

# 영차 공진을 이용한 전방향성 원형 편파 안테나

## Omnidirectional Circularly Polarized Antenna Using Zeroth-Order Resonance

박 병 철 · 이 정 해

Byung-Chul Park · Jeong-Hae Lee

### 요 약

본 논문에서는 원형 버섯 구조에 구부러진 가지가 부착된 전방향성 원형 편파 안테나를 제안한다. 수직 편파와 전방향성의 방사 패턴을 얻기 위해 원형 버섯 구조의 영차 공진을 사용하였고, 수평 편파를 얻기 위해 구부러진 가지를 원형 버섯 구조에 부착하였다. 그리고 수직 편파와 수평 편파간의 90° 위상 차이를 위해 구부러진 가지와 원형 버섯 구조 사이에 위상 지연 선로를 삽입하였다. 따라서 제안된 안테나는 전방향성 원형 편파 특성을 가진다. 제안된 안테나는 기존에 보고된 전방향성 원형 편파 안테나<sup>[1]</sup>에 비해 전기적인 크기가 38% 감소하였다. 또한, 별도의 90° 위상 천이기와 이중 급전의 필요 없이 간단하게 디자인이 가능하다. 제안된 안테나는 임피던스 정합과 방사 패턴의 향상을 위해 바주카 발룬을 사용하였다. 좀 더 개선된 3 dB 축비를 얻기 위해 최적화 과정을 거친 결과 XY 평면에서 3 dB 축비를 만족하는 구간이 86~282°로 측정되었다.

### Abstract

In this paper, the omnidirectional circularly polarized(CP) antenna using arc-shaped mushroom structure with curved branch is proposed. To obtain a vertical polarization and an omnidirectional radiation pattern, the CP antenna uses zeroth-order resonance(ZOR) mode of composite right and left handed(CRLH) transmission line. The horizontal polarization is achieved by the curved branches. Also, the spacing between curved branch and arc-shaped mushroom structure gives the 90° phase difference between vertical and horizontal polarization. The proposed antenna, therefore, has an omnidirectional CP radiation pattern in the azimuthal plane. The electrical size of the proposed antenna is reduced by 38%, compared with that of the previously presented omnidirectional CP antenna<sup>[1]</sup>. In addition, the CP antenna is simply designed without 90° phase shifter and dual feed line. The proposed antenna uses a Bazooka balun for good impedance matching and radiation pattern. To improve 3 dB axial ratio in XY plane, the designed antenna is optimized. After optimization, the measured 3 dB axial ratio in XY plane is observed in 86~282°.

Key words : Double Negative(DNG), Zeroth-Order Resonance(ZOR), Omnidirectional Circularly Polarized Antenna

### I. 서 론

전방향성 원형 편파 안테나<sup>[1],[2]</sup>는 그 안테나가 가지는 장점 때문에 많은 관심을 받고 있다. 안테나의 전방향성과 원형 편파 특성은 안테나 간의 정렬이

필요하지 않기 때문에 GPS, 위성통신, 개인 휴대 단말기 등에 매우 유용한 장점을 가진다<sup>[3],[4]</sup>. 최근 메타 물질 영차 공진을 이용한 소형의 전방향성 선형 안테나들이 보고가 되고 있다<sup>[5],[6]</sup>. 특히, 버섯 구조의 영차 공진은 접지면에 대해 수직 전계를 형성함으

「이 논문은 2008년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임( R01-2007-000-20495-0).」  
 홍익대학교 전자정보통신공학과(Department of Electronic Information and Communication Engineering, Hongik University)

· 논문 번호 : 20090529-18S

· 수정완료일자 : 2009년 8월 20일

표 1. 제안된 안테나와 참고문헌 [1] 안테나 비교  
Table 1. Comparison between the proposed antenna and the antenna of reference [1].

	제안된 안테나	참고문헌[1] 안테나
$kr$	1.0	1.6
$\Delta f_{fc}$	0.6 %	4.5 %

로 영차 공진을 이용한 안테나는 전방향성의 방사 패턴을 가진다. 또 다른 메타 물질 안테나로 90° 위상 천이기와 이중 급전으로 구성된 지향성 원형 편파 안테나들이 보고가 되고 있다<sup>[7],[8]</sup>. 그러나 메타 물질을 이용한 전방향성 원형 편파 안테나는 보고되지 않고 있다.

본 논문에서는 90° 위상 천이가 없이 단일 급전만 사용하여 구부러진 가지가 부착된 원형 버섯 구조를 이용한 전방향성 원형 편파 안테나를 제안한다. 제안된 안테나는 전방향성의 방사 패턴과 수직 편파를 얻기 위해 영차 공진을 사용하였다. 수평 편파는 구부러진 가지에 의해 얻어진다. 그리고 수직 편파와 수평 편파간의 90° 위상 차이를 위해 구부러진 가지와 원형 버섯 구조 사이에 위상 지연 선로를 삽입하였다. 그러므로, 제안된 안테나는 전방향성 원형 편파 특성을 가진다. 제안된 안테나는 90° 위상 천이기와 이중 급전을 사용하지 않았기 때문에 간단하게 디자인이 가능하다. 표 1에서와 같이 제안된 안테나는 기존에 보고된 전방향성 원형 편파 안테나에 비해 전기적 크기가 38 % 감소하였다. 비대역폭은 참고문헌 [1] 안테나에 비해 좁음을 알 수 있다. 제안된 소형 전방향성 원형 편파 안테나는 시뮬레이션과 측정을 통해 그 방사 특성을 확인하였다.

## II. CRLH 전송 선로

그림 1은 Composite Right and Left Handed(CRLH) 전

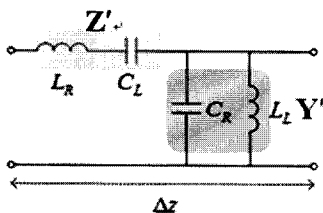


그림 1. CRLH 전송 선로의 등가회로  
Fig. 1. Equivalent circuit of CRLH transmission line.

송 선로의 등가회로를 보여준다. 그림 1과 같이 CRLH 전송 선로는 인위적으로 직렬 커패시턴스와 병렬 인덕턴스가 삽입됨으로써 구현이 가능하다. 전송 선로의 전파상수에 임피던스와 어드미턴스를 대입하게 되면 식 (1), (2)와 같이 유효유전율과 유효투자율을 구할 수 있다. 영차 공진 주파수는 open-ended 경계 조건과 공진기의 입력 임피던스를 도입하면 식 (3)과 같은 영차 공진 주파수를 얻어낼 수 있다.

$$\mu_{eff} = \frac{Z'}{j\omega} = L_R - \frac{1}{\omega^2 C_L} \quad (1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{Y'}{j\omega} = C_R - \frac{1}{\omega^2 L_L} \quad (2)$$

$$\omega_{ZOR} = \omega_E = 1/\sqrt{L_L C_R} \quad (3)$$

위의 영차 공진을 이용한 안테나들은 공진 주파수에서 무한 파장 특성을 갖기 때문에 접지면에 대해 모든 전계가 수직으로 형성된다. 따라서 영차 공진을 이용한 안테나는 수평 자체 루프 전류를 형성하게 되어 전방향성 방사 패턴을 갖게 되는 장점을 가진다<sup>[9]</sup>.

## III. 전방향성 원형 편파 ZOR 안테나

그림 2는 제안된 안테나의 구조를 보여준다. 그림 2에서 알 수 있듯이, 제안된 전방향성 원형 편파 안테나는 4개의 단위 구조로 구성된 둥근 모양의 버섯 구조에 기반을 두었다. 버섯 구조의 patch는 접지면에 대해 수직인 전계를 생성한다. 따라서 전방향성의 방사 패턴을 가진다. 또한 수평 편파를 얻기 위해서 구부러진 가지가 각각의 단위 구조에 부착되었다. 그리고 수평 편파와 수직 편파간의 위상 연장선로  $t$ 가 있다. 제안된 안테나는 임피던스 정합을 위해 coaxial feeding을 그림 2와 같이 비대칭적인 방법으로 하였다. 또한, 중심 주파수가 1.5 GHz를 가지도록 디자인 되었다.

제안된 안테나가 1.5 GHz의 영차 공진을 가지는지 확인하기 위해 구부러진 가지가 부착된 직사각형 패치의 단위 구조를 이용하여 분산 곡선을 구하였다. 이때 직사각형 패치 단위 구조의 면적과 제안된 안테나의 단위 구조 면적은 같도록 하였다. 그림 3과 같

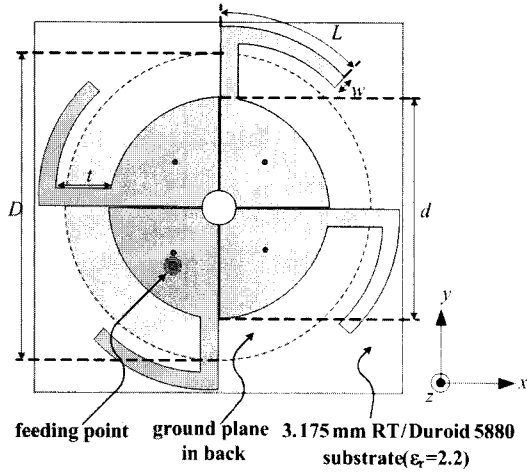


그림 2. 제안된 안테나의 구조  
Fig. 2. Structure of the proposed antenna.

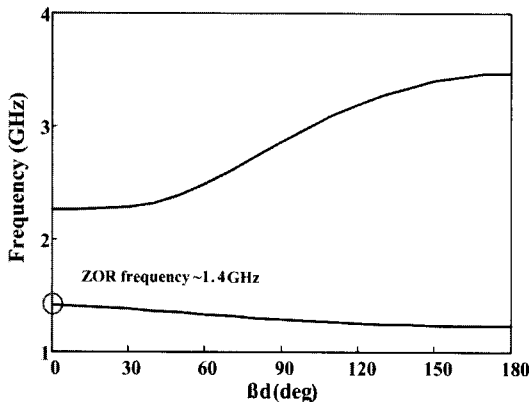


그림 3. 분산 곡선  
Fig. 3. Dispersion curve.

이 영차 공진 주파수가 1.4 GHz에서 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이것은 설계된 안테나의 중심 주파수인 1.5 GHz와 잘 일치함을 볼 수 있다. 그림 3의 분산 곡선은 무한주기 구조를 이용하여 상용 시뮬레이션 도구를 이용하여 구하였다. 제안된 안테나는 구부러진 가지의 방향이 시계 방향으로 배열되어 있다. 이것은 결과적으로 이 안테나가 좌편파 특성을 가지도록 해 준다. 만약, 구부러진 가지의 방향이 반시계 방향을 갖도록 설계한다면 우편파 특성을 얻을 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션 및 측정 결과

제안된 안테나를 제작하여 방사 특성을 측정하였다. 그림 4는 제작된 안테나를 보여준다. 제작된 안

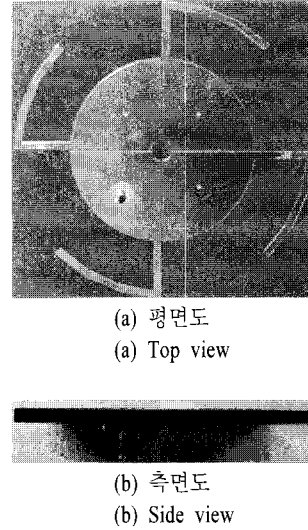


그림 4. 제작된 안테나의 평면도와 측면도  
Fig. 4. Top and side view of fabricated antenna.

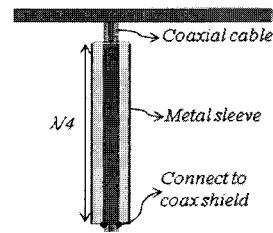


그림 5. 바주카 발룬  
Fig. 5. Bazuoka balun.

테나의 수치는  $D=56 \text{ mm}(0.280 \lambda_0)$ ,  $d=40 \text{ mm}(0.200 \lambda_0)$ ,  $t=13 \text{ mm}(0.065 \lambda_0)$ ,  $w=1.5 \text{ mm}(0.008 \lambda_0)$ ,  $L=24 \text{ mm}(0.120 \lambda_0)$ 이며, 사용된 기판은 유전율이 2.2인 RT/Duroid 5880이고, 그 높이는 3.175 mm이다. 제안된 원형 편파 안테나의 임피던스 정합과 좋은 방사 특성을 위해 그림 5와 같이 바주카 발룬<sup>[10]</sup>을 사용하였다. 그림 6(a)와 (b)는 발룬을 사용하기 전과 후의 반사계수를 보여준다. 그림 6(b)와 같이 발룬을 사용하였을 때가 발룬을 사용하기 전과 비교하여 불 때 임피던스 정합이 잘 이루어진 것을 확인할 수 있다. 그림 6(b)와 같이 측정된 10 dB 기준 비대역폭은 0.6 %, 중심 주파수 1.518 GHz이다. 시뮬레이션 결과는 10 dB 기준 비대역폭이 0.5 %, 중심 주파수가 1.510 GHz로 나왔다. 결과적으로 시뮬레이션과 측정 결과가 매우 동일함을 알 수 있다. 방사 패턴 또한 발룬을 장착한 후의 결과가 시뮬레이션 결과와 잘 일치

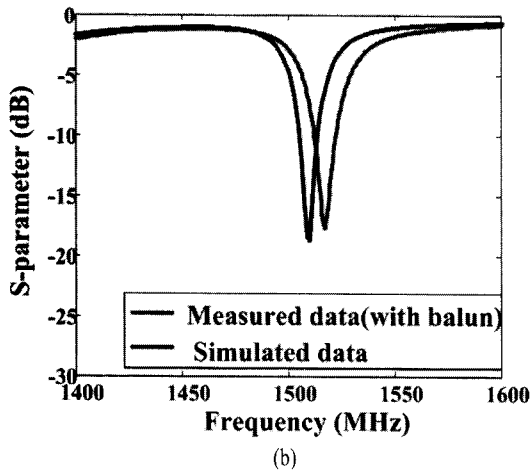
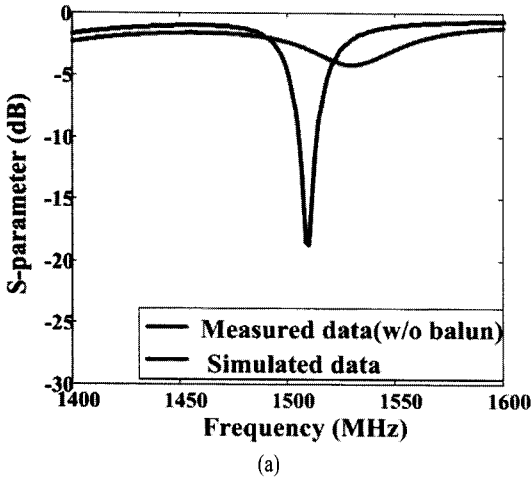


그림 6. (a) 발룬이 없을 때 S-parameter, (b) 발룬이 있을 때 S-parameter  
 Fig. 6. (a) S-parameter without balun, (b) S-parameter with balun.

함을 그림 7(b)로부터 알 수 있다. 그림 7(b)와 같이 x-y평면에서 측정된 좌편파 이득은  $-5.6 \sim 0.4$  dBic이며, 시뮬레이션된 좌편파 이득은  $-0.6 \sim 2.2$  dBic로 나타났다. 그림 8은 x-y평면에서의 축비를 나타낸다. x-y평면에서 측정된 축비는  $0.3 \sim 11.0$  dB이고 특히, 3 dB 축비를 만족하는 구간은  $95 \sim 212^\circ$ 로 측정되었다.

### V. 축비를 개선하기 위한 최적화 과정

앞 절에서 측정된 축비를 좀더 개선하기 위해 파라미터  $t$ 와  $L$ 에 대해서 최적화를 수행하였다. 원형 편파를 얻기 위해서는 서로 수직인 전계 성분 사이

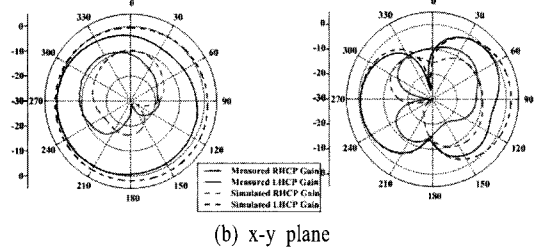
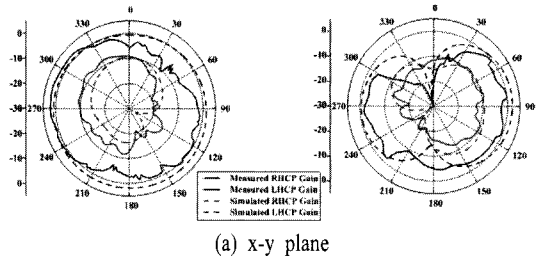


그림 7. (a) 발룬이 없을 때 1.518 GHz에서의 방사 패턴(dBic), (b) 발룬이 있을 때 1.518 GHz에서의 방사 패턴(dBic)  
 Fig. 7. (a) Radiation pattern without balun at 1.518 GHz(dBic), (b) Radiation pattern with balun at 1.518 GHz(dBic).

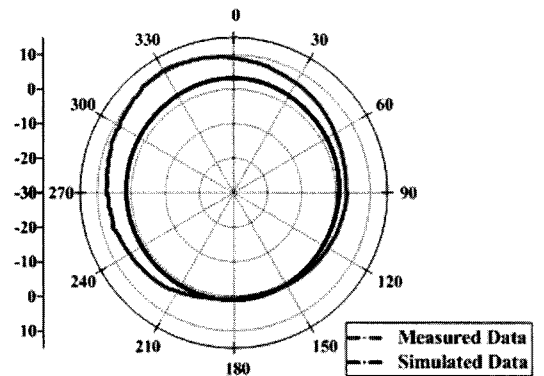


그림 8. x-y평면에서의 축비(1.518 GHz)(dB)  
 Fig. 8. Axial ratio in x-y plane at 1.518 GHz(dB).

에  $90^\circ$ 의 위상 차이와 같은 전계 크기가 필요하다. 표 2를 살펴보면 되면  $t$ 가 9 mm에서 17 mm로 증가함에 따라 전계의 위상 차이와 크기 비가 같이 증가하는 모습을 볼 수 있다. 또한 위상 차이가 거의  $90^\circ$ 에 가까운 값을 보여준다. 이는 파라미터  $t$ 가 수직 편파와 수평 편파간의 위상 차이를 제공한다는 것을 보여준다. 반면에  $L$ 을 26 mm에서 34 mm로 증가하였을 때에는 전계의 크기 비만 증가하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 파라미터  $t$ 는 전계의 위상 차이가  $90^\circ$ 에

표 2. x-y평면에서의  $t$ 와  $L$ 의 효과  
Table 2.  $t$  and  $L$  effect in x-y plane.

Fixed values : $w=1.5$ mm, $d=40$ mm, $D=56$ mm, $L=26$ mm			
$t$	Avg( $\angle E_\phi - \angle E_\theta$ )	Avg( $ E_\phi/E_\theta $ )	Avg(axial ratio(dB))
9 mm	81.5°	0.5	5.7
11 mm	85.7°	0.6	3.8
13 mm	89.3°	0.7	2.8
15 mm	92.1°	0.8	2.3
17 mm	91.8°	0.9	2.0

Fixed values : $w=1.5$ mm, $d=40$ mm, $D=56$ mm, $t=13$ mm			
$L$	Avg( $\angle E_\phi - \angle E_\theta$ )	Avg( $ E_\phi/E_\theta $ )	Avg(axial ratio(dB))
26 mm	91.5°	0.9	1.8
28 mm	91.1°	1.0	1.5
30 mm	91.3°	1.2	1.1
32 mm	91.4°	1.3	1.5
34 mm	91.0°	1.5	1.8

가까운 13 mm로 최적화 되었고, 파라미터  $L$ 은 평균 축비가 0 dB에 가까운 30 mm로 최적화 되었다. 따라서 최적화 후에 평균 1.1 dB의 축비를 기대할 수 있다.

최적화 결과,  $L$ 의 길이가 30 mm로 결정되었었다. 그러나 실험적으로 튜닝한 결과  $L$ 의 길이가 26 mm일 때 가장 좋은 축비가 측정되는 것을 알게 되었다. 따라서 최적화 후의 반사 손실, 방사 패턴과 축비는 모두  $L$ 이 26 mm일 때 결과들이다. 그림 9는 최적화 된 후의 반사 손실을 보여준다. 그림 9와 같이 최적화 된 후의 측정된 10 dB 기준 비대역폭은 0.6 %이며 중심 주파수는 1.495 GHz이다. 시뮬레이션 결과는 10 dB 기준 비대역폭이 0.6 %, 중심 주파수가 1.500 GHz로 나왔다. 최적화 이후에도 측정값과 시뮬레이션 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 10과 그림 11은 최적화 된 후의 방사 패턴과 축비를 각각 보여준다. 그림 10에서와 같이 x-y평면에서 측정된 좌편파 이득은 -6.5~0.7 dBic이며, 시뮬레이션된 좌편파 이득은 -1.9~1.9 dBic로 나타났다. 그림 11에서 알 수 있듯이 최적화 후의 x-y 평면에서의 측정된 축비는 0.0~16.0 dB로 측정되었으며 특히, 3 dB를 만족하는 축비는 86~282°로 측정되었다. 최적화 하기 전에는 3 dB 축비를 만족하는

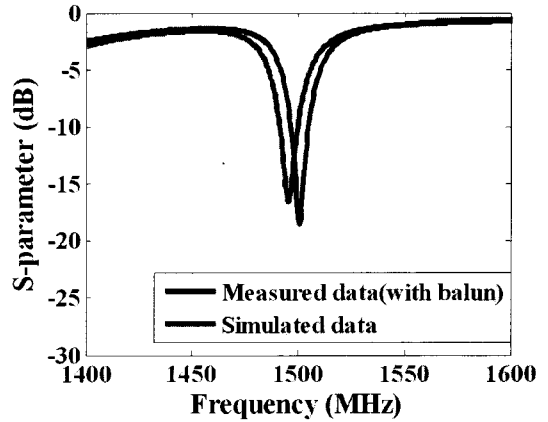


그림 9. 최적화 후 S-parameter  
Fig. 9. S-parameter after optimization.

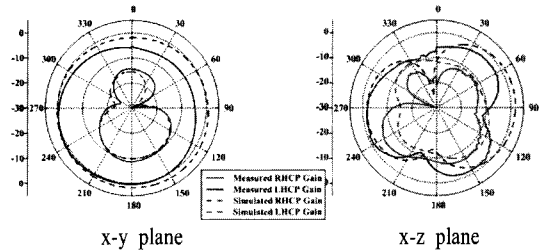


그림 10. 최적화 후 1.495 GHz에서의 방사 패턴 (dBic)  
Fig. 10. Radiation pattern after optimization at 1.495 GHz(dBic).

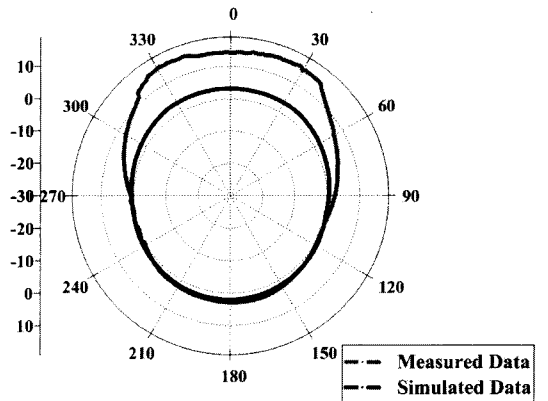


그림 11. 최적화 후 x-y평면에서의 축비(1.495 GHz) (dB)  
Fig. 11. Axial ratio in x-y plane after optimization at 1.495 GHz(dB).

구간이 95~212° 즉, 117° 구간에서만 3 dB 축비를 만족했으나, 최적화 이후에는 86~282°로 196° 구간

에서 3 dB 축비를 만족하는 개선된 결과를 얻었다. 그러나 그림 10과 그림 11에서 볼 수 있듯이 x-y 평면에서 여전히 비대칭적인 방사 패턴과 비대칭적인 축비의 문제는 해결되지 못했다. 이 문제는 제작상의 오차와 비대칭적인 급전 방식에서 비롯되는 것으로 사료된다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 구부러진 가지가 부착된 원형 버섯 구조를 이용한 전방향성 원형 편파 안테나를 제안하였다. 전방향성 방사 패턴과 수직 편파를 얻기 위해 원형 버섯 구조의 영차 공진을 이용하였고, 수평 편파를 얻기 위해 각각의 단위 구조에 구부러진 가지를 부착하였다. 또한, 수직 편파와 수평 편파간의 90° 위상 차이를 위해 구부러진 가지와 원형 버섯 구조 사이에 위상 지연 선로를 삽입하였다. 그러므로 제안된 안테나는 전방향성 원형 편파 특성을 가진다. 제안된 안테나는 참고문헌 [1]의 전방향성 안테나에 비해 크기가 38 % 감소하였으며, 별도의 90° 위상 천이거나 이중 급전의 필요 없이 간단하게 디자인이 가능하다. 제안된 안테나는 임피던스 정합과 좋은 방사 패턴을 위해 바주카 발룬을 사용하였다. x-y 평면에서 3 dB 축비를 좀더 개선하기 위해 최적화를 수행하였고, 그 결과 x-y 평면에서 3 dB 축비를 만족하는 구간이 86~282°로 측정되었다. 그러나 최적화 이후에도 여전히 비대칭적인 축비와 방사 패턴은 개선되지 못했다. 이는 제작 오차와 비대칭적인 급전 방식에서 비롯되는 것으로 사료된다. 이를 개선하기 위해서 단위 구조 사이에 gap이 없는 ENG ZOR 안테나로 설계를 한다면 급전을 가운데에 할 수 있기 때문에 본 논문에서 제안한 안테나보다 축비와 방사 패턴을 좀더 개선시킬 수 있을 것이라 사료된다.

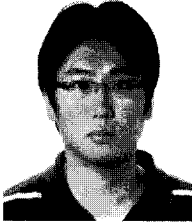
## 참 고 문 헌

[1] F. R. Hsiao, K. L. Wong, "Low-profile omnidirectional circularly polarized antenna for WLAN access point", *Microwave and Optical Technology*

*Letters*, vol. 46, no. 3, pp. 227-231, 2005.

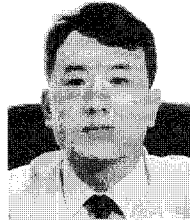
- [2] Y. Xu, C. Ruan, "A novel design of circularly polarized omni-directional antenna for Ka band", *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium*, pp. 378-379, 2008.
- [3] K. W. Leung, H. K. Ng, "The slot-coupled hemispherical dielectric resonator antenna with a parasitic patch: Applications to the circularly polarized antenna and wideband antenna", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 5, pp. 1762-1769, 2005.
- [4] R. R. Ramirez, F. D. Flaviis, and N. G. Alexopoulos, "Single-feed circularly polarized microstrip ring antenna arrays", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 7, pp. 1040-1047, 2000.
- [5] J. H. Park, Y. H. Ryu, J. G. Lee, and J. H. Lee, "Epsilon negative zeroth-order resonator antenna", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 12, pp. 3710-3712, 2007.
- [6] 박재현, 류영호, 김동진, 추호성, 이정해, "메타물질 전송 선로를 이용한 소형 나선구조 zeroth-order resonance 안테나", *대한전자공학회논문지*, 44 TC(7), pp. 1-6, 2007년 7월.
- [7] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Composite right/left-handed transmission line based compact resonant antennas for RF module integration", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, pp. 2283-2291, 2006.
- [8] A. Y. F. Yang, A. Z. Elsherbeni, "A dual band circularly polarized ring antenna based on composite right and left handed metamaterials", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 78, pp. 73-81, 2008.
- [9] J. G. Lee, J. H. Lee, "Zeroth order resonance loop antenna", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 994-997, 2007.
- [10] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley and Sons, pp. 480-483, 1997.

박 병 철



2008년 2월: 홍익대학교 전자전기  
공학부 (공학사)  
2008년 3월~현재: 홍익대학교 전자  
정보통신공학과 석사과정  
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리  
미터파 회로설계, Metamaterial 안  
테나

이 정 해



1985년 2월: 서울대학교 전기공학  
과 (공학사)  
1988년 2월: 서울대학교 전기공학  
과 (공학석사)  
1996년 3월: UCLA 전기공학과 (공  
학박사)  
1993년 3월~1996년 2월: General  
Atomics 교환연구원  
1996년 3월~1996년 8월: UCLA 전기공학과 Post doctor  
1996년 9월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 교수  
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 소자, 안테나,  
Metamaterial RF 소자