

스파이럴 안테나의 축비 개선을 위한 접지면 위의 슬릿 설계

Design of Slit on Ground Plane for Improving Axial Ratio of Spiral Antenna

이원빈 · 류주현 · 김영욱* · 민경식

Won-Bin Lee · Joo-Hyeon Ryu · Youngwook Kim* · Kyeong-Sik Min

요 약

이 논문은 NLJD 시스템에 적용될 수 있는 스파이럴 안테나의 축비 개선을 위한 접지면 위의 슬릿 설계에 관하여 기술한다. 이 논문에서 제안된 접지면 위의 슬릿 모양은 참고문헌 [7]에 있는 안테나의 Archimedean 스파이럴 슬릿 모양을 변형한 것이다. 축비를 개선하기 위해, 접지면 위의 슬릿은 균일한 각도로 나누고 전류가 서로 반대방향인 위치의 도체는 제거되었다. 측정된 반사손실, 방사패턴과 이득은 시뮬레이션 결과와 잘 일치하였다. 비록 접지면 위의 슬릿 구조가 참고문헌 [7]의 슬릿구조와 비교하여 변하였으나, 반사손실, 방사패턴 그리고 이득과 같은 특성은 거의 변하지 않았을 뿐만 아니라 4.88 GHz에서 축비만 현저히 개선되었다.

Abstract

This paper describes the design of a slit on ground plane to improve the axial ratio of the spiral antenna for the NLJD system application. A proposed slit shape located on the ground plane is changed to compare with the archimedean spiral slit shape of the antenna in reference [7]. In order to improve the axial ratio, the slit on the ground plane is divided by the uniform angle and the conductor of position where the current has the opposite direction each other is eliminated. Measured return loss, radiation pattern and gain show a good agreement with the computer simulation results. Even though the proposed slit structure on the ground plane was changed to compare with ones of reference [7], the characteristics such as return loss, radiation pattern and gain are not almost changed and only the axial ratio was remarkably improved at 4.88 GHz.

Key words: Spiral Antenna, Circular Polarization, Axial Ratio, Archimedean Spiral Slit, Non-Linear Junction Detector(NLJD)

I. 서 론

최근 전자 반도체 디바이스 제조 기술이 급격히 발전하면서 그 크기가 초소형화 되어가고 있다. 초소형의 고가 반도체 디바이스들은 불법적인 목적으로 은닉되어 외국으로 반출되어 사회적인 물의를 일으키고 있다. 따라서

불법 유출 및 사용의 문제 해결을 위해 은닉된 소형 디바이스를 탐지하는 것은 매우 중요한 이슈라 하겠다. 이러한 은닉된 디바이스나 초소형 장치들을 탐지하기 위해 국내외적으로 비선형 접합 탐지기(Non-Linear Junction Detector: NLJD)에 관한 연구개발이 활발히 진행되어 왔다^{[1]~[4]}. 우리나라에서는 NLJD 시스템의 송신 주파수로

「This research was supported by Basic Science Research Program through the National Research Foundation of Korea (NRF) Funded by the Ministry of Education and by overseas research year support program 2016 of Korea Maritime and Ocean University.」

한국해양대학교 전파공학과(Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University)

*Department of Electrical and Computer Engineering, California State University, Fresno

· Manuscript received November 16, 2016 ; Revised February 7, 2017 ; Accepted March 15, 2017. (ID No. 20161116-013S)

· Corresponding Author: Kyeong-Sik Min (e-mail: ksmin@kmou.ac.kr)

ISM band인 2.44 GHz를 사용하고, 수신 주파수 대역은 순수 반도체와 이중접합 반도체(False Junction Material)의 비선형성에 의한 전류와 전압의 특성을 이용하여 2차 체배주파수와 3차 체배주파수에서 나타나는 반응을 이용하여 탐지에 활용하고 있다. 반도체의 전류와 전압에 대한 비선형성의 원리를 이용하여 본 논문에서는 순수 반도체 탐지에 2차 체배주파수에서 반응하는 4.88 GHz를 이용하고, 이중접합된 반도체 탐지에 반응하는 3차 체배주파수인 7.32 GHz를 수신 주파수 대역으로 정하고 설계를 행하였다. NLJD 시스템은 직선편파 안테나를 쓸 경우, 편파 방향이 바뀌면 수신 신호가 약해져서 시스템의 성능이 떨어지게 된다. 따라서 직선편파보다는 원형편파를 사용함으로써 임의의 은닉 물체를 더욱 쉽게 찾을 수 있다. 스파이럴 안테나는 길이와 권선 수의 제어로 다중 공진 특성을 구현하기 쉽고, 구조적으로 원의 형태를 취하고 있어 원형편파를 방사하기 쉽고, 평면 안테나이므로 제작이 비교적 용이하고 가격이 싸다는 장점을 가지고 있다. 이런 특징을 고려하여 스파이럴 안테나를 NLJD 시스템용 안테나로 널리 사용하고 있으며, 본 논문에서도 다중대역과 원형편파 구현이 용이한 스파이럴 안테나를 선택하였다. 스파이럴 안테나의 초기 설계 단계에서 원형편파의 특성을 구현하기 위하여 접지면 위에 Archimedean 스파이럴 슬릿을 도입하여 안테나를 설계하였으나, 양호한 축비를 얻지는 못하였다^[4]. 이후 편파특성을 개선시키기 위하여 방사면 위의 스파이럴 턴 수 변화^[5], 코니컬 벽의 설계^[6] 등이 제안되어졌다. 이득과 반사 손실 특성 등 다른 안테나의 성능에 영향을 미치지 않으면서 축비 성능을 개선시키기 위하여 표면전류 밀도를 근거로 축비와 편파에 영향을 주는 접지면 위의 스파이럴의 도체 부분을 제거함으로써 관심 대역에서 3 dB 이하의 축비를 얻었다^[7]. 기존 발표된 참고문헌 [5]~[7]의 경우, 축비는 3 dB 이하를 유지하지만, 4.88 GHz의 경우 3 dB 근처에 축비가 있어 개선의 여지가 여전히 남아 있다. 따라서 이 논문에서는 반사손실, 방사패턴과 이득과 같은 안테나의 특성은 참고문헌 [7]과 같은 값으로 유지하면서 축비만을 개선하기 위해, 접지면 위의 슬릿을 균일한 각도로 나누고, 전류가 서로 반대방향인 위치의 도체는 제거하는 기법을 제안하였으며, 그 결과 7.32 GHz 뿐만 아니라, 4.88 GHz에

서 획기적으로 축비를 개선하는 성과를 얻을 수 있었다.

II. 접지면 위의 슬릿 설계

그림 1과 표 1은 본 논문에서 축비를 개선하기 위해 참조한 참고문헌 [7]에 제시된 안테나의 전체 구조와 제원을 나타낸다.

그림 1에 D.T로 표시된 것은 스파이럴 안테나로서 접지면은 Archimedean 슬릿으로 되어 있다^[4]. 이 슬릿의 구조에 의해 축비가 결정된다는 것이 참고문헌 [7]을 통해 밝혀졌다. 그림 2는 종래 안테나들의 접지면 위의 슬릿 구조를 보여주고 있다. 그림 2(a) 구조를 가질 때, 2.44 GHz에서 축비는 약 7.95 dB를 나타내었고, 이를 개선하기 위해 그림 2(b)의 구조로 설계했을 때, 축비는 약 0.79 dB로 개선되었다.

표 1. 안테나 제원(단위: mm)

Table 1. Antenna specification.

참고문헌 [7]의 파라미터			
D	0.55	H	55.00
D.L	143.40	H.L	59.80
D.C	143.20	H.C	50.60
D.T	100.00	H.R	2.00
D.R	60.00	※ Teflon lens ($\epsilon_r=2.1$)	

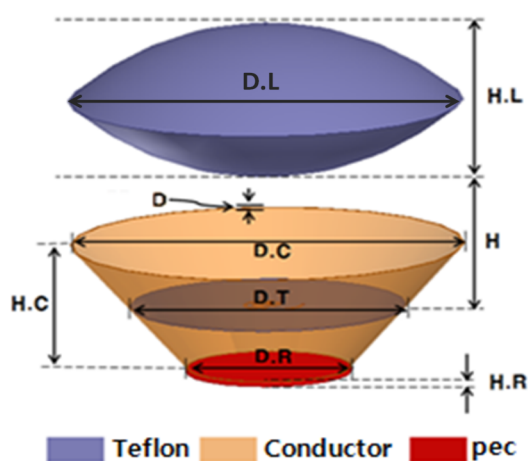


그림 1. 참고문헌 [7] 안테나의 구조
Fig. 1. Structure of referenced antenna^[7].

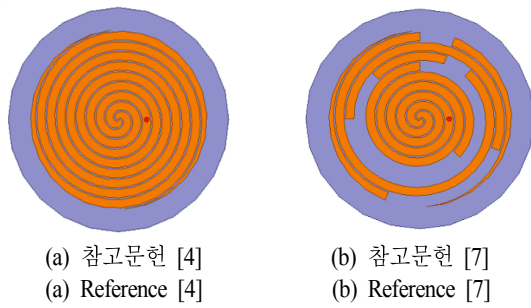


그림 2. 접지면 위의 종래 슬릿 구조

Fig. 2. Conventional slit structure on ground plane.

하지만 4.88 GHz에서는 약 2.9 dB로 3 dB 이하의 축비를 시뮬레이션에서는 나타내지만, 안테나를 제작하여 사용할 경우, 제작상의 이유 등으로 3 dB를 넘을 가능성이 매우 높아 이를 개선할 필요가 있었다. 이를 개선하기 위해 본 논문에서는 슬릿을 일정한 각도로 나누어 반복 계산에 의한 최적 축비 위치를 설계하였다.

그림 3은 그림 2(a) 구조에서 축비가 나빠지는 원인을 파악하기 위해 접지면 위의 슬릿에서의 전류분포를 살펴본 것이다. 확대된 그림으로부터 알 수 있는 것처럼, 전류의 흐름이 서로 반대 방향이 되어 전류가 상쇄되는 것을

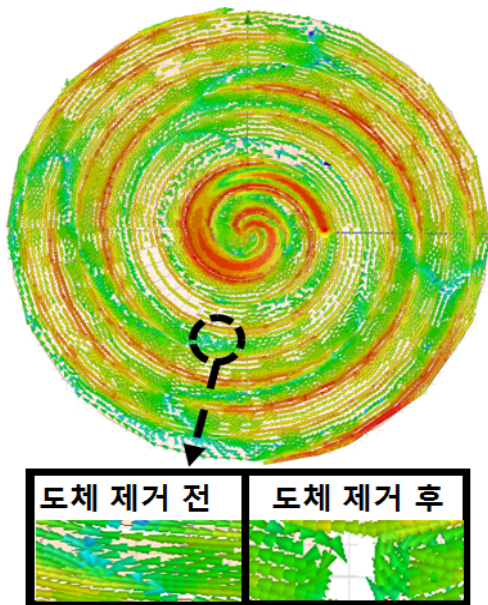


그림 3. 참고문헌 [4]의 2.44 GHz에서의 전류 분포
Fig. 3. Current distribution of reference [4] at 2.44 GHz.

볼 수 있다. 따라서 이 부분의 도체를 제거하여 전류의 흐름을 원활하게 할 수 있고, 이로 인해 축비가 획기적으로 개선됨을 볼 수 있었다^[7]. 하지만 참고문헌 [7]의 구조를 재현하려면 매우 복잡하고 많은 반복 계산을 해야 하는 어려움이 여전히 존재한다. 따라서 본 논문에서는 전류가 상쇄되는 부분을 체계적으로 제거하기 위한 방법으로 그림 4와 같이 스파이럴 구조를 일정한 각도로 나누어 각 각도에서의 전류 모양을 살펴 도체를 제거하는 방법을 제안한다.

각도의 분할은 원의 중심에서 가장자리 방향으로 나누며, 각도의 크기가 정해지면 구간별 등분의 크기는 자동적으로 정해지게 된다. 단일 설계주파수에서 각도의 크기를 변화하면서 전류의 크기와 방향의 변화를 체크하여 각도의 크기를 결정하는 방법으로 각도의 크기를 정하였다. 하지만 이 논문에서 제안하는 것과 같이 다중 설계주파수인 2.44 GHz, 4.88 GHz, 7.32 GHz에서는 각각의 주파수에서 최적으로 동작하는 각도의 크기가 모두 다르기

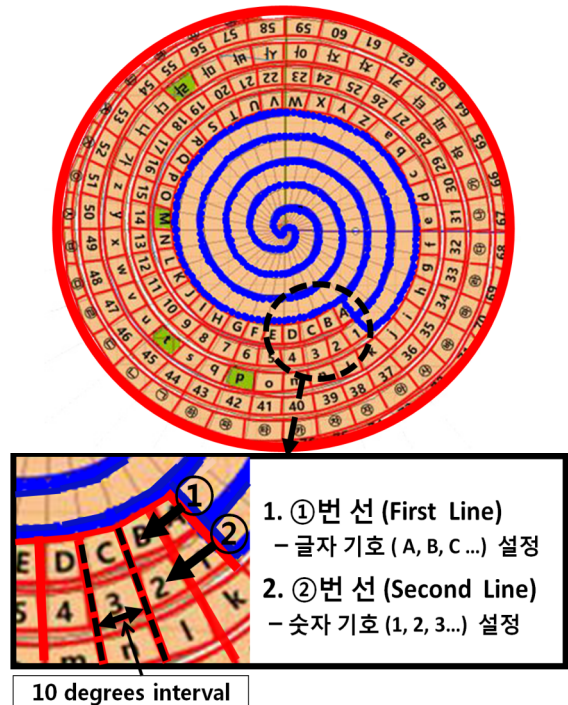


그림 4. 접지면 위의 도체 제거를 위한 구간 설정

Fig. 4. Section setting for conductor elimination on ground plane.

때문에, 각각의 대역에서 계산된 각도와 구간의 길이 변화에 의한 전류 분포와 전류 방향을 고려하여 10° 간격으로 설정하였다.

그림 4는 접지면 위의 도체 슬릿으로 된 부분을 10° 간격으로 구간을 나누어서 ①번 선의 부분을 글자기호(A, B, C, ...)로 ②번 선은 숫자기호(1, 2, 3, ...)로 설정하였다. 먼저 각각의 기호에 해당되는 도체 구간에 대한 시뮬레이션을 반복적으로 실행하여 공진주파수에서의 축비 영향을 살펴본 뒤, 각 구간에서 계산된 축비 데이터를 토대로, 전류의 방향이 바뀌는 구간들을 제거하는 방법을 도입하였다. 또한, 제거된 도체 부분들을 조합하는 시뮬레이션을 통해 접지면 위의 슬릿구조를 최적화하는 설계를 행하였다.

그림 5의(a)와 (b)는 참고문헌 [4]와 [7]의 전류분포를 보여주고 있다. 특히, 급전점 근처에서의 전류분포를 살펴보면, 급전부분 근처는 전류의 세기가 강하여 대체적으로 일정한 방향으로 전류가 흐르고 있다. 그림 5의 (b)로부터 알 수 있는 것처럼, 전류의 세기가 비교적 약한 외곽 지역을 일부 제거했을 경우에도 안테나 전체의 전류분포는 거의 변하지 않기 때문에, 이득에는 큰 영향을 주지 않는다. 하지만 급전부가 위치한 스파이럴 슬릿의 중심부 위치의 도체를 제거할 경우, 축비와 이득특성이 크게 변하고, 그 결과는 오히려 현저히 나빠지게 된다. 그러므로 그림 4에서의 파란색 영역의 슬릿 제거를 위한 설계는 무의미하다고 판단되어, 이 논문에서는 설계에서 제외하였다.

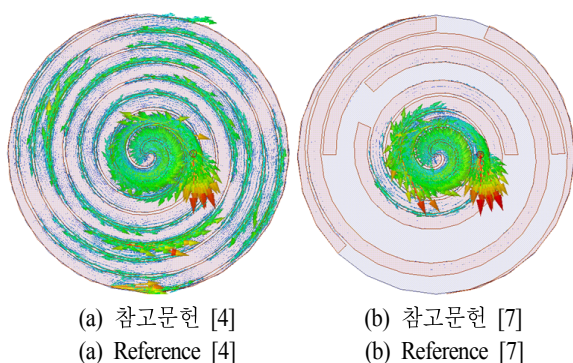


그림 5. 그림 4의 파란색 영역에서의 전류분포
Fig. 5. Current distribution at the blue color area of Fig. 4.

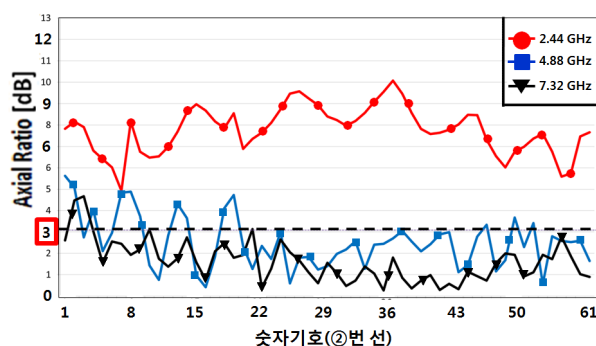


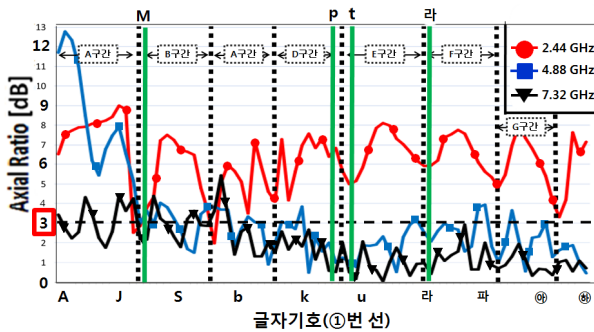
그림 6. 숫자기호(②번 선) 설정 구간에 대한 시뮬레이션
Fig. 6. Simulation for axial ratio as functions of section set by the number symbols(② line).

그림 6의 그래프와 같이 숫자기호로 지정한 ②번 선의 슬릿 위치를 변화시켜 축비를 개선하려는 설계는 2.44 GHz 대역에서 축비가 전반적으로 높음을 알 수가 있었다. 직접적인 이유는 숫자기호로 지정된 ②번 선의 슬릿은 급전선과 직접적으로 연결되어 있어 전류 제어에 어려움이 존재하고, 글자기호 선인 ①번 선은 급전선과 직접적으로 연결되어 있지 않아 기생소자라고 생각할 수 있다. ①번 선의 슬릿을 변형시키는 것이 ②번 선의 슬릿을 변형하는 것보다 양호한 축비를 얻을 수 있다고 사료된다. 다음으로 그림 7과 같이 ①번 선의 글자기호로 위치를 정한 슬릿 구간을 조정하는 설계를 행하였다.

그림 7(b)는 그림 4에서 설명한 바와 같이, 접지면 위의 슬릿을 균일한 각도(10°)로 분할한 뒤에 ①번 선 위의 슬릿을 제거했을 때의 결과값을 그래프로 나타낸 것이다. 그림 7(a)에 나타난 선택된 해석 구간(A구간, B구간, C구간, ..., G구간)은 축비의 최적화에 의한 값이 아니고, 2.44 GHz, 4.88 GHz, 7.32 GHz에서 시뮬레이션으로 가장 양호한 축비를 가지는 위치를 기준으로 글자기호로 주어진 ①번 선 위의 슬릿에 대해 일정 영역을 해석 구간으로 설정한 것이다. 다음으로 각각의 설계주파수인 2.44 GHz, 4.88 GHz, 7.32 GHz에서 축비가 가장 좋은 공통의 위치를 찾은 뒤, 조합을 통해 최적의 위치를 정하는 과정을 반복하였다. 그림 7(b)에서 파선은 그림 7(a)에서 나눈 구간을 나타내고, 실선은 그림 7(b)에서 보여주는 시뮬레이션된 축비가 설계주파수 2.44 GHz, 4.88 GHz, 7.32 GHz 모두에서 가장 양호한 위치를 표시한 것이다. 특히, 2.44 GHz의



(a) 슬릿 구간 설정의 예
(a) Example of slit section setting



(b) 글자기호(㉠번 선) 지정 구간에 대한 시뮬레이션
(b) Simulation for axial ratio as functions of section set by the character symbols(㉠ line).

그림 7. 슬릿 구간 설정과 글자기호(㉠번 선) 설정 구간에 대한 시뮬레이션

Fig. 7. Slit section setting and simulation for axial ratio as functions of section set by the character symbols(㉠ line).

경우 그림 6의 결과와 비교하여 글자기호로 설정된 구간에서 비교적 축비 값이 개선되어지는 부분이 생기는 것을 알 수 있다. 하지만 여전히 2.44 GHz에서는 축비가 만족할 만큼의 결과를 보이고 있지는 않으나, 기호 'M'의 위치는 다른 글자기호의 위치에 비해 2.88 dB라는 상대적으로 작은 축비를 보여 이 위치를 선정하였다. 같은 이유로 기호 'p', 't', '라'의 경우에도 4.88 GHz와 7.32 GHz에서 상대적으로 가장 작은 축비 값을 가지는 위치를 도체 제거 위치로 선정하였다.

표 2는 그림 7(b)로부터 세 개의 공진 주파수 모두에서

표 2. 선정된 위치에서의 축비 시뮬레이션 결과
Table 2. Simulated axial ratio results at the selected position.

도체 제거 위치	M	p	t	라
Axial ratio (dB)				
2.44 GHz	2.88	6.84	5.15	5.91
4.88 GHz	2.99	1.00	0.77	2.51
$\theta=0^\circ$ $\phi=0^\circ$				
7.32 GHz	2.20	0.53	0.19	0.97

동시에 축비가 가장 작은 위치를 선정하여 그 위치에서의 시뮬레이션된 축비값을 나타낸다. 특히, 2.44 GHz에서는 기호 'M'의 위치에서 상대적으로 축비를 3 dB 이하로 유지시킬 수 있고, 4.88 GHz와 7.32 GHz의 경우, 글자기호로 설정된 구간에서 대부분 양호한 축비 특성을 보이는 하나, 2.44 GHz에서 축비가 상대적으로 나쁜 반면, 'p', 't', '라'의 위치에서는 표 2에서 보는 바와 같이 4.88 GHz와 7.32 GHz에서 매우 양호한 축비 특성을 보이고 있다.

그림 8은 기호 'M', 'p', 't', '라'의 위치에 있는 도체들이 제거된 접지면 위의 스파이럴 슬릿 위치를 나타낸다. 이 파라미터들을 근거로 최소의 축비를 얻기 위한 최적화 설계를 행하였다. 그림 8의 슬릿위치 파라미터들을 결정을 위해 상용 툴을 이용한 축비 시뮬레이션 결과를 근거로 하였다. 또한, 본 논문에서 제안한 그림 8의 접지면 슬

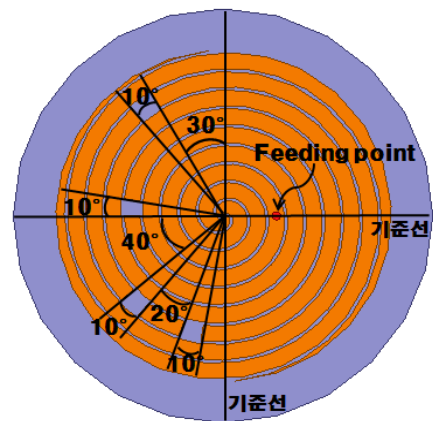


그림 8. 접지면 위의 최적화된 슬릿 위치
Fig. 8. Optimized slit position on ground plane.

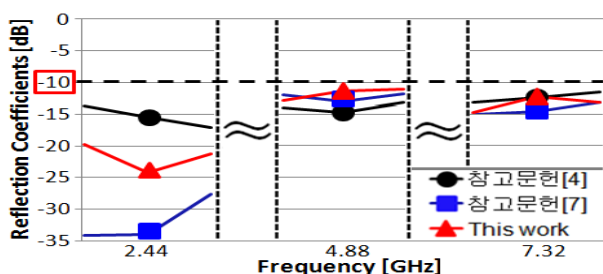


그림 9. 최적화된 슬릿 위치에서의 시뮬레이션된 반사계수
Fig. 9. Simulated reflection coefficients at the optimized slit position.

릿의 설계구조 타당성을 확인하기 위해, 참고문헌 [4]와 [7]의 시뮬레이션 결과들을 비교해 보았다. 그림 9에서 그림 12까지는 참고문헌 [4]와 [7] 그리고 이 논문에서 제안한 그림 8의 구조에 대한 안테나의 특성을 비교하여 나타낸 것이다.

그림 9는 그림 8의 구조에 대한 반사계수를 구한 것으로, 참고문헌 [4]와 [7]의 반사계수 비교를 행하고 있다. 그림 9로부터 알 수 있는 것처럼 반사계수는 각각의 공진 주파수에서 모두 -10 dB 이하를 만족하고 있다. 또한, 스파이럴 슬릿의 구조가 모두 다름에도 불구하고, 반사계수는 매우 유사한 값을 보였고, 이는 회로의 손실저항에 크게 영향을 미치지 않는다는 것을 의미한다.

그림 10은 그림 8의 구조에 대하여 시뮬레이션된 2-D 방사패턴의 비교를 나타낸다. 그림으로부터 알 수 있는 것처럼, 접지면 위의 스파이럴 슬릿 구조가 서로 다르다 하더라도 방사패턴에는 크게 영향을 미치지 않는 것을 알 수 있다. 그 결과, 그림 8 구조에 대한 방사패턴은 참고문헌 [4]와 [7]의 결과와 잘 일치하고 있다.

그림 11은 접지면 위의 슬릿구조에 따른 이득을 참고문헌 [4] 및 [7]과 비교한 것으로 이득은 거의 일치하였다. 그림에서 보는 바와 같이, 2.44 GHz에서는 12.09 dBi, 4.88 GHz에서는 15.23 dBi, 7.32 GHz에서는 16.62 dBi를 보였다. 따라서 이 안테나는 주파수가 높아질수록 이득이 증가하는 것을 알 수 있다.

그림 12는 그림 8의 구조에 대하여 시뮬레이션된 축비를 참고문헌 [4] 및 [7]과 비교한 것이다. 표 2에서도 언급한 바와 같이, 이 논문에서 제안한 그림 8과 같은 접지면

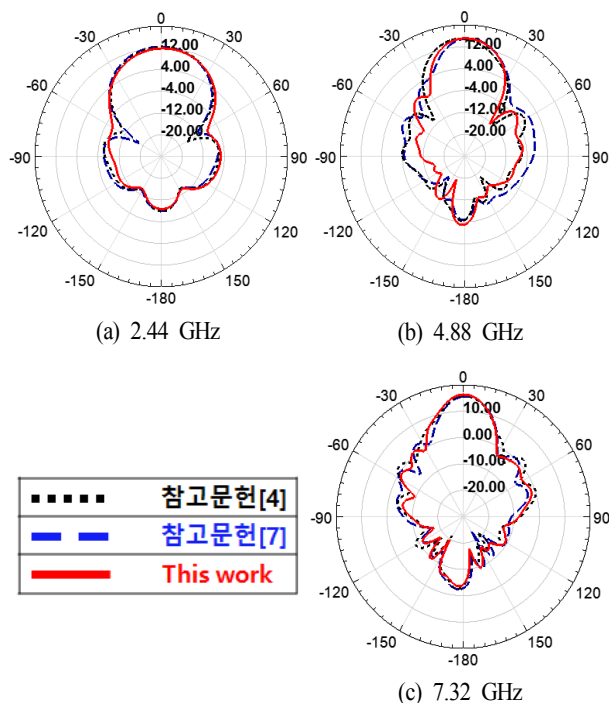


그림 10. 그림 8의 구조에 대한 시뮬레이션된 2-D 방사패턴
Fig. 10. Simulated 2-D radiation patterns with respect to spiral slit structure as shown in Fig. 8.

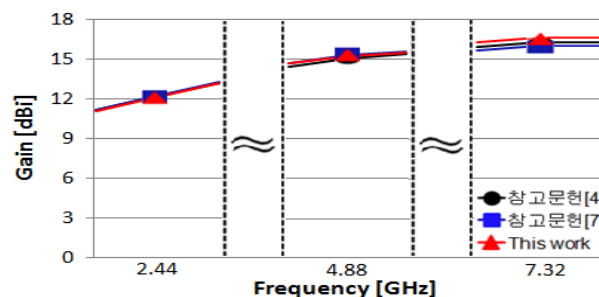


그림 11. 시뮬레이션된 이득 비교
Fig. 11. Simulated gain comparison.

위의 슬릿구조를 가지는 경우, 참고문헌 [7]과 비교하여 4.88 GHz에서 현저하게 양호한 축비를 실현하는 것을 확인할 수 있다.

그림 9에서 그림 12를 토대로 참고문헌 [4] 및 [7]과 이 논문에서 제안한 접지면 위의 최적화된 슬릿구조를 가지는 안테나의 특성 결과들을 비교해 보면, 반사계수는 공

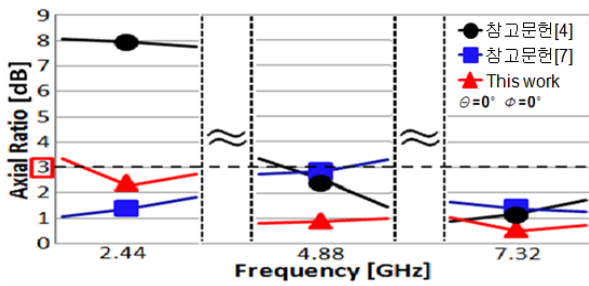


그림 12. 시뮬레이션된 축비 비교
Fig. 12. Simulated axial ratio comparison.

진주파수에서 모두 -10 dB 이하를 만족하며, 방사패턴과 지향이득은 참고문헌 [4] 및 [7]과 거의 비슷하게 나오므로, 슬릿 구조가 서로 다르다고 하더라도 방사패턴과 이득에는 크게 영향을 미치지 않는 것을 알 수 있다. 축비는 2.44 GHz에서 2.27 dB로 비교적 양호한 특성을 보였으며, 참고문헌 [7]과 비교하여 4.88 GHz에서 0.88 dB로 1.94 dB 개선되었으며, 7.32 GHz에서는 0.51 dB로 참고문헌 [7]과 비교하여 0.86 dB 개선되었다. 따라서 참고문헌 [7]에 비해 각각의 공진주파수에서 매우 양호한 축비 특성을 구현할 수 있었다. 또한, 규칙적인 각도로 구간을 나누어 전류의 흐름이 반대가 되는 위치를 제거하는 방법이 참고문헌 [7]보다 설계가 쉽고 보다 간단하다는 것을 확인하였다.

III. 측정 및 비교 · 분석

그림 13은 실제 제작된 안테나의 사진을 나타낸다.

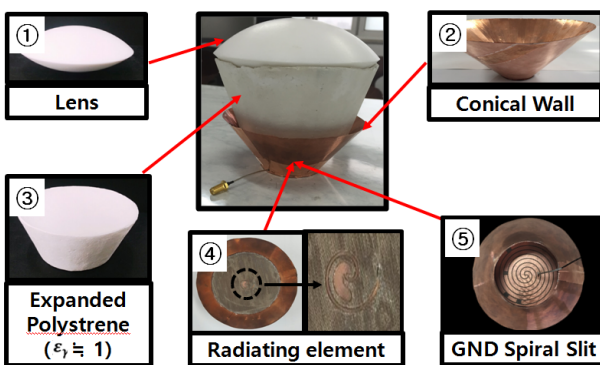


그림 13. 제작된 안테나 사진
Fig. 13. Fabricated antenna photograph.

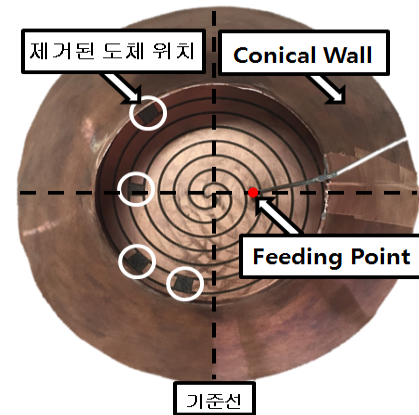


그림 14. 확대된 접지면 사진 ⑤
Fig. 14. Magnified ground plane photograph ⑤.

그림 13에서 ①은 유전체 렌즈로 예리한 빔 형성과 이득을 높이는 역할을 하며, ②는 Conical Wall로 이득 개선에 기여한다. ③은 렌즈와 안테나 사이의 거리를 유지하기 위한 발포 스티로폼이다. ④는 스파이럴 안테나의 방사소자이고, ⑤는 축비의 개선을 위해 접지면 위의 슬릿을 최적화시킨 접지면을 보여주고 있다. 그림 14는 이 논문에서 제안한 접지면 위의 슬릿구조로 그림 13의 ⑤를 확대한 것이다.

그림 15는 에이지런트사의 Vector Network Analyzer (VNA) 8722ESS를 사용하여 측정한 반사계수 결과 값과 시뮬레이션 결과 값을 비교하여 나타낸 것이다. VNA로 측정한 반사계수 결과는 2.44 GHz, 4.88 GHz와 7.32 GHz 대역에서 -10 dB 이하를 보였으며, 시뮬레이션과 대체로 일치하는 결과를 보이고 있다.

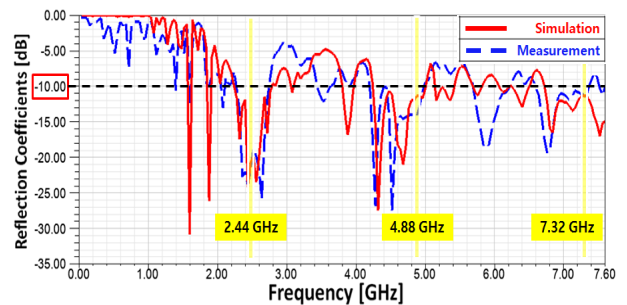


그림 15. 측정된 반사계수와 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 15. Comparison between simulated and measured reflection coefficients.

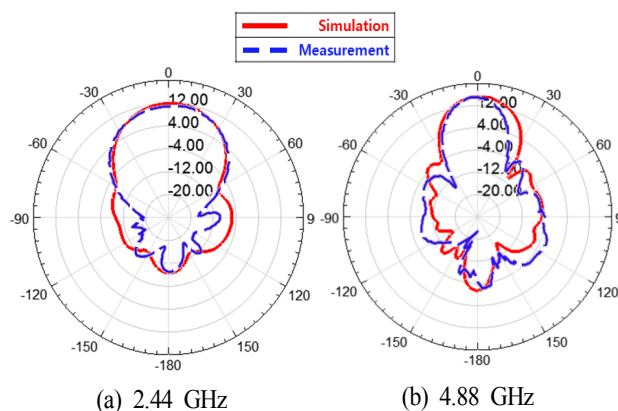


그림 16. 측정된 2-D 방사패턴과 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 16. Comparison between simulated and measured 2-D radiation pattern.

그림 16은 방사패턴의 시뮬레이션 결과 값과 측정 결과 값을 비교한 것이며, 안테나의 방사특성과 이득은 20 m×7 m×7 m 크기의 전파암실에서 측정되었다. 저자 등이 속해 있는 기관이 소유하고 있는 장비의 문제로 7 GHz 대역 측정이 곤란하였다. 하지만, 2.44 GHz와 4.88 GHz에서의 측정된 결과와 시뮬레이션 값을 비교하였을 때 잘 일치하는 것을 볼 수 있었으며, 이를 근거로 예측해 본다면, 7.32 GHz 대역 또한 잘 일치할 것으로 사료된다.

그림 17은 시뮬레이션된 이득 값과 측정된 이득을 비교한 것으로 2.44 GHz에서 시뮬레이션의 이득은 12.09 dBi이고, 측정된 이득은 10.61 dBi이며, 4.88 GHz에서는 15.23 dBi, 측정된 이득은 15.01 dBi를 나타내었다. 양호한 이득 특성이 얻어졌으며, 서로 잘 일치하는 것을 확인하였다.

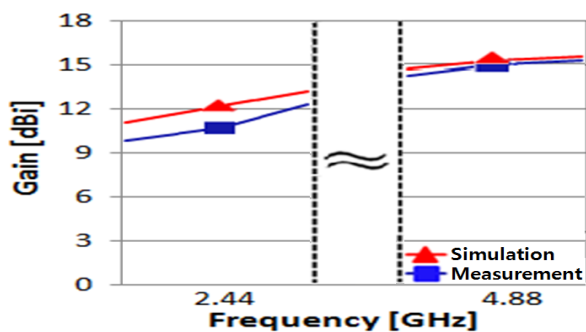


그림 17. 측정된 이득과 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 17. Comparison between simulated and measured gain.

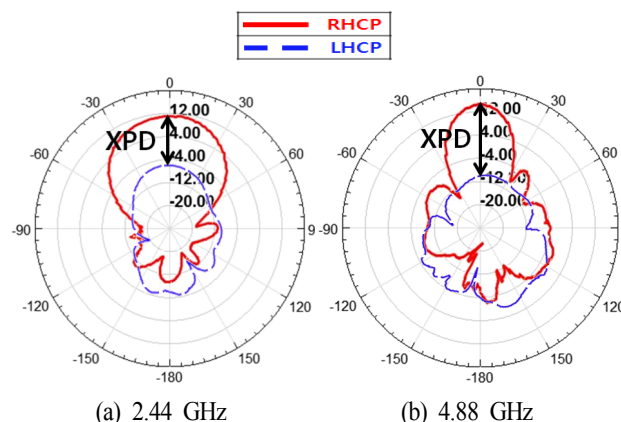


그림 18. 제작된 안테나의 측정된 RHCP와 LHCP
Fig. 18. Measured RHCP and LHCP of the fabricated antenna.

그림 18은 제작된 안테나의 측정된 전계패턴이며, RHCP와 LHCP를 나타낸 것이다. 실선이 RHCP이고, 파선이 LHCP로 이 안테나는 우현편파를 방사하는 것을 알 수 있다. 식 (1)처럼 측정된 RHCP와 LHCP의 차를 이용하여 XPD를 구할 수 있다.

$$XPD(dB) = RHCP - LHCP \quad (1)$$

$$Axial Ratio(dB) = 20 \log \frac{10^{\frac{XPD}{20}} + 1}{10^{\frac{XPD}{20}} - 1} \quad (2)$$

식 (2)에서와 같이 XPD를 알면, 축비를 계산할 수 있다. 표 3은 그림 18의 측정된 RHCP와 LHCP를 이용하여 구한 XPD로부터 축비를 계산한 값과 시뮬레이션의 값을 보여주고 있다.

표 3에서 보는 바와 같이, 측정된 RHCP와 LHCP를 이

표 3. 축비 비교

Table 3. Axial ratio comparison.

Axial ratio [dB] ($\Theta=0^\circ$, $\Phi=0^\circ$)		
2.44 GHz	Simulation	2.27
	Measurement	2.29
4.88 GHz	Simulation	0.88
	Measurement	0.93

용하여 식 (2)에 의해 계산된 축비는 시뮬레이션 축비 값과 잘 일치하였다. 또한, 참고문헌 [7]의 결과와도 유사하였으며, 특히 4.88 GHz에서는 이 논문에서 제안한 구조의 축비가 현저히 개선됨을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

이 논문은 스파이럴 안테나의 축비를 개선하기 위하여 접지면 위의 슬릿을 체계적으로 설계한 연구 내용을 기술하고 있다. 이 논문에서 제안된 접지면 위의 슬릿 모양은 참고문헌 [7]에 있는 안테나의 Archimedean 스파이럴 슬릿 모양을 변형한 것이다. 양호한 축비를 얻기 위해, 접지면 위의 슬릿을 균일한 각도(10°)로 분할하고, 전류가 서로 반대방향인 위치의 도체를 제거하는 기법을 활용하였다. 측정된 축비뿐만 아니라, 측정된 반사손실, 방사패턴과 이득은 시뮬레이션 결과와 잘 일치하였다. 비록 접지면 위의 슬릿 구조가 참고문헌 [7]의 슬릿구조와 비교하여 변하였으나, 반사손실, 방사패턴 그리고 이득과 같은 특성은 거의 변하지 않았을 뿐만 아니라, 4.88 GHz에서 참고문헌 [7]의 축비는 2.82 dB인 것에 비해 이 논문에서는 0.88 dB로 1.94 dB 개선됨을 확인하였다. 또한, 7.32 GHz의 경우도, 1.37 dB에서 0.51 dB으로 0.86 dB 개선되는 효과를 확인하였다. 다만, 2.44 GHz의 경우는 참고논문 [7]과 비교하여 1.37 dB에서 2.27 dB로 0.9 dB 정도 축비가 나빠졌지만, 여전히 3 dB 이하를 만족하고 있다. 2.44 GHz 대역에서 축비를 개선하기 위한 보다 정밀한 설계는 향후 과제로 두고자 한다.

이 원 빈



2011년 2월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 학사과정
[주 관심분야] 광대역 Spiral 안테나 설계, NLJD/MMTD용 원편파 안테나 설계, 이동통신용 안테나 설계 등

References

- [1] Audiotele International Limited, "Non-linear junction detector", U. S. 01360667, Nov. 2003.
- [2] K. Wincza, S. Gruszczynski, and J. Borgosz, "Dual-band capacitive feed antenna for nonlinear junction detection device", *COMIT*, pp. 1-4, Apr. 2008.
- [3] Jeong-won Kim, Kyeong-Sik Min, "Design of broadband spiral antenna for a portable non-linear junction detector system", *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 24, no. 1, pp. 36-46, Jan. 2013.
- [4] 김태근, 민경식, 이광근, "비선형 소자 탐지용 광대역 스파이럴 안테나의 설계", 한국전자과학회논문지, 22(1), pp. 81-88, 2011년 1월.
- [5] 김정원, 민경식, "휴대용 NLJD용 광대역 스파이럴 안테나의 설계", 한국전자과학회논문지, 24(1), pp. 36-46, 2013년 1월.
- [6] Jae-Hwan Jeong, Kyeong-Sik Min, "Design for high gain spiral antenna by added conical cavity wall", *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 13, no. 3, pp. 165-172, Sep. 2013.
- [7] 문지현, 민경식, 김성민, 금대섭, 윤동현, 나승욱, "NLJD용 원편파 안테나의 빔폭 개선을 위한 코니컬 벽의 설계", 한국전자과학회학술지, 2(1), pk-126, 2015년 8월.

류 주 현



2011년 2월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 학사과정
[주 관심분야] 광대역 Spiral 안테나 설계, NLJD/MMTD용 원편파 안테나 설계 등

김 영 욱



2003년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학사)

2005년 5월: University of Texas at Austin,
Electrical and Computer Engineering (공학석사)

2008년 5월: University of Texas at Austin,
Electrical and Computer Engineering (공학박사)

2008년 8월~현재: California State University at Fresno, Electrical
and Computer Engineering, 부교수

[주 관심분야] 레이더 신호처리, 레이더 표적 추적 및 식별, 안
테나 최적화 알고리즘, Deep Learning 등

민 경 식



1989년 2월: 한국해양대학교 전자통신공
학과 (공학사)

1991년 2월: 한국해양대학교 전자통신공
학과 (공학석사)

1996년 9월: 동경공업대학교 전기전자공
학과 (공학박사)

1997년 3월~현재: 한국해양대학교 전파

공학과 정교수

[주 관심분야] FDTD 해석법 및 프로그램 개발, RFID, MDM
(Magneto-Dielectric Material) 안테나, Pico/Femto Cell용 MIMO
안테나, NLJD/MMTD용 안테나 시스템, 해상 무선 통신 및
이동 통신용 안테나 설계, 전파법규 및 전파정책 기획연구 등