

공기 갭과 유전체 덮개층을 갖는 이방성 기판 위의 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수 해석

정회원 윤중환*, 이상목*, 박경섭**

Resonant Frequency in Rectangular Microstrip Patch Antenna on Anisotropic Substrates with Airgap and Permittivity Superstrate

Joong Han Yoon*, Sang Mok Lee*, Kyung Sup Kwak** *Regular Members*

요 약

공기갭과 유전체 덮개층을 갖는 이방성 매질 위의 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수에 대해 해석하였다. 이방성 매질의 구성관계식으로부터 파수영역에서의 다이애덕 그린 함수를 유도하였고 이 결과를 푸리에 변환을 사용하여 공간에서의 전개 적분 방정식을 수식화하였다. 갈러킨 모멘트법을 사용하여 적분 방정식을 이산화하였으며 실제 전류 밀도와 가장 유사한 정현적 함수를 기저함수로 선택하였다. 수치해석 결과의 타당성을 검증하기 위해 기존의 결과와 비교, 일치된 결과를 얻었으며 공기 갭의 두께, 패치 길이, 이방성 비의 변화에 따른 공진 주파수가 제시되고 분석되었다.

ABSTRACT

Resonant frequency in rectangular microstrip patch antenna on anisotropic substrates with airgap and superstrate are analyzed. Dyadic Green function is derived for selected anisotropic material by constitutive relation. From these results, integral equations of electric fields are formulated using Fourier transform in space region. The electric field integral equations are discretized into the matrix form by applying Galerkin's moment method. Sinusoidal functions are selected as basis functions because they resemble in the actual standing wave on the patch. To verify the validity of numerical result, we compare our result with existing one and get a good agreement between them. From the numerical results, the resonant frequency in the variation of air gap, patch length and anisotropy ratio are presented and analyzed.

I. 서 론

마이크로스트립 패치 안테나는 낮은 단면적, 소형, 경량으로 제작이 용이하며 임의의 면적에 부착이 가능하다는 등의 장점들 때문에 많은 연구가 진행되어 왔지만 또한 많은 단점들을 가지고 있다^[1]. 특히 좁은 주파수 대역으로 인해 실제 응용에 심각한 제한을 주기 때문에 대역폭을 증가시키기 위한 많은 시도들이 있어왔다^[2]. 이들 방법 중에 두껍고

낮은 유전상수를 갖는 기판을 사용하거나^[3], 기생 결합된 소자를 이용하여 대역폭을 개선하는 방법^[4] 등이 있으며 공기 갭을 삽입함으로써 대역폭을 늘리는 방법이 고안되었다^[5]. 공기 갭은 주파수의 이동성을 증가시켜 하나의 안테나로 여러 채널에 대해서 사용 가능하게 하며 이러한 구조에 대한 연구가 진행되어 왔다^[6-9]. 한편, 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수는 패치 안테나를 설계하는데 있어서 매우 중요한 요소로서 기판의 성질과 두께에 크

* 인하대학교 전자공학과(g9641095@inhavision.inha.ac.kr),
논문번호 : K01076-0216, 접수일자 : 2001년 2월 16일

** 인하대학교 정보통신공학부(kskwak@inha.ac.kr)

※ 본 논문은 정보통신부 정보통신 우수 대학원 지원사업과 1999년 인하대학교 특성화 지원 사업의 지원으로 수행되었습니다.

게 영향을 받는데 주로 등방성 매질로 다루어졌던 기판은, MMIC의 경우, 실제적으로 이방성 성질을 가지고 있다^[12]. 따라서 이러한 기판의 성질을 갖고 있는 매질이 안테나 특성에 영향을 주기 때문에 이방성 매질의 기판에 대한 연구가 활발히 이루어져 왔다^{[10]-[12]}. 또한 실제 응용에서는 일반적으로 외부의 위험(비, 눈, 바람)으로부터 보호하기 위해서 마이크로스트립 구조에 보호층(덮개층)을 씌우는 경우가 있는데 이러한 구조에 대해서도 많은 연구가 진행되어 왔다^{[13]-[15]}.

따라서 본 논문에서는 대역폭을 넓히는 방법 중에 하나인 공기 갭을 삽입하고 안테나를 보호하는 덮개층을 갖는 이방성 기판 위에 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수에 대한 연구하였다. 기판의 유전율은 이방성 매질의 특성을 표시하기 위해서 텐서(tensor)로 나타내었으며 접지면 위에 공기 갭을 삽입하여 주파수 조종 기능을 갖게 하였으며 패치 위에 유전체 덮개층을 사용하여 안테나를 보호하도록 하였다. 전자계의 해석은 파수영역에서의 그림함수와 공간 영역에서의 전개 적분 방정식을 사용하여 수식화하였고 갈러킨 모멘트법을 사용하여 적분 방정식을 이산화하였다. 패치 위에 미지의 표면전류분포를 확장하기 위해 기저함수는 정현적 함수를 선택하였으며 수치해석 결과로부터 공기 갭의 두께, 기판의 이방성 비, 기판의 길이 그리고 유전체 덮개층 두께의 변화에 따라 공진 주파수에 미치는 영향에 대해서 살펴보았다.

II. 안테나 구조

이방성 매질의 기판 아래에 공기 갭과 안테나를 보호하기 위해 패치 위에 덮개층을 가진 사각형의 마이크로스트립 패치 안테나를 그림 1과 같이 나타내었다. 접지면 위에 t만큼의 두께를 갖는 공기 갭(영역1)이 존재하고 그 위에 두께가 d이고 비 투자율이 1, 비 유전율 텐서가 $\bar{\epsilon}$ 인 이방성 매질의 기판(영역2)이 존재한다.

기판 위에는 넓이가 W이고 길이가 L인 사각형 패치가 있고 패치 위에는 안테나를 보호하기 위해 두께가 h인 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 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$ 이다. 또한 자유공간영역에서는 $\epsilon = \epsilon_0$ 이 된다. 그

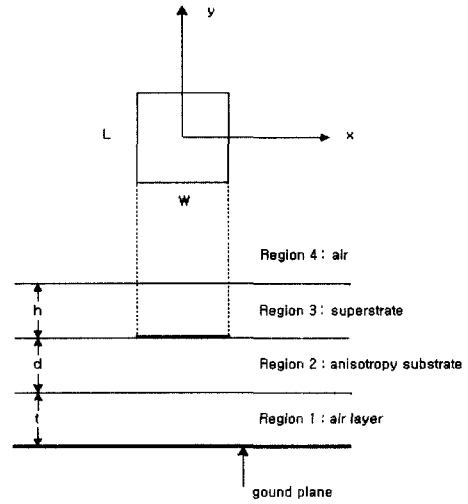


그림 1. 공기 갭을 갖는 이방성 기판 위의 덮개층을 갖는 마이크로스트립 안테나의 구조

리고 이방성 기판의 유전율은 다음과 같이 나타낼 수 있다. 이방성 매질의 기판 유전율

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

본 논문에서는 $\epsilon_x = \epsilon_y$ 이며 ϵ_x 와 ϵ_z 는 비유전율로 구성되어 있는 일축성 매질에 대해서만 고려하였다. 직각 좌표계에서 파동방정식의 해는 평면파 형태로 나타내어지므로 각 영역에서의 파수는 다음과 같다.

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

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

$$k_{b1}^2 = k_z^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \epsilon_{2x} \beta^2 / \epsilon_{2z} \quad 0 < z < d \quad (2c)$$

$$k_3^2 = k_z^2 = \epsilon_3 k_0^2 - \beta^2 \quad 0 < z < h \quad (2d)$$

$$k_4^2 = k_z^2 = \epsilon_0 k_0^2 - \beta^2 \quad z > h \quad (2e)$$

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

III. Green Function와 갈러킨 모멘트법

파수 영역상의 그린함수를 유도하기 위해서는 제안된 매질에서의 무한소 점 전류원의 형태를 고려해야 한다. 즉 그린함수는 점 전류원에 의한 전자계 응답을 의미하며 제안된 구조에서 파수영역의 다이

에딕 그린함수는 경계조건을 이용하여 구할 수 있다.^[17] 그 결과는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$G_{xx}^T = -\frac{j}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 k_3 \cos k_3 h}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_y^2 k_0^2 \cos k_3 d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (3-a)$$

$$G_{xy}^T = -\frac{j}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_x k_y k_3 \cos k_3 h}{\beta^2 T_m} D_m - \frac{k_x k_y k_0^2 \cos k_3 d}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (3-b)$$

$$G_{yy}^T = -\frac{j}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_y^2 k_{b2} \cos k_{b2} h}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_y^2 k_0^2 \cos k_{a2} h}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (3-c)$$

$$G_{yx}^T = G_{xy}^T \quad (3-d)$$

여기서

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

$$P_2 = k_{a1} \sin(k_{b1} d) \sin(k_3 h) - k_3 \cos(k_{a1} d) \cos(k_3 h)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$k_{a1}^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \beta^2 k_{b1}^2 = \epsilon_{2x} k_0^2 - \epsilon_{2x} \beta^2 / \epsilon_{2x}$$

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

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

여기서 \overline{G} 는 $z=d$ 에서의 다이에딕 그린함수를 나타낸다. 첨자 중 뒤의 첨자는 다이폴의 편파 방향, 앞의 첨자는 전계의 편파방향을 의미한다. 이들 각 그린 함수의 계수들은 덮개층의 두께와 공기 갭의 두께를 모두 0으로 놓으면 이방성 기판에 대해서 해석된 논문^[11]과 일치된 식을 얻을 수 있으며 덮개층의 두께만 0으로 놓았을 때는 이방성 기판에 공기 갭을 갖는 패치 안테나에 대해서 해석한 논문^[9]의 그린 함수와 일치된 식을 얻을 수 있었다. 위의 식들을 이용하여 파수영역의 해를 공간영역의 해로 변환하면 전자계 해는 다음과 같은 전개 적분방정식을 얻을 수 있다.

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

$$\vec{E}_y = \vec{a}_y \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (Q_{yx}^T F_x + Q_{yy}^T F_y) \cdot \exp(jk_x x + jk_y y) dk_x dk_y \quad (4-b)$$

위의 방정식들은 갈러킨 모멘트 방법^[18]을 사용하여 해석된다. 식(4)의 전개 적분 방정식은 칼라킨 모멘트법을 사용하여 다음과 같은 행렬 방정식으로 이산화 된다.

$$\begin{bmatrix} (Z_{km}^{xx})_{N \times N} & (Z_{km}^{xy})_{N \times M} \\ (Z_{km}^{yx})_{M \times N} & (Z_{km}^{yy})_{M \times M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (I_{xn})_{N \times 1} \\ (I_{yn})_{M \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (V_{xn})_{N \times 1} \\ (V_{yn})_{M \times 1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

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. 전자계 현상 중 특정 구조물의 고유한 특성으로 인가된 전계값이 모두 자계로 변환되고 다시 이 자계값은 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(5)을 이용한 공진 해석은 외부의 소스를 인가하지 않은 상태에서 0이 아닌 해를 갖는 경우로 구할 수 있는데 이는 [1] 행렬 값이 0임을 의미하며, 위 행렬식의 역행렬식 0이 됨을 의미한다.

즉,

$$\text{Det} \begin{bmatrix} (Z_{km}^{xx})_{N \times N} & (Z_{km}^{xy})_{N \times M} \\ (Z_{km}^{yx})_{M \times N} & (Z_{km}^{yy})_{M \times M} \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

이 시스템 방정식의 합수형태는 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.

IV. 수치 해석 및 및 검토

A. 결과의 검증

본 논문의 구조를 기존의 모델로 수치상으로 일치시켜 본 논문의 타당성을 증명하고자 하였다. 위의 (5)식의 행렬 성분에서 미지의 전류분포는 논문 [13]에서 사용된 기저함수를 이용하였다. 기저 함수의 전류 밀도 분포는 $N = M = 1$ 인 두 개의 정현적 기저 함수를 이용하여 구한 값이며 여러 가지 고차 모드를 고려한 값과 거의 같은 값을 얻었다. 공진 주파수를 구하기 위해서는 식(5)에서 무한 이중 적분을 계산해야 하는데 극 좌표계의 변환과 가우시안 사분법을 이용하여 적분을 계산하였다^[19]. 여기에서 자유공간에 대한 주파수 영역의 무한적분은 일정 범위 내에서 수렴되었다^[9]. 본 논문의 타당성을 검증하기 위해서 덮개층의 두께를 0으로 근접시킬 때의 결과를 논문[9]의 결과와 비교하여 동일한 결과를 얻었으며 논문[7]의 결과와 비교해도 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다. 표1은 본 논문과 논문

[7]과의 결과를 비교하여 나타내었다. 본 논문의 구조에서 덮개층의 영향을 제거하고 기판의 이방성 매질을 등방성 매질로 바꾸어 논문[7]의 구조로 만들고 각각의 파라미터를 같게 해준 후 수치해석을 행하였다. 즉, 본 논문에서 기판의 크기를 $W=11.43\text{cm}$, $L=7.62\text{cm}$ 로 놓고 기판의 두께를 $d=0.159\text{cm}$ 로 놓았으며, 기판의 유전율은 $\epsilon_x=2.64$, $\epsilon_z=2.64$ 로 놓아서 등방성 매질로 만들었다. 그리고 덮개층의 두께는 $h=0$ 으로 놓아 논문[7]에서의 파라미터와 일치시켰다. 표1.에서 보듯이 본 논문의 결과가 비교적 잘 일치함을 확인하였다.

표 1. 본 논문의 결과와 논문[7]의 결과 비교

공기갭의 두께 (cm)	논문[7]의 결과 (GHz)	본 논문에서 덮개층을 제거한 후의 결과 (GHz)	오차
0	1.189	1.18425	0.4%
0.05	1.379	1.37359	0.4%
0.1	1.471	1.4663	0.32%

B. 수치해석 결과 및 검토

그림 2은 이방성 기판 아래에 위치한 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수를 나타내고 있다. 패치의 크기는 $L=15.2\text{mm}$, $W=15.2\text{cm}$ 이며, 이방성 기판의 두께는 0.528mm 이고 공기 갭의 두께는 1.6mm 그리고 덮개층의 두께와 유전율은 각각 0.795mm 와 2.2 이다.

기판의 이방성 비는 각각 0.5 (Anisotropy ratio $AR = \epsilon_x / \epsilon_z = 4.8/9.6$) - 양 이방성 매질, 1 (Anisotropy ratio $AR = \epsilon_x / \epsilon_z = 9.6/9.6$) - 등방성 매질, 1.5 (Anisotropy ratio $AR = \epsilon_x / \epsilon_z = 14.4/9.6$) - 음 이방성 매질이다.

초기에 공기 갭이 증가함에 따라서 공진 주파수는 증가한다. 양 이방성 매질에서는 $0 < t < 1.3$, 양의 이방성 매질에서는 $0 < t < 0.9$ 의 범위에서 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 결과라고 할 수 있다.

그림 3은 패치 길이 L의 변화에 따른 공진 주파

수의 변화를 나타내고 있다. 여기서 $W=5\text{mm}$ 이며 이방성 기판의 두께는 0.254mm , 기판의 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 1.651mm 이다. 그리고 덮개층의 두께와 유전율은 각각 3mm 와 2.3 이다. 즉 덮개층의 유전율은 기판의 이방성 매질의 유전율보다 작다. 또한 길이 L 을 5mm 에서 20mm 로 변화시킴에 따라 공진 주파수의 변화를 나타내었다. 그리고 이방성 비는 ϵ_z 을 7.0 으로 놓고 ϵ_x 을 변화시킴으로서 얻었다. 그림에서 보는바와 같이 패치 길이가 증가할수록 주파수가 감소함을 확인하였으며 이방성 매질에 대한 다른 논문에서와 같이 양 이방성 매질에서의 공진 주파수는 음 이방성 매질에서의 공진 주파수에 비해 더 높은 주파수로 이동한다. L 의 길이가 5mm 일 경우 이방성 비를 0.5 에서 1.5 로 변화시킴에 따라 공진 주파수는 약 2.057GHz 혹은 14.29% 의 변화가 발생한다는 것을 알 수 있었다.

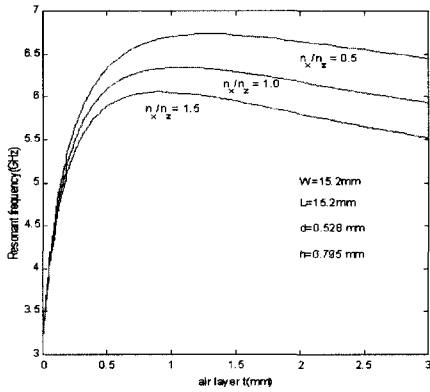


그림 2. $L=15.2\text{mm}$, $W=15.2\text{mm}$ 일 때 이방성 비에 대해 공기 갭의 변화에 따른 공진 주파수의 변화

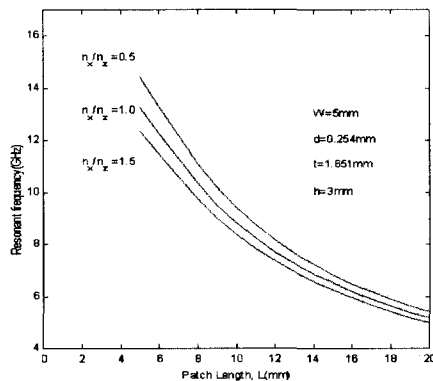


그림 3. $W=5\text{mm}$ 일 때 이방성 비에 대해 길이 L 의 변화에 따른 공진 주파수

한편 기판의 이방성 매질의 특성이 작은 값을 갖는 경우에는 덮개층의 유전율을 변화시키더라도 거의 같은 공진 주파수를 얻을 수 있었으며 또한 기판의 이방성 매질의 특성과 덮개층의 유전율 차이가 작을 경우 거의 같은 공진 주파수를 얻었다. 덮개층의 두께를 5배 변화시켰지만 거의 일치된 결과를 얻었다. 이것은 공진 주파수가 두께의 영향에 비해 기판의 특성에 더 강하게 영향을 받기 때문이다.

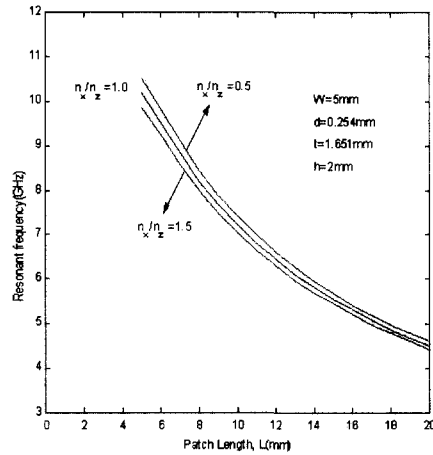


그림 4. $W=5\text{mm}$ 일 때 이방성 비에 대해 길이 L 의 변화에 따른 공진 주파수

그림 4는 패치 $W=5\text{mm}$ 의 길이를 고정시켜 놓고 길이 L 을 5mm 에서 20mm 로 변화시킴에 따라 공진 주파수의 변화를 나타내었다.

이방성 기판의 두께는 0.254mm 이며 기판의 이방성 비는 0.5 ($AR=3.5/7.0$), 1 ($AR=7.0/7.0$), 1.5 ($AR=10.5/7.0$)이고, 공기 갭의 두께는 1.651mm , 덮개층의 두께와 유전율이 각각 2mm 와 9.6 일 경우에 대해 수치해석을 수행하였다. 이방성 비는 ϵ_z 을 7.0 으로 놓고 ϵ_x 을 변화시킴으로서 얻었으며 기판의 이방성 기판의 유전율 상수는 덮개층의 유전율에 비해 낮은 유전율을 갖는다. L 의 길이가 5mm 일 경우 이방성 비를 0.5 에서 1.5 로 변화시킴에 따라 공진 주파수는 약 6% 의 변화가 발생한다는 것을 알 수 있었다. 그림3에 비해서 이방성 비에 따라 큰 차이가 없었는데 아마도 기판의 이방성 유전율이 덮개층의 유전율보다 작다는 것과 이방성 유전율과 덮개층 유전율의 차이가 크지 않다는 사실에 기인한다고 생각된다.

그림 5는 유전체 덮개층의 두께 변화에 따른 공진 주파수의 변화를 나타내고 있다. 패치의 크기는

W=4cm, L=5cm이며 이방성 기판의 두께는 d=1.59mm이며 이방성 유전율은 $\epsilon_z=9.6$ 이고 덮개층의 유전율은 2.3이다. 공기 갭의 두께는 1mm로 고정시켜 놓고 덮개층의 두께를 1배에서 10배까지 변화시키면서 공진 주파수의 변화를 살펴보았다.

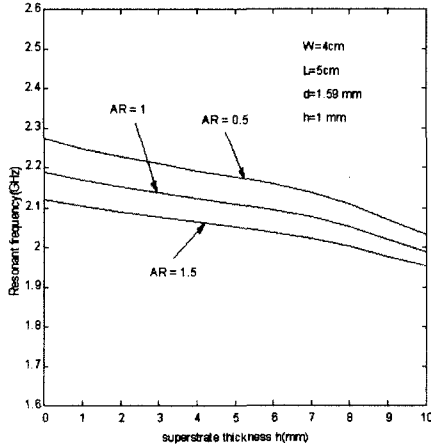


그림 5. 덮개층의 두께에 따른 공진 주파수

덮개층의 두께가 2mm일 경우 이방성 비의 변화에 따라 6.77%의 변화를 보였으며 덮개층이 더 두꺼워질수록 변화의 폭은 줄어들었다. 덮개층의 두께가 공기 갭의 두께에 10배일 경우 약 4% 정도의 변화를 확인할 수 있었다.

V. 결론

본 논문에서는 공기갭과 유전체 덮개층을 갖는 이방성 기판 위의 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 공진 주파수를 해석하였다. 정확한 공진 주파수를 구하기 위해서 유전율이 텐서로 구성된 매질을 고려하였으며 파수 영역에서의 그린 함수를 유도하고 갈러킨 모멘트법을 적용하여 적분 방정식을 이산화하였다. 이중 적분을 계산하기 위해 극좌표계 변환과 가우시안 사분법을 이용하여 전사모의 실험을 수행하였다. 수치해석 결과, 공기 갭이 증가할수록 공진 주파수는 증가하다가 어느 두께 이상에서 단조 감소하였으며 패치 길이가 증가할수록 공진 주파수는 감소하였다. 또한 양 이방성 매질이 음 이방성 매질보다 높은 주파수를 갖는 것을 확인하였다. 이러한 결과를 바탕으로 실제 MMIC나 MIC에서 사용되는 기판에서 안테나의 특성을 고려할 때 정확한 공진 주파수를 얻을 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [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] E. Chang, S. A. Long and W. F. Richards, "An Experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-34, pp.767-773, June, 1986.
- [4] P. B. Katehi, N. G. Alexopoulos and I. Y. Hsia, "A bandwidth enhancement method for microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol AP-35, pp.5-12, Jan., 1987.
- [5] 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.
- [6] W. Y. Tam and K. M. Luk "Spectral Domain Analysis of Microstrip Antennas with an Airgap," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 3 No. 11, pp.391-393, November, 1990.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 윤중환, 이상목, 안규철, 광경섭, "공기갭을 갖는 일축성 매질 위의 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수," *통신학회 논문지 제 25권, 12A호*, pp.1759-1765, 2000.
- [10] N. G. Alexopoulos, "Integrated-Circuit Structure on anisotropic substrate," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, pp.847-881, Oct. 1985.
- [11] D. M. Pozar, "Radiation and scattering from a

