

유한요소법을 사용한 직육면체 세라믹 유전체 안테나의 특성 해석

Analysis of a Rectangular Ceramic Dielectric Antenna Using Finite Element Method

문정익 · 김병남 · 박성욱

Jung-Ick Moon · Byoung-Nam Kim · Seong-Ook Park

요 약

본 논문에서는 유한요소법(FEM, Finite Element Method)을 적용하여 coaxial feeding 구조를 가진 접지면 위에 부착된 직육면체형 세라믹 유전체 안테나를 해석하였다. 제안된 프로그램의 타당성을 검증하기 위하여 시제품을 제작하여 안테나 특성의 실험 값과 본 프로그램의 해석치를 비교하였으며 잘 일치함을 확인할 수 있었다. 이로써 본 유한요소 프로그램을 검증할 수 있었고, coaxial feeding 구조를 가진 접지면 위에 부착된 임의의 3차원 안테나 구조물 해석에도 확장이 가능함을 알 수 있었다.

Abstract

A rectangular ceramic dielectric antenna, placed on the top of a ground plane and fed by coaxial probe, is analyzed by using the finite element method. To verify the proposed code, a rectangular ceramic dielectric antenna was fabricated and the characteristics of antenna were measured. The numerical data obtained is in good agreements with experimental results. Thus we checked the validity of our FEM code, and it can be possible to extend the analysis of the arbitrary 3-D antenna on a ground plane fed by coaxial probe.

I. 서 론

유전체를 사용한 DR(Dielectric Resonator) 안테나는 이미 오래전부터 연구가 진행되어 왔으며, 직육면체와 원통형, 그리고 반구형 유전체를 방사체로 사용해 왔다. 이러한 DR 안테나는 사용 유전체의 비유전율이 낮을수록 높은 방사효율을 가질 수 있으며 대체로 microstrip-patch 안테나보다 광대역 특성을 가지고 있다^[1]. 또한, 사용주파수가 높을수록 다른 종류의 안테나보다 크기를 더욱 줄일 수 있으므로 통신기기들의 소형화 추세를 감안한다면 시장성이

큰 제품이 될 수 있다.

이러한 유전체 안테나를 급전하는 방법으로는 크게 single-wire probe 급전법과 single-slot aperture 급전법으로 나누어 볼 수 있는데, 본 논문에서는 single-wire probe 급전법을 사용하는 유전체 안테나에 대한 특성을 서술하였다. 방사체로 사용될 유전체는 직육면체 형태의 세라믹이며 접지면과 접한 유전체의 한 면에 수직으로 급전 probe가 유전체 내부로 삽입되고 접지면이 XY평면에 놓여있는 경우를 가정하면 유전체 내의 dominant 모드는 TM_{101}^z 모드가 되고 유전체 안테나는 접지면에 대하여 법선

한국정보통신대학원대학교(ICU)

· 논문 번호 : 990811-063

· 수정완료일자 : 1999년 11월 15일

방향으로 최대방사를 낼 수 있다. 그러나, probe 급 전법을 사용할 경우 몇 가지 유의할 점이 있는데, 첫째로 유전체는 폭보다 높이가 작아야 최대방사효과를 얻을 수 있지만 유전체내에 삽입된 내심의 높이가 사용주파수의 $\lambda/4$ 이상이 되어야 입력 리액턴스를 크게 줄일 수 있다^[2]. 둘째, 유전체와 probe의 내심 사이에 존재하는 공극과 유전체와 접지면 간의 공극은 전계에 많은 영향을 끼쳐 공진주파수와 입력 임피던스를 변화시키므로 제작시 각별한 주의가 필요하지만 실제로 공극 없이 제작하기란 매우 어려운 일이므로 이러한 공극들에 따른 유전체 안테나의 공진특성이 어떤 영향을 받는지를 연구한 많은 논문들이 발표되고 있다^{[1],[2],[7]-[10]}.

하지만 발표되고 있는 논문들이 제시하는 유전체 안테나의 3차원 구조들은 직육면체이거나 원통형 구조가 대부분인데 이는 해석에 적용된 수치해석법이 임의의 형상을 가진 구조물을 해석하는데는 곤란하기 때문이다. 따라서, 본 연구에서는 임의의 모양을 가진 3차원 구조물에 대한 전자장 해석에 매우 유용한 해석방법인 유한요소법(FEM, Finite Element Method)을 사용하여 유전체 안테나의 특성을 해석하는데 적용하였다. 따라서 유전체가 임의의 형상을 가지는 경우와 매질의 특성이 서로 다른 유전체가 임의로 배치가 되었을 경우에도 해석이 용이한 장점이 있다.

유한요소법을 적용할 경우, 해석영역을 사면체나 육면체로 분할하는 과정을 거치게 되는데 이러한 과정은 상용프로그램^[12]의 manual mesh generation 기능을 사용하여 해석영역에 대한 요소분할 정보를 얻어 유한요소 해석프로그램을 구동하는데 필요한 입력 데이터 형태로 변환하여 사용하였다. 입력 데이터로 변환 후 검증은 공개프로그램^[13]을 사용하여 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 앞서 설명한 직육면체 유전체 안테나에 대한 공진특성을 살펴보고 유한요소 해석프로그램을 사용한 결과와 실제 시제품을 제작하여 실험한 결과를 서로 비교, 검토하여 해석프로그램의 정확성을 보여주려고 한다.

II. 본 론

2-1 유한요소 정식화

해석영역내에 source가 존재하지 않는다고 가정할 경우, 전계에 대한 벡터 Helmholtz 방정식은 식 (1)과 같이 나타내고 Galerkin's method와 Vector identity를 적용하면 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} \right) - k_0^2 \epsilon_r \mathbf{E} = 0 \quad (1)$$

$$\int_{\Omega} \frac{1}{\mu_r} (\nabla \times \mathbf{E}) \cdot (\nabla \times \mathbf{W}) - k_0^2 \epsilon_r \mathbf{E} \cdot \mathbf{W} d\Omega = - \oint_S \frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} \times \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{a}}_s ds \quad (2)$$

식 (2)에서 ϵ_r , μ_r 은 각각 비유전율 및 비투자율을 나타내며 k_0 는 자유공간에서의 파수(wave number), Ω 는 해석영역, S 는 해석영역 Ω 를 둘러싸고 있는 경계면, $\hat{\mathbf{a}}_s$ 는 해석영역의 경계면 S 에 대한 외향 단위 법선벡터를 표시한다.

또한, 벡터가중함수, \mathbf{W} 는 절점에서의 선형기저함수를 사용하여 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며 미지벡터 \mathbf{E} 는 3차원 변요소(edge element)에 대한 기저함수(basis function)를 사용하여 식 (4)와 같이 전개할 수 있다^[3].

$$\mathbf{W}_j = \lambda_l \nabla \lambda_m - \lambda_m \nabla \lambda_l \quad (3)$$

$$\mathbf{E} = \sum_{j=1}^6 \mathbf{W}_j e_j \quad (4)$$

j 는 l 과 m 을 절점으로 갖는 사면체의 한 변이고, λ_l 과 λ_m 은 각각 절점 l , m 에서의 선형기저함수를 표시하고 있다. 변요소는 접선방향의 \mathbf{E} 와 \mathbf{H} 가 요소의 경계에서 자동적으로 연속이 될 뿐 아니라, 다음 식 (5)와 같은 성질을 가지므로

$$\nabla \cdot \mathbf{W}_j = 0 \quad (5)$$

미지벡터 \mathbf{E} 는 식 (6)을 만족하여 보다 정확한 해를 구할 수 있으며, 특히 변요소를 사용할 경우는 공진주파수와 산란문제를 정확히 풀이할 수 있는 잇점을 가지게 된다^{[4]-[6]}.

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (6)$$

식 (2)의 우변을 정리하여 각 경계면별로 표현하

면 식 (7)과 같이 되는데,

$$\begin{aligned}
 & - \oint_S \frac{1}{\mu_r} \nabla \times \mathbf{E} \times \mathbf{W} \cdot \hat{\mathbf{a}}_s dS \\
 & = - \oint_S \frac{1}{\mu_r} \mathbf{W} \cdot (\hat{\mathbf{a}}_s \times \nabla \times \mathbf{E}) dS \\
 & = \int_{S1+S2} \frac{\gamma}{\mu_r} (\hat{\mathbf{a}}_s \times \mathbf{E}) \cdot (\hat{\mathbf{a}}_s \times \mathbf{W}) dS \\
 & - \int_{S2} \frac{2\gamma}{\mu_r} \mathbf{W} \cdot \mathbf{E}_{inc} dS \quad (7)
 \end{aligned}$$

$$\gamma = jk_{coax} = jk_0 \sqrt{\epsilon_{r,coax}} \quad (8)$$

여기서 γ 는 입력단의 전파상수(propagation constant)를 나타내고, $\epsilon_{r,coax}$ 는 동축케이블의 내심과 외심사이의 비유전율, k_{coax} 는 동축케이블내의 파수를 표시하고 S1과 S2는 그림 1에 나타난 바와 같이 흡수경계조건(Absorbing Boundary Condition)이 적용되는 경계면과 입력단을 각각 표시한다. 그리고 도체면에서는 전계의 접선성분이 존재하지 않으므로 이에 대한 적분항은 고려하지 않는다.

한편, 입력 전계의 전파방향을 $\hat{\mathbf{a}}_z$ 로 가정할 경우 입력단에 입사되는 전계(\mathbf{E}_{inc})는 식 (9)와 같이 정의할 수 있는데,

$$\mathbf{E}_{inc}(\rho, \phi, z) = \hat{\mathbf{a}}_\rho \frac{E_0}{\rho} e^{-\gamma z_{coax}} \quad (9)$$

계산의 편의상 Cartesian coordinates로 변환하면 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}_{inc}(x, y, z) &= \frac{\hat{\mathbf{a}}_x \cos \phi + \hat{\mathbf{a}}_y \sin \phi}{\sqrt{(x-x_f)^2 + (y-y_f)^2}} \\
 &\cdot E_0 e^{-\gamma z_{coax}} \quad (10)
 \end{aligned}$$

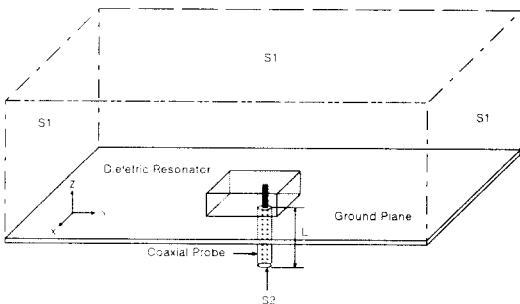


그림 1. 해석모델의 구조

Fig. 1. Geometry of the analysis model.

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{y-y_f}{x-x_f} \right) \quad (11)$$

x_f, y_f 는 동축케이블 내심의 중심점, z_{coax} 는 입력단의 Z좌표를 나타내고 있다.

입력단에서는 입사파와 반사파가 동시에 존재하므로 식 (12)와 같이 표현할 수 있고

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}(\rho, \phi, z) |_{z=z_{coax}} \\
 = \hat{\mathbf{a}}_\rho \left(\frac{E_0}{\rho} e^{-\gamma z_{coax}} + R \frac{E_0}{\rho} e^{\gamma z_{coax}} \right) \quad (12)
 \end{aligned}$$

유한요소정식을 행렬식으로 정리하면 다음과 같다.

$$[V+B][E] = [D] \quad (13)$$

$$\begin{aligned}
 V^e_{ij} &= \int_{\Omega'} \frac{1}{\mu_r} (\nabla \times \mathbf{W}_i) \cdot (\nabla \times \mathbf{W}_j) \\
 &- k_0^2 \epsilon_r \mathbf{W}_i \cdot \mathbf{W}_j d\Omega^e \quad (14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 B^e_{ij} &= \int_{S1'+S2'} \frac{\gamma}{\mu_r} (\hat{\mathbf{a}}_s \times \mathbf{W}_i) \\
 &\cdot (\hat{\mathbf{a}}_s \times \mathbf{W}_j) dS^e \quad (15)
 \end{aligned}$$

$$D^e_i = - \int_{S2'} \frac{2\gamma}{\mu_r} \mathbf{W}_i \cdot \mathbf{E}_{inc} dS^e \quad (16)$$

V^e_{ij} 와 B^e_{ij} 그리고 D^e_{ij} 는 행렬 $[V]$ 와 $[B]$ 그리고 $[D]$ 를 이루는 각 요소이며 적분구간에 해당되는 각 사면체 요소에 대한 체적적분과 면적분을 표시하고 있다. 또한, 식 (14)부터 식 (16)내의 i 와 j 는 변요소를 이루는 변들의 순번을 나타내고 1에서 6까지의 정수 중 해당되는 값을 가지게 된다. 이러한 유한요소 정식화를 통하여 각 변에 해당하는 미지수를 얻을 수 있으며 이를 사용하여 다음에 설명할 여러 가지 파라미터들을 구할 수 있다.

2-2 반사계수, 입력 임피던스, 방사이득 계산

반사계수, 입력 임피던스, 방사이득은 위의 식 (13)을 $[E]$ 에 대하여 풀이하여 얻은 전계값을 사용하여 구할 수 있는데 입력단에서의 반사계수는 우선 $e_{coax} = \hat{\mathbf{a}}_\rho \frac{1}{\rho} e^{-\gamma z_{coax}}$ 라 정의한 후 식 (17)과 같이 정리하면 식 (18)과 같이 입력단에서 반사계수, R 를 구할 수 있다.

$$\int \int_{\text{coax}} \mathbf{E}(\rho, \phi, z) \cdot \mathbf{e}_{\text{coax}} dS$$

$$= \int \int_{\text{coax}} \frac{E_o}{\rho^2} (e^{-2\gamma z_{\text{coax}}} + R) \rho d\rho d\phi$$

$$= E_o (e^{-2\gamma z_{\text{coax}}} + R) 2\pi \ln\left(\frac{r_{\text{out}}}{r_{\text{in}}}\right) \quad (17)$$

$$R = \left(\frac{\int \int_{\text{coax}} \mathbf{E}(\rho, \phi, z) \cdot \mathbf{e}_{\text{coax}} dS}{E_o 2\pi \ln(r_{\text{out}}/r_{\text{in}})} \right) - e^{-2\gamma z_{\text{coax}}} \quad (18)$$

위 식에서 r_{in} , r_{out} 은 각각 동축케이블의 내심과 외심의 반경을 나타낸다.

또, 식 (18)을 사용하여 얻은 반사계수로 입력 임피던스 Z_{in} 을 식 (19)와 같이 표현할 수 있는데 여기서 Z_0 는 동축케이블의 특성임피던스, L 은 그림 1에 표시한 바와 같이 입력단부터 동축케이블과 유전체가 서로 만나는 불연속면까지의 거리를 표시한다.

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + Re^{2jk_{\text{coax}}L}}{1 - Re^{2jk_{\text{coax}}L}} \quad (19)$$

끝으로 안테나의 방사이득은 다음과 같은 과정을 통하여 구할 수 있다. 우선 양각(θ)과 방위각(ϕ)에 대한 안테나의 방사세기($U(\theta, \phi)$)를 다음과 정의한다^[14].

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta} [|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2] \quad (20)$$

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{in}}} \quad (21)$$

식 (21)에서 P_{in} 은 안테나의 입력단에서 반사되는 전력을 제외한 순입력전력을 표시한다.

이러한 과정을 통하여 안테나의 반사계수와 입력 임피던스 그리고 방사이득을 구할 수 있으며 실제로 유전체 안테나에 적용하는 해석과정과 결과들을 이후에 설명해 놓았다.

2-3 해석과정

그림 2는 해석물체의 모델링 단계부터 상기한 유한요소정식을 사용하여 반사계수와 입력임피던스 그리고 방사이득을 구하는 과정들을 간단히 6단계로 도식화 하였다.

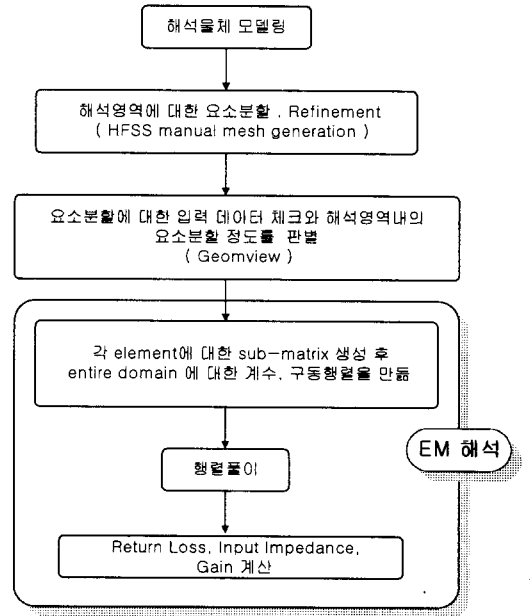


그림 2. 해석과정

Fig. 2. The process of the analysis.

2-4 해석모델 및 결과

본 단락에서는 직육면체 세라믹 유전체 안테나를 동축케이블로 급전시킨 3차원 모델에 대한 공진특성을 유한요소법을 이용하여 해석하고 실험한 내용을 담고 있다.

실제로 유전체 안테나 내부에 동축케이블을 삽입시키는 경우는 케이블의 내심이 유전체 내부에 삽입된 위치, 내심과 유전체 사이의 공극, 그리고 유전체와 접지면 사이의 공극에 따라서 공진특성은 민감하게 변화를 하여 실제 제작 후 측정하는 과정에서 많은 주의가 필요하다^{[7]-[10]}. 그러나, 공진특성에 영향을 주는 파라메타들에 대해서 수치적으로 명확하게 설명한 논문은 아직 없는 상태이며 본 논문과 마찬가지로 수치해석법을 이용하거나 측정에 의존하여 그 특성을 파악하고 있다^{[7]-[10]}.

그림 3은 동축케이블이 유전체 안테나 내부에 삽입된 경우를 보여주고 있다. 해석모델로 사용된 방사체의 재료로는 비유전율이 $\epsilon_r = 21$ 인 물질($\text{CaTiO}_3 + \text{MgTiO}_3 + \text{미세첨가물}$)을 사용하고 크기는 $10 \text{ mm} \times 6 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ 이며 급전에 사용된 동축케이블의 내심과 외심의 반경은 각각 0.225 mm , 1.05 mm 이

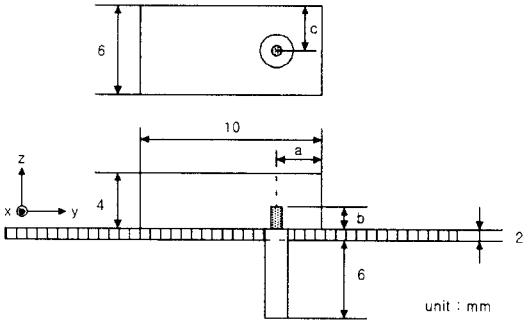


그림 3. 해석모델 (I)

Fig. 3. Analysis model(case I).

다. 케이블 내심의 중심과 유전체 벽면까지의 길이 a 는 2 mm, 유전체 내의 내심의 깊이는 2.3 mm로 하여 설계를 하여 공진특성을 해석하였다. 유전체와 접지면간의 공극을 제거하기 위해 접착제를 사용할 경우 접착성분에 의하여 공진특성이 영향을 받을 수 있으므로 유전체를 폼(form, $\epsilon_r = 1.05$)으로 덮어 고정시킨후 유전체로부터 충분히 떨어진 거리에서 폼을 접지면과 접착하였다.

실험에 사용된 접지면은 $200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ 크기의 구리동판을 사용하고 급전부에서 유전체 안테나의 밑면까지는 충분한 거리를 두어 동축케이블과 유전체의 불연속면에서 발생하는 고차모드가 급전부분에 도달하기 전에 모두 제거된다고 가정하였다. 실제 해석에서는 불연속면과 급전부의 길이를 최대한 짧게 하고 유전체 안테나의 최외각 면에서 흡수경계조건이 적용되는 경계면까지의 거리를 최소로 하는 것이 해석에 필요한 요소(element)수를 줄일 수 있으며 분할 요소는 정사면체에 가까운 것일수록 해석시간을 단축시킬 수 있다. 본 연구에서는 해석하고자 하는 주파수 영역에서 약 $\lambda/10$ 를 급전부에서 불연속면까지의 길이로 두었으며 유전체 안테나의 임의의 한 면에서 흡수경계조건이 적용되는 면까지는 중심주파수의 파장에 대하여 약 $\lambda/2$ 정도로 설정하였다.

위 모델을 해석하는데 필요한 요소분할 작업은 상용프로그램^[12]의 manual mesh 기능을 사용하여 수행하였으며 본 연구실에서 개발한 프로그램('Mesh extractor')을 사용하여 해석모델에 대한 요소분할 결과를 tetrahedra, node, facet, edge 별로 추출하여

유한요소 해석프로그램에 필요한 입력 데이터로 사용할 수 있었다. 그림 4와 그림 5는 공개프로그램^[13]을 사용하여 해석모델(I)의 접지면과 동축케이블의 내심, 외심에 대한 facet, edge, node들을 보여주고 있다.

접지면은 완전도체로 가정하므로 많은 요소를 사용하여 분할을 할 필요는 없으나 유전체가 존재하는 중앙부분에는 유전체의 비유전율을 고려하여 요소

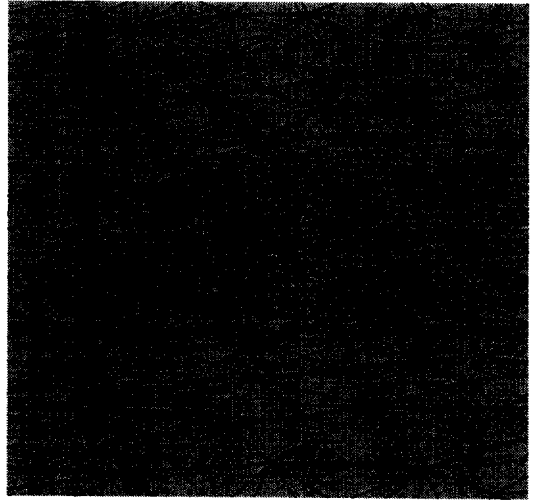


그림 4. 해석모델(I)의 접지면과 동축케이블의 내심에 대한 요소분할^[13]

Fig. 4. Mesh generation of ground plane and inner-conductor of coaxial cable in the analysis model(case I).

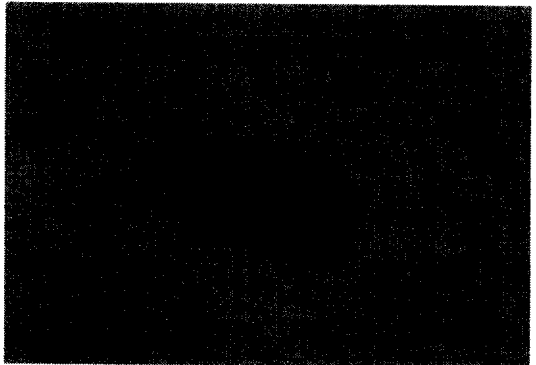


그림 5. 해석모델(I)의 급전부에 대한 요소분할^[13]

Fig. 5. Mesh generation of feed line in the analysis model(case I).

밀도를 높여주는 것이 바람직하다. 특히, 동축케이블의 내심과 외심 사이에는 2개 이상의 요소가 존재하여야 두 도체 사이의 전계값을 정확하게 해석할 수 있으며 내심과 외심에 대한 요소분할은 행렬의 수렴 횟수에 많은 영향을 준다.

해석모델(I)을 해석하는데 사용된 요소의 개수는 8323개, 절점수는 1708개, 변(edge) 수는 10565개이며 행렬의 풀이방법은 Conjugate Gradient Squared algorithm를 사용하였다. 또한 한 주파수에 대한 안테나의 특성을 해석하는데 수렴도를 3.0E-3로 설정할 경우 Sun Enterprise 450 server를 사용하여 약 7분정도 시간이 소요되었다.

유전체 안테나에서 공진을 일으키기 위하여 유전체내에 삽입된 동축케이블의 위치는 유전체의 크기와 비유전율에 따라 수치적인 해석보다는 반복적인 실험이나 시뮬레이션의 결과로 얻어지므로 본 논문에서 해석모델(I)에서 유전체의 길이방향(y축 방향)과 폭방향(x축 방향)으로 급전점의 위치를 변화시키면서 공진 특성의 변화를 살펴보고 최적의 공진조건을 만족하는 급전점의 위치를 찾아보았다.

그림 6과 그림 7은 각각 길이방향과 폭방향에 나란하게 급전점의 위치를 옮길 경우 공진특성을 보여주고 있는데 Y축과 나란한 방향으로 급전점을 옮길 경우는 변수 c 를 3mm로 고정시켰으며, X축과 나란한 방향으로 급전점을 옮기는 경우는 변수 a 를 2mm로 고정시킨 모델에 대한 해석치를 나타내었다. 두 가지 경우에 대한 공진특성의 변화를 살펴보면

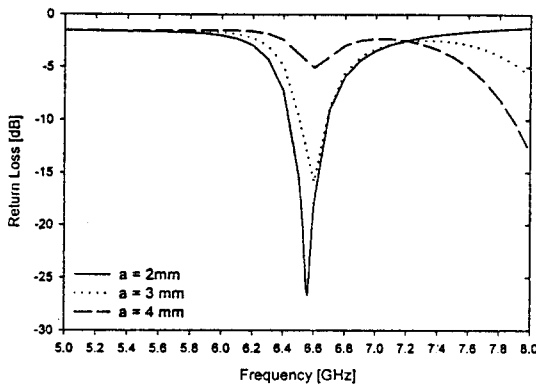


그림 6. 해석모델(I)의 변수 a 에 따른 반사손실
Fig. 6. Return loss of the model(case I) according to variable a .

공진주파수의 변화는 6.56 GHz를 해석모델(I)의 공진주파수로 볼 때 40 MHz(약 0.6%) 정도로 무시할 수 있지만 급전점을 X축과 평행하게 옮기는 것보다 Y축과 나란히 급전점을 옮길 경우에 유전체 안테나의 공진특성에 치명적인 영향을 줄 수 있다는 사실을 알 수 있다.

그림 8은 해석모델(I)에 대한 실험치와 해석치를 나타내고 있다. 본 논문의 해석치(6.56 GHz)와 실험치(6.625 GHz)의 오차는 1% 정도로 잘 일치함을 확인할 수 있고 VSWR(Voltage Standing Wave Ratio)이 2보다 작은 주파수 범위를 안테나 사용 가능 범위라 하면 대역폭은 실험치가 4.5%, 해석치가 4.2% 정도이며 유전체의 비유전율을 조정하면 대역폭을 늘릴 수 있을 것이나 안테나의 크기 또한 증가하므로 이러한 문제를 개선하기 위한 연구가 필요할 것으로 본다. 한편, 그림 8에서 본 논문에서 해석한 결과와 실험에서 얻은 공진 주파수간의 차이는 실험시에 접지면과 유전체의 바닥면 사이, 내심과 유전체 벽면 사이에 존재하는 미세한 공극들이 공진 주파수에 영향을 주는 것으로 연구되고 있다^{[7]-[10]}. 특히 유전체와 접지면 사이에 존재하는 공극은 공진 주파수를 원래보다 증가시키며 전계의 법선성분을 매우 불연속하게 만들므로 near field와 입력임피던스의 변화를 초래시킨다^[10].

그림 9와 10은 해석모델(I)의 반사계수와 입력 임피던스의 해석치를 보여주고 있으며 공진주파수 6.56 GHz에서 입력 임피던스는 $53.99 - j2.705 \Omega$ 이

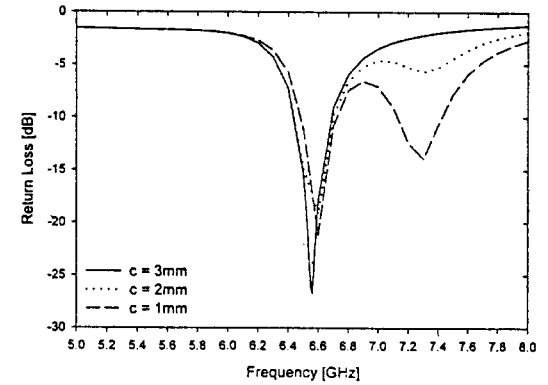


그림 7. 해석모델(I)의 변수 c 에 따른 반사손실
Fig. 7. Return loss of the model(case I) according to variable c .

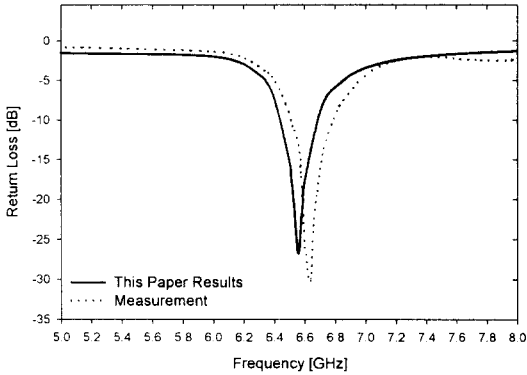


그림 8. 해석모델 (I)의 반사손실
Fig. 8. Return loss of the analysis model(case I).

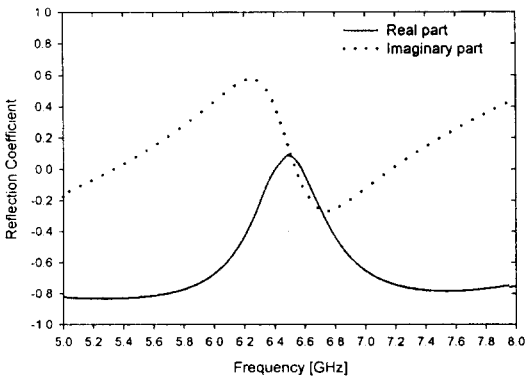


그림 9. 해석모델 (I)의 반사계수(실수, 허수)
Fig. 9. Reflection coefficient of the analysis model (case I).

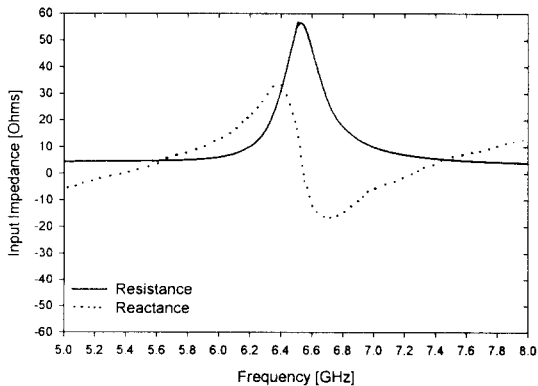


그림 10. 해석모델 (I)의 입력 임피던스
Fig. 10. Input impedance of the analysis model(case I).

된다.
그림 11과 그림 12는 공진주파수에서 유전체 내

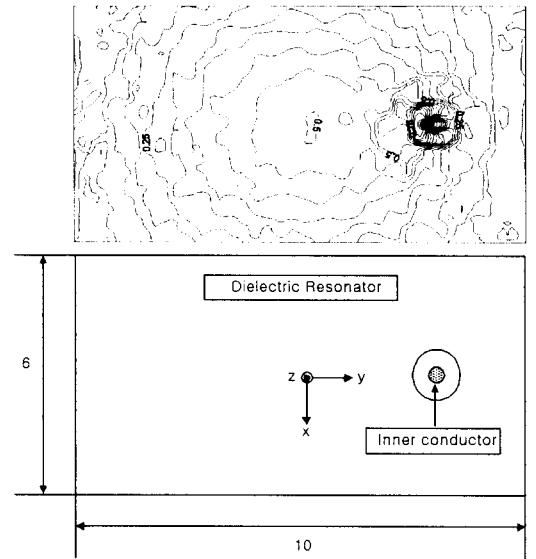


그림 11. 해석모델(I)의 유전체 내부에서 등전계(xy-plane)
Fig. 11. Contour of equi-magnitude of Electric field (xy-plane) in the dielectric resonator of the analysis model(case I).

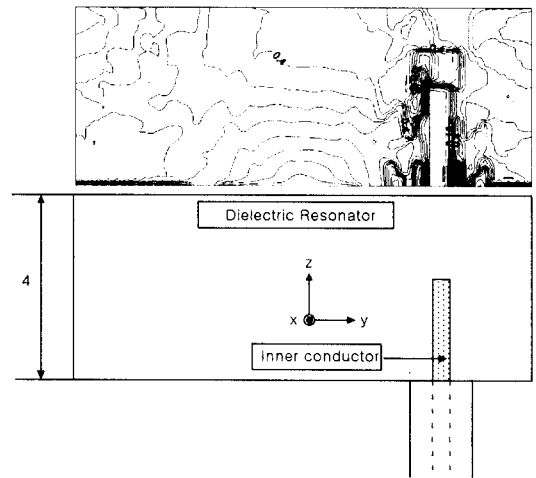


그림 12. 해석모델(I)의 유전체 내부에서 등전계선(yz-plane)
Fig. 12. Contour of equi-magnitude of Electric field (yz-plane) in the dielectric resonator of the analysis model(case I).

부의 전계의 절대값을 정규화하고 이에 대한 등전계 선을 표현하였다. 그림 11은 접지면에서 +Z축 방향으로 2 mm 떨어진 xy-plane(z=2 mm)에서, 그림 12는 내심의 중심을 포함한 yz-plane상에서 각각의 등전계를 나타내고 있는데 내심의 주위로 강한 전계가 분포하고 내심의 중심이 Y축상에 놓여 있다고 가정하면 Y축을 대칭축으로 전계가 형성됨을 알 수 있다.

그리고 그림 13과 그림 14는 해석모델(I)에 대한 방사패턴을 xz-plane과 yz-plane에 대하여 계산한 결과와 실험치를 비교하고 있다. +Z축을 중심으로 +X축간에 이루는 각과 +Z축과 +Y축간에 이루는 각을 θ 라 하면 $\theta=0^\circ$ 에서 최대 방사이득은 6.425 dBi로 계산되었으나 실험에서는 3.79 dBi로 차이를 보이고 있는데 이는 방사유전체의 손실 파라미터와 접지면의 크기에 따른 해석과 실험간의 오차로 풀이 된다. 그림 13에서 xz-plane상의 방사패턴은 $\theta=0^\circ$ 축을 중심으로 대칭이며 본 논문의 해석치와 실험치가 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 14에서 yz-plane에 대한 방사패턴은 해석치와 실험치 모두 비대칭으로써 $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$ 구간이 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 구간에서 보다 작은 값을 보이고 있는데 이는 동축케이블의 내심이 yz-plane(x=0) 상에서 $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 구간영역으로

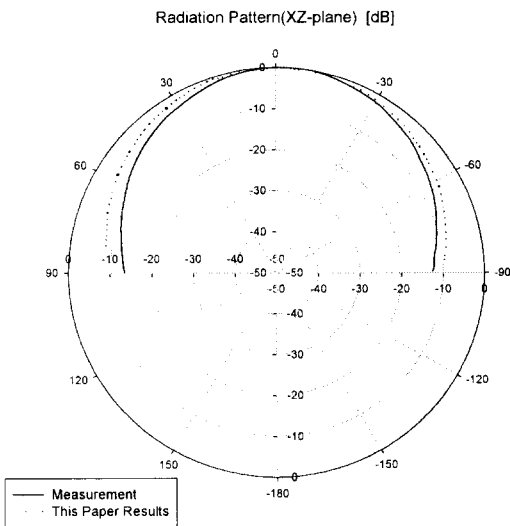


그림 13. 해석모델(I)의 XZ-plane 방사패턴
Fig. 13. XZ-plane Radiation Patterns of the analysis model(case I).

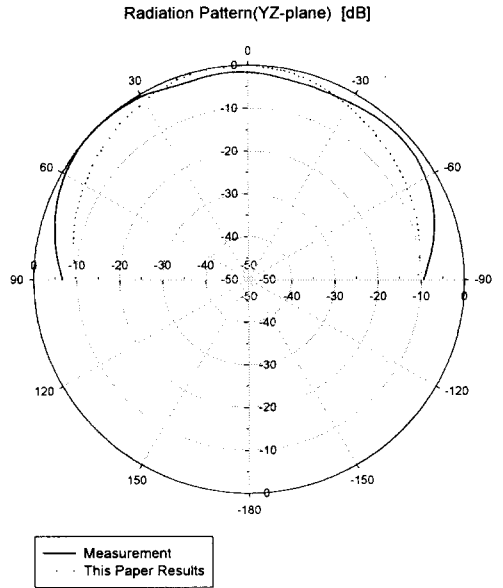


그림 14. 해석모델(I)의 YZ-plane 방사패턴
Fig. 14. YZ-plane Radiation Pattern of the analysis model(case I).

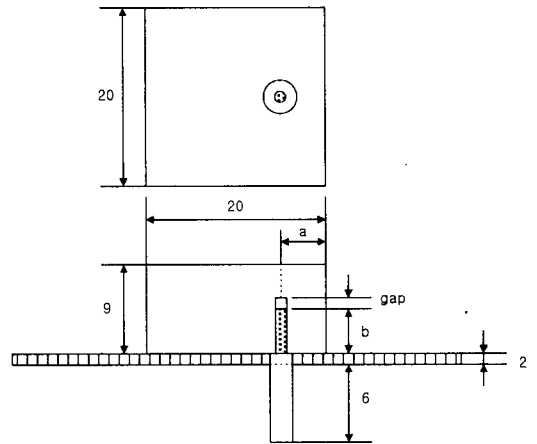


그림 15. 해석모델(II)
Fig. 15. Analysis model(case II).

치우쳐져 있으므로 방사이득이 비대칭을 이루게 된다.

다음으로 그림 15는 유전체 내부에 인위적으로 공극을 삽입시킨 해석모델(II)를 나타내고 있다. 해석모델(II)의 유전체는 $20\text{ mm} \times 20\text{ mm} \times 9\text{ mm}$ 이며 비유전율 $\epsilon_r = 9.3$ 을 가지는 유전체(Al_2O_3)를 사용하였다. 내심과 외심의 반경은 위의 해석모델(I)

과 같으며 그림 13에서 a 는 5 mm, 유전체 내의 구멍의 깊이는 4 mm이고 내심의 높이(b)는 3.8 mm로서 내심과 유전체간의 공극은 0.2 mm로 하여 해석하였다.

그림 16은 해석모델(II)의 반사손실을 해석한 결과와 실험치의 수렴정도를 보여주고 있으며 6.0 GHz와 7.25 GHz 부근에서 공진이 일어나지만 반사손실의 크기는 다소 차이를 보이고 있다.

그림 17, 그림 18과 그림 19는 해석모델(II)에 존재하는 공극이 반사손실과 입력임피던스에 주는 영향을 살펴보기 위하여 유전체와 내심간에 공극이 존재하는 경우와 그렇지 않은 경우에 대하여 해석해보았다. 이미 공극이 공진주파수에 주는 영향에 대하여 연구한 논문들이 발표되었으나 내심의 중심에서 반경이 증가하는 방향에 대한 공극의 영향을 다

루고 있으며 접지면과 유전체면간의 공극이 공진주파수를 변화시키는 주된 요인으로 설명하고 있다 [7],[8],[10]. 따라서 본 논문에서는 내심의 길이방향으로 유전체와 내심간의 공극이 존재할 경우 공진특성을 살펴보았다. 유전체와 내심간의 공극이 0.2 mm인 경우에 비해 공극이 1.0 mm인 경우 공진특성의 두드러진 변화를 알 수 있지만 두 가지 경우 모두 입력 임피던스에 다소 영향을 줄 뿐 공진주파수를 변화시키는 주된 요인은 될 수 없음을 알 수 있다. 결론적으로 유전체 안테나의 공진주파수를 변화시키는 주된 요소는 접지면과 유전체면간의 공극이며 내심과 유전체 벽면 사이에 생기는 공극은 입력임피던스에 다소 영향을 준다고 말할 수 있다.

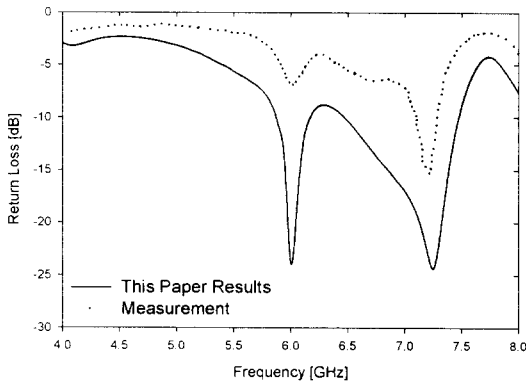


그림 16. 해석모델(II)의 반사손실
Fig. 16. Return loss of the analysis model(case II).

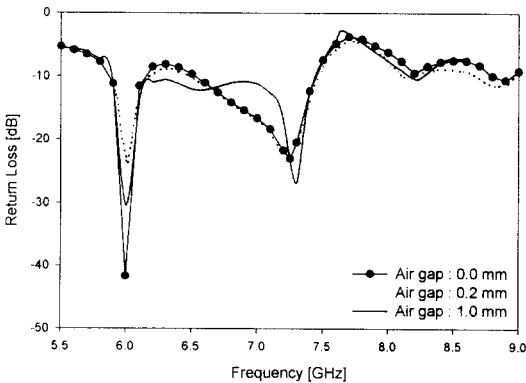


그림 17. 공극에 따른 반사손실의 변화
Fig. 17. Variation of return loss according to air gap.

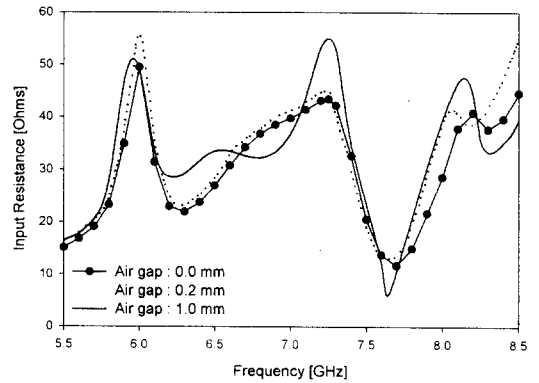


그림 18. 공극에 따른 입력저항의 변화
Fig. 18. Variation of input resistance according to air gap.

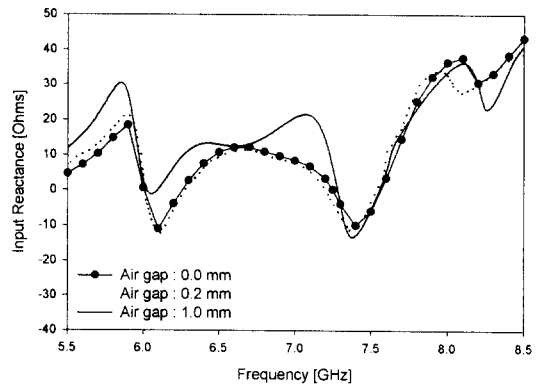


그림 19. 공극에 따른 입력리액턴스의 변화
Fig. 19. Variation of input reactance according to air gap.

이러한 사실은 DR 안테나를 정확히 설계하더라도 실제 유전체 가공과정에서 생기는 미세한 공극으로 인해 내심표면의 수직전계가 매우 불연속해지면서 공극점에서 원하는 임피던스 매칭이 곤란함을 말해주고 있다.

III. 결 론

이상으로 유한요소법을 사용하여 직육면체 세라믹 유전체 안테나에 대한 공진특성을 살펴봄으로써 유한요소 해석프로그램에서 얻은 해석치와 실험치가 잘 수렴함을 보여 주었다. 특히 유전체 안테나를 급전하는데 동축케이블을 사용할 경우 유전체 내부의 내심이 존재하는 위치는 유전체 안테나의 공진특성에 많은 영향을 주며 또한 안테나의 방사이득을 다소 비대칭으로 만들 수 있었다. 또한 내심의 길이방향으로 생기는 공극의 영향을 해석함으로써 공진주파수의 변화는 크지 않았지만 입력임피던스에 다소 영향을 주는 것으로 확인할 수 있었다. 이는 향후 DR 안테나를 설계하는데 필요한 기반작업에 이용할 수 있다. 또한 임의의 모양을 가진 3차원 구조물에 대한 전자계 해석에 유한요소 해석프로그램을 사용하여 사용자가 원하는 해석물체의 특성을 알 수 있게 되었고 유전체 안테나의 외벽에 방사패턴을 만들거나, 광대역 특성을 가지기 위하여 여러 가지 유전체를 다층구조로 설계하는 경우 효과적으로 구조물을 해석할 수 있을 것으로 본다.

참 고 문 헌

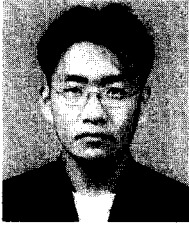
- [1] A. A. Kishk, M. R. Zunoubi, and D. Kajfez, "A numerical study of a dielectric disk antenna above a grounded dielectric substrate", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, AP-41, pp. 812-821, June, 1993.
- [2] M. W. McAllister, S. A. Long, and G. L. Conway, "Rectangular Dielectric Resonator Antenna", *Electronics Letters*, 17th vol. 19, no. 6, Mar., 1983.
- [3] Jianming Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, John Wiley & Sons, Inc. pp. 251-252, 1993.
- [4] J. P. Webb, "Edge Elements and What They can do for you", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 29, no. 2, pp. 1460-1465, Mar., 1993.
- [5] R. Miniowitz, and J. P. Web, "Convariant-projection quadrilateral elements for the analysis of waveguides with sharp edges", *EEE Trans. on Microwave Theory Tech., MTT.*, vol. 39, no. 3, pp. 501-505, Mar., 1991.
- [6] K. Ise, K. Inoue, and M. Koshiba, "Three-dimensional finite-element method with edge elements for electromagnetic waveguide discontinuities", *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 8, pp. 1289-1295, Aug., 1991.
- [7] G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and D. Kajfez, "Effect of an air gap around the coaxial probe exciting a cylindrical dielectric resonator antenna", *Electronics Letters*, vol. 30, no. 3, pp. 177-178, Feb., 1994.
- [8] G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson, and D. Kajfez, "Effect of Fabrication Imperfections for Ground Plane-Backed Dielectric-Resonator Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 1, pp. 40-45, Feb., 1995.
- [9] Gregory P. Junker and Ahmed A. Kishk, "Input Impedance of Dielectric Resonator Antennas Excited by a Coaxial Probe", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 7, pp. 960-966, July, 1994.
- [10] Shiu-Ming Shum and Kwai-Man Luk, "FDTD Analysis of Probe-Fed Cylindrical Dielectric Resonator Antenna", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 3, pp. 325-333, Mar., 1998.
- [11] Dong-Ho Han, Anastasis C. Polycarpou, and Constantine A. Balanis, "Finite Element Analysis of VHF/UHF Antennas on Helicopter Airframes", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 248-251, 1998, Digest.

[12] HFSS(High Frequency Structure Simulator) ver 6.0, Ansoft Corporation.

[13] Geomview/OOGL Release ver. 1.6.1, The Geometry Center.

[14] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design* 2nd Ed, John Wiley. pp. 38-40, 1997.

문 정 익



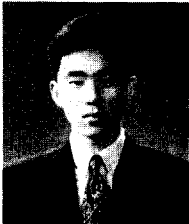
1996년 2월: 영남대학교 전기공학과(공학사)

1998년 2월: 영남대학교 대학원 전기공학과(공학석사)

1998년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 공학부(석사과정)

[주 관심분야] 전자장 수치해석, 세라믹 유전체를 이용한 소형 고효율 안테나 설계 등

김 병 남



1996년 2월: 아주대학교 전파공학과(공학사)

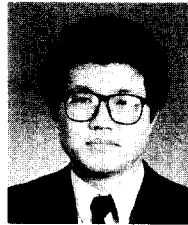
1998년 2월: 아주대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1998년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 공학부(박사과정)

[주 관심분야] FDTD기법을 이용한

초고주파 구조물 최적 설계 및 모델링, 소형 고효율 안테나 설계, 초고속/고밀도 반도체 소자의 최적 패키징 설계 등

박 성 욱



1987년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)

1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1993년 8월: 한국통신인력개발본부

1997년 3월: Arizona State University, Electrical Engineering(공학

박사)

1997년 9월~현재: 한국정보통신대학원대학교 조교수

[주 관심분야] 광대역 적층형 안테나의 설계 및 분석, 전자파의 복사 및 산란, M/W, mm-wave 대역용 고속 반도체 소자의 전자패키징, 전자장 수치 해석기법 등