

論文2001-38TC-9-4

공기 갭을 갖는 일축성 매질 위에 마이크로스트립 패치 안테나의 덮개층 영향

(Dielectric Cover effect of Rectangular Microstrip Patch Antenna on Uniaxial Substrates with Airgap)

尹中漢*, 安圭哲*, 郭慶燮**

(Joong Han Yoon, Gyoo Chul An, and Kyung Sup Kwak)

요약

공기 갭을 갖는 일축성 이방성 매질 위의 마이크로스트립 안테나에 대해 유전체 덮개층이 미치는 영향에 관하여 연구하였다. 일축성 이방성 매질의 특성을 나타내는 텐서의 구성관계식으로부터 파수영역에서의 다이 에딕 그린 함수를 유도하였으며 이 결과를 푸리에 변환을 사용하여 공간에서의 전개 적분 방정식으로 수식화하였다. 갈러킨 모멘트법을 사용하여 적분 방정식을 이산화하였으며 기저함수로는 정현적 함수를 선택하였다. 수치해석 결과의 타당성을 검증하기 위해 기존의 결과와 비교, 일치된 결과를 얻었으며 공기갭의 두께, 패치 길이 그리고 덮개층의 유전율과 두께 변화에 따라 유전체 덮개층이 공진 주파수, 대역폭과 입력 임피던스에 어떤 영향을 미치는지 제시되고 분석되었다.

Abstract

Dielectric cover effect of rectangular microstrip patch antenna on uniaxial substrates with airgap are studied. First, we derive Dyadic Green function for selected anisotropic material by constitutive relation and then formulate integral equations of electric fields using Fourier transform in space region. Using Galerkin's moment method, we discretize the electric field integral equations into the matrix form and select sinusoidal functions as basis functions. We verify the validity of numerical results and compare the results with existing ones in showing a good agreement between them. When the dielectric cover thickness is varied, the resonant frequencies and input impedances in the variation of air gap, patch length and thickness and permittivity of superstrate are presented and analyzed.

I. 서론

* 正會員, 仁荷大學校 電子工學科
(Department of Electronics Engineering, Inha University)

** 正會員, 仁荷大學校 情報通信工學部
(School of Information and telecommunication, Inha University)

※ 본 논문은 2001년도 두뇌 한국21사업의 지원을 받았음.
接受日: 2001年2月21日, 수정완료일: 2001年8月31日

마이크로스트립 안테나는 값이 저렴하고 가볍고 단면적이 작으며 선형이나 평면 배열로 만들기 쉬운 뿐만 아니라 초고주파 회로와 집적화하기 쉽다는 장점들이 있지만 한편으로는 협대역 특성, 정확한 편파를 발생시키는데 어려움, 제한된 전력용량 등의 단점들이 존재한다.^[1] 특히 협대역의 특성은 가장 큰 단점으로서 이러한 특성을 개선하기 위한 여러 가지 방법들이 제

시되었다.^[2] 이러한 방법들 중 공기 갭을 삽입하여 대역폭을 늘리는 방법이 고안되었는데^[3] 공기 갭은 주파수의 이동성을 증가시킴으로서 하나의 안테나로 여러 채널에 대해 사용 가능하게 하는 구조로서 이에 대한 연구가 이루어왔다.^{[4]-[6]} 한편, 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는 패치 안테나를 설계하는데 있어서 매우 중요한 요소로서 패치의 구조, 기판 유전율의 특성과 두께에 크게 영향을 받는데 주로 등방성 매질로 연구되어왔다.^[7] 그러나 실제 MMIC나 MIC에서의 기판은 이방성 매질의 성질을 가지고 있으며^[8] 이러한 기판의 특성이 안테나 성능에 큰 영향을 주기 때문에 일축성 이방성 매질의 기판에 대한 연구가 활발히 이루어져왔다.^{[9]-[11]} 또한 실제 응용에서는 일반적으로 외부의 위협(비, 눈, 바람)으로부터 보호하기 위해서 마이크로스트립 구조에 보호층(덮개층)을 씌우는 경우가 있는데 이러한 구조에서의 공진 주파수는 단층 마이크로스트립 안테나의 좁은 대역폭밖에 존재하는 경우가 있기 때문에 정확한 공진 주파수를 구하기 위해 많은 연구가 진행되어 왔다.^{[12]-[15]}

따라서 본 논문에서는 유전체 덮개층이 공기 갭을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 공진 주파수에 어떤 영향을 미치는지에 대해 연구하였다. 기판의 유전율 특성을 표시하기 위해서 텐서(tensor)로 나타내었으며 전자계의 해석은 파수영역에서의 그림함수를 유도하고 공간 영역에서의 전개 적분 방정식을 수식화하였고 이를 적분 방정식은 갈러킨 모멘트법을 사용하여 이산화하였다. 패치 위에 미지의 표면전류분포를 확장하기 위해 실제 전류밀도와 유사한 정현적 함수를 기저함수로 선택하였다. 수치해석 결과로부터 기판의 일축성 이방성 비, 공기 갭의 두께 그리고 기판의 길이 변화에 따라 공진 주파수의 변화를 살펴보았으며 덮개층의 두께와 유전율이 변화함에 따라 공진 주파수, 대역폭 그리고 입력 임피던스가 어떤 변화를 나타내는지 를 제시하였다.

II. 안테나 모델 및 Green Function

일축성 이방성 매질의 기판 아래에 공기 갭과 안테나를 보호하기 위해 패치 위에 덮개층을 가진 사각형의 마이크로스트립 패치 안테나를 그림 1과 같이 나타내었다. 제안된 구조는 다음과 같다. 접지면 위에 t 만

큼의 두께를 갖는 공기 갭(영역1)이 존재하고 그 위에 두께가 d 이고 비 투자율이 1, 비 유전율 텐서가 $\bar{\epsilon}$ 인 일축성 이방성 매질의 기판(영역2)이 존재한다. 일축성 이방성 기판 위에는 넓이가 W 이고 길이가 L 인 사각형 패치가 위치해 있고 패치 위에는 안테나를 보호하기 위해 두께가 h 인 유전체 덮개층(영역3)이 존재하며 그 위에는 유전율이 ϵ_0 이고 투자율이 μ_0 인 자유공간(영역4)이 존재한다. 기판영역에서는 유전율이 텐서 형식을 가지며 덮개층 영역에서의 유전율은 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_3$ 이다. 또한 자유공간영역에서는 $\epsilon = \epsilon_0$ 이 된다. 일축성 이방성 기판의 유전율은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{\epsilon} = \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

본 논문에서는 $\epsilon_x = \epsilon_y$ 그리고 ϵ_x 와 ϵ_z 가 비유전율로 구성되는 일축성 이방성 매질에 대해 고려하였다. 그리고 직각 좌표계에서 파동방정식의 해는 평면파 형태로 나타내어지므로 각 영역에서의 파수는 다음과 같다.

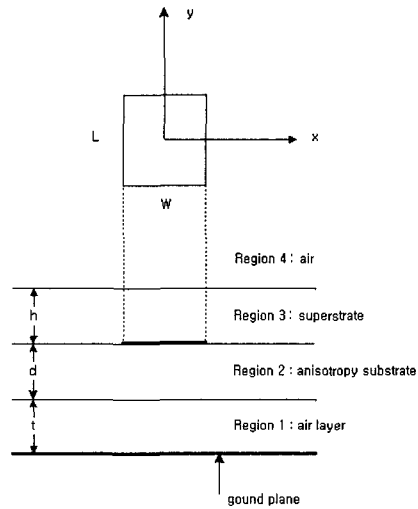


그림 1. 공기 갭과 덮개층을 갖는 일축성 이방성 매질 위의 마이크로스트립 안테나의 구조

Fig. 1. The structure of microstrip patch antenna on uniaxial substrate with an airgap and superstrate

$$k_1^2 = k_z^2 = \epsilon_0 k_0^2 - \beta^2 \quad 0 < z < t(2a)$$

$$k_{a1}^2 = k_z^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \beta^2 \quad 0 < z < d(2b)$$

$$\begin{aligned} k_{b1}^2 &= k_z^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \epsilon_{2x} \beta^2 / \epsilon_{2z} & 0 < z < d(2c) \\ k_3^2 &= k_z^2 = \epsilon_3 k_0^2 - \beta^2 & 0 < z < h(2d) \\ k_4^2 &= k_z^2 = \epsilon_0 k_0^2 - \beta^2 & z > h(2e) \end{aligned}$$

이때 $\beta^2 = k_x^2 + k_y^2$ 이고 k_0 는 자유공간의 파수(wave number)이다.

파수 영역에서 그린함수를 유도하기 위해서는 제안된 매질에서의 무한소 점 전류원의 형태를 고려해야 한다. 즉 Green 함수는 각 층의 경계면에 경계조건을 대입하여 전계와 자계 성분들이 유도되며 특히 패치가 존재하는 경계면에 전류밀도를 근사식으로 가정하는데 이 때의 전류밀도는 J로 표시되면 푸리에 변환을 통해 F의 함수로 나타낼 수 있습니다. 만약 인가해준 전원이 있다면, 전류 밀도는 아래와 같습니다.

$$\vec{J}_i = \hat{z} \delta(x_0 - x_p) \delta(y_0 - y_p)$$

여기서 feed point는 (x_p, y_p) 입니다.

또한 그린함수는 점 전류원에 의한 전자계 응답을 의미하며 특정 전류원이 존재할 때의 전자계는 다음의 형태로 확장된다.

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \iiint dV \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}(\vec{r}') \quad (3-a)$$

혹은

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \iint dS \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}(\vec{r}') \quad (3-b)$$

여기서 V는 체적, S는 면적을 의미하며 전류밀도가 유한한 평면에서 체적과 면적으로 존재할 경우의 전계를 의미한다. 위 방정식에서 r' 는 전류원의 위치를 나타내며, r 는 관측점을 의미한다. 패치 위의 표면 전류밀도 \vec{J}_x, \vec{J}_y 는 푸리에 변환을 통하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{F}_x = \int_x \int_y J_x(x, y) \exp^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (4-a)$$

$$\vec{F}_y = \int_x \int_y J_y(x, y) \exp^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (4-b)$$

여기서 x 는 x 방향에서의 전류밀도를, y 는 y 방향에서의 전류밀도를 나타낸다. 푸리에 변환을 통해 패치의 전류밀도에 의한 전계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{E}^T(k_x, k_y, z) = -j\omega\mu_0 \vec{G}^T(k_x, k_y, z, z') \cdot \vec{F}(k_x, k_y, z') \quad (5)$$

위 방정식에서 (x', y', z') 는 전류원의 위치를 나타내며, (x, y, z) 는 관측점을 의미한다. 여기서 위 첨자 T는 푸리에 변환 후의 함수를 나타내는데 사용한다. 위의 식들을 이용하여 공간영역에서의 전자계 해를 다음과 같은 적분방정식의 형태로 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{E}_x &= \vec{a}_x \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \\ & (Q_{xx}^T F_x + Q_{xy}^T F_y) e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (6-a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_y &= \vec{a}_y \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \\ & (Q_{yx}^T F_x + Q_{yy}^T F_y) e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (6-b) \end{aligned}$$

제안된 구조에서 파수영역에서의 Dyadic 그린함수는 경계조건을 이용하여 구할 수 있다.^[16] 그 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} G_{xx}^T &= -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 k_3 \cos k_3 h}{\beta^2 T_m} D_m \right. \\ & \left. + \frac{k_y^2 k_0^2 \cos k_3 d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (7-a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{xy}^T &= -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_x k_y k_3 \cos k_3 h}{\beta^2 T_m} D_m \right. \\ & \left. - \frac{k_x k_y k_0^2 \cos k_3 d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (7-b) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} G_{yy}^T &= -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_y^2 k_3 \cos k_3 h}{\beta^2 T_m} D_m \right. \\ & \left. + \frac{k_x^2 k_0^2 \cos k_3 d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (7-c) \end{aligned}$$

$$G_{yx}^T = G_{xy}^T \quad (7-d)$$

여기서

$$\begin{aligned} P_1 &= k_{a1} \sin(k_{a1} d) \cos(k_3 h) \\ & + k_3 \cos(k_{a1} d) \sin(k_3 h) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_2 &= k_{b1} \sin(k_{b1} d) \sin(k_3 h) \\ & - k_3 \cos(k_{b1} d) \cos(k_3 h) \end{aligned}$$

$$P_3 = -k_{a1} \cos(k_{a1}d) \cos(k_3h) + k_3 \sin(k_{a1}d) \sin(k_3h)$$

$$P_4 = k_{a1} \cos(k_{a1}d) \sin(k_3h) + k_3 \sin(k_{a1}d) \cos(k_3h)$$

$$P_5 = \left(\frac{k_{a1} \sin k_1 t}{k_1 \cos k_1 t} \right) P_1 + P_3$$

$$P_6 = \left(\frac{k_{a1} \sin k_1 t}{k_1 \cos k_1 t} \right) P_2 + P_4$$

$$Q_1 = k_3 \cos k_{b1}d \sin k_3h + \frac{\epsilon_3}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \sin k_{b1}d \cos k_3h$$

$$Q_2 = -k_3 \cos k_{b1}d \cos k_3h + \frac{\epsilon_3}{\epsilon_{2x}} k_3 \sin k_{b1}d \sin k_3h$$

$$Q_3 = k_3 \sin k_{b1}d \sin k_3h - \frac{\epsilon_3}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \cos k_{b1}d \cos k_3h$$

$$Q_4 = k_3 \sin k_{b1}d \cos k_3h + \frac{\epsilon_3}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \cos k_{b1}d \sin k_3h$$

$$Q_5 = Q_1 - \left(\frac{\epsilon_{2x} k_1 \sin k_1 t}{k_{b1} \cos k_1 t} \right) Q_3$$

$$Q_6 = Q_2 - \left(\frac{\epsilon_{2x} k_1 \sin k_1 t}{k_{b1} \cos k_1 t} \right) Q_4$$

$$T_m = -\epsilon_3 k_4 Q_6 + j k_3 Q_5$$

$$T_e = -k_3 P_5 + j k_4 P_6$$

$$D_m = \frac{k_{b1}}{\epsilon_{2x}} (k_3 \sin k_3h + \epsilon_3 k_4 \cos k_{b1}h) \left(\sin k_{b1}d + \cos k_{b1}d \frac{\epsilon_{2x} k_1 \sin k_1 t}{k_{b1} \cos k_1 t} \right)$$

$$D_e = (k_3 \cos k_3h + j k_4 \sin k_3h) \left(\frac{k_{a1} \sin k_1 t \cos k_{a1}d}{k_1 \cos k_1 t} + \sin k_{a1}d \right)$$

$$k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

$$k_1^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

$$k_{a1}^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \beta^2$$

$$k_{b1}^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \epsilon_{2x} \beta^2 / \epsilon_{2x}$$

$$k_3^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_3$$

$$k_4^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

여기서 $\overline{\overline{G}}$ 는 $z = d + t$ 에서의 다이애딕 그린함수를 나타낸다. 첨자 중 뒤의 첨자는 다이폴의 편파 방향, 앞의 첨자는 전계의 편파방향을 의미한다. 만약 G_{xy} 라면 y 방향의 전류원에 의한 x 방향으로 편파된 전자계를 의미한다. 이들 각 그린 함수의 계수들은 덮개층의 두께를 0으로 놓았을 때는 공기 갭을 갖는 일축성 이방성 기판에 패치 안테나에 대해서 해석한 논문[6]의 그린 함수와 일치된 식을 얻을 수 있었으며 덮개층의 두께와 공기 갭의 두께를 모두 0으로 놓으면 일축성 이방성 기판에 대해서 해석된 논문[11]과 일치된 식을 얻을 수 있다. 위의 방정식들은 갈러킨 모멘트 방법[17]을 사용하여 해석된다. 식(6)의 전계 적분 방정식은 갈러킨 모멘트법을 사용하여 다음과 같은 행렬 방정식으로 이산화 할 수 있다

$$\begin{bmatrix} (Z_{kn}^{xx})_{N \times N} & (Z_{km}^{zy})_{N \times M} \\ (Z_{kn}^{yx})_{M \times N} & (Z_{km}^{yy})_{M \times M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (I_{xn})_{N \times 1} \\ (I_{ym})_{M \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_{xn})_{N \times 1} \\ (V_{ym})_{M \times 1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서

$$Z_{mn} = \int_s \vec{J}_m \cdot \vec{E}_n ds = \frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0^2}$$

$$\int \int F_m^* \cdot \overline{\overline{Q}}^T \cdot F_n dk_x dk_y$$

$$V_{mn} = - \int_s \vec{J}_m^* \cdot \vec{E}_{source} = - \frac{jZ_0}{4\pi^2}$$

$$\int \int (Q_{2x}^T \hat{x} + Q_{2y}^T \hat{y}) \cdot F_m e^{(jk_x x + jk_y y)} dk_x dk_y$$

이다. 전자계 현상 중 특정 구조물의 고유한 특성으로 인가된 전계값이 모두 자체로 변환되고 다시 이 자체 값은 전계로 변환되어 이러한 변화가 계속되어 외부의 유출 없이 그 값이 계속 저장되는 상태를 유지하게 되는데 이 때를 공진 상태라고 하며 그 주파수를 공진 주파수라 한다. 위의 식(8)을 이용한 공진 해석은 외부의 소스를 인가하지 않은 상태에서 0이 아닌 해를 갖는 경우로 구할 수 있는데 이는 [17] 행렬식의 역행

렬식이 0이 됨을 의미한다. 즉, 공진은 소스에 의존하는 값이 아니라 패치의 구조에 의존하는 요소이다. 이 시스템 방정식의 함수형태는 방사 손실을 고려한 허수부분을 포함하는 값을 가질 수 있다. 즉 해는 $f + jf_r$ 의 형태이며 f 는 공진 주파수를 의미하며, f_r 은 방사로 인한 에너지 손실을 의미한다.

III. 수치해석 결과 및 검토

1. 본 논문의 결과 검증

공기 갭과 덮개층을 갖는 구조를 변형하여 기존의 결과와 비교하였다. 위의 (8)식의 행렬 성분에서 미지의 전류분포는 논문[11]에서 사용된 기저함수를 이용하였으며 전류 밀도 분포는 $N = M = 1$ 인 두 개의 정현적 기저 함수를 이용하여 구하였다. 공진 주파수를 구하기 위해서는 식(8)에서 무한 이중 적분을 계산해야 하는데 극 좌표계의 변환과 가우시안 사분법을 이용하여 적분을 계산하였으며^{[6][18]} 자유공간에 대한 주파수 영역의 무한적분은 $50 k_0$ 의 범위까지 계산되었다. 이 때의 오차는 0.037%로 본 논문의 결과가 잘 일치하고 있음을 보여주고 있다.^[6] 마이크로스트립 안테나에서는 공간파(space wave), 표면파(surface wave) 그리고 누설파(leaky wave)가 존재하며^[19] 공간파는 패치에 전류 밀도를 발생시켜 얻어진 에너지가 공간영역으로 방사 되는 파를 의미한다. 표면파는 기판의 TM과 TE모드에서 발생되며 안테나 평면에 수직인 방향으로 감쇄하는 특징을 가지고 있다. 이 파는 접지면에 일정한 각도로 입사되어 경계면을 따라 마이크로스트립 구조 끝에 도달하며 결국 끝점에서 반사와 회절현상을 나타낸다. 따라서 이러한 현상으로 인해 표면파는 인접 안테나와의 상호결합, 부빔의 증가로 나타나 안테나의 성능을 감소시키는 역할을 한다. 한편 누설파는 법선 방향으로 지속적으로 감쇄하는 정상적인 표면파와는 달리 접선 평면으로부터의 반사로 인해 평면 위의 접선 방향으로 감쇄하면서 평면의 법선 방향쪽으로는 오히려 크기가 증가하는 표면부근에만 존재하는 파이다. 이러한 파는 법선 방향으로의 증가로 인해 안테나의 방사에 도움이 되며 빔폭을 감소시켜 지향성을 향상시키는 역할을 한다^[20]. 또한 그린함수에서 표면파로 인한 극점이 생겨 적분구간 내에 해석상의 불연속점이 생긴다. 따라서 위

의 적분을 하기 위해서는 pole 점을 피해야 하는데 그동안 유수 적분을 많이 이용해 왔으나 이 방법은 pole 점들을 찾아야 하고 만약 pole점이 많이 존재한다면 해석이 복잡해지는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 적분경로의 변환을 이용하였다.^[14] 본 논문의 타당성을 검증하기 위해서 본 논문의 구조에서 덮개층의 두께를 0으로 근접시킬 때 논문[6]의 결과와 비교하여 동일한 결과를 얻었으며 덮개층을 0으로 근접시키고 기판을 등방성 매질로 바꾸면 논문[5]의 결과와 일치된 결과를 얻을 수 있었다. 즉 본 논문의 파라메타에서 패치의 크기는 $W=16.8\text{cm}$, $L=8\text{cm}$ 이며 기판의 두께는 $d=2.4\text{mm}$ 이다. 또 기판의 유전율은 $\epsilon_x=2.3$, $\epsilon_z=2.3$ 로 놓음으로서 이방성 매질에서 등방성 매질로 변환하였으며 덮개층의 두께는 $h=0$ 로 놓아서 덮개층의 영향을 제거하였다. 이와 같은 파라메타들을 가지고 공기 갭의 변화에 대해 수치해석을 수행한 결과 그림 2에서 보는 바와 같이 본 논문 결과와 Wong의 논문[5]의 결과가 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다. 여기서 *의 결과는 Wong[5]의 의해서 주어진 결과이다.

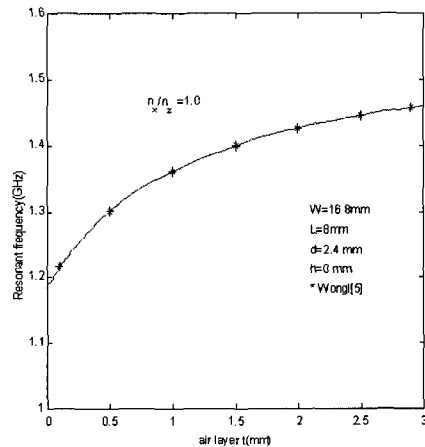


그림 2. 덮개층의 두께를 무한히 작게 한 결과와 논문 [5]의 공진 주파수 비교

Fig. 2. The comparison of resonant frequency between covered by infinitesimal thickness and uncovered superstrate result of [5]

2. 공기 갭의 두께, 패치 길이 그리고 덮개층 유전율 변화에 따른 공진 주파수의 변화

그림 3은 이방성 기판 아래에 공기 갭의 두께 변화에 따른 공진 주파수를 나타내고 있다. 패치의 크기는

$W = 12\text{ mm}$, $L = 8\text{ mm}$ 이며 일축성 이방성 기판의 두께는 0.835 mm 이고 덮개층의 두께는 0.6 mm 그리고 덮개층의 유전율은 2.2 이다. 기판의 일축성 이방성 비는 각각 0.5 ($Anisotropy\ ratio\ AR = \epsilon_x/\epsilon_z = 4.8/9.6$)-양 일축성 이방성 매질, 1 ($AR = \epsilon_x/\epsilon_z = 9.6/9.6$)-등방성 매질, 1.5 ($\epsilon_x/\epsilon_z = 14.4/9.6$)-음 일축성 이방성 매질이다. 일축성 이방성 비는 ϵ_z 을 9.6 으로 놓고 ϵ_x 을 변화시킴으로서 얻을 수 있다. 초기에 공기 갭이 증가함에 따라서 논문[6]에서와 비슷한 결과가 나타남을 확인하였다. 양 일축성 이방성 매질에서는 $0 < t < 0.8$, 양의 일축성 이방성 매질에서는 $0 < t < 0.6$ 의 범위까지 공진 주파수는 증가하는데 이것은 공기 갭의 존재로 인해 전체 기판의 유효 유전율이 감소하기 때문이다. 그러나 각각 이후의 범위에서는 공기 갭이 증가함에 따라 공진 주파수는 단조 감소하고 있다. 이것은 패치 아래 지역의 유효 유전율이 약간 변화하고 패치 아래 지역의 두께가 유효 유전율 보다 더 큰 영향을 줌으로서 나타난 결과이며 양 일축성 이방성 매질이 음 일축성 이방성 매질에 비해 상대적으로 높은 주파수를 가지고 변하고 있음을 볼 수 있다.

그림 4는 유전체 덮개층의 두께가 각각 0.6 mm , 1.3 mm 일 경우, 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 각각의 파라메타는 그림3에서의 파라메

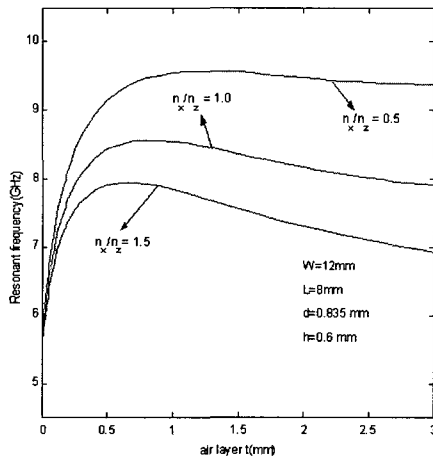


그림 3. $W = 12\text{ mm}$, $L = 8\text{ mm}$ 일 때 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화

Fig. 3. The variation of resonant frequency with airgap thickness when the path size is $W = 12\text{ mm}$, $L = 8\text{ mm}$

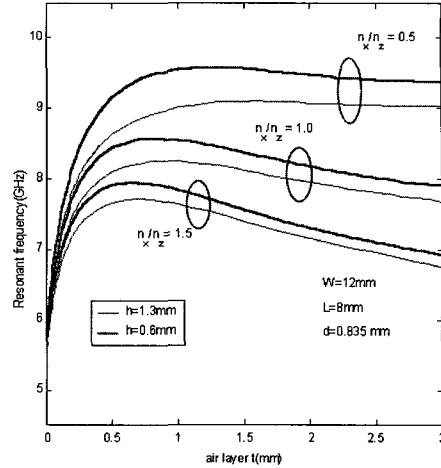


그림 4. 유전체 덮개층의 두께가 다른 경우에 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화

Fig. 4. The variation of resonant frequency with airgap thickness when the dielectric superstrate thickness is different

타와 같으며 유전체 덮개층의 두께가 공진 주파수에 어떤 영향을 미치는지 알아보기 위해서 두께를 두 가지 경우로 나누어 살펴보았다. $h = 0.6\text{ mm}$ 의 경우는 기판의 두께보다 작은 경우이며 굵은 실선으로 나타냈으며 $h = 1.3\text{ mm}$ 의 경우는 기판의 두께보다 두꺼운 경우로서 실선으로 나타내었다. 그림에서 볼 수 있듯이 양 일축성 이방성 매질에서 두께에 대한 영향이 더 크다는 것을 알 수 있으며 유전체 덮개층의 두께가 두꺼울수록 주파수는 낮아짐을 볼 수 있다. 두께의 변화에 대해 등방성 매질의 경우 최대 3.84% 변화를 보였으며 양 일축성 이방성 매질의 경우 최대 5.94% 의 변화를 보였다.

그림 5는 패치 길이 L 의 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 패치 $W = 10\text{ mm}$ 의 길이를 고정시켜 놓고 길이 L 을 5 mm 에서 20 mm 로 변화시킴에 따라 공진 주파수의 변화를 나타내었다. 여기서 일축성 이방성 기판의 두께는 0.635 mm , 기판의 일축성 이방성 비는 0.5 ($\epsilon_x = 4.8$, $\epsilon_z = 9.6$), 1 (등방성), 1.5 ($\epsilon_x = 14.4$, $\epsilon_z = 9.6$)이며 공기 갭의 두께는 1 mm 로 고정시켰다. 그리고 덮개층의 두께와 유전율은 각각 0.5 mm 와 2.2 이다. 일축성 이방성 비는 ϵ_z 을 9.6 으로 놓고 ϵ_x 을 변화시킴으로서 얻었다.

그림에서 보는바와 같이 패치 길이가 증가할수록 주

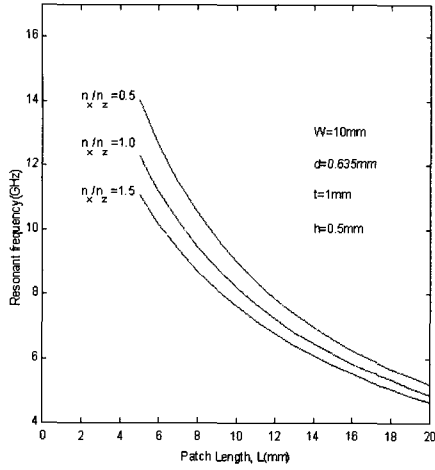


그림 5. $W=10\text{mm}$ 일 때 길이 L 의 변화에 따른 공진 주파수
 Fig. 5. The variation of resonant frequency with the variation of length L when the path width is $W=10\text{mm}$

파수가 감소함을 확인하였으며 일축성 이방성 매질에 대한 다른 논문에서와 같이 양 일축성 이방성 매질에서의 공진 주파수는 음 일축성 이방성 매질에서의 공진 주파수에 비해 더 높은 주파수로 이동하고 있음을 확인하였다. L 의 길이가 5mm 일 경우 일축성 이방성 비

를 0.5에서 1.5로 변화시키에 따라 공진 주파수는 약 2.92GHz 혹은 20.83% 의 변화가 발생한다는 것을 알 수 있었다. 여기에서 덮개층의 유전율은 기판의 일축성 이방성 매질의 유전율보다 작도록 선택하였다. 그러나 기판의 일축성 이방성 매질의 특성이 작은 값을 갖는 경우에는 덮개층의 유전율을 변화시키더라도 거의 같은 공진 주파수를 얻을 수 있었다.

그림 6는 유전체 덮개층의 두께가 각각 0.5mm , 1.2mm 일 경우, 패치길이 L 의 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 패치 $W=10\text{mm}$ 의 길이를 고정시켜 놓고 길이 L 을 5mm 에서 20mm 로 변화시키에 따라 공진 주파수의 변화를 얻었으며 각각의 파라메타는 그림 5에서의 파라메타와 같다. 유전체 덮개층의 두께가 패치 길이의 변화에 대해 공진 주파수에 어떤 영향을 미치는지 알아보기 위해서 두가지 경우에 대해서 수치해석을 수행하였다. $h=0.5\text{mm}$ 의 경우는 기판의 두께보다 작은 경우이며 실선으로 나타냈으며 $h=1.2\text{mm}$ 의 경우는 기판의 두께보다 두꺼운 경우로서 두꺼운 실선으로 나타내었다. 그리고 일축성 이방성 기판의 유전율 상수는 덮개층의 유전율에 비해 높은 유전율을 갖도록 하였다. 결과 그림에서 알 수 있듯이 유전체 덮개층의 두께가 두꺼울수록 주파수는 낮아짐을 볼 수 있다. 두께의 변화에 대해 등방성 매질의 경우 최대 5.88% 의 변화를 보였으며 양 일축성 이방성 매질의 경우 최대 7.7% 의 변화를 보였다.

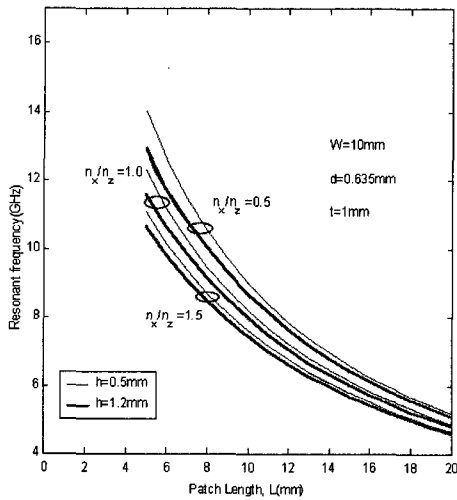


그림 6. 두가지 유전체 덮개층 두께에 대한 공진 주파수의 변화
 Fig. 6. The variation of resonant frequency with the length of L when the dielectric superstrate thickness is different

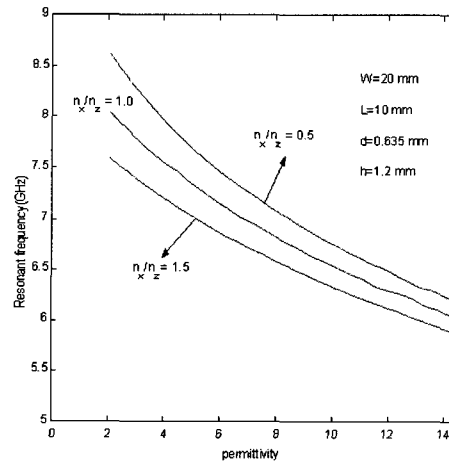


그림 7. $W=20\text{mm}$, $L=10\text{mm}$ 일 때 덮개층 유전율의 변화에 따른 공진 주파수
 Fig. 7. The variation of resonant frequency with the variation of dielectric in superstrate layer when the patch size is $W=20\text{mm}$, $L=10\text{mm}$

그림 7은 덮개층 유전율의 변화에 따른 공진 주파수를 나타내고 있다. 크기는 $W=20\text{mm}$, $L=10\text{mm}$ 이며 기판의 두께는 $d=0.635\text{mm}$ 이다. 또한 유전체 덮개층의 두께는 $t=1.2\text{mm}$ 로 고정되어 있다. 기판의 매질은 광축 방향에서의 유전율이 $\epsilon_z=9.6$ 로서 등방성($AR=1$), 양 일축성 이방성($AR=0.5$), 음 일축성 이방성 매질($AR=1.5$)을 갖는 경우에 덮개층의 유전율을 2.1에서 14.4로 변화시켜 각각 수치해석을 수행하였다.

결과에서 보듯이 유전율이 증가함에 따라 공진 주파수가 감소한다는 것을 확인하였다. 이것은 공진 주파수를 구하는 일반적인 수식에서도 알 수 있다. 유전율이 2.1에서 14.4까지 변화함에 따라 등방성 매질의 경우 24.96%, 양 일축성 이방성 매질의 경우에는 28.04%, 음 일축성 이방성 매질($AR=1.5$)에서는 22.55%의 변화가 존재하며 유전율이 클수록 양 일축성 이방성 매질과 음 일축성 이방성 매질 사이의 주파수가 차이가 적었다. 즉 덮개층의 유전율이 2.1일 경우 이방성 비가 0.5에서 1.5로 변화하는 동안 11.86%의 차이로 공진 주파수가 변화하며 유전율이 14.4일 경우에는 5.15%밖에 변화하지 않는다.

3. 덮개층의 두께와 유전율의 변화에 따른 대역폭의 변화

그림 8은 덮개층의 두께와 유전율 변화에 따른 대역폭을 나타내고 있다. 덮개층의 두께가 $t=0.5\text{mm}$ 일때는 거의 일정한 대역폭을 얻을 수 있었다. 그러나 덮개층의 두께가 증가되어 $t=1\text{mm}$ 일 때의 대역폭은 단조 증가하는 것을 확인하였으나 변화의 폭은 크지 않았다. 한편 유전율 변화에 따른 대역폭은 덮개층의 두께가 작을수록 일정한 값을 얻을 수 있었으며 덮개층의 두께가 커질수록 증가하였다. 여기서 A는 덮개층의 두께가 $t=1\text{mm}$, B의 덮개층의 두께가 $t=0.5\text{mm}$ 일 때의 결과이다.

또한 같은 크기의 패치와 기판을 가지고 공기 갭의 두께와 덮개층의 두께가 각각 $t=0.2\text{mm}$, $h=3\text{mm}$ 일 경우에 대해서도 수치해석을 수행하였다. 대역폭이 상당히 증가하였으며 변화의 폭도 커짐을 확인하였다. 이러한 결과의 원인으로서는 공기 갭의 영향으로 대역폭이 상당히 크게 변화된 것으로 생각되며 더불어 그림 8의 결과에서 보듯이 덮개층의 증가가 대역폭의 확대에 어느 정도 공헌하는 것으로 생각된다. 다른 논문의 결과에서와 마찬가지로 양의 일축성 이방성 매질의 대역폭

은 음의 일축성 이방성 매질의 대역폭보다 큰 값으로 변화되고 있음을 확인하였다.

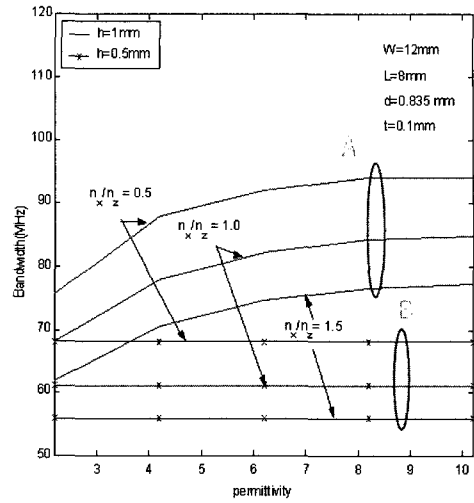


그림 8. $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$, $t=0.1\text{mm}$ 일 때 덮개층 두께와 유전율에 따른 대역폭

Fig. 8. The bandwidth with the variation of the thickness of dielectric and permittivity in superstrate layer when the patch size is $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$, $t=0.1\text{mm}$

4. 덮개층의 두께와 유전율의 변화에 따른 입력 임피던스 변화

그림9과 그림10은 덮개층의 두께 변화에 따른 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스를 나타내고 있다. 패치의 크기는 $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$ 이며 일축성 이방성 기판의 두께와 공기 갭의 두께는 각각 0.835mm , 0.2mm 이다. 그리고 기판의 일축성 이방성 비는 1.5인 음 일축성 이방성 매질이며 덮개층의 유전율은 2.2이다. 덮개층의 두께는 0.5mm 에서 1.8mm 로 변화시켰다. 임피던스의 실수부는 안테나의 저항성분에 기여하게 되고 임피던스의 허수부는 안테나의 리액턴스 성분에 기여하게 된다. 따라서 공진 주파수를 고려할 경우 리액턴스 성분이 0이 되는 점, 즉 그래프에서 보면 허수부가 영 교차점이 되는 점이 안테나의 공진 주파수가 된다. 결과에서 볼 수 있듯이 덮개층의 두께가 0.5mm 에서 1.8mm 으로 증가될 때 공진 주파수가 감소하고 있음을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 논문[14]의 결과와 일치하고 있다. 또한 덮개층의 두께가 증가할수록 입력 저항성분과 입력 리액턴스는 감소하고 있음을 알 수 있

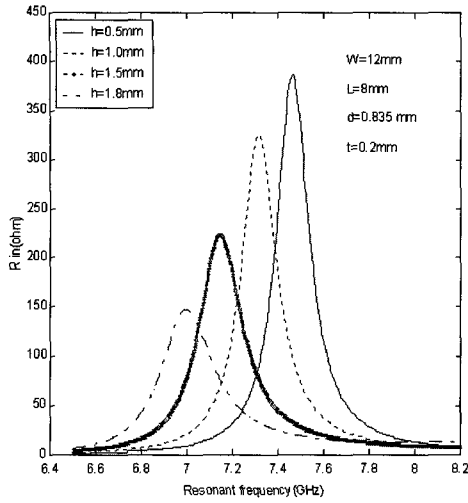


그림 9. $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$, $t=0.2\text{mm}$ 일 때
 ㄷ개층 두께의 변화에 따른 입력 저항 (R_{in})
 Fig. 9. The input resistance (R_{in}) with the variation
 of the superstrate thickness when the patch
 size is $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$,
 $t=0.2\text{mm}$

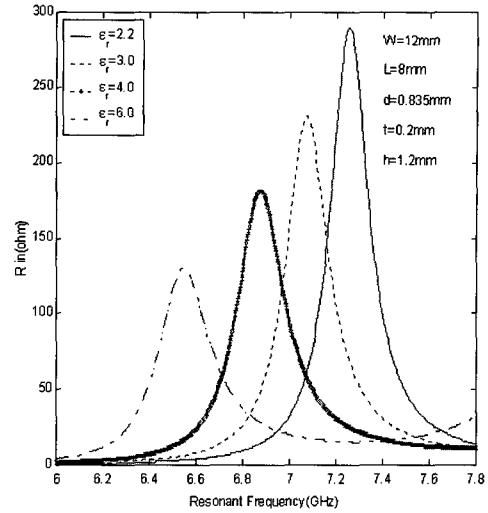


그림 11. $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$, $t=1.2\text{mm}$ 일 때
 ㄷ개층 유전율의 변화에 따른 입력 저항
 (R_{in})
 Fig. 11. The input resistance (R_{in}) with the varia-
 tion of the superstrate permittivity when the
 patch size is $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$,
 $d=0.835\text{mm}$, $t=1.2\text{mm}$

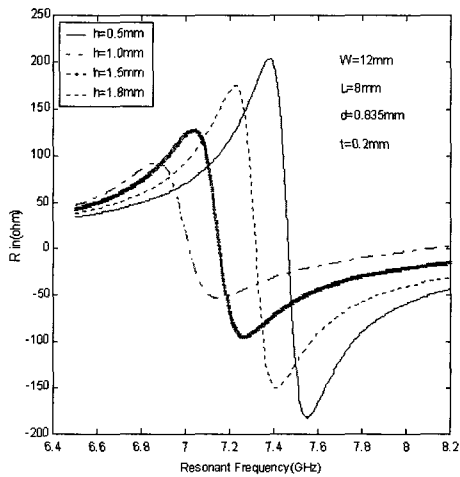


그림 10. $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$, $t=0.2\text{mm}$ 일
 때 ㄷ개층 두께의 변화에 따른 입력 리액
 턴스 (X_{in}) Fig.10. The input reactance
 (X_{in}) with the variation of the
 superstrate thickness when the patch
 size is $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$,
 $t=0.2\text{mm}$

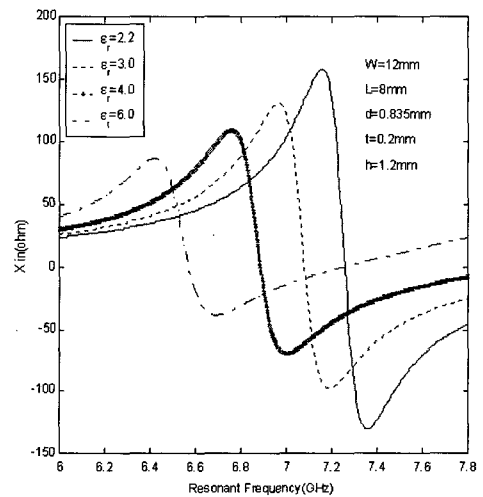


그림 12. $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$, $d=0.835\text{mm}$, $t=0.2\text{mm}$,
 $h=1.2\text{mm}$ 일 때 ㄷ개층 유전율의 변화에 따
 른 입력 리액턴스 (X_{in})
 Fig. 12. The input reactance(X_{in}) with the varia-
 tion of the superstrate permittivity when the
 patch size is $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$,
 $d=0.835\text{mm}$, $t=0.2\text{mm}$, $h=1.2\text{mm}$

었다.

그림11과 그림12는 ㄷ개층의 유전율 변화에 따른 마

이크로스트립 안테나의 입력 임피던스를 나타내고 있

다. 패치의 크기는 $W=12\text{mm}$, $L=8\text{mm}$ 이며 일축성 이방성 기판의 두께와 공기갭의 두께는 각각 0.835mm , 0.2mm 이다. 그리고 기판의 일축성 이방성 비는 1.5인 음 일축성 이방성 매질이며 덮개층의 두께는 1.2mm 이다. 덮개층의 유전율은 2.2에서 6.0으로 변화시키면서 수치해석을 수행하였다. 유전율을 증가시킬수록 공진 주파수가 감소하며 입력 저항성분과 입력 리액턴스는 감소하고 있음을 알 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 공기 갭을 갖는 일축성 이방성 기판 위의 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 공진 주파수가 유전체 덮개층에 의해 받는 영향에 대해 해석하였다. MMIC, MIC의 경우 기판은 유전체가 아닌 이방성 성질을 가지고 있는 매질이기 때문에 정확한 공진 주파수를 구하기 위해서 유전율이 텐서로 구성된 매질을 고려하였다. 파수 영역에서의 그린 함수를 유도하여 공간 영역에서의 적분 방정식으로 변환하였으며 갈러킨 모멘트법을 적용하여 적분 방정식을 행렬식으로 이산화하였다. 이중 적분을 계산하기 위해 극 좌표계 변환과 가우시안 사분법을 이용하여 전사모의 실험을 수행하였다. 수치해석 결과, 공기 갭이 증가할수록 공진 주파수는 증가하다가 어느 두께 이상에서 단조 감소하였으며 유전체 덮개층의 두께가 클수록 공진 주파수는 감소하였다. 또한 패치 길이가 증가할수록 공진 주파수는 감소하였으며 이 경우 유전체 덮개층의 두께가 작을수록 공진 주파수는 높은 쪽으로 이동하면서 변화하였다. 그리고 덮개층의 유전율이 변화함에 따라 공진 주파수가 감소하는 것을 확인하였다. 입력 저항과 리액턴스 성분은 덮개층의 두께와 유전율을 증가시킬수록 감소하고 있음을 확인하였다. 이러한 결과를 바탕으로 실제 MMIC나 MIC에서 사용되는 기판에서 안테나의 특성을 고려할 때 정확한 공진 주파수를 얻을 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] D. M. Pozar., "Microstrip Antennas", Proceeding of the IEEE, Vol 80, No.1, Jan. pp.79~91, 1992.
 [2] S. H. David, "A survey of broadband microstrip

patch antennas," Microwave J., pp.60~84, Sept., 1996.

- [3] K. F. Lee, K. Y. Ho, and J. S. Dahele, "Cavity-Model Theory of the Circular-Disk Microstrip Antennas with an Air Gap," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol AP-32, pp.880~884, 1984.
 [4] Z. Fan and K. F. Lee "Spectral Domain Analysis of Rectangular Microstrip Antennas with an Airgap," Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 5, No. 7, pp.315~318, June, 1992.
 [5] K. L. Wong, Y. T. Cheng, J. S. Row "Analysis of a Cylindrical-Rectangular Microstrip Structure with an Airgap," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 42, No. 6, pp.1032~1037, June, 1994.
 [6] 윤중환, 이상목, 안규철, 광경섭, "공기갭을 갖는 일축성 매질 위의 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수," 통신학회 논문지 제 25권, 12A호, pp.1759~1765, 2000.
 [7] W. C. Chew and Q. H. Liu, "Resonance Frequency of a Rectangular Microstrip Patch", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol 36, pp. 1045~1088, 1988.
 [8] N. G. Alexopoulos, "Integrated-Circuit Structure on anisotropic substrate" IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, pp.847~881, Oct. 1985.
 [9] D. M. Pozar, "Radiation and scattering from a Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-35, pp. 613~621, June 1987.
 [10] C. Peixeiro and A. M. Barbosa, "Leaky and Surface Waves in Anisotropic Printed Antenna Structures," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-40, pp. 566~569, May 1992.
 [11] K. L. Wong, J. S. Row, C. W. Kuo, K. C. Huang "Resonance of a Rectangular Microstrip Patch on a uniaxial Substrate," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 41, No. 4, pp.698~701, April, 1993.
 [12] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson,

“Fundamental Superstrate(Cover) Effects on Printed Circuit Antennas”, IEEE Trans. Antennas. Propagat., Vol AP-32, pp. 807~816, August 1984.

[13] A. K. Bhattacharyya and T. Tralmon, “Effects of Dielectric Superstrate on Patch Antenna,” Electron. Lett., Vol. 24, pp. 356~358, 1988.

[14] J. S. Row and K. L. Wong, “Resonance in Superstrate-Loaded Rectangular Microstrip Structure,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 41, No. 8, pp.1349~1355, August, 1993.

[15] R. Shavit, “Dielectric Cover Effect on Rectangular Microstrip Antenna array”, IEEE Trans. Antennas. Propagat., Vol 42, pp. 1180~1184, 1994.

[16] T. Itoh., Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structure Wiley, 1989.

[17] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods New York Macmillan, 1968.

[18] B. Fes, Numerical Analysis, PWS Publishing, 1993.

[19] Jean-François Zücher and Fred E. Gardiol, “Broadband Patch Antennas”, Artech House, 1995

[20] D. R. Jackson, A. A. Oliner and Antonio lu, “Leaky Wave Propagation and Radiation for a Narrow-Beam Multiple-layer Dielectric Structure”, IEEE Trans. Antennas. Propagat., Vol 41, No. 3, pp. 344~348, March 1993.

저 자 소 개



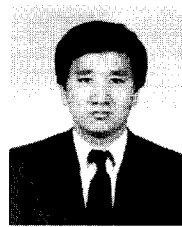
尹中漢(正會員)
1994년 2월 : 인하대학교 전자공학과 학사 졸업. 1996년 8월 : 인하대학교 전자공학과 대학원 졸업. 1996년 8월~현재 : 인하대학교 전자공학과 박사과정 수료. <주관심분야> 전자장 이론 및 산란, 안테

나, 설계



安圭愔(正會員)
1986년 2월 : 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1988년 2월 : 인하대학교 전자공학과 대학원 졸업(공학석사). 1988년 3월~1993년 2월 : LG정보통신 중앙연구소 주임 연구원. 1993년 10월~1996년 2

월 : 한국체육과학연구원 연구원. 1993년 3월~현재 : 인하대학교 전자공학과 박사과정 수료. 1996년 3월~현재 : 안산1대학 전자통신과 조교수. <주관심분야> 전자장, 광집적회로, 비선형 광학, Optical fiber communication.



郭慶燮(正會員)
1977년 2월 : 인하대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1981년 12월 : 미국 University of Southern California 공학석사. 1988년 2월 : 미국 University of Southern California 공학박사(통신이론 및 시스템). 1988년 2월~ 1989년 2월 : 미국 Hughes Network Systems 연구원. 1989년 2월~1990년 3월 : 미국 IBM Network Analysis Center 연구원. 1990년 3월~현재 : 인하대학교 정보통신공학부 교수. 1999년 1월~현재 : 통신학회 상임이사. 2000년 3월~현재 : 인하대학교 정보통신전문대학원 원장. <주관심분야> 위성 및 이동 통신, 멀티미디어 통신