

碩士學位論文

ISM 대역용 구형 유전체 공진 안테나의  
설계 및 제작



濟州大學校 大學院

通信工學科

金 沅 律

2001 年 12 月

# ISM 대역용 구형 유전체 공진 안테나의 설계 및 제작

指導教授 金 興 洙

金 沅 律

이 論文을 工學 碩士學位 論文으로 提出함



姜奉秀의 工學 碩士學位 論文을 認准함

審査委員長 李 鎔 鶴 印

委 員 林 載 允 印

委 員 金 興 洙 印

濟州大學校 大學院

2001年 12 月

# Design and Fabrication of Rectangular Dielectric Resonator Antenna for ISM Band

Won-Ryul Kim

(Supervised by professor Heung-Soo Kim)



A thesis submitted in partial fulfillment of the requirement for the degree of Master of Science

2001. 12.

This thesis has been examined and approved.

\_\_\_\_\_  
Thesis director, Yong-Hak Lee, Prof. of Telecom. Eng.

\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
(Name and signature)

\_\_\_\_\_  
Date

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATION ENGINEERING  
GRADUATE SCHOOL  
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

ISM  
대역용  
구형  
유전체  
공진안테나의  
설계  
및



제주대학교 중앙도서관  
JEJU NATIONAL UNIVERSITY LIBRARY

金  
沅  
律

二  
〇  
〇  
一

## 목 차

Abstract .....	1
I. 서론 .....	2
II. 구형 유전체 공진 안테나의 구조 및 공진 주파수 .....	5
1. 공진 모드와 주파수 .....	5
2. 방사 Q factor .....	8
III. 급전 방법 .....	13
1. 프로브 급전 .....	13
2. 마이크로스트립 슬롯 급전 .....	14
3. 마이크로스트립 급전 .....	15
IV. 유한차분 시간영역법 .....	16
1. 유한차분 시간영역 방정식 .....	16
2. 안테나 급전 모델링 .....	17
3. 흡수 경계 조건 .....	19
1) Mur의 1차 흡수 경계 조건 .....	19
2) Mur의 2차 흡수 경계 조건 .....	20
V. 구형 유전체 공진 안테나의 설계 및 수치해석 .....	22
1. 공진 주파수 .....	22
2. 급전 시스템 설계 .....	23
1) 마이크로스트립 급전 설계와 정합 .....	26
2) 마이크로스트립 슬롯 급전 설계와 정합 .....	26
3) FDTD법을 위한 설계 파라미터 .....	27
3. 수치 해석 결과 .....	27
VI. 구형 유전체 공진 안테나의 제작 및 측정 .....	31
VII. 결론 .....	41
참고문헌 .....	43

## Abstract

In this thesis, the rectangular dielectric resonator antenna(DRA) is designed and fabricated for the ISM (Industrial, Scientific, Medical) band at 5.8GHz. As the theoretical values of resonant frequencies are reported to have the prediction error of about 7%, the DRA parameters are determined  $a=12.3\text{mm}$ ,  $b/2=6\text{mm}$ ,  $d=4.3\text{mm}$  and  $\epsilon_r=21$  at about 5.4GHz resonant frequency. The microstrip feed line and the microstrip slot feed line are used to excite the rectangular DRA. The DRA was analyzed by using the finite element method(FEM) and the finite-difference time-domain (FDTD) method. In the FDTD method, the stair-stepped transition method is used to excite the DRA and the second order Mur's absorption boundary condition is applied. Calculated results of the DRA with the microstrip feed line showed that the resonant frequency is about 5.6GHz and the bandwidth is 370MHz in the FDTD method. In the FEM, Calculated results of the DRA with the microstrip feed line showed that the resonant frequency is 5.78GHz and the bandwidth is 480MHz. Also when the microstrip slot feed line is used, calculated the resonant frequency is 5.41GHz and the bandwidth is 180MHz. The antenna characteristics are measured by the vector network analyzer and the spectrum analyzer.

Measured results of the rectangular DRA with microstrip feed line showed that the resonant frequency is about 5.79GHz and the gain is 4.7dBi. Also minimum return loss is about -48dB and the bandwidth is about 580MHz. Measured results of the DRA with two feeding methods are satisfied the design specifications of the rectangular DRA for the 5.8GHz ISM band. The DRA with the microstrip feed line is better than the DRA with the microstrip slot feed line.

## I. 서 론

산업, 과학, 의료 분야에 적용되는 통신 시스템은 소출력이면서 허가를 받지 않고 사용하는 ISM(Industrial, Scientific, Medical) 주파수대를 사용하고 있으며 이런 ISM 대역을 사용하는 기기들은 점차 늘어나는 추세이다. 특히 지능형 교통 시스템(ITS, Intelligent Transport Systems)의 서비스를 제공하기 위한 통신수단으로서 노변 장치와 차량 탑재 장치간의 단거리 전용 통신(DSRC, Dedicated Short Range Communication, 5.795~5.855GHz)과 최근 휴대용 컴퓨터 및 이동 통신 장비들에 대한 사용자 요구의 증대 및 관련 회로, 부품기술의 발달과 ISM(Industrial Scientific Medical) 대역 공개 등으로 인하여 무선 랜에 대한 관심이 증가하고 있다. 무선 랜은 유선 랜에 비해 효율성, 확장성, 이동성, 비용 등이 우수하므로 주로 사무실, 유통점, 공장, 병원, 학원, 은행 등에서 장소에 구애없이 편리하게 네트워크에 접속할 수 있다는 장점 등을 가지고 있다. 사용 가능한 안테나로서 유전체 공진(DR, Dielectric Resonator) 안테나는 사용 주파수가 높을수록 다른 종류의 안테나보다 크기를 더욱 줄일 수 있으므로 통신기기들의 소형화 추세를 감안한다면 시장성이 큰 제품이 될 수 있으며, 그 구조가 간단하고, MIC(microwave integrated circuit)와의 호환성이 우수하다는 장점 등을 가지고 있다. 이러한 유전체 공진 안테나는 사용 유전체의 비유전율이 낮을수록 높은 방사 효율을 가질 수 있으며 대체로 마이크로 스트립 패치 안테나보다 광대역 특성을 가지고 있다. 또한 유전체 공진 안테나는 크기와 급전 방법을 달리함으로써 다른 안테나보다 대역폭 조절이 더 유리하다.

프로브와 루프의 방사 저항을 향상시키기 위한 높은 유전율을 갖는 유전체 공진기의 사용은 Sager와 Tisi에 의해 처음으로 제안되었다. 그리고 체계적인 실험연구는 Long 등에 의해 이루어졌다. (Long 등 1983) 이후로 구면, 원통형, 구형 등과 같은 다양한 형태의 유전체 공진 안테나에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. (Leung 등 1993),(Esselle, 1996),(Mongia, 1992) 그러나 구형 구조에 대한 연구는 상대적으로 구면이나 원통형보다는 적은 실정이다. Okaya와 Barash는 최초로 구형

유전체 공진기를 해석하였다. (Okaya 등 1962) 구형 유전체 공진 안테나는 세 면의 크기와 급전 위치를 적절히 선택함으로써 축퇴(degeneracy) 모드를 피할 수 있다. 유전체 공진 안테나의 대역폭은 두 축의 비율에 달려 있기 때문에 구형 유전체 공진 안테나는 대역폭 조절의 부분에서 다른 모양보다는 더 유연성을 갖는다. 축퇴 모드는 교차편파 크기를 향상시키기 때문에 안테나 특성을 제한하는 역할을 한다.

유전체 안테나의 급전 방법에는 동축 프로브와 마이크로스트립 슬롯 그리고 마이크로스트립을 이용한 방법이 있다. (Mongia, 1992),(Leung 등 1997) 프로브 급전 방법은 서로 다른 모드가 발생할 가능성이 크고 슬롯과 급전선로의 스테브를 조절하여 정합을 시키는 마이크로스트립 슬롯 급전 방식이 있지만 이 방법은 다른 급전 방법에 비해 구조나 제작이 복잡하고 어렵다는 단점을 갖는다. 마이크로스트립 급전 방식은 제작과 정합이 간단하다는 장점과 대역폭에 있어서도 다른 급전 방법에 비해 유리하다는 장점을 가지고 있다.

본 논문에서는 5.8GHz대 ISM 대역의 무선랜(5.725~5.850GHz)과 ITS DSRC용으로 쓰일 수 있는 구형 유전체 공진 안테나를 제작한다. 해석 방법으로는 3차원 시간영역 유한차분법(FDTD, Finite-Difference Time-Domain)과 FEM(Finite Element Method)법을 적용한 3차원 시뮬레이션 툴 HFSS(High Frequency Structure Simulator) 7.0을 사용한다. FDTD법의 급전은 가우시안 펄스를 사용하고 Mur의 2차 흡수경계 조건을 적용한다. 유전체 공진 안테나의 급전 방법으로는 마이크로스트립 급전과 마이크로스트립 슬롯 급전 두 가지 방법을 적용한다. 원하는 주파수 대역에서의 더 나은 성능을 갖는 안테나를 제작하기 위하여 급전 선로의 길이와 유전체 안테나의 위치 변화, 유전체 공진 안테나의 유전율에 따른 입력 임피던스와 반사 손실을 살펴봄으로써 5.8GHz 대역에서의 공진 주파수와 약 130MHz의 대역폭을 갖는 유전체 공진 안테나를 설계하여 제작한다. 제작된 안테나의 반사 손실과 입력 임피던스 그리고 이득은 벡터 회로망 분석기와 스펙트럼 분석기로 측정하며 계산치와 비교·분석한다.

본 논문의 구성은 제 II장에서는  $TE_{111}^z$  모드에서 동작하는 구형 유전체 공진 안테나의 구조와 공진 모드, 주파수, 그리고 방사 Q factor에 대하여 기술하고, 제 III장에서는 안테나의 급전 방법에 대하여 기술한다. 제 IV장에서는 안테나를 해석하



기 위한 수치 해석법으로 FDTD에 대하여 다루며, 제 V장에서는 제 IV장에서 다룬 FDTD 수치해석법과 FEM법을 적용한 HFSS 7.0 시뮬레이션 툴을 사용하여 구형 유전체 공진 안테나를 설계 및 해석한다. 이렇게 설계된 안테나를 제 VI장에서는 제작 및 측정하여 분석하고, 마지막으로 제 VII장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 구형 유전체 공진 안테나의 구조 및 공진주파수

### 1. 공진 모드와 주파수

모드는 필드의 한 특별한 형태이다. 주어진 전자계 경계치 문제에서 경계 조건들을 만족하는 많은 필드 형태들이 존재하게 되는데 이것을 모드라 한다.

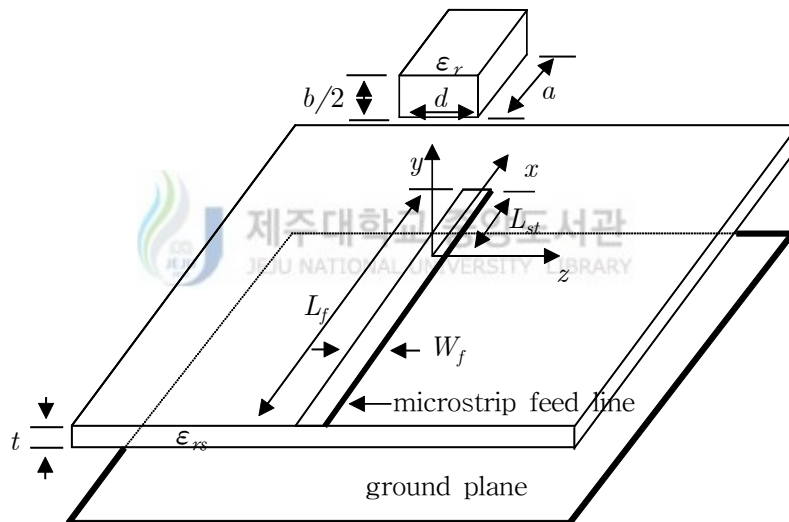


Fig. 1. Microstrip excitation system of a rectangular DRA

Fig. 1은 유전체 안테나를 급전 선로 위에 위치시켜 급전을 하는 형태이다. 기판 아래에는 접지판이 있고 기판 위에는 급전 선로가 놓여있다.

Fig. 1에서  $a$ 와  $b/2$ 와  $d$ 는 구형 유전체 공진 안테나의 치수,  $L_f$ 는 급전선로의 길이,  $W_f$ 는 급전선로의 폭,  $L_{st}$ 는 급전선로의 끝부분에서의 스텐브 길이,  $t$ 는 기판

의 두께,  $\epsilon_r$ 은 유전체 공진 안테나의 유전율,  $\epsilon_{rs}$ 는 기판의 유전율이다. 구형 유전체 공진 안테나의 필드를 해석하기 위해 직각 좌표계를 사용하였다.

파동방정식에서 자기 포텐셜  $F_z$ 를 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$F_z = A \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (1)$$

여기서  $A$ 는 임의의 상수이고  $k_x, k_y, k_z$ 는 유전체 공진기 안에서 각각  $x, y, z$  방향에 따른 파수이다. 자기 포텐셜 식 (1)을 맥스웰 방정식에 대입하여  $TE^z$ 에 대한 각 방향으로의 필드를 구하면 다음과 같다. (Balanis, 1989)

$$H_z = \frac{(k_x^2 + k_y^2)}{j\omega\mu\epsilon} A \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2a)$$

$$H_x = \frac{(k_y k_z)}{j\omega\mu\epsilon} A \sin(k_x x) \cos(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2b)$$

$$H_y = \frac{(k_x k_z)}{j\omega\mu\epsilon} A \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2c)$$

$$E_x = A \frac{1}{\epsilon} k_y \cos(k_x x) \sin(k_y y) \sin(k_z z) \quad (2d)$$

$$E_y = -A \frac{1}{\epsilon} k_x \sin(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z) \quad (2e)$$

$$E_z = 0 \quad (2f)$$

구형 유전체 공진 안테나의  $|x| = \frac{a}{2}$ ,  $|y| = \frac{b}{2}$  표면에  $\vec{E} \cdot \vec{n} = 0$ 이 되는 경계 조건을 적용하여  $k_x$ 와  $k_y$ 를 구하면 다음과 같다.

$$k_x = \frac{m\pi}{a} \quad m = 1, 2, 3 \dots \quad (3a)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (3b)$$

식 (3a)와 식 (3b)에서 최저 차수에 대한 파수  $k_x$ 와  $k_y$ 는 다음과 같다.

$$k_x = \frac{\pi}{a}, \quad k_y = \frac{\pi}{b} \quad (4)$$

그리고 유전체 도파관 모델을 사용함으로써 파수  $k_z$ 에 대한 초월함수를 다음과 같이 유도할 수 있다. (Mongia, 1992)

$$k_z \tan(k_z d/2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_z^2} \quad (5)$$

또한, 파수  $k_x, k_y, k_z, k_0$ 의 관계식은 다음과 같다.

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \epsilon_r k_0^2 \quad (6)$$

$k_0$ 는 공진 주파수에 대한 자유공간의 파수이다. 식 (5)와 식 (6)은  $k_0$ 와  $k_z$ 에 대한 이원 2차 방정식이다. 이 두 방정식으로  $k_0$ 와  $k_z$ 의 해를 구할 수 있다.

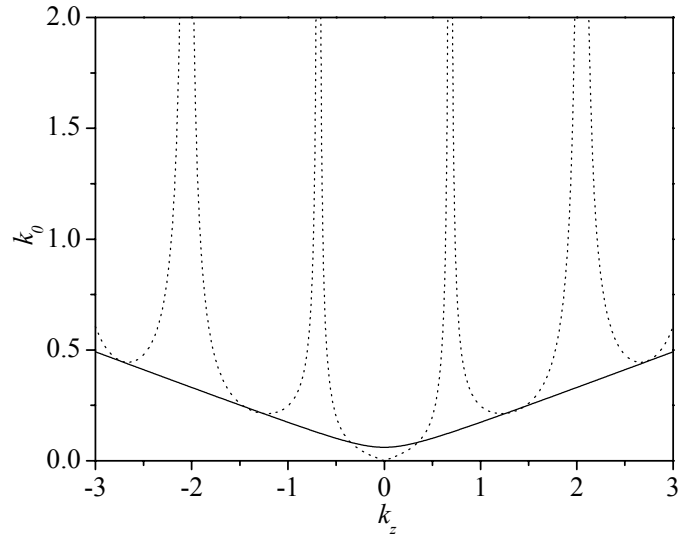


Fig. 2. Graphical solution of the transcendental equation

Fig. 2.는 점선으로 표현된 식 (5)에 대한 그래프와 실선으로 표현된 식 (6)에 대한  $k_0$ 와  $k_z$ 에 대한 이원 2차 방정식의 해를 그래프로 나타낸 것이다.  $m$  또는  $n$ 이 0일 때는  $TE$ 모드가 감쇄 모드가 되기 때문에 제외한다. 그러므로 최저차 모드는  $TE_{111}^z$  모드로 결정된다.

## 2. 방사 Q factor

유전체 공진 안테나의 방사 Q factor( $Q_{rad}$  - radiation Q factor)를 유전체 공진 안테나에 의해 전체 저장된 에너지와 방사 전력을 구함으로써 다음과 같이 결정할 수 있다. (Bladel, 1975)

$$\begin{aligned}
Q_{rad} &= \omega_0 \frac{\text{저장된 에너지}}{\text{방사 전력}} = \omega_0 \frac{W_t}{P_{rad}} \\
&= \omega_0 \frac{W_e + W_m}{P_{rad}} = \omega_0 \frac{2W_e}{P_{rad}} = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{rad}} \quad (7)
\end{aligned}$$

여기서  $W_e$ 는 전계 에너지이고  $W_m$ 은 자계 에너지이다.

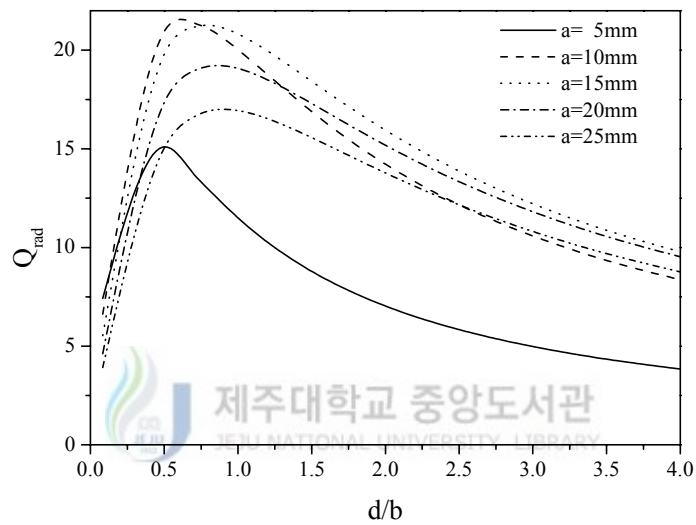


Fig. 3. Radiation Q as functions of aspect ratios

Fig. 3은 유전체의 유전율이 21이고, 높이가  $b=12\text{mm}$ 로 일정할 때 종횡비( $d/b$ )의 변화에 따른  $Q_{rad}$ 의 변화를 나타낸 것이다.

$TE_{111}^z$  모드에서 유전체 공진 안테나의 방사는 자기 다이폴 모멘트  $P_m$ 과 같다. (Bladel, 1975)

$$\vec{P}_m = \frac{1}{2} \int_V \vec{R} \times \vec{J}_\rho dv \quad (8)$$

여기서  $\vec{R}$ 은 원점으로부터의 벡터이고  $V$ 는 유전체 공진 안테나의 체적이다.  $\vec{J}_b = j\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)\vec{E}$ 는 체적 분극 전류밀도이고,  $\vec{E}$ 는 공진기 내에서의 전기이며 전기에 대한 표현식은 식(2d)~식(2f)이다. 여기서 식 (8)에  $\vec{J}_b$ 를 대입하면  $\vec{P}_m$ 은 다음과 같다.

$$\vec{P}_m = -\frac{j 8A\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1)}{k_x k_y k_z} \sin\left(\frac{k_z d}{2}\right) \vec{a}_z \quad (9)$$

$\vec{P}_m$ 에 의한 방사 전력은 식 (10)과 같다.

$$P_{rad} = 10k_0^4 |P_m|^2 \quad (10)$$

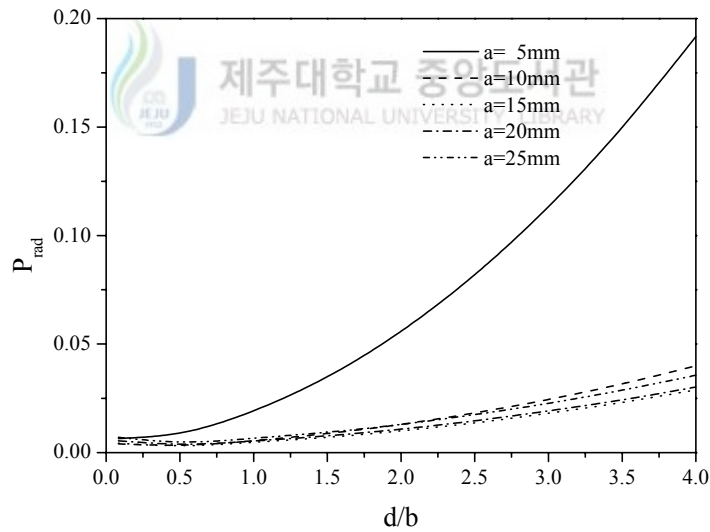


Fig. 4. Radiated power as functions of aspect ratios

Fig. 4는 유전체의 유전율이 21이고, 높이가  $b=12\text{mm}$ 로 일정할 때 종횡비( $d/b$ ) 변화에 따른 방사전력의 변화를 나타낸 것이다. 크기  $a$ 가 일정할 때,  $d$  값이 증가할

수록 방사전력이 증가함을 알 수 있다.

저장된 전계 에너지  $W_e$ 는 공진기 내의 필드 식(2d)~식(2f)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$W_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a b d A^2}{32} \left( 1 + \frac{\sin k_z d}{k_z d} \right) (k_x^2 + k_y^2) \quad (11)$$

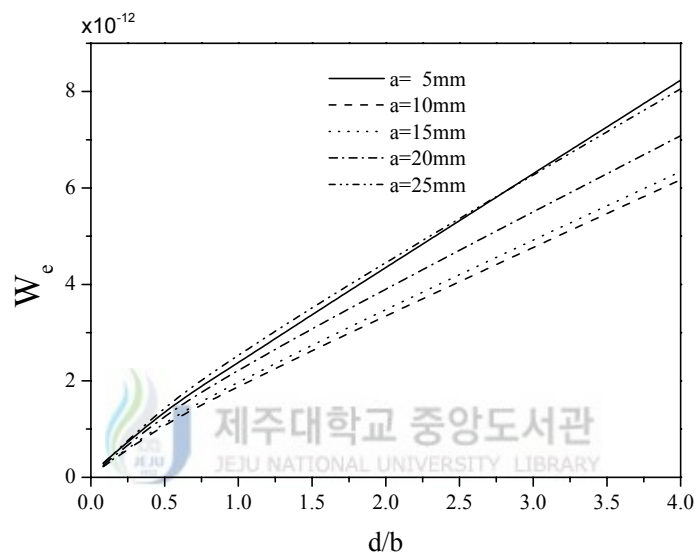


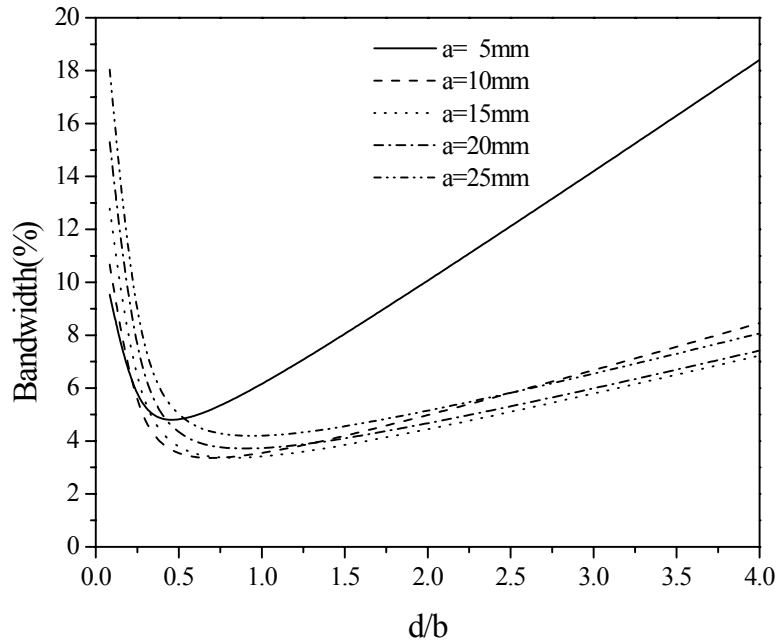
Fig. 5. Average stored electric energy as functions of aspect ratios

Fig. 5는 유전체의 유전율이 21이고, 높이가  $b=12\text{mm}$ 로 일정할 때 종횡비 변화에 따른 유전체내에 저장된 평균 전계 에너지 변화를 나타낸다. 크기  $a$ 가 일정할 때,  $d$  값의 증가할수록 저장된 평균 전기에너지가 증가함을 알 수 있다.

대역폭은 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.(Balanis, 1997)

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}} \quad (12)$$







 제주대학교 중앙도서관  
 Fig. 6. Bandwidth as functions of aspect ratios

Fig. 6은 유전체의 유전율이 21이고, 높이가  $b=12\text{mm}$ 로 일정할 때 종횡비( $d/b$ ) 변화에 따른 유전체 공진 안테나의 임피던스 대역폭 변화를 나타낸 것이다. Fig. 6은 유전체 내에 축적된 평균 전계 에너지와 유전체의  $Q_{rad}$  및 방사 전력을 이용하여 얻은 임피던스 대역폭이다.

$Q_{rad}$ 과  $\sqrt[3]{\epsilon_r}$ 의 관계식은 다음과 같다. (Bladel, 1975)

$$Q_{rad} \propto \sqrt[3]{\epsilon_r} \quad (13)$$

### Ⅲ. 급전 방법

유전체 공진 안테나의 급전 방법으로는 일반적으로 프로브 급전과 마이크로스트립 슬롯 급전과 마이크로스트립 급전 방법이 사용된다.

#### 1. 프로브 급전

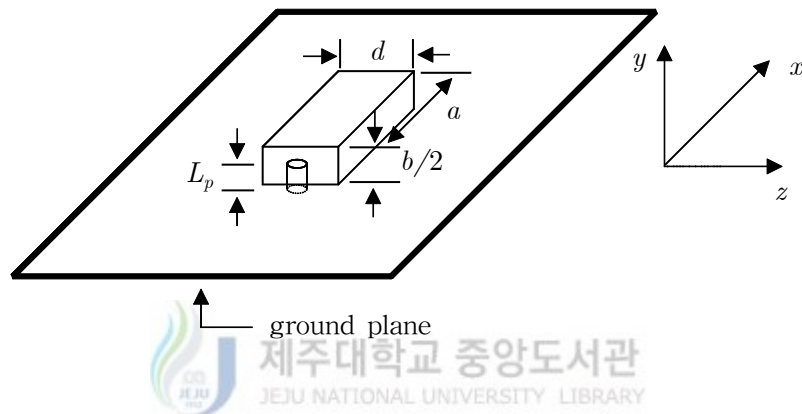


Fig. 7. Probe feeding of a rectangular DRA

Fig. 7은 프로브 급전 방법을 적용한 유전체 공진 안테나를 나타낸 것이다. 여기서  $L_p$ 는 프로브의 길이를 나타낸다. 프로브의 길이와  $z$ 축에서의 프로브 위치에 따라  $50\Omega$  특성 임피던스 전송선로를 유전체 공진 안테나에 정합시킬 수 있다. 일찍이 연구 발표된 여러 가지 형태의 프로브 급전 유전체 공진 안테나의 대부분은 프로브가 유전체 공진 안테나 내에 있었으나 유전체 공진 안테나 외부 면에 있도록 설계가 가능하다. 외부면에 프로브를 위치시키면 유전체 안에 구멍을 뚫을 필요가 없기 때문에 이것은 안테나 구조를 간단히 할 수 있다. 프로브와 유전체 공진 안테나 사이의 커플링은 프로브의 길이를 수정함으로 조절할 수 있다. 커플링은 또한  $z$  방향을 따라 프로브의 위치를 바꾸면서 조절할 수 있다.  $\epsilon_r = 20$  이상인 유전체로 제작된 유전체 공진 안테나에서 프로브의 길이는 공진기의 높이와 같게 근접

한다. 유전체 공진 안테나의 모서리 근처에서 프로브 급전을 하면  $TE_{111}^z$ 와  $TE_{111}^x$ 가 여기될 수 있다. 이 특징은 단일 급전 원형 편파 안테나의 설계에 사용되어진다.

## 2. 마이크로스트립 슬롯 급전

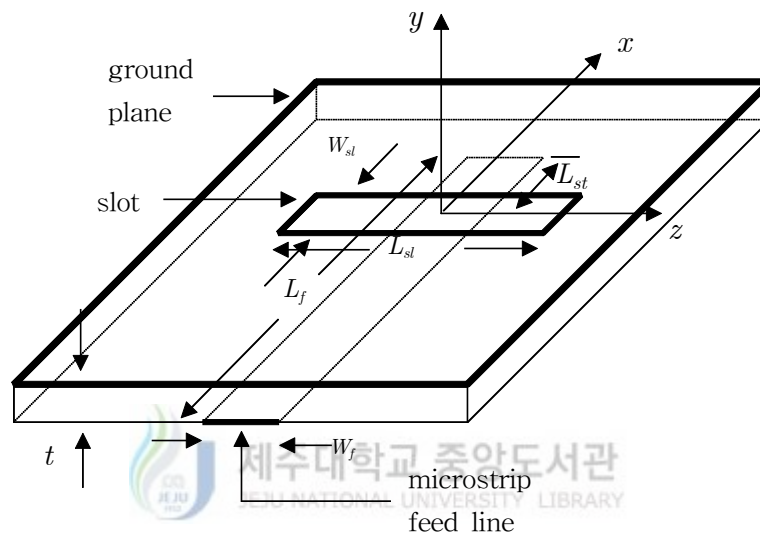


Fig. 8. Microstrip slot feeding of a rectangular DRA

유전체 공진 안테나의 마이크로스트립 슬롯 급전방법을 Fig. 8에 나타내었다. 여기서  $L_{sl}$ 은 슬롯의 길이,  $W_{sl}$ 은 슬롯의 폭을 나타낸다. 이 구조에서 유전체 공진 안테나는 접지 평면에 있는 슬롯 위에 대칭이 되도록 놓이게 된다. 유전체 공진 안테나가 슬롯에 대해 대칭적이라면  $TE_{111}^z$  모드가 여기된다. 유전체 공진 안테나와 슬롯 사이의 커플링은 슬롯의 길이로 조절할 수 있으며 유전체 공진 안테나의 위치를 슬롯에 대해  $x$ 나  $z$ 의 한 방향이나 혹은 양방향을 움직일 때도 커플링이 변화된다. 슬롯에 대해 유전체 공진 안테나의 위치를 조절함으로써 유전체 공진 안테나의 다른 모드들이 여기될 수 있으며 유전체 공진 안테나가 슬롯에 대해 기

을어졌다면  $TE_{111}^z$ 와  $TE_{111}^x$ 가 여기되어 두 개의 편파 또는 원형편파가 단일 급전에서 일어남을 나타낸다.

### 3. 마이크로스트립 급전

마이크로스트립 급전 구조는 Fig. 1에 보여졌다. 유전체와 스트립 선로 사이에 직접 급전 구조이기 때문에 다른 급전 구조에 비해 간단하며 대역폭에 있어서도 다른 급전 방법에 비해 넓은 편이며 정합도 용이하다는 장점을 가지고 있다. 그러나 일반적으로 이 급전 방식은 기판의 두께가 작을 때 마이크로스트립 전송선로와 유전체 공진 안테나간의 임피던스 정합이 어려운 단점을 가지고 있다. Fig. 1에서와 같이 직접 결합을 시키면  $TE_{111}^z$ 와  $TE_{111}^x$  모드가 발생되지만  $TE_{111}^x$  모드는  $TE_{111}^z$  모드보다 훨씬 약하기 때문에 무시할 수 있다. 정합 방법은 급전 선로의 길이와 유전체의 위치를 변화시켜줌으로써 임피던스 정합을 시킬 수 있다. 기판의 두께가 줄어들면 결합도가 줄어든다. 급전 선로의 폭과 길이를 구하는 근사식은 5장에서 다룬다.

## IV. 유한차분 시간영역법

### 1. 유한차분 시간영역 방정식

FDTD법은 시간 종속 Maxwell 방정식을 직육면체 격자로 이루어진 Yee 알고리즘을 사용하여 미소한 크기의 공간 증분과 시간 증분에 대한 차등 방정식으로 변환시켜서 전계와 자계의 전파 현상을 시간 영역에서 해석하는 수치해석법이다. Maxwell's curl 방정식을 전개하면 다음과 같다.

$$\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = - \vec{\nabla} \times \vec{E} \quad (14a)$$

$$\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \vec{\nabla} \times \vec{H} \quad (14b)$$

계산식에서 관심있는 구조에 포함된 공간은 Yee 격자로 분할된다. Yee 격자에서  $E$ 와  $H$  성분은 공간과 시간에 대해 표현되고 다음 식과 같은 중앙 차분 연산자에 의해 Maxwell's 방정식을 공간과 시간의 미분형태로 나타낸다.

$$\frac{\partial \phi}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{\phi^n(i+0.5, j, k) - \phi^n(i-0.5, j, k)}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (15a)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{\phi^{n+0.5}(i, j, k) - \phi^{n-0.5}(i, j, k)}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (15b)$$

이러한 방법으로부터 6개의 FDTD 시간 간격 표현이 생성되며 그 형태는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
H_x^{n+0.5}(i, j+0.5, k+0.5) &= H_x^{n-0.5}(i, j+0.5, k+0.5) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_y^n(i, j+0.5, k+1) - E_y^n(i, j+0.5, k)) \\
&- \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_z^n(i, j+1, k+0.5) - E_z^n(i, j, k+0.5)) \quad (16a)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
H_y^{n+0.5}(i+0.5, j, k+0.5) &= H_y^{n-0.5}(i+0.5, j, k+0.5) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_z^n(i+1, j, k+0.5) - E_z^n(i, j, k+0.5)) \\
&- \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_x^n(i+0.5, j, k+1) - E_x^n(i+0.5, j, k)) \quad (16b)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
H_z^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5, k) &= H_z^{n-0.5}(i+0.5, j+0.5, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_x^n(i+0.5, j+1, k) - E_x^n(i+0.5, j, k)) \\
&- \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_y^n(i+1, j+0.5, k) - E_y^n(i, j+0.5, k)) \quad (16c)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_x^{n+1}(i+0.5, j, k) &= E_z^n(i+0.5, j, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_z^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5, k) - H_z^{n+0.5}(i+0.5, j-0.5, k)) \\
&- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_x^{n+0.5}(i+0.5, j, k+0.5) - H_y^{n+0.5}(i+0.5, j, k-0.5)) \quad (17a)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_y^{n+1}(i, j+0.5, k) &= E_y^n(i, j+0.5, k) \\
&+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_x^{n+0.5}(i, j+0.5, k+0.5) - H_x^{n+0.5}(i, j+0.5, k-0.5)) \\
&- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_z^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5, k) - H_z^{n+0.5}(i-0.5, j+0.5, k)) \quad (17b)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k+0.5) &= E_z^n(i, j, k+0.5) \\
&+ \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_y^{n+0.5}(i+0.5, j, k+0.5) - H_y^{n+0.5}(i-0.5, j, k+0.5)) \\
&- \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_x^{n+0.5}(i, j+0.5, k+0.5) - H_x^{n+0.5}(i, j-0.5, k+0.5)) \quad (17c)
\end{aligned}$$

여기서  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 한 셀의 크기이며,  $\Delta t$ 는 이산 시간 간격이다.

## 2. 안테나 급전 모델링

정확하고 안정한 결과를 얻기 위해 셀 크기는 Nyquist Sampling 조건을 만족하도록 결정하는데 일반적으로 파장의 1/10 ~ 1/20으로 하면 좋다. 한편 이산 시간 간

격은 각 계산 step에 의한 오차를 축적하지 않기 위해 셀 크기와 시간과의 관계인 다음의 Courant 안정조건을 선택한다.

$$v \cdot \Delta t \leq 1 / \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (18)$$

여기에서  $v$ 는 해석 영역내에 대한 전자파의 최대 전파속도이며 일반적으로 광속으로 나타낸다.

내부저항에 의한 전압을 포함한 FDTD 전계 소스는 일반적으로 다음 식과 같이 나타낼 수 있다. (Luebbers, 1996)

$$E_s^n(i, j, k) = V(n\Delta t) / \Delta z + I^{n-1/2} R_s / \Delta z \quad (19)$$

식 (19)의 전계소스의 급전 위치를 다음 그림에 나타내었다.

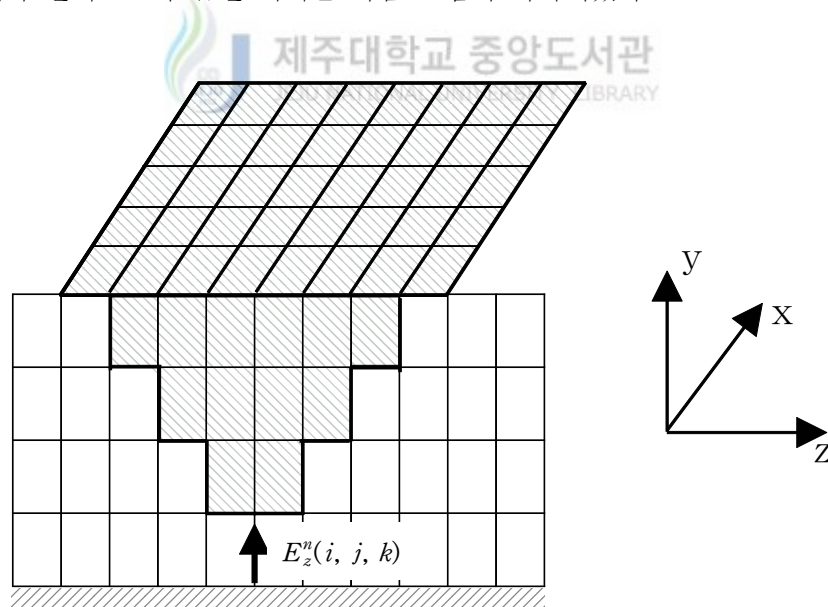


Fig. 9. Detail of staircased FDTD mesh transition from the electric field-source location

### 3. 흡수 경계 조건

계산 영역에서 외부 경계 조건의 적용은 FDTD에서 중요한 문제 중의 하나이다. 외부 경계는 가상의 반사면으로 작용하기 때문에 불필요한 반사로 인하여 계산 결과에 영향을 미칠 수 있다. 또한 마이크로스트립 선로 등의 개방 구조를 해석할 때에는 컴퓨터의 메모리 용량과 계산 시간에 의한 제한이 있기 때문에 유한한 외부 경계 조건을 적용해야만 한다. 불필요한 반사를 발생시키지 않기 위해 외부 경계에 대한 전개, 자계 성분에 대해서는 흡수 경계 조건 (Absorbing Boundary Condition, ABC)을 적용하여 계산할 필요가 있다.

FDTD법이 제안되어진 이후 ABC에 대한 많은 연구가 이루어지고 있으며 그 종류는 20가지 이상이 있다. 80년대 초기까지의 연구에 있어서는 Maxwell의 미분방정식에 기초한 흡수 경계 조건을 적용하였다. 가장 대표적인 것으로는 Mur의 ABC가 있다. Mur의 1차와 2차 흡수 경계 조건이외에 Litva가 제시한 분산 경계 조건 (Dispersive Boundary Condition, DBC), Mei의 Superabsorption과 최근 크게 주목받고 있는 Berenger의 PML에 의한 ABC 등이 있다. (Litva, 1992),(Mei, 1992),(Berenger, 1994) 본 논문에서는 Mur의 2차 흡수 경계 조건을 적용하였으며 그 오차는 약 1 ~ 5%의 반사가 생긴다.

#### 1) Mur의 1차 흡수 경계 조건

이 논문에 있는 구조에서 마이크로스트립 선로위의 필드들은 메쉬벽에 수직(입사각이 거의 0)으로 입사한다. 이것은 간단한 근사 연속 흡수경계를 따르고 바깥 경계에 접선 방향의 필드는 메쉬벽에 수직인 방향으로 일차원 파동방정식을 따른다. y 방향의 수직인 방향에 대해 일차원 파동방정식은 다음과 같이 차분화될 수 있다.

$$\left(\frac{\partial}{\partial y} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_{\tan} = 0 \quad (20)$$



이 방정식은 Mur의 일차 근사 흡수 경계 조건이고 메쉬벽 위나 한 노드 안쪽의 필드 성분을 이용하여 쉽게 이산화 될 수 있기 때문에 명백한 유한차분 방정식을 만든다.

$$E_0^{n+1} = E_1^n + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} (E_1^{n+1} - E_0^n) \quad (21)$$

여기서  $E_0$ 는 메쉬벽에 접선 전기장성분을 나타내고  $E_1$ 는 메쉬벽에서 한 노드안쪽의 접선 전기장성분을 나타낸다. 동일한 표현식이 각 벽에 대해 관계되는 수직 방향을 이용함으로써 다른 흡수경계에 대해 즉시 얻어진다. 이 1차 흡수경계 조건은 단지 전파속도가  $v$  인 성분에 대해서만 고려한 것이기 때문에 다른 주파수 성분을 가지고 있는 진행파는 흡수를 할 수 없다는 단점이 있다.

## 2) Mur의 2차 흡수 경계 조건

Mur의 1차 흡수 경계 조건은 평면파의 입사각이 커지게 됨에 따라 즉 메쉬벽에 경사지게 입사했을 때 흡수 특성이 나빠지게 됨으로써 다음과 같은 2차 흡수 경계 조건을 결정한다.

$$\left( \frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left( \frac{1}{v} \right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \right) E_i |_{x=0} = 0 \quad (22)$$

이 방정식을 이산화시키면 다음과 같은 유한차분방정식을 만든다.

(1)  $x = 0$ 면에 있어서

$$\begin{aligned} E_i^{n+1}(0, j, k) = & -E_i^{n-1}(1, j, k) \\ & + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(1, j, k) + E_i^{n-1}(0, j, k)] \\ & + \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(0, j, k) + E_i^n(1, j, k)] \\ & + \frac{\Delta x (v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2 (v\Delta t + \Delta x)} \\ & \cdot [E_i^n(0, j+1, k) - 2E_i^n(0, j, k) + E_i^n(0, j-1, k) + \\ & E_i^n(1, j+1, k) - 2E_i^n(1, j, k) + E_i^n(1, j-1, k)] \end{aligned} \quad (23)$$

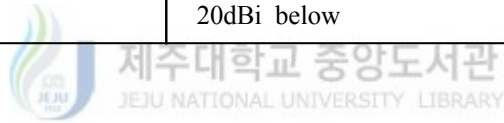
(2)  $x=0$ 면을 제외한 나머지 면 즉,  $y=0$ ,  $y=MAXY$  면,  $z=0$ 면,  $z=MAXZ$  면에 대해서도 유사한 적용이 가능하다. 여기서  $MAXY$ 와  $MAXZ$ 는 각각  $Y$ 와  $Z$ 에서의 최대값이다. 그러나  $Mur$ 의 2차 흡수경계조건은 2개의 경계면이 교차하는 경계선에 대한 전개 접선 성분에 대해서는 적용할 수 없다. 예를 들면 식 (23)을 이용하여  $x=0$ 면에 대한 전개 접선 성분  $E_y(0, j, k)$ 를 결정하기 위해서 인접한 4개의 cell에 대한 전개 성분 ( $E_y(0, j-1, k), E_y(0, j+1, k), E_y(0, j, k-1), E_y(0, j, k+1)$ )이 필요하다. 이 경우에 있어서  $x=0$ 면과  $z=0$ 면의 경계선에 대한 전개 성분은  $E_y(0, j, 0)$ 이므로 이것을 식 (23)으로 계산하려고 하면, 해석 영역외의 전개 성분  $E_y(0, j, -1)$ 이 필요하게 된다. 따라서 이와같은 경계선에 있어서는  $Mur$ 의 1차 흡수경계조건을 적용하여야 한다.

## V. 구형 유전체 공진 안테나의 설계 및 수치 해석

ISM 대역에서 쓸 수 있는 구형 유전체 공진 안테나 설계 파라미터는 Table 1과 같다.

Table 1. Antenna specifications

characteristics	specification
center frequency	5.79 GHz
impedance bandwidth	130 MHz
polarization	linear
VSWR(return loss)	2.0 below (-10dB below)
gain	20dBi below



### 1. 공진 주파수

유전체 공진 안테나를 설계하는데 있어서 고려해야 할 점 중의 하나는 방사 소자의 공진 주파수이다. 2장에서 기술한 이론을 바탕으로 계산한 구형 유전체 공진기의 공진 주파수는 측정치보다 약 7% 낮게 나타난다. (Mongia 등 1997) 그러므로 본 논문에서는 이러한 오차를 고려하여 중심 주파수보다 약간 낮은 공진 주파수 5.35GHz에서 동작하는 구형 유전체 공진 안테나를 설계한다. 유전체 공진기의 크기는  $a > b > d$ 가 되도록 설계하며 유전체의 종횡비는 Fig. 3의 방사 Q가 최대가 되는 지점과 Fig. 6의 대역폭을 고려한 적절한 크기를 선택한다. (Mongia 등, 1997) 이렇게 설계된 유전체 공진기의 파라미터는 Table 2와 같다.

Table 2. Dimension of designed radiating element

dielectric resonator dimension			dielectric constant	temperature coefficient (25°C)
a(mm)	b/2(mm)	d(mm)	$\epsilon_r$	(ppm/°C)
12.3	6	4.3	21.0	0±20

## 2. 급전 시스템 설계

유전체 공진 안테나의 급전은 Fig. 1에 나타난 마이크로스트립 구조와 Fig. 8에 나타난 마이크로스트립 슬롯 구조를 사용한다. 유전체 공진 안테나가  $x$ 축에 대칭적이라면 유전체 공진 안테나에  $TE_{111}^z$  모드가 여기된다.

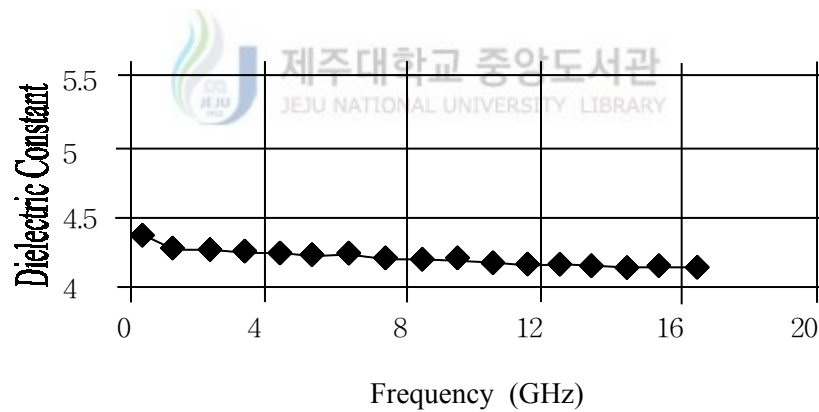


Fig. 10. Dielectric constant of FR-4

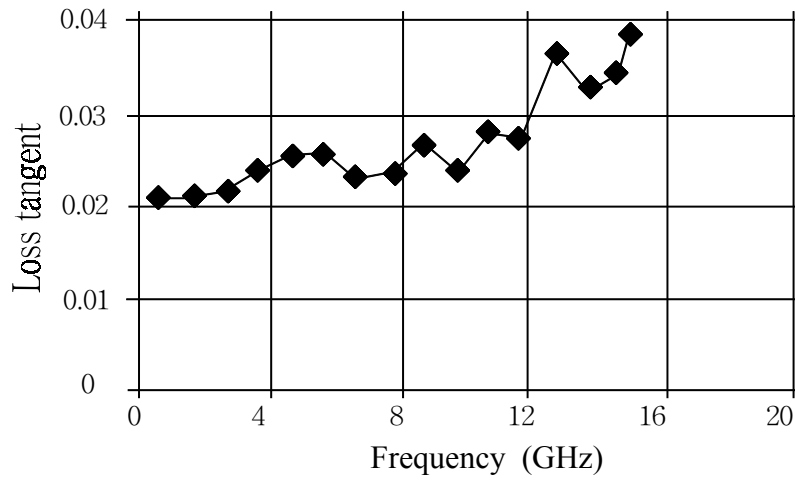


Fig. 11. Loss tangent of FR-4

Fig. 10과 Fig. 11은 DuPont사가 제공한 FR-4 기판의 특성 그래프로 Fig. 10은 FR-4의 주파수에 따른 유전율 변화를 나타낸 그래프이며 Fig. 11은 FR-4의 주파수에 따른 손실 탄젠트 변화를 나타낸 것이다. 5.79GHz에서 FR-4 기판의 유전율은 약 4.22이며 손실 탄젠트는 약 0.0255이다.

설계하고자 하는 기판의 유전율이 4.22일 때  $Z_0 < [63 - 2\epsilon_{rs}]$  조건에 따라  $\epsilon_{eff}$ 는 다음과 같다. (Sainati, 1996), (Trinogga 등 1991)

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_{rs}}{0.96 + \epsilon_{rs}(0.109 - 0.004\epsilon_{rs})[\log(10 + Z_0) - 1]} \quad (24)$$

$Z_0 > [44 - 2\epsilon_{rs}]$ 인 조건에서 폭이 좁은 급전선로의 폭을 구하는 식은 다음과 같다.

$$\frac{w_f}{t} = \left[ \frac{e^h}{8} - \frac{1}{4e^h} \right]^{-1} \quad (25)$$

$$h = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_{eff} + 1)}}{119.9} + \frac{(\epsilon_{eff} - 1)}{2(\epsilon_{eff} + 1)} \left[ \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_{eff}} \ln \frac{4}{\pi} \right]^{-2} \quad (26)$$

여기서  $t$ 는 기판의 두께이고  $\epsilon_{rs}$ 는 기판의 유전율이다.

급전선로 내의 파장은 식 (27)에서 식 (31)로부터 구할 수 있다.

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (27)$$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_{rs} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{rs} - 1}{2} F\left(\frac{W_f}{t}\right) - C \quad (28)$$

$$F\left(\frac{W_f}{t}\right) = \left(1 + 12 \frac{t}{W_f}\right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W_f}{t}\right)^2 \quad \left(W_f/t \leq 1\right) \quad (29)$$

$$F\left(\frac{W_f}{t}\right) = \left(1 + 12 \frac{t}{W_f}\right)^{-1/2} \quad \left(W_f/t \geq 1\right) \quad (30)$$

$$C = \frac{\epsilon_{rs} - 1}{4.6} \frac{\delta_t}{\sqrt{\frac{t}{W_f}}} \quad (31)$$

여기서  $\lambda$ 는 선로에서의 파장,  $\lambda_0$ 는 자유공간에서의 파장,  $\delta_t$ 는 급전선로의 두께이다.

기판의 두께가 1.6mm인 FR-4 유전체 기판을 이용하여 급전선로의 특성 임피던스가 50Ω이 되도록 급전선로 폭을 설계한다. 급전 선로의 파라미터는 Table 3에 나타내었다.

Table 3. Specifications of the substrate and the feed line at 5.8GHz

Dielectric constant of substrate	$\epsilon_{rs}$	4.22
Thickness of substrate	$t(\text{mm})$	1.6
Width of feed line	$W_f(\text{mm})$	3.15
Loss tangent	$\tan\delta$	0.0255

1) 마이크로스트립 급전 설계와 정합

식 (27)에서 구한 파장  $\lambda$ 를 사용하여 급전선로의 길이는  $3\lambda/4$ 로 설계되며 유전체 공진 안테나의 중심은 급전 선로 끝에서 안쪽으로  $\lambda/4$ 에 놓이게 된다. 마이크로스트립 급전에서 스테브 길이( $L_{st}$ )와 유전체 공진 안테나의 위치 변화는 임피던스에 영향을 미친다. 스미스 차트 상에서 스테브 길이를 길게 하면 임피던스의 궤적이 시계 방향으로 레지스턴스 원을 따라 회전한다. 원하는 주파수에서 임피던스 값이 순 실수가 되도록 스테브 길이를 조절한다. 또한 유전체 공진 안테나의 위치를 급전점으로 이동시켰을 경우에 임피던스 궤적은 커진다. 스테브 길이와 유전체 공진 안테나의 위치를 조정함에 따라 임피던스와 리액턴스의 값이 변화하므로  $50\Omega$ 에 정합 시킬 수 있다.

2) 마이크로스트립 슬롯 급전 설계와 정합

마이크로스트립 슬롯 급전에서의 슬롯은 기관의 유전율이 4.22일 때 슬롯의 길이를  $0.08\lambda_0$ 로 설계하고 슬롯의 폭은 최대 커플링을 얻기 위해 작게 설계하는데 약 슬롯 길이의 1/10로 한다. (Sainati, 1996) 마이크로스트립 슬롯 급전은 슬롯의 길이와 스테브 길이( $L_{st}$ )를 조절하여 정합을 시킬 수 있다. 스미스 차트 상에서 스테브의 길이를 길게 하면 임피던스의 궤적이 시계 방향으로 레지스턴스 원을 따라 회전한다. 스테브 길이를 원하는 주파수에서 임피던스 값이 순 실수가 되도록 조절한다. 또한 슬롯의 길이를 길게 했을 경우에 임피던스 궤적은 커지게 된다. 스테브

와 슬롯의 길이로 임피던스와 리액턴스의 값을 변화시켜  $50\Omega$ 에 정합 시킨다.

### 3) FDTD법을 위한 설계 파라미터

마이크로스트립 급전 유전체 공진 안테나를 해석하기 위한 영역을 나누기 위한 셀의 크기  $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 는 각각  $0.39375 \times 0.2 \times 0.2(\text{mm})$ 로 설계하며, 이산 시간 간격  $\Delta t$ 는 Courant 안정조건에 의해 약  $0.44\text{ps}$ 이다. 또한 전체 해석 영역의 셀 수  $x \times y \times z$ 는  $140 \times 210 \times 59$ 이다. 입력 소스는 펄스폭은  $75\text{ps}$ 를 갖는 가우시안 펄스를 사용하며 급전은 Fig. 9에 나타낸 계단식 급전 근사법을 사용한다. 흡수 경계 조건은 Mur의 2차 흡수 경계 조건을 적용한다.

### 3. 수치 해석 결과

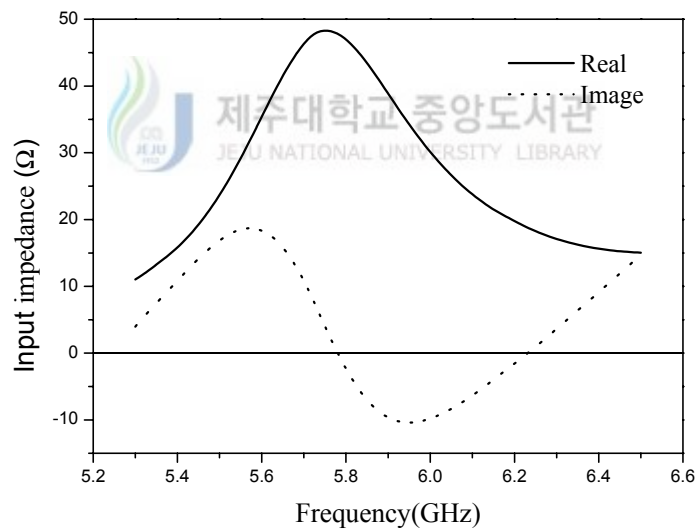


Fig. 12. Calculated input impedance of DRA with microstrip feed line by using FEM

Fig. 12는 FEM법을 적용한 HFSS 7.0 시뮬레이션 툴을 이용하여 계산된 마이크로스트립 급전 구형 유전체 공진안테나의 입력 임피던스이다. Fig. 12에서 실수부가



50Ω에 가깝고 허수부가 0일 때 공진 주파수가 약 5.78GHz로 결정된다.

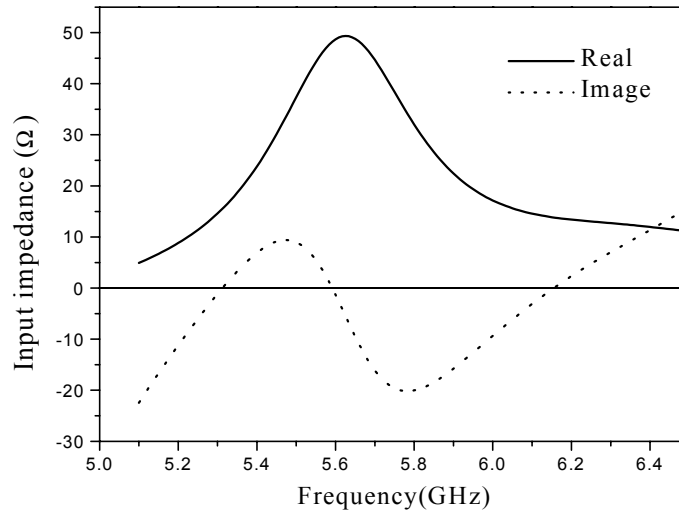


Fig. 13. Calculated input impedance of DRA with microstrip feed line

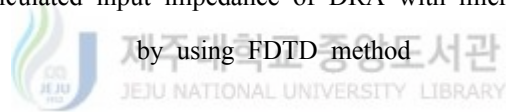


Fig. 13은 FDTD법을 이용하여 계산된 유전체 안테나의 입력 임피던스이다. Fig. 12에서와 마찬가지로 실수부가 50Ω에 가깝고 허수부가 0인 약 5.6GHz에서 공진주파수가 결정됨을 볼 수가 있다.

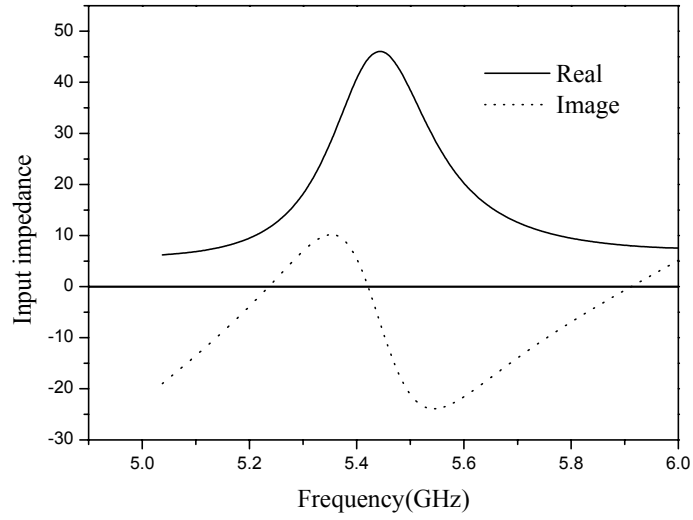


Fig. 14. Calculated input impedance using FEM in microstrip slot.

Fig. 14는 마이크로스트립 슬롯 급전 구조의 구형 유전체 공진 안테나를 FEM법으로 해석한 입력 임피던스이다. 실수부가  $50\Omega$ 에 가깝고 허수부가 0인 약 5.41GHz에서 공진주파수가 결정됨을 볼 수가 있다.

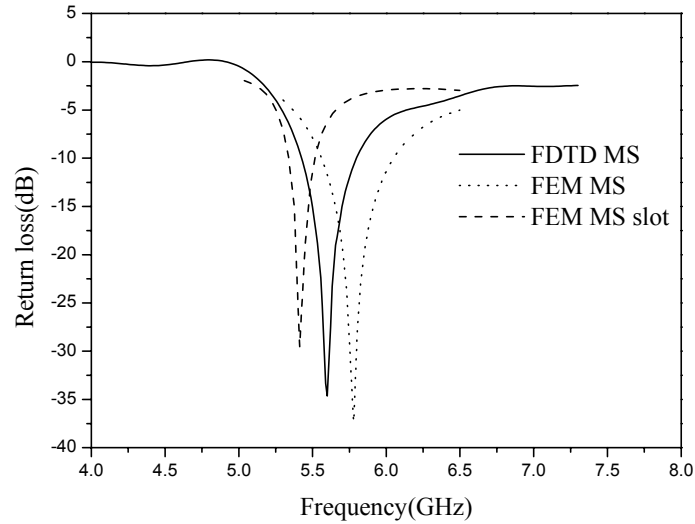


Fig. 15. Calculated return loss using FDTD method and FEM.

Fig. 15는 FDTD법의 마이크로스트립 급전 유전체 공진 안테나와 FEM법으로 계산된 마이크로스트립 급전과 슬롯 급전 유전체 안테나의 반사 손실을 나타낸 것이다. 마이크로스트립 급전 구조의 유전체 안테나를 FDTD법과 FEM법으로 계산하여 그 때의 공진주파수를 비교하였을 때 FDTD법으로 계산된 공진주파수가 낮게 천이됨을 볼 수가 있다. 이것은 FDTD법에서는 기관의 손실 탄젠트를 고려하지 않고 계산되었기 때문에 약간의 주파수가 천이된 것이다. FDTD법의 마이크로스트립 급전 유전체 안테나의 대역폭은 약 370MHz이고, FEM법의 마이크로스트립 급전 유전체 안테나의 대역폭은 약 480MHz이며 FEM법의 마이크로스트립 슬롯 급전 유전체 안테나의 대역폭은 약 180MHz이다.

## VI. 구형 유전체 공진 안테나의 제작 및 측정

시뮬레이션으로부터 얻은 안테나 파라미터를 기반으로 구형 유전체 안테나를 마이크로스트립 급전과 마이크로스트립 슬롯 급전의 두 가지 방법으로 급전 선로를 제작하고 벡터 회로망 분석기(vector network analyzer, Anritsu 37369A)와 스펙트럼 분석기(spectrum analyzer, Anritsu MS2665C)를 사용하여 반사 손실과 입력 임피던스, 안테나 이득을 측정하였고 정합 관계를 스미스 차트 상으로 나타내었다.

Table 4는 마이크로스트립 급전과 마이크로스트립 슬롯 급전의 제작 파라미터를 나타낸 것이다.

Table 4. Parameters of microstrip feed line and microstrip slot feed line for fabricate (DRA :  $a=12.3\text{mm}$ ,  $b/2=6\text{mm}$ ,  $d=4.3\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=21$ )

Parameters	Height $t$ (mm)	Permittivity $\epsilon_{rs}$	Stub Length $L_{st}$ (mm)	Feed Line Width $W_f$ (mm)	Slot Length $L_{sl}$ (mm)	Slot Width $W_{sl}$ (mm)
Microstrip line	1.6	4.22	5	3.15	-	-
Microstrip slot	1.6	4.22	6	3.15	6	0.38

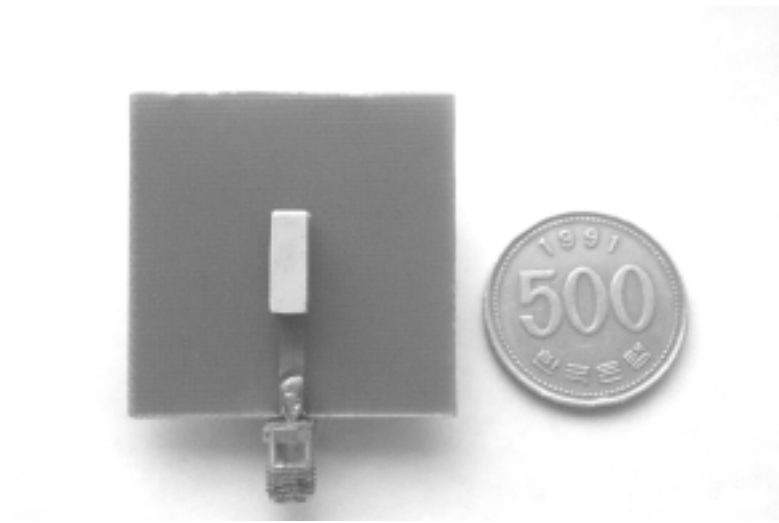
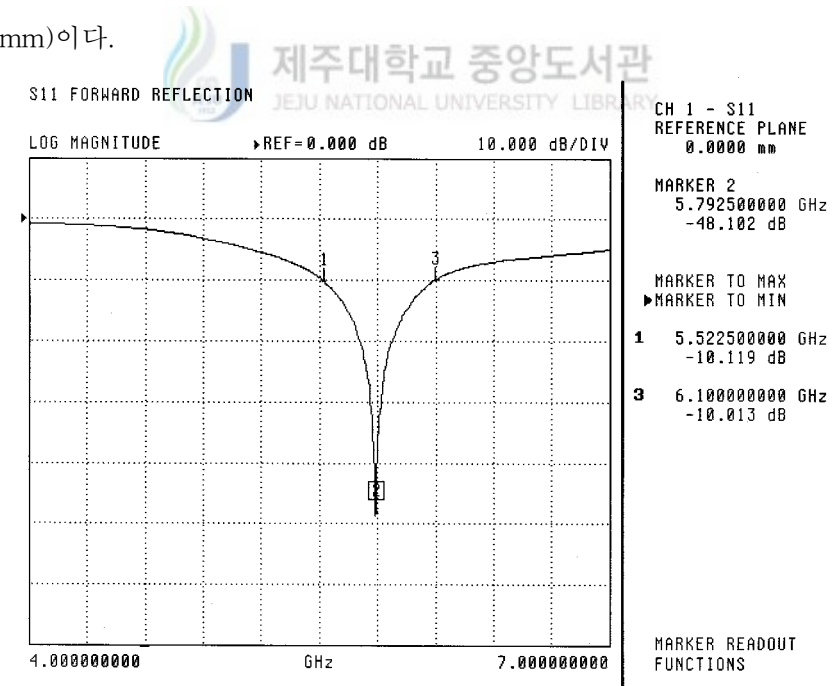
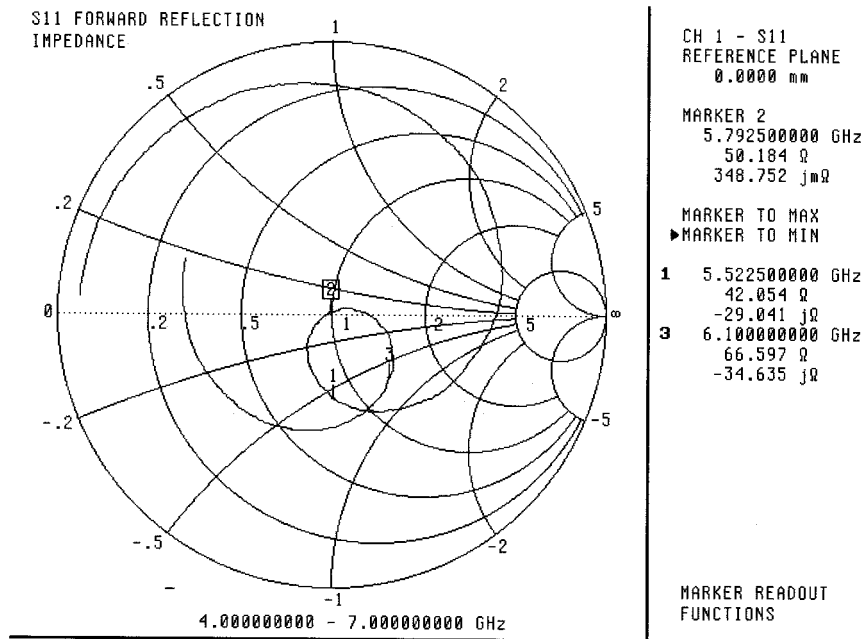


Fig. 16. Fabricated rectangular DRA with microstrip feed line

Fig. 16은 제작된 유전체 공진 안테나의 사진으로서 그 크기를 500원짜리 주화와 비교하였다. 급전은 마이크로스트립 선로를 사용하였다. 기판의 가로×세로 크기는 40×40(mm)이다.

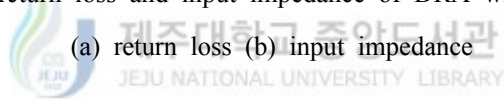


(a)



(b)

Fig. 17. Measured return loss and input impedance of DRA with microstrip feed line



(a) return loss (b) input impedance

Fig. 17은 주파수를 4GHz에서 7GHz까지 변화시키면서 반사손실과 입력 임피던스의 변화를 측정한 결과이다. 공진 주파수는 5.79GHz이며 이 때의 반사 손실은 약 -48dB이고 대역폭은 5.52~6.10GHz인 약 580MHz(10.0%)이다.

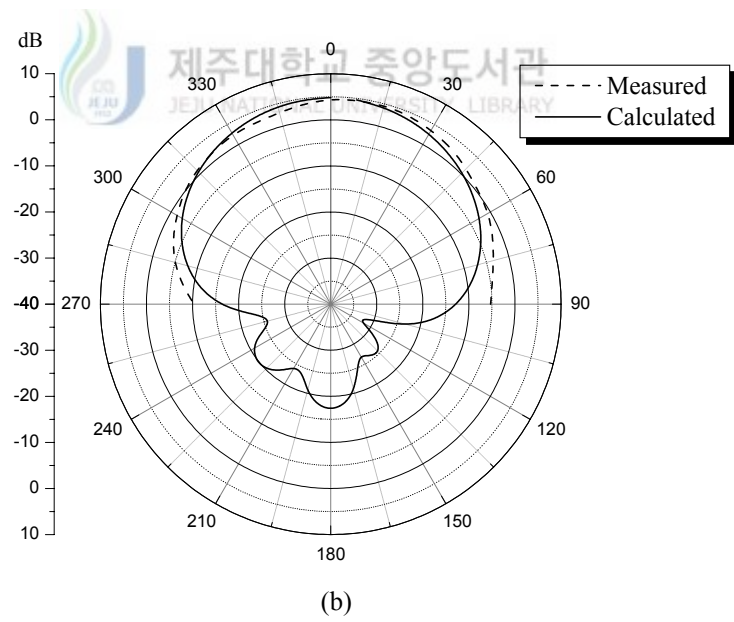
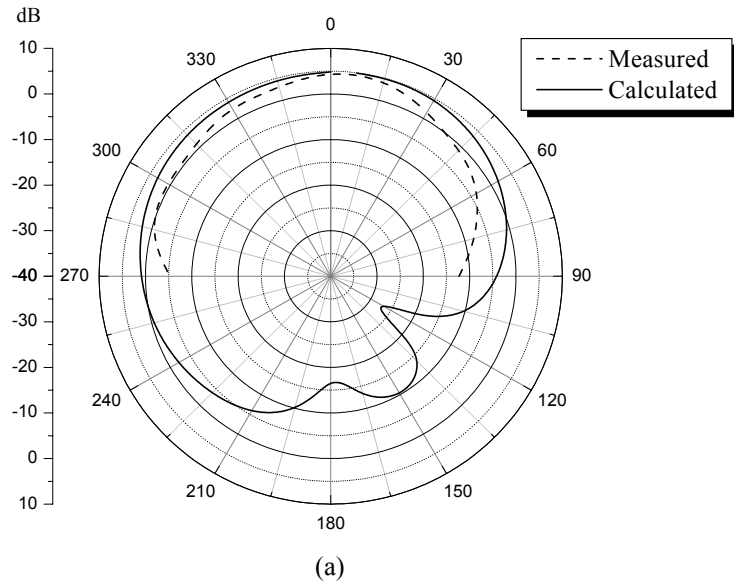


Fig. 18. Measured and calculated radiation pattern  
for DRA with microstrip feed line  
(a) E-plane (b) H-plane

Fig. 18은 마이크로스트립 급전 방법을 이용한 유전체 공진 안테나의 방사 패턴을 나타낸 것이다. 측정된 안테나 이득은 4.7dBi로서 계산된 안테나 이득 5dBi와 거의 일치함을 알 수 있다.

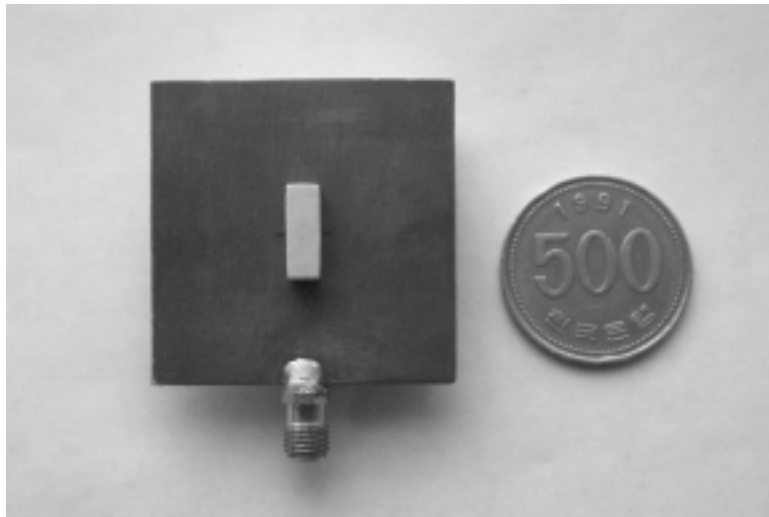


Fig. 19. The fabricated rectangular DRA with microstrip slot feed line

Fig. 19는 마이크로스트립 슬롯 급전에 의한 유전체 공진 안테나의 사진을 나타낸 것이다. 기판의 가로×세로 크기는 40×40(mm)이다.