論 文

원통면사각패치 마이크로스트립 공진기 특성 해석 및 설계

正會員 李 旼 洙* 正會員 李 相 卨*

Analysis and Design of the Cylindrical-rectangular Patch Microstrip Resonator

Min Soo LEE,* Sang Seol LEE* *Regular Members*

要 約 캐버티(Cavity)이론을 적용하여 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기를 해석한다. 후린징전자계(fringing field)로 인한 공진주파수의 오차를 최소화 시키는 방법으로써 실효유전상수 개념을 적용하여 공진주파수를 계산한다.

실험을 위하여 3.0GHz에서 동작하는 전송형 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기를 설계·제작하였다. 공진주파수와 반사손실에 대한 측정 결과는 각각 3.019GHz, −32.78dB로써 이론값과 거의 일치하였다.

ABSTRACT Caracteristics of cylindrical-rectangular patch microstrip resonator are analyzed by cavity model. To minimize the error of resonant frequency due to fringing field, the resonant frequency is calculated by the concept of effective dielectric constant.

The transmission type resonator operating at 3GHz is designed and manufactured. The measured data of the resonant frequency and reflection loss are 3.019GHz and −32.78dB respectively. These results nearly coincide with theoretical results.

I. 서 론

마이크로스트립 공진기는 도파관이나 일반적인 마이크로웨이브 공진기보다 구조가 간단하여 제작 및 설치가 용이하고 물체표면에 부착하기 쉽다. 지금까지 해석된 마이크로스트립 공진기는 주로 평행평판인 마이크로스트립 선로로 구성하였다. 이러한 공진기들은 외형에 따라 구형(rectangular), 원형(circular), 환형(ring) 등으로 나누어지고 급전선인 전송선로와 결합 되는 형태에 따라 전송형(transmission type), 리액션형(reaction type) 및 반사형(reflection type)[1]으로 구분된다.

본 연구에서는 곡면을 이루는 원통면 상에 사각패치가 구성된 마이크로스트립 공진기에 대한 해석이다. 마이크로스트립 공진기에 대한 일반적인 해석은 공진기 측면을 단순히 자계벽으로 간주하고 고유치 방정식을 계산하여 공진주파수를 얻는 방법이다.[2] 대다수의 MIC에 이용되는 마이크로스트립 선로는 수GHz이하에서 유사 TEM(Quasi-TEM)모드를 형성시킨다.[3-5] 따라서 스트립선로의 개방부분에서 후린징(fringing) 전자계가 발생되어 공진주파수에 대한 오차를 일으키게 된다. 이 연구에서는 정확한 공진주파수를 얻기 위하여 실효유전상수 개념을 이용하여 공진주파수를 계산하고 공진기의 특성을 해석한다.

이론의 타당성을 입증하기 위하여 3GHz에서 동작하는 전송형 원통면사각 패치 마이크로스트립 공진기를 제작하고 공진특성을 측정하여 측정 결과와 이론적인 값을 비교한다.

*漢陽大學校 電子通信工學科
Dept. of Electronic Communication Eng.
Han Yang University
論文番號 : 91-86(接受1991. 3. 20)

Ⅱ. 내부전자계 및 공진주파수 계산

그림 1은 등각인 원통면 위에 마이크로스트립 선로가 놓여있는 원통면사 각패치 마이크로스트립 공진기이다. 여기서 a는 원통의 반경, h는 접지판과 사각패치 사이의 유전체층 두께이다. 사각패치의 각 면은 $\rho=a+h$, $z=0\sim2b$, $\phi=0\sim2\theta_1$으로 이루어진다.

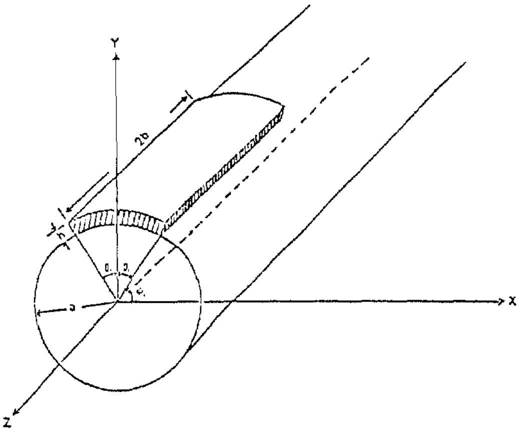


그림 1. 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기
Fig. 1. The cylindrical-retangular Patch Microstrip Resonator

공진기내부에 존재하는 TE 및 TM파의 모드함수 Ψ^{TE}, Ψ^{TM}은 다음과 같은 스케일러 Helmholtz 방정식을 만족해야 한다.

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

$$\nabla^2\psi^{TM}+k^2\psi^{TM}=0 \tag{2}$$

여기서 k는 마이크로스트립 내부에서의 전파상수로써 $\omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ 이다.

식(1), (2)의 해를 구하기 위하여 원통좌표계에 대한 변수분리법을 적용하면 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$\psi^{TM}=[A_1 J_n(k_{nm}\rho)+A_2 N_n(k_{nm}\rho)]\cdot[B_1\cos n\phi+B_2\sin n\phi]\cdot[C_1\cos k_z z+C_2\sin k_z z]=\psi^{TE} \tag{3}$$

여기서 $J_n(k_{nm}\rho)$와 $N_n(k_{nm}\rho)$는 n차 제 1종, 제 2종 베쎌함수(Bessel function)이고 A_1, A_2, B_1, B_2, C_1, C_2는 상수이다.

식(3)을 원통좌표계에 대한 전자계식에 대입하여 경계조건을 적용하면 마이크로스트립 내부의 전자계를 구할 수 있다. 따라서 TM모드와 TE모드에 대한 원통좌표계의 전자계식은 다음과 같다.[6]

○ TM모드 경우

$$E_\rho=\frac{1}{\hat{y}}\frac{\partial^2\psi^{TM}}{\partial\rho\partial z} \tag{4}$$

$$E_\phi=\frac{1}{\hat{y}\rho}\frac{\partial^2\psi^{TM}}{\partial\phi\partial z} \tag{5}$$

$$E_z=\frac{1}{\hat{y}}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\right)\psi^{TM} \tag{6}$$

$$H_\rho=\frac{1}{\rho}\frac{\partial\psi^{TM}}{\partial\phi} \tag{7}$$

$$H_\phi=-\frac{\partial\psi^{TM}}{\partial\rho} \tag{8}$$

$$H_z=0 \tag{9}$$

○ TE 모드 경우

$$H_\rho=\frac{1}{\hat{z}}\frac{\partial^2\psi^{TE}}{\partial\rho\partial z} \tag{10}$$

$$H_\phi=\frac{1}{\hat{z}\rho}\frac{\partial^2\psi^{TE}}{\partial\phi\partial z} \tag{11}$$

$$H_z=\frac{1}{\hat{z}}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\right)\psi^{TE} \tag{12}$$

$$E_\rho = -\frac{1}{\rho}\frac{\partial \psi^{TE}}{\partial \phi} \tag{13}$$

$$E_\phi = \frac{\partial \psi^{TE}}{\partial \rho} \tag{14}$$

$$E_z = 0 \tag{15}$$

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

마이크로스트립 공진기에 캐버티이론을 적용하면, 패치의 측면($z=0\sim2b$, $\phi=0\sim2\theta_1$)은 자계벽(magnetic wall), 상하 금속면($\rho=a$, $a+h$)은 전계벽(electric wall)으로 볼 수 있다. 따라서 전계벽과 자계벽의 경계면에서 전계와 자계의 접선성분이 0인 경계조건을 적용하면 마이크로스트립 공진기 내부의 스케일러 전위함수를 구할 수 있다.

TM모드의 경우, 경계면에서 자계와 전계에 대한 접선성분은 식(5), (7)에서 다음 조건을 만족해야 한다.

$$E_\phi \Big|_{\rho=a,\,a+h} = E_z \Big|_{\rho=a,\,a+h} = 0 \tag{16}$$

$$H_\rho \Big|_{\phi=0,\,2\theta_1} = H_\phi \Big|_{z=0,\,2b} = 0 \tag{17}$$

식(5), (7), (16), (17)로 부터 다음 식을 얻는다.

$$E_\phi \Big|_{\rho=a} = [\, A_1 J_n(k_{nm}a) + A_2 N_n(k_{nm}a)\,] = 0 \tag{18}$$

$$E_\phi \Big|_{\rho=a+h} = \{\, A_1 J_n[k_{nm}(a+h)] + A_2 N_n[k_{nm}(a+h)]\,\} = 0 \tag{19}$$

$$H_\rho \Big|_{\phi=0} = 0,\ B_1=1,\ B_2=0 \tag{20}$$

$$H_\rho \Big|_{\phi=2\theta_1} = 0,\ n=\ell\pi/(2\theta_1) \tag{21}$$

$$H_\phi \Big|_{z=0} = 0,\ C_2=1,\ C_1=0 \tag{22}$$

$$H_\phi \Big|_{z=2b} = 0,\ k_z = m\pi/(2b) \tag{23}$$

식(18), (19)에서 $A_2=1$로 놓아 다음식을 얻는다.

$$J_n(k_{nm}a)\cdot N_n[k_{nm}(a+h)] - J_n[k_{nm}(a+h)]\cdot N_n(k_{nm}a) = 0 \tag{24}$$

$$A_1 = -\frac{N_n(k_{nm}a)}{J_n(k_{nm}a)} \tag{25}$$

식(24)에서 경계조건에 일치하는 k_{nm}값을 구하고 식(20), (21), (22), (23), (24), (25)를 식(3)에 대입하여 TM모드에 대한 전위함수 Ψ^{TM}을 구하면 다음과 같다.

$$\psi^{TM} = \frac{1}{J_n(k_{nm}a)}\Big[J_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\Big]\cos\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi\ \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{26}$$

동일한 방법으로 TE모드에 대하여 경계조건을 적용하면

$$J_n'(k_{nm}a)\cdot N_n'[k_{nm}(a+h)] - J_n'[k_{nm}(a+h)]\cdot N_n'(k_{nm}a) = 0 \tag{27}$$

$$A_1 = -\frac{N_n'(k_{nm}a)}{J_n'(k_{nm}a)} \tag{28}$$

$$A_2 = B_2 = C_1 = 1 \tag{29}$$

$$B_1 = C_2 = 1 \tag{30}$$

$$n = \frac{\ell\pi}{2\theta_1} \tag{31}$$

$$k_z = \frac{m\pi}{2b} \tag{32}$$

이다. 여기서 $J'_n(k_{nm}a)$와 $N'_n(k_{nm}a)$는 각각 n차 제 1종, 제2종 베셀 1차도함수이다. 식(27)에서 고유치 k_{nm}값을 구하고 위의 경계조건들을 식(3)에 대입하여 TE모드에대한 선위함수 Ψ^{TE}을 구하면 다음과 같다.

$$\psi^{TE} = \frac{1}{J_n(k_{nm}a)}\left[J_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\right]\cos\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \, \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{33}$$

식(26)과 식(33)을 각각 식(4)~식(11)에 대입하면 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기 내부의 TE 및 TM모드에 대한 전자계식은 다음과 같다.

○ TM 모드 경우

$$E_\rho = \frac{1}{\hat{y}}\frac{k_{nm}}{J_n(k_{nm}a)}\left[J_n(k_{nm}a)N'_n(k_{nm}\rho) - J'_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\right] \cdot \cos\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{34}$$

$$E_\phi = \frac{1}{\hat{y}\rho}\left(\frac{\ell m\pi^2}{4\theta_1 b}\right)\frac{1}{J_n(k_{nm}a)}\left[J_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\right] \cdot \sin\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \cos\frac{m\pi}{2b}z \tag{35}$$

$$E_z = \frac{-1}{\hat{y}}\left[(m\pi/2b)^2+k^2\right]\frac{1}{J_n(k_{nm}a)}\left[J_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\right] \cdot \cos\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{36}$$

$$H_\rho = \frac{-1}{\rho}\left(\frac{\ell m}{2\theta_1}\right)\frac{1}{J_n(k_{nm}a)}\left[J_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\right] \cdot \sin\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \cos\frac{m\pi}{2b}z \tag{37}$$

$$H_\phi = \frac{-k_{nm}}{J_n(k_{nm}a)}\left[J_n(k_{nm}a)N'_n(k_{nm}\rho) - J'_n(k_{nm}\rho)N_n(k_{nm}a)\right] \cdot \cos\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{38}$$

$$H_z = 0 \tag{39}$$

○ TE 모드 경우

$$H_\rho = \frac{-1}{\hat{z}}\frac{m\pi}{2b}\frac{k_{nm}}{J'_n(k_{nm}a)}\left[J'_n(k_{nm}a)N'_n(k_{nm}\rho) - J'_n(k_{nm}\rho)N'_n(k_{nm}a)\right] \cdot \sin\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{40}$$

$$H_\phi = \frac{-1}{\hat{z}\rho}\left(\frac{\ell m\pi^2}{4\theta_1 b}\right)\frac{1}{J'_n(k_{nm}a)}\left[J'_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N'_n(k_{nm}a)\right] \cdot \cos\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \sin\frac{m\pi}{2b}z \tag{41}$$

$$H_z = \frac{-1}{\hat{z}}\left[(m\pi/2b)^2+k^2\right]\frac{1}{J_n(k_{nm}a)}\left[J'_n(k_{nm}a)N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N'_n(k_{nm}a)\right] \cdot \sin\frac{\ell\pi}{2\theta_1}\phi \cdot \cos\frac{m\pi}{2b}z \tag{42}$$

$$E_\rho = \frac{-1}{\rho}\left(\frac{l\pi}{2\theta_1}\right)\frac{1}{J_n'(k_{nm}a)}\Big\{J_n'(k_{nm}a)\,N_n(k_{nm}\rho) - J_n(k_{nm}\rho)N_n'(k_{nm}a)\Big\}\cdot\cos\frac{l\pi}{2\theta_1}\phi\cdot\sin\frac{m\pi}{2b}z \qquad (43)$$

$$E_\phi = \frac{k_{nm}}{J_n'(k_{nm}a)}\Big\{J_n'(k_{nm}a)N_n'(k_{nm}\rho) - J_n'(k_{nm}\rho)N_n'(k_{nm}a)\Big\}\cdot\sin\frac{l\pi}{2\theta_1}\phi\cdot\cos\frac{m\pi}{2b}z \qquad (44)$$

$$E_z = 0 \qquad (45)$$

TM, TE모드에 대한 공진주파수식 f_r은 고유치 방정식 식(21), (23), (24)와 식(27), (31), (32)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$(f_r)_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{k_{nm}^2 + \left(\frac{m\pi}{2b}\right)^2} \qquad (46)$$

여기서 c는 광속도이다. 식(46)은 마이크로스트립의 특성인 후린징전자계의 영향을 무시한 결과식이다. 후린징 효과에 대한 오차는 전자계의 비균일분포를 고려한 실효유전상수(ε_{reff})를 도입함으로써 해결할 수 있다. 실효유전상수는 Wheeler, Schneider 및 Hummerstad 등[4]에 의해 제시되었다. 또한 Getstinger, Edwards 및 Owens 등[5]은 주파수에 대한 영향까지 고려하여 실효유전상수를 구하였다. 실효유전상수 ε_{reff}는

$$\varepsilon_{reff} = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{re}}{1 + G(f/f_p)^2} \qquad (47)$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + 10\frac{h}{w}\right)^{1/2}$$

$$G = \left(\frac{Z_0 - 5}{60}\right) + 0.004\,Z_0$$

$$f_p = Z_0/(2\mu_0 h)$$

로 주어진다. 여기서 Z_0는 마이크로스트립 선로의 특성 임피던스이고 h는 도체사이 유전체층의 두께, W는 선로의 폭이며 μ_0는 자유공간의 투자율이다. 식(47)은 실효유전상수에 의하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$(f_r)_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{reff}}}\sqrt{k_{nm}^2 + \left(\frac{m\pi}{2b}\right)^2} \qquad (48)$$

Ⅲ. 공진 Q 및 내부임피던스 계산

그림 1에서 마이크로스트립 패치가 $\rho = a + h$에 있을 때 원통면상의 전류분포는 등가원리에 의해 다음과 같다.

$$J_s = \hat{n}\times H\Big|_{\rho=a+h} = H_\phi\hat{a}_z - H_z\hat{a}_\phi\Big|_{\rho=a+h} \qquad (49)$$

공진기의 Q는 총 손실 전력과 축적된 에너지의 비로써 다음과 같이 정의한다.

$$Q = \frac{\omega(W_e + W_m)}{P_r + P_d + P_c} = \frac{\omega W_T}{P_T} = \left(\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c}\right)^{-1} \qquad (50)$$

여기서 복사전력 P_r, 도체 손실전력 P_c, 유전체 손실전력 P_d 및 축적되는 에너지 W_T는 다음식으로 구할 수 있다.[2]

$$P_r = \frac{1}{2}\,\mathrm{Re}\left\{\iint_s E\times H^*\cdot d\hat{s}\right\} \qquad (51)$$

$$P_c = R_s \int\int_s [\, J \cdot J^* \,]\, ds \Big|_{\rho=a+h} \quad (52)$$

$$P_d = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r \tan\delta}{2} \iiint_v |\,E\,|^2\, dv \quad (53)$$

$$W_T = W_e + W_m = = \tfrac{1}{4} \iiint_v [\, \varepsilon |E|^2 + \mu |H|^2 \,]\, dv \quad (54)$$

$$Q_r = \frac{\omega\, W_T}{P_r} \quad (55)$$

$$Q_d = \frac{\omega\, W_T}{P_d} \quad (56)$$

$$Q_c = \frac{\omega\, W_T}{P_c} \quad (57)$$

여기서 ω는 각주파수이고 $R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}}$ 로서 표면 저항이다.

입력 임피던스는 마이크로스트립 공진기를 RLC병렬공진회로로 보고 계산 할 수 있다. 급전선로에 의해 공급되는 입력전압 V_{in}은

$$V_{in} = -\int_a^{a+h} E\, d\rho \quad (58)$$

이다. 여기서 E는 급전점에서의 내부전계이다.

입력임피던스 중 저항 R은 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기의 총 손실전력과 입력 전압식으로부터 구할 수 있다. 식(51), (58)로부터 저항은

$$R = \frac{|V_{in}|^2}{2\, P_T} \quad (59)$$

이다.

커패시턴스 C와 인덕턴스 L을 구하기 위해 공진주파수 f_r과 Q값에 관한 식을 회로이론에 적용하면 다음과 같다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L\,C}} \quad (60)$$

$$Q = R \sqrt{C/L} \quad (61)$$

$$L = \frac{Q}{2\pi\, f_r\, R} \quad (62)$$

$$C = \frac{R}{2\pi\, f_r\, Q} \quad (63)$$

RLC병렬회로의 입력 임피던스 Z_{in}은 식(59), (62), (63)으로부터 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} - j\frac{1}{\omega L} + j\omega C \right)^{-1} = R_{in} + jX_{in} \quad (64)$$

Ⅳ. 계산 결과

원통면사각패치 마이크로스트립 공진기의 설계 제원은 f=3GHz, a=3.74cm, h=0.67mm, $2\theta_1$=2cm, 2b=2cm로 설정하였다. 식(21), (23), (25)로 부터 공진모드를 결정하는 모드번호를 계산한 결과 l=n=0, 1, 2,···, m=1, 2, 3,···가 가능하다. 이때 기본공진모드에 대한 고유치 k_{nm}은 k_{01}이고 기본 공진모드는 TM_{010}모드이다. 표 1은 테프론 및 E 10 마이크로스트립 기판을 쓴 경우 기본모드에 대하여 공진기의 특성을 계산한 것이다.

그림 2는 기본모드에 대한 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기 내부의 전자계를 계산한 결과이다. 그림 2에서 보는 바와 같이 전계 E_ρ성분은 마이크로스트립 가장자리 부분에서 가장 강하며 또한 E_z, E_ϕ 성분은 E_ρ성분에 비해 비교적 작은 값을 갖고 있다. 따라서 마이크로스트립 공진기 내부의 전계성분은 E_ρ 성분이 지배

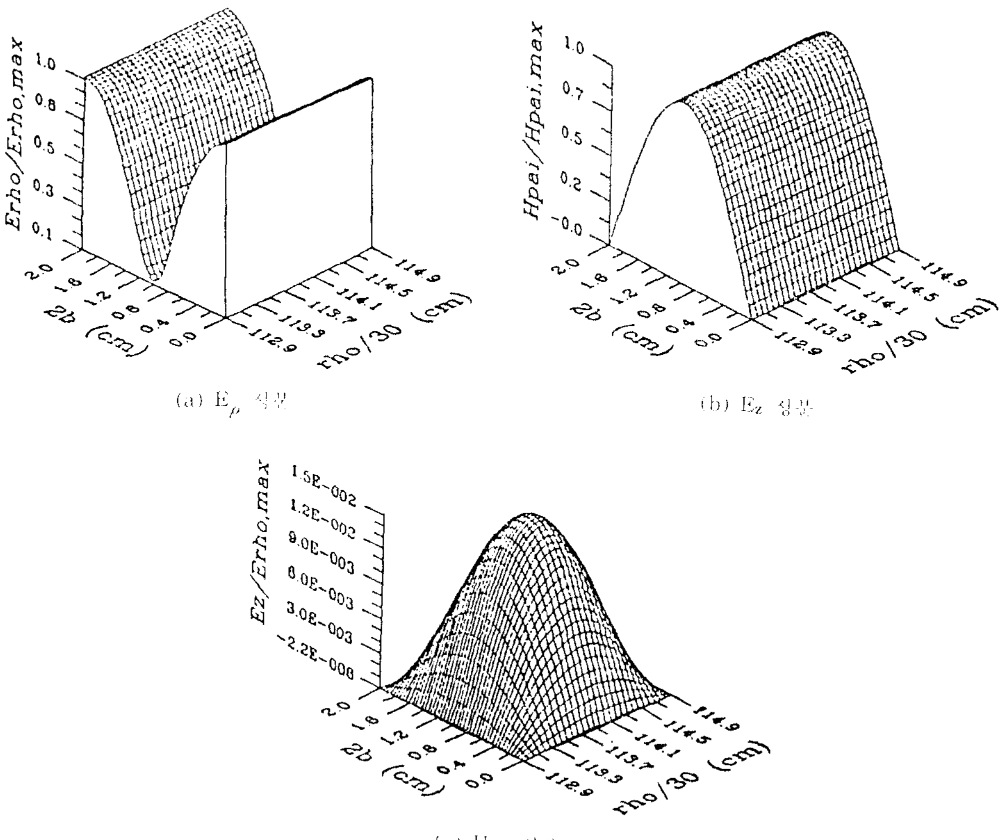
표 1. 원통면 사각패치 마이크로스트립 공진기의 TM_{010} 모드에 대한 계산결과 ($a=3.71cm$, $2\theta_1=2cm$, $2b=2cm$)

Tab. 1. Calculated results for the TM_{010} mode

재질	비유전율 ε_r	실효유전율 ε_{reff}	두께 t (mm)	$\tan\delta$	공진주파수 fr(GHz)	고유치 k_{01}	손실전력 P_c	P_d	P_r	복사효율 η(%)	축적에너지 W_T	공진 Q
Teflon	2.52	2.08	0.8	1.60 E-3	3	39.27	0.122	0.108	1.038	81.8	0.396 E-8	58.83
Epsilam 10	9.08	6.21	0.67	5.20 E-3	3	16.89	0.275	0.802	0.799	42.58	0.8189 E-8	82.27

석임을 알 수 있다.

그림 3은 구면사각패치가 $\rho=a+h$인 면에 놓여 있을 때 도체상에 유기되는 전류분포이다. 마이크로스트립 패치를 반파장 길이로 했을 때 가장자리에서는 전류분포가 거의 0이고 중앙점에서는 가장 크게 나타난다. 이것은 TM_{010}가 기본 모드임을 입증하고 있다.



(a) E_ρ 성분　(b) E_z 성분　(c) H_ϕ 성분

Fig. 2. Internal electromagnetic fields of the cylindrical rectangular patch microstrip resonator(a. E_ρ component, b. E_z component, c. H_ϕ component)

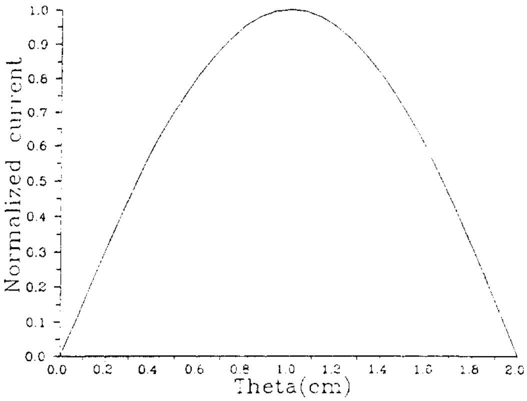


그림 3. 원통면사각패치 상에서 전류분포
Fig. 3. Current distributions on the cylindrical rectangular patch

그림 4는 급전점의 위치를 패치의 가장자리에서 1.73㎝로 했을 때의 입력 임피던스의 특성곡선이다.

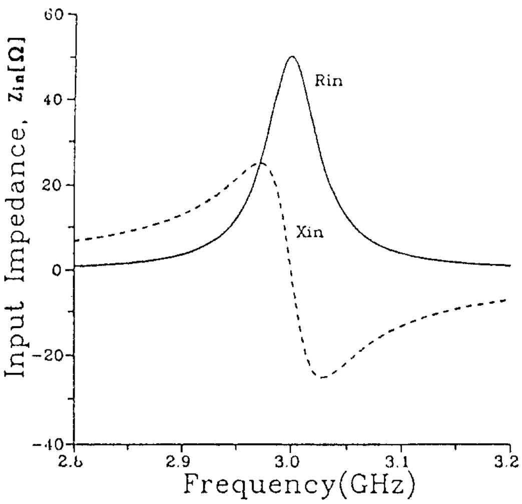


그림 4. 입력임피던스 특성곡선
Fig. 4. input impedance curves

V. 제작 및 실험

공진기는 비유전상수가 큰 기판을 사용하여 공진기 내부에 많은 에너지가 축적되도록 제작하였다. 사용된 기판은 비유전율 9.08, 두께 0.67 mm 및 최대 tanδ=0.0052인 Epsilam-10 기판을 사용하였으며 급전선은 특성 임피던스 50Ω으로 시 공진기와 급전선 간의 결합거리 0.3mm로 하였다. 표2는 3.0GHz에서 동작하는 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기를 설계하기 위한 설계제원이고 그림 5는 제작된 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기이다.

표 2. 원통면 사각패치 마이크로스트립 공진기 설계자료
Tab. 2. Design data

기판 종류	비유전율 ε_r	두께 h (mm)	tanδ	고유치 k_ν	원통 반경 a(cm)	공진기 길이 2b(cm)	급전 선폭 W(mm)	급전점 위치 L_1(cm)
Epsilam-10	9.08	0.67	5.20 E-3	16.89	3.74	2.00	0.9754	1.73

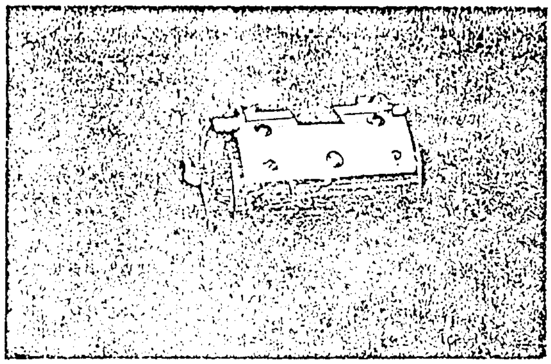


그림 5. 제작된 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기
Fig. 5. The cylindrical rectangular patch microstrip resonator fabricated for measurment

그림 6은 주파수에 따른 입력반사손실($|S_{11}|^2$)값의 측정치를 이론치와 비교한 그림이다. 그림 6에서 공진주파수는 3.019GHz, 반사손실은 −32.78dB로 비교적 이론값에 접근하고 있다.

Ⅵ. 결 론

원통면을 이루는 원통면사각패치 마이크로스트

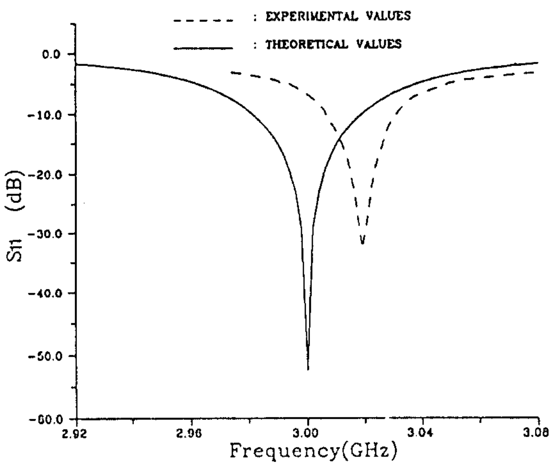


그림 6. 주파수에 따른 입력반사손실의 이론치와 실험치의 비교

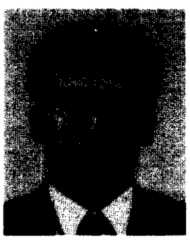
Fig. 6. Return losses of the cavity input

립 공진기를 해석하고 설계·제작하였다. 전계벽 및 자계벽을 갖는 캐버티이론을 적용하여 그에 대한 경계조건에 따라 고유치를 구하고 기본모드에 대한 공진기내부의 전자계를 유도하였다. 또한 실효유전상수를 고려한 공진주파수식을 유도하였다.

비유전율 9.08, 두께 0.67mm, tanδ 0.0052인 Epsilam-10기판을 사용하여 3.0GHz에서 동작하는 전송형 원통면사각패치 마이크로스트립 공진기를 제작한 결과 공진주파수 3.019GHz, 반사손실 −32.78dB로써 이론치와 거의 일치함을 알 수 있었다. 이 연구결과는 곡면물체에 부착되는 원통형 공진기 뿐만아니라 원통형배열안테나를 해석하는데에도 유용하리라 생각된다.

참 고 문 헌

1. U. S. Hong, Zur Berechnung geshimter dielktrischer resonatren, Ph. D, dissertation, RWTH, Aachen, Germany, 1982.
2. I. J. Bahl & P.Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, pp. 1-8, 1980.
3. E.Belohoubek, E.Denlinger, Loss Considerations for Microstrip Resonator, *IEEE Trans*. vol.MTT-23, pp. 522-526, 1975.
4. Wheeler, H. A., Transmission line properties of parallel strips separated by dielectric sheet, *IEEE Trans*. Vol.MTT-13, pp 172-185, 1965.
5. Getsinger, W. J., Microstrip dispersion model, *IEEE Trans*. Vol.MTT-21, No.1, pp. 34-39, 1973.
6. Roger F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields*, McGraw-Hill Book Co., New York, pp. 264-311, 1961.



李 旼 洙(Min Soo LEE) 正會員
1961年 3月 24日生
1984年 2月 : 漢陽大學校 電子通信工學科 卒業(工學士)
1987年 2月 : 漢陽大學校大學院 電子通信工學科 卒業(工學碩士)
1987年 3月~現在 : 漢陽大學校大學院 電子通信工學科 博士課程
主關心分野 : 안테나공학, 마이크로파공학 및 EMI / EMC 등임

李 相 卨(Sang Seol LEE) 正會員
1937年 5月 30日生
1961年 : 漢陽大學校電氣工學科 卒業
1966年 : 漢陽大學校大學院 工學碩士
1974年 : 延世大學校大學院 工學博士
1976年 : 프랑스 그르노블大學 工學博士
1975年~現在 : 漢陽大電子通信科 敎授