

덧개층을 갖는 일축성 매질 위의 마이크로스트립 패치 안테나 해석

정희원 박종규*, 장승호**, 윤중한***, 안규철***, 광경섭****

Analysis of a Rectangular Microstrip Patch Antenna on a Uniaxial Anisotropic Substrate Loaded by Superstrate

Jong-Kyu Park*, Seung Ho Chang**, Joong Han Yoon***, Gyoo Chul An***, Kyung-Sup Kwak**** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 유전체 덧개층을 갖는 일축성 매질에서 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수와 입력 임피던스, 방사패턴에 대해 연구하였다. 제안된 구조의 구성관계식으로부터 파수영역 다이애딕 그린 함수를 유도하여 전개 적분 방정식을 계산해 낸 후에 갤러킨 모멘트법으로 이산화하여 행렬형태로 표현하였다. 수치 해석적 수렴을 고려하여 사용된 기저 함수는 패치 위의 실제 전류밀도와 가장 유사한 형태인 정현적 기저함수를 선택하였다. 수치해석 결과로 기판의 유전율 변화와 덧개층의 두께 변화가 공진 주파수와 입력 임피던스 그리고 방사 패턴에 미치는 영향에 대해 논의하였다.

ABSTRACT

In this paper the resonant frequency, input impedance and radiation pattern on a uniaxial substrate with superstrate-loaded rectangular microstrip patch antenna are investigated. Dyadic Green functions are derived for selected uniaxial material by constitutive relations, and then integral equations of electric fields are formulated. The electric field integral equations are discretized into the matrix form by Galerkin's Moment Method. On this way sinusoidal functions are selected as basis functions, which have fast numerical convergence because they resemble in the actual current distribution on the patch. Numerical results show how the material permittivity and the superstrate width affect on the resonant frequency, input impedance and radiation pattern.

I. 서론

마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수와 입력 임피던스, 방사 패턴은 실제 안테나의 제작에 있어 안테나의 효율과 성능 등을 결정하는 중요한 요소이므로 등방성 기판의 유전율과 덧개층의 두께 변화에 따른 이들 요소에 대한 연구가 진행되어 왔다^{[1][2]}. 그러나 실제적인 MMIC 경우 안테나의 성능에 영향을 줄 수 있는 많은 양의 이방성 특성을

가지고 있으며, 따라서 이들 매질의 사용이 회로나 안테나에 영향을 줄 가능성이 있기 때문에 일축성 기판의 매질에 따른 공진주파수, 입력 임피던스, 방사패턴에 대한 연구도 진행되어 왔다^[3]. D. M. Pozar^{[2][3]}는 덧개층이 없는 경우 등방성 매질과 이방성 매질의 공진주파수를 Stationary Phase법과 갤러킨 모멘트법을 이용하여 해석해 내었다. 한편 안테나의 지향성과 이득을 향상시키고 외부의 위험(비, 눈, 바람)으로부터 안테나를 보호하기 위해서

* 삼성전자 정보통신 총괄 통신연구소 ** (주)인피트론
 *** 인하대학교 전자공학과 **** 인하대학교 정보통신공학부
 논문번호: K01063-0210, 접수일자: 2001년 2월 10일

마이크로스트립 구조 위에 보호층(덮개층)을 씌운 패치 안테나에 대한 연구도 활발하게 진행되었는데, K. K. Wong^[4]과 Reuven Shavit^[5]는 마이크로 스트립 회로 상에서의 덮개층의 영향을 연구하였으며, A. Bhattacharyya^[6], Wong, Row, Huang, Chen^{[7][8]} 등은 공진 주파수와 편파에 대한 덮개층의 영향을 고려하였다.

본 논문은 이방성 매질 기판 위에 덮개층을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나의 공진 주파수와 입력 임피던스, 방사 패턴에 대한 덮개층의 영향을 고려할 것이다. 먼저 기판의 유전율은 이방성의 특성을 나타내기 위해 텐서로 표시되었고, 그 위에 유전체 덮개층을 씌웠다. 전자계의 해석은 파수 영역에서의 다이애딕 그린 함수와 갤러진 모멘트법을 사용하였고 방사패턴을 보기 위해 Steepest Descent법을 사용하였으며 사각 패치 위에 미지의 표면전류분포를 결정하기 위해 기저함수는 수렴속도가 빠른 정현적 기저함수를 사용하였다. 수치 해석 결과로부터 마이크로스트립 패치 안테나의 매질, 유전율, 덮개층의 두께를 변화시키면서 입력 임피던스와 방사패턴을 조사하였다.

II. 본 론

2.1 다이애딕 그린 함수 해석

파수영역 해석을 하던 그린 함수를 유도할 때 계산상의 편의를 얻을 수 있다. 파수영역의 해석은 소스의 형태가 2차원 구조물일 때 유용하게 쓰이는데, 푸리에 변환을 통해 파수영역으로 변환한 뒤 적분 형태의 방정식을 컨벌루션 정리를 이용하여 간단한 곱의 형태를 취하는 방식이다. 파수 영역의 전자계와 공간 영역의 전자계 변환식은 다음과 같다.

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}(k_x, k_y, z) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y \quad (1)$$

$$\tilde{E}(k_x, k_y, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E(x, y, z) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy \quad (2)$$

여기서 첨자는 파수영역을 의미한다.

본 논문에서 논의할 구조를 보면 다음과 같다.

그림 1.과 같이 유전체 두께 d, 상대 유전율이 $\bar{\epsilon}$ 인 텐서의 형태를 가지는 일축성 기판 위에 x축 방향으로 단위 크기의 미소 전기쌍극자가 (x_0, y_0, d) 인 지점에 놓여 있다. 그 위에 두께 t-d, 상대 유전율이

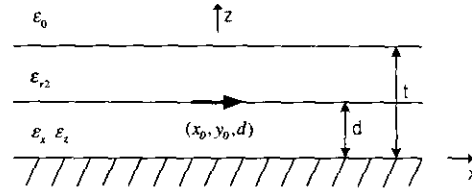


그림 1. 유전체 기판에서의 x축 방향의 미소 전기 쌍극자.

ϵ_{12} 인 유전체 덮개층이 놓여 있는 구조를 가정하면, 이 단위 크기의 미소 전기쌍극자로부터 전자계를 유도할 수 있다. 위와 같은 일축성 매질에서의 유전율 텐서는 다음과 같이 표시된다.

$$\bar{\epsilon} = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_x & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \end{bmatrix} \quad (3)$$

이 때 $\epsilon_x > \epsilon_z$ 인 경우를 양 일축성 매질이라 하고 $\epsilon_z < \epsilon_x$ 인 경우를 음 일축성 매질이라 한다.

ϵ 값은 $0 < z < d$ 인 영역(기판)에서는 식 (3)의 $\bar{\epsilon}$ 인 텐서 형식이고, $d < z < t$ 인 영역(덮개층)에서는 $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{12}$, $z > t$ 인 영역(자유공간)에서는 $\epsilon = \epsilon_0$ 가 된다. 직각 좌표계에서 파동방정식의 해는 평면파 형태로 나타내어지므로 z축 방향의 전파상수는 다음과 같이 주어진다.

$$k_a^2 = k_z^2 = \epsilon_x k_0^2 - \beta^2 \quad 0 < z < d \quad (4a)$$

$$k_b^2 = k_z^2 = \epsilon_x k_0^2 - \epsilon_x \beta^2 / \epsilon_z \quad 0 < z < d \quad (4b)$$

$$k_c^2 = k_z^2 = \epsilon_{12} k_0^2 - \beta^2 \quad d < z < t \quad (4c)$$

$$k_d^2 = k_z^2 = \epsilon_0 k_0^2 - \beta^2 \quad z > t \quad (4d)$$

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

Maxwell 방정식으로부터 접선방향의 전계와 자계 성분을 \tilde{E}_z 와 \tilde{H}_z 로 나타낸 후, 여기에 $z=d$, $z=t$ 에서의 경계조건을 대입하여 미지의 계수를 구하면 모든 전계, 자계 성분을 구할 수 있다^[3]. x방향으로 미소 전류원이 가해질 경우의 자유공간 영역($z > t$)에서의 전계와, 이 구조 내에서의 다이애딕 그린 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_i(x, y, z) = \frac{-jZ_0}{4\pi^2 k_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_{ix}(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_0)}$$

$$e^{jk_x(y-y_0)} e^{-jk_z(z-d)} dk_x dk_y \quad (5)$$

여기서 $i = x, y, z$ 이고, $Z_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ 이며 $P_{\hat{x}}$ 는 다음과 같은 그린 함수이다.

$$P_{xz} = \frac{-j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 k_b \sin(k_b d)}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_x^2 k_0^2 \sin(k_a d)}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (6)$$

$$P_{yx} = \frac{-j}{\omega\epsilon_0} \left[\frac{k_x k_y k_b \sin(k_b d)}{\beta^2 T_m} D_m + \frac{k_x k_y k_0^2 \sin(k_a d)}{\beta^2 T_e} D_e \right] \quad (7)$$

여기에서,

$$\begin{aligned} T_m &= \cos(k_2 t) \cdot [\epsilon_x k_3 \cos(k_b d) + j k_b \sin(k_b d)] + j \sin(k_2 t) \\ &\quad \cdot \left[\frac{\epsilon_x}{\epsilon_z} k_2 \cos(k_b d) + j \frac{\epsilon_z k_2 k_3}{k_2} \sin(k_b d) \right] \\ T_e &= \cos(k_2 t) \cdot [k_a \cos(k_a d) + j k_3 \sin(k_a d)] \\ &\quad + j \sin(k_2 t) \cdot \left[\frac{k_a k_3}{k_2} \cos(k_a d) + j k_2 \sin(k_a d) \right] \\ D_m &= k_3 \cos(k_2 t) + j \frac{k_2}{\epsilon_z} \sin(k_2 t) \\ D_e &= \cos(k_2 t) + j \frac{k_3}{k_2} \sin(k_2 t) \end{aligned}$$

여기서, P 의 첫 번째 첨자는 전자계의 편파방향을 의미하고 두 번째 첨자는 무한소 전류원의 방향을 의미한다. 예를 들어, P_{xy} 는 y 방향의 전류원에 의하여 x 방향으로 편파된 전자계를 의미한다. 안테나의 방사패턴, 지향성 및 이득을 계산하기 위해서는 무한대의 적분구간을 갖는 푸리에 변환 적분을 Stationary Phase법^[3]으로 계산하여야 한다. 먼저 x 축 방향의 단위전류에 의한 전계를 고려하면 y 축 방향의 단위전류에 의한 전계는 좌표변환으로부터 얻어질 수 있다. Stationary Phase점은 식 (5)의 지수항을 두 번 미분함으로써 구할 수 있다. 이 점에서 식 (5)의 이중적분을 계산하고 구좌표계로 변환하면 다음과 같은 식으로 전계를 표현할 수 있다.

$$E_\theta = (r, \theta, \phi) = \frac{-Z_0}{2\pi r} e^{-jkr} e^{jk_x x_0} e^{jk_y y_0} e^{jk_z d} \cdot P_\theta \cos \theta \cos \phi \quad (8)$$

$$E_\phi = (r, \theta, \phi) = \frac{-Z_0}{2\pi r} e^{-jkr} e^{jk_x x_0} e^{jk_y y_0} e^{jk_z d} \cdot P_\phi \cos \theta \sin \phi \quad (9)$$

여기서,

$$P_\theta = \frac{j}{\omega\epsilon_0} \frac{k_b \sin(k_b d)}{T_m} D_m$$

$$P_\phi = -\frac{j}{\omega\epsilon_0} \frac{k_0^2 \sin(k_a d)}{T_e} D_e$$

위 식에서 k_x, k_y 는 stationary phase 점으로 다음과 같이 주어진다.

$$k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi \quad (10a)$$

$$k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi \quad (10b)$$

위에서 유도한 그린 함수를 이용하면 갤러킨 모멘트법으로 마이크로스트립 패치 안테나 위의 전류분포를 확장시킬 수 있다. 갤러킨 모멘트법을 행렬식으로 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} Z^{xx} & Z^{xy} \\ Z^{yx} & Z^{yy} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \end{bmatrix} \quad (11)$$

$[Z^{mn}]$ 는 기저함수의 방향이 y 축이고 가중값 함수의 방향이 x 축일 때의 Z_{mn} 행렬의 부행렬이다. $[I_x]$ 는 x 축의 기저함수에 해당하는 미지의 계수를 나타내는 행벡터이며, $[V_x]$ 는 x 축의 기저함수와 인가 전류함수로부터 계산되어지는 행벡터이다. 이것을 그린 함수에 대한 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$Z_{mn}^{xx} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_x(k_x, k_y) F_x(J_m) F_y(J_n) F_x^*(J_n) F_y^*(J_m) dk_x dk_y \quad (12)$$

$$Z_{mn}^{yy} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_y(k_x, k_y) F_x(J_m) F_y(J_n) F_x^*(J_n) F_y^*(J_m) dk_x dk_y \quad (13)$$

$$V_{mn} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_\theta(k_x, k_y) F_x(J_m) F_y(J_n) e^{jk_x x_0 + jk_y y_0} dk_x dk_y \quad (14)$$

여기서,

$$P_v = \frac{-jZ_0}{4\pi^2 k_0} \cdot \left[\frac{k_x k_3}{k_b T_m} a_x - \frac{jk_y k_3}{k_b T_m} a_y \right] \sin(k_1 d)$$

또한 F_x, F_y 는 전류함수의 푸리에 변환식이다. 일단 행렬 Z 와 행렬 V 가 계산되어지면 전류함수의 계수는 기존의 가우스 소거법이나 기타 다른 방법에 의한 행렬 역변환을 통해 계산되어진다. 그러면 입력 임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z_{input} = \int_{z=0}^d E_z dz = -[V]' [V] \quad (15)$$

여기서, E_z 는 패치의 전류에 의해서 유도되는 z방향의 전계를 나타낸다.

2.2 극좌표계 변환과 적분구간의 수렴

임피던스 행렬값을 계산하기 위하여 두 가지 문제를 해결해야 한다. 하나는 적분 구간 내의 불연속점이고 다른 하나는 무한한 구간의 이중적분이다. 이 문제들은 극좌표계로의 변환과 적분구간의 이동으로 해결할 수 있다^{[2][4]}.

β 에 대한 무한 적분은 전류확장함수에 따라서 $50k_0 \sim 200k_0$ 까지의 범위에서 유동적으로 선택되는데, 본 논문에서는 이를 수치 해석을 통하여 확인하였다. 이때 사용되는 미지의 전류분포를 표현하기 위한 기저함수는 실제 패치에서의 전류분포와 가장 유사한 형태인 정현적 기저함수를 사용하였다^[4].

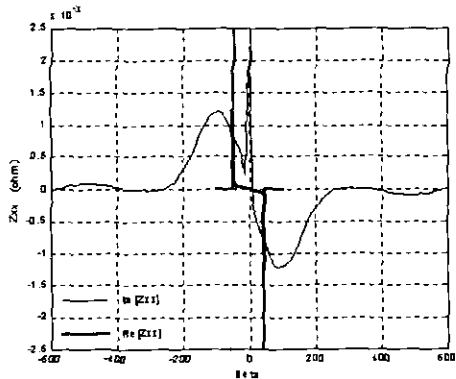


그림 2. $Im[Z_{xx}]$ 와 $Re[Z_{xx}]$ 의 수렴

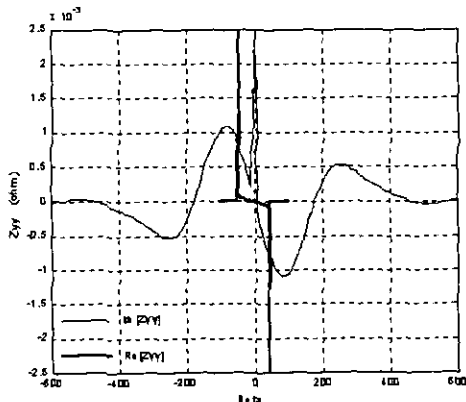


그림 3. $Im[Z_{yy}]$ 와 $Re[Z_{yy}]$ 의 수렴

그림 2.와 그림 3.은 Z_{xx} 와 Z_{yy} 의 허수부와 실수부에 대한 적분을 행할 때 수렴되는 점을 나타내고 있다. 허수부의 적분은 약 $\beta = \pm 600$ 사이($\sim 100k_0 \sim 100k_0$)에서 그리고 실수부의 적분은 $\beta = \pm 50$ 사이에서 어느 정도의 값을 가지게 되어 의미를 갖지만, 그 이외에서는 값들이 극히 미소하기 때문에 적분 구간은 -600에서 +600까지면 충분하다는 것을 알 수 있다. Z_{xy} 와 Z_{yx} 의 실수부, 허수부는 그 값이 10^{-38} 정도로 극히 작아 무시할 수 있다.

2.3 공진 주파수

전자계 현상 중 하나인 공진은 특정 구조물의 고유한 특성으로 인가된 전계값이 모두 자계로 변환되고 다시 이 자계값은 전계로 변환되게 되는데, 이때의 주파수를 공진 주파수라 한다. 공진 주파수는 외부의 소스를 인가하지 않은 상태에서 식 (15)가 0이 아닌 해를 갖는 경우로 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} Z_{xx} & Z_{xy} \\ Z_{yx} & Z_{yy} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_x \\ I_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

즉, 식 (16)은 자명해(Non-trivial Solution)를 가져야 하며 이는 역행렬이 0임을 의미한다. 이 해는 $f + jg$ 의 형태로 나타내어지는데 허수부인 f 이 0일 때의 f 가 공진 주파수이다. 그림 4.는 패치의 크기가 $L=2\text{cm}$, $W=3\text{cm}$ 인 상태에서 기판의 유전율이 각각 $(\epsilon_x=8.8, \epsilon_z=10.2)$, $(\epsilon_x=10.2, \epsilon_z=10.2)$, $(\epsilon_x=13, \epsilon_z=10.2)$ 인 경우 기판의 두께를 변화시켰을 때 공진 주파수의 변화를 나타낸 것이다. 그림에서 보여지듯이 기판 두께가 증가할수록 공진 주파수는 감소하는 것을 볼 수 있다. 또한 기판의 두께가

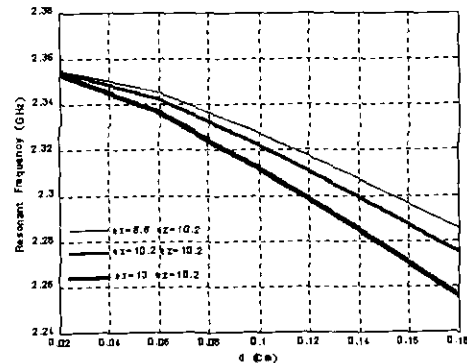


그림 4. 기판의 유전율과 두께에 따른 공진 주파수. $L=2\text{cm}$, $W=3\text{cm}$.

일정하다고 할 때, 음 일축성 매질인 경우($\epsilon_x > \epsilon_z$)가 양 일축성 매질인 경우($\epsilon_x < \epsilon_z$)보다 공진주파수가 감소하는 것을 볼 수 있다. 그림 5.는 패치의 크기가 $L=2\text{cm}$, $W=3\text{cm}$ 인 상태에서 기판과 덮개층의 유전율이 각각

$$(\epsilon_x=8.8, \epsilon_z=10.2, \epsilon_{d2}=3.2),$$

$$(\epsilon_x=10.2, \epsilon_z=10.2, \epsilon_{d2}=3.2),$$

$$(\epsilon_x=13, \epsilon_z=10.2, \epsilon_{d2}=3.2)$$

인 경우 덮개층의 두께를 변화시켰을 때 공진 주파수의 변화를 나타낸 것이다. 덮개층의 두께가 증가하면 공진주파수는 낮아지지만 표면파는 늘어나므로, 유전체 내의 손실이나 가장자리에서의 방사등으로 인해 전력 효율이나 방사 패턴 등에 악영향을 미치므로 일정 두께의 덮개층까지만을 사용하는 것이 바람직하다고 볼 수 있다.

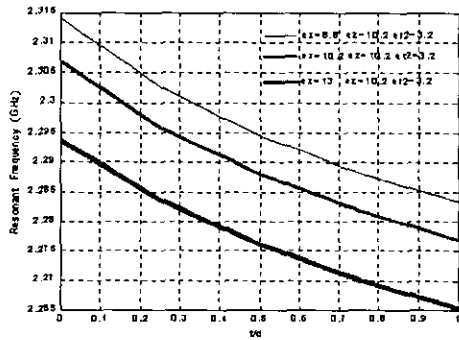


그림 5. 기판의 유전율과 덮개층의 두께에 따른 공진주파수. $L=2\text{cm}$, $W=3\text{cm}$.

2.4 입력 임피던스

안테나의 입력 임피던스는 급전점에서의 전압 대 전류비로 표현된다. 본 논문에서는 급전점에 델타 전압원 ($v=1$)을 두어 상수 $I_{x,k}$ 를 구한 후에 입력 임피던스를 수치해석을 통해 확인하였다. 이 때 입력 임피던스는 다음의 식으로 표현된다.

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{\int_{-u/2}^{u/2} \delta(x-x_k) dx}{\int_{-u/2}^{u/2} I_{x,k} \frac{1}{u} dy} = \frac{1}{I_{x,k}} \quad (17)$$

그림 6.은 덮개층이 없을 때 기판의 매질이 등방성인 경우와 이방성인 경우의 입력 임피던스를 보여주고 있고, 그림 7.은 덮개층이 있는 경우 등방성 매질에서의 입력 임피던스와 이방성 매질에서의 입력 임피던스를 나타내고 있다. 그림 6.과 그림 7.의 그래프에서 실수부는 안테나의 저항 성분에 기여하

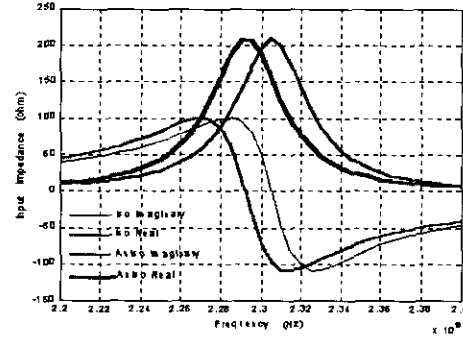


그림 6. 등방성과 이방성 매질에서의 입력 임피던스. $L=2\text{cm}$, $W=3\text{cm}$, $d=0.127\text{cm}$, $t-d=0$, $x_p=0.35\text{cm}$, $y_p=0$, 등방성 : $\epsilon_x=10.2$, $\epsilon_z=10.2$, 이방성 : $\epsilon_x=13.0$, $\epsilon_z=10.2$.

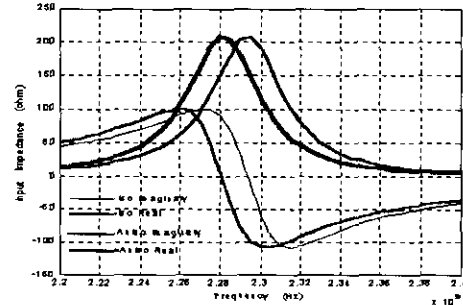


그림 7. 덮개층이 있는 경우 등방성과 이방성 매질에서의 입력 임피던스. $L=2\text{cm}$, $W=3\text{cm}$, $d=0.127\text{cm}$, $t-d=0.5d$, $x_p=0.35\text{cm}$, $y_p=0$, 등방성 : $\epsilon_x=10.2$, $\epsilon_z=10.2$, $\epsilon_r2=3.2$, 이방성 : $\epsilon_x=13.0$, $\epsilon_z=10.2$, $\epsilon_r2=3.2$.

게 되고, 허수부는 안테나의 리액턴스 성분에 기여하게 된다. 따라서 공진 주파수를 고려할 경우 리액턴스 성분이 0이 되는 점, 즉 그림 6.과 그림 7.의 그래프에서 보면 허수부가 영 교차점이 되는 점이 안테나의 공진 주파수가 된다. 위의 그림들을 보면, 등방성 매질에서 덮개층의 두께가 증가하면 공진 주파수는 감소함을 알 수 있고, 기판이 등방성 매질인 경우보다 이방성 매질일 경우 공진 주파수는 감소하고 있음을 보이고 있다.

2.5 방사 패턴

기존의 전송 선로 모델이나 공진기 모델은 표면 전류에 대한 문제를 고려하지 못하는 단점이 있는데, 이러한 문제를 해결하고 정확한 입력 임피던스와 방사 패턴을 예측하고 해석하기 위하여 수치 해석법이 사용되었다.

식(10)~(14)를 사용하여 미소 다이폴에서의 방사

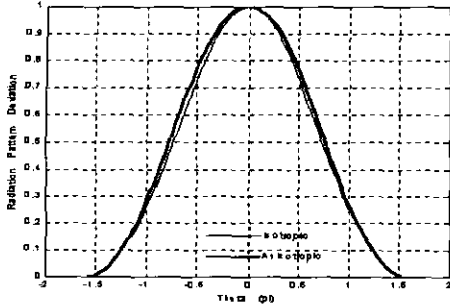


그림 8. 미소 다이폴의 등방성, 이방성 매질에서의 방사패턴. 공진 주파수=3GHz, d=0.802cm, t-d=0.25d
 등방성 : ex1=2.43, ez1=2.43, ex2=10.2, ez2=10.2
 이방성 : ex1=2.88, ez1=2.43, ex2=13, ez2=10.2

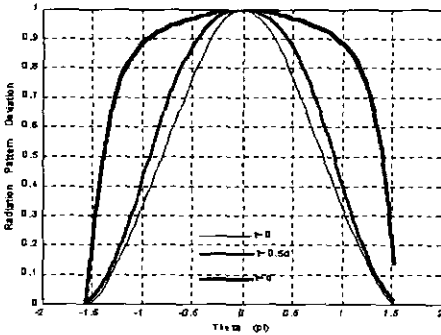


그림 9. 미소 다이폴의 덮개층 두께 변화에 따른 방사 패턴. 공진 주파수=3GHz, d=0.802cm, ex1=2.88, ez1=2.43, ex2=13, ez2=10.2.

패턴을 보면 그림 8., 그림 9.와 같다. 그림 8.은 기판의 매질이 등방성인 경우와 이방성인 경우 미소 다이폴의 방사패턴을 비교한 것이고, 그림 9.는 덮개층의 두께를 변화시킴에 따라 미소 다이폴의 방사 패턴이 변화하는 모습을 비교한 것이다. 매질의 종류에 따라서 방사 패턴은 단지 미세한 변화만이 관측되고 있는데 반해 덮개층의 두께를 줄여갈수록 안테나의 방사 지향성은 향상되고 대역폭은 좁아지고 있음을 알 수 있다.

다음으로 갤러킨 모멘트 법으로 미소 전류를 확장한 마이크로스트립 사각 패치 안테나에 대한 방사 패턴을 보겠다. 앞에서 I_{xx} 와 I_{yy} 를 유도하였으므로 다음과 같이 좌표계로 표현된 원거리 전기장을 구할 수 있다.

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \frac{60e^{-jk_0r}}{r} \times [\hat{\theta}(e_x \cos \phi + e_y \sin \phi) + \hat{\phi}(-e_x \sin \phi + e_y \cos \phi) \cos \theta] \quad (18)$$

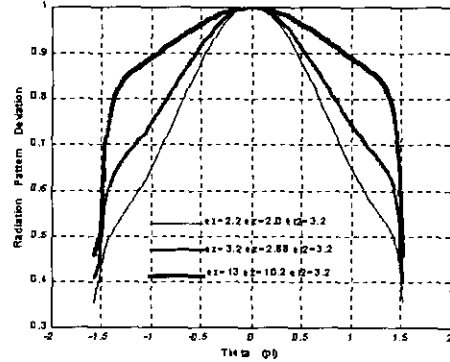


그림 10. 유전을 변화에 따른 패치 안테나 방사패턴의 변화. 주파수=2.293GHz, L=2cm, W=3cm, d=0.127cm, t-d=0.5d, xp=0.35cm, yp=0.

$$e_x = \sum_{n=1}^N (I_{nx} P_{xx} F_{nx} + I_{ny} P_{xy} F_{ny}) \quad (19a)$$

$$e_y = \sum_{n=1}^N (I_{nx} P_{yx} F_{nx} + I_{ny} P_{yy} F_{ny}) \quad (19b)$$

각각의 공진 주파수는 앞의 공진 주파수 측정에서 얻은 결과를 적용한 것이다. 그림 10.은 기판의 유전율을 변화시킴에 따라 마이크로스트립 패치 안테나의 방사패턴이 변하는 모습을 보이고 있다. 덮개층의 유전율을 3.2로 고정시켜 놓고 기판의 유전율을 $(e_x, e_z) = (2.2, 2.0), (3.2, 2.88), (13, 10.2)$ 로 조금씩 크게 하면 안테나의 지향성은 떨어지지만 방사 대역폭은 커지고 있는 것을 볼 수 있다. 유전율의 변화에 의한 방사 패턴의 변화는 다른 요인들에 비해 커다란 영향을 미치고 있는 것을 알 수 있으므로 실제의 안테나 제작에 있어 기판과 덮개층의 유전율 선택은 사용하고자 하는 목적에 적합

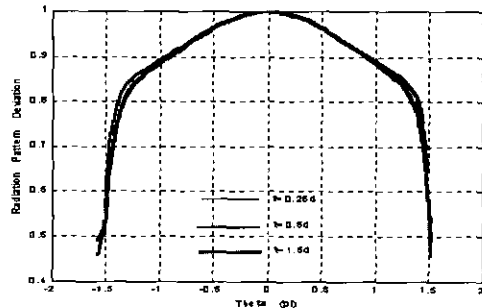


그림 11. 덮개층 두께의 변화에 따른 패치 안테나 방사 패턴의 변화. (주파수=2.293GHz, L=2cm, W=3cm, d=0.127cm, xp=0.35cm, yp=0, ex=13, ez=10.2, ez2=3.2.)

하도록 신중한 선택이 요구되어진다.

그림 11.은 덧개층의 두께를 $t-d=0.25d$, $t-d=0.5d$, $t-d=1.5d$ 로 변화시킨 경우 안테나의 방사패턴이 어떻게 변하는지를 보이고 있다. 덧개층의 두께를 증가시키면 안테나의 지향성은 향상되지만 대역폭은 조금씩 감소하고 있음을 보이고 있다.

III. 결론

본 논문에서는 근래에 이동통신이나 미사일, 위성 등의 안테나로서 적합한 형태인 마이크로스트립 패치 안테나에 대해 덧개층과 이방성 기판에 따른 공진 주파수와 입력 임피던스, 방사패턴에 관해 연구하였다. 경계조건을 이용하여 일축성 매질에서의 파동방정식을 도출하여 전개 적분방정식을 유도하였다. 갤러킨 모멘트법을 이용하여 이산화 하는 과정에서 무한 적분과 불연속의 문제가 발생하는데 이를 해결하기 위해 적분 경로를 허수축으로 이동시키고 적분이 수렴하는 지점을 찾았다. 퓨리에 변환을 위한 복소 적분은 수치해석의 편이성과 정확성들을 고려하여 적절한 해석을 선택하여 가우시안 사분법을 사용하여 입력 임피던스를, Steepest Descent 법으로 미소 다이폴의 방사 패턴을 조사하였다. 수치 해석을 통한 공진 주파수와 입력 임피던스 변화의 관찰로 공진주파수는 덧개층이 있을 경우, 매질이 등방성일 경우보다 이방성일 경우 감소한다는 것을 알 수 있었다. 또한 여러 경우의 방사패턴을 비교해 봄으로써 지향성을 요구하는 기지국이나 위성통신을 위한 배열 안테나의 제작을 위해서는 덧개층의 두께를 어느 정도 증가시키는 것과 동시에 유전율도 기판에 비해 크게 하는 것이 바람직하고, 개인 휴대통신과 같은 광대역 안테나를 위해서는 덧개층의 두께와 유전율이 모두 작은 매질을 선택하는 것이 좋다는 것을 알 수 있었다.

참고 문헌

[1] I. E. Rana and N. G. Alexopoulos, "Current Distribution and Input Impedance of Printed Dipoles", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. AP-29, pp. 99-105, January 1981.

[2] D. M. Pozar, "Input Impedance and Mutual Coupling of Rectangular Microstrip Antennas", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. AP-30, pp. 1191-1196, November 1982.

[3] 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 1981.

[4] K. K. Wong, W. S. Chen, and W. L. Huang, "The absorption and coupling of an electromagnetic wave incident of a microstrip circuit with superstrate", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. EMC-34, pp. 17-21, 1992.

[5] R. Shavit, "Dielectric Cover Effect on Rectangular Microstrip Antenna array", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 42, pp. 1180-1184, 1994.

[6] A. Bhattacharyya and T. Tralmon, "Effects of Dielectric Superstrate on Patch Antenna," *Electron. Lett.*, vol. 24, pp. 356-358, 1989.

[7] K. Wong, J. S. Row, C. W. Kuo and K. C. Huang, "Resonance of a Rectangular Microstrip Patch on a Uniaxial Substrate", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 41, pp. 698-701, April 1993.

[8] W. S. Chen, K. L. Wong and J. S. Row, "Superstrate Loading Effects on the Circular Polarization and Crosspolarization Characteristics of a Rectangular Microstrip Patch Antennas", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 42, pp. 260-264, February 1994.

[9] Peixeiro and A. M. Barbosa, "Leaky and Surface Waves in Anisotropic Printed Antenna Structures", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 40, pp. 566-569, May 1992.

[10] D. R. Jackson and A. A. Oliner, "A Leaky-Wave Analysis of the High-Gain Printed Antenna Configuration", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 36, pp. 905-910, July 1988.

[11] N. G. Alexopoulos and D. R. Jackson, "Fundamental Superstra (Cover) Effects on Printed Circuit Antennas", *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol AP-32, pp. 807-816, August 1984.

[12] C. M. Krowne, "Determination of the Green's Function in the Spectral Domain Using a Matrix Method : Application to Radiators or Resonators Immersed in a Complex

Anisotropic Layered Medium”, *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol AP-34, pp. 247-253, February 1986.

- [13] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, New York, John Wiley & Sons, Inc, 1989.
- [14] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Field*, New York, McGraw-Hill, 1961.

안 규 철(Gyoo Chul An) 정회원



1988년 2월: 인하대학교
전자공학과 졸업
1986년 2월: 인하대학교
전자공학과 대학원 졸업
1990년 1월~1993년 2월: LG
정보통신 중앙연구소
주임연구원

1993년 10월~1996년 2월: 한국체육과학연구원
1993년 3월~현재: 인하대학교 전자공학과 박사과정
수료
1996년 3월~현재: 안산1대학 전자통신과 조교수
<주관심 분야> 전자장, 광집적회로, 비선형 광학,
Optical fiber communication.

박 종 규(Jong Kyu Park) 준회원



1999년 2월: 인하대학교
전자공학과 졸업
2001년 2월: 인하대학교
전자공학과 석사
2000년 2월~현재: (주)삼성전자
정보통신 총괄통신
연구소

<주관심 분야> 안테나 설계, 통신이론, 통신망

곽 경 섭(Kyung-Sup Kwak) 정회원
현재: 인하대학교 정보통신 전문대학원 원장
한국통신학회 논문지 제26권 제4B호 참조

장 승 호(Seung Ho Chang) 정회원



1998년 2월: 인하대학교
전자공학과 졸업
2000년 2월: 인하대학교
전자공학과 석사
2000년 2월~현재: (주)인피트론

<주관심 분야> 안테나 설계, RF, 마이크로웨이브
시스템

윤 중 한(Joong Han Yun) 정회원

한국통신학회 논문지 제26권 제4B호 참조
인하대학교 전자공학과 박사과정