

공기갭을 갖는 이방성 기판 위의 사각 마이크로스트립 패치의 파수 영역 해석

정회원 윤중한*, 이상목**, 윤현민**, 이화춘***, 안규철****

Spectral Domain Analysis of Rectangular Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate with an Airgap

Joong-Han Yun*, Sang-Mok Lee**, Hyun-Min Yun**, Hwa-Choon Lee***, Gyoo-Chul An****

Regular Members

요 약

본 논문에서는 공기층을 갖는 일축성 기판 위에 마이크로스트립 패치의 공진 주파수에 대해서 연구하였다. 일축성 매질내의 구성관계식을 통하여 구조에서의 파수영역 다이아덕 그린 함수를 유도하였으며 이를 통해 전개 적분 방정식을 유도하였다. 갈러킨(Galerkin) 모멘트법을 사용하여 전개 적분 방정식을 이산화 하였으며 기저함수의 선택은 수치 해석적 수렴을 고려하여 패치 위의 실제 전류밀도와 가장 유사한 형태인 정현적 기저함수를 선택하였다. 시뮬레이션 결과의 타당성을 검증하기 위해서 기존의 결과와 비교하여 일치된 결과를 얻었으며 공기층 두께의 변화와 패치 길이에 따른 공진 주파수의 시뮬레이션 결과가 논의되고 분석되었다.

ABSTRACT

The resonant frequency in rectangular microstrip patch antenna on a uniaxial substrates with airgap is investigated. Dyadic Green's function is induced by constitutive relation selected uniaxial material and integral equations of electric fields are solved. The electric field integral equations can be discretized into the matrix form by applying Galerkin's moment method. The sinusoidal functions are selected as basis functions, which have fast numerical convergence because they resemble in the actual standing wave on the patch. To verify the propriety of numerical result, we compare with existing result and get a good agreement. From the numerical results, resonant frequency in the variation of air gap and path length presented and analyzed.

I. 서 론

패치 안테나는 입체의 표면에 설치가 가능하고 저가이며 소형 경량이므로 제작이 쉽다. 뿐만 아니라 차지하는 면적이 적고 낮으며 배열 형태로 제작하기 용이하다. 또한 고주파 집적회로와 같이 집적할 수 있는 등 여러 장점을 지니고 있기 때문에 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스, 방사패

턴, 공진 주파수 등에 대한 연구가 활발하게 이루어져 왔다.^{[1]-[4]} 그러나 마이크로스트립 안테나의 여러 단점들 중 좁은 대역폭은 안테나의 실제 응용에 심각한 제한을 주고 있으며 이러한 단점을 극복하기 위해 많은 연구가 수행되어 왔다. 이러한 단점을 해소하며 광대역 특성을 얻는 한가지 방법은 기판과 접지면 사이에 공기갭을 도입하여 공진 주파수의 범위를 조종할 수 있는 안테나를 설계하는 것이다.^{[5]-[6]} 즉 공기갭은 하나의 안테나를 가지고 여러

* 인하대학교 전자공학과(g9641095@inhavision.inha.ac.kr),

** 새능대학 정보통신과(smlee@mail.jnc.ac.kr, yhm@mail.jnc.ac.kr)

*** 초당대학교 정보통신과(orui@chodang.ac.kr)

**** 안산 1대학 전자통신과(gcan@email.ansan.ac.kr)

논문번호 : 00012-0302, 접수일자 : 2000년 3월 2일

개의 채널에 대해서 사용할 수 있는 특성을 제공한다. 공기갭을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나에 대한 연구는 공진기 모델과 파수 영역에서의 해석으로 수행되었다.^{[7]-[9]} 패치 안테나의 공진 주파수는 기판의 유전율과 층의 성질에 따라 크게 좌우되는 값으로서 동방성 매질의 기판인 경우에 대해서는 많은 연구가 이미 수행되어 왔다.^{[10]-[12]} 그러나 MMIC, MIC 등의 실제적인 기판들은 안테나들의 성능에 영향을 줄 수 있는 많은 양의 이방성 특성을 가지고 있으며^[10] 이들 매질의 사용이 회로나 안테나에 유익한 영향을 줄 가능성이 있기 때문에 일축성 기판의 매질에 따른 공진 주파수에 대한 연구도 진행되어 왔다.^{[11]-[12]} 그러나 실제 기판의 이방성 특성이 공기갭을 갖는 사각형 마이크로스트립 안테나의 공진 주파수에 어떤 영향을 미치는 지에 대해서는 아직 논의된 논문은 없다.

본 논문에서는 이방성 기판 매질 위에 공기갭을 갖는 마이크로 스트립 패치 안테나에 대한 공진 주파수에 대해서 연구하였다. 기판의 유전율은 이방성의 특성을 나타내기 위해 텐서(tensor)로 표시되었고, 접지면 위에 공기갭을 삽입하여 주파수 조종 기능을 갖게 하였다. 전자계의 해석은 파수 영역에서의 그린함수와 갈러킨 모델트 법을 사용하였고 사각 패치 위에 미지의 표면전류분포를 확장하기 위해 기저함수는 수렴속도가 빠른 정현적 함수를 사용하였다. 시뮬레이션 결과로부터 공기갭의 두께 변화가 사각 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수에 끼치는 영향에 대해서 살펴보았다.

II. 본 문

1. 구조

일축성 매질의 기판 아래에 공기갭을 가진 사각형의 마이크로 스트립 패치가 있는 형태를 그림 1과 같이 나타내었다. 비투자율이 1, 유전율 텐서가 ϵ_0 이고 t만큼의 두께를 갖는 공기갭이 존재하고 그 위에 두께 d이고 유전율 텐서가 $\bar{\epsilon}$ 인 기판이 존재하며 패치는 넓이가 b이고 길이가 a인 사각형 형태를 가지고 있다. 그 위에는 유전율이 ϵ_0 이고 투자율이 μ_0 인 자유공간이 존재한다. 기판의 유전율은 텐서이므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

이방성 기판층

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

여기서 $\epsilon_x = \epsilon_y$, 그리고 ϵ_x 와 ϵ_z 는 비유전율로 구성된다.

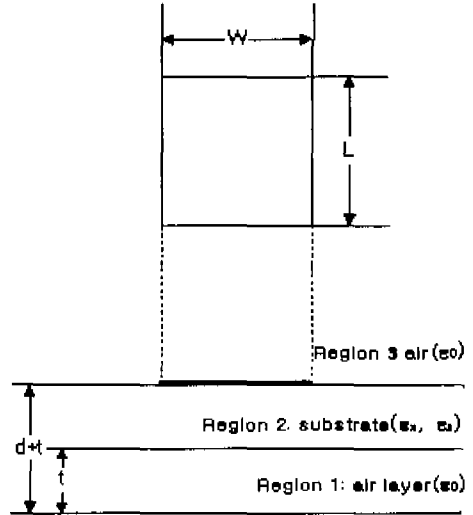


그림 1. 공기갭을 갖는 이방성 기판 위의 마이크로 스트립 안테나의 구조

2. 파수영역의 Green's Function 유도

파수 영역상의 그린함수를 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^[11].

$$\bar{E}(\vec{r}) = -j\omega \mu \iiint dV \bar{G}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \bar{J}(\vec{r}') \quad (2-a)$$

혹은

$$\bar{E}(\vec{r}) = -j\omega \mu \iint dS \bar{G}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \bar{J}(\vec{r}') \quad (2-b)$$

여기서 V는 체적, S는 면적을 의미하며 전류밀도가 유한한 평면에서 체적과 면적으로 존재할 경우의 전계를 의미한다. 푸리에 변환쌍을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E^T(k_x, k_y, z) \exp(j(k_x x + k_y y)) dk_x dk_y \quad (3-a)$$

$$E^T(k_x, k_y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E(x, y, z) \exp(j(k_x x + k_y y)) dx dy \quad (3-b)$$

또한 파수 영역에서 패치의 전류밀도 \vec{J}_x, \vec{J}_y 에 의한 전계는 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{E}^T(k_x, k_y, z) = -j\omega \mu_0 \vec{G}^T(k_x, k_y, z, z') \cdot \vec{F}(k_x, k_y, z') \quad (4)$$

위 방정식에서 (x', y', z') 는 전류원의 위치를 나타내며, (x, y, z) 는 관측점을 의미한다. 여기서 위첨자 T는 푸리에 변환 후의 함수를 나타내는데 사용한다. 따라서 파수영역의 전자계는 다음의 행렬로 표현된다.^[12]

$$\begin{bmatrix} E_x^T \\ E_y^T \\ E_z^T \end{bmatrix} = -j\omega \mu_0 \begin{bmatrix} G_{xx}^T & G_{xy}^T & G_{xz}^T \\ G_{yx}^T & G_{yy}^T & G_{yz}^T \\ G_{zx}^T & G_{zy}^T & G_{zz}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 F_x, F_y 는 \vec{J}_x, \vec{J}_y 의 푸리에 변환식이며 \vec{Q} 는 $z=a$ 에서의 Dyadic 그린함수를 나타낸다. 첨자 중 뒤의 첨자는 다이폴의 편파 방향, 앞의 첨자는 전계의 편파방향을 의미한다. 제안된 구조에서의 파수영역의 Dyadic 그린함수를 유도하기 위해서는 경계조건을 이용하여 구한다.^[13] 구조내에서의 Dyadic 그린함수는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$Q_{xx}^T = -\frac{j}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 \epsilon_x k_b \sin(k_b d)}{\epsilon_x \beta^2 T_m} D_m + \frac{k_x^2 k_0^2 \sin(k_a d)}{\beta^2 T_a} D_a \right] \quad (6-a)$$

$$Q_{yy}^T = -\frac{j}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_y^2 \epsilon_x k_b \sin(k_b d)}{\epsilon_x \beta^2 T_m} D_m - \frac{k_y^2 k_0^2 \sin(k_a d)}{\beta^2 T_a} D_a \right] \quad (6-b)$$

$$Q_{zz}^T = -\frac{j}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 \epsilon_x k_b \sin(k_b d)}{\epsilon_x \beta^2 T_m} D_m + \frac{k_x^2 k_0^2 \sin(k_a d)}{\beta^2 T_a} D_a \right] \quad (6-c)$$

$$Q_{yx}^T = Q_{xy}^T \quad (6-d)$$

$$Q_{zx}^T = Q_{xz}^T = Q_{zz}^T = 0 \quad (6-e)$$

여기서

$$\begin{aligned} T_m &= \epsilon_x \cos(k_b d) [\epsilon_x k_1 \cos(k_b d) + j k_b \sin(k_b d)] \\ &+ j \epsilon_x \sin(k_b d) \left[\frac{\epsilon_x}{\epsilon_x} k_b \cos(k_b d) + j \frac{\epsilon_x k_b k_1}{k_b} \sin(k_b d) \right] \\ T_a &= \cos(k_1 d) [k_a \cos(k_a d) + j k_1 \sin(k_a d)] \\ &+ j \sin(k_a d) \left[\frac{k_a k_1}{k_a} \cos(k_a d) + j k_a \sin(k_a d) \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_m &= \epsilon_x k_b \cos(k_1 d) \sin(k_b d) \\ &+ \epsilon_x \epsilon_x k_1 \sin(k_1 d) \sin(k_b d) \\ D_a &= k_1 \cos(k_1 d) \sin(k_b d) \\ &+ k_a \cos(k_b d) \sin(k_1 d) \\ k_0^2 &= \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \\ k_1^2 &= \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \\ k_3^2 &= \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \\ k_a^2 &= \epsilon_x k_0^2 - \beta^2 \\ k_b^2 &= \epsilon_x k_0^2 - \epsilon_x \beta^2 / \epsilon_x \end{aligned}$$

이들 각 그린 함수의 계수들은 공기갭의 두께를 0으로 놓으면 등방성 기관에 대해서 해석된 논문^[12]과 일치된 식을 얻을 수 있다. 위의 식들을 이용하여 파수영역의 해를 공간영역의 해로 변환하면 전자계 해는 다음과 같은 전계 적분방정식을 얻을 수 있다.

$$\vec{E}_x = \vec{a}_x \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (Q_{xx}^T F_x + Q_{yy}^T F_y) \cdot \exp(jk_x x + jk_y y) dk_x dk_y \quad (7-a)$$

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

3. 갈라킨(Galerkin) 모멘트 법

위의 방정식들은 갈라킨 모멘트 방법^[17]을 사용하여 해석된다. 전자계 현상 중 특정 구조물의 고유한 특성으로 인가된 전계값이 모두 자계로 변환되고 다시 이 자계값은 전계로 변환된다. 이러한 변화가 계속되어 외부의 유출 없이 그 값이 계속 저장되는 상태를 유지하게 되는데 이 때를 공진 상태라고 하며 그 주파수를 공진 주파수라 한다. 위의 (7)식을 이용한 공진의 해석은 외부의 소스물 인가하지 않은 상태에서 0이 아닌 해를 갖는 경우로 구할 수 있는데 이는 [17] 행렬 값이 0임을 의미한다.

$$\begin{bmatrix} (Z_{mm}^{xx})_{N \times N} & (Z_{mm}^{xy})_{N \times M} \\ (Z_{mm}^{yx})_{M \times N} & (Z_{mm}^{yy})_{M \times M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (I_{xm})_{N \times 1} \\ (I_{ym})_{M \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서

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

이다. 즉 위 식(8)은 자명해를 가져야 하며 이는 역행렬이 0이 됨을 의미한다. 이 시스템 방정식의

함수형태는 방사 손실을 고려한 허수부분을 포함하는 값을 가질 수 있다. 즉 해는 $f+jf_s$ 의 형태이며 f_s 는 공진 주파수를 의미하며, f_s 은 방사로 인한 에너지 손실을 의미한다.

III. 시뮬레이션 결과 및 검토

1. 결과의 검증

이방성 성질이 사각 패치 안테나의 공진 주파수에 미치는 영향에 대해서 살펴보고자 한다. 이방성 비는 다음과 같이 정의한다

$$\frac{n_x}{n_y} = \sqrt{\frac{\epsilon_x}{\epsilon_y}} \quad (9)$$

여기서 ϵ_x 는 광축 방향에서의 비유전율이며 ϵ_x, ϵ_y 는 광축에 수직이며 각각 x방향, y방향으로의 비유전율이다. 특히, 이방성 비가 1인 경우에는 등방성 매질의 경우이다. 주파수를 구하기 위해서는 위의 (8)식의 행렬 성분에 대한 적분을 계산해야 하는데 미지의 전류분포는 논문^[13]에서 사용된 기저함수물 이용하였으며 적분 계산은 극 좌표계의 변환과 가우시안 사분법을 이용하여 전산모의 실험을 수행하였다.^{[2][16]}

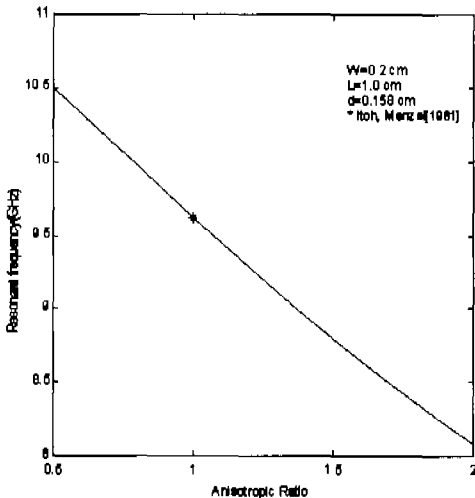


그림 2. 이방성 비에 따른 패치 안테나의 공진 주파수 ($\epsilon_x = 2.35$)

그림2는 본 논문의 타당성을 검증하기 위해서 공기층의 두께를 0으로 놓고 기판의 이방성 비를 0.5에서 2.0까지 변화시킴에 따라 얻어진 공진 주파수

를 나타내고 있다. W의 길이를 0.2cm, L의 길이를 1.0cm로 놓았으며 기판 매질의 비유전율을 같은 경우인($n_x/n_y = 1$) 등방성 매질일 경우, 등방성 기판 위에 패치 안테나의 공진 주파수를 해석한 Itoh와 Menzel^[11] 논문 결과와 정확히 일치하고 있음을 보여주고 있으며 여기서 *의 결과는 Itoh와 Menzel 논문 결과이다. 위 그림의 경우 ϵ_x 을 2.35로 고정시키고 이방성 비는 ϵ_x 을 변화시킴으로서 얻었고 이 이방성 비가 1.0에서 2.0으로 변화함에 따라 공진 주파수는 약 1.54GHz 혹은 16%변화가 생긴다.

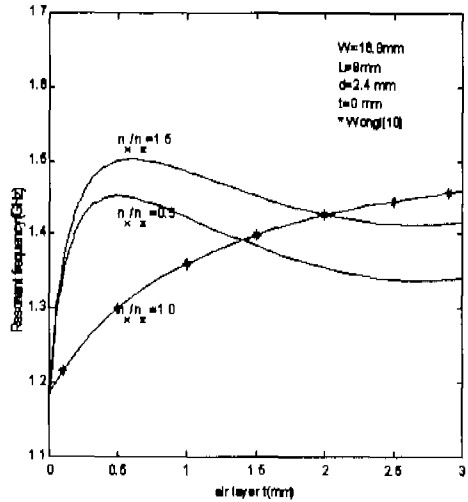


그림 3. 공기층의 두께 변화에 따른 공진 주파수 변화 ($\epsilon_x = 2.3$)

그림 3은 마이크로 스트립 패치의 크기가 $L=8cm, W=16.8cm$ 이고 기판의 이방성 비가 0.5, 1(등방성), 2 즉 세 가지의 매질을 가질 경우, 공기층의 두께 변화에 따른 공진 주파수의 변화율도 시하였다. 공기층을 가지고 기판의 매질이 등방성일 경우($n_x/n_y = 1$), Wong^[10]에서 주어진 결과와 잘 일치함을 알 수 있었다. 이방성 비는 ϵ_x 을 2.3으로 놓고 ϵ_x 을 변화시킴으로서 얻었으며 공기층을 갖는 기판을 이방성 매질로 사용할 경우 등방성 매질일 경우와 비교하여 큰 차이를 보여주고 있다. 등방성 매질에서의 주파수 폭선에 비해 비선형 특성을 나타내며 공기층의 두께가 $0 < t < 0.6$ 일 경우에 공진 주파수는 급격히 증가하지만 $0.7 < t < 2.8$ 에서는 공진 주파수가 완만하게 감소하고 있음을 알 수 있다.

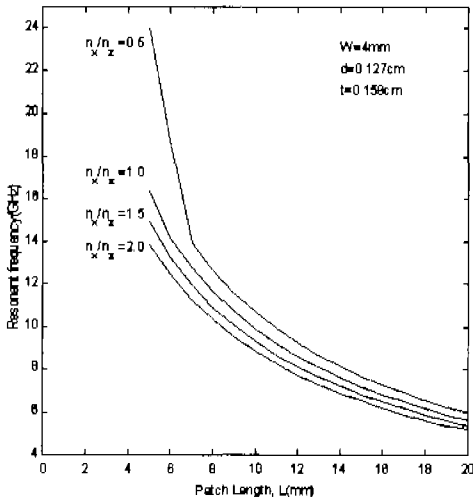


그림 4. $\epsilon_x = 2.35$ 일 때, 4개의 이방성 비에 대해서 패치 길이에 대한 공진 주파수의 변화

그림 4는 낮은 유전율을 갖는 이방성 비에 대해서 L길이의 변화에 따른 공진 주파수를 나타내고 있다. 공기갭과 기판의 두께는 각각 0.127cm, 0.159cm이며 W의 길이를 4mm로 고정시켜 놓고 narrow patch에 대한 해석을 수행하였다. 기판이 음 일축성 매질 ($\epsilon_x = 4.7$, $\epsilon_z = 2.35$ 와 $\epsilon_x = 3.525$, $\epsilon_z = 2.35$)일 때 공진 주파수는 등방성 매질에 비해 더 높은 주파수로 이동하는 것을 볼 수 있다. 또한 양 일축성 매질일 경우에는 L의 길이가 변화함에 따라 공진 주파수는 등방성 매질에 비해 낮은 주파수로 이동하여 감소함을 알 수 있다.

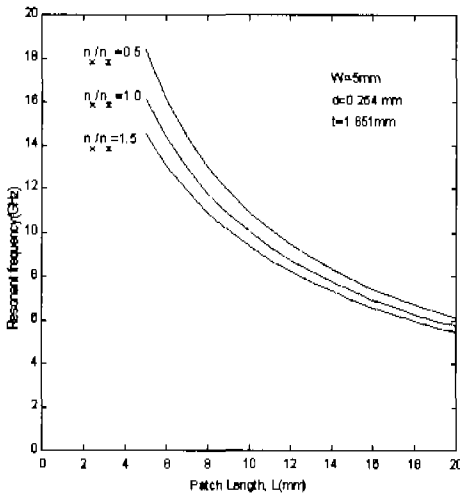


그림 5 이방성 비에 따라 패치 길이에 대한 공진 주파수의 변화 ($\epsilon_x = 9.6$)

그림 5는 높은 유전율을 갖는 세 가지 이방성 비에 대해서 패치 길이에 따른 공진 주파수의 변화율도 시하였다. 공기갭과 기판의 두께는 각각 0.651mm, 0.254mm이며 W의 길이로 5mm로 고정시켜 놓고 L의 길이를 변화시켜 narrow patch에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 양일축성 매질(이방성 비 = 0.5)에서의 공진 주파수가 등방성 매질에서의 공진 주파수보다 더 높은 주파수로 이동하며 이와는 반대로 음일축성 매질(이방성 비 = 1.5)에서의 공진 주파수는 등방성 매질에서의 공진 주파수보다 낮은 주파수로 이동한다. L의 길이가 5mm일 경우, 이방성 비 (n_x/n_z)가 0.5에서 1.5로 증가함에 따라 공진 주파수는 18.44GHz에서 14.55GHz로 낮아진다

VI. 결론

동작 주파수가 멀리 떨어져 있거나 동작 대역이 다른 두 가지 이상의 서비스를 제공하고자 할 때 주파수 이동 특성을 가진 공기갭 구조의 안테나가 사용되는데 본 논문에서는 공기갭 구조에 이방성 기판을 갖는 패치 안테나에서의 공진 주파수를 해석하였다. 실제 MMIC나 MIC에서 사용되는 기판이 일축성 매질의 특성을 가지고 있으므로 정확한 공진 주파수를 구하기 위해 유전율이 텐서로 구성되어 있는 일축성 매질을 고려하였다. 파수영역의 Green 함수와 갈라킨(Galerkin) 모멘트 법을 이용하여 적분식을 유도하였으며 극 좌표계의 변환과 가우시안 사분법을 사용하여 수치해석을 수행하였다. 본 논문에 결과에서 보듯이 단층 이방성 기판의 경우 이방성 비가 1.0에서 1.5로 증가하면서 16%의 범위로 공진 주파수가 이동하였으며, W=5mm, L=5mm, d=0.254mm 공기갭의 두께가 0.651mm일 경우, 14.2% 변화되는 것을 확인하였다. 이러한 결과들로부터 공기갭을 갖고 이방성 기판 위의 패치 안테나에 대한 정확한 공진 주파수를 구할 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] T. Itho, W. Menzel, "A Full-Wave Analysis Method for Open Microstrip Structure", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 29, pp.63-67, 1981.
- [2] D. M. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol 30,

이 화 춘(Hwa-Choon Lee) **정회원**
 1985년 2월 : 인하대학교 전자공학과 학사 졸업
 (공학사)
 1987년 2월 : 인하대학교 전자공학과 대학원 졸업
 (공학석사)
 1995년 2월 : 인하대학교 전자공학과 대학원 졸업
 (공학박사)
 1995년 3월 ~ 현재 : 초당대학교정보통신과 조교수
 <주관심 분야> 전자장 이론, 안테나 및 전파전파,
 이동통신 등

안 규 철(Gyoo-Chul An) **정회원**
 1988년 2월 : 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1986년 2월 : 인하대학교 전자공학과 대학원 졸업
 (공학석사)
 1990년 1월 ~ 1993년 2월 : LG 정보통신 중앙연구소
 주임연구원
 1993년 10월 ~ 1996년 2월 : 한국 체육과학연구소 연
 구원
 1993년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 전자공학과 박사과
 정 수료
 1996년 3월 ~ 현재 : 안산 1대학 전자통신과 조교수
 <주관심 분야> 전자장, 광 집적회로, 비 선형 광학,
 Optical fiber communication