

반사판이 있는 스피드론 프랙탈 원형 편파 안테나

Circularly Polarized Spidron Fractal Antenna with a Conducting Reflector

김 한 별 · 황 금 철 · 신 재 호

Han-Byul Kim · Keum-Cheol Hwang · Jae-Ho Shin

요 약

본 논문에서는 스피드론 프랙탈(Spidron fractal)을 이용하여 원형 편파를 발생시키는 마이크로스트립 슬롯 안테나를 설계하였다. 설계된 안테나의 접지면에는 직각삼각형 7개가 연속적으로 붙어있는 형태의 슬롯이 형성되어 있다. 이 슬롯은 원형 편파 발생을 위한 구조이고, 설계된 안테나는 단일 급전 구조로 원형 편파를 발생시킨다. 설계된 안테나의 이득을 높이기 위해, 마이크로스트립 급전 라인의 아랫 부분에 반사판을 배치하였다. 시뮬레이션을 이용하여 첫 번째 삼각형의 높이, 빗변과 높이 사이의 각도, 마이크로스트립 급전 라인의 위치, 기판과 반사판 사이의 간격 등을 조절하였고, 최적화 설계하였다. 제안된 안테나는 Taconic사의 RF-35 기판을 사용하여 제작하였다. 제작된 안테나의 크기는 $40 \times 40 \times 18.6 \text{ mm}^3$ 이고, 반사판은 접지면으로부터 18.6 mm 아래에 위치한다. 측정된 안테나의 이득은 4.3 GHz에서 6.7 dBi이고, -10 dB 반사계수 대역폭은 41 %, 3 dB 축비 대역폭은 7.4 %이다.

Abstract

In this paper, design of a microstrip-fed, Spidron fractal-shaped slot antenna with circular polarization is represented. The ground plane of the designed antenna has a slot that comprises seven right-angled triangle next to each other in a low. A reflector is placed at the bottom on microstrip feeding line to enhance the antenna gain. The optimized design was conducted by varying a length of the first right-angled triangle, location of feeding line, space between a substrate and a reflector. The proposed antenna was fabricated on a Taconic-RF35 substrate. The entire dimension of the fabricated antenna is $40 \times 40 \times 18.6 \text{ mm}^3$ and the reflector is 18.6 mm away from the ground plane. The measured gain of the fabricated antenna is 6.7 dBi at 4.3 GHz. The measured bandwidths of -10 dB reflection and 3 dB axial ratio are 41 % and 7.4 %, respectively.

Key words : Spidron Fractal, Slot Antenna, Circularly Polarization, Microstrip

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 low-profile이고, 무게가 가벼우며 제작이 간편한 장점을 가지고 있기 때문에 많은 안테나 분야에 적용되고 있다. 또한, 패치 모양이나 모드 등을 선정함으로써, 공진 주파수, 편파, 방사 패턴 등을 변화시킬 수 있다. 하지만 주파수 대

역폭이 좁고, 효율이 낮으며, 편파 특성의 저하로 빔 폭이 넓은 등의 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하고 효율을 높이기 위한 방법으로, 기판의 두께를 크게 하거나 유전율이 상대적으로 낮은 기판을 사용하거나 반사판을 배치하는 방법 등이 있다. 대역폭을 넓히는 방법으로는 기생 소자를 적층하거나 유전체가 가지고 있는 물리적 성질을 이용하거나 패치 내

「이 논문은 2010학년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2010-0004088)」
 동국대학교 전자전기공학부(Division of Electronics & Electrical Engineering, Dongguk University)

· 논문 번호 : 20100806-105

· 교신저자 : 황금철(e-mail : kchwang@dongguk.edu)

· 수정완료일자 : 2010년 10월 12일

에 슬롯을 형성하는 방법 등이 있다^{[1]~[4]}.

원형 편파용 마이크로스트립 안테나를 설계하는 방법에는 수동 소자 등을 안테나에 삽입하여 편파 특성을 가지도록 하는 방법, 안테나에 이중 급전을 하는 방법, 슬릿(slot)을 형성하거나 패치의 모서리를 잘라내어 단일 급전하는 방법 등이 있다. 단일 급전은 이중 급전에 비해 구조가 간단하고, 원형 편파를 위한 위상기를 사용하지 않아도 되므로 이중 급전에 비해, 삽입·방사 손실을 줄일 수 있다^{[5]~[9]}.

본 논문에서는 단일 급전으로 원형 편파용 안테나를 설계하기 위해 접지면에 스피드론 프랙탈 슬롯을 적용하였다^[9]. 슬롯에 형성된 구조는 7개의 직각 삼각형이 연속적으로 붙어있는 모양이다. 이웃한 직각삼각형들끼리는 scale factor 만큼 크기가 다른 형태로 되어 있다. 즉, 스피드론 프랙탈 구조를 정면으로 봤을 때, 직각삼각형의 우측에 위치한 경우 scale factor 만큼 한 변의 길이가 변하고, 좌측에 위치했을 경우 scale factor의 역수만큼 한 변의 길이가 변하게 된다. 또한, 제안하는 마이크로스트립 슬롯 안테나는 이득을 높이기 위하여, 마이크로스트립 급전 라인의 아랫 부분에 반사판을 배치하였다.

모든 시뮬레이션은 Ansoft사의 HFSS v.11을 이용하여 수행하였다. II장에서는 제안하는 안테나의 구조와 접지면에 형성된 슬롯에 대하여 설명하였고, III장에서는 제안하는 안테나의 파라미터 변화에 따른 시뮬레이션 결과에 대하여 설명하였다. IV장에서는 제작된 안테나의 측정 결과와 시뮬레이션 결과를 비교하였으며, 마지막으로 V장에서는 결론을 서술하였다.

II. 안테나의 구조

그림 1은 기관의 접지면에 설계된 슬롯의 형태를 나타낸다. 슬롯에 적용된 형태는 스피드론 프랙탈 구조이다. 스피드론 프랙탈은 직각삼각형의 빗면에 scale factor만큼 크기가 바뀐 직각삼각형이 이웃하는 형태가 반복되는 구조이다. 처음 직각삼각형 한 변의 길이는 h 이고, scale factor는 $\tan \alpha$ 이다. α 는 직각삼각형의 빗변과 한 변 사이의 각이고, 이것은 모든 직각삼각형에 대하여 동일하다. 따라서 한 변의 길이가 h 인 삼각형의 빗변에 이웃한 직각삼각형

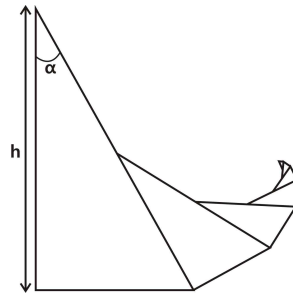
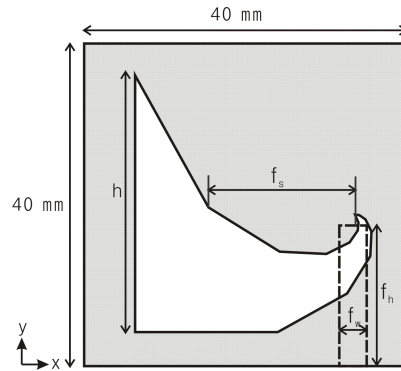
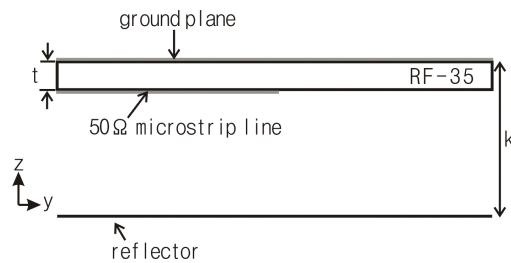


그림 1. 접지면 슬롯 형상
Fig. 1. Geometry of a slot on the ground plane.



(a) 정면도
(a) A top view



(b) 측면도
(b) A side view

그림 2. 제안하는 안테나의 구조
Fig. 2. Configuration of the proposed antenna.

의 한 변의 길이는 $h \times \tan \alpha$ 가 된다. 위와 같은 과정이 $n+1$ 회 반복된다고 하면, n 번째 직각삼각형의 빗면에 생기는 $n+1$ 번째 직각삼각형의 한 변의 길이는 $h \times \tan^n \alpha$ 가 된다. 이러한 스피드론 프랙탈 형상은 single arm 스파이럴 구조와 유사하기 때문에 스파이럴 안테나에서 원형 편파가 발생되는 것과 동일한 원리로 스피드론 프랙탈 안테나에서도 원형 편파를 구현할 수 있다^[9].

그림 2(a)는 제안하는 안테나의 정면도를 나타내고, 그림 2(b)는 측면도를 나타낸다. 기관의 윗면에는 접지면이 형성되어 있고, 기관의 아랫면에는 마이크로스트립 급전 라인이 형성되어 있다. 접지면의 슬롯에는 처음 직각삼각형 한 변의 길이가 h 이고, 빗변과 한 변 사이의 각도가 α 인 스피드론 프랙탈 구조가 7회 반복되어 형성되어 있다. 기관의 아랫면에는 처음 직각삼각형의 빗변의 중심에서 f_s 만큼 떨어진 위치에 마이크로스트립 급전 라인이 형성되어 있다. 마이크로스트립 급전 라인의 폭은 f_w 이고, 높이는 f_h 이다. 안테나의 접지면에서 아래쪽으로 k 만큼 떨어진 거리에 기관의 크기와 동일한 반사판이 배치되어 있다.

III. 시뮬레이션

그림 3은 시뮬레이션을 통해, 설계된 안테나에 반사판이 있는 경우와 없는 경우의 LHCP 이득을 비교한 그래프이다. 시뮬레이션 결과, 반사판이 없는 경우에 4 GHz에서 이득이 3.52 dBi이고, 반사판이 있는 경우에 5.63 dBi였다. 반사판이 있는 경우가 없는 경우와 비교하여, 3~5 GHz에서 최소 1.6 dBi 이상의 높은 이득을 보였다. 접지면에서 반사판까지의 거리 k 는 $+z$ 축 방향으로 constructive interference를 구현하기 위해 중심 주파수 4 GHz의 약 $\lambda/4$ 길이에 해당하는 18.6 mm로 설계하였다.

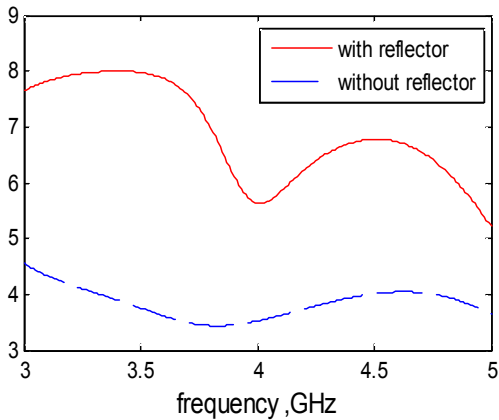
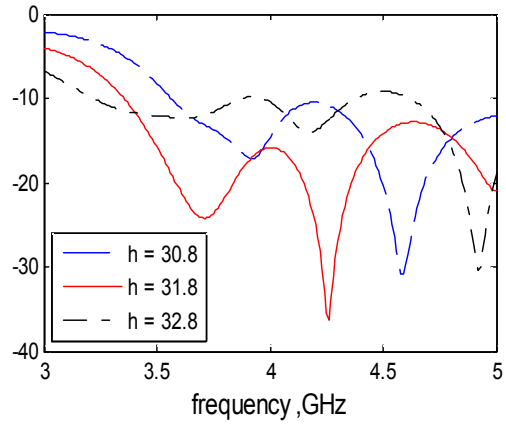
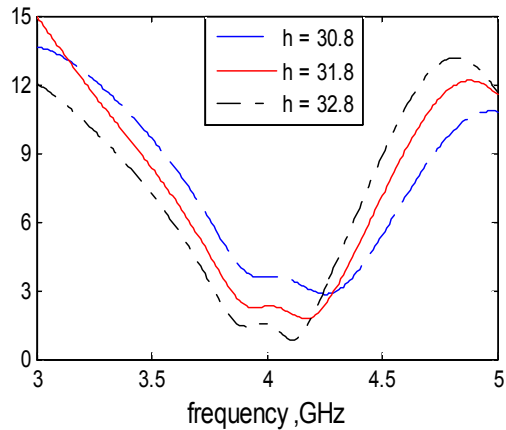


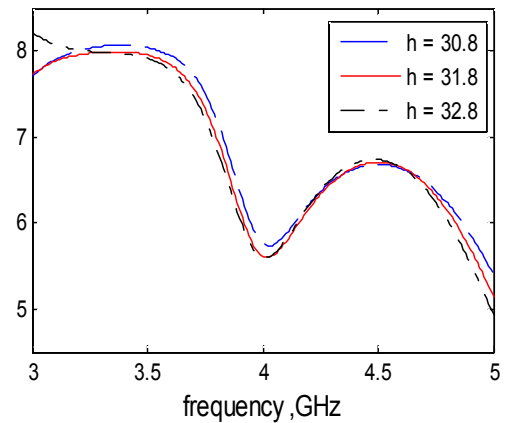
그림 3. 반사판의 유무에 따른 이득
Fig. 3. Comparison of the antenna gain between with and without reflector.



(a) h 변화에 따른 반사계수
(a) Reflection coefficient for various h



(b) h 변화에 따른 축비
(b) Axial ratio for various h



(c) h 변화에 따른 이득
(c) Gain for various h

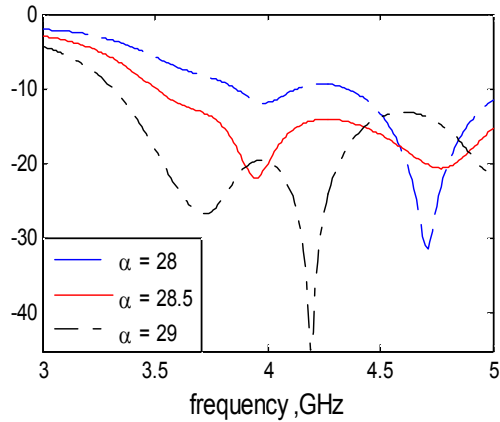
그림 4. h 변화에 따른 특성
Fig. 4. Simulated characteristics for various h .

그림 4(a)는 h 변화에 따른 반사계수 시뮬레이션 결과이다. -10 dB 반사계수 대역폭이 각각 $h=30.8$ mm는 32.6 % (3.6~5 GHz), $h=31.8$ mm는 38.1 % (3.4~5 GHz), $h=32.8$ mm는 19.7 % (3.2~3.9 GHz), 9.5 % (4.0~4.4 GHz), 8.3 % (4.6~5 GHz)이다. -10 dB 반사계수 대역폭은 $h=31.8$ mm일 때가 가장 넓은 특성을 보였다. 그림 4(b)는 h 변화에 따른 축비 시뮬레이션 결과이다. 3 dB 축비 대역폭은 각각 $h=30.8$ mm는 2.4 % (4.2~4.3 GHz), $h=31.8$ mm는 11.1 % (3.84~4.29 GHz), $h=32.8$ mm는 12.0 % (3.77~4.25 GHz)이다. $h=32.8$ mm일 때 축비의 대역폭이 가장 넓은 특성을 보였다. 그림 4(c)는 h 변화에 따른 이득 시뮬레이션 결과이다. 3.77~4.29 GHz에서 $h=30.8, 31.8, 32.8$ mm는 5.6~7.4 dBi 사이의 이득 값을 보였다. 시뮬레이션 된 축비와 이득은 $\theta = \phi = 0^\circ$ 일 때의 결과이다. 그림 4(c)에서 보듯, 중심 공진 주파수 대역인 4 GHz 부근의 이득이 3 GHz 대역에 비해 2 dBi 낮은 것을 알 수 있다. 이는 복사 빔이 주파수에 따라 broadside 방향에서 다소 편향(squint) 되기 때문이다.

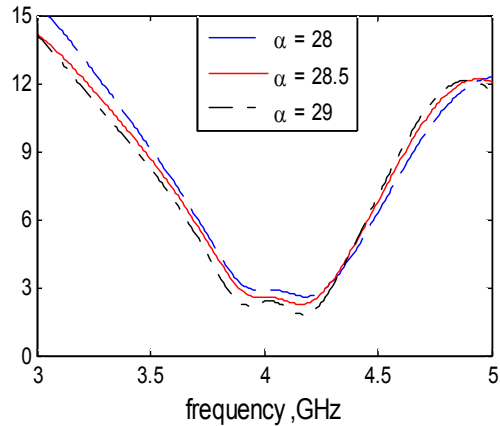
그림 5(a)는 α 변화에 따른 반사계수 시뮬레이션 결과이다. -10 dB 반사계수 대역폭이 각각 $\alpha=28^\circ$ 는 5 % (3.9~4.1 GHz), 13.7 % (4.36~5 GHz), $\alpha=28.5^\circ$ 는 32.6 % (3.6~5 GHz), $\alpha=29^\circ$ 는 38.1 % (3.4~5 GHz)이다. 그림 5(b)는 α 변화에 따른 축비 시뮬레이션 결과이다. 3 dB 축비 대역폭은 각각 $\alpha=28^\circ$ 는 8.3 % (3.93~4.27 GHz), $\alpha=28.5^\circ$ 는 9.3 % (3.89~4.27 GHz), $\alpha=29^\circ$ 는 11.1 % (3.84~4.29 GHz)이다. 그림 5(c)는 α 변화에 따른 이득 시뮬레이션 결과이다. 3.84~4.29 GHz에서 $\alpha=28^\circ, 28.5^\circ, 29^\circ$ 는 5.6~6.6 dBi 사이의 이득 값을 보였다. 시뮬레이션을 이용하여 α 변화에 따른 반사계수, 축비를 비교해본 결과, α 값이 커지면서 -10 dB 반사계수 대역폭과 3 dB 축비 대역폭은 넓어지는 경향을 보였다. 표 1은 최종 설계된 안테나 파라미터를 나타낸 표이다.

IV. 안테나의 제작 및 측정

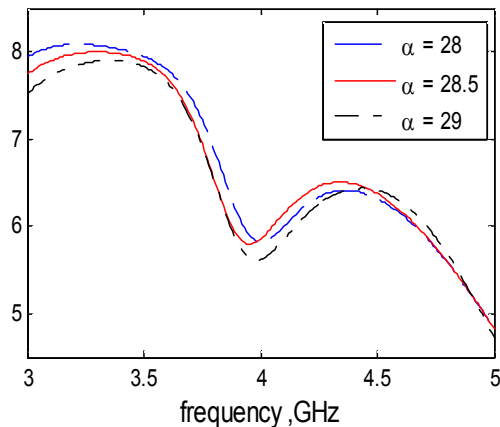
그림 6은 Taconic사의 RF-35 기판을 사용하여 제안하는 반사판이 있는 LHCP 특성을 가지는 안테나를 제작한 사진이다. 반사판을 포함한 제작된 안테나의 크기는 $40*40*18.6$ mm³이다. 기판은 비유전율



(a) α 변화에 따른 반사계수
(a) Reflection coefficient for various α



(b) α 변화에 따른 축비
(b) Axial ratio for various α



(c) α 변화에 따른 이득
(c) Gain for various α

그림 5. α 변화에 따른 안테나 특성.
Fig. 5. Simulated characteristics for various α .

표 1. 안테나 파라미터

Table 1. Parameters of the proposed antenna.

파라미터	값
α	29 deg
h	31.8 mm
k	18.6 mm
f_h	17.3 mm
f_s	17.7 mm
f_w	3.4 mm

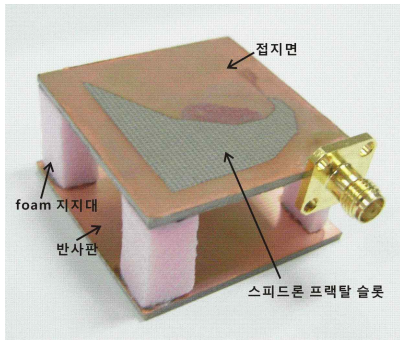
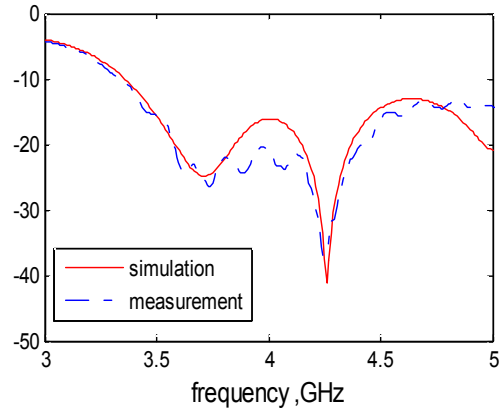


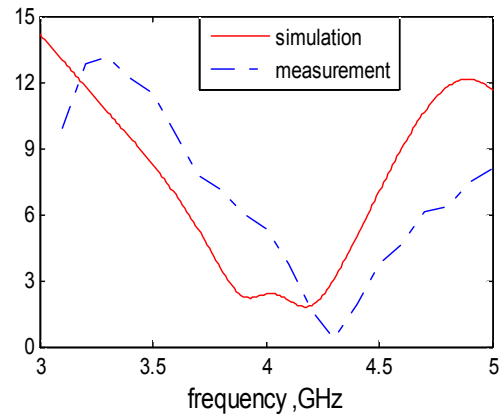
그림 6. 제작한 안테나 사진
Fig. 6. The fabricated antenna.

$\epsilon_r=3.5$ 이고, dielectric loss tangent는 0.0018이며, 두께는 1.52 mm이다. 안테나의 아랫 부분에는 기판의 크기와 동일한 반사판을 배치하였다. 기판과 반사판은 4개의 육면체 foam을 이용하여 지지하였다.

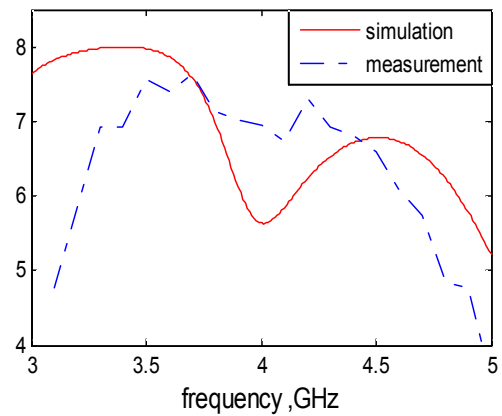
그림 7은 제작된 안테나의 반사계수, 축비, 이득에 대한 측정 결과를 최적화된 시뮬레이션 결과와 함께 나타낸 그래프이다. 축비와 이득은 θ 와 ϕ 가 0° 일 때의 결과이다. 측정 결과 -10 dB 반사계수 대역폭은 41.0 % (3.3~5 GHz)로 시뮬레이션 결과(38.1 % (3.4~5 GHz))와 잘 일치하였다. 3 dB 축비 대역폭은 7.4 % (4.14~4.46 GHz)이고, 3.5~4.5 GHz에서 측정된 이득은 6.6~7.6 dBi 사이 값을 가졌다. 축비와 이득의 경우, 측정 결과와 시뮬레이션 결과(축비 11.1 % (3.84~4.29 GHz), 이득(3.5~4.5 GHz 범위에서 5.6~8.0 dBi 사이 값을 가짐) 사이에 오차가 발생하였다. 이러한 오차의 원인은 제작된 안테나의 기판과 반사판 사이 foam 지지대 간의 길이 오차에 기인한 것이며, 이러한 foam 간 길이 오차가 안테나 측정시 θ 와 ϕ 축 상에서 측정 오차를 유발한 것으로



(a) 시뮬레이션과 측정된 반사계수
(a) Measured and simulated reflection coefficient

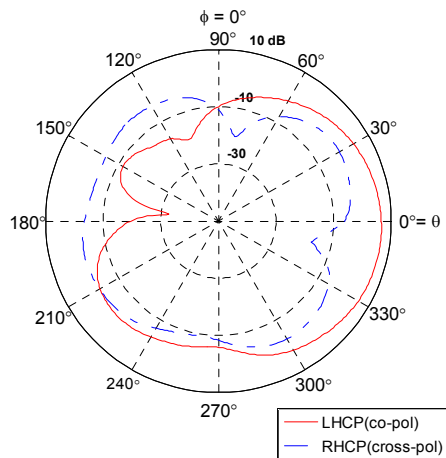


(b) 시뮬레이션과 측정된 축비
(b) Measured and simulated axial ratio

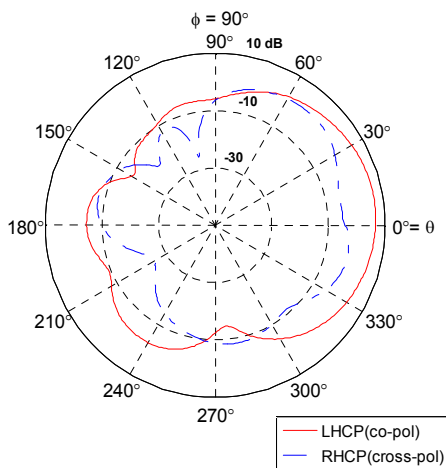


(c) 시뮬레이션과 측정된 안테나 이득
(c) Measured and simulated antenna gain

그림 7. 시뮬레이션 결과와 측정 결과
Fig. 7. Simulated and measured characteristics of the proposed antenna.



(a) x-z 평면에서의 복사 패턴
(a) Radiation pattern in x-z plane



(b) y-z 평면에서의 복사 패턴
(b) Radiation pattern in y-z plane

그림 8. 4.3 GHz에서 측정된 복사 패턴
Fig. 8. Measured radiation patterns at 4.3 GHz.

판단된다.

그림 8은 4.3 GHz에서 측정된 복사 패턴이다. $\theta = \phi = 0^\circ$ 에서 LHCP와 RHCP 간의 이득 차이는 11.0 dBi였다. 제안하는 안테나는 LHCP 특성을 가지는 안테나로 +z축 방향으로 지향성을 가진다.

V. 결 론

본 논문에서는 반사판이 있는 마이크로스트립 원형 편파 안테나를 제안하였다. 안테나의 아랫 부분에 반사판을 추가함으로써 안테나의 이득이 향상되

고, -10 dB 반사계수 대역폭과 3 dB 축비 대역폭은 반사판이 없는 경우에 비해 다소 감소함을 확인하였다. 본 연구에서 제안하는 반사판이 있는 원형 편파 안테나는 4 GHz 대역에서 설계되었으나, 안테나의 물리적인 비율을 조절하면 상용 이동 통신 및 위성 통신 주파수 대역에서도 유용하게 활용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, John Wiley & Sons, Inc., pp. 811-872, 2005.
- [2] K. R. Carvaer, L. W. Mink, "Microstrip antenna technology", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-29, no.1, pp. 2-24, Jan. 1981.
- [3] T. Y. Han, Y. Y. Chu, L. Y. Tseng, and J. S. Row, "Unidirectional circularly-polarized slot antennas with broadband operation", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 56, no. 6, pp. 1777-1780, Jun. 2008.
- [4] Nasimuddin, K. P. Esselle, and A. K. Verma, "Wideband high-gain circularly polarized stacked microstrip antennas with an optimized C-type feed and a short horn", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. 56, no. 2, pp. 578-581, Feb. 2008.
- [5] K. L. Wong, C. C. Huang, and W. S. Chen, "Printed ring slot antenna for circular polarization", *IEEE Trans. AP*, vol. 50, no. 1, Jan. 2002.
- [6] S. L. S. Yang, A. A. Kishk, and K. F. Lee, "Wideband circularly polarized antenna with L-shaped slot", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 6, pp. 1780-1783, Jun. 2008.
- [7] Y. Fan, R. S. Yahya, "A reconfigurable patch antenna using switchable slot of circular polarization diversity", *IEEE Microwave Guide Wave Lett.*, vol. 12, no. 3, pp. 96-98, Mar. 2002.
- [8] 조상혁, 표성민, 김정민, 이인영, 김영식, "슬릿 구조와 다층 구조를 이용한 소형 원형 편파 마이크로스트립 안테나", *한국전자파학회논문지*, 20(3), pp. 296-302, 2009년 3월.
- [9] K. C. Hwang, "Broadband circularly-polarised Spindron fractal antenna", *IET Electron. Lett.*, vol. 45, no. 1, pp. 3-4, Jan. 2009.

김 한 별



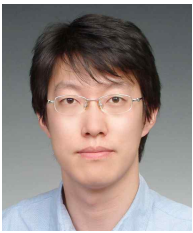
2010년 8월: 동국대학교 전자전기공학부 (공학사)
2010년 9월~현재: 동국대학교 전자전기공학부 석·박사 통합과정
[주 관심분야] 안테나 설계 및 해석

신 재 호



1979년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1982년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1987년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
1983년 3월~1988년 2월: 명지대학교 전자공학과 조교수
1988년 3월~현재: 동국대학교 전자전기공학부 교수
[주 관심분야] 음향 신호 처리 등

황 금 철



2001년 2월: 부산대학교 전자공학과 (공학사)
2003년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자전공 (공학석사)
2006년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자전공 (공학박사)
2006년 1월~2008년 7월: 삼성탈레스 기술연구소 책임연구원

2008년 9월~현재: 동국대학교 전자전기공학부 조교수
[주 관심분야] 전자파 복사 및 산란 해석, 통신 및 레이더 안테나, 최적화 알고리즘 등