

# 인공 자기 도체 편파 변환기를 이용한 원형 편파 안테나

## Artificial Magnetic Conductor(AMC) Polarizer Backed Circular-Polarized(CP) Antenna

장 기 훈 · 안 지 환 · 윤 영 중

Kihun Chang · Jihwan Ahn · Young Joong Yoon

### 요 약

인공 자기 도체 편파 변환기를 이용한 원형 편파 안테나를 소개하고 특성을 분석한다. 기존 원형 편파 안테나들의 한계였던 얇은 구조의 광대역 축비 대역폭을 구현할 수 있음을 인공 자기 도체 이론에 근거하여 이론적으로 설명하고 실험적으로 검증한다. 기존의 안테나들은 방사체 표면 전류에 의해 원형 편파 특성이 구현됨에 따라 축비 대역폭이 방사체 구조에 의존적이었던 반면, 제안된 구조는 선형 편파 다이폴 안테나를 사용하면서 접지면의 격자 구조를 통해 원형 편파 특성을 구현하였다. 이러한 인공 자기 도체 편파 변환기는 접지면에 전기적으로 인접한 다이폴 안테나가 효율적으로 방사할 수 있도록 도와줄 뿐 아니라, 표면 격자의 기하 구조에 따라 축비 대역폭을 조절할 수 있다는 장점을 동시에 가진다. 인공 자기 도체 편파 변환기를 통해 발생된 원형 편파의 축비 특성을 이론적으로 분석하고, 임피던스 정합 특성, 원형 편파 방사 패턴 및 축비 패턴, 축비 대역폭, 격리도 등을 측정하여 논의한다.

### Abstract

A new type of circularly polarized(CP) antenna that is characterized by having both low-profile and greater axial-ratio bandwidth(ARBW) beyond existing antennas is introduced through analysis of artificial magnetic conductor(AMC) polarizer, and experimentally demonstrated. Although it is made use of a linear-polarized dipole antenna with close proximity to ground plane, it is backed by AMC polarizer so as to efficiently radiate with circularly changed polarization whose ARBW is determined by the texture geometry, whereas existing antennas exhibit CP surface-current on radiators, which limit ARBW. The mechanism of the polarization conversion is theoretically analyzed for ARBW, and the experimental properties including the impedance matching, CP radiation pattern, axial-ratio pattern, ARBW, and two-port isolation are discussed.

Key words : Artificial Magnetic Conductors, Polarizer, Circular Polarization, Axial-Ratio Bandwidth, Low-Profile Antenna

### I. 서 론

원형 편파는 GPS, DMB, globalstar과 같은 위성통신이나 RFID 등 다양한 시스템에서 널리 사용되고

있다. 위성 방송이나 LMSS(Land Mobile Satellite Service)와 같이 전자파가 전리층을 통과해야 하는 무선 통신 시스템에서는 지자기의 영향에 의해 선형 편파 손실이 원형 편파보다 훨씬 크기 때문에 원형 편파

「본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.」

연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University).

· 논문 번호 : 20091210-149

· 교신저자 : 윤영중(e-mail : yjyoon@yonsei.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 4월 27일

를 주로 사용한다<sup>[1]</sup>. 또한 전자기파 역산란(electromagnetic backscattering) 방식의 RFID 시스템에서는 태그의 방향(orientation)에 무관하게 인식을 하기 위해 원형 편파가 사용되고 있다.

원형 편파 통신 시스템에서 사용되는 안테나 중 마이크로스트립 안테나는 저가(low cost), 박형(low profile), 경량(light weight)이며, 대량 생산과 설치의 용이함으로 지금까지 많이 응용되어 왔다<sup>[2]</sup>. 그러나 패치 안테나는 이러한 장점들에도 불구하고 본질적으로 약 5%에 불과한 좁은 임피던스 대역폭 특성을 가지며, 특히 원형 편파 패치 안테나의 경우 이보다 훨씬 좁은 약 1%의 축비 대역폭(axial ratio bandwidth)으로 응용에 많은 제약이 있었다<sup>[3]</sup>.

이를 개선하기 위한 시도는 꾸준히 연구되어 왔으며, 슬롯 결합 구조, 적층 구조, 기생 구조, tuning stub나 reactive loading, U 슬롯, 변형된 급전 구조 등이 제안되었다<sup>[2]~[7]</sup>. 그러나 이들 역시 축비 대역폭을 획기적으로 개선하는 데 한계가 있었다. 최근에는 최적화 알고리즘에 기반한 10~20%의 축비 대역폭 특성을 가지는 도선형(wire-type) 안테나가 RFID 리더용 안테나로 보고되기도 하였다<sup>[8],[9]</sup>. 그러나 이들은 안테나의 두께(profile)가 1/4 파장이 넘는 10 cm 내외로 매우 두껍고 부피가 커진다는 물리적 단점으로 상용화하기에는 어려움이 있었다.

최근 이슈가 되고 있는 메타물질(metamaterials) 중, 인공 자기 도체(AMC: Artificial Magnetic Conductor)는 이러한 협대역 축비 특성과 두께의 단점을 모두 극복할 수 있는 가능성을 제시하고 있다. 1999년 UCLA의 Sievenpiper에 의해 처음 제안되고 실험적으로 증명된 인공 자기 도체는, 파장에 비해 매우 작은 버섯모양의 격자가 금속 표면에 주기적으로 배열된 구조를 가진다<sup>[10]</sup>. 일반적으로 전도체(electric conductor) 표면에서의 반사계수 위상값이 180도의 상수인 것과 달리, 인공 자기 도체 표면의 반사계수 위상은 주파수에 따라 180도에서 -180도까지 연속적으로 변하며, 표면 격자의 공진 주파수에서는 0도의 반사계수 위상값을 가져 자기 도체의 특성을 나타낸다. 또한 이 때 표면의 임피던스는 매우 커져 표면파의 진행을 억제하는 대역 차단 특성(EBG: Electromagnetic Band-Gap)도 가진다.

이러한 인공 자기 도체는 주기 격자의 구조에 따

라 대역폭 특성 조절이 가능하다는 장점이 있다. 또한 전도체와 달리 인공 자기 도체에서는 영상 전류의 방향이 동위상을 가지므로, 안테나가 표면에 전기적으로 인접하게 되어도 방사 효율이 우수하고 따라서 안테나를 얇게(low profile) 구현할 수 있게 된다.

인공 자기 도체의 특성을 비등방성(anisotropy)으로 이용하면 편파 변환기의 구현이 가능하며, 이를 기반으로 선형 편파 안테나가 원형 편파로 방사하는 동작원리를 설명한다. 인공 자기 도체 편파 변환기를 이용한 안테나의 특성들을 다양한 관점에서 분석한다. 원형 편파의 축비 대역폭은 인공 자기 도체 편파 변환기에 의해 결정될 수 있음을 보인다. 이를 통해 기존 원형 편파 안테나들의 한계였던 얇은 구조와 광대역 축비 대역폭 특성도 구현될 수 있음을 밝히고, 실험적으로 검증하였다.

## II. 인공 자기 도체 편파 변환기의 원리 및 원형 편파 안테나 설계

### 2-1 등가모델(Equivalent Circuit Model)

금속 표면에 주기적인 격자 구조를 형상화하면 표면의 전자기적 특성을 변화시키는 것이 가능하다<sup>[10]</sup>. 격자 구조가 파장에 비해 매우 작은 경우 표면은 유효 매질 이론(effective medium theory)에 의해 균일한(homogeneous) 특성을 보이게 된다. 그림 1은 파장에 비해 매우 작은 버섯 모양의 금속 격자가 주기적으로 배열된 인공 자기 도체에 전기적으로 가까이 위치한 다이폴 안테나의 구조이다. 인공 자기 도체 표면에 x축 방향 선형 편파를 가지는 전자기파가 입사하는 경우, 표면에 인가된 전류는 그림 2(a)의 횡단면에서와 같이 집중 소자(lumped element) 성분을 발생시키게 된다. 표면 상단에 서로 인접한 격자 간에 커패시턴스 성분이 발생하며, 비아와 접지면을 따라 인접한 격자까지 형성되는 우회 경로에 의해 인덕턴스 성분이 발생한다.

이들은 그림 2(b)와 같이 병렬 공진회로로 동작하게 되며, 표면의 임피던스를 변화시키게 된다. 표면 임피던스는 식 (1)과 같이 구할 수 있다. 표면에 입사하는 y축 방향 선형 편파를 가지는 전자기파에 대하여 표면의 종단면에서도 같은 방식으로 나타낼 수 있으며, 방향에 따라 서로 독립적인 비등방성(ani-

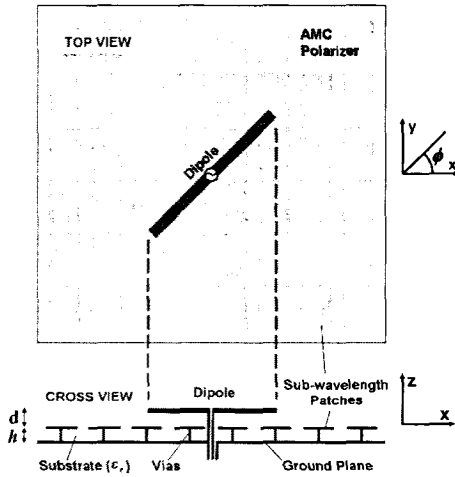


그림 1. 인공 자기 도체 편파 변환기와 그 위에 전기적으로 인접하게 위치한 선형 편파 다이폴 안테나

Fig. 1. AMC polarizer and dipole antenna in electrically close proximity with it.

sotropic) 표면 임피던스가 정의될 수 있다.

$$Z_{s_x} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_x} + j\omega C_x} = \frac{j\omega L_x}{1 - \omega^2 L_x C_x} \quad (1)$$

### 2-2 편파에 따른 반사계수 위상

표면에 입사하는 전자기파의 반사계수는 자유공간 임피던스( $\eta$ )와 표면 임피던스( $Z_s$ )에 의해 식 (2)와 같이 표현될 수 있다. 반사계수의 위상값은 식 (3)과 같이 구할 수 있으며, 표면 임피던스가 주파수 함수이기 때문에 반사계수의 위상값도 주파수 함수로서 나타난다. 표면 격자의 공진 주파수( $\omega_x = 1/\sqrt{L_x C_x}$ )에 비해 매우 높거나 매우 낮은 주파수, 또는 정전자기(static electromagnetic fields)에서는 표면이 전도체와 같이 동작하며, 반사계수가 '-1'이 된다. 180도 역위상으로 전자기파를 반사시킨다. 그러나 공진 주파수에서는 표면 임피던스가 무한대가 되고, 반사계수가 '+1'의 값을 가지는 자기 도체의 특성을 보이게 된다. 이 때 표면에 입사하는 전자기파는 경계면에서 위상 변화 없이 반사한다. 또한 표면 임피던스의 크기(magnitude)가 자유 공간 임피던스와 같아지는 경우, 반사계수 위상은 90도 또는 -90도가 된다. 격자 표면의 이러한 특징은 표면의 반사계수 위상값을 임

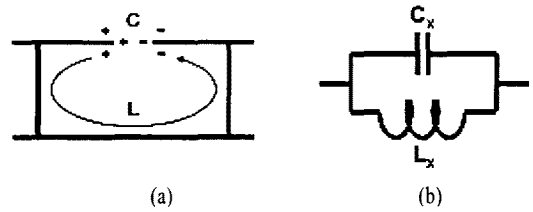


그림 2. 인공 자기 도체의 횡단면(a)과 등가 모델(b)  
Fig. 2. Cross-section of the AMC polarizer(a) and equivalent circuit model(b).

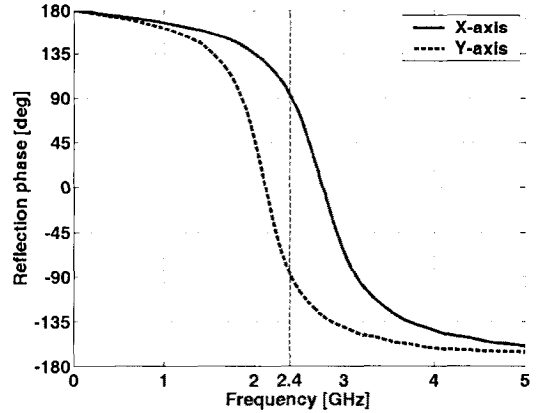


그림 3. 비등방성 격자 구조를 가지는 인공 자기 도체 편파 변환기의 반사계수 위상 곡선  
Fig. 3. Reflection phase curves of the AMC polarizer with anisotropic textures.

의로 조절할 수 있다는 점에서 단지 자기 도체 이상의 의미를 가진다.

비등방성 표면 임피던스를 가지는 표면의 경우, 입사하는 전자기파의 전계 방향에 따라 서로 다른 반사계수가 나타난다. 특히 위상값이 달라지게 되며, 그림 3과 같이 축 방향에 따라 반사계수의 위상 곡선이 다르게 나타난다. 이 때 x축, y축 방향에서의 공진 주파수는 각각 2.1 GHz, 2.8 GHz이지만, 2.4 GHz에서는 방향에 따라 +90도, -90도의 값을 가지는 비등방성 반사계수 위상값이 나타난다.

$$\Gamma_x = \frac{Z_{s_x} - \eta}{Z_{s_x} + \eta} = |\Gamma_x| e^{j\theta_x} \quad (2)$$

$$\theta_x = \text{Im} \left\{ \ln \left( \frac{Z_{s_x} - \eta}{Z_{s_x} + \eta} \right) \right\} \quad (3)$$

### 2-3 대역폭(Bandwidth)

인공 자기 도체 구조의 대역폭은 표면의 임피던스 크기가 자유 공간 임피던스보다 큰 주파수 영역으로 식 (4)와 같이 정의된다<sup>[10]</sup>. 즉, 반사계수 위상값이 +90부터 -90도를 포함하는 주파수 대역을 의미하며, 이는 반사계수 위상 곡선의 기울기와 관계가 있다. 주파수에 따라 위상 변화가 급격한 격자 구조의 경우 대역폭이 좁아지며, 완만한 경우 광대역 특성을 나타낸다. 그림 3의 인공 자기 도체 편파 변환기의 위상 곡선에서, 보다 완만한 기울기를 가지는 경우 두 위상 곡선의 편차가 보다 넓은 대역에서 고르게 나타날 것이다. 이는 원형 편파를 보다 넓은 대역에서 발생시킬 수 있다는 것을 의미한다.

$$|Z_s| = \left| \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \right| > \eta \quad (4)$$

이를  $\omega$ 에 관하여 풀어 정리하면 다음과 같다.

$$\omega \approx \omega_0 \sqrt{1 \pm \frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (5)$$

여기서  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ 이고, 따라서 대역폭은 다음과 같이 표현된다.

$$BW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

식 (6)에서 보면, 격자 구조의 인덕턴스가 증가하고 커패시턴스가 감소하는 경우 대역폭이 증가하게 된다. 인덕턴스는 비아의 길이에 의해 비례하고, 커패시턴스는 인접한 격자 간의 간격과 유전율에 의해 결정되기 때문에<sup>[10]</sup>, 이를 고려하여 설계하면 인공 자기 도체 편파 변환기의 축비 대역폭을 결정할 수 있게 된다.

#### 2-4 원형 편파 변환 원리

그림 1에서 보면, 인공 자기 도체 편파 변환기 위에 선형 편파를 가지는 다이폴 안테나가 45도 회전하여 놓여 있다. 안테나에서 +z 방향으로 복사되는 총 전계는 다이폴에서 직접 방사되는 직접파( $\vec{E}_d$ )와 인공 자기 도체에서 반사되는 반사파( $\vec{E}_r$ )의 합으로 나타낼 수 있다. 반사계수의 크기가 1이라 하면, 총 전계는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[11]</sup>.

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \vec{E}_d + \vec{E}_r \\ &= \frac{E_0}{2} (\hat{x} + \hat{y}) e^{-jkz} e^{j\omega t} \\ &\quad + \frac{E_0}{2} (\hat{x} e^{-j2kd} e^{j\theta_r} + \hat{y} e^{-j2kd} e^{j\theta_r}) e^{-jkz} e^{j\omega t} \\ &= \frac{E_0}{2} [(1 + e^{-j2kd} e^{j\theta_r}) \hat{x} + (1 + e^{-j2kd} e^{j\theta_r}) \hat{y}] e^{-jkz} e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (7)$$

$E_0$ 는 전기장의 크기이고,  $k$ 는 자유공간 전파상수를 나타낸다. 여기서 다이폴이 표면에 인접하게 되면,  $2kd$ 가 0으로 수렴하게 된다.

일반적인 전도체에서는  $\theta_r = \theta_i = 180^\circ$ 이기 때문에, 총 전기장은 직접파와 반사파가 서로 상쇄되어 0이 된다. 자기도체에서는  $\theta_r = \theta_i = 0^\circ$ 이기 때문에, 직접파와 반사파가 동일하며 서로 보강간섭으로 선형편파를 유지한다. 그러나 제시된 편파 변환기 표면에서는 반사계수 위상이 편파에 따라 다른  $\theta_r = 90^\circ$ 와  $\theta_r = -90^\circ$ 를 가지고 있게 때문에, 총 전계는 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \frac{E_0}{2} [(1 + j) \hat{x} + (1 - j) \hat{y}] e^{-jkz} e^{j\omega t} \\ &= \frac{E_0}{2} [(\hat{x} + \hat{y}) + j(\hat{x} - \hat{y})] e^{-jkz} e^{j\omega t} \end{aligned} \quad (8)$$

이는 두 개의 서로 수직인 벡터  $(\hat{x} + \hat{y})$ 와  $(\hat{x} - \hat{y})$ 가 90도의 위상차( $j$ )를 가지고 회전하는 전기장을 표현하고 있으며, 우현 원형 편파(RHCP: Right-Hand Circular Polarization)임을 의미한다.

다이폴 안테나의 방위각  $\phi$ 를 이용하여 일반화된 식으로 전기장을 표현할 수 있으며, 이를 이용하여 방위각에 따른 축비를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \vec{E}_d + \vec{E}_r \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{2}} (\hat{x} \cos \phi + \hat{y} \sin \phi) e^{-jkz} \\ &\quad + \frac{E_0}{\sqrt{2}} (\hat{x} \cos \phi e^{-j2kd} e^{j\theta_r} + \hat{y} \sin \phi e^{-j2kd} e^{j\theta_r}) e^{-jkz} \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{2}} [(\hat{x} \cos \phi + \hat{y} \sin \phi) + j e^{-j2kd} (\hat{x} \cos \phi - \hat{y} \sin \phi)] e^{-jkz} \end{aligned} \quad (9)$$

마찬가지로  $d \approx 0$ 이라 하면, 두 전계벡터의 장축과 단축으로 식 (10)과 같은 축비가 계산된다. 다이폴의 주요 방위각에 대한 변환된 편파를 표 1에 정

표 1. 다이폴 안테나의 방위각과 원형 편파 축비<sup>[12]</sup>  
 Table 1. Axial ratio for the azimuth angles between AMC polarizer and dipole<sup>[12]</sup>.

$\phi$ (deg)	$\phi$ (rad/ $\pi$ )	AR (unitless)	AR [dB]	Polarization
0	0.000	$\infty$	$\infty$	Linear(H-pol)
26.6	0.148	2.00	3.01	Elliptical
30	0.167	1.73	2.39	Circular
45	0.250	1.00	0.00	Circular(RH)
60	0.333	1.73	2.39	Circular
63.4	0.352	2.00	3.01	Elliptical
90	0.500	$\infty$	$\infty$	Linear(V-pol)
135	0.750	1.00	0.00	Circular(LH)

리하였다.

$$AR = \frac{|\hat{x} \cos \phi + \hat{y} \sin \phi + (\hat{x} \cos \phi - \hat{y} \sin \phi)|}{|\hat{x} \cos \phi + \hat{y} \sin \phi - (\hat{x} \cos \phi - \hat{y} \sin \phi)|}$$

$$= \begin{cases} \frac{\cos \phi}{\sin \phi} & \text{for } 0^\circ < \phi \leq 45^\circ \\ \frac{\sin \phi}{\cos \phi} & \text{for } 45^\circ < \phi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (10)$$

### 2-5 축비 대역폭(ARBW)

식 (7)에서  $d=0$ 이라 하면, 편파의 정의에 의해 축비는 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 반사계수 위상  $\theta_x, \theta_y$ 는 식 (3)과 그림 3에서 보는 바와 같이 주파수 함수이며, 시간  $t$ 의 변화에 따른 전기장 벡터의 크기의 비율로 축비 대역폭을 구할 수 있다. 계산된 축비 대역폭은 3 dB 축비 기준으로 2.21~2.57 GHz(360 MHz, 15%)로 나타났다. 여기서 다이폴 안테나의 두께와 폭은 고려되지 않았으며, 다이폴 안테나의 유전체에 의한 인공 자기 도체 편파 변환기의 위상 특성 변화는 없는 것으로 가정하였다.

$$AR = \frac{|\vec{E}|_{\min}}{|\vec{E}|_{\max}}$$

$$= \frac{\left\{ |(1 + e^{j\theta_x})e^{j\alpha x}|^2 + |(1 + e^{j\theta_y})e^{j\alpha y}|^2 \right\}_{\min}}{\left\{ |(1 + e^{j\theta_x})e^{j\alpha x}|^2 + |(1 + e^{j\theta_y})e^{j\alpha y}|^2 \right\}_{\max}} \quad (11)$$

### Ⅲ. 측정 및 고찰

### 3-1 제작

앞의 이론을 바탕으로 원형 편파 안테나를 제작하였다(그림 5). 다이폴 안테나의 패턴을 고려하여, 안테나가 수직으로 향하고 인공 자기 도체 편파 변환기 격자와 45도 경사하도록 하였다. 제작된 인공 자기 도체 편파 변환기의 두께는 4.8 mm이며, 유전율 4.5의 FR4-epoxy 기판에 제작되었다. 격자 방향에 따라 주기는 18 mm, 24 mm이고, 격자간의 간격은 각각 2.4 mm, 2.3 mm를 가진다. 모든 격자의 중심에는 비아가 있으며 기판 하단의 공통 접지면에 연결되어 있다. 안테나는 1 mm의 FR4-epoxy 기판에 제작되었고, 다이폴 안테나의 양 팔에 연결된 동축 케이블이 편파 변환기 내부의 구멍을 통해 접지면 뒤로 연결되어 급전된다. 편파 변환기 표면의 크기는 100×100 mm<sup>2</sup>이며, 다이폴 안테나의 길이는 50 mm이다.

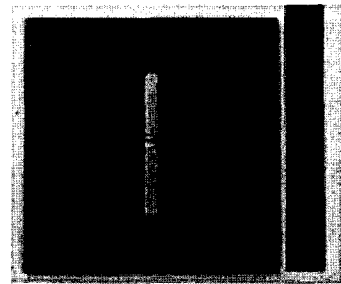


그림 4. 인공 자기 도체 편파 변환기 기반의 CP 안테나  
 Fig. 4. AMC polarizer backed CP antenna.

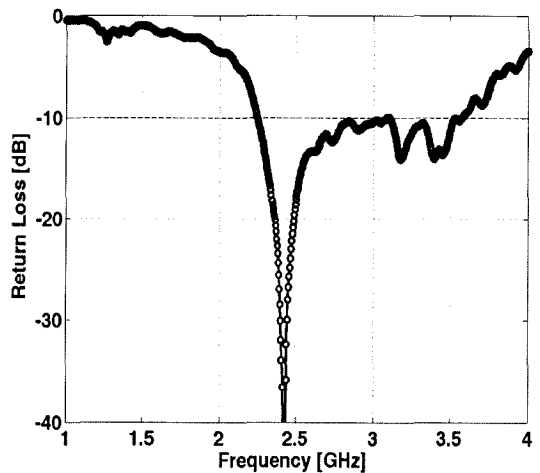


그림 5. 반사 손실 측정 결과  
 Fig. 5. Measured return loss.

### 3-2 임피던스 정합 특성 및 반사 손실

영상이론(image theory)에 따르면 전도체에 전기적으로 인접한 다이폴 안테나는 방사 효율이 저하되고 임피던스 부정합도 발생하게 된다. 반면, 완벽한 자기 도체(PMC: Perfect Magnetic Conductor)에서는 방사 효율이 우수하며 임피던스 정합 특성도 비교적 향상된다. 임피던스 정합 측면에서 보면 반사계수의 위상이 90도인 경우에 가장 우수한 것으로 알려져 있으며<sup>[13]</sup>, 이때 방사 효율도 함께 우수한 특성을 나타낸다. 따라서 인공 자기 도체 편파 변환기에 전기적으로 인접한 다이폴 안테나는 반사 손실과 방사 효율 측면에서 모두 우수한 특성을 가지게 된다.

그림 6은 앞 장에서 설명된 인공 자기 도체 편파 변환기 기반의 원형 편파 안테나의 반사 손실을 측정된 그래프이다. 설계된 주파수 2.4 GHz에서 반사 손실이 -40 dB 이하로 매우 우수한 임피던스 정합 특성을 보여주고 있다. 또한 VSWR<2 기준으로 1.34 GHz(2.24~3.58 GHz, 55.8 %)의 광대역 임피던스 대역폭이 측정되었다.

### 3-3 원형 편파 방사 패턴, 축비 패턴

제안된 안테나의 방사 패턴은 NSI 근역장 측정 시스템(Nearfield Systems Inc., USA)과 벡터 네트워크 분석기(HP8722D, Agilent, USA)를 이용하여 측정되었다. 원형 편파 방사 패턴은 측정된 수직, 수평 편파의 원역장(far-field) 방사 패턴으로부터 식 (12)와 같이 변환하여 얻을 수 있다<sup>[14]</sup>. 수직, 수평 편파의 원역장 방사 패턴은 전계 강도의 크기가 유사하며, 위상 분포가 서로 약 90도의 차이를 가지고 측정되었다. 그러나 원형 편파의 방사 패턴은 그림 7에서와 같이 교차 편파의 전계가 10 dB 이상 차이가 크게 나타나는 우현 원형 편파가 방사되는 것을 확인할 수 있다. 이는 앞에 설명했던 이론과도 일치하는 결과이다.

$$E_{Left} = \sqrt{\frac{[\text{Re}(E_\theta) + \text{Im}(E_\phi)]^2 + [\text{Re}(E_\phi) - \text{Im}(E_\theta)]^2}{2}}$$

$$E_{Right} = \sqrt{\frac{[\text{Re}(E_\theta) - \text{Im}(E_\phi)]^2 + [\text{Re}(E_\phi) + \text{Im}(E_\theta)]^2}{2}} \quad (12)$$

측정된 수직, 수평 편파의 전계강도로부터 원형 편파의 축비를 계산할 수 있다<sup>[14]</sup>. 식 (13)에 의해 얻

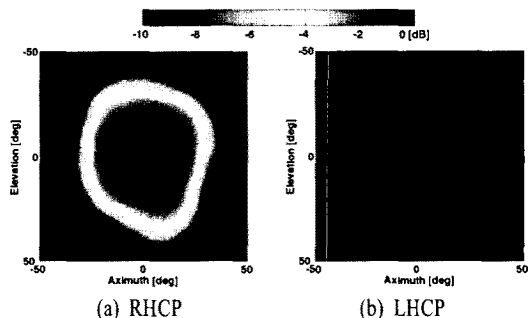


그림 6. 측정된 원형 편파 방사 패턴  
Fig. 6. Measured radiation patterns.

어진 축비 패턴이 그림 8에 나타나 있다. 장축과 단축의 비(ratio)가 2 이하, 즉 3 dB 이하의 영역이 원형 편파에 해당하는 영역이며, 그림에서 푸른색 및 연두색 영역까지에 해당한다. 측정 중심 영역에서도 원형 편파가 방사되는 것을 확인할 수 있다. 그림 8의 우측 하단의 그림이 중심에서의 전계강도 크기를 방위각에 따라 측정한 결과이다. 약 2.8 dB의 축비가 측정되었으며, 장축의 방향이 선형 편파 다이폴 안테나의 방향과 일치하였다. 그림 8의 붉은색 영역에서는 타원 편파가 발생하는 것을 의미한다.

$$AR = \sqrt{\frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 - |E_\theta^2 + E_\phi^2|}{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 + |E_\theta^2 + E_\phi^2|}} \quad (13)$$

인공 자기 도체는 표면파의 진행을 억제하는 특성이 있고, 표면파가 접지면 끝 부분에서 기생 방사

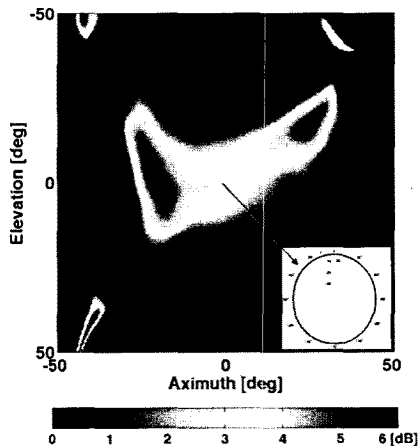


그림 7. 측정된 원형 편파 축비 패턴  
Fig. 7. Measured axial ratio pattern.

하는 것을 차단한다. 이는 방사 패턴에서의 리플을 감소시키고 측면 방사 및 후방 방사를 억제하는 효과가 크다<sup>[10]</sup>. 동시에 전면 방사의 지향성이 그만큼 증가하는 결과를 가져온다. 따라서 인공 자기 도체 편파 변환기의 반사판은 기존의 전도체 접지면에 의한 반사 효과 이상으로 지향성이 증가할 수 있다.

3-4 원형 편파 축비 대역폭 및 편파분리도

제안된 안테나의 광대역 축정을 통해 축비 대역폭을 그림 9에 나타내었다. 앞서 설명한 바와 같이 제안된 안테나는 인공 자기 도체 편파 변환기에서 원형 편파가 발생되므로, 안테나가 아닌 격자 구조의 설계에 따라 축비 대역폭의 조절이 가능하다. 3dB 축비 기준으로 2.28~2.47 GHz(190 MHz, 8 %)의 광대역 축비 대역폭이 측정되었다. 2.38 GHz에서 1.3 dB의 축비와 약 16.5 dB의 편파 분리도(polarization purity)로 우현 원형 편파가 가장 잘 나타났다. 8 %의 축비 대역폭은 기존의 평면형 원형 편파 안테나와 비교했을 때, 185~627 % 증가된 대역폭에 해당한다(표 2). 계산된 축비에 비하여 약 0.4~2 dB 정도의 높은 축비가 측정되었고 대역폭 또한 170 MHz 감소하였다. 계산된 대역폭은 앞서 언급한 바와 같이 다이폴 안테나와 인공 자기 도체 편파 변환기의 상호 영향이 고려되지 않은 값이며, 제작된 인공 자기 도체 편파 변환기는 유전체 접합을 위해 사용된 접착제 성분에 의해 반사계수에 오차가 발생할 가능성을 가지고 있다.

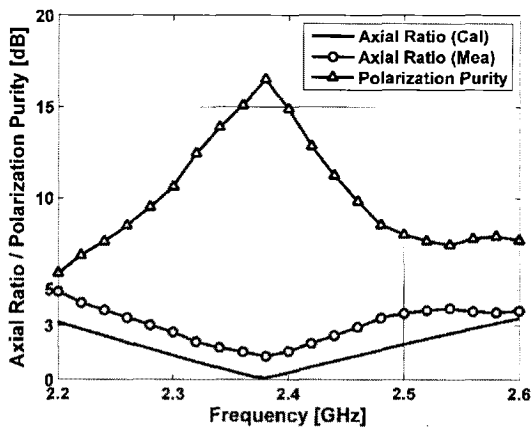


그림 8. 축비 대역폭 및 편파 분리도  
Fig. 8. Axial ratio bandwidth and polarization purity.

표 2. 제안된 안테나의 성능 비교  
Table 2. Performances comparison.

CP 안테나 종류	임피던스 대역폭 (% , 측정값)	축비 대역폭 (% , 측정값)	안테나 두께 (mm)
Ref. [4]	5.5	1.1	13.0
Ref. [5]	-	2.2	1.6
Ref. [6]	8.7	2.8	30.0
Ref. [7]	3.2	2.2	1.6
Ref. [2]	10.0	4.6	6.9
AMC polarizer backed antenna	55.8	8.0	5.8
Ref. [6]	7.7	11.3	108.0
Ref. [7]	13.0	23.0	90.0

3-5 포트간 격리도(Port Isolation)

위성통신용 또는 상용의 RFID 리더 안테나에서 사용되는 원형 편파 특성의 마이크로스트립 패치 안테나는 이득 향상 또는 송수신 분리를 위하여 배열 구조 또는 두 개의 패치 안테나를 이격시켜 사용하고 있다. 인공 자기 도체는 표면 고임피던스 특성에 의해 표면파의 진행을 억제하는 대역 차단(EBG) 효과가 있어 배열 구조에서도 격리도(isolation) 특성에 큰 장점을 가진다<sup>[15]</sup>.

따라서 안테나 이격거리에 따른 격리도 특성을 측정하였다. 송수신 분리된 2-포트 안테나가 그림 10에 있다. 앞에서 분석한 바와 같이, 두 안테나는 우현 원형 편파를 발생하는 동일한 안테나이며, 이격 거리에 따른 격리도를 측정하여 그림 11에 나타내었다.

자유공간에 위치한 두 다이폴 간의 수신 레벨에 비하여 인공 자기 도체 편파 변환기 위에 있는 경우, 경로 손실이 2배 정도 증가하여 격리도가 향상된 것을 확인할 수 있다. 이는 인공 자기 도체 구조가 본질적으로 표면의 경계를 따라 측면으로 진행하는 표면파의 진행을 억제하는 특성을 가지고 있기 때문으로 분석된다. 그림 10의 제작물은 다이폴 안테나의 방위각이 각각 45도로 같으며, 동일한 우현 원형 편파를 사용하지만, 방위각이 각각 45도, 135도인 경우와 같이 상호간에 교차 편파를 사용하는 두 안테나를 사용할 경우 포트 격리도는 추가적으로 향상될 수 있다.

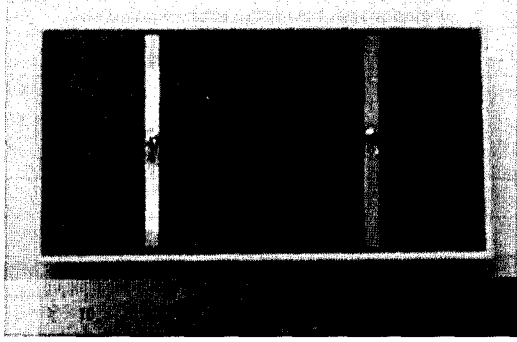


그림 9. 반파장 간격의 두 CP 안테나  
Fig. 9. CP antennas with half-wavelength spacing.

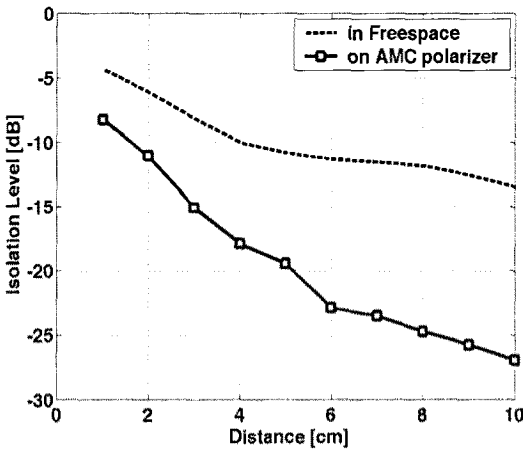


그림 10. 다이폴 안테나의 이격 거리와 포트 격리도  
Fig. 10. Isolation profile for antenna spacing.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 인공 자기 도체 편파 변환기를 이용한 원형 편파 안테나를 소개하고 특성을 분석하였다. 이를 이용하여 원형 편파뿐만 아니라 타원 편파까지 원하는 축비 특성을 쉽게 구현할 수 있으며, 기존 원형 편파 안테나들의 한계였던 얇은 구조의 광대역 축비 대역폭 특성도 구현할 수 있음을 알았다. 기존의 안테나들이 방사체 내부에서 원형 편파 특성을 구현하는 반면, 제안된 구조는 원형 편파 특성을 접지면의 격자 특성에 의해 나타나기 때문이다. 이러한 인공 자기 도체 편파 변환기는 표면 격자의 기하 구조에 따라 축비 대역폭을 조절할 수 있다는 장점을 지니면서, 전기적으로 인접한 다이폴 안테나가 효율적으로 방사할 수 있도록 도와준다. 또한 표면

파를 억제하여 높은 지향성 및 우수한 포트 격리도 특성을 나타내었다. 이와 같이 본 연구에서 다룬 원형 편파 안테나는 전기적 특성과 물리적 특성 면에서는 큰 장점을 가지고 있다. 반면, 비아 공정과 급전 구조 공정 등의 제작 과정은 기존의 평면형 안테나에 비하여 경제성, 생산성에서 단점으로 작용할 수도 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] 황호순, 이동철, 임정섭, 장재삼, 이문수, "정삼각 마이크로스트립 원형 편파 안테나 설계", 전자공학회논문지, 43(8), pp. 103-109, 2006년 8월.
- [2] 김형락, 윤영중, "원형 편파의 축비 대역폭 개선을 위한 직렬 급전 십자개구 결합 마이크로스트립 안테나", 한국전자과학회논문지, 13(4), pp. 393-400, 2002년 4월.
- [3] D. M. Pozar, *Microstrip Antennas*, IEEE, 1995.
- [4] S. Hong, Y. Yu, D. Lee, S. Kahng, and J. Choi, "Design of CP antenna with a fenced ground for a handheld RFID reader", *JKIEES*, vol. 7, no. 2, pp. 96-101, Jun. 2007.
- [5] G. Yun, "Compact oscillator-type active antenna for UHF RFID reader", *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 6, pp. 3-4, Mar. 2007.
- [6] H. Rhyu, F. Harackiewicz, and B. Lee, "Wide coverage area of UHF-band RFID system using a pattern reconfigurable antenna", *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 49, no. 9, pp. 2154-2157, Sep. 2007.
- [7] 윤기호, "UHF RFID Reader용 사각 환형 소형 능동 안테나", 한국전자과학회논문지, 18(3), pp. 315-322, 2007년 3월.
- [8] 주재율, 추호성, 박익모, 오이석, "UHF 대역 RFID 리더용 crooked wire 안테나 설계", 한국전자과학회논문지, 16(5), pp. 472-481, 2005년 5월.
- [9] 이주용, 추호성, 박익모, 한원근, "UHF 대역 CP 스파이럴 RFID 리더 안테나 설계", 한국전자과학회논문지, 19(5), pp. 562-571, 2008년 5월.
- [10] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Broas, N. Alexopoulos, and E. Yablonovitch, "High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency



band", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2059-2074, Nov. 1999.

- [11] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "A low profile single dipole antenna radiating circularly polarized waves", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 9, pp. 3083-3086, Sep. 2005.
- [12] K. Chang, Y. J. Yoon, "Reflection type polarization converter and polarization generation apparatus and the transmitter-receiver of a radio signal", Korea Filing, Feb. 2009, Patent Application No.: 10-2009-0014325.
- [13] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Reflection phase cha-

racterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2691-2703, Oct. 2003.

- [14] Microwave Studio®, Computer Simulation Technology Technical Report.
- [15] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with Electromagnetic Band-Gap(EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.

### 장 기 훈



2002년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)  
 2004년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
 2009년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)  
 2009년 12월: BK21 TMS 정보기술사업단 박사후연구원

2009년 12월~현재: University of Arizona Post-Doc.  
 [주 관심분야] 마이크로파 메타물질 및 주기구조, 안테나

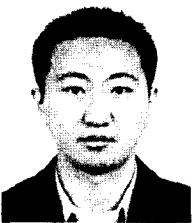
### 윤 영 증



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1991년 2월: Georgia Institute of Technology (공학박사)  
 1992년~1993년: 한국전자통신연구원 위성통신기술 연구단

1993년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수  
 [주 관심분야] 안테나, 전파전파, 마이크로파 소자

### 안 지 환



2005년 8월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)  
 2008년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
 2008년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 [주 관심분야] 마이크로파 메타물질 및 초고출력 안테나