

논문 01-01-10

공기 갭과 덮개층을 갖는 이방성 매질 위의 사각 마이크로스트립 패치 안테나 공진 주파수의 파수 영역 해석

Spectral Domain Analysis of Resonant Frequency in Rectangular Microstrip Patch Antenna on Uniaxial Substrates with Airgap and Superstrate

李相睦*, 尹中漢*, 金興壽*

(Sang-Mok Lee*, Joong-Han Yoon*, Heung-Soo Kim*)

요 약

공기 갭을 갖는 이방성 매질의 기판과 덮개층 구조에서 사각 마이크로스트립 안테나 공진 주파수의 파수 영역에 대해 해석하였다. 일축성 매질의 특성을 나타내는 텐서의 구성 관계식으로부터 파수영역에서의 다이애딕 그린 함수를 유도하였으며 이 결과를 푸리에 변환을 사용하여 공간에서의 전개 적분 방정식으로 수식화하였다. 갤러킨 모멘트법을 사용하여 적분 방정식을 이산화하였으며 기저함수로는 정현적 함수를 선택하였다. 수치해석 결과의 타당성을 검증하기 위해 기존의 결과와 비교, 일치된 결과를 얻었으며 공기 갭의 두께, 패치 길이 그리고 덮개층의 비유전율과 이방성 덮개층의 이방성 비의 변화에 따른 공진 주파수의 변화가 제시되고 분석되었다.

Abstract

Spectral domain of resonant frequency rectangular microstrip patch antenna on anisotropic substrates and superstrate with airgap are analyzed. 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. The resonant frequencies in the variation of air gap, patch length and permittivity of superstrate anisotropy ratio of anisotropic superstrate are presented and analyzed.

1. 서 론

마이크로스트립 안테나는 값이 저렴하고 가볍고 단면적이 작으며 선형이나 평면 배열로 만들기 쉬울 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 단

* : 仁荷大學校 電子工學科

(Dept. of Electronics Engineering, Inha University)

接受日: 2001年 3月21日, 修正完了日: 2001年 6月20日

점으로 이 이러한 특성을 개선하기 위한 여러 가지 방법들이 제시되었다.[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 비유전율의 특성과 두께에 크게 영향을 받는데 주로 등방성 매질로 연구되어왔다.[7] 그러나 실제 MMIC나 MIC에서의 기판은 일축성 매질의 성질을 가지고 있으며[8] 이러한 기판의 특성이 안테나 성능에 큰 영향을 주기 때문에 일축성 매질의 기판에 대한 연구가 활발히 이루어져왔다.[9]-[12] 또한 실제 응용에서는 일반적으로 외부의 위험(비, 눈, 바람)으로부터 보호하기 위해서 마이크로스트립 구조에 보호층(덮개층)을 씌우는 경우가 있는데 이러한 구조에서의 공진 주파수는 단층 마이크로스트립 안테나의 좁은 대역폭 밖에 존재하는 경우가 있기 때문에 정확한 공진 주파수를 구하기 위해 많은 연구가 진행되어 왔다.[13]-[16] 그러나 안테나의 대역폭을 확대시키기 위한 하나의 방법으로 제안된 공기 갭 구조에서 이방성 기판과 덮개층에 대해서는 발표된 논문이 없다.

따라서 본 논문에서는 유전체와 이방성 덮개층이 공기 갭과 이방성 기판을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수에 미치는 영향에 대해 연구하였다. 이방성 기판과 이방성 덮개층의 특성을 표시하기 위해서 텐서(tensor)로 나타내었으며 전자계의 해석은 파수영역에서의 그린함수를 유도하고 공간 영역에서의 적분 방정식을 수식화하였고 이를 적분 방정식은 캘러킨 모멘트법을 사용하여 이산화(異散化)하였다. 패치 위에 미지의 표면전류분포를 확장하기 위해 실제 전류밀도와 유사한 정현적 함수를 기저함수로 선택하였다. 수치해석 결과로부터 덮개층의 유전율과 일축성 비, 공기 갭의 두께 그리고 길이의 변화가 공진 주파수에 어떤 영향을 미치는 살펴보았다.

II. 안테나 모델 및 Green Function

일축성 매질의 기판 아래에 공기 갭과 안테나를 보호하기 위해 패치 위에 같은 매질의 덮개층을 가진 사각형의 마이크로스트립 패치 안테나를 그림 1과 같

이 나타내었다. 제안된 구조는 다음과 같다. 접지면 위에 t 만큼의 두께를 갖는 공기 갭(영역1)이 존재하고 그 위에 두께가 d 이고 비 투자율이 1, 비 유전율 텐서가 $\bar{\epsilon}_2$ 인 일축성 매질의 기판(영역2)이 존재한다. 일축성 기판 위에는 넓이가 W 이고 길이가 L 인 사각형 패치가 위치해 있고 패치 위에는 안테나를 보호하기 위해 두께가 h 인 이방성 덮개층 $\bar{\epsilon}_3$ (영역3)이 존재하며 그 위에는 유전율이 ϵ_0 이고 투자율이 μ_0 인 자유공간(영역4)이 존재한다. 기판과 덮개층 영역에서 비유전율은 텐서 형태를 가진다. 일축성 매질의 기판과 덮개층의 비유전율 텐서는 각각 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$\bar{\epsilon}_2 = \begin{bmatrix} \epsilon_{2x} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{2y} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{2z} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\bar{\epsilon}_3 = \begin{bmatrix} \epsilon_{3x} & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{3y} & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{3z} \end{bmatrix} \quad (2a)$$

그리고

$$\epsilon_4 = \epsilon_0 \quad (2b)$$

본 논문에서는 $\epsilon_{2x} = \epsilon_{2y}$ 그리고 ϵ_{2x} 와 ϵ_{2z} 가 비유전율로 구성되는 일축성 매질에 대해 고려하였으며 이방성 덮개층 역시 기판의 매질과 같은 형태의 일축성 매질로 가정하여 계산하였다. 그리고 직각 좌표계에서 파동방정식의 해는 평면파 형태로 나타내어 지므로 각 영역에서의 파수는 다음과 같다.

$$k_1^2 = k_2^2 = \epsilon_0 k_0^2 - \beta^2, \quad 0 < z < t \quad (3a)$$

$$k_{z1}^2 = k_z^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \beta^2, \quad t < z < d \quad (3b)$$

$$k_{z1}^2 = k_z^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \epsilon_{2x} \beta^2 / \epsilon_{2z}, \quad t < z < d \quad (3c)$$

$$k_{z2}^2 = k_z^2 = \epsilon_{3x} k_0^2 - \beta^2, \quad d < z < h \quad (3d)$$

$$k_{z2}^2 = k_z^2 = \epsilon_{3x} k_0^2 - \epsilon_{3x} \beta^2 / \epsilon_{3z}, \quad d < z < h \quad (3e)$$

$$k_3^2 = k_z^2 = \epsilon_3 k_0^2 - \beta^2, \quad z > h \quad (3f)$$

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

주파수 영역에서 그린 함수를 유도하기 위해서는 제안된 매질에서의 무한소 점 전류원의 형태를 고려해야 한다. 즉 그린함수는 점 전류원에 의한 전자계 응답을 의미하며 특정 전류원이 존재할 때의 전자계는 다음의 형태로 확장된다.

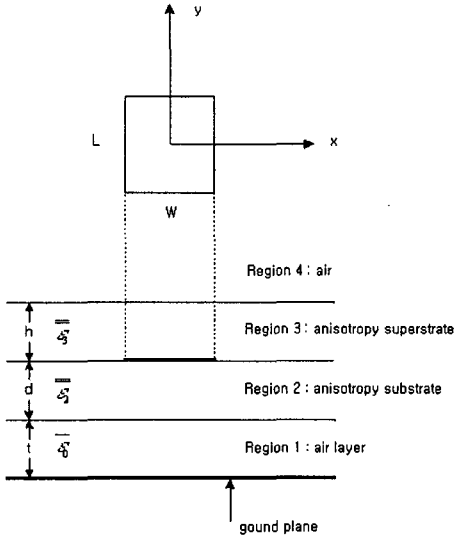


그림 1. 공기 갭과 덮개층을 갖는 일축성 매질
위의 마이크로스트립 안테나의 구조
Fig.1. The geometry of microstrip patch antenna on
a uniaxial substrate with airgap and superstrate

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \iiint dV \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}(\vec{r}') \quad (4-a)$$

혹은

$$\vec{E}(\vec{r}) = -j\omega\mu \iint dS \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}(\vec{r}') \quad (4-b)$$

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

$$\vec{F}_x = \int_x \int_y J_x(x, y) \exp^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \quad (5-a)$$

$$\vec{F}_y = \int_x \int_y J_y(x, y) \exp^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \quad (5-b)$$

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

$$\vec{E}^T(k_x, k_y, z) = -j\omega\mu_0 \vec{G}^T(k_x, k_y, z, z') \cdot \vec{F}(k_x, k_y, z') \quad (6)$$

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.

$$\vec{E}_x = -\frac{1}{a_x} \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (Q_{xx}^T F_x + Q_{xy}^T F_y) e^{(jk_x + jk_y z)} dk_x dk_y \quad (7-a)$$

$$\vec{E}_y = -\frac{1}{a_y} \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (Q_{yx}^T F_x + Q_{yy}^T F_y) e^{(jk_x + jk_y z)} dk_x dk_y \quad (7-b)$$

제한된 구조에서 파수영역에서의 Dyadic 그린함수는 경계조건을 이용하여 구할 수 있다.[17] 그 결과는 다음과 같다.

$$G_{xx}^T = -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 k_{b2} \sin k_{b2} h}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_y^2 k_0^2 \cos k_{a2} d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (8-a)$$

$$G_{xy}^T = -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_x k_y k_{b2} \sin k_{b2} h}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_x k_y k_0^2 \cos k_{a2} d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (8-b)$$

$$G_{yy}^T = -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_y^2 k_{b2} \sin k_{b2} h}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_y^2 k_0^2 \cos k_{a2} d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (8-c)$$

$$G_{yx}^T = G_{xy}^T \quad (8-d)$$

여기서

$$P_1 = k_{a1} \sin(k_{a1} d) \cos(k_{a2} h) + k_{a2} \cos(k_{a1} d) \sin(k_{a2} h)$$

$$P_2 = k_{a1} \sin(k_{b1} d) \sin(k_{a2} h) - k_{a2} \cos(k_{a1} d) \cos(k_{a2} h)$$

$$P_3 = -k_{a1} \cos(k_{a1} d) \cos(k_{a2} h) + k_{a2} \sin(k_{a1} d) \sin(k_{a2} h)$$

$$P_4 = k_{a1} \cos(k_{a1} d) \sin(k_{a2} h) + k_{a2} \sin(k_{a1} d) \cos(k_{a2} h)$$

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

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

$$Q_1 = \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{3x}} k_{b2} \cos k_{b1} d \sin k_{b2} h \\ + \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \sin k_{b1} d \cos k_{b2} h$$

$$Q_2 = - \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{3x}} k_{b2} \cos k_{b1} d \cos k_{b2} h \\ + \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \sin k_{b1} d \sin k_{b2} h$$

$$Q_3 = \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{3x}} k_{b2} \sin k_{b1} d \sin k_{b2} h \\ - \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \cos k_{b1} d \cos k_{b2} h$$

$$Q_4 = \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{3x}} k_{b2} \sin k_{b1} d \cos k_{b2} h \\ + \frac{\epsilon_{3z}}{\epsilon_{2x}} k_{b1} \cos k_{b1} d \sin k_{b2} h$$

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

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

$$T_m = - \epsilon_{3x} k_3 Q_6 + j k_{b2} Q_5$$

$$T_e = k_{a2} P_5 + j k_3 P_6$$

$$D_m = \frac{k_{b1}}{\epsilon_{2x}} (k_{b2} \sin k_{b2} h + \epsilon_{3x} k_3 \cos k_{b2} h) \\ \times \left(\sin k_{b1} d + \cos k_{b1} d \frac{\epsilon_{2x} k_1 \sin k_1 t}{k_{b1} \cos k_1 t} \right)$$

$$D_e = (k_{a2} \cos k_{a2} h + j k_3 \sin k_{a2} h) \\ \times \left(\frac{k_{a1} \sin k_1 t \cos k_{a1} d}{k_1 \cos k_1 t} + \sin k_{a1} d \right)$$

여기서 \vec{G} 는 $z = d + t$ 에서의 다이애덕 그린 함수를 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 기판에 패치 안테나에 대해서 해석한 논문[6]의 그린 함수와 일치된 식을 얻을 수 있었으며 덮개층의 두께와 공기 갭의 두께를 모두 0으로 놓으면 일축성 기판에 대해서 해석된 논문[11]과 일치된 식을 얻을 수 있다. 위의 방정식들은 갤러킨 모멘트 방법[18]을 사용하여 해석된다. 식(7)의 전계 적분 방정식은 갤러킨 모멘트법을 사용하여 다음과 같은 행렬 방정식으로 이산화할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} (Z_{kn}^{xx})_{N \times N} & (Z_{km}^{xy})_{N \times M} \\ (Z_{kn}^{yx})_{M \times N} & (Z_{km}^{yy})_{M \times M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (I_{xn})_{N \times 1} \\ (I_{ym})_{M \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_{xn})_{N \times 1} \\ (V_{ym})_{M \times 1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서

$$Z_{mn} = \int_s \vec{J}_m \cdot \vec{E}_n ds \\ = \frac{jZ_0}{4\pi^2 k_0^2} \iint F_m^* \cdot \vec{Q}^T \cdot F_n dk_x dk_y$$

이다. 위의 식(9)을 이용한 공진 해석은 외부의 소스를 인가하지 않은 상태에서 0이 아닌 해를 갖는 경우로 구할 수 있는데 이는 $[V]$ 행렬 값이 0임을 의미하며 위 행렬식의 역 행렬식 0이 됨을 의미한다. 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 는 방사로 인한 에너지 손실을 의미한다.

III. 전산(電算) 모의 실험 결과 및 검토

공기 갭과 덮개층을 갖는 구조를 변형하여 기존의 결과와 비교하였다. 위의 (9)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(9)에서 무한 이층 적분을 계산해야 하는데 극 좌표계의 변환과 가우시안 사분법을 이용하여 적분을 계산하였으며[6][18] 자유공간에 대한 주파수 영역의 무한적분은 $50 k_0$ 의 범위까지 계산되었다. 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 바

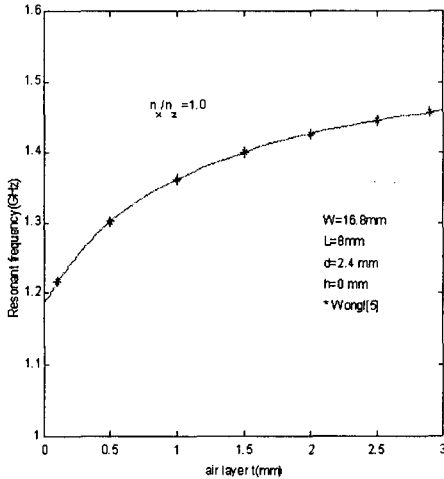


그림 2. 공기 갭의 두께 변화에 따른 본 논문과 기존 논문[5]의 공진 주파수의 변화 비교

Fig.2. The comparison of the resonant frequency between this paper and published paper[5] as the variation of airgap thickness

구면 논문[5]의 결과와 일치된 결과를 얻을 수 있었다. 즉, 본 논문의 파라미터에서 패치의 크기는 $W=16.8\text{ cm}$, $L=8\text{ cm}$ 이며 기판의 두께는 $d=2.4\text{ mm}$ 이다. 또 기판의 비유전율은 $\epsilon_{2x}=2.3$, $\epsilon_{2z}=2.3$ 로 놓음으로서 이방성 매질에서 등방성 매질로 변환하였으며 덮개층의 두께는 $h=0$ 로 놓아서 덮개층의 영향을 제거하였다. 이와 같은 파라미터들을 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 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 기판의 두께는 0.835 mm 이고 덮개층의 두께는 0.6 mm 그리고 덮개층의 비유전율은 2.2이다. 기판의 일축성 비는 각각 $AR=0.5$ ($\epsilon_{2x}/\epsilon_{2z}=4.8/9.6$)-양 일축성 매질, $AR=1$ ($\epsilon_{2x}/\epsilon_{2z}=9.6/9.6$)-등방성 매질, $AR=1.5$ ($\epsilon_{2x}/\epsilon_{2z}=14.4/9.6$)-음 일축성 매질이다.

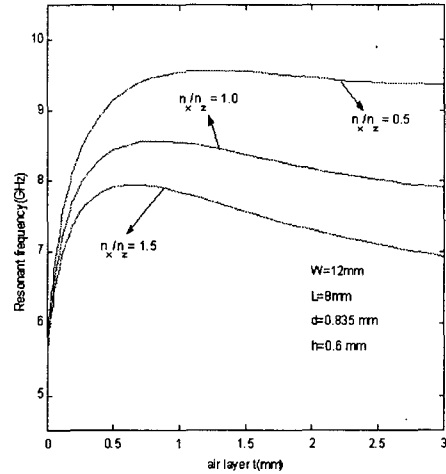


그림3. $W=12\text{ mm}$, $L=8\text{ mm}$ 일 때 일축성 비에 대해 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화

Fig.3. The variation of resonant frequency as the variation of airgap on anisotropy when $W=12\text{ mm}$, $L=8\text{ mm}$

일축성 비는 ϵ_{2z} 을 9.6으로 놓고 ϵ_{2x} 을 변화시킴으로서 얻을 수 있다. 초기에 공기 갭이 증가함에 따라서 논문[6]에서와 비슷한 결과가 나타남을 확인하였다. 양 일축성 매질에서는 $0 < t < 0.8$, 양의 일축성 매질에서는 $0 < t < 0.6$ 의 범위까지 공진 주파수는 증가하는데 이것은 공기 갭의 존재로 인해 전체 기판의 유효 비유전율이 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 매질이 음 일축성 매질에 비해 상대적으로 높은 주파수를 가지고 변하고 있음을 볼 수 있다.

그림 4는 양일축성 매질의 기판 위에 일축성 매질의 덮개층을 갖는 경우 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 일축성 매질의 기판의 두께는 0.6 mm 이며 여기서 기판 이방성 특성의 비유전율은 $\epsilon_{2x}=4.8$, $\epsilon_{2z}=9.6$ 이다. 덮개층은 등방성 특성 ($\epsilon_{3x}=2.2$, $\epsilon_{3z}=2.2$)을 갖는 경우, 양일축성 매질 ($\epsilon_{3x}=1.1$,

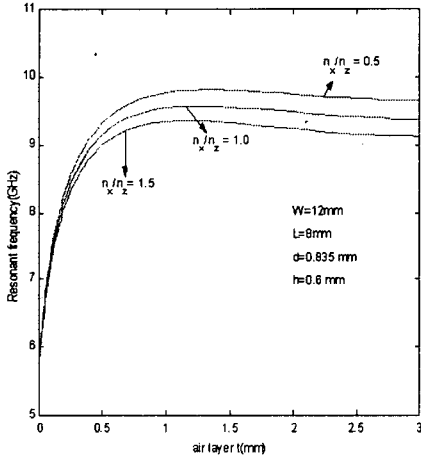


그림 4. $W=12\text{ mm}$, $L=8\text{ mm}$ 일 때 양일축성 기판에 일축성 덮개층을 갖는 경우 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화

Fig.4. The variation of resonant frequency as the variation of airgap on positive uniaxial substrate with uniaxial superstrate when $W=12\text{ mm}$, $L=8\text{ mm}$

$\epsilon_{3z} = 2.2$)을 갖는 경우 그리고 음일축성 매질 ($\epsilon_{3x} = 3.3$, $\epsilon_{3z} = 2.2$)을 갖는 경우로 나누어 수치 해석을 수행하였다. 그림에서 볼 수 있듯이 공기 갭의 증가에 따라 초기에 급격히 증가하다가 이후에는 완만하게 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 공기 갭의 두께가 1.5mm인 경우 양의 일축성의 매질의 기판 위에 덮개층의 매질 특성변화에 따라 공진 주파수는 5.16%의 변화를 보였다.

그림 5는 음일축성 매질의 기판 위에 일축성 매질의 덮개층을 갖는 경우 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 일축성 매질의 기판 두께는 0.6mm이며 이방성 특성은 $\epsilon_{2x} = 14.4$, $\epsilon_{2z} = 9.6$ 으로 음일축성 매질을 의미한다. 덮개층의 매질은 그림 4에서 설명한 3가지 경우를 고려하였다. 수치해석 결과, 공기 갭의 증가에 따라 초기에 공진 주파수는 급격히 증가하나 이후에는 그림4의 결과와 다르게 일정한 기울기를 가지고 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 공기 갭의 두께가 1.5mm인 경우 양의 일축성의 매질의 기판 위에 덮개층의 매질 특성변화에 따라 공진 주파수는 3.22%의 변화를 보였다.

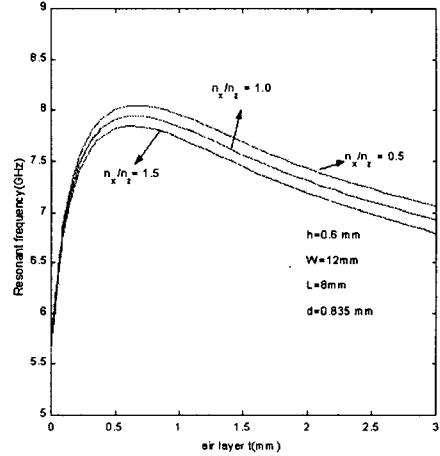


그림 5. $W=12\text{ mm}$, $L=8\text{ mm}$ 일 때 음일축성 기판에 일축성 덮개층을 갖는 경우 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화

Fig.5. The variation of resonant frequency as the variation of airgap on negative uniaxial substrate with uniaxial superstrate when $W=12\text{ mm}$, $L=8\text{ mm}$

그림 6는 일축성 기판 위의 패치 길이 L의 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 패치 $W=10\text{ mm}$ 의 길이를 고정시켜 놓고 길이 L을 5mm에서 20mm로 변화시키기에 따라 공진 주파수의 변화를 나타내었다. 여기서 일축성 기판의 두께는 0.635mm 기판의 일축성 비는 0.5 ($\epsilon_{2x} = 4.8$, $\epsilon_{2z} = 9.6$), 1 (등방성), 1.5 ($\epsilon_{2x} = 14.4$, $\epsilon_{2z} = 9.6$)이며 공기 갭의 두께는 1mm로 고정시켰다. 그리고 덮개층의 두께와 비유전율은 각각 0.5mm와 2.2이다. 일축성 비는 ϵ_{2z} 을 9.6으로 놓고 ϵ_{2x} 을 변화시킴으로서 얻었다. 그림에서 보는바와 같이 패치 길이가 증가할수록 주파수가 감소함을 확인하였으며 일축성 매질에 대한 다른 논문에서와 같이 양 일축성 매질에서의 공진 주파수는 음 일축성 매질에서의 공진 주파수에 비해 더 높은 주파수로 이동하고 있음을 확인하였다. L의 길이가 5mm일 경우 일축성 비를 0.5에서 1.5로 변화시키기에 따라 공진 주파수는 약 2.92GHz 혹은 20.83%의 변화가 발생한다는 것을 알 수 있었다. 여기에서 덮개층의 비유전율은 기판의 일축성 매질의 비유전율

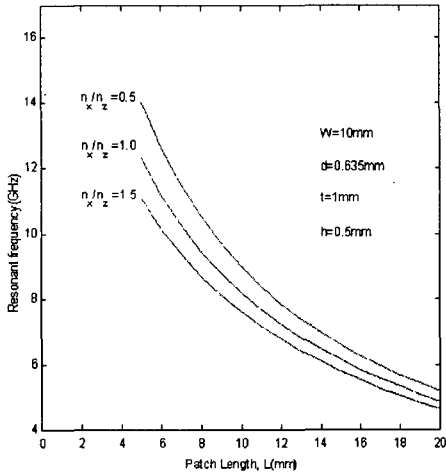


그림 6. $W=10\text{mm}$ 일 때 기판의 일축성 비에 대해 길이 L 의 변화에 따른 공진 주파수
 Fig.6. The resonant frequency as the variation of length L on anisotropy ratio of substrate when $W=10\text{mm}$

보다 작도록 선택하였다. 그러나 기판의 일축성 매질의 특성이 작은 값을 갖는 경우에는 덮개층의 비유전율을 변화시키더라도 거의 같은 공진 주파수를 얻을 수 있었다.

그림 7은 음일축성 매질의 기판 위에 일축성 매질의 덮개층을 갖는 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 얻었다. 기판의 매질 특성은 비유전율이 $\epsilon_{2x} = 14.4$, $\epsilon_{2z} = 9.6$ 인 음일축성 매질이며, 일축성 매질의 덮개층 특성은 그림4에서 설명된 세 가지 경우를 선택하여 일축성 기판의 비유전율 상수가 덮개층의 비유전율에 비해 높은 비유전율을 갖도록 하였다. 결과 그림에서 알 수 있듯이 유전체 덮개층의 두께가 두꺼울수록 주파수는 낮아짐을 볼 수 있었다. 즉, 두께의 변화에 대해 양일축성 매질의 경우 최대 5.88%의 변화를 보였으며 음 일축성 매질의 경우 최대 7.7%의 변화를 보였다. 그러나 일축성 매질의 덮개층의 변화에 따른 공진 주파수는 큰 변화가 없었다. 즉 $L=10\text{mm}$ 일 경

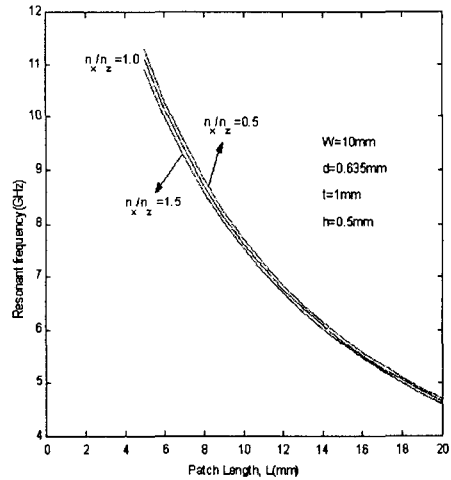


그림 7. 음 일축성 매질의 기판 위에 일축성 덮개층을 갖는 경우 길이 L 에 대한 공진 주파수의 변화
 Fig.7. The resonant frequency as the length L on negative uniaxial substrate with uniaxial superstrate

우 음일축성 매질과 양 일축성 매질의 변화에 따른 공진 주파수의 변화는 약 2.6% 정도였다.

그림 8은 덮개층 비유전율의 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 비유전체 덮개층의 두께는 $h=1.2\text{mm}$ 로 고정되어 있다. 기판의 매질은 광축 방향에서의 비유전율이 $\epsilon_{2z} = 9.6$ 로서 등방성 ($AR=1$), 양 일축성 ($AR=0.5$), 음 일축성 매질 ($AR=1.5$)을 갖는 경우에 덮개층의 비유전율을 2.1에서 14.4로 변화시켜 각각 수치해석을 수행하였다. 비유전율이 증가함에 따라 공진 주파수가 감소한다는 것을 확인하였다. 이것은 공진 주파수를 구하는 일반적인 수식에서도 알 수 있다. 비유전율이 2.1에서 14.4까지 변화함에 따라 등방성 매질의 경우 24.96%, 양 일축성 매질의 경우에는 28.04%, 음 일축성 매질 ($AR=1.5$)에서는 22.55%의 변화가 존재하며 비유전율이 클수록 양 일축성 매질과 음 일축성 매질 사이의 주파수가 차이가 적었다. 즉 덮개층의 비유전율이 2.1일 경우 이방

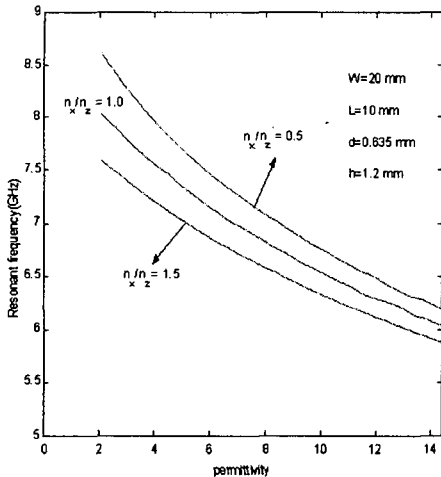


그림 8. $W=20\text{mm}$, $L=10\text{mm}$ 일 때 일축성 비에 대해 길이 덮개층 비유전율의 변화에 따른 공진 주파수

Fig.8. The resonant frequency as the variation of superstrate permittivity on uniaxial substrate when $W=20\text{mm}$, $L=10\text{mm}$

성 비가 0.5에서 1.5로 변화하는 동안 11.86%의 차이로 공진 주파수가 변화하며 비유전율이 14.4일 경우에는 5.15%밖에 변화하지 않는다.

IV. 결론

본 논문에서는 공기 갭과 덮개층을 갖는 마이크로 스트립 패치 안테나의 파수 영역에 대한 해석을 하였다. 소형화된 제품을 만들기 위해서는 안테나도 MMIC의 한 부분으로 삽입될 것이며 이에 따라 여러 다층 기판에 대한 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다. 특히 MMIC, MIC의 경우 기판은 이방성 매질 특성을 가지고 있기 때문에 정확한 공진 주파수를 구하기 위해서는 비유전율이 텐서로 구성된 구성관계식을 고려하여야 한다. 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 전자

모의 실험을 수행하였다. 전자모의실험 결과, 공기 갭이 증가할수록 공진 주파수는 증가하다가 어느 두께 이상에서 단조 감소하였으며 음 일축성 매질의 기판에서 감소비율은 더 컸다. 또한 패치 길이가 증가할수록 공진 주파수는 감소하였으며 양일축성 매질의 기판에서 일축성 덮개층의 이방성 비를 변화시킬 때 약 2.6%의 변화가 있었다. 그리고 덮개층의 비유전율이 변화함에 따라 공진 주파수가 최대 11.86% 감소하는 것을 확인하였다. 이러한 결과를 바탕으로 실제 MMIC나 MIC에서 사용되는 기판에서 안테나의 특성을 고려할 때 정확한 공진 주파수를 얻을 수 있을 것이다.

참고문헌

- [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, "공기 갭을 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] F. Boutout, F. Benabdelaziz, A. Benghalia, D. Khedrouche and T. Fortaki, "Uniaxially Anisotropy Substrate Effects on Resonance of Rectangular Microstrip Patch Antenna," Electron. Lett., vol. 35, no. 4, 255-256, 1999.
- [13] 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.
- [14] A. K. Bhattacharyya and T. Tralmon, "Effects of Dielectric Superstrate on Patch Antenna," Electron. Lett., vol. 24, pp. 356-358, 1988.
- [15] 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.
- [16] R. Shavit, "Dielectric Cover Effect on Rectangular Microstrip Antenna array," IEEE Trans. Antennas. Propagat., vol 42, pp. 1180-1184, 1994.
- [17] T. Itoh., Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structure Wiley, 1989.
- [18] R. F. Harrington, Field Computation by Moment Methods, New York, Macmillan, 1968.
- [19] B. Fes, Numerical Analysis, PWS Publishing, 1993.

저 자 소 개

李 相 睦 (正會員)



1984년 2월 한국항공대학교
항공전자공학과 졸업(공학사)
1986년 2월 한국항공대학교
항공전자공학과 대학원 졸업
(공학석사)
1996년 8월 ~ 현재 인하대
학교 전자공학과 박사과정 수
료

1990년 3월 ~ 현재 : 재능대학 정보통신과 부교수
[주관심분야] 안테나 설계, 통신망, 통신이론

尹 中 漢 (正會員)

제 4권 제 1호 논문 00-01-10 참조
현재 인하대학교 전자공학과 박사과정

金 興 壽 (正會員)

제 3권 제 2호 논문 99-02-12 참조
현재 인하대학교 전자공학과 교수