博士學位論文

유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나 설계 및 제작

濟州大學校 大學院

通信工學科

李 權 益

2004年 12月

유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나 설계 및 제작

指導敎授 金 興 洙
李 權 益

이 論文을 工學 博士學位 論文으로 提出함

2004年 12月

李權益의 工學 博士學位 論文을 認定함

審査委員長 梁 斗 榮

委 員 康 鎭 植

委 員 姜 致 雲

委 員 柳 晃

委 員 金 興 洙

濟州大學校 大學院

2004年 12月

Design and fabrication of the cylindrical dielectric resonator antenna with dielectric clad

Kwoun - Ig Lee
(Supervised by professor Heung - Soo Kim)

A thesis submitted in partial fulfillment of the requirement for the degree of Doctor of Engineering

2004. 12. .

This thesis has been examined and approved.

Thesis director, Doo - Yeong Yang, Prof. of Telecommunication Eng.

Thesis director, Jin - Shig Kang, Prof. of Telecommunication Eng.

Thesis director, Chi - Woon Kang, Prof. of Information & Comm. Eng.

Thesis director, Hwang Ryu, Prof. of Information & Communication

Thesis director, Heung - Soo Kim, Prof. of Telecommunication Eng.

(Name and signature)

2004.12.

Date

Department of Telecommunication Engineering
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

목 차

표 목 차

그 림 목 차

기호 및 약어 설명

ε ····· 매질의 유전율

ε_{r1} ····· 매질 1의 상대 유전율

ε_{r2} ····· 매질 2의 상대 유전율

$\varepsilon_{r\,\mathrm{mod}}$ ····· 수정된 상대 유전율

μ ····· 매질의 투자율

k_0 ····· 자유공간의 파수

k ····· 유전체 매질의 파수

J_m ····· m 차 1종 베셀 함수

Y_m ····· m 차 2종 베셀 함수

K_m ····· m 차 2종 수정된 베셀 함수

x_{mn} ····· 원통형 유전체 도파관의 고유치

$k_0 a$ ····· 정규화된 주파수

f_0 ····· 공진 주파수

Q factor ····· Q 인자

S ····· VSWR

BW ····· 대역폭

f_u ····· 상위 공진 주파수

f_l ····· 하위 공진 주파수

Δf_u ····· f_u 의 주파수 범위

Δf_l ····· f_l 의 주파수 범위

DR ····· 유전체 공진기

DRA ····· 유전체 공진 안테나

CDRA ····· 원통형 유전체 공진 안테나

RDRA ····· 직육면체 유전체 공진 안테나

CPW ····· 동일 평면 도파관

Abstract

Because the compact and broadband services are recently demanded in radio communication system, the antennas that have compactness and broadband characteristics are required. Dielectric resonator antennas, as compared with the microstrip antenna, have high radiation efficiencies because of low resistance loss and have broadband characteristics. Due to their resonance nature, dielectric resonator antennas have a limited bandwidth, so the new type of dielectric resonator antenna which can expand bandwidth is required.

In this thesis, a new type of dielectric resonator antenna, which can improve the limited bandwidth of cylindrical dielectric resonator antenna, and the design method of this antenna are proposed. The resonant frequency and the bandwidth of cylindrical dielectric resonator antenna are calculated from eigenvalue to each mode of cylindrical dielectric waveguide. In order to analyze frequency characteristics of the proposed antenna, an equivalent dielectric model, which is composed of relative permittivity of inner cylindrical dielectric resonator antenna and relative permittivity of dielectric clad, is proposed. By using this model, the resonant frequency and the bandwidth are calculated and frequency - response characteristics of cylindrical dielectric resonator antenna and equivalent model are synthesized. Broadband frequency - response is determined with respect to the change of aspect ratio and relative permittivity of dielectric clad. When an aspect ratio(a/b) is more than 1.3 and relative permittivity is below 1/2, the broadband response of proposed antenna is obtained. Design parameters of dielectric clad that has maximum bandwidth under this condition are obtained by HFSS which is three dimensional finite element method (FEM) simulation tools. In the case of the aspect ratio is increased

and relative permittivity is decreased, resonant frequency is become low, but not affected on the radiation pattern and gain. Specially, Compared with cylindrical dielectric resonator antenna, the bandwidth of proposed antenna is improved about 40% when the aspect ratio is 1.4 and relative permittivity of dielectric clad is one - third of the cylindrical dielectric resonator antenna. On the basis of these procedures, the design method of cylindrical dielectric resonator antenna with dielectric clad is proposed. In order to verify the validity of design method, the parameters of proposed antenna are selected as relative permittivity of cylindrical dielectric resonator $\varepsilon_{r1} = 10$, radius $a = 10.65$ mm, the aspect ratio of $b/a = 1.44$ and relative permittivity of dielectric clad $\varepsilon_{r2} = 4$, and compared with simulated results. The resonant frequency and the relative bandwidth are obtained 5.68GHz and 22.2% by simulated antenna, and 5.91GHz and 28.8% by fabricated one. Error ranges of resonant frequency and relative bandwidth, which are measured and simulated, are within 4% and the validity of design method is verified.

I. 서 론

유전체공진기(DR; dielectric resonator)는 주로 발진기와 필터와 같은 마이크로파 회로들에 사용되었다. 공진기의 상대 유전율이 매우 높고($\varepsilon_r > 20$) 무부하 첨예도(Q:quality factor)도 매우 높기 때문에 DR은 보통 방사소자 보다는 에너지 축적소자로 사용되었다. 안테나 소자로서 DR은 Long 등(1983)이 발표한 원통형 유전체 공진 안테나(CDRA; cylindrical dielectric resonator antenna)에 대한 논문이 나오기 전까지는 폭넓게 수용되지 않았다. 이후에 다양한 통신시스템이 발달함에 따라 사용 주파수 범위가 밀리미터파대까지 확대 되었고 이러한 주파수 대역에서 금속 도체를 이용한 안테나 소자는 도체 손실이 심각해지고 안테나의 효율도 많이 감소한다는 문제점을 갖고 있다. 반면에 유전체 공진 안테나(DRA; dielectric resonator antenna)의 경우 손실은 유전체 매질에 의한 것으로 무시할 정도로 매우 적다. CDRA가 연구된 이후에 Long 등(1983)을 비롯한 많은 연구자들 중에 Mongia와 Ittipiboon(1997)이 연구한 직육면체, Kishk와 Glisson(2001)이 연구한 반구형과 Lo 등(2000)이 연구한 정사면체 등과 같은 다양한 구조의 DRA에 대한 연구를 진행하였다(Petosa 등 1998).

DRA는 마이크로스트립 안테나와 비교하여 임피던스 대역폭이 넓고 도체에 의한 표면파가 존재하지 않는 장점이 있다. 또한 DRA에서는 Junker 등(1995), Shum과 Luk(1995)의 동축프로브 급전 방법, Lee 등(1999), Leung 등(1997)의 마이크로스트립 선로 급전 방법, Antar 등(1990), Kishk 등(1985), Leung 등(1998)의 개구 결합 마이크로스트립 급전 그리고 Karanenburg 등(1990)의 CPW(Co - Planar Waveguide)급전 방법과 같은 마이크로스트립 안테나에 적용되는 급전 방법이 사용된다.

일반적으로 유전체 공진 안테나들은 그들의 공진 특성으로 인하여 제한된 동작

대역폭을 갖고 있으며 이러한 대역폭은 유전체의 크기와 상대 유전율에 의해 결정된다. 대역폭을 개선 시킬 수 있는 다양한 방법들이 연구되었다(Chow 등 1997), (Ong 등 2002). 공진 안테나의 고유 Q 인자를 낮추기 위해서 Mongia 등(1993)이 제안한 방법과 유전체 공진기와 Shum과 Luk(1994a, 1994b), Junker 등(1994)이 연구한 접지면에 공기층을 삽입하는 방법 등도 연구되었다. Q 인자는 상대 유전율과 관련이 있기 때문에 상대 유전율이 감소하면 Q 인자가 감소하게 되고 결과적으로 대역폭이 증가한다. 반면 유전율이 감소하면 주어진 주파수에 대해서 공진 안테나의 크기가 증가하게 된다는 단점이 있다. DRA의 대역폭을 개선시키기 위한 또 다른 방법은 다중 공진기 구조로 설계하는 것이다 (Leung 등 1996), (Luk과 Shum, 1994), (Sangiovanni 등 1997), (Kajfez 등 1989), (이권익과 김흥수, 2003). 각각의 서로 다른 주파수에서 설계되는 두 개 또는 그 이상의 공진기를 사용함으로써 광대역 또는 다중 대역을 갖게 하는 방법이 있다(Nannini 등 2004). 또한 하층의 상대 유전율보다 높은 값을 갖는 유전체 공진기를 상층에 적층하는 방법에 대한 연구가 보고되었다 (Shum과 Luk, 1995), (Kajfez 등 1989), (Junker 등 1995). 반구형 유전체 공진 안테나의 상대 유전율의 약 1/2 정도의 상대 유전율을 갖는 반구형 유전체를 덮는 방법을 이용한 대역폭 개선 기술이 연구되었다(Kishk와 Glisson, 2001), (Chen과 Wong, 1995).

본 논문에서는 원통형 유전체 공진 안테나의 제한된 대역폭을 확장시킬 수 있는 유전체 클래드를 갖는 CDRA를 제안하고 설계방법을 제시한다. 우선 원통형 유전체 도파관의 파동 방정식으로부터 다양한 모드에 대한 고유치를 계산한 후 CDRA의 공진 모드에 대한 공진 주파수를 계산하고 방사 패턴을 분석한다. 그리고 CDRA의 급전 방법으로 개구결합 급전, 동축 프로브 급전, 마이크로스트립선로 급전 및 동일평면 루프 및 슬롯 급전 방법에 대해서도 기술한다. CDRA의 제한된 대역폭을 개선하기 위한 방법으로써 링형 DRA와 CDRA가 삽입된 링형 DRA에 대해서 기술한다. 다음으로 본 논문에서 제안하고 있는 유전체 클래드를 갖는 CDRA를 설계한다. 유전체 클래드에 의한 주파수 특성을 분석하기 위해 내부 원통형 유전체

공진기의 상대 유전율과 유전체 클래드의 상대 유전율을 합성하여 등가 모델로 모델링한다. 그런 다음 유전체 클래드의 외형비와 상대 유전율 변화에 따른 주파수 응답 특성을 분석하고 합성한다. 또한, 제안한 안테나에서 유전체 클래드의 크기와 상대 유전율에 따른 대역폭 변화와 방사패턴 및 이득 변화도 분석한다. 이러한 과정을 토대로 본 논문에서 제안한 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 설계 방법을 제안한다. 그리고 이 설계 방법으로부터 산출된 파라미터를 이용하여 제작한 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 반사 손실 특성과 방사 패턴을 측정하여 시뮬레이션 결과와 비교, 분석한다.

본 논문의 Ⅰ장은 논문의 서론으로 연구 배경, 연구 내용과 논문의 구성을 소개하고, Ⅱ 장에서는 원통형 유전체 도파관의 파동방정식으로부터 공진 모드의 고유치 및 CDRA의 공진 주파수를 계산하고 CDRA의 다양한 급전 방법에 대해서 기술한다. Ⅲ 장에서는 CDRA의 대역폭을 개선하기 위한 링형 공진 안테나와 다중 공진 안테나에 대한 대역폭 개선 방법을 기술한다. Ⅳ 장에서는 대역폭을 개선하기 위해 제안한 유전체 클래드를 갖는 CDRA 구조에서 유전체 클래드의 등가 모델을 구하고 이 등가 모델의 설계 파라미터 변화에 따른 대역폭 변화를 분석한다. 분석 결과로부터 제안한 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 설계 방법을 제시한다. Ⅴ 장에서는 제시한 안테나 설계 방법의 타당성을 검증하기 위해 안테나 설계 절차로부터 산출된 설계 파라미터를 토대로 제작하여 측정 결과를 검토한다. 마지막 Ⅵ 장은 본 논문의 결론으로 전체적인 결과를 기술한다.

II. 원통형 유전체 공진 안테나 이론

CDRA는 유전체의 상대 유전율과 크기에 따라 공진 주파수가 결정된다. 특히, DRA의 공진 모드는 급전 방법과 위치에 따라 다양한 모드가 여기 된다. 본 장에서는 원통형 유전체 도파관 모델을 이용하여 $TM_{01\delta}$ 모드에서 동작하는 CDRA의 전자계와 공진 주파수를 계산하고 CDRA의 일반적인 급전 방법에 대하여 기술한다.

1. 원통형 유전체 도파관 모델

Fig. 1과 같은 원통형 유전체 도파관 모델을 고려한다. 이 유전체 매질은 유전율 $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ 과 투자율 μ_0 를 갖는 완전 유전체인 원통형 유전체라고 가정한다.

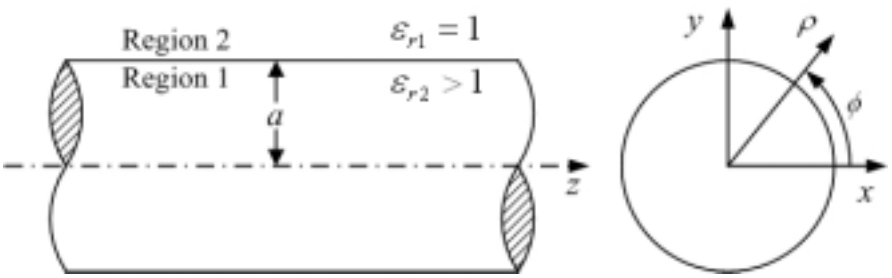


Fig. 1. Cylindrical dielectric waveguide model

원통 좌표계에서 다음 파동 방정식은 변수 분리법을 사용하여 해를 구한다.

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

여기서 ψ 는 종방향(longitudinal) 필드 성분이다. 변수 분리법에 의한 식 (1)의 해는 다음과 같다.

$$\psi(\rho,\phi,z)=P(\rho)F(\phi)Z(z) \qquad (2)$$

식 (2)를 식 (1)에 대입하고 ϕ 에 대해서 나눈다면 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{1}{\rho P}\frac{d}{d\rho}\left(\rho\frac{d}{d\rho}P\right)+\frac{1}{\rho^2 F}\frac{d^2F}{d\phi^2}+\frac{1}{Z}\frac{d^2Z}{dz^2}+k^2=0 \qquad (3)$$

세 번째 항은 엄밀히 ρ 와 ϕ 에 대해 독립적이다. 만약 식 (3)이 모든 (ρ,ϕ,z) 에 대해 합이 zero라면 이것은 필요에 따라 z 에 독립적이다.
따라서

$$\frac{1}{Z}\frac{d^2Z}{dz^2}=-\beta^2 \qquad (4)$$

이다. 여기서 β 는 상수이다. 식 (4)를 식 (3)에 대입하고 ρ^2 를 곱하면 식 (5)와 같이 된다.

$$\rho\frac{1}{P}\frac{d}{d\rho}\left(\rho\frac{d}{d\rho}P\right)+\frac{1}{F}\frac{d^2F}{d\phi^2}+\left(k^2-\beta^2\right)\rho^2=0 \qquad (5)$$

그러나 식 (5)에서 두 번째 항을 제외한 나머지 방정식은 ρ의 함수이기 때문에 두 번째 항은 오직 ϕ의 함수이다. 이것으로부터 다음식이 성립한다.

$$\frac{1}{F}\frac{d^2F}{d\phi^2}=-m^2 \qquad (6)$$

여기에서 m은 상수이다. 식(6)을 식(5)에 대입하고 P를 곱하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\rho\frac{d}{d\rho}\left(\rho\frac{d}{d\rho}P\right)+\left[(k_\rho\rho)^2-m^2\right]P=0 \qquad (7)$$

여기에서 $k_\rho^2=k^2-\beta^2$ 이다.

식 (4)와 식 (6)은 고조파(harmonic) 방정식이고 식 (7)은 m차 베셀(Bessel) 방정식이다. 식(4)의 β와 m뿐만 아니라 식 (4), (6)과 식 (7)의 해는 구조에 따른 경계조건과 발생되는 필드의 형태에 의해 결정된다. 유전체 내부의 전파에 관해서 는 특정 이산 값을 가지며 그들 각각은 서로 다른 전파 모드와 대응한다(Kajfez와 Guillon, 1986).

2. 고유치 방정식

유전체 내부에서 E_z와 H_z는 원점에 대해 유한하고 ϕ에 대해 주기 2π를 갖는 주기적인 함수이며 양의 z방향으로 진행하는 파가 된다. 이러한 필요 조건은

다음 식과 같은 형태의 진행 방향에 대한 E_z와 H_z를 얻을 수 있다.

$$E_{z1} = AJ_m(k_{\rho 1}\rho)\begin{bmatrix}\cos(m\phi)\\ \sin(m\phi)\end{bmatrix}e^{-j\beta z} \tag{8a}$$

$$H_{z1} = BJ_m(k_{\rho 1}\rho)\begin{bmatrix}\sin(m\phi)\\ \cos(m\phi)\end{bmatrix}e^{-j\beta z} \tag{8b}$$

여기서 m은 정수이고, J_m은 1종 m차 Bessel 함수이다.

$$k_{\rho 1}{}^2 = k^2 - \beta^2 \tag{9}$$

이다. 식(9)에서 $k = k_0\sqrt{\varepsilon_r}$는 유전체의 파수이고, k_0는 자유공간의 파수이다.

유전체 외부에서는 z 축에 대해서는 진행파로 내부와 유사하지만 ρ 방향에 대해서는 지수적으로 감소하는 형태가 되므로 다음 식과 같이 쓸 수 있다.

$$E_{z2} = CK_m(k_{\rho 2}\rho)\begin{bmatrix}\cos(m\phi)\\ \sin(m\phi)\end{bmatrix}e^{-j\beta z} \tag{10a}$$

$$H_{z2} = DK_m(k_{\rho 2}\rho)\begin{bmatrix}\sin(m\phi)\\ \cos(m\phi)\end{bmatrix}e^{-j\beta z} \tag{10b}$$

여기서 K_m은 수정된 2종 m차 Bessel 함수이다.

$$k_{\rho 2}{}^2 = \beta^2 - k_0{}^2 \tag{11}$$

이다.

E_z 와 H_z 는 $0<\phi<2\pi$ 에 대해서 선형적으로 독립이어야 하므로 E_z 와 H_z 각각은 cosine과 sine 함수로 수정된다. $m=0$ 에 대해서 필드는 ϕ 의 변화와 관계없이 z 에 대한 횡 전계(TE)와 횡 자계(TM)로 분리되며 각각은 완전히 독립적이다. $m>0$ 에 대해서는 TE 와 TM 성분이 모두 존재하는 하이브리드 (HEM) 이다.

원통형 유전체 내부에서의 횡 전자계 성분을 구하면 다음과 같다.

$$H_{\rho 1}=\frac{1}{k_{\rho 1}^{\,2}}\left[-j\omega\varepsilon_0 m\frac{A}{\rho}J_m(k_{\rho 1}\rho)-j\beta k_{\rho 1}BJ_m'(k_{\rho 1}\rho)\right]\sin(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (12a)$$

$$E_{\phi 1}=\frac{1}{k_{\rho 1}^{\,2}}\left[j\beta m\frac{A}{\rho}J_m(k_{\rho 1}\rho)+j\omega\mu_0 k_{\rho 1}BJ_m'(k_{\rho 1}\rho)\right]\sin(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (12b)$$

$$E_{\rho 1}=\frac{1}{k_{\rho 1}^{\,2}}\left[-j\beta k_{\rho 1}AJ_m'(k_{\rho 1}\rho)-j\omega\mu_0 m\frac{B}{\rho}J_m(k_{\rho 1}\rho)\right]\cos(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (12c)$$

$$H_{\phi 1}=\frac{1}{k_{\rho 1}^{\,2}}\left[-j\omega\varepsilon_0 k_{\rho 1}AJ_m'(k_{\rho 1}\rho)-j\beta m\frac{\beta}{\rho}J_m(k_{\rho 1}\rho)\right]\cos(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (12d)$$

원통형 유전체 도파관 외부에서는 다음과 같다.

$$H_{\rho 2}=\frac{-1}{k_{\rho 2}^{\,2}}\left[-j\omega\varepsilon_0 m\frac{C}{\rho}K_m(k_{\rho 2}\rho)-j\beta k_{\rho 2}DK_m'(k_{\rho 2}\rho)\right]\sin(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (13a)$$

$$E_{\phi 2}=\frac{-1}{k_{\rho 2}^{\,2}}\left[j\beta m\frac{C}{\rho}K_m(k_{\rho 2}\rho)+j\omega\mu_0 k_{\rho 2}DK_m'(k_{\rho 2}\rho)\right]\sin(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (13b)$$

$$E_{\rho 2}=\frac{-1}{k_{\rho 2}^{\,2}}\left[-j\beta k_{\rho 2}CK_m'(k_{\rho 2}\rho)-j\omega\mu_0 m\frac{D}{\rho}K_m(k_{\rho 2}\rho)\right]\cos(m\phi)e^{-j\beta z} \qquad (13c)$$

$$H_{\phi 2} = \frac{-1}{k_{\rho 2}^{\ 2}}\left[- j\omega\varepsilon_0 k_{\rho 2} CK_m{}'\left(k_{\rho 2}\rho\right) - j\beta m\frac{D}{\rho}K_m\left(k_{\rho 2}\rho\right)\right]\cos\left(m\phi\right)e^{-j\beta z} \quad (13d)$$

유전체 표면에서 필드의 접선 성분은 연속이므로 다음식이 성립한다.

$$E_{z1} = E_{z2} \quad (14a)$$

$$H_{z1} = H_{z2} \quad (14a)$$

$$E_{\phi 1} = E_{\phi 2} \quad (14a)$$

$$H_{\phi 1} = H_{\phi 2} \quad (14a)$$

식 (12)와 식 (13)에서 $\rho = a$ 라 두고, 식(14)의 관계로부터 다음과 같은 경계 조건을 구할 수 있다.

$$AJ_m\left(k_{\rho 1}a\right) - CK_m\left(k_{\rho 2}a\right) = 0 \quad (15a)$$

$$BJ_m\left(k_{\rho 1}a\right) - DK_m\left(k_{\rho 2}a\right) = 0 \quad (15b)$$

$$\frac{\beta}{k_{\rho 1}^2 a}mAJ_m\left(k_{\rho 1}a\right) + \frac{\omega\mu_0}{k_{\rho 1}}BJ_m{}'\left(k_{\rho 1}a\right) + \frac{\beta}{k_{\rho 2}^2 a}mCK_m\left(k_{\rho 2}a\right) + \frac{\omega\mu_0}{k_{\rho 2}}DK_m{}'\left(k_{\rho 2}a\right) = 0 \quad (15c)$$

$$\frac{\omega\varepsilon}{k_{\rho 1}^2 a}AJ_m{}'\left(k_{\rho 1}a\right) + \frac{\beta}{k_{\rho 1}^2 a}BJ_m\left(k_{\rho 1}a\right) + \frac{\omega\varepsilon_0}{k_{\rho 2}}CK_m{}'\left(k_{\rho 2}a\right) + \frac{\beta}{k_{\rho 2}^2 a}mDK_m\left(k_{\rho 2}a\right) = 0 \quad (15d)$$

식(15)에서 식을 간단히 표현하기 위해 다음과 같은 변수를 사용한다.

$$x = k_{\rho 1} a \tag{16a}$$

$$y = k_{\rho 2} = \sqrt{(k_0 a)^2(\varepsilon_r - 1) - x^2} \tag{16b}$$

$$\beta a = \sqrt{(k_0 a)^2 \varepsilon_r - x^2} \tag{16c}$$

식 (16)의 변수를 식 (15)에 대입하면 다음과 같다.

$$AJ_m(x) - CK_m(y) = 0 \tag{17a}$$

$$BJ_m(x) - DK_m(y) = 0 \tag{17b}$$

$$\frac{\beta a m}{x^2} AJ_m(x) + \frac{\omega \mu_0 a}{x} BJ_m'(x) + \frac{\beta a m}{y^2} CK_m(y) + \frac{\omega \mu_0 a}{y} DK_m'(y) = 0 \tag{17c}$$

$$\frac{\omega \varepsilon a}{x} AJ_m'(x) + \frac{\beta a m}{x^2} BJ_m(x) + \frac{\omega \varepsilon_0 a}{y} CK_m'(y) + \frac{\beta a m}{y^2} DK_m(y) = 0 \tag{17d}$$

식(17)를 행렬 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$[F][U]=0 \tag{18}$$

여기에서 $[F]$는 식 (19)와 같은 4×4 행렬이다.

$$F=\begin{bmatrix} J_m(x) & 0 & -K_m(y) & 0 \\ 0 & J_m(x) & 0 & -K_m(y) \\ \frac{\beta am}{x^2}J_m(x) & \frac{\omega\mu_0 a}{x}J_m'(x) & \frac{\beta am}{y^2}K_m(y) & \frac{\omega\mu_0 a}{y}K_m'(y) \\ \frac{\omega\varepsilon a}{x}J_m'(x) & \frac{\beta am}{x^2}J_m(x) & \frac{\omega\varepsilon_0 a}{y}K_m'(y) & \frac{\beta am}{y^2}K_m(y) \end{bmatrix} \tag{19}$$

U 는 다음 식과 같이 요소가 A, B, C, D인 4×1 열 벡터이다.

$$U=\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} \tag{20}$$

식(19)의 non - trivial 해는 다음 조건을 만족하는 x가 존재한다.

$$\det(F)=0 \tag{21}$$

식(21)에 의해 다음과 같이 전개된다.

$$\frac{\omega\varepsilon a}{x}J_m'(x)K_m(y)\left[\frac{\omega\mu_0 a}{y}J_m(x)K_m'(y)+\frac{\omega\mu_0 a}{x}K_m(y)J_m'(x)\right]$$
$$-\frac{\beta am}{x^2}J_m(x)K_m(y)\left[\frac{\beta am}{y^2}J_m(x)K_m(y)+\frac{\beta am}{x^2}J_m(x)K_m(y)\right]$$
$$+J_m^2(x)\left[-\frac{(\beta am)^2}{y^4}K_m^2(y)+\frac{\omega\mu_0^2\varepsilon_0 a^2}{y^2}K_m'^2(y)\right]$$
$$+J_m(x)K_m(y)\left[\frac{\omega\mu_0\varepsilon_0^2 a}{xy}J_m'^2(x)K_m'(y)-\frac{(\beta am)^2}{x^2y^2}J_m(x)K_m(y)\right]=0 \quad (22)$$

식(22)를 $\left(K_m^2(y)/\omega^2\mu_0\varepsilon a^2\right)$로 나누고 재 정렬하면 다음 식과 같다.

$$F_1(x)F_2(x)-F_3^2(x)=0 \quad (23)$$

여기서

$$F_1(x)=\frac{J_m'(x)}{x}+\frac{K_m'(y)J_m(x)}{\varepsilon_r yK_m(y)} \quad (24a)$$

$$F_2(x)=\frac{J_m'(x)}{x}+\frac{K_m'(y)J_m(x)}{yK_m(y)} \quad (24b)$$

$$F_3(x)=\frac{\beta am}{k_0 a\sqrt{\varepsilon_r}}J_m(x)\left[\frac{1}{x^2}+\frac{1}{y^2}\right] \quad (24c)$$

식 (23)은 식 (18)을 만족하는 x를 결정한다. 식 (23)은 원통형 유전체 도파관에 대한 고유치 방정식이라고 하고 이 방정식이 zero가 되는 x를 원통형 유전체 도파관의 고유치라고 한다.

식 (16)에서 x는 다음 식 (25)에 의해 특정값 $x_{\max}$를 초과할 수 없다.

$$x_{\max} = k_0 a\sqrt{\varepsilon_r - 1} \tag{25}$$

왜냐하면 y는 순수한 허수가 되기 때문에 수정된 m차 Bessel 함수 K_m은 외부로 진행하는 파로 표현되는 Hankel 함수 $H_m^{(2)}$로 바뀌기 된다. x_{mn}에 대응되는 필드 E_{mn}과 H_{mn}은 원통형 유전체 도파관의 모드라 한다. $m=0$ 인 경우에 F_3은 소거되고 식 (23)은 다음과 같이 두 개의 방정식으로 분해된다(Kajfez 등 1986).

$$\frac{J_1(x)}{x} + \frac{K_1(y)J_0(x)}{\varepsilon_r y K_0(y)} = 0 \tag{26a}$$

$$\frac{J_1(x)}{x} + \frac{K_1(y)J_0(x)}{y K_0(y)} = 0 \tag{26b}$$

식 (26a)와 (26b)는 각각 *TM* 과 *TE* 모드의 고유치 방정식이다. 그리고 $m \neq 0$ 인 경우의 식(23)은 하이브리드(*HEM*) 모드의 고유치 방정식이 된다.

하이브리드 모드 뿐만 아니라 *TM* 과 *TE* 모드에 대한 고유치는 식 (23)으로부터 구할 수 있다. 이것은 첫 번째로 미소 간격 내에서 방정식이 zero가 되는 위치를 결정하게 되고, 그 다음에 이 위치를 원래의 식 (26)에 대입하였을 때 방정식이 어느 정도의 정확성을 갖는 비선형 방정식들의 해법에 대한 적당한 반복 절차를 수행한다.

이것으로부터 원통형 유전체에 있어서 정규화된 주파수 $k_0 a$의 변화에 따른 몇 가지 모드에 대한 고유치 변화를 Fig. 2에 나타내었다. 그림으로부터 고유치는 주파수에 따라 변한다는 것을 알 수 있다. 특히 고유치들은 정규화된 주파수 $k_0 a$에

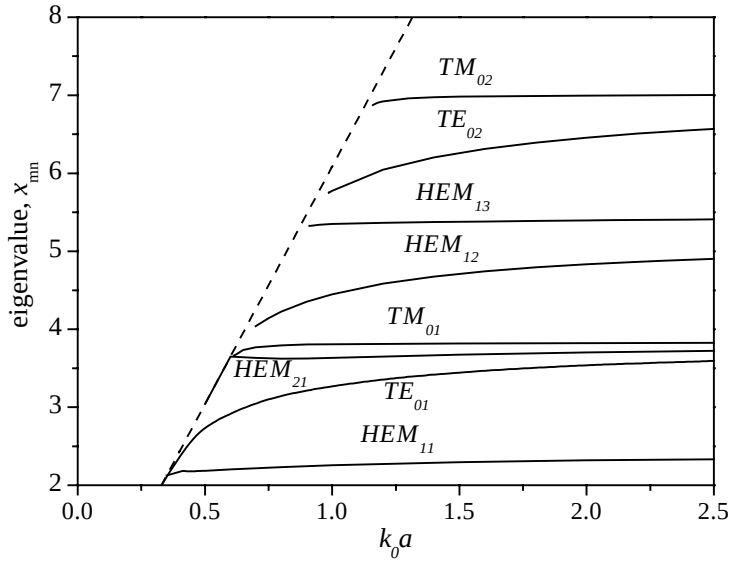


Fig. 2. The eigenvalues of cylindrical dielectric waveguide($\varepsilon_r = 10$)

따라 점진적으로 천천히 변하고 있다. 이것은 주파수에 대해서 독립적인 고유치를 갖고 있는 균일 유전체 매질로 채워진 도체 원통형 도파관의 고유치와는 대조적이다. Fig. 2에서 몇 개의 모드는 k_0a에 따라 고유치가 점진적으로 증가하다가 일정한 값을 갖는 것을 확인할 수 있다.

예를 들어 TM_{01}, HEM_{21}, HEM_{11}과 TM_{02} 등과 같은 모드의 공진주파수는 각각의 모드에 따라 약간의 차이는 있지만 원통형 유전체 도파관에서 고유치가 점진적으로 증가하는 범위에 대해서는 k_0a와 고유치가 공진 주파수에 영향을 미치지만 고유치가 일정한 값을 유지하는 범위에 대해서는 단지 유전체의 크기에 의해서만 영향을 미치게 됨을 알 수 있다.

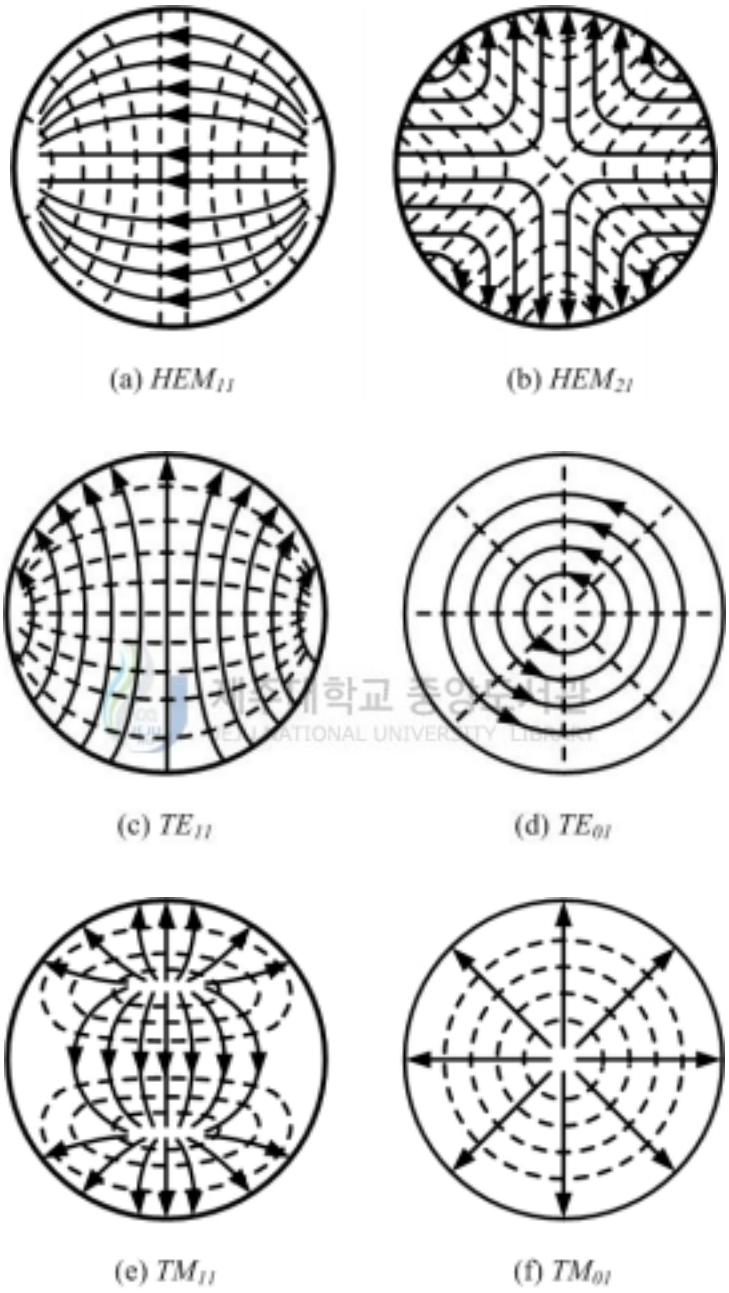


Fig. 3. Cylindrical dielectric waveguide mode patterns

고유치는 나중에 원통형 유전체 공진 안테나의 각 모드에 대한 공진 주파수를 계산하는데 적용된다. 원통형 유전체 도파관에는 다양한 모드가 발생하고 각 모드로부터 유전체 내부에 존재하는 몇몇 저차 모드의 모드 패턴을 Fig. 3에 나타내었다.

3. 단일 원통형 유전체 공진 안테나 이론

Fig. 4와 5는 동축 프로브로 급전되는 CDRA 구조이다. 본 절에서는 원통형 유전체 도파관 모델을 이용하여 CDRA의 공진 주파수와 등가 표면 전류 그리고 원계 복사패턴을 계산한다.

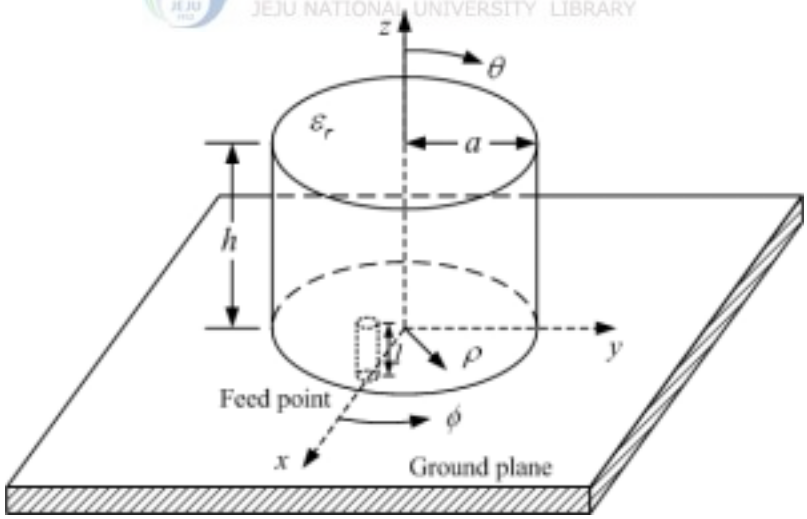


Fig. 4. Geometry of a CDRA

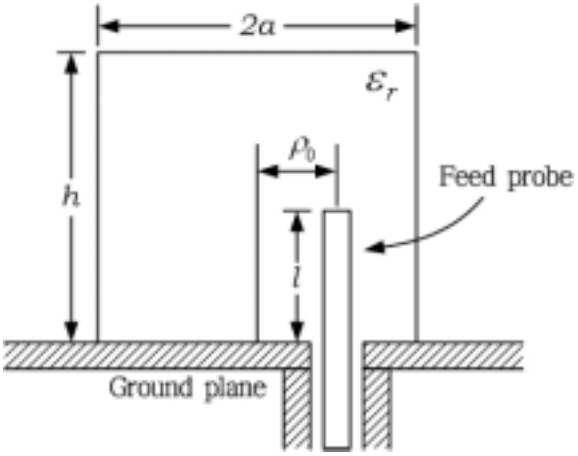


Fig. 5. Feed configuration of a CDRA

해석상 편의를 위해 급전 프로브를 무시하여 원통내의 유전율은 균일하다고 가정한다. 영상 이론을 적용하여 접지면에 대한 변환은 $z=-h$ 로 확장된 원통의 영상 부분으로 치환할 수 있다. 격리된 원통은 $z=0$ 에서 E_ρ 와 E_ϕ 는 영이라는 경계 조건을 적용하여 분석할 수 있다.

1) 공진 주파수

원통 내부의 필드에 대한 근사 해는 표면이 완전 자기 도체라는 가정에 의해 얻을 수 있다. 캐비티(cavity)에 대해서 z 축에 대한 TE 와 TM 모드의 파 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\psi_{TE_{mnp}} = J_m\left(\frac{x_{mn}}{a}\rho\right)\begin{bmatrix}\sin m\phi \\ \cos m\phi\end{bmatrix}\sin\left[\frac{(2p+1)\pi z}{2h}\right] \tag{27a}$$

$$\psi_{TM_{mnp}} = J_m{}'\left(\frac{x_{mn}{}'}{a}\rho\right)\begin{bmatrix}\sin m\phi \\ \cos m\phi\end{bmatrix}\sin\left[\frac{(2p+1)\pi z}{2h}\right] \tag{27b}$$

여기서 J_m 은 1종 m차 Bessel 함수이다.

$$J_m(x_{mn}) = 0 \tag{28a}$$

$$J_m'(x_{mn}') = 0 \tag{28b}$$

여기에서 $m = 0,1,2,3,\cdots$, $n = 1,2,3,\cdots$, $p = 0,1,2,\cdots$ 이다.

분리 방정식 $k_\rho^2 + k_z^2 = k^2 = \omega^2\mu\varepsilon$ 를 이용하여 mnp 모드의 공진 주파수에 대한 표현은 다음과 같다(Long 등 1983).

$$f_{mnp} = \frac{1}{2\pi a}\sqrt{\begin{Bmatrix} x_{mn}^2 \\ x_{mn}'^2 \end{Bmatrix} + \left[\frac{\pi a}{2h}(2p+1)\right]^2} \tag{29}$$

여기서 x_{mn} 와 x'_{mn} 은 각각 TM_{mnp} 과 TE_{mnp} 모드의 고유치이다.

2) 등가 자계 표면 전류

Maxwell ' s 방정식을 사용하여 TM_{mnp} 의 전계 성분과 TE_{mnp} 의 자계 성분은 다음과 같이 결정된다.

TM_{mnp} 인 경우

$$E_\phi = \frac{1}{j\omega\varepsilon\rho}\frac{\partial^2\psi}{\partial\phi\partial z} = \frac{n(2p+1)z}{2j\omega\varepsilon\rho h} J_m\left(\frac{x'_{mn}}{a}\rho\right)\sin m\phi \sin\frac{(2p+1)\pi z}{2h} \quad (30a)$$

$$E_z = \frac{1}{j\omega\varepsilon}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\right)\psi = \frac{1}{j\omega\varepsilon}\left(\frac{x'_{mn}}{a}\right)^2 J_m\left(\frac{x'_{mn}}{a}\rho\right)\sin m\phi\cos\frac{(2p+1)\pi z}{2h} \quad (30b)$$

$$E_\rho = \frac{1}{j\omega\varepsilon}\frac{\partial^2\psi}{\partial\rho\partial z} = \frac{-\pi x'_{mn}(2P+1)}{2j\omega\varepsilon ah} J'_m\left(\frac{x'_{mn}}{a}\rho\right)\cos m\phi\sin\frac{(2p+1)\pi z}{2h} \quad (30c)$$

TE_{mnp} 인 경우

$$H_\phi = \frac{1}{j\omega\mu\rho}\frac{\partial^2\psi}{\partial\phi\partial z} = -\frac{1}{j\omega\mu\rho}\frac{m(2p+1)\pi}{2h} J_m\left(\frac{x_{mn}}{a}\rho\right)\sin m\phi\cos\frac{(2p+1)\pi z}{2h} \quad (31a)$$

$$H_z = \frac{1}{j\omega\mu}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2}+k^2\right)\psi = \frac{1}{j\omega\mu}\left(\frac{x_{mn}}{a}\right)^2 J_m\left(\frac{x_{mn}}{a}\rho\right)\cos m\phi\sin\frac{(2p+1)\pi z}{2h} \quad (31b)$$

$$H_\rho = \frac{1}{j\omega\mu}\frac{\partial^2\psi}{\partial\rho\partial z} = \frac{1}{j\omega\mu}\left(\frac{x_{np}}{a}\right)\frac{(2p+1)\pi z}{2d} J'_m\left(\frac{X_{mn}}{a}\rho\right)\cos m\phi\cos\frac{(2p+1)\pi z}{2h} \quad (31c)$$

여기에서 ρ, ϕ 와 z 는 원통형 좌표계이고 $k=\sqrt{\mu\varepsilon}$ 이다. 위의 식 (30)과 (31)의 필드를 사용함으로써, 전자기 표면 전류를 계산할 수 있다.

유전체 외부의 소스에 의한 표면 S 내부 전자계의 등가 원리는 $\vec{M}=\vec{E}\times\vec{n}$ 로부터 표면 S상의 자계 전류에 의해 발생한다. 여기서 $\vec{n}$ 은 유전체 표면 밖으로의 단위 수직 벡터이다. 원통 표면 S의 기본적인 등가 전류식은 다음과 같다.

$$\vec{M}=\vec{\rho}\times\left[\vec{\phi}E_{\phi}+\vec{z}E_{z}\right]:\ \text{side} \tag{32a}$$

$$\vec{M}=\vec{z}\times\left[\vec{\rho}E_{\rho}+\vec{\phi}E_{\phi}\right]:\ \text{Top, Bottom} \tag{32b}$$

따라서 source에 대한 등가 전류는 다음과 같이 표현되어 진다.

side :

$$M_{z'}=\frac{n(2p+1)\pi}{2j\omega\varepsilon ah}J_m(x'_{mn})\sin m\phi'\sin\frac{(2p+1)\pi z'}{2h} \tag{33a}$$

$$M_{\phi'}=\frac{1}{j\omega\varepsilon}\left(\frac{x'_{mn}}{a}\right)^2 J_m(x'_{mn})\cos m\phi'\cos\frac{(2p+1)\pi z'}{2h} \tag{33b}$$

Top과 bottom :

$$M_{\phi'}=\frac{(2p+1)\pi x'_{mn}}{j2\omega\varepsilon ah}J_m\left(\frac{x'_{mn}}{a}\rho'\right)\cos m\phi' \tag{34a}$$

$$M_{\rho'}=\frac{(2p+1)m\pi}{j2\omega\varepsilon h\rho'}\left(\frac{x'_{mn}}{a}\right)^2 J_m\left(\frac{x'_{mn}}{a}\rho'\right)\sin m\phi' \tag{34b}$$

3) Far - field 패턴

표면 전류는 far - field 복사에 대한 source를 고려한다. 복사계를 구형 좌표로 표현하면 소스 전류는 다음과 같이 변환된다.

$$M_\theta = M'_\rho \cos\theta\cos(\phi-\phi') + M'_\phi \cos\theta\sin(\phi-\phi') - M'_z \sin\theta \tag{35a}$$

$$M_\phi = -M'_\rho \sin(\phi-\phi') + M'_\phi \cos(\phi-\phi') \tag{35b}$$

전계 벡터 포텐셜은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$F_\theta = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}\iiint M_\theta e^{jk_0[\rho'\sin\theta\cos(\phi-\phi')+z'\cos\theta]}\rho' d\rho' d\phi' dz' \tag{36a}$$

$$F_\phi = \frac{e^{-jk_0 r}}{4\pi r}\iiint M_\phi e^{jk_0[\rho'\sin\theta\cos(\phi-\phi')+z'\cos\theta]}\rho' d\rho' d\phi' dz' \tag{36b}$$

여기에서 $k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ 는 자유공간 파수이다. M_θ 와 M_ϕ 각각의 합과 적분 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} F_\theta = C_1\{ & I_2 - I_1 - 0.5k_\rho(I_3 + I_4 - I_5 - I_6) \\ & + 1.16k_0\sin\theta J_1(k_0 a\sin\theta)D_1 \\ & - 0.581k_\rho^2 a[J_0(k_0 a\sin\theta) + J_2(k_0\sin\theta)]D_1\} \end{aligned} \tag{37a}$$

$$\begin{aligned} F_\phi = C_2\{ & -I_1 - I_2 - 0.5k_\rho(I_3 - I_4 - I_5 + I_6) \\ & - 0.581k_\rho^2 a[J_0(k_0 a\sin\theta) - J_2(k_0\sin\theta)]D_1\} \end{aligned} \tag{37b}$$

여기서

$$C_1 = \frac{\pi^2}{j\omega\varepsilon d}\frac{1}{4\pi r}\sin\phi\cos(k_0 d\cos\theta)\cos\theta \tag{38a}$$

$$C_2 = \frac{\pi^2}{j\omega\varepsilon d}\frac{1}{4\pi r}\cos\phi\cos(k_0 d\cos\theta) \tag{38b}$$

$$D_1 = \left[\frac{\pi^2}{4d^2} - k_0^2\cos^2\theta\right]^{-1} \tag{39}$$

$$k_\rho = \frac{x'_{11}}{a} = \frac{3.8317}{a} \tag{40}$$

$$I_1 = \int_0^a J_1(k_\rho\rho')J_0(k_0\rho'\sin\theta)d\rho' \tag{41a}$$

$$I_2 = \int_0^a J_1(k_\rho\rho')J_2(k_0\rho'\sin\theta)d\rho' \tag{41b}$$

$$I_3 = \int_0^a J_0(k_\rho\rho')J_0(k_0\rho'\sin\theta)d\rho' \tag{41c}$$

$$I_4 = \int_0^a J_0(k_\rho\rho')J_2(k_0\rho'\sin\theta)d\rho' \tag{41d}$$

$$I_5 = \int_0^a J_2(k_\rho\rho')J_0(k_0\rho'\sin\theta)d\rho' \tag{41e}$$

$$I_6 = \int_0^a J_2(k_\rho\rho')J_2(k_0\rho'\sin\theta)d\rho' \tag{41f}$$

Far-field 영역에서 전계는 벡터 포텐셜 $\vec{F}: E_\theta \propto F_\phi$ 와 $E_\phi \propto F_\theta$ 에 비례한다. 따라서 복사패턴은 안테나 파라미터의 함수로서 알 수 있다. Fig. 6은 상대 유전율 $\varepsilon_r = 10$ 이고, 반경 $a = 10.65$ mm, 높이 $h = 10.6$ mm인 CDRA의 방사패턴을 나타내었다. 방사 패턴을 살펴보면 $TM_{01\delta}$ 모드의 방사 패턴과 유사하다는 것을 알 수 있다. 그리고 이 때 $TM_{01\delta}$ 모드의 고유치는 3.8317이고 공진 주파수는 5.875GHz이다.

원통형 유전체 공진 안테나에서 공진 모드에 대한 near-field를 Fig. 7에 나타내었다. 이들 모드들 중에 $TM_{01\delta}$ 과 $HEM_{11\delta}$ 모드의 이상적인 방사 패턴을 Fig. 8과 Fig. 9에 나타내었다. $TM_{01\delta}$ 모드의 방사 패턴은 접지면 위의 $\lambda/4$ 모노폴과 유사한 방사 패턴을 발생하고 있다. $HEM_{11\delta}$ 모드의 방사 패턴은 접지면 위의 반파장 좁은 슬롯의 방사 패턴 또는 접지면에 평행한 반파장 전기 다이폴의 방사 패턴과 유사하다.

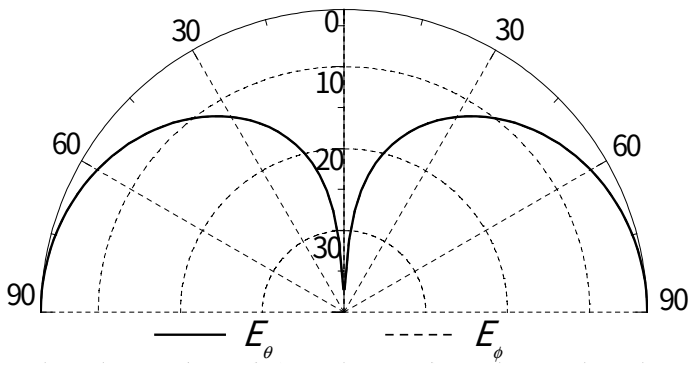


Fig. 6. Calculated radiation patterns of CDRA

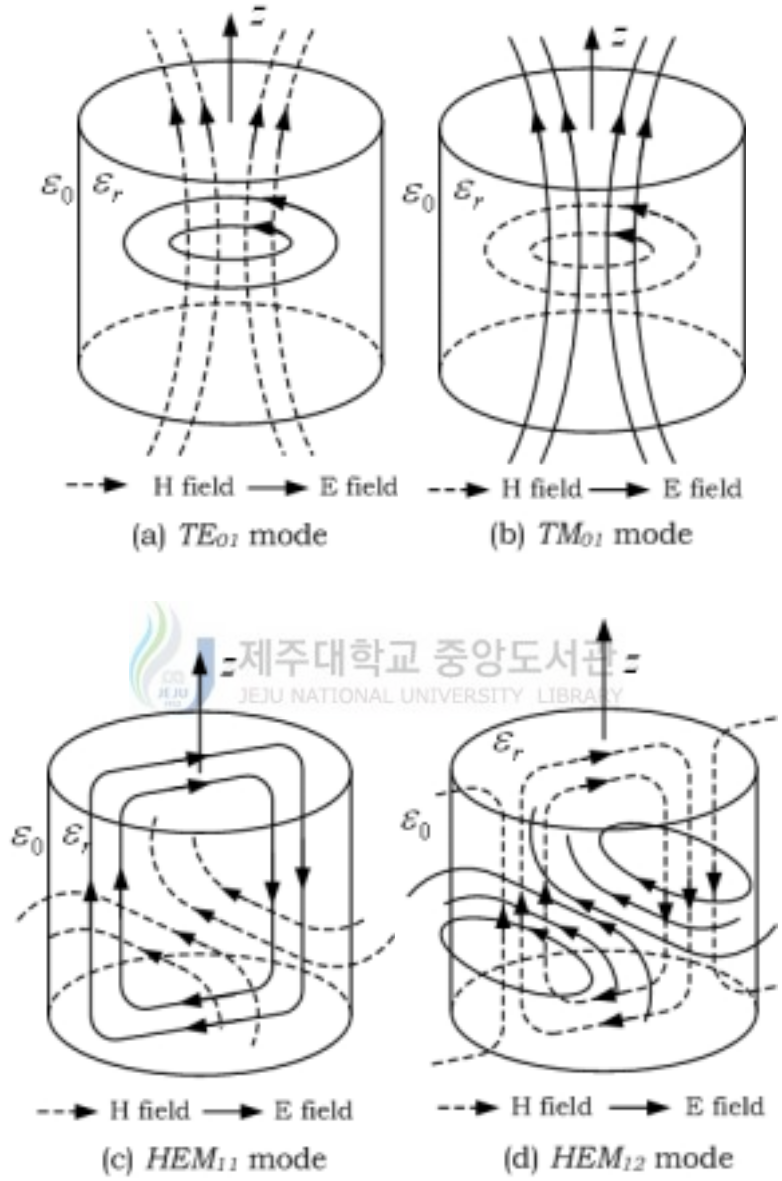


Fig. 7. Sketch for the field distributions of cylindrical dielectric waveguide

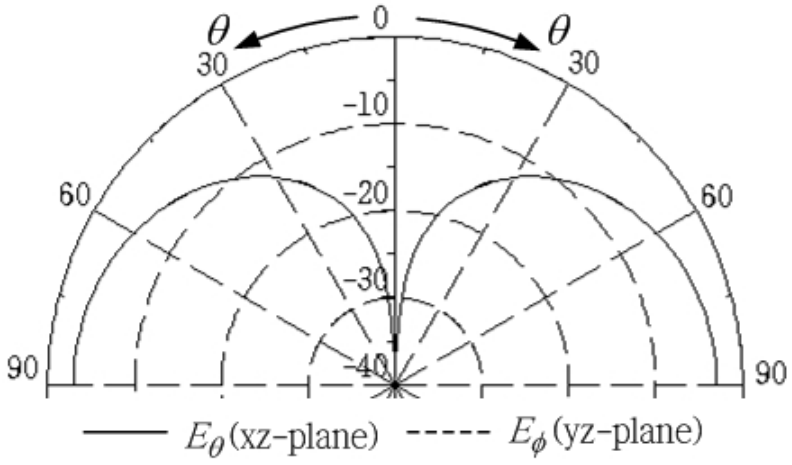


Fig. 8. Ideal radiation patterns for the $TM_{01\delta}$ mode above infinite ground plane

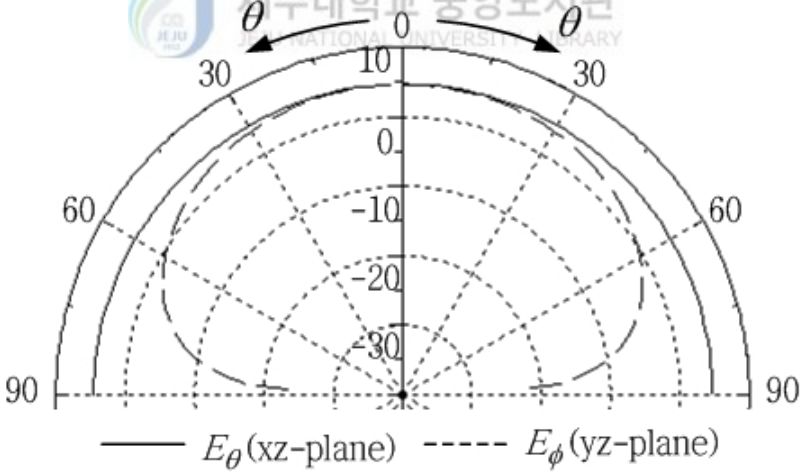


Fig. 9. Ideal radiation patterns for the $HEM_{11\delta}$ mode above infinite ground plane

4. CDRA의 급전 방법

CDRA의 급전 방법은 마이크로스트립 안테나의 급전과 동일하게 개구 결합, 동축 프로브, Kishk 등(1985), Martin 등(1990)에 의해 연구된 마이크로스트립 선로 급전과 CPW(Co - planar waveguide) 급전 방법이 있다. 이러한 다양한 급전 방법과 급전 위치에 따라 CDRA는 다양한 모드가 여기되고 다양한 형태의 모드 패턴이 발생한다. 여기에서는 가장 일반적인 CDRA에 대한 몇 가지 결합 방법에 대해 기술한다.

1) 개구 결합 급전

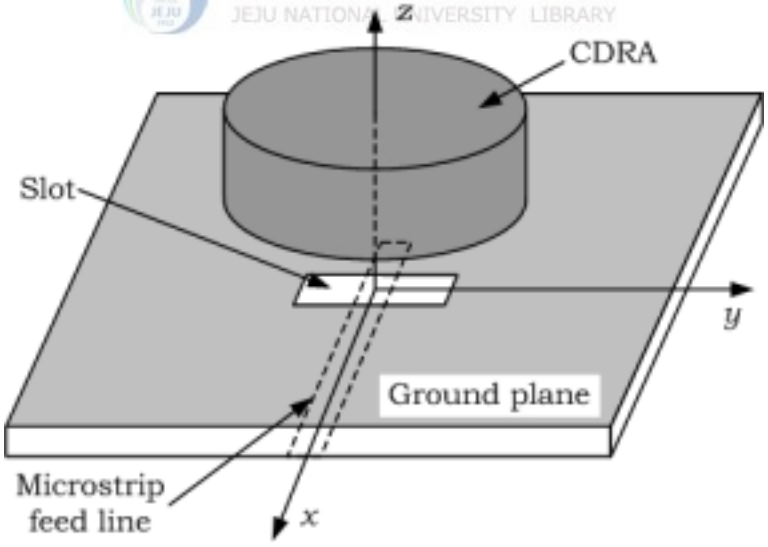


Fig. 10. Geometry of aperture - coupled CDRA

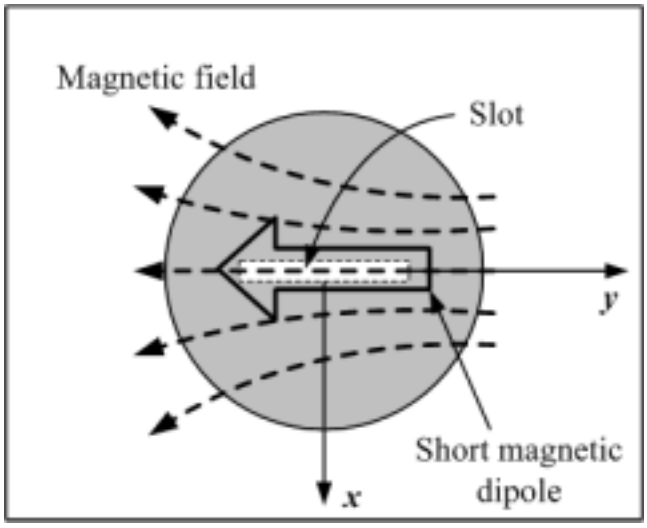
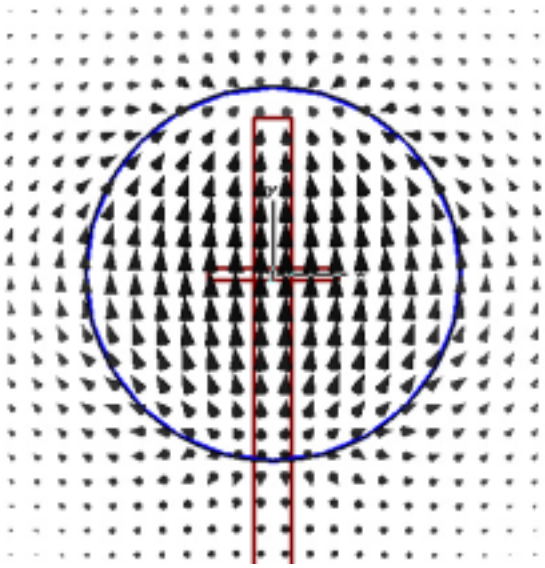


Fig. 11. Equivalent model of aperture - coupled CDRA

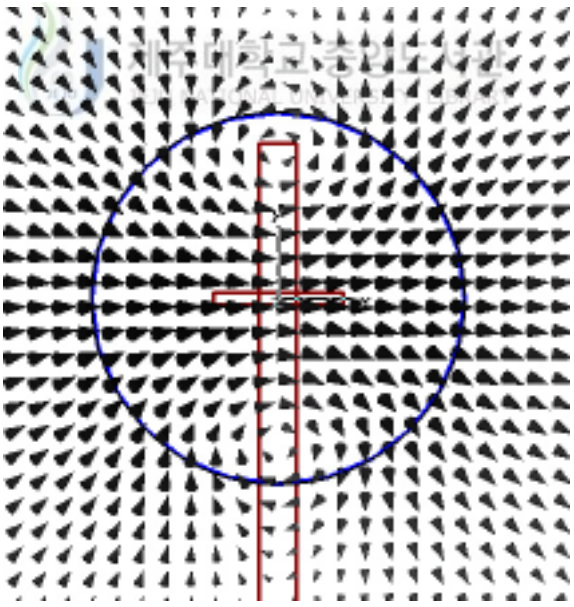
개구 결합에 의해 급전되는 CDRA 구조와 등가 모델을 Fig. 10과 Fig. 11에 나타내었다. 비록 방사 소자의 구조는 CDRA를 나타내었지만 개구 결합은 어떤 형태의 DRA에도 적용 가능하다. Fig. 11에서처럼 슬롯은 그 길이와 평행하여 Fig. 11과 같이 자기 다이폴처럼 동작하고 CDRA내로 자계를 여기시킨다.

유전체 내부의 필드 분포는 Fig. 12에서처럼 원통형 유전체 도파관의 $HEM_{11\delta}$ 모드와 유사한 필드가 분포하고 있는 것을 알 수 있다. 개구는 접지면 위에 절단된 슬롯으로 구성되어 있고 접지면 밑의 마이크로스트립 선로에 의해 급전된다.

이 결합 방법은 급전 회로가 접지면 밑에 위치해 있기 때문에 스피리어스 방사를 피할 수 있다는 장점을 갖고 있다. 마이크로스트립 스터브는 슬롯의 리액턴스 성분을 제거하기 위해 설계하여 CDRA에 양호한 임피던스 정합을 시킬 수 있다 (이권익과 김흥수, 2001).



(a) E - field



(b) H - field

Fig. 12. The field distribution of aperture - fed CDRA

그리고 슬롯 결합은 인쇄형 급전 구조에 CDRA를 집적하기 위한 효율적인 방법이다(Leung 등 1999), (Martin 등 1990). 또한 슬롯에 대하여 CDRA를 이동함으로써 결합 레벨을 조절할 수 있고 임피던스 튜닝을 시킬 수 있다. 개구 결합을 이용한 급전은 L 대역과 그 이하의 주파수에서는 슬롯의 크기가 커지기 때문에 L - 대역 이상의 주파수에서 적합하다.

2) 동축 프로브 급전

CDRA에 급전하기 위한 또 다른 일반적인 방법은 Fig. 13에서처럼 동축 프로브를 사용하는 것이다. 프로브는 CDRA 외부의 인접한 위치 내지 그것의 내부에 삽입하는 구조가 있다. 임피던스 정합은 프로브의 길이와 CDRA 위치를 조절함으로써 얻을 수 있다. 또한, 프로브 위치에 따라 다양한 모드를 여기할 수 있다.

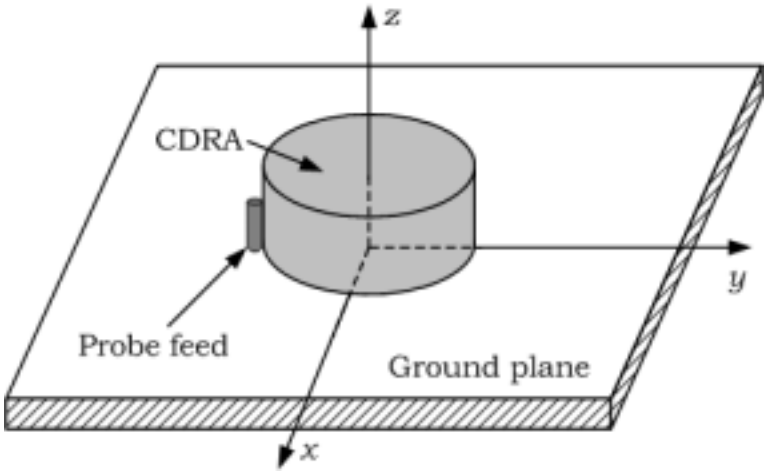


Fig. 13. Geometry of Coaxial probe - fed CDRA

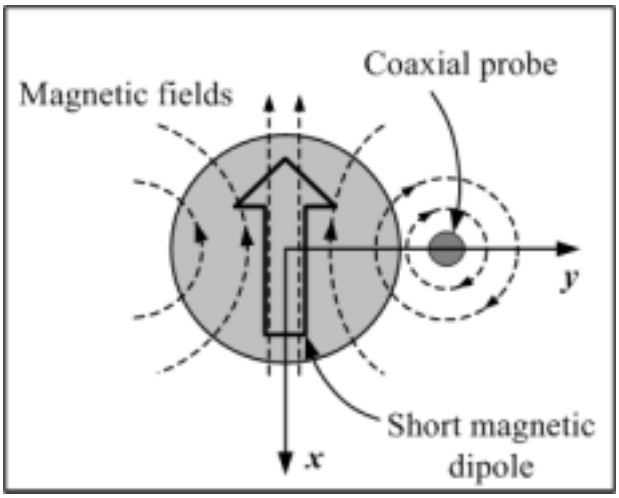
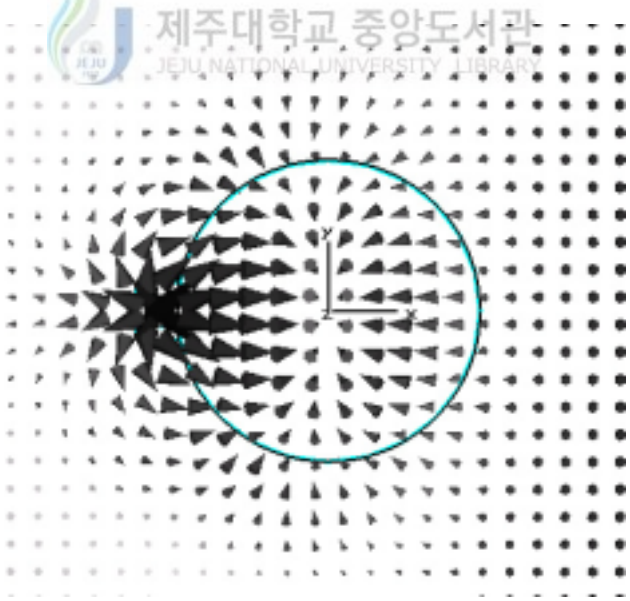
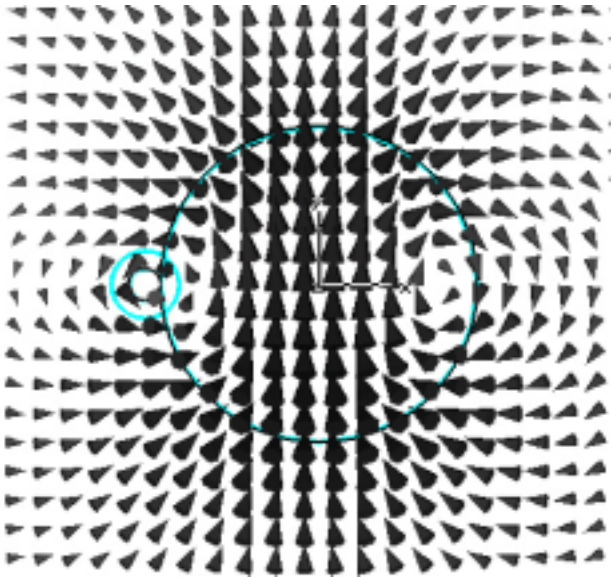


Fig. 14. Equivalent model of coaxial probe - fed CDRA



(a) E - field



(b) H - field

Fig. 15. The field distribution of a probe - fed CDRA

DRA 외부에 인접한 위치의 프로브에 대해서 직사각형 유전체 공진 안테나(RDRA; rectangular dielectric resonator antenna)인 경우 $TE_{01\delta}$ 모드의 자계가 여기되지만 CDRA인 경우는 Fig. 14에서처럼 $HEM_{11\delta}$ 모드(수평 자기 다이폴처럼 방사)가 여기되며 Fig. 15와 같은 전자계 필드 분포를 확인할 수 있다. 반면 CDRA의 중심에 위치한 프로브에 대해서는 수직 다이폴처럼 방사하는 $TM_{01\delta}$ 모드가 여기된다.

이와 같이 동축 프로브를 이용한 급전 방법은 다양한 모드를 여기할 수 있다. 프로브 급전을 사용한 또 다른 장점 중 하나는 50Ω 시스템에 직접 결합되기 때문에 추가적으로 필요한 정합회로가 없다. 또한 프로브는 슬롯으로 급전했을 때 슬롯 크기로 인해 낮은 주파수에서는 적합하지 않다는 문제점도 극복할 수 있다.

3) 마이크로스트립 선로 급전

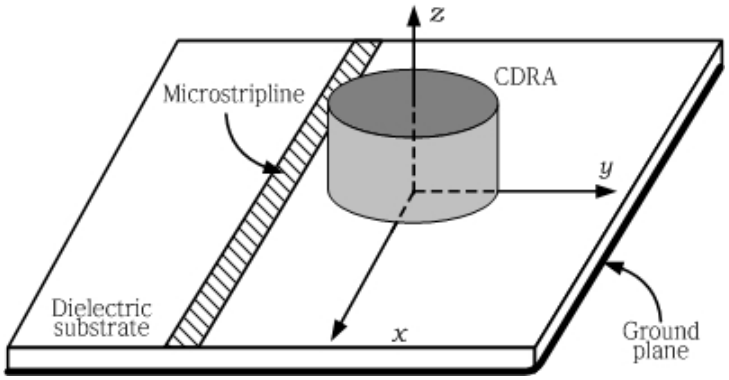


Fig. 16. Geometry of Microstrip line fed CDRA

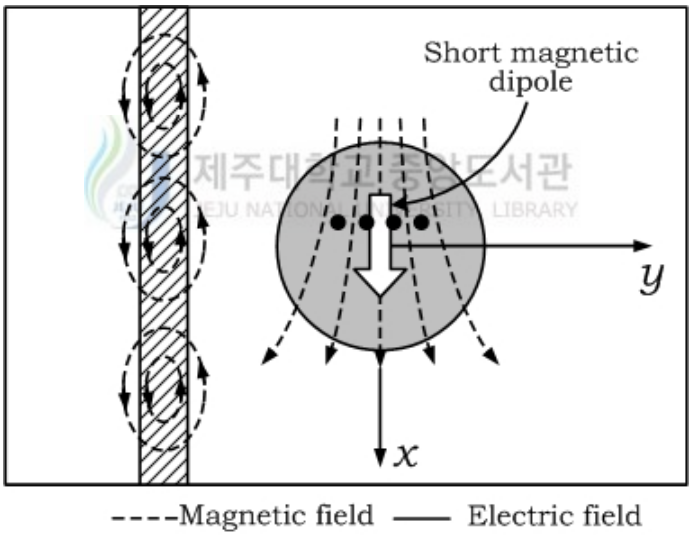


Fig. 17. Equivalent model of microstrip line fed CDRA

마이크로파 회로에서 CDRA를 급전하기 위한 일반적인 방법은 마이크로스트립 선로에 인접하거나 선로 위에 접하여 결합시키는 것이다(Leung 등 1997). 이러한 결합 구조를 Fig. 16에 나타내었다.

Fig. 17에서처럼 마이크로스트립 선로 급전은 급전 선로가 단락 수평 자기 다이폴처럼 동작하고 CDRA 내에 자계를 여기하게 된다. 임피던스 정합은 마이크로스트립 선로에 대하여 DRA의 바깥쪽 위치와 CDRA의 상대 유전율을 조절함으로써 얻을 수 있다.

4) 동일 평면 루프(loop) 및 동일 평면 슬롯 급전

CDRA의 급전은 동일 평면 루프을 사용하여 얻을 수 있다. Fig. 18은 동일 평면 루프에 결합된 CDRA를 보여주고 있다. 임피던스 정합은 루프 위의 CDRA의 위치를 조절함으로써 얻을 수 있다. 동일 평면 루프의 결합 동작은 Fig. 19에서처럼 동축 프로브의 CDRA 내의 자계 여기와 유사하지만 루프는 돌출 부분이 없다는 특징을 갖고 있다. CDRA의 모서리에서 중앙까지 루프를 이동시킴으로써 CDRA의 $HEM_{11\delta}$ 모드 또는 $TE_{01\delta}$ 모드로 결합할 수 있다.

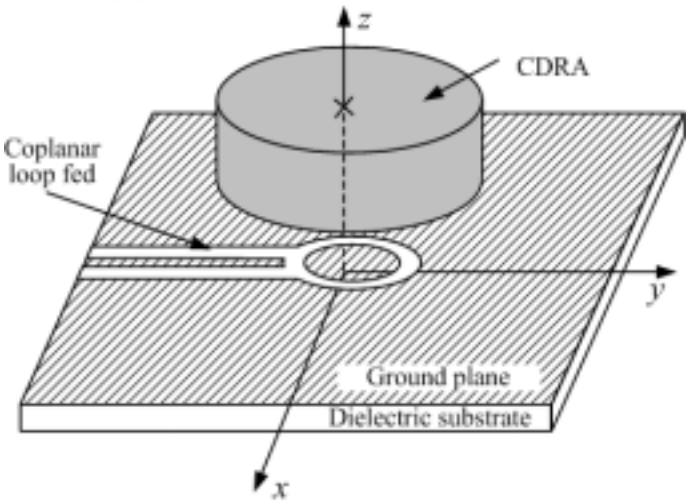


Fig. 18. Geometry of co - planar loop - fed CDRA

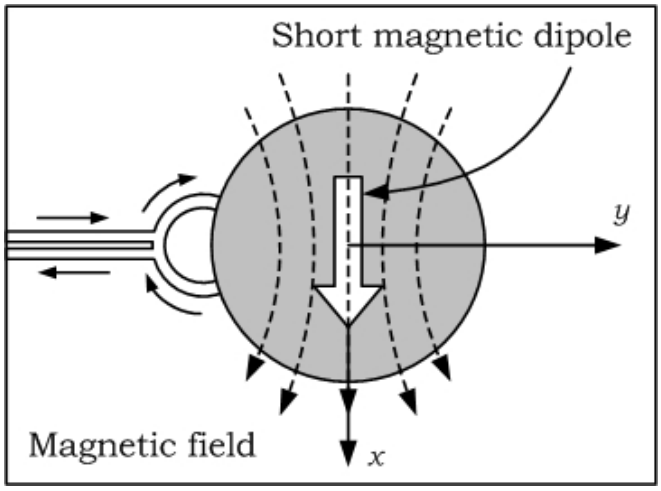


Fig. 19. Equivalent model of co - planar loop - fed CDRA

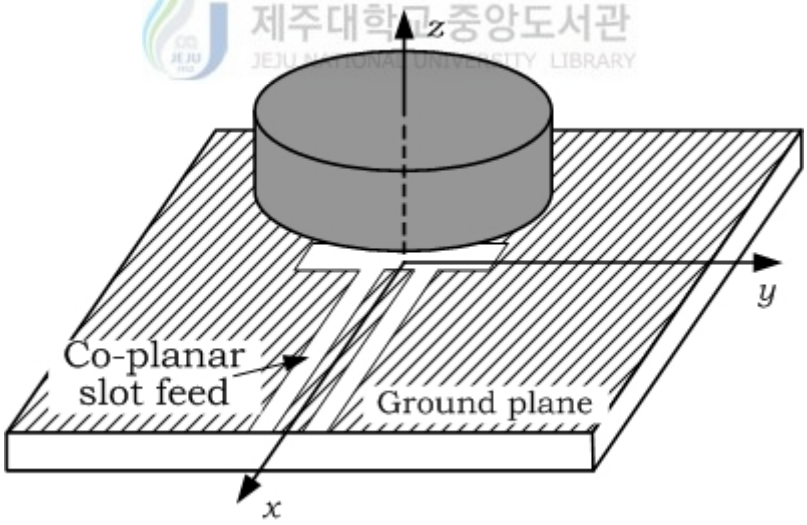


Fig. 20. Geometry of Co - planar slot - fed CDRA

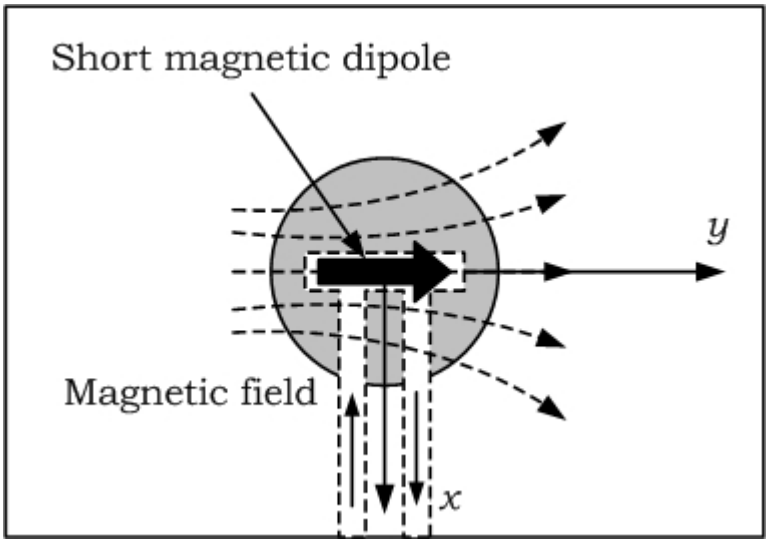


Fig. 21. Equivalent of Co - planar slot - fed CDRA

또한 Fig. 20과 Fig. 21에서처럼 동일 평면 슬롯(slot)도 DRA 급전에 사용할 수 있다. Fig. 21의 등가 모델에서 슬롯은 그 길이와 평행하여 자기 다이폴처럼 동작하고 그림에서와 같은 CDRA내로 자계를 여기시킨다. 또한 이것은 개구 결합 급전과 유사한 결과임을 알 수 있다.

III. 원통형 유전체 공진 안테나의 대역폭 개선 방법

1. 원통형 유전체 공진 안테나의 대역폭

안테나의 대역폭을 개선하는 방법을 파악하기 위해서는 우선 CDRA 자체의 대역폭 특성을 계산해야 한다. Fig. 22는 CDRA의 일반적인 구조를 나타내었다. CDRA의 처음 몇 개의 모드에 대한 공진 주파수와 Q 인자는 다음의 방정식에 의해 구할 수 있다(Kishk와 Glisson, 2001).

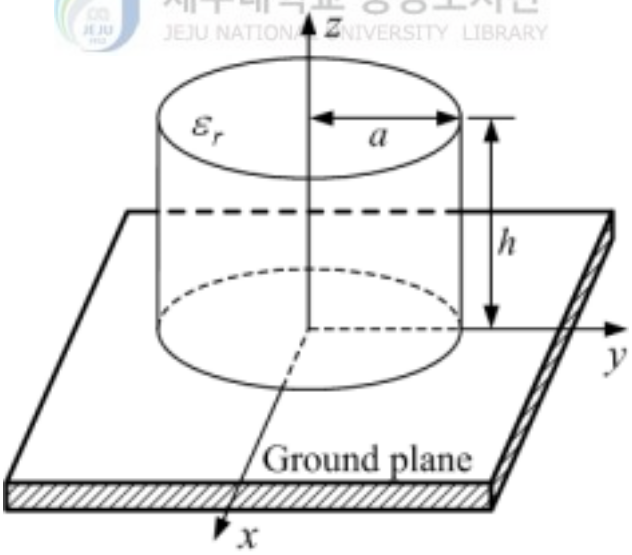


Fig. 22. The CDRA mounted on a ground plane

$TE_{01\delta}$ Mode :

$$f_0 = \frac{2.921 c \varepsilon_r^{-0.465}}{2\pi a}\left[0.691 + 0.319\left(\frac{a}{2h}\right) - 0.035\left(\frac{a}{2h}\right)^2\right] \tag{42a}$$

$$Q = 0.012\varepsilon_r^{1.2076}\left[5.270\left(\frac{a}{2h}\right) + 1106.188\left(\frac{a}{2h}\right)^{0.625} e^{-1.0272\left(\frac{a}{2h}\right)}\right] \tag{42b}$$

$HEM_{11\delta}$ Mode :

$$f_0 = \frac{2.735 c \varepsilon_r^{-0.463}}{2\pi a}\left[0.543 + 0.589\left(\frac{a}{2h}\right) - 0.05\left(\frac{a}{2h}\right)^2\right] \tag{43a}$$

$$Q = 0.013\varepsilon_r^{1.202}\left[2.135\left(\frac{a}{2h}\right) + 228.043\left(\frac{a}{2h}\right) e^{-2.046\left(\frac{a}{2h}\right)+0.111\left(\frac{a}{2h}\right)^2}\right] \tag{43b}$$

$TM_{01\delta}$ Mode :

$$f_0 = \frac{2.933 c \varepsilon_r^{-0.468}}{2\pi a}\left\{1 - \left[0.075 + 0.05\left(\frac{a}{2h}\right)\right]\left(\frac{\varepsilon_r - 10}{28}\right)\right\} \cdot \left\{1.048 + 0.377\left(\frac{a}{2h}\right) - 0.071\left(\frac{a}{2h}\right)^2\right\} \tag{44a}$$

$$Q = 0.009\varepsilon_r^{0.888} e^{0.04\varepsilon_r}\left\{1 - \left[0.3 - 0.2\left(\frac{a}{2h}\right)\right]\left[\frac{38 - \varepsilon_r}{28}\right]\right\} \cdot \left\{9.498\left(\frac{a}{2h}\right) + 2058.33\left(\frac{a}{2h}\right)^{4.322} e^{-3.501\left(\frac{a}{2h}\right)}\right\} \tag{44b}$$

여기서 a 는 반경이고 h 는 접지면 위에 놓여 있는 DRA의 높이이다. DRA의 대역폭(BW)은 다음식에 의해 Q 인자와 관련이 있다.

$$BW = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \cdot 100 \ [\%] \tag{45}$$

여기서 S 는 DRA의 입력 포트에서의 원하는 VSWR이다.

Fig. 23은 상대 유전율 $\varepsilon_r = 10$ 일 때 외형비 a/h 에 따른 대역폭 변화를 나타낸 그래프이다. 여기에서 $TE_{01\delta}$ 와 $TM_{01\delta}$ 모드의 대역폭은 외형비가 증가할수록 대역폭이 점진적으로 증가하고 있지만 $HEM_{01\delta}$ 모드의 대역폭은 약간의 외형비 변화에도 대역폭은 많이 증가하고 있는 것을 볼 수 있다.

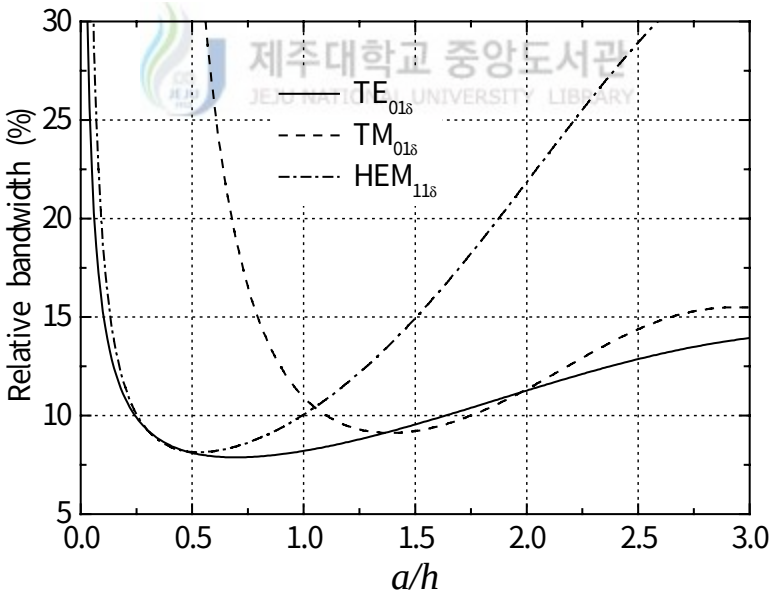


Fig. 23. Relative bandwidth of CDRAs with $\varepsilon_r = 10$

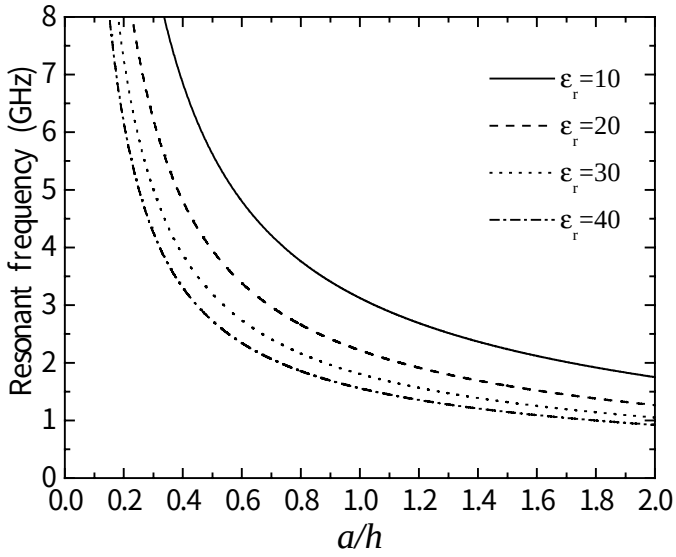


Fig. 24. Resonant frequency for the $TM_{01\delta}$ mode of CDRA

Q 인자에 대한 이전의 방정식으로부터 상대 유전율이 작은 값에 대해 낮은 Q 인자를 갖는다. 이론적으로 상대 유전율 $\varepsilon_r = 1$인 매질의 DRA는 Q 인자가 낮기 때문에 광대역 DRA를 설계할 수 있다. 그러나 공진하기 위한 조건으로 DRA내의 필드를 억제하는데 필요한 낮은 상대 유전율를 갖는 매질을 사용하는 것에는 한계가 있다. Fig. 24, Fig. 25와 Fig. 26에는 $TM_{01\delta}$ 모드의 CDRA에 대한 공진 주파수, Q 인자와 대역폭을 나타내었다. Fig. 24는 네 개의 서로 다른 상대 유전율 $\varepsilon_r = 10,\ 20,\ 30,\ 40$에 대한 외형비 a/h의 변화에 따른 공진 주파수 변화를 나타내었다. 그림으로부터 네 개의 상대 유전율 각각에 대해서 외형비 a/h가 증가할수록 공진주파수는 낮은 주파수로 천이되고 있다.

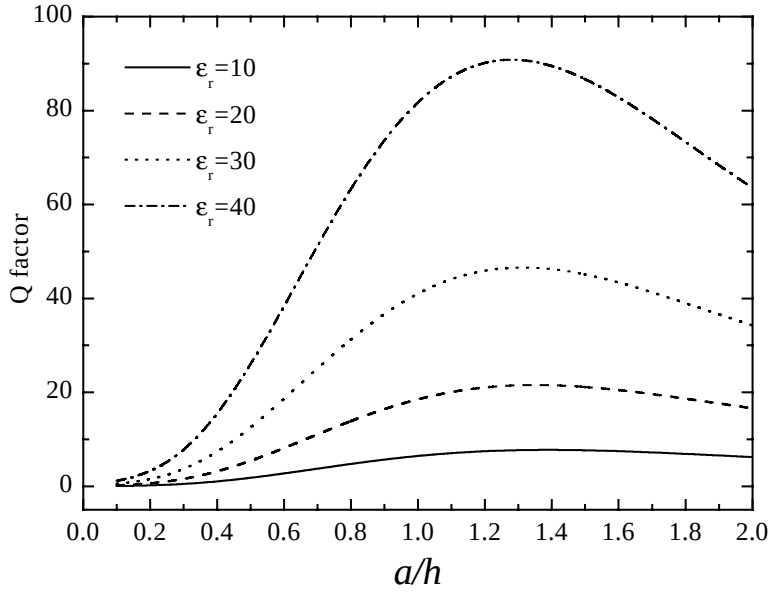


Fig. 25. Radiation Q - factor for the $TM_{01\delta}$ mode of CDRA

원하는 동작 주파수에 대해서 상대 유전율이 증가할수록 CDRA의 외형비 a/h 는 감소하고 있는 것을 확인할 수 있다. 이것은 상대 유전율을 조절하여 안테나의 크기를 줄일 수 있는 방법으로 제시할 수 있다. 결과적으로, CDRA는 DR의 크기와 상대 유전율만 달리하여 설계하고 제작하면 원하는 공진 주파수에 대해서 설계가 가능할 뿐만 아니라 안테나의 크기를 소형화할 수 있다는 것이다.

Fig. 25와 Fig. 26은 외형비 a/h 에 따른 Q 인자와 대역폭 변화를 나타내었다. 대역폭과 관련된 Q 인자는 외형비 a/h 가 증가할수록 점진적으로 변하는 것이 아니라 Fig. 25에서와 같이 외형비 $a/h=1.25$ 까지는 증가하다가 그 이상부터는 다시 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이것은 어떤 상대 유전율에 대해서 Q 인자와 대역폭이 항상 일정한 값을 갖는 것이 아니라 외형비 a/h 따라 Q 인자와 대역폭에 많

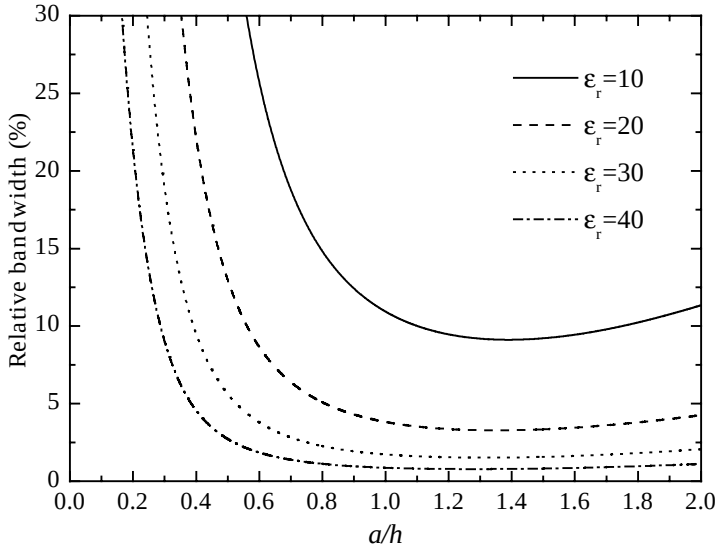


Fig. 26. Relative bandwidth for the $TM_{01\delta}$ mode of CDRA

은 영향을 미친다는 것이다. 그리고 유전율 변화에 대해서도 상대 유전율이 증가할수록 Q 인자가 증가하고 대역폭도 감소하고 있는 것을 확인할 수 있었다. 특히, 상대 유전율이 $\varepsilon_r = 10$ 을 기준으로 4배정도 증가할 때 대역폭은 거의 1/10 정도 감소함을 확인할 수 있다. Fig. 25로부터 상대 유전율이 낮은 매질($\varepsilon_r \approx 10$)인 경우에는 외형비에 따라 Q 인자 값이 덜 민감함 반면 상대 유전율이 높은 매질($\varepsilon_r > 20$)인 경우에는 외형비 변화에 민감하게 변하는 것을 볼 수 있다. 따라서 DRA의 외형비 a/h 를 조절함으로써 Q 인자가 변화하는 것을 확인할 수 있으며 대역폭의 조절이 가능하다는 것을 보여주고 있다.

Fig. 26의 결과로부터 각각의 상대 유전율에 대해 외형비 a/h 의 변화에 상관없이 기본적으로 제공되는 최소 대역폭을 Table 1에 나타내었다. 그리고 유전율이 20 이상인 경우에는 일반적인 마이크로스트립 패치 안테나의 대역폭과 유사한 결과를 확인할 수 있다.

Table 1. Minimum bandwidth for each relative permittivity

ε_r	10	20	30	40
Minimum Bandwidth(%)	9.1	3.3	1.52	0.8

2. 링형 유전체 공진 안테나

CDRA 구조에서 대역폭을 개선하기 위한 하나의 방법은 링 또는 환형 형태로 DRA의 중앙 부분을 제거하는 것이다. 중앙 부분을 제거함으로써 DRA의 유효 유전율이 낮아지면 Q 인자가 낮아지고 결과적으로 대역폭이 증가하게 된다. 링형 DRA는 광대역을 위한 기생 소자가 필요 없기 때문에 소형 구조로 제작할 수 있다. 링 또는 링형 구조를 갖는 DRA에서 중앙에 위치한 프로브는 $TM_{01\delta}$ 모드를 여기시키지만 외경 가까이에서의 급전은 $HEM_{11\delta}$ 모드를 여기시킨다.

1) 링형 DRA의 고유치와 공진 주파수

Fig. 27은 큰 금속판 위에 위치한 링형 DRA를 나타내었다. 링형 공진기는 금속판의 작은 구멍을 통해 동축 프로브를 이용해 급전하였다. $TM_{01\delta}$ 모드를 여기시키기 위해 공진기의 중심축의 동일 직선상에 프로브를 위치시킨다. 프로브의 길이는 최적의 급전 효율을 얻기 위해 실험적으로 조절한다. Fig. 28은 Fig. 27의 높이가 두배인 링 공진기 등가 모델이다. 이 모드에서 Fig. 28의 구조는 그 축을 따라 전기 모노폴과 유사한 형태로 방사한다. Fig. 27에 보여진 구조에서 필드는 금속판 위의 부분에서만 존재하고 Fig. 28의 구조와 동일하기 때문에 전기 모노폴과 유사하게 방사한다.

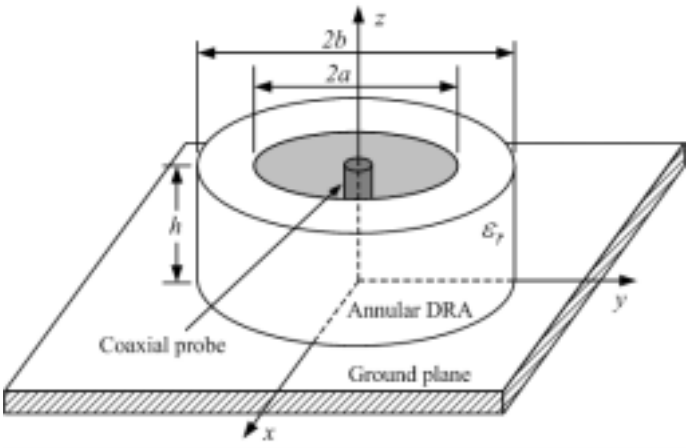


Fig. 27. Geometry of the annular DRA

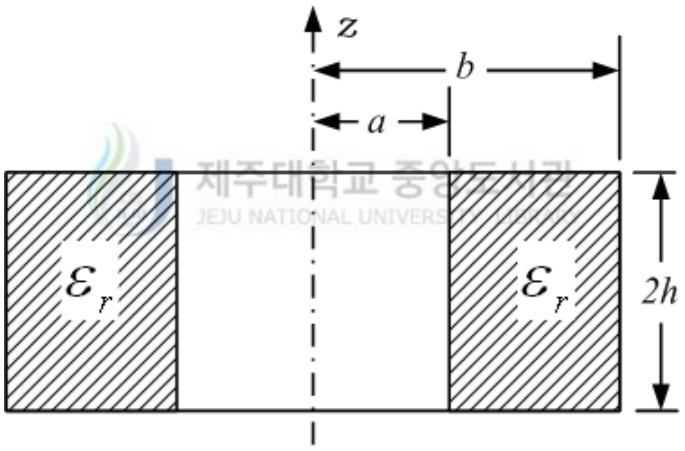


Fig. 28. Equivalent model of the annular DRA

Fig. 28를 참고하여 ψ 에 대한 일반적인 해의 형태는 다음과 같다.

$$\psi_{TM_{mn}} = B_{mn} \sin\frac{n\pi z}{2h} R_m\left(x_{mn}\frac{r}{b}\right) \tag{46}$$

여기서 R_m은 Bessel 방정식의 해이다. R_m은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R_m = J_m(z) + CY_m(z) \tag{47}$$

파라미터 x 는 다음의 경계 조건에 의해 정량화된다. $r=b$ 에서 $\psi=0$ 라는 경계 조건으로부터

$$R_m(x_{mn})=0 \tag{48}$$

$r=a$ 에서 $\psi=0$ 라는 두 번째 경계 조건에 의해

$$R_m\left(\frac{a}{b}x_{mn}\right)=0 \tag{49}$$

이다. 따라서 식 (48)과 식 (49)로부터

$$\frac{J_1(x_{11})}{Y_1(x_{11})}=\frac{J_1\left(\frac{a}{b}x_{11}\right)}{Y_1\left(\frac{a}{b}x_{11}\right)} \tag{50}$$

그리고 공진 파수는 다음의 형태이다.

$$k_{mn}^2=\left(\frac{n\pi}{2h}\right)^2+\left(\frac{x_{mn}}{b}\right)^2 \tag{51}$$

식 (51)를 공진 주파수에 관한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$f=\frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{\pi}{2h}\right)^2+\left(\frac{x_{mn}}{b}\right)^2} \tag{52}$$

여기서 c 는 광속으로 $c=1/\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ 이다.

a/b 의 다양한 비에 대한 x_{11} 의 값을 Table 2에 보였고 Fig. 29에 그래프로 나타내었다.

Table 2. Values of x_{11} for various ratios for a/b

a/b	x_{11}	a/b	x_{11}
0.0	3.8317	0.5	6.3932
0.1	3.9409	0.6	7.9301
0.2	4.2358	0.7	10.5220
0.3	4.7058	0.8	15.7376
0.4	5.3912	0.9	31.4292

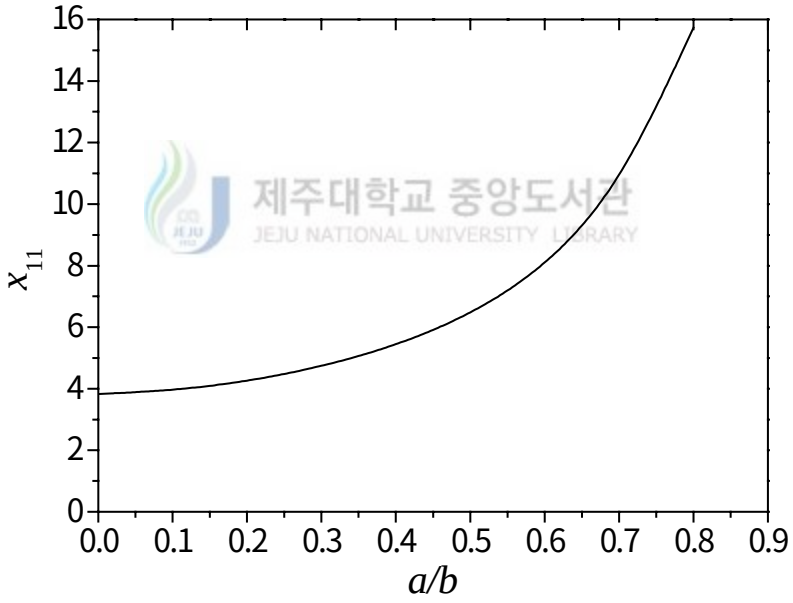


Fig. 29. Solution of x_{11} for values of a/b

예를 들어 상대 유전율 $\varepsilon_r = 36.2$, 외경 $b = 5.975$ mm, 높이 $h = 5.4$ mm인 원통형 링 DRA의 다양한 a/b 비에 따른 공진 주파수와 대역폭을 Table 3에 나타내었다. 이러한 결과에 대한 반사 손실 특성을 Fig. 30에 나타내었다.

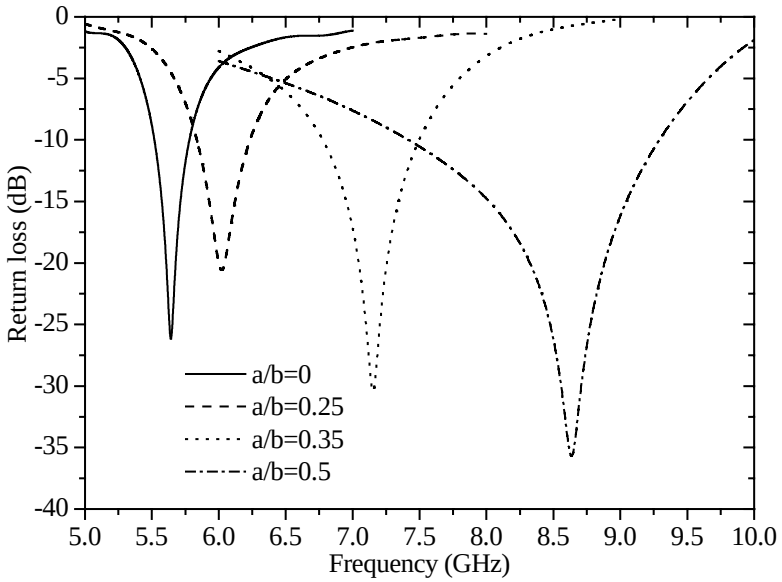


Fig. 30. Return loss of annular DRA according to a/b

Table 3. Effect of a/b on the resonant frequency and bandwidth of annular DRA

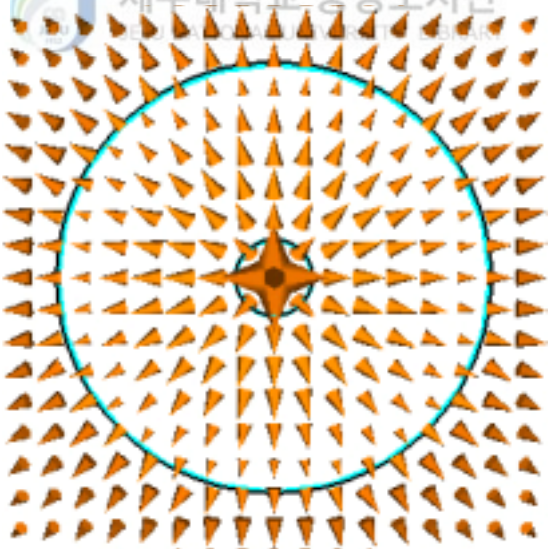
a/b	Resonant frequency f_r (GHz)	Frequency Range(GHz)	Bandwidth(%)
0.0	5.63	5.5~5.77	4.8
0.25	6.02	5.8~6.23	7.1
0.35	7.15	6.77~7.5	10.2
0.5	8.64	7.4~9.3	22

a/b 비가 증가할수록 대역폭은 증가하고 있다. 그리고 a/b 비가 증가할수록 공진 주파수도 증가하고 있다. 또한 접지면과 링형 공진기 사이에 공기갭(air gap)을 삽입함으로써 링형 DRA에서 얻을 수 있는 대역폭을 좀 더 향상시킬 수 있다. 상대

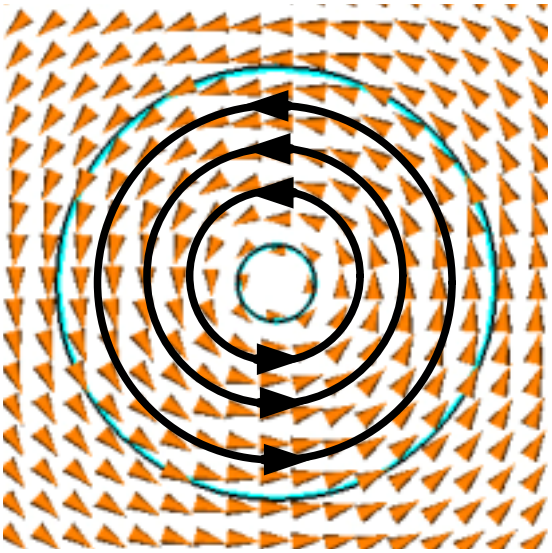
유전율 $\varepsilon_r = 36$ 이고 $a = 6.9$ mm, $h = 6.2$ mm 그리고 $a/b = 0.152$ 로 5.6GHz에서 설계된 링형 DRA는 공기갭이 2mm에서 4mm 까지 증가할 때 대역폭은 6.5%에서 11.5%까지 증가하게 된다(Shum과 Luk, 1994).

2) 링형 DRA의 필드 분포와 방사 패턴

Fig. 31은 링형 DRA에서 z 축에 수직인 면에서의 전계와 자계 분포를 나타내었다. 이 분포는 급전 프로브가 CDRA의 중앙으로 급전 되었을 때 여기되는 $TM_{01\delta}$ 모드의 필드 분포와 유사하다. 그러므로 링형 DRA에서도 $TM_{01\delta}$ 모드가 여기됨을 알 수 있다. 그리고 Fig. 32에서처럼 방사 패턴도 $TM_{01\delta}$ 모드의 방사 패턴임을 알 수 있다.



(a) E - field



(b) H - field

Fig. 31. The field distribution for the annular DRA

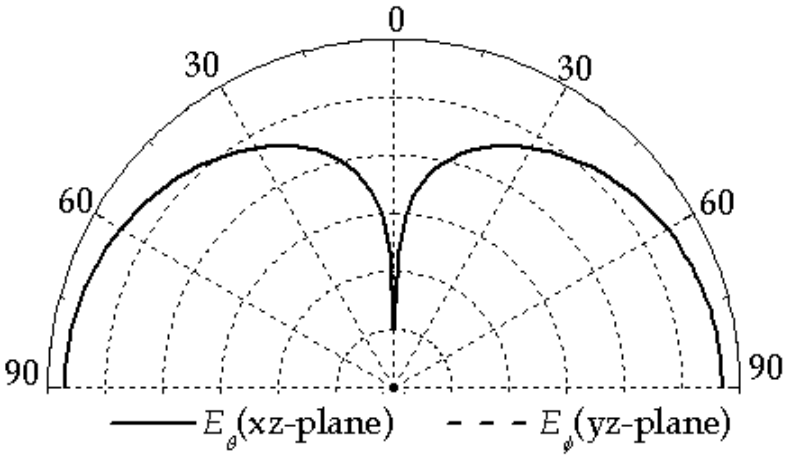


Fig. 32. The radiation patterns for the annular DRA

3. 다중 유전체 공진 안테나

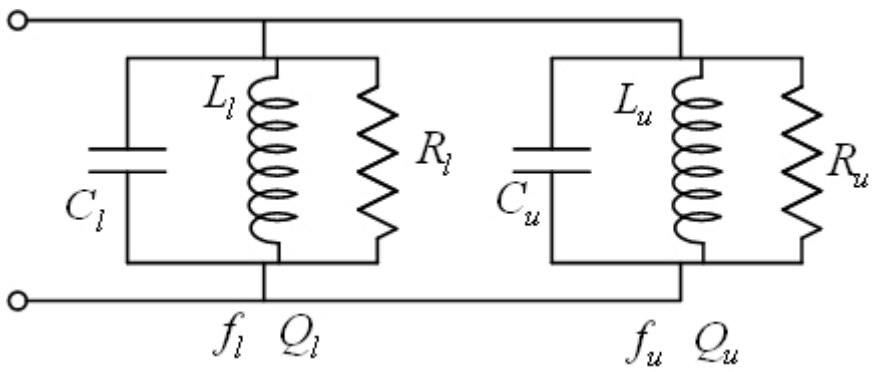


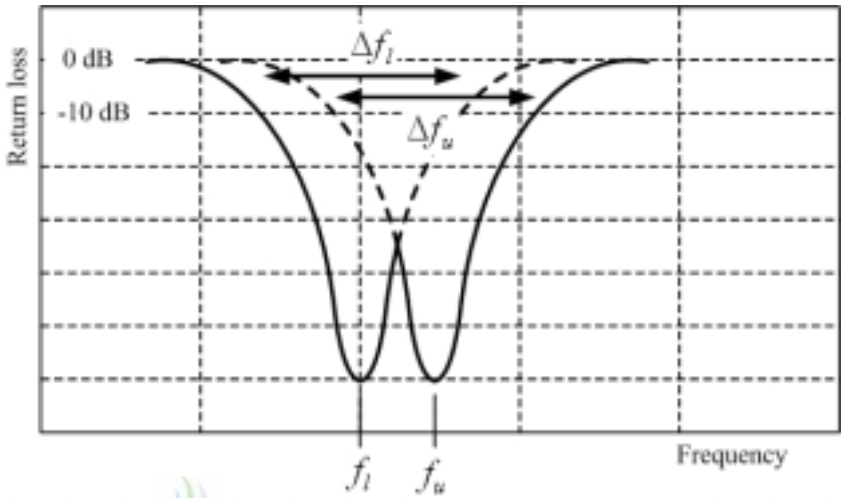
Fig. 33. Lumped element impedance model for a two - DRA configuration

광대역 또는 이중 대역 동작을 수행하기 위한 유용한 방법은 각각의 DRA가 서로 다른 주파수에서 공진하는 다중 DRA를 이용하는 것이다(Fan과 Antar, 1997). 이 방법은 다중 DRA들의 반사 손실을 예측하기 위해 Fig. 33에 두 개의 집중형 RLC 등가 회로 모델을 이용한다. 각 공진 안테나의 공진주파수는 f_u, f_l 이고, Q_u, Q_l 인자를 가지고 있다. Fig. 34(a)에서처럼 만약 각 공진 안테나의 주파수 대역이 서로 인접해 있고, 두 개의 공진기가 서로 직렬로 연결되었을 때 주파수 응답 결과는 광대역 응답 특성을 얻을 수 있다. 하지만 이 공진 주파수들이 Fig. 34(b)에서처럼 두 개의 주파수 대역이 서로 멀리 떨어져 있다면 그 결과는 이중 대역 특성을 얻는다. Fig. 34(c)로부터 이중 대역과 광대역 응답 사이의 경계에 대한 하나의 편리한 정의는 다음 식에 주어졌다.(Luk과 Leung, 2003)

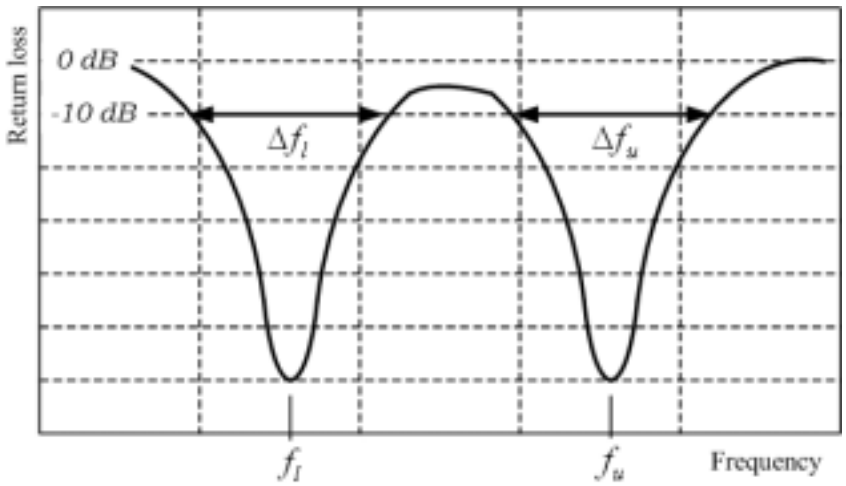
$$(\Delta f_u + \Delta f_l) = 2(f_u - f_l) \qquad (53)$$

여기서 Δf 는 각 공진 안테나의 10 dB 반사 손실의 대역폭이다. 식 (53)을 Q 인자의 항으로 다시 쓸 수가 있다.

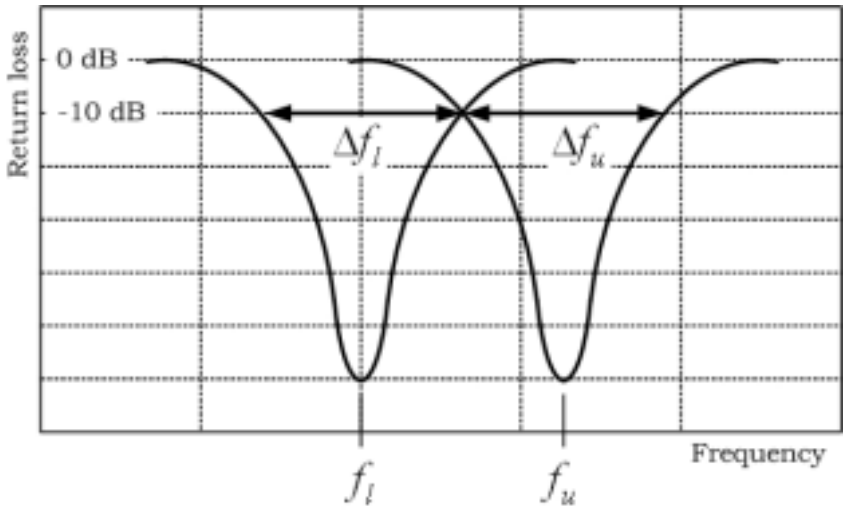
$$\left(\frac{f_u}{Q_u}+\frac{f_l}{Q_l}\right)=2(f_u-f_l) \tag{54}$$



(a) Broadband response $(\Delta f_u+\Delta f_l)>2(f_u-f_l)$



(b) Dual - band response $(\Delta f_u+\Delta f_l)<2(f_u-f_l)$



(c) Two - resonator response $(\Delta f_u + \Delta f_l) = 2(f_u - f_l)$

Fig. 34. Dual band and broadband response for a two - DRA configuration

식 (53)은 두 개의 공진기의 공진 주파수와 Q 인자에 따라서 안테나가 광대역인지 아니면 이중 대역 특성을 갖는지를 알 수 있다. 만약 Fig. 34(c)의 초기상태에서 두 공진기의 주파수 대역이 인접하거나 멀리 떨어질 경우에 식 (53)의 좌변과 우변의 관계를 분석한다. 만약 $(\Delta f_u + \Delta f_l) > 2(f_u - f_l)$ 이면 광대역 응답을 얻을 수 있다. 반면 $(\Delta f_u + \Delta f_l) < 2(f_u - f_l)$ 일 때 응답은 이중 대역 응답을 얻게 된다.

동일한 접지면 위에 두 개의 서로 다른 형태의 DRA 구조를 Fig. 35와 Fig. 36에 나타내었다. 이것은 링형 DRA내에 원통형 DRA를 삽입한 구조이며 이들 양쪽은 하나의 급전 프로브로 급전된다.

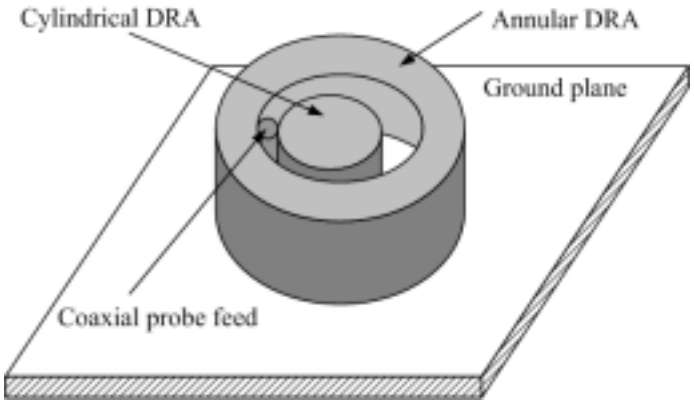


Fig. 35. Annular DRA with embedded CDRA

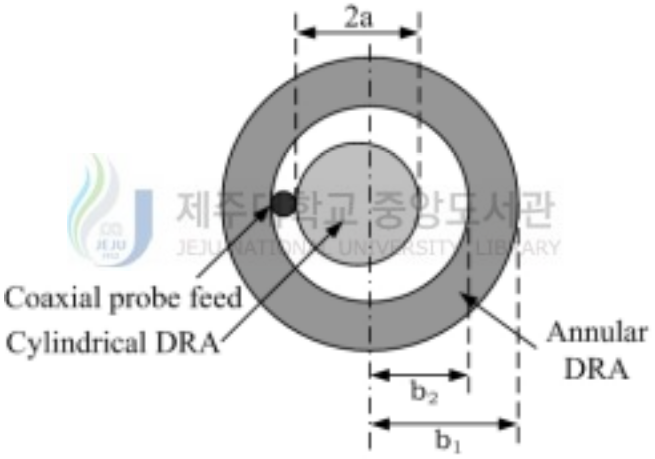


Fig. 36. Top views of annular DRA with embedded CDRA

이 구조에서 광대역 또는 이중 대역 응답을 이끌어 내기 위한 각 공진기의 공진 주파수와 Q 인자는 앞에서 다루었던 CDRA와 링형 DRA의 두 가지 모델을 각각 해석하여 계산하고 이 값을 식 (53)을 이용하여 주파수 응답 특성을 분석한다. 설계 파라미터로써 $2a_1 = 12mm$, $h = 2mm$, $\varepsilon_{r1} = 30.5$, $a_2 = 12mm$, $b_2 = 8mm$ 이고 $\varepsilon_{r2} = 36.7$ 일 때 비 대역폭은 38% 정도를 제공하고 있다. 그리고 이 때의 접지면과 공진기 사이의 공기갭은 4mm이다(Sangiovani 등 1997).

IV. 유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나

1. CDRA 설계

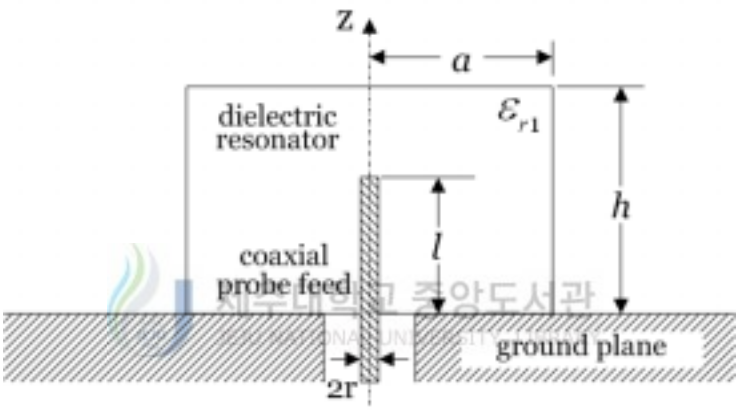


Fig. 37. Geometry of a probe - fed CDRA

Fig. 37은 상대 유전율이 ε_{r1}이고, 반경과 높이가 각각 a, h인 단일 원통형 유전체 공진기와 급전을 위해 외경이 $2r$이고 길이가 l인 동축 프로브 그리고 유한 접지면으로 구성된 CDRA를 나타내었다. 이 안테나의 특성을 분석하기 위해 설계 파라미터 값을 Table 4에 나타내었다.

Table 4. Design parameters of a CDRA

Relative permittivity (ε_{r1})	Radius (a)	Height (h)	Probe length (l)	Probe radius (r)
10	10.65mm	10.6mm	4.5mm	0.813mm

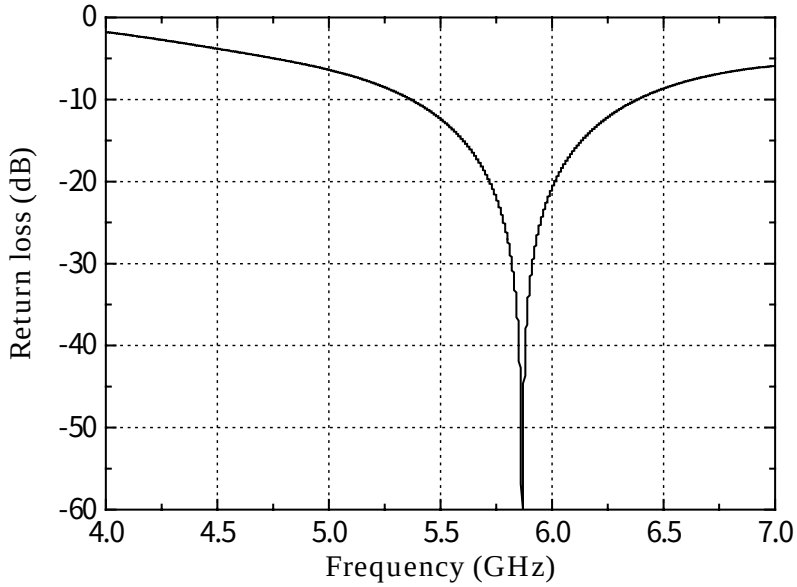


Fig. 38. The return loss of CDRA

식 (43a)로부터 Table 4의 파라미터를 갖는 안테나의 공진 주파수는 5.873 GHz이다. 이렇게 선정된 파라미터들을 RF 시뮬레이션 툴인 Ansoft HFSS 9.1에 적용하여 계산한 반사 손실 특성을 Fig. 38에 나타내었다. 시뮬레이션에 의한 공진 주파수는 5.87 GHz이고 계산식에 의한 공진 주파수와의 차이는 3 MHz 정도이고, 대역폭은 약 19.4%정도를 얻을 수 있었다.

Fig. 39는 CDRA의 급전 시스템인 동축 프로브 급전에서 프로브의 길이 변화에 따른 안테나의 정합 특성을 나타내었다. 그림으로부터 주파수가 4~7GHz 범위 내에서 프로브의 길이가 증가할수록 입력 임피던스 궤적은 시계방향으로 회전하고 VSWR이 2인 원내부로 이동하여 양호한 정합 특성을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다. 이것으로부터 원하는 공진 주파수에 대한 CDRA의 파라미터가 결정되면 임피던스 정합은 동축 프로브의 길이를 조절하여 수행하게 된다.

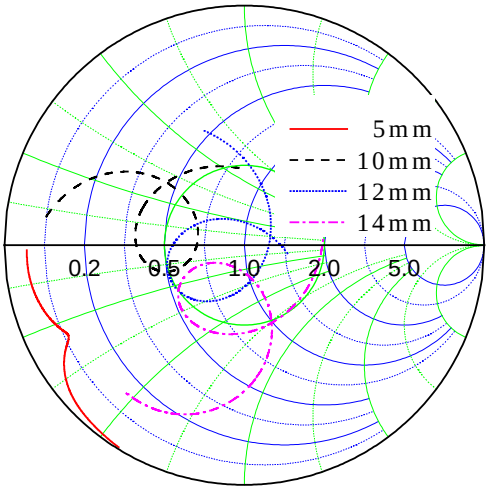


Fig. 39. Input impedance of a CDRA according to probe length

2. 유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나 설계

설계된 CDRA의 대역폭을 향상 시키기 위하여 유전체 클래드를 갖는 CDRA를 설계한다. 우선 CDRA와 유전체 클래드를 다중 DRA 구조로 해석하고 유전체 클래드의 설계 파라미터 변화에 따른 대역폭 변화를 분석한다. 그리고 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 설계 방법을 제시한다.

Fig. 40은 유전체 클래드를 갖는 CDRA 구조이다. 유전체 클래드의 상대 유전율은 유전체 공진기 내부의 에너지를 효율적으로 방사시키기 위해 유전체 공진기의 상대 유전율 보다 작은 것을 선택한다. 길이가 l 인 급전 프로브는 유전체 공진기의 중앙에 삽입되었다.

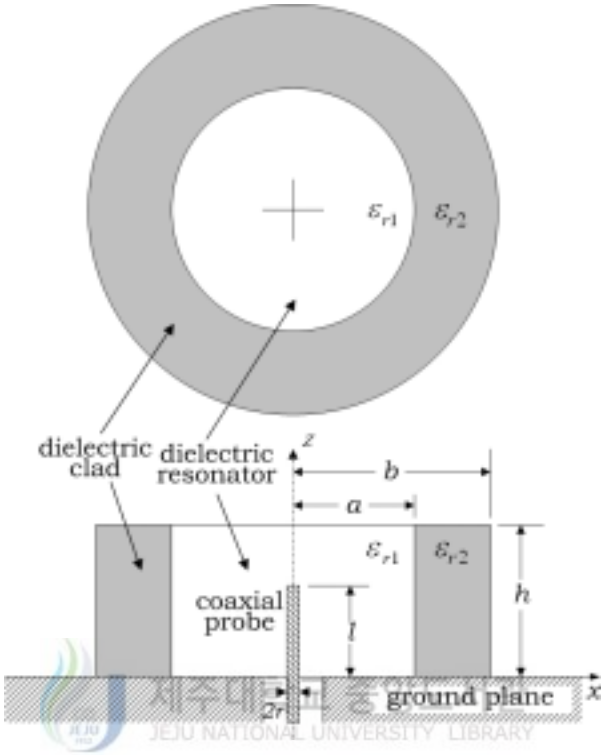


Fig. 40. Geometry of a CDRA with a dielectric clad

1) CDRA와 유전체 클래드의 주파수 응답 특성

다중 유전체 공진 안테나는 각각의 공진기가 서로 다른 공진 주파수와 Q 인자에 의해 이중 대역 내지 광대역으로 동작하는 안테나를 설계할 수 있다. 따라서 반경과 상대 유전율이 서로 다른 각각의 공진 소자에 대한 주파수 응답 특성을 분석한다. 우선 공진주파수와 대역폭 계산식에 의해 주파수 응답 특성을 분석하고 시뮬레이션을 통해 이를 검증한다.

주파수 응답 특성을 분석하기 위해 Fig. 40의 구조에 대한 설계 파라미터는 상대 유전율이 $\varepsilon_{r1}=10$ 이고 반경 $a=10.65mm$, 높이 $h=10.6mm$ 인 CDRA와 상대 유전율이 $\varepsilon_{r2}=4$ 이고 외형비 b/a 가 1.1에서 1.4 사이의 값을 갖는 유전체

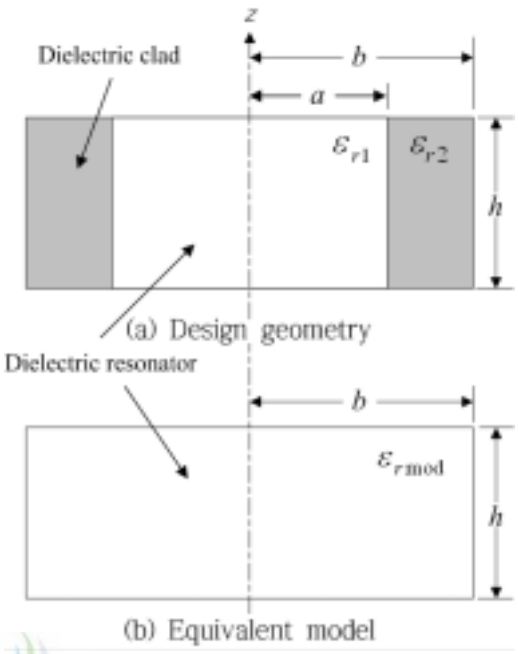


Fig. 41. Geometry and equivalent model of CDRA with dielectric clad

클래드를 선정하였다. 식 (43a)로부터 CDRA의 설계 파라미터에 의한 공진 주파수는 $f_u = 5.873\,\mathrm{GHz}$이고 대역폭은 $\Delta f_u(BW) = 1.01\,\mathrm{GHz}$이다.

다음으로 유전체 클래드에 의한 공진주파수와 대역폭을 구하기 위해 유전체 클래드를 원통형 유전체 공진기 등가 모델로 변환하여 계산한다. Fig. 41(a)와 같이 유전체 클래드를 Fig. 41(b)와 같은 원통형 유전체 공진기 등가 모델로 변환하기 위해 내부 원통형 유전체 공진기의 상대 유전율 ε_{r1}과 유전체 클래드의 상대 유전율 ε_{r2}를 합성하여 하나의 수정된 상대 유전율을 산출한다. 그리고 이 때의 변환된 원통형 유전체 공진기의 반경은 외형비 b/a 에 따라 각각 $b/a = 1.1,\ 1.2,\ 1.3,\ 1.4$이다.

수정된 상대 유전율 $\varepsilon_{r\mathrm{mod}}$ 는 $\varepsilon_{r2} < \varepsilon_{r\mathrm{mod}} < \varepsilon_{r1}$ 범위의 값을 갖는다. 등가 모델의 수정된 상대 유전율을 다음과 같이 계산한다.

$$\varepsilon_{r\,\mathrm{mod}} = \varepsilon_{r1} \times l_1 + \varepsilon_{r2} \times l_2 \qquad (55)$$

여기서 l_1은 외형비 a/b이고 l_2는 $l_2 = (b-a)/b$이다.

이 수정된 상대 유전율 값과 변환된 구조에서 반경 b와 높이 h를 이용하여 공진 주파수와 대역폭은 3장 1절의 식(44a), (44b)와 식 (45)에 대입하여 계산하였고 이것을 Table 5에 나타내었다.

설계된 CDRA와 Table 5에 나타낸 등가 모델의 공진 주파수(f_u , f_l)와 대역폭(Δf_u , Δf_l)을 식 (53)에 대입하여 다중 유전체 공진 안테나의 주파수 응답 특성을 Table 6에 나타내었다.

Table 5. Resonant frequency and bandwidth of equivalent model($\varepsilon_{r2} = 4$)

h(mm)	b(mm)	$\varepsilon_{r\,\mathrm{mod}}$	Resonant frequency f_l (GHz)	Bandwidth Δf_l (GHz)
10.6	11.72	9.46	5.57	0.597
	12.78	8.98	5.33	0.576
	13.84	8.62	5.08	0.564
	14.91	8.26	4.88	0.566

Table 6. Frequency response for each CDRA by eq. (53)

b/a	f_l	$(\Delta f_u + \Delta f_l)$ (GHz)	$2(f_u - f_l)$ (GHz)
1.1	5.57	0.64+0.597=1.237	0.6
1.2	5.33	0.64+0.576=1.216	1.08
1.3	5.08	0.64+0.564=1.204	1.58
1.4	4.88	0.64+0.566=1.206	1.98

Table 7. Frequency response for each CDRA by a simulation tool

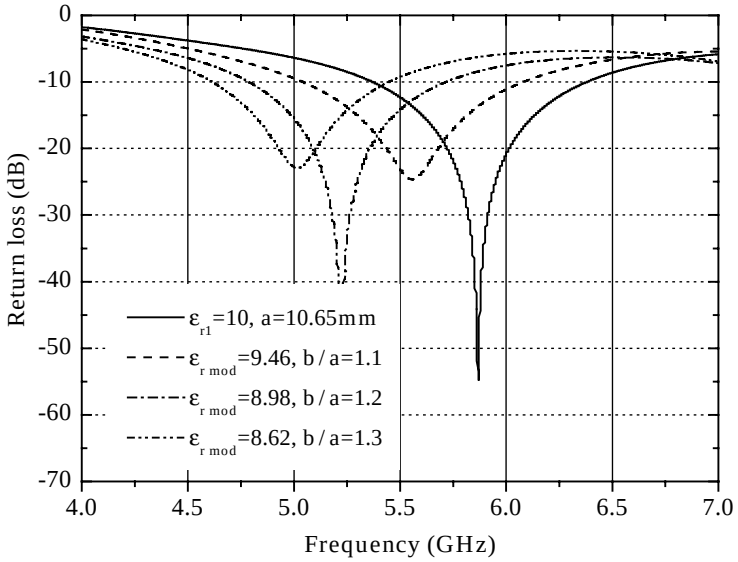
b/a	f_l	$(\Delta f_u + \Delta f_l)$ (GHz)	$2(f_u - f_l)$ (GHz)	Frequency response
1.1	5.56	1.01+1.04=2.05	0.62	Broadband
1.2	5.22	1.01+0.93=1.94	1.30	Broadband
1.3	5.02	1.01+0.84=1.85	1.70	Broadband
1.4	4.79	1.01+0.99=2.00	2.16	dual - band

위의 결과로부터 b/a가 1.3과 1.4인 모델에 대해서는 Fig. 34(b)에서처럼 이중 대역 주파수 응답 특성을 갖고 있지만 b/a가 1.1과 1.2인 모델에 대해서는 Fig. 34(a)에서처럼 광대역 주파수 응답 특성을 갖고 있음을 확인할 수 있다.

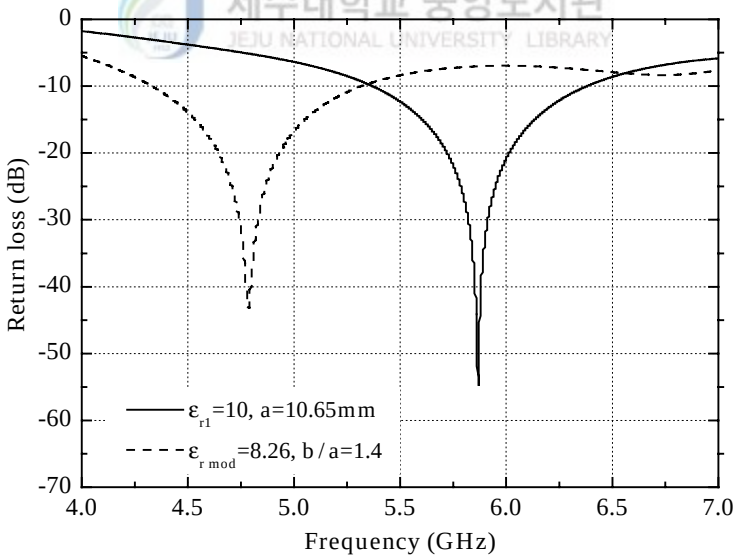
Table 6의 주파수 응답 특성 결과를 검증하기 위해 RF 시뮬레이션 툴을 이용하였다. Table 7은 HFSS 툴을 이용하여 해석한 각각의 안테나에 대한 주파수 응답 특성을 나타내었다.

Table 6과 비교하였을 때 시뮬레이션 툴에 의한 결과로써 단지 b/a가 1.4인 경우에만 이중 대역 주파수 응답 특성을 갖고 있지만 b/a가 1.1, 1.2와 1.3인 경우에 광대역 주파수 응답 특성을 갖는 것을 확인하였다.

Fig. 42는 서로 다른 크기에 따른 수정된 상대 유전율을 갖는 등가 모델의 반사 손실 특성을 나타내었다.



(a) Broadband response



(b) Dual - band response

Fig. 42. Return loss of equivalent model with according to b/a ratio

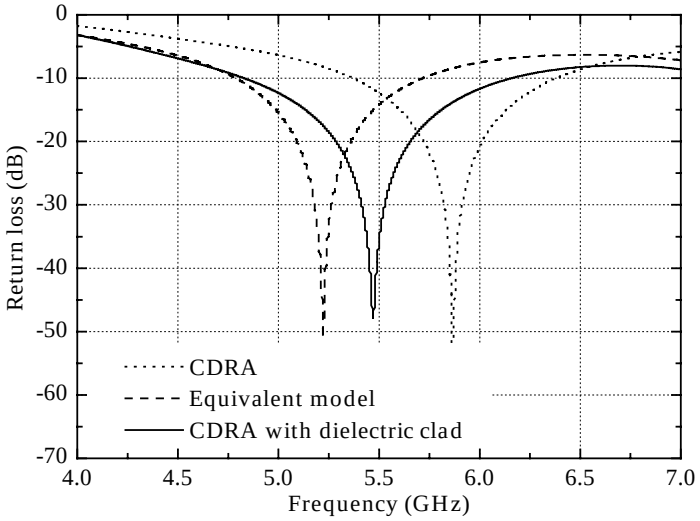


Fig. 43. Return loss of each CDRA ($b/a = 1.2$)

Fig. 42(a)에서의 반사 손실 특성으로부터 등가 모델은 크기가 증가할수록 공진주파수는 낮은쪽으로 천이되고 있으며 b/a 가 1.1, 1.2와 1.3인 등가 모델과 CDRA 의 10dB 반사손실 대역폭이 서로 중첩되고 있음을 확인할 수 있다. Fig. 42(b)에서 CDRA와 b/a 가 1.4인 등가 모델의 10dB 반사 손실 대역폭은 거의 중첩되지 않음을 확인할 수 있다. 이것으로부터 등가 모델의 반경 $b = 11.72$ mm에서 $b = 13.85$ mm 범위 내일 때 광대역 주파수 응답 결과를 얻을 수 있고 대역폭도 증가하는 것을 알 수 있다. 결과적으로 유전체 클래드를 갖는 CDRA에서 외형비가 $b/a = 1.3$ 일 때 최대 대역폭을 얻을 수 있었다.

Fig. 42와 같이 서로 분리된 구조로서 해석한 방법이 실제 설계에 있어서 적용 가능한지를 확인하기 위해 유전체 클래드를 갖는 CDRA에 대해서 설계 파라미터 $\varepsilon_{r1} = 10$, $\varepsilon_{r2} = 4$, 반경 $a = 10.65$ mm, 높이 $h = 10.6$ mm이고 외형비 b/a 를 1.2와 1.3으로 선정하여 시뮬레이션 하였다. Fig. 43과 Fig. 44는 외형비 b/a 를 각각 1.2와 1.3으로 선택했을 경우에 CDRA, 등가 모델과 유전체 클래드를 갖는 CDRA의

반사 손실 특성을 비교하였다.

Fig. 43은 $b/a=1.2$ 일 때 CDRA의 10dB 반사 손실 대역은 5.37~6.38 GHz이고 수정된 CDRA의 대역은 4.79~5.72 GHz이다. 여기에서 10dB 반사 손실을 기준으로 CDRA와 등가 모델의 중첩되는 주파수 범위는 5.37~5.72GHz이다. 제안한 CDRA의 10dB 반사 손실 대역은 4.84~6.17 GHz이며, CDRA의 10dB 반사 손실 대역과 수정된 CDRA의 10dB 반사 손실 대역을 모두 포함하고 있는 것을 확인할 수 있었다. 이 때 제안한 CDRA의 비 대역폭은 24.3%이고 공진 주파수는 5.47 GHz이다.

$b/a=1.3$ 일 때의 Fig. 44의 분석 결과를 Table 8에 나타내었다. 위의 결과로부터 CDRA의 10dB 반사 손실 대역은 5.37~6.38GHz이고 등가 모델의 10dB 반사 손실 대역은 4.61~5.45GHz이다. 여기에서 중첩되는 주파수 범위는 5.37~5.45GHz이다. 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 10dB 반사 손실 대역은 4.52~6.35GHz이며 CDRA와 등가 모델의 대역폭을 모두 포함하고 있다.

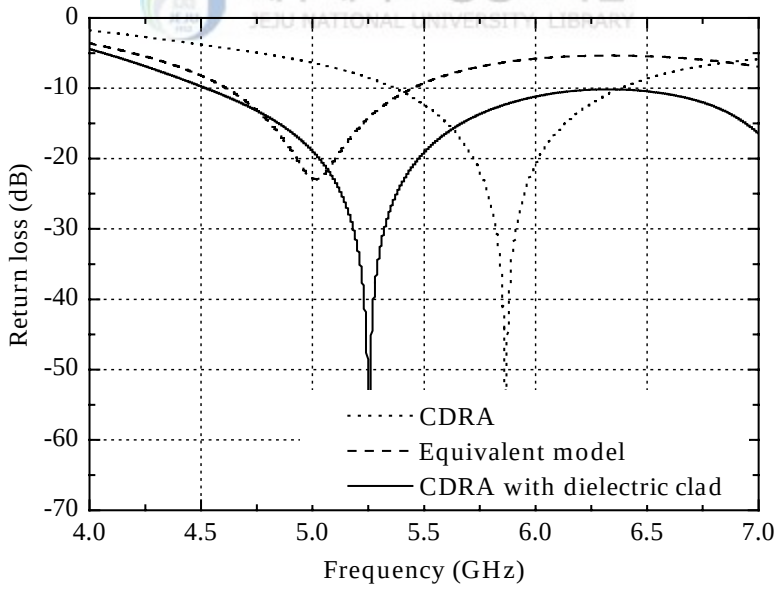


Fig. 44. Return loss of each CDRA ($b/a=1.3$)

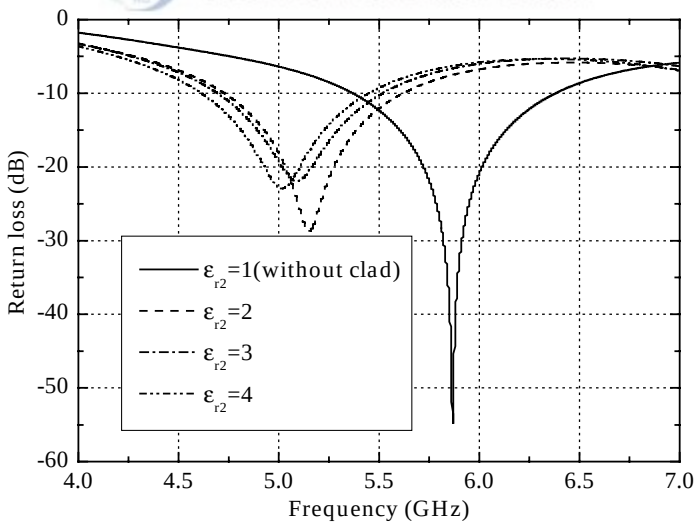
Table 9는 외형비를 $b/a=1.3$ 으로 하였을 때 등가 모델의 수정된 상대 유전율 값을 나타내었다. 이 값들을 토대로 설계한 안테나의 반사 손실 결과를 Fig. 44에 나타내었다.

Table 8. Comparison for each CDRA model($b/a=1.3$)

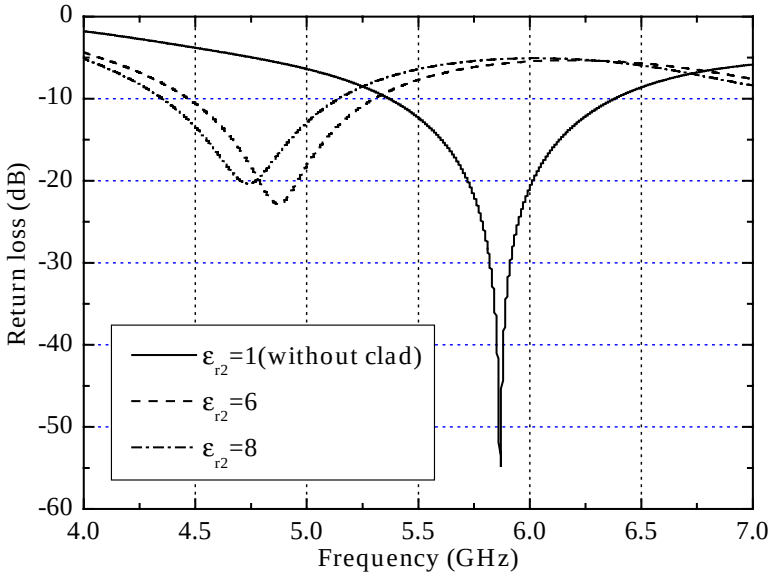
Model	Resonant Frequency (GHz)	Frequency range (GHz)	Relative Bandwidth (%)
CDRA	5.87	5.37 - 6.38	17.2
Equivalent model	5.0	4.61 - 5.45	16.8
CDRA with dielectric clad	5.25	4.52 - 6.35	34.8

Table 9. Design parameters of equivalent model with $b/a=1.3$

ε_{r2}	2	3	4	6	8
$\varepsilon_{r2\mathrm{mod}}$	8.16	8.62	8.39	9.08	9.54



(a) Broadband response



(b) Dual - band response

Fig. 45. Return loss of equivalent model with $b/a=1.3$

Fig. 45로부터 상대 유전율 값이 비교적 작은 2, 3, 4인 경우의 주파수 응답 특성을 살펴보면 광대역 주파수 응답 특성을 확인할 수 있었지만 그 값이 6, 8로 상대 유전율 값이 큰 경우에 대해서는 이중대역 특성을 보여주고 있다.

Table 9와 Fig. 45의 결과로부터 유전체 클래드의 상대 유전율 값을 $\varepsilon_{r2}=3$으로 선정하고 CDRA와 등가 모델 그리고 제안한 CDRA의 반사 손실 특성을 Fig. 46에 나타내었다.

Fig. 46으로부터 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 10dB 반사 손실 대역폭은 4.71~6.31 GHz이며, CDRA의 10dB 반사 손실 대역폭(5.37~6.38 GHz)과 등가 모델의 10dB 반사 손실 대역폭(4.69~5.52 GHz)을 모두 포함하고 있는 것을 확인할 수 있었다. 이 때 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 비대역폭은 29.5%이고 공진 주파수는 5.43 GHz이다.

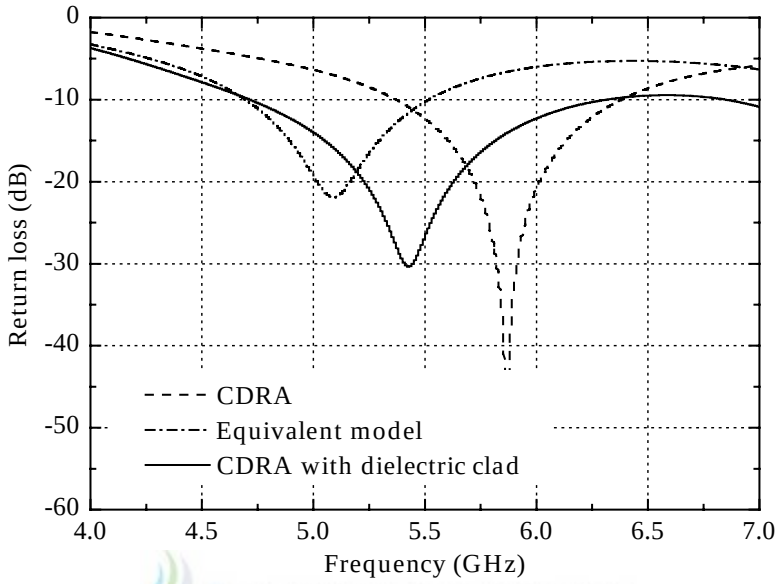


Fig. 46. Return loss of each CDRA

2) b/a의 변화에 따른 영향

b/a의 변화에 따른 영향을 분석하기 위해 유전체 클래드의 초기 상대 유전율을 $\varepsilon_{r2}=3$으로 하고, 내부 유전체 공진기의 파라미터를 $\varepsilon_{r1}=10$, $a=10.65$ mm, $h=10.6$ mm로 선정하였다. b/a를 1.1에서 1.5까지 변화시키면서 안테나의 반사손실을 구하였다. 이때 급전 프로브의 길이 l은 각 변화에 대한 임피던스 정합을 얻을 수 있도록 길이를 조정하였다. Fig. 47에 b/a의 변화에 따른 안테나의 반사손실을 나타내었다. b/a가 증가할수록 공진 주파수는 낮은쪽으로 천이 됨을 확인할 수 있었다.

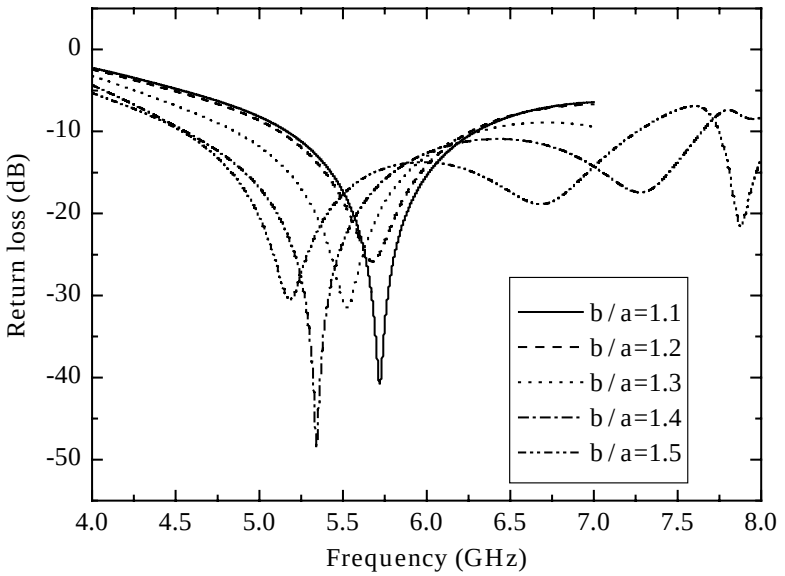


Fig. 47. Behavior of return loss with b/a as parameter

Table 10. Bandwidth and resonant frequency of CDRA with the dielectric clad according to b/a

b/a	Bandwidth (GHz)	Resonant frequency (GHz)
1.1	1.12	5.72
1.2	1.14	5.68
1.3	1.46	5.52
1.4	3.09	5.34
1.5	2.72	5.18

각 외형비에 따른 10dB 반사 손실 대역폭과 공진 주파수를 Table 10에 나타내었으며 b/a가 1.4 에서 최대 대역폭 특성을 얻을 수 있었다.

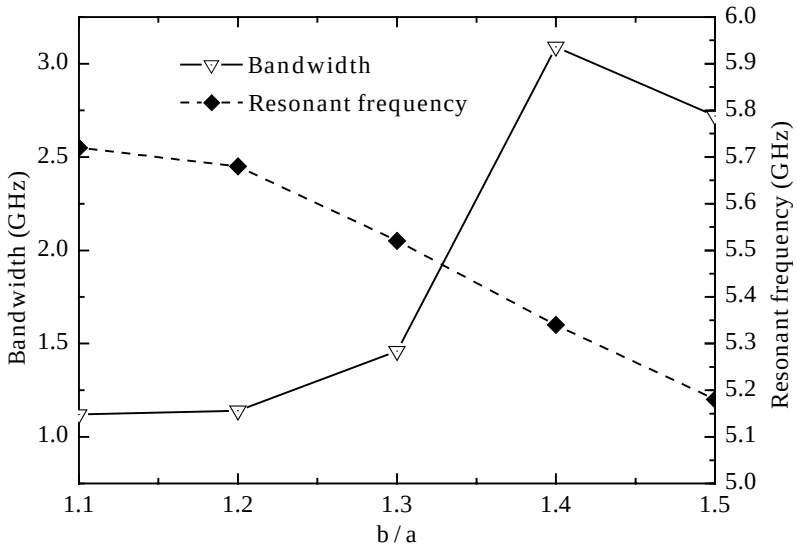


Fig. 48. Bandwidth and resonant frequency with b/a as parameter

Table 10의 결과를 Fig. 48에 나타내었다. 이것으로부터 b/a 비가 증가할수록 대역폭은 증가하고 있지만 최대가 되었을 때의 비가 1.4이며 그 이상이 되면 대역폭이 다시 감소하는 것을 알 수 있으며, 이 때의 공진주파수들은 5.72 GHz에서 5.18 GHz로 천이되고 있는 것을 확인할 수 있었다. 여기에서 공진주파수는 10% 정도 낮은쪽으로 천이되는 반면 대역폭은 56%까지 개선되고 있음을 확인하였다.

Fig. 49는 b/a 의 변화에 따른 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 방사 패턴을 나타내었다. 각 변화 값에 따른 방사 패턴은 모두 유사한 특성을 나타내었고 이득은 약 3dBi정도를 얻을 수 있었다. 그리고 전기 모노폴 안테나와 유사한 패턴을 나타내었다. 이것으로부터 b/a 의 변화에 따른 영향은 대역폭에는 많은 영향을 미치지만 방사 패턴이나 이득 등에서는 거의 영향을 미치지 않음을 확인할 수 있었다.

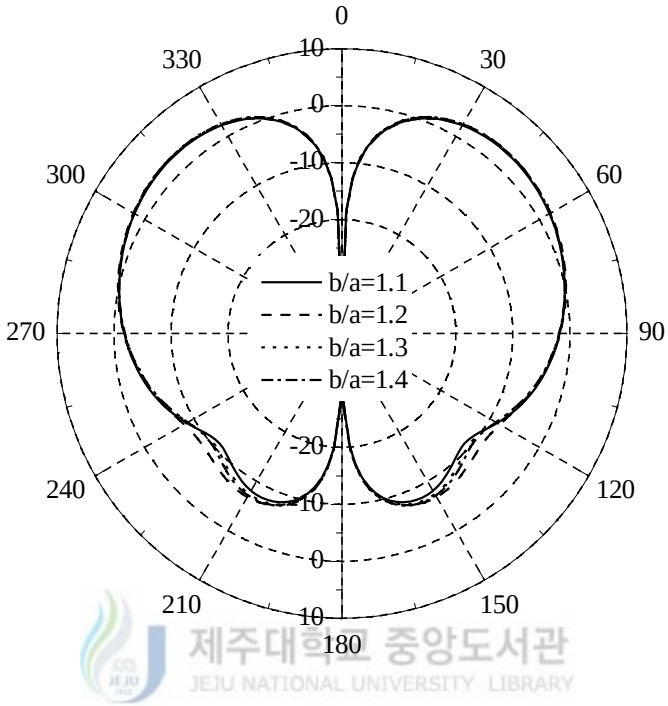


Fig. 49. Radiation patterns according to b/a

3) 유전체 클래드의 상대 유전율에 따른 영향

유전체 클래드의 상대 유전율 변화에 따른 영향을 분석하기 위한 안테나의 초기 설계 파라미터를 $\varepsilon_{r1}=10$, $a=10.65$ mm, $h=10.6$ mm와 $b/a=1.4$ 로 선정하였다. 이때 CDRA의 크기는 일정하게 두고 유전체 클래드의 상대 유전율을 1에서 6까지 변화 시키면서 주파수에 대한 반사 손실의 변화를 구하였다. 또한 급전 프로브의 길이는 앞 절의 설계 방법과 마찬가지로 임피던스 정합을 얻을 수 있는 길이를 선정하였다.

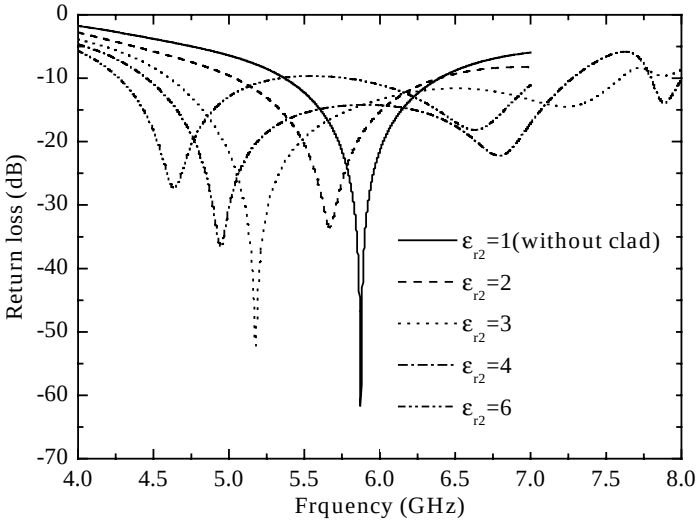


Fig. 50. Return loss of CDRA according to the relative permittivities of dielectric clad

Table 11. Resonant frequency and bandwidth according to ε_{r2} of dielectric clad

ε_{r2}	Resonant frequency (GHz)	Bandwidth (MHz)
2	5.67	5.04~6.39
3	5.18	4.61~7.59
3.3	5.14	4.61~7.71
4	4.94	4.45~7.28
6	4.64	4.27~5.34

Fig. 50은 유전체 클래드의 상대 유전율 값의 변화에 따른 반사 손실을 나타내었다. 상대 유전율이 증가할수록 공진주파수는 낮은쪽으로 천이되고 있는 것을 확인할 수 있다. 각각의 상대 유전율에 따른 공진주파수와 대역폭 변화를 Table 11에 나타내었다.

Table 11로부터 상대 유전율 값이 3일 때 대역폭이 최대이고 상대 유전율이 이 값보다 크거나 작은 경우에는 대역폭이 감소하는 것을 볼 수 있다. 그리고 상대 유전율이 증가할수록 공진 주파수는 왼쪽으로 천이 되는 것을 볼 수 있다.

Fig. 51은 유전체 클래드의 상대 유전율에 따른 비대역폭을 나타내었다. 여기에서 유전체 클래드의 상대 유전율이 3.3일 때 비대역폭이 60.3%로 원통형 유전체와 비교했을 때 약 40% 정도의 대역폭이 향상되었으며 이 값을 중심으로 좌우로 다시 감소하고 있는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 52는 유전체 클래드의 상대 유전율 변화에 따른 필드 패턴을 나타내었다. 각 변화량에 따른 방사 패턴은 모두 유사한 특성을 나타내었고 이득은 약 3dBi 정도를 얻을 수 있었다.

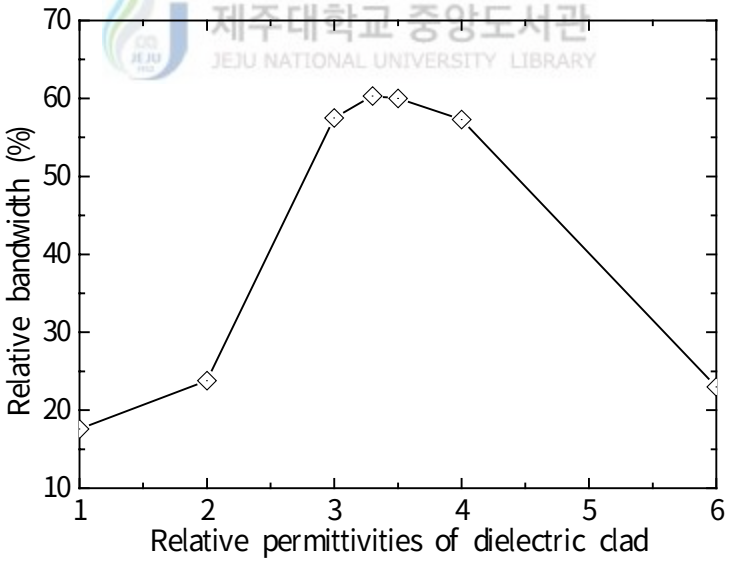


Fig. 51. Relative bandwidth according to the relative permittivities of dielectric clad

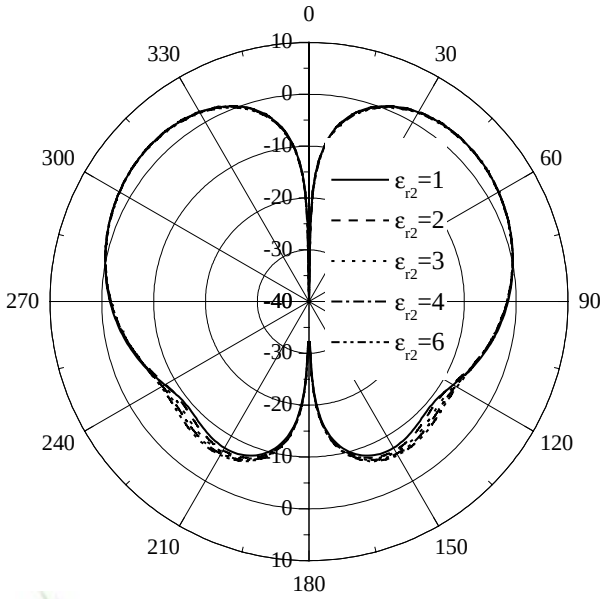


Fig. 52. Radiation patterns according to the relative permittivities of dielectric clad

앞 절에서 구한 b/a 의 변화에 따른 영향과 마찬가지로 유전체 클래드의 상대 유전율 변화에 따른 영향은 대역폭에는 많은 영향을 미치고 있지만 방사 패턴이나 이득 등에는 거의 영향을 미치지 않음을 확인할 수 있었다.

4) 높은 유전율을 갖는 CDRA에 대한 대역폭 변화

내부 CDRA의 유전율을 높은 상대 유전율인 $\varepsilon_{r1} = 36$ 로 선정하여 위에서 제안하고 있는 방법에 의해 대역폭 변화를 분석하였다. CDRA에 대한 설계 파라미터로 $a = 10.65$ mm, $h = 10.6$ mm로 선정하였고 이 때의 공진 주파수는 $f_u = 3.095$ GHz이고 대역폭은 $\Delta f_u = 0.035$ GHz이다. 유전체 클래드의 초기 상대 유전율은 내부 DRA의 상대 유전율의 1/3인 $\varepsilon_{r2} = 12$ 로 선정하였다. 우선 앞에서

제안하고 있는 방법에 의해 등가 모델 의 수정된 상대 유전율을 식 (55)에 의해 계산하고 반경 b와 높이 h를 식(44a), (44b)와 식 (45)에 대입하여 공진 주파수와 대역폭을 계산한다. 이 결과를 Table 12에 나타내었다.

Table 12의 결과로부터 다중 공진 안테나에 대한 주파수 응답 특성에서 네 개 모두 이중 대역 동작 특성을 갖고 있음을 확인하였다. HFSS 툴을 이용한 반사 손실 특성을 Fig. 53에 나타내었다.

Table 12. Frequency response for each CDRAs

b/a	f_l	$(\Delta f_u + \Delta f_l)$	$2(f_u - f_l)$
1.1	2.97	0.035+0.037=0.0720	0.25
1.2	2.85	0.035+0.0319=0.066	0.49
1.3	2.75	0.035+0.0404=0.075	0.69
1.4	2.65	0.035+0.0435=0.078	0.89

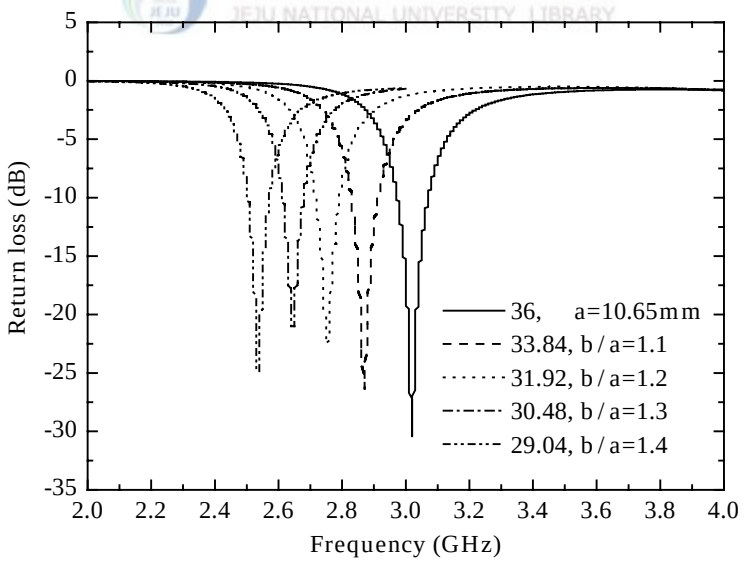
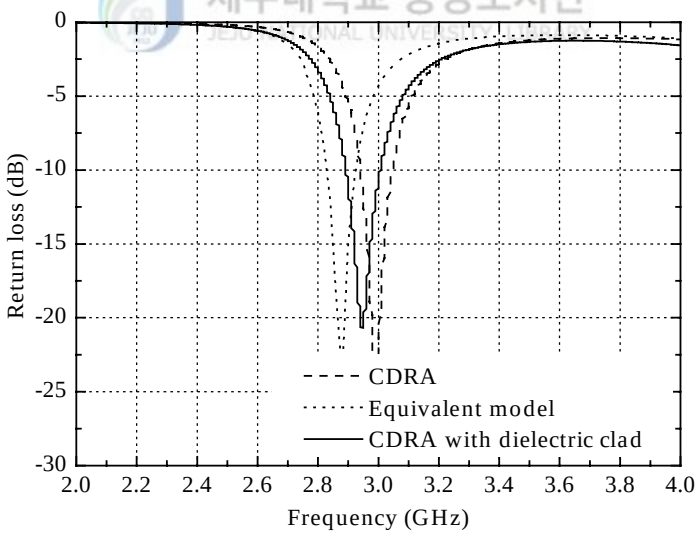


Fig. 53. Return loss of CDRA according to modified relative permittivities

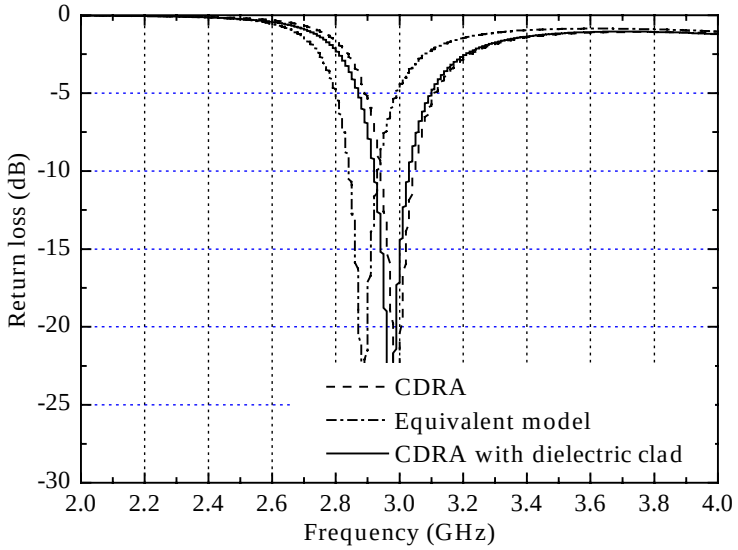
Table 12의 결과와 동일하게 네 개의 모델 모두 $\varepsilon_{r1}=36$인 모델을 기준으로 각각의 수정된 상대 유전율 값과의 대역폭을 살펴보면 10dB 이하의 범위에서 서로 중첩되는 부분의 전혀 없음을 확인하였다. Fig. 53의 결과로부터 Table 13에는 외형비 $b/a=1.1$이고, 유전체 클래드의 상대 유전율이 $\varepsilon_{r2}=2,\ 4$인 모델에 대한 설계 파라미터를 나타내었다.

Table 13. Design parameters of CDRA with dielectric clad

	ε_{r1}	ε_{r2}	h(mm)	a(mm)	b/a
Model 1	36	2	10.6	10.65	1.1
Model 2	36	4			



(a) Model 1($\varepsilon_{r2}=2$)

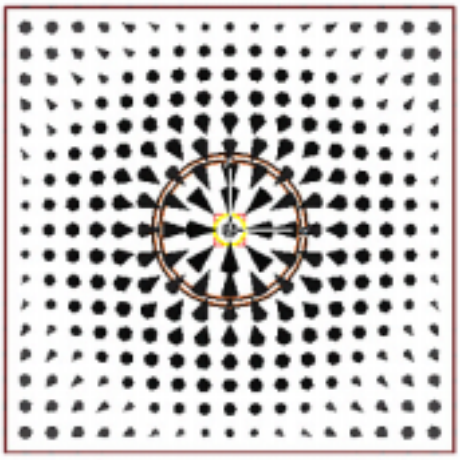


(b) Model 2($\varepsilon_{r2} = 4$)

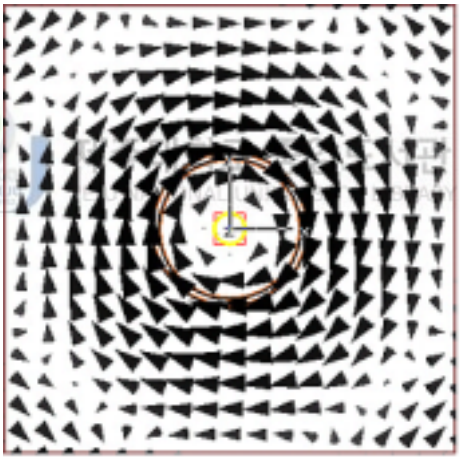
Fig. 54. Return loss for three CDRA models

Table 13의 설계 파라미터를 토대로 CDRA와 등가 모델 그리고 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 반사 손실을 Fig. 54에 나타내었다. Fig. 54로부터 $\varepsilon_{r2} = 2$ 일 때 CDRA의 비 대역폭은 3.6%이고 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 비 대역폭은 4.1%가 되었다. 그리고 $\varepsilon_{r2} = 4$ 일 때의 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 비 대역폭은 3.9%이다. 결과적으로 CDRA의 상대 유전율이 매우 높은 경우에 대역폭은 낮은 상대 유전율에서의 결과와 비교하면 미약하지만 어느 정도는 개선되고 있는 것을 확인할 수 있었다.

이러한 두 가지 파라미터의 변화를 분석한 결과, 낮은 상대 유전율을 갖는 CDRA 에서 유전체 클래드를 이용한 대역폭 개선은 유전체 클래드 대한 크기의 비 b/a 를 1.4 정도로 선정하고 유전체 클래드의 상대 유전율을 내부 유전체의 상대 유전율의 1/3로 선정하여 설계하였을 때 최대 대역폭을 얻을 수 있다.



(a) E - field



(b) H - field

Fig. 55. Field distribution of the CDRA with dielectric clad

Fig. 40 구조의 필드 분포를 Fig. 55에 나타내었다. 동축 프로브를 이용한 CDRA 급전 에서 $TM_{01\delta}$ 모드의 여기에 의해 발생한 필드 분포와 유사한 분포를 확인할 수 있다. 이것으로부터 유전체 클래드는 여기 모드에는 영향을 미치지 않음을 알 수 있다.

5) 유전체 클래드를 갖는 CDRA 설계 방법

유전체 클래드를 갖는 CDRA를 설계하기 위한 설계 방법을 Fig. 56에 나타내었다.

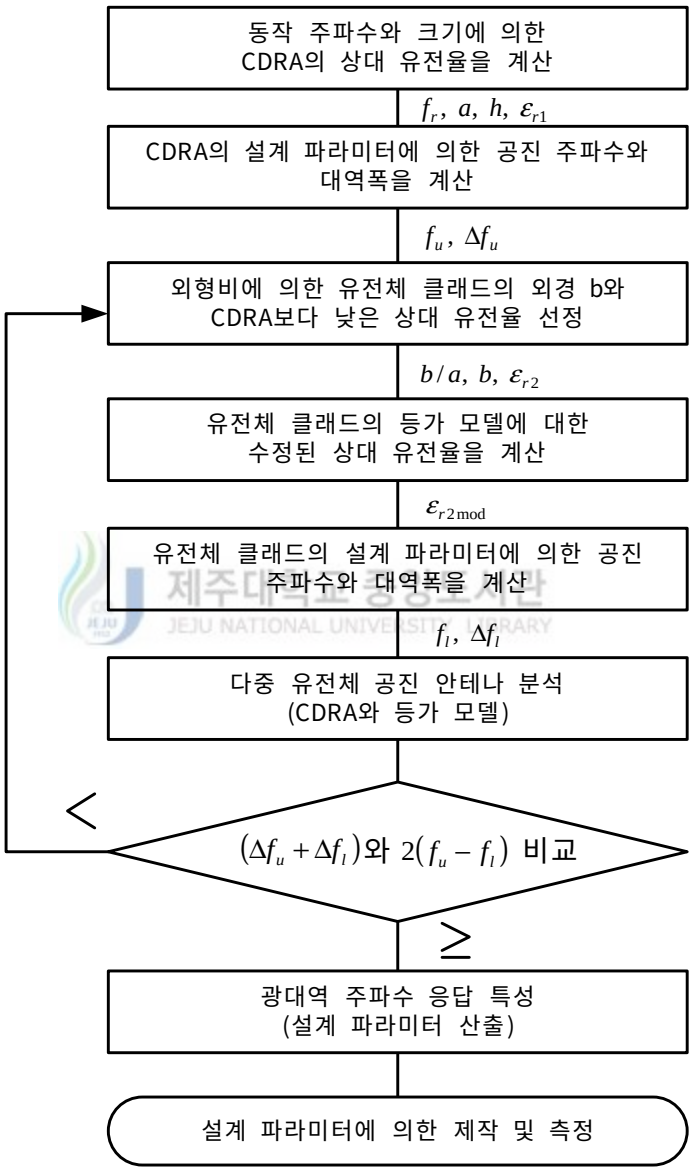


Fig. 56. Flow chart for design procedure

본 논문에서 제안한 유전체 클래드를 갖는 CDRA는 각각의 공진기 자체의 공진 주파수, 대역폭과 Q 인자를 갖고 있기 때문에 이러한 값들을 이용하여 안테나의 주파수 응답 동작 특성을 분석하였다. 그리고 이러한 분석을 통해 Fig. 56과 같은 설계 방법을 제시함으로써 좀 더 효율적인 설계 방법을 제안하였다.

V. 제작 및 측정

1. 안테나 제작

유전체 클래드를 갖는 CDRA를 제작하기 위해 4장 5절의 설계 방법을 이용하여 5.87GHz에서 동작하는 안테나를 설계하였다. Table 14는 CDRA설계 제원을 나타내었으며 Table 15는 설계 방법에 의해 산출된 제안한 CDRA의 설계 파라미터 값들을 나타내었다.

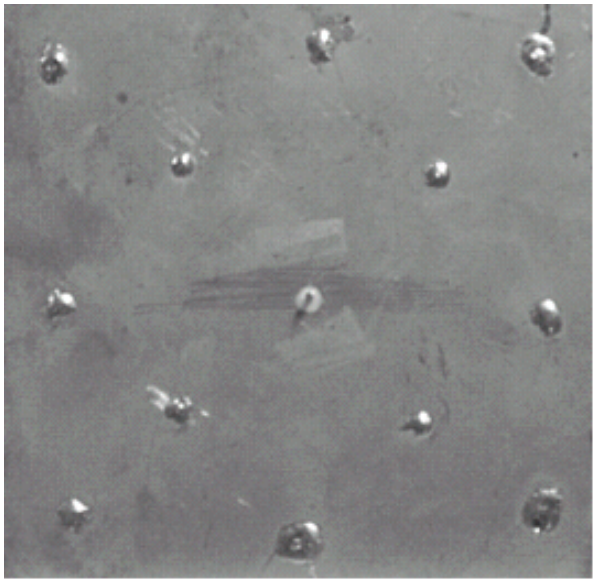
실제 측정을 위하여 사용된 접지면과 동축 프로브에 대한 제작 결과를 Fig. 57에 나타내었다. 여기에서 접지면은 크기가 100mm×100mm인 FR-4 양면 기판을 이용하였다. 양면 기판은 여러 개의 금속 봉을 이용하여 단락시켰으며 중심 부분에 SMA 동축 프로브를 삽입하였다. 그리고 동축 프로브의 내경이 1.6mm인 표준 규격 RG-401을 사용하였다.

Table 14. Fabricated parameters of CDRA

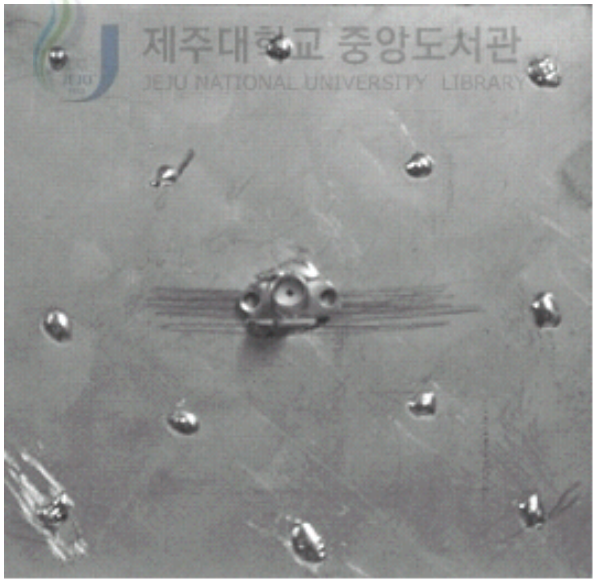
ε_{r1}	Radius a(mm)	Height h(mm)
10	10.65	10.6

Table 15. Fabricated parameters of CDRA with dielectric clad

ε_{r1}	ε_{r2}	a(mm)	b(mm)	h(mm)	b/a
10	4	10.65	15.35	10.6	1.44



(a) Front view



(b) Back view

Fig. 57. Photos of coaxial probe feed

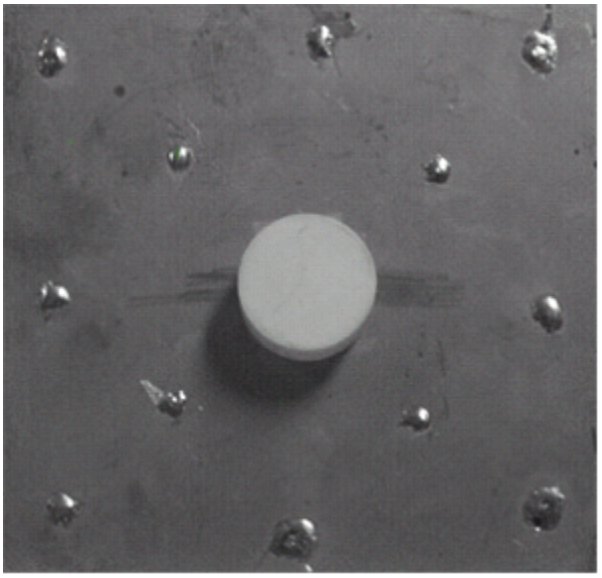


Fig. 58. Photo of the fabricated CDRA

다음으로 Fig. 57의 접지면 위의 동축 프로브에 끼워진 원통형 유전체 공진 안테나를 Fig. 58에 나타내었다. 안테나 특성을 측정하기 위한 안테나 소자로서 원통형 유전체 공진기의 상대 유전율은 $\varepsilon_r = 10$ 이고, 크기로 $a = 10.65mm$, $h = 10.6mm$ 인 구조를 사용하였다. 그리고 원통형 유전체 공진 안테나에 대한 동축 프로브의 급전 위치는 $TM_{01\delta}$ 모드가 여기되도록 유전체 공진기의 중앙 위치에 삽입하였다.

Fig. 59는 Table 15의 파라미터를 이용하여 제작한 유전체 클래드가 부착된 CDRA 사진이다. 그리고 접지면과 동축 프로브는 Fig. 57과 동일한 제품을 사용하였다.

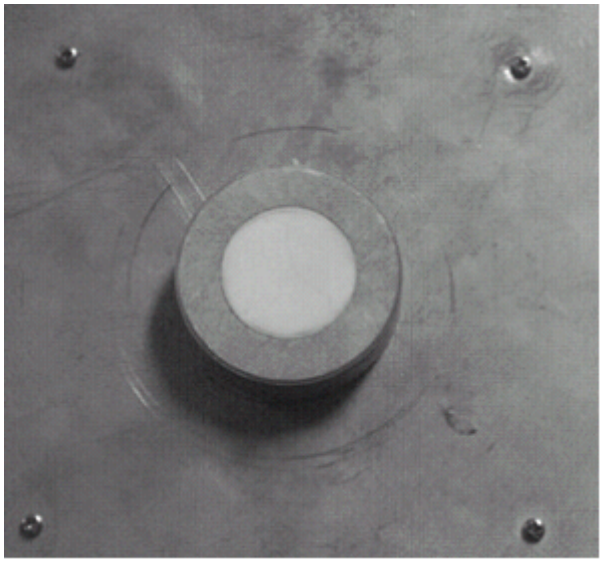


Fig. 59. Photo of the fabricated CDRA with dielectric clad

2. 결과 및 고찰

1) 원통형 유전체 공진 안테나의 특성

제작된 원통형 유전체 공진 안테나의 반사 손실 특성을 측정한 결과는 Fig. 60에 나타내었다. 측정 결과로부터 공진 주파수는 5.94 GHz이고 대역폭은 5.87~6.9 GHz이며 비대역폭은 17.3%임을 확인할 수 있었다. 제작된 CDRA의 방사 패턴을 Fig. 61에 나타내었다. 제작된 CDRA의 E_θ 와 E_ϕ 패턴은 $\lambda/4$ 모노폴과 유사한 방사 패턴이 측정되었으며 최대 지향각은 대략 55° 정도이다. 그리고 이 때의 안테나 이득은 약 3.2dB 정도이다.

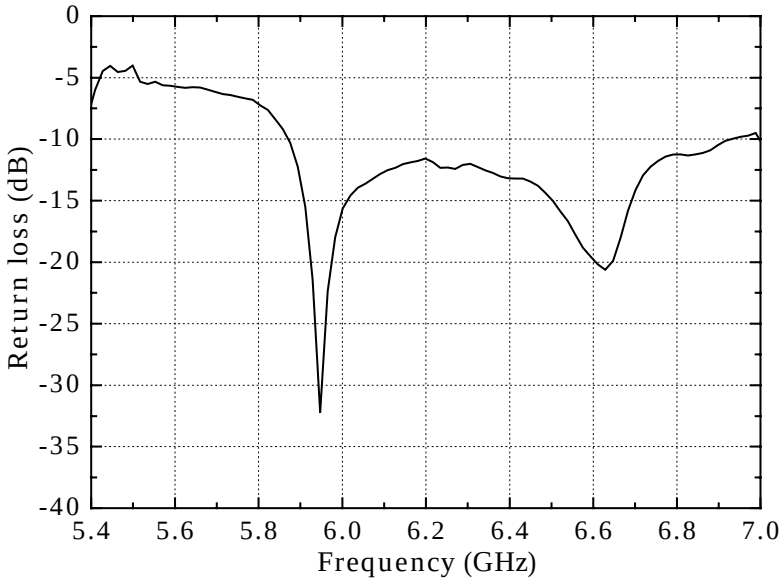


Fig. 60. Measured return loss of CDRA

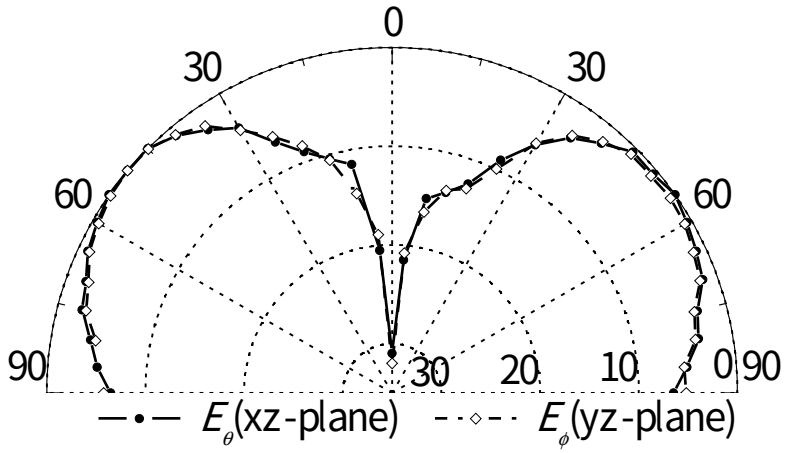


Fig. 61. Measured radiation patterns of CDRA

2) 유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나의 특성

우선 원통형 DRA와 유전체 클래드의 파라미터를 이용하여 시뮬레이션한 결과를 Fig. 62에 나타내었다. 각각의 모델에 대한 공진주파수, 주파수 범위와 대역폭을 Table 16에 나타내었다.

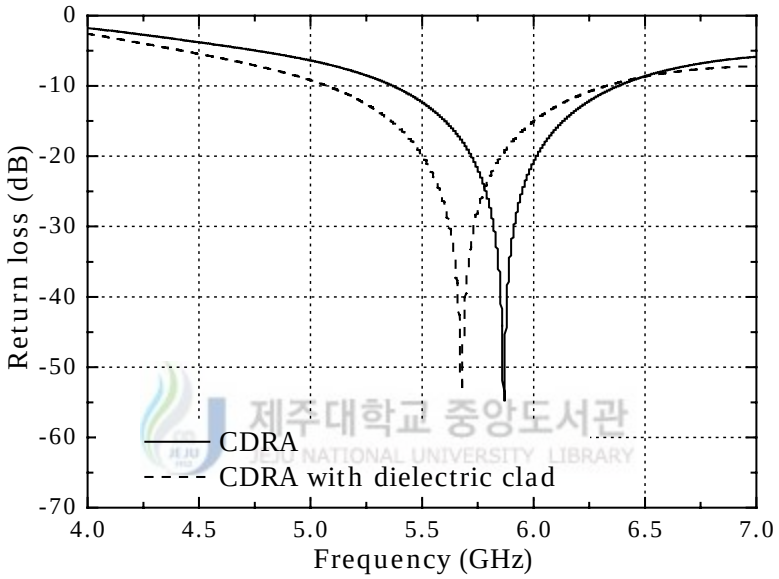


Fig. 62. Return loss of CDRA and CDRA with dielectric clad

Table 16. Resonant frequency and relative bandwidth for each models

	Resonant Frequency (GHz)	Frequency Range (GHz)	Relative Bandwidth (%)
CDRA	5.87	5.37 ~ 6.38	17.2
CDRA with dielectric clad	5.68	5.07 ~ 6.32	22.2

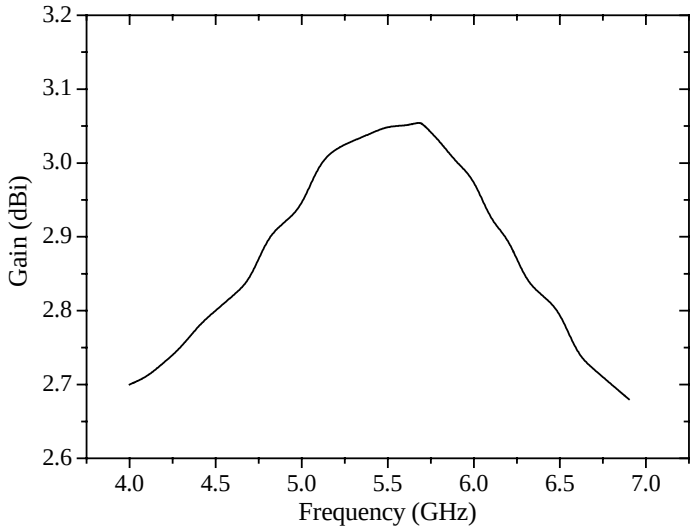


Fig. 63. Gain of the fabricated CDRA with dielectric clad

Fig. 63은 제안한 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 주파수 변화에 따른 이득 특성을 타내었다. 공진 주파수에서의 이득은 3.1dBi이고 주파수 범위가 5.07 GHz에서 6.32 GHz까지 이득은 2.7dBi에서 3.1dBi까지 변화하고 있는 것을 확인할 수 있었다.

Fig. 64는 CDRA와 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 반사 손실을 측정한 결과이다. CDRA의 대역폭은 1.03 GHz이고 공진 주파수는 5.94 GHz이다. 제안한 CDRA의 대역폭은 1.7 GHz이고 공진 주파수는 5.91 GHz이다. 따라서 CDRA와 제안한 CDRA의 비 대역폭은 각각 17.3%, 28.8%이고 11.5% 정도 대역폭이 개선되었다. Fig. 65는 제안한 CDRA의 측정된 방사 패턴을 나타내었다. 측정된 방사 패턴은 CDRA의 방사 패턴과 유사하였고 최대 지향각은 50° 이며 이때의 안테나 이득은 약 3dBi가 측정되었다. 이것으로부터 유전체 클래드를 갖는 CDRA의 대역폭은 개선되었지만 방사 패턴과 이득에는 거의 영향을 미치지 않음을 측정결과로부터 확인하였다.

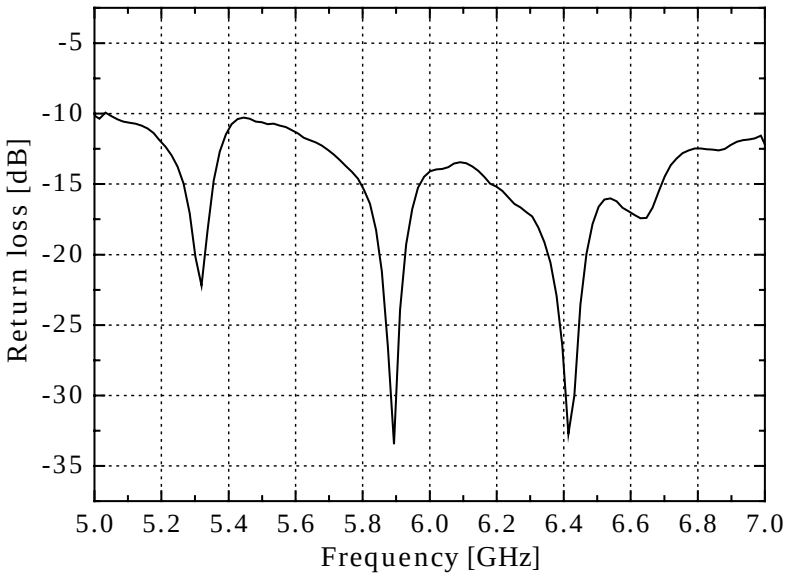


Fig. 64. Return loss of the fabricated CDRA with dielectric clad

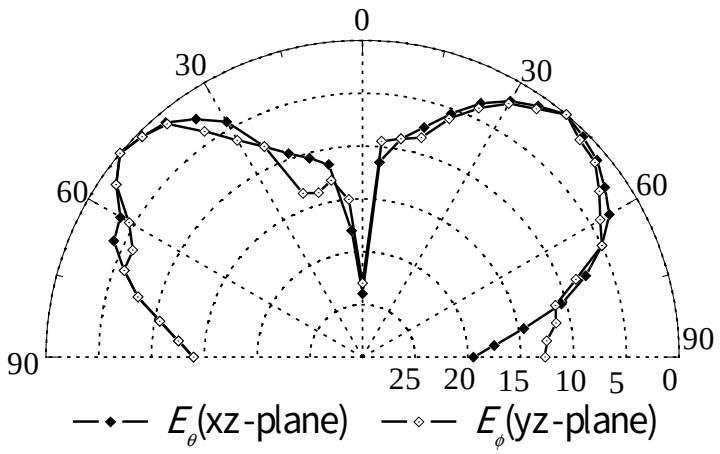


Fig. 65. Measured radiation patterns of CDRA with dielectric clad

CDRA의 대역폭을 개선하기 위해 적용되고 있는 방법 중에는 링형 DRA와 Embedded DRA가 있다. 링형 DRA는 단일 구조를 이용한 안테나로서 Q 인자를 낮추는 방법을 이용한 대역폭 개선 기술로써 대역폭은 개선되는 반면 공진 주파수가 심하게 천이된다는 것이다. 예를 들어 Table 3의 결과를 살펴보면 개선 정도가 최대일 때 주파수는 초기 5.63GHz에서 8.64GHz로 천이가 된다. 이 때의 비 대역폭은 21%이다. 다중 공진 안테나 구조인 CDRA가 삽입된 링형 DRA는 각 공진 소자가 같은 급전 시스템에 의해 서로 다른 공진 모드의 여기를 이용한 대역폭 개선 방법으로써 비 대역폭은 약 38%정도이다. 이 두가지 방법들은 대역폭 개선에 있어서는 좋은 방법이지만 안테나 소자와 접지면 사이에 공기갭을 삽입해야 하는 특징을 갖고 있다. 그러나 이 공기갭은 안테나의 임피던스 정합에 어려움을 준다. 특히, CDRA가 삽입된 링형 DRA는 안테나 소자의 높이보다 공기갭의 간격이 더 큰 경우이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 원통형 유전체 공진 안테나의 대역폭을 개선시킬 수 있는 유전체 클래드를 갖는 CDRA를 제안하고 설계방법을 제시하였다.

본 논문에서 제안한 CDRA에서 유전체 클래드에 의한 주파수 특성을 분석하기 위해 내부 원통형 유전체 공진기와 유전체 클래드의 상대 유전율을 합성하여 등가 모델로 모델링하였다. 유전체 클래드의 외형비와 상대 유전율을 변화시키면서 주파수 응답 특성을 분석하고 합성하였다. 이 때 외형비가 1.3 이상이고 유전체 클래드의 상대 유전율이 원통형 유전체 공진 안테나의 상대 유전율의 1.2 이하일 때 광대역 주파수 응답 특성을 얻을 수 있었다. 이 조건하에서 최대 대역폭을 갖는 유전체 클래드의 설계 파라미터를 구하기 위해 3차원 유한 요소법(FEM) HFSS 툴을 이용하였다. 시뮬레이션 결과로부터 유전체 클래드의 외형비가 증가하거나 유전체 클래드의 상대 유전율이 작아지는 경우 공진 주파수는 낮은 쪽으로 천이 되었지만 방사 패턴이나 이득에는 큰 영향을 미치지 않았다. 특히 외형비가 1.4이고 유전체 클래드의 상대 유전율이 내부 유전체 공진기의 상대 유전율의 1/3정도일 때 원통형 유전체 공진 안테나의 대역폭 보다 40% 정도의 대역폭을 개선시킬 수 있었다. 이러한 과정을 토대로 유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나의 설계 방법을 제시하였다. 설계 방법의 타당성을 검증하기 위해 제안된 안테나의 설계 파라미터는 $\varepsilon_{r1}=10$, 반경 $a=10.65$ mm, $b/a=1.44$ 이고 $\varepsilon_{r2}=4$ 를 선택하였고 시뮬레이션 결과와 비교하였다. 시뮬레이션 결과는 공진 주파수가 5.68GHz이고 비대역폭은 22.2%이다. 측정 결과는 공진 주파수가 5.91GHz이고 비대역폭은 28.8%이다. 측정 결과와 시뮬레이션 결과의 오차는 공진 주파수와 비대역폭이 4%이내이며 설계 방법의 타당성을 입증하였다. 그리고 $\varepsilon_{r2}=3.3$ 이고 $b/a=1.4$ 인

유전체 클래드를 제작한다면 60% 정도의 대역폭 개선을 얻을 수 있기 때문에 비대역폭이 22%인 링 DRA와 38%인 CDRA가 삽인된 링형 DRA와 비교해 보면 더 우수한 대역폭 개선 방법이다.

향후 연구 과제로 유전체 클래드에 의한 원통형 유전체 공진 안테나의 고유치를 계산하고 이 고유치에 의한 정확한 공진 주파수를 계산하는 연구와 방사패턴과 이득 그리고 빔폭 등을 조절할 수 있는 연구 등이 있다. 활용 방안으로는 유전체 공진 안테나의 상대 유전율과 크기를 적절히 선택함으로써 소형화 및 광대역 서비스가 요구되는 통신 시스템에 적용 가능하다.

참고 문헌

- Bladel, J.V. and Verplanken, M., 1976, The electric - dipole resonances of ring resonators of very high permittivity, *IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech.*, pp. 108~111.
- Chen, N.C., Wong, K.L., 1995, Input impedance of a slot - coupled multilayered hemispherical dielectric resonator antenna, *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig.* vol. 33, pp.1796~1799.
- Chow, K.Y., Leung, K.W., Luk, K.M. and Yung, E.K.N., 1997, Cylindrical ring dielectric resonator antenna excited by a soldered - through probe, *Asia Pacific Microwave Conference*, pp.625~628.
- Fan, Z. and Antar, Y.M.M., 1997, Slot - coupled DR antenna for dual - frequency Operation, IEEE Trans. on Antennas & Propagation, Vol. 45, No. 2, pp.306~308.
- Junker, G.P., Kishk, A.A., Glisson, A.W. and Kajfez, D. 1994, Effect of air gap on cylindrical dielectric resonator antenna operating in $TM_{01\delta}$ mode, *IEE Electronics Letters,* Vol. 30, no. 2, pp.97~98.
- Junker, G.P., Kishk, A.A., Glisson, A.W. and Kajfez, D. 1995, Effect of fabrication imperfections for ground plane - backed dielectric - resonator antennas, *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, Vol. 37, no. 1, pp.40 - 45.
- Kajfez, D. and Guillon, P., 1986, Dielectric resonator, Artech house, pp.72~82.
- Kajfez, D., Kishk, A.A. and Ahn, B., 1989, Broadband stacked dielectric resonator antennas, *IEE Electronics Letters*, Vol. 25, No. 18, pp.1232 - 1233.
- Kishk , A.A. and Glisson, A.W., 2001, Bandwidth enhancement for split cylindrical

dielectric resonator antennas, *Progress In Electromagnetic Research, PIER*, 33, pp.97~118.

- Kishk, A.A., Ittipiboon, A., Antar, Y.M.M. and Cuhaci, M., 1985, Slot excitation of the dielectric disk radiator, *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, Vol. 43, No. 2, pp.198 - 201.
- Kranenburg, R.A., Long, S.A. and Williams, J.T., 1990, Coplanar waveguide excitation of dielectric resonator antennas, *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, Vol. 39, No. 1, pp.119~122.
- 이권익, 김흥수, 2001, " 무선LAN용 개구결합 마이크로스트립 원통형 유전체 공진 안테나 설계 및 제작 ", 한국전자파학회 논문지, Vol. 12, No. 3, pp.425~431.
- 이권익, 김흥수, 2003, " 유전체 클래드를 갖는 원통형 유전체 공진 안테나 설계 ", 대한전자공학회 논문지, Vol.40. No.4, pp.54~57.
- Lee, M.T., Luk, K.M., Leung, K.W. and Yung, E.K.N., 1999, Novel feeding technique for dielectric resonator antennas, *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig*. Vol. 37, pp. 92~95.
- Lee, M.T., Luk, K.M., Leung, K.W. and Leung, M.K., 2002, A small dielectric resonator antenna, *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, Vol. 50, No. 10, pp.1485~1487.
- Leung, K.W., Chow, K.Y., Luk, K.M. and Yung, E.K.N., 1996, Offset dual - disk dielectric resonator antenna of very high permittivity, *IEE Electronics Letters*, Vol. 32, No. 22, pp.2038~2039.
- Leung, K.W., Chow, K.M., Luk, K.M. and Yung, E.K.N., 1997, Low - profile circular disk DR antenna of very high permittivity excited by a microstripline, *IEE Electronics Letters*, Vol. 33, No. 12, pp.1004~1005.
- Leung, K.W., Wong, W.C., Luk, K.M. and Yung, E.K.N., 1998, Annular slot - coupled dielectric resonator antenna, *IEE Electronics Letters*, Vol. 34, No. 13, pp.1275~1276.

- Leung, K.W., Chen, Z.N., Luk, K.M. and Yung, E.K.N., 1999, On the aperture - coupled dielectric resonator antenna using a thick ground plane, *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig*. vol. 37, pp.2792~2795.
- Lo, H.Y., Leung. K.W., Luk, K.M. and Yung, E.K.N., 2000, Low profile triangular dielectric resonator antenna, *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig*. Vol. 38, pp. 2088~2091.
- Long, S.A., Mcallister, M.W. and Sheen, C., 1983, The resonant cylindrical dielectric cavity antenna, *IEEE Trans. on Antennas & Propagation.*, Vol. 31, No. 3, pp.406 - 412.
- Luk, K.M. and Shum, S.M., 1994, Bandwidth enhancement of probe - fed dielectric ring resonator antenna with parasitic element, *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig*. vol. 32, pp.768~771.
- Luk, K.M. and Leung, K.W., 2003, Dielectric resonator antenna, Research studies press, pp.1~211.
- Martin, J.T.H.ST., Antar, Y.M.M., Kishk, A.A., Ittipiboon, A. and Cuhaci, M., 1990, Dielectric resonator antenna using aperture coupling, *IEE Electronics Letters*, Vol. 26, No. 24, PP.2015~2016.
- Mongia, R.K., Ittibipoon, A., Bhartia, P. and Cuhaci, M., 1993, Electric monopole antenna using a dielectric ring resonator, *IEE Electronics Letters*, Vol. 29, No. 17, pp. 1530 - 1531.
- Mongia, R.K. and Ittipiboon, A., 1997, Theoretical and Experimental investigations on rectangular dielectric resonator antenna, *IEEE Trans. on Antennas & Propagation*, vol.45, no.9, pp.1348 - 1356.
- Nannini, C., Ribero, J.M., Dauvignac, J.Y. and Pichot, Ch., 2004, Bifreqeuency behaviour and bandwidth enhancement of a dielectric resonator antenna, *Microw. & Opt. Technol. Lett.,* Vol. 42, No.5, pp. 432~434.

- Ong, S.H., Kishk, A.A. and Glisson, A.W., 2002, wideband disk ring dielectric resonator antenna, *Microwave & Optical Tech. Letters,* Vol. 35, No. 6, pp.425~428.
- Petoas, A., Ittipiboon, A., Antar, Y.M.M., Roscoe, D. and Cuhaci, M., 1998, Recent advances in dielectric resonator antennas, *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, Vol. 40, no. 3, pp.35~48.
- Sangiovanni, A., Dauvignac, J.Y. and Pichot, C., 1997, Embedded dielectric resonator antenna for bandwidth enhancement, *IEE Electronics Letters*, Vol. 33, No. 35, pp. 2090~2091.
- Shum, S.M. and Luk, K.M., 1994, Characteristics of dielectric ring resonator antenna with an air gap, *IEE Electronics Letters*, Vol. 30, No. 4, pp.277 - 278.
- Shum, S.M. and Luk, K.M., 1995, Stacked annular ring dielectric resonator antenna excited by axi - symmetric coaxial probe, *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, Vol. 43, no. 8, pp.889~892.

감사의 글

학문의 길을 열어 주셨고, 본 논문의 결실을 맺기까지 끊임없는 지도와 격려를 아끼지 않으신 김흥수 지도교수님께 깊은 감사를 드립니다. 본 논문의 심사를 맡으시고 많은 조언과 격려를 해주신 양두영 교수님, 강진식 교수님, 동의 공업 대학 강치운 교수님, 배재대학교 류황 교수님께 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 그리고 많은 충고와 가르침을 주신 이용학 교수님, 문건 교수님, 임재윤 교수님, 좌정우 교수님께 깊은 감사를 드립니다.

대학원 과정 동안 많은 충고와 매사에 큰 힘이 되어준 부식이 형과 성욱이 형에게 감사를 드립니다. 그리고 우리 안테나공학연구실에서 많은 도움을 주고 특히 논문을 진행하는 동안 밤 늦게까지 논문이 완성될 수 있도록 힘이 되어준 봉수에게 고마움을 전합니다. 박사과정 동안 우리 연구실을 거쳐간 후배들 원률, 은진, 수미, 영길에게도 고마움을 전합니다. 같이 학위 받는다고 입버릇처럼 말하던 후배 성익 그리고 논문을 준비하는 동안 도와준 후배 군선, 진아, 상보와 훈철 뿐만 아니라 양윤희, 이진호 조교선생님께도 고마움을 전합니다.

오늘이 있기까지 헌신적인 사랑으로 보살펴 주신 아버님, 형님들, 누나, 매형 그리고 형수님들께 감사를 드립니다. 그리고 항상 뒤에서 성원해 주신 장인과 장모님께도 감사드립니다. 어려움 속에서도 사랑과 정성으로 뒷바라지를 해준 아내 명화, 건강하고 똑똑하게 자라주는 아들 경주, 예쁘게 자라주는 딸 예주 그리고 우리 89학번 모임 친구들, R.O.T.C 19기 하나회 회원들과 함께 이 논문이 완성된 기쁨을 나누고 싶습니다.

지금은 고인이 되셨지만 석·박사과정 동안 항상 저를 걱정해주시고 지켜보고 계셨던 어머님과 우리 가족 막내라고 귀여워해 주시고 박사학위 받는 것을 꼭 보고 싶다고 매일 같이 말씀하셨던 큰 형님께 이 논문을 바칩니다.

이제는 끝이 아닌 시작이라는 여러 교수님과 선배님 말씀을 깊이 새겨 더욱 더 연구에 정진하고 후배 양성에 힘쓰도록 하겠습니다.