E_\phi = \frac{1}{\hat{y}r \sin\theta} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial r \partial \phi} \tag{5}$$

$$H_\theta = \frac{1}{r \sin\theta} \frac{\partial \Phi}{\partial \phi} \tag{6}$$

$$H_\phi = -\frac{1}{r} \frac{\partial \Phi}{\partial \theta} \tag{7}$$

○TE 모드 경우

$$H_r = \frac{1}{\hat{z}} \left[ \frac{\partial^2}{\partial r^2} + k^2 \right] \Phi \tag{8}$$

$$H_\theta = \frac{1}{\hat{z}r} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial r \partial \theta} \tag{9}$$

$$H_\phi = \frac{1}{\hat{z}r \sin\theta} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial r \partial \phi} \tag{10}$$

$$E_\theta = \frac{-1}{r \sin\theta} \frac{\partial \Phi}{\partial \phi} \tag{11}$$

$$E_\phi = \frac{1}{r} \frac{\partial \Phi}{\partial \theta} \tag{12}$$

여기서  $\hat{y} = j\omega\epsilon$ ,  $\hat{z} = j\omega\mu$ 이다.

마이크로스트립 공진기를 캐비티(cavity)로 해석하면 측면은 자계벽(magnetic wall), 상하 금속 표면은 전계벽(electric wall)으로 볼 수 있기 때문에 전계벽에 대한 경계조건과 자계벽에 대한 경계조건을 적용하여 스케일러 전위함수를 구할 수 있다. 그림1에서 자계벽이  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ ,  $\phi_1$ 과  $\phi_2$ 에서 경계면을 이룰때 경계면에 대한 자계의 접선성분은 연속이고 마이크로스트립 도체 상( $r=a+h$ ), 하( $r=a$ )표면에서 전계의 접선성분도 연속이다. TM 모드의 경우 경계면에서 자계와 전계에 대한 접선성분은 다음 조건을 만족한다.

$$H_\theta |_{\theta=\theta_1, \theta_2} = H_\theta |_{\theta=\theta_1, \theta_2} = 0 \tag{13}$$

$$E_\phi |_{r=a, a+h} = E_\phi |_{r=a, a+h} = 0 \tag{14}$$

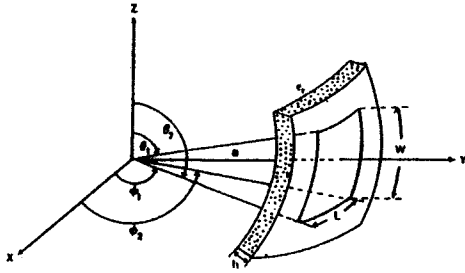


그림 1. 구면사각패치 마이크로스트립 공진기  
Fig. 1. Spherical-rectangular patch microstrip resonator.

$$H_{\theta}|_{\theta=\theta_1} = \sin\mu\phi_1 = 0 \tag{15}$$

$$H_{\theta}|_{\theta=\theta_2} = \sin\mu\phi_2 = 0 \tag{16}$$

$$H_{\phi}|_{\theta=\theta_1} = [C P_{\nu}''(\cos\theta_1) + D Q_{\nu}''(\cos\theta_1)] = 0 \tag{17}$$

$$H_{\phi}|_{\theta=\theta_2} = [C P_{\nu}''(\cos\theta_2) + D Q_{\nu}''(\cos\theta_2)] = 0 \tag{18}$$

여기서  $P_{\nu}''(\cos\theta)$ 와  $Q_{\nu}''(\cos\theta)$ 는 제 1종, 제2종 Legendre함수의 1차 도함수이다.

식 (15), (16), (17), (18)로부터

$$\mu = \frac{2m\pi}{\phi_2 - \phi_1} \tag{19}$$

$$P_{\nu}''(\cos\theta_1) \cdot Q_{\nu}''(\cos\theta_2) - P_{\nu}''(\cos\theta_2) Q_{\nu}''(\cos\theta_1) = 0 \tag{20}$$

이다. 여기서  $m=0, 1, 2, \dots$  이다.

식 (20)에서 경계조건에 맞는 고유치  $\nu$ 를 결정하고 식 (17)에서  $D=1$ 로 놓아 다음식을 얻는다.

$$C = \frac{-Q_{\nu}''(\cos\theta_1)}{P_{\nu}''(\cos\theta_1)} \tag{21}$$

또한 마이크로스트립 도체의 상, 하에 대한 경계조건을 구하기 위하여 식(4)를 식 (14)에 대입하면

$$E_{\theta}|_{r=a} = [A \hat{J}_{\nu}'(ka) + B \hat{N}_{\nu}'(ka)] = 0 \tag{22}$$

$$E_{\theta}|_{r=a+h} = [A \hat{J}_{\nu}'(k(a+h)) + B \hat{N}_{\nu}'(k(a+h))] = 0 \tag{23}$$

이다. 여기서  $\hat{J}_{\nu}'(kr)$ 과  $\hat{N}_{\nu}'(kr)$ 은 제1종, 제2종 구면 베셀함수의 1차 도함수이다.

식 (22)와 식 (23)으로부터

$$\hat{J}_{\nu}'(ka) \hat{N}_{\nu}'(k(a+h)) - \hat{J}_{\nu}'(k(a+h)) \hat{N}_{\nu}'(kr) = 0 \tag{24}$$

이다.

식 (24)에서 경계조건에 일치하는 고유치  $k(=k_{\mu\nu})$  값을 결정하고 식 (22)에서  $B=1$ 로 놓아 다음과 같이  $A$ 를 구한다.

$$A = \frac{-\hat{N}_{\nu}'(ka)}{\hat{J}_{\nu}'(ka)} \tag{25}$$

식 (19), (20), (21), (24), (25)를 식(2)에 대입하여 TM 모드에 대한 전위함수  $\Phi_m$ 을 구하면 다음과 같다.

$$\Phi_m = \frac{1}{\hat{J}_{\nu}'(ka) P_{\nu}''(\cos\theta_1)} [\hat{N}_{\nu}'(ka) \hat{J}_{\nu}(kr) - \hat{J}_{\nu}'(ka) \hat{N}_{\nu}(kr)] \cdot [Q_{\nu}''(\cos\theta_1) P_{\nu}''(\cos\theta) - P_{\nu}''(\cos\theta_1) Q_{\nu}''(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \tag{26}$$

같은 방법으로 TE모드에 대하여 경계조건을 적용하면

$$\mu = \frac{2m\pi}{\phi_2 - \phi_1} \tag{27}$$

$$Q_{\nu}''(\cos\theta_2) P_{\nu}''(\cos\theta_1) - P_{\nu}''(\cos\theta_2) Q_{\nu}''(\cos\theta_1) = 0 \tag{28}$$

$$\hat{J}_{\nu}(ka) \hat{N}_{\nu}(k(a+h)) - \hat{J}_{\nu}(k(a+h)) \hat{N}_{\nu}(ka) = 0 \tag{29}$$

$$B = D = 1 \tag{30}$$

$$A = \frac{-\hat{N}_{\nu}(ka)}{\hat{J}_{\nu}(ka)} \tag{31}$$

$$C = \frac{-Q_{\nu}''(\cos\theta_1)}{P_{\nu}''(\cos\theta_1)} \tag{32}$$

이다.

식 (28)에서 경계조건에 합당한  $\nu$ 값을 구하고 식 (29)에서  $k(=k_{\mu\nu})$  값을 구한다. 따라서 위의 경계조건들을 식(2)에 대입하면 TE모드에 대한 전위함수  $\Phi_e$ 는 다음과 같다.

$$\Phi_e = \frac{1}{\hat{J}_{\nu}(ka) P_{\nu}''(\cos\theta_1)} [\hat{N}_{\nu}(ka) \hat{J}_{\nu}(kr) - \hat{J}_{\nu}(ka) \hat{N}_{\nu}(kr)] \cdot [Q_{\nu}''(\cos\theta_1) P_{\nu}''(\cos\theta) - P_{\nu}''(\cos\theta_1) Q_{\nu}''(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \tag{33}$$

식 (26)과 식 (33)을 식(5)~식(12)에 대입하면 구면 사각패치 마이크로스트립 공진기 내부의 TE 및 TM모드에 대한 전자계식은 다음과 같다.

○TM 모드 경우

$$E_r = \frac{A_m}{y} \{ [\hat{J}'_y(kr) + k^2 \hat{J}'_y(kr)] \hat{N}'_y(ka) - [\hat{N}'_y(kr) + k^2 \hat{N}'_y(kr)] \hat{J}'_y(ka) \} \\ \cdot [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (34)$$

$$E_\theta = \frac{A_m}{yr} [\hat{N}'_y(ka) \hat{J}'_y(kr) - \hat{J}'_y(ka) \hat{N}'_y(kr)] [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) \\ - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (35)$$

$$E_\phi = -\frac{A_m}{yr \sin\theta} \frac{2m\pi}{(\phi_2 - \phi_1)} [\hat{N}'_y(ka) \hat{J}'_y(kr) - \hat{J}'_y(ka) \hat{N}'_y(kr)] \\ \cdot [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \sin \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (36)$$

$$H_\theta = -\frac{A_m}{r \sin\theta} \frac{2m\pi}{(\phi_2 - \phi_1)} [\hat{N}'_y(ka) \hat{J}'_y(kr) - \hat{J}'_y(ka) \hat{N}'_y(kr)] \\ \cdot [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \sin \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (37)$$

$$H_\phi = -\frac{A_m}{r} [\hat{N}'_y(ka) \hat{J}'_y(kr) - \hat{J}'_y(ka) \hat{N}'_y(kr)] [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) \\ - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (38)$$

여기서  $A_m = 1/\hat{J}'_y(ka) P''_{\nu}(\cos\theta_1)$  이고  $\hat{J}'_y(kr)$  와  $\hat{N}'_y(kr)$  은 제 1 종, 제 2 종 구면베셀함수의 2 차 도함수이다.

○TE 모드 경우

$$H_r = \frac{A_e}{z} \{ [\hat{J}'_z(kr) + k^2 \hat{J}'_z(kr)] \hat{N}'_z(ka) - [\hat{N}'_z(kr) + k^2 \hat{N}'_z(kr)] \hat{J}'_z(ka) \} \\ \cdot [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (39)$$

$$H_\theta = \frac{A_e}{zr} [\hat{N}'_z(ka) \hat{J}'_z(kr) - \hat{J}'_z(ka) \hat{N}'_z(kr)] [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) \\ - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (40)$$

$$H_\phi = -\frac{A_e}{zr \sin\theta} \frac{2m\pi}{(\phi_2 - \phi_1)} [\hat{N}'_z(ka) \hat{J}'_z(kr) - \hat{J}'_z(ka) \hat{N}'_z(kr)] \\ \cdot [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \sin \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (41)$$

$$E_\theta = -\frac{A_e}{r \sin\theta} \frac{2m\pi}{(\phi_2 - \phi_1)} [\hat{N}'_z(ka) \hat{J}'_z(kr) - \hat{J}'_z(ka) \hat{N}'_z(kr)] \\ \cdot [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \sin \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (42)$$

$$E_\phi = -\frac{A_e}{r} [\hat{N}'_z(ka) \hat{J}'_z(kr) - \hat{J}'_z(ka) \hat{N}'_z(kr)] [Q''_{\nu}(\cos\theta_1) P''_{\nu}(\cos\theta) \\ - P''_{\nu}(\cos\theta_1) Q''_{\nu}(\cos\theta)] \cos \frac{2m\pi\phi}{(\phi_2 - \phi_1)} \quad (43)$$

여기서  $A_e = 1/\hat{J}'_z(ka) P''_{\nu}(\cos\theta_1)$  이다.

고유치 방정식 식 (19), (20), (24)와 식 (28), (29)로부터 TM, TE 모드에 대한 공진주파수 식을 구하면 다음과 같다.

$$(f_r)_{\mu\nu m} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{k_{\mu\nu}^2 + \left[ \frac{2m\pi}{\phi_2 - \phi_1} \right]^2} \quad (44)$$

여기서  $c$ 는 광속도이다. 식 (44)는 공진기 주위에 존재하는 후린징전자계의 영향을 무시한 결과식이므로 오차를 수반하게 된다. 따라서 공기와 마이크로스트립 기판 유전체 내의 후린징전자계로 인한 영향을 고려하기 위하여 다음과 같이 실효유전상수  $\epsilon_{\text{reff}}$  를 도입한다.

$$(f_r)_{\mu\nu m} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \sqrt{k_{\mu\nu}^2 + \left[ \frac{2m\pi}{\phi_2 - \phi_1} \right]^2} \quad (45)$$

여기서  $\epsilon_{\text{reff}}$  는 다음과 같이 주어진다.<sup>[2]</sup>

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 10 \frac{h}{w} \right]^{-1/2}$$

### III. 전류분포 및 공진Q(Quality Factor)

그림 1에서 마이크로스트립 패치가  $r=a+h$ 에 있을 때 등각인 구면에서의 전류분포는 등가원리에 의해 다음과 같이 될 수 있다.

$$\mathbf{J}_s = \hat{n} \times \mathbf{H} |_{r=a+h} \\ = H_\phi \hat{a}_\theta - H_\theta \hat{a}_\phi |_{r=a+h} \quad (46)$$

공진 Q는 총 손실 전력과 축적된 에너지의 비로써 다음과 같이 정의한다.<sup>[3]</sup>

$$Q = \frac{\omega(W_e + W_m)}{P_r + P_a + P_c} = \frac{\omega W_T}{P_T} = \left[ \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_a} + \frac{1}{Q_c} \right]^{-1} \quad (47)$$

여기서 복사전력  $P_r$ , 도체 손실전력  $P_c$ , 유전체 손실 전력  $P_a$  및 축적되는 에너지  $W_T$ 는 다음식으로부터 얻을 수 있다.<sup>[4]</sup>

$$P_r = 1/2 \text{Re} \iint_S \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot d\hat{s} \quad (48)$$

$$P_c = R_s \iint_S (\mathbf{J} \cdot \mathbf{J}^*) ds |_{r=a+h} \quad (49)$$

$$P_a = \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta}{2} \iiint_V |\mathbf{E}|^2 dv \quad (50)$$

$$W_T = W_e + W_m = 1/4 \iiint_V [\epsilon |\mathbf{E}|^2 + \mu |\mathbf{H}|^2] dv \quad (51)$$

$$Q_r = \frac{\omega W_T}{P_r} \quad (52)$$

$$Q_a = \frac{\omega W_T}{P_a} \quad (53)$$

$$Q_c = \frac{\omega W_T}{P_c} \quad (54)$$

여기서  $\omega$ 는 각주파수이고  $R_s = \sqrt{\pi i \mu / \sigma}$ 로서 표면 저항이다.

#### IV. 계산결과

구면사각 패치 마이크로스트립 공진기의 길이를 반파장( $\lambda_g/2$ )으로 설정하여  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 값을 결정한다. 계산을 간단히 하기 위하여 반파장 길이의 중앙위치를 90°인 점에 놓으면 식 (19), (20)에서 경계조건을 만족하는  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 는 73.59°와 106.4°이다. 이때 공진모드를 결정하는 모드번호는  $\mu=0, 1, 2, \dots, \nu=2, 3, 4, \dots$ 가 가능하다. 따라서 식 (24)로부터 기본 공진모드에 대한 고유치  $k_{\mu\nu}$ 는  $k_{02}$ 이고 기본 공진모드는  $TM_{020}$ 모드로 된다. 표 1은 테프론 및 E-10 마이크로스트립 기판을 쓴 경우 기본모드에 대하여 공진기의 특성을 계산한 값이다.

그림 2는 기본모드에 대한 구면사각패치 마이크로스트립 공진기 내부의 전자계를 계산한 결과이다. 전체  $E_r$  성분은 마이크로스트립 가장자리 부분에서 가장 강하며 또한  $E_\theta$  성분은  $E_r$  성분에 비해 0.115%로써 아주 작은 값을 갖는다. 따라서 마이크로스트립 안테나의 원거리 전자계를 구할때  $E_\theta$  성분은 무시할 수 있음을 확인할 수 있다.

그림 3은 구면사각패치가  $r=a+h$ 인 면에 놓여 있을 때 도체상에 유기되는 전류분포를 구한 그림이다. 마이크로스트립 도체 가장자리에서는 전류분포가 0이고 중앙점에서는 가장 크게 나타난다. 이것은  $TM_{020}$ 모드가 기본모드임을 입증하고 있다.

#### V. 제작 및 실험

공진기는 유전상수가 큰 기판을 사용하여 공진기 내에 많은 에너지가 축적되도록 제작하였다. 급전선은 특성임피던스가 50Ω인 마이크로스트립 선로를 사

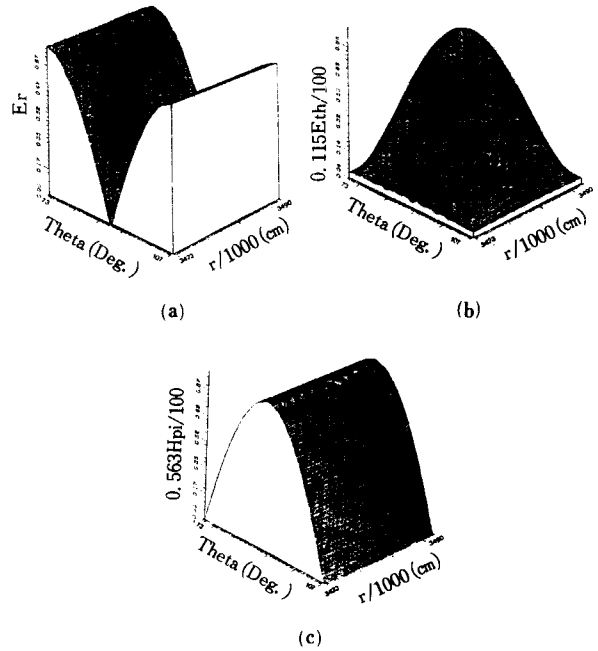


그림 2. 구면사각패치 마이크로스트립 공진기의 내부 전자계

Fig. 2. Internal electromagnetic field of spherical-rectangular patch microstrip resonator. (a.  $E_r$  component, b.  $E_\theta$  component, c.  $H_\phi$  component)

용하고 공진기와 급전선간의 결합거리는 0.3mm로 하였다. 또한 급전선과 공진기 간에 임피던스 정합을 위하여 급전선의 위치를 공진기의 가장자리로부터 1.274cm 떨어진 위치로 정하였다. 기판은 비유전율 9.08, 두께 0.67mm 및 최대  $\tan\delta$  0.0052인 Epsilam-10기판을 사용하였다. 표 2는 3GHz에서 동작하는 구면사각패치 마이크로스트립 공진기를 설계하기 위한 설계제원이고 그림 4는 실험을 위하여 제작

표 1.  $TM_{020}$  모드에 대한 계산결과  
Table 1. Calculated results for  $TM_{020}$  mode.

| 재질         | 비유전율 $\epsilon_r$ | 두께 h (mm) | $\tan\delta$ | 공진 주파수 fr (Ghz) | 고유치 $k_{02}$ | 손실 전력 |       |       | 복사 효율 $\eta$ (%) | 축적 에너지 $W_T$ | 공진 Q  |
|------------|-------------------|-----------|--------------|-----------------|--------------|-------|-------|-------|------------------|--------------|-------|
|            |                   |           |              |                 |              | $P_c$ | $P_d$ | $P_r$ |                  |              |       |
| Teflon     | 2.5               | 0.8       | 1.60 E-3     | 3               | 96.69        | 0.19  | 0.23  | 2.12  | 83.48            | 0.7148 E-8   | 53.04 |
| Epsilam-10 | 9.08              | 0.67      | 5.20 E-3     | 3               | 168.18       | 0.19  | 0.63  | 0.65  | 44.06            | 0.6042 E-8   | 77.27 |

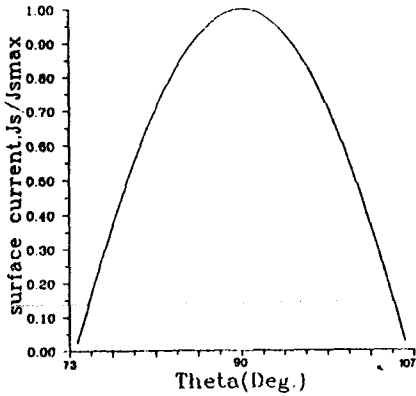
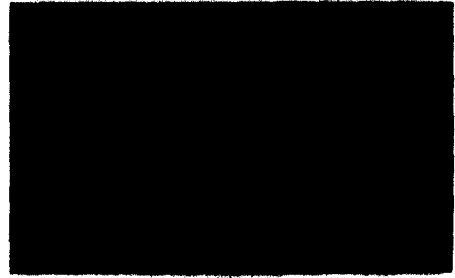
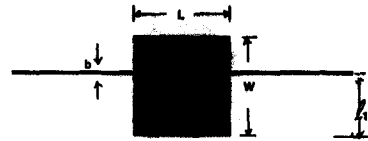


그림 3. 구면사각패치 상에서 전류분포  
Fig. 3. Current distribution on the spherical-rectangular patch.



(a)



(b)

그림 4. (a) 제작된 구면사각패치 마이크로스트립 공진기  
(b) 평면구조

Fig. 4. (a) fabricated for measurement spherical-rectangular patch microstrip resonator, (b) planar structure.

표 2. 설계자료  
Table 2. Design data

| 재질         | 비유전율 $\epsilon_r$ | 두께 (mm) h | $\tan\delta$ | 공진 주파수 $f_r$ (GHz) | 고유치 $k_{01}$ | 구반경 a (cm) | 공진기 길이 L, W (cm) | 급전 폭 b (mm) | 급전선 위치 $\epsilon_1$ (cm) |
|------------|-------------------|-----------|--------------|--------------------|--------------|------------|------------------|-------------|--------------------------|
| Epsilam-10 | 9.08              | 0.67      | 5.20 E-3     | 3                  | 168.18       | 3.423      | 1.96             | 0.754       | 1.274                    |

된 구면사각패치 마이크로스트립 공진기이다. 그림 5는 주파수에 따른 반사손실(return loss) 값의 측정치를 계산치와 비교한 그림이다. 측정치는 network analyzer (model No. HP8720B)로 측정된 값이다. 그림 5에서 공진주파수는 2.985 GHz 반사손실은 -44.4dB로 비교적 이론값과 잘 일치하고 있다.

VI. 결 론

등각면을 이루는 구면사각패치 마이크로스트립 공진기의 특성을 해석하고 설계 제작하였다.

공진기를 전계 및 자계벽을 갖는 캐비티로 생각하여 파동방정식의 고유치를 구하고 기본모드에 대한 공진기 내부의 전자제를 구하였다. 공진주파수는 오차를 줄이기 위하여 후린징효과가 고려된 실효유전 상수를 사용하여 계산하였다.

비유전율 9.08, 두께 0.67mm인 Epsilam-10기판을 사용하여 3GHz에서 동작하는 전송형 구면사각패치

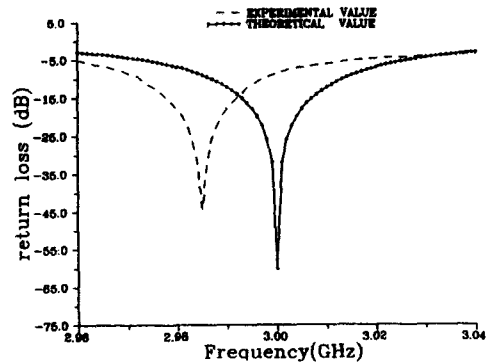


그림 5. 반사손실  
Fig. 5. Return loss.

마이크로스트립 공진기를 제작하였다. 공진주파수와 반사 손실의 측정값은 각각 2.985GHz 및 -44.4dB 로써 이론치와 거의 일치함을 보였다. 이 연구결과는 공진기 뿐만아니라 돔(dome)형 배열안테나 혹은 등각을 이루는 곡면 물체에 부착되는 안테나의 해석에도 유용할 것으로 기대된다.

## 參 考 文 獻

- [1] Roger F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields*, pp. 264-311, 1961.
- [2] Wheeler, H.A., "Transmission Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet," *IEEE Trans.* vol. MTT-13, pp. 172-185, 1965.
- [3] B. Belohoubek, "Loss Considerations for Microstrip Resonator," *IEEE Trans.* 6, 1975
- [4] I.J. Bahl & P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, pp. 1-8

## 著 者 紹 介



## 梁 斗 榮 (正會員)

1961年 9月 7日生. 1984年 2月  
 제주대학교 통신공학과 졸업 (공학사). 1989年 2月 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업 (공학석사). 1989年 3月~현재 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 재학. 주관심분야는 안테나 및 전자파전파, EMI/EMC 등임.

## 李 相 高 (正會員) 第26卷 第3號 參照

현재 한양대학교 전자통신공학과 교수