



工學碩士 請求論文

# NLJD 시스템용 원형편파 안테나의 설계에 관한 연구

A Study on Design of Circularly Polarized Antenna for NLJD System



韓國海洋大學校 大學院

## 電波工學科

# 金正元

本 論文을 金正元의 工學碩士 學位論文으로 認准함.





목	차
---	---

Abstract
제 1 장 서 론
1.1 연구 배경 및 필요성
제 2 장 고정식 게이트형 NLJD용 원형편과 안테나 소자의 설계7
2.1 다중공진 원형편파 안테나 소자의 설계
2.2 제작 및 결과 고찰
2.3 Summary29
제 3 장 휴대형 NLJD용 스파이럴 안테나 설계
3.1 광대역 스파이럴 안테나 설계
3.3 제작 및 결과 고찰
3.4 Summary51
제 4 장 결 론
Reference54
Publication & conference56
Acknowledgement ······59



# Abstract

Recently, it has been increased the illegal usage of the minimized electronic device such as small disk, minimal camera, hidden listening device, and hidden bomb composed of IC chip made by semi-conductor. Many countries including the United States have been studied and developed steadily Non-Linear Junction Detector (NLJD) system for solving this problem. The NLJD system performance are mainly determined by antenna gain and transmission power. However, this system must have terribly limited power due to exposure restriction of electromagnetic wave for human body. Thus, it was absolutely required the NLJD system with high gain antenna to search the small hidden device.

This thesis presents a design of circular polarization antenna for the NLJD system with high detecting ability. In order to minimize the power reduction by reflected polarization wave from the hidden device, a circular polarization antenna has been mainly used for the NLJD system application. Because antenna for this system has to operate in one transmitting frequency band and two receiving frequency bands, wide bandwidth antenna has been required and researched.

In chapter 2, a circular polarization antenna design for the NLJD system used at the fixed gate was presented. In order to obtain for broad bandwidth, the CPW (Co-Planar Waveguide) feeding method is considered in this design. For realization the circular polarization, the axial ratio was controlled by inserting a 45° inclined slot and by cutting an edge of the radiating patch. Measurement results of return loss, bandwidth, axial ratio, polarization pattern and gain are agreed well with their simulation results at interested frequency band of  $2.4 \sim 2.44$  GHz,  $4.84 \sim 4.92$  GHz, and  $7.28 \sim 7.32$  GHz.

In chapter 3, a spiral antenna design for the portable NLJD system was described.



To realize the broadband antenna design, the optimization of the number of spiral turns by iterative calculation was considered. In order to realize high directivity and high gain of the proposed antenna, the cavity wall and the metal cap which is located on back of ground plane were also considered in design. Measurement results of return loss for VSWR 2:1 at interested frequency band were observed reasonable agreement with prediction. Measured axial ratio was observed 3 dB below and agreed well with simulation results. The measured gains of the proposed spiral antenna with the RHCP (Right Hand Circular Polarization) were also observed 6.84 dBi above at 2.44 GHz of the transmitting frequency, and 8.96 dBi at 4.88 GHz and 10.85 dBi at 7.32 GHz of the receiving frequency.

The conclusion of this thesis was summarized in chapter 4.





# 제1장서 론

#### 1.1 연구배경 및 필요성

최근 ICT 산업의 급속한 발전과 함께 불순목적의 불법 은닉 소자를 이용한 군사 및 주요 핵심 산업 기술의 유출로 심각한 사회문제가 이슈화 되고 있다. 은닉소자가 불법적으로 이용가능한 곳을 그림 1.1에 나타내었다. 이런 불법 은 닉 장치들은 도청, 도촬, 폭탄 테러 등 인명에 관련되는 중대한 문제점들을 가 지고 있다. 이를 위해 국외에서는 불법 은닉 소자의 유출 및 유통 방지를 위한 탐지기의 개발이 꾸준히 연구되어 왔다[1]. 표 1.1에 국외에서 개발된 탐지기 의 재원을 나타내었다. 이러한 극소형 전자 디바이스들은 눈에 보이지 않고 일 반적인 금속 탐지기로는 검색을 할 수 없으므로, 다른 방식의 탐지 방식이 사 용된다. 극소형 불법 은닉장비의 반도체나 상이접합 반도체를 탐지하기 위해선 비선형 소자 탐지기(Non-Linear Junction Detector : NLJD)를 사용하여야 한 다.



그림 1.1 불법 은닉 전자 디바이스 Fig. 1.1 Illegal hidden electronic device.



#### 표 1.1 상용화 되어있는 비선형 소자 탐지기

Table 1.1 Commercialized Non-Linear Junction Detector.

종류		Jotions	2
이득	6 dBi 이상	6 dBi ~ 8 dBi	6 dBi
편파	원형편파	원형편파	원형편파
주파수	848 MHz	880 ~ 1005 MHz	2.4 ~ 2.48 GHz
범위	1,696 MHz	$1760 \sim 2010 \text{ MHz}$	4.84 ~ 4.92 GHz
	2,544 MHz	2640 ~ 3015 MHz	7.28 ~ 7.36 GHz
제작사	AUDIOTEL(영국)	ORION(미국)	Korea

**N RI I** *M E 11* 

표 1.1에 나타낸 국외에서 개발된 탐지기들은 송신대역을 900 MHz를 사용 한다. 그 이유로는 미국의 경우, 900 MHz 대역이 ISM Band이기 때문이다 [2]. 그래서 국내의 ISM Band인 2.4 GHz 대역을 송신주파수로 사용하는 탐 지기의 개발이 시급하다. 한편 국내에서는 NLJD용 900 MHz 안테나가 연구되 어졌다[3]. 하지만 이 안테나는 국내에서는 사용주파수 대역이 다르므로 사용 하기 어렵다. 따라서 국내의 ISM Band인 2.4 GHz 대역을 활용한 안테나의 개 발이 필요하다. 또한 이러한 비선형 소자 탐지기는 은닉 소자를 탐지하게 되는 데 은닉소자의 재질은 반도체나 상이접합 반도체로 이루어져 있다. 일반적으로 반도체는 실리콘이나 GsAs기판을 사용하고, 상이접합 반도체로 반도체와 다른 물질이 접합된 물질이다. 이런 반도체나 상이접합 반도체로부터 반사되어 오는 주파수의 특성은 서로 다른 체배 주파수에서 나타난다[4]. 이 두 가지 재질은 상이한 전류전압특성을 통하여 구분되어 탐지되어진다. 그리고 초소형 은닉장 비를 탐지하기 위한 해결방안의 하나로, 고주파수 대역을 사용하여 매우 짧은 파장을 이용한 탐지기술을 고려할 수 있다. 또한 원형편파 특성을 이용하여 탐



지된 은닉소자로부터의 반사에 의한 편파의 손실을 최소화 할 수 있기 때문에 선형편파보다는 원형편파를 사용함으로써 은닉 소자를 더욱 쉽게 탐지 할 수 있다. 그림 1.2에 안테나의 편파에 따른 탐지특성을 나타내었다. 안테나가 선형 편파의 특성을 가지면 은닉소자의 편파에 따라 교차편파가 발생되어 탐지 신호 가 매우 약하게 된다.



그림 1.2 탐지기 안테나의 편파에 따른 특성

Fig. 1.2 Characteristic of detector antenna polarization.

또한 은닉 소자를 탐지하기 위해서는 송신주파수 대역과, 반사되어 오는 신 호를 탐지하기 위한 수신주파수 대역이 각각 존재해야 한다. 비선형 소자 탐지 기의 수신주파수는 송신주파수의 체배 주파수에서 나타나는 특성이 있다. 그리



고 반도체와 상이접합 반도체를 구분지어 탐지하는 방법으로는 반도체와 상이 접합 반도체의 서로 상이한 전류·전압 방정식으로 설명이 가능하다[4].



I: 전류, Is: 누설전류, q: 전하량, v: 전압, k: Boltzman 상수, T: 온도

(a) Semi-conductor
(b) False junction material
(a) 반도체
(b) 상이접합 반도체
그림 1.3 반도체와 상이접합 반도체의 전류-전압 특성 그래프

Fig. 1.3 Current-voltage characteristics graph of semi-conductor and false junction material.

반도체의 전류·전압식은 식 (1-1)로 나타낼 수 있다. 입력신호가 주파수를 가진 AC신호가 되면 V= v<sub>0</sub>cos(2πft)로 표현이 된다. 식(1-1)에 대입을 하여 위상을 고려해서 시간영역으로 옮기면 그림 1.4(a)로 나타낼 수 있다.

$$I(V) = I_s(e^{\frac{qVse}{kT}} - 1)$$
(1-1)

I: 전류, I<sub>s</sub>: 누설전류, q: 전하량, v: 전압, k: Boltzman 상수, T: 온도

- 4 -

Collection



Fig. 1.4 Characteristics of input/output by composed materials.

이 그래프를 다시 퓨리에변환을 이용하여 주파수영역으로 바꾸면 그림 1.4(b)로 나타낼 수 있다. 진폭 값을 비교해보면 반도체는 2<sup>nd</sup> 하모닉 주파수가 3<sup>rd</sup> 하모닉 주파수 보다 큰 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 상이접합 반도체의 전류·전압 특성은 배리스터 소자에 순방향과 역방향 바이어스를 인가한 2개의 제너 다이오드로 해석이 가능하다. 이 특성을 다시 시간영역으로 옮기면 그림 1.5(a)와 같다. 이것을 다시 퓨리에 변환을 이용하여 주파수영역으로 바꾸면 그 림 1.5(b)와 같다. 진폭 값을 비교하면 상이접합 반도체는 3<sup>rd</sup> 하모닉 주파수가 2<sup>nd</sup> 하모닉 주파수 보다 큰 것을 볼 수 있다.



Fig. 1.5 Characteristics of input/output by composed materials.



이러한 반도체와 상이접합 반도체의 상이한 주파수 특성을 이용하여 NLJD 를 이용하여 구분지어 탐지가 가능하다. 이것을 이용하여 송신 주파수 대역은 2.4 ~ 2.48 GHz, 수신주파수대역은 체배 주파수 대역을 이용하는 만큼 2<sup>nd</sup> 하 모닉(4.88 ~ 4.92 GHz)과 3<sup>rd</sup> 하모닉(7.28 ~ 7.36 GHz)으로 설정을 하였다. 따라서 탐지용 안테나는 광대역 원형편파 안테나의 특성을 가져야 한다. 위에 서 언급한 송수신 주파수들과 그 대역들은 NLJD시스템에서 요구되어지는 규격 이다. 또한 수신 주파수 대역은 편의상 제 2차 고조파 대역(4.84 GHz~4.92 GHz)과 제 3차 고조파 대역(7.28 GHz~7.36 GHz)으로 구분하여 기술하기로 하겠다.

본 논문에서는 송·수신 대역을 포함하는 안테나를 설계하도록 하겠다. 또한 높은 인식률을 고려하여 편파특성은 원형편파이며, NLJD 시스템에서 요구하는 6 dBi 이상의 이득을 고려하였다. 2장에서는 고정식 NLJD용 원편파 안테나 소자의 설계 및 측정 값을 나타내고 3장에서는 휴대용 NLJD용 스파이럴 안테 나에 대해 설계 및 측정에 대해 기술한다.





# 제 2 장 고정식 NLJD용 원형편파 안테나 소자의 설계

## 2.1 다중공진 원형편파 안테나 소자의 설계

고정식 게이트형 NLJD에 적용할 원형편파 특성을 가지는 패치안테나를 고 려하였다. 비선형 소자 탐지기의 수신 주파수는 송신 주파수의 체배 주파수에 서 나타나는 특성이 있다. 따라서 주기성을 가지는 마이크로스트립 패치 안테 나를 채택함으로써 주기적 공진 특성을 안테나 설계에 활용하였으며, 마이크로 스트립 라인이 가지는 협대역의 단점을 보완하기 위해, 급전부에 전자유도 결 합 방식인 CPW 급전방식을 고려하였다. 설계에서 안테나의 유전체 기판은 복 소비유전율(E<sub>r</sub>) 4.4+j0.04의 에폭시(FR4-epoxy)를 채택하였고, 높이 H는 1.2 mm였다. 안테나의 모의 실험은 상용 툴인 HFSS를 사용하였다.



(a) 방사면

(a) Radiation plane





그림 2.1은 패치 안테나의 구조를 나타낸다. 급전부는 단일 전송선로를 가 진다. 그리고 급전방식은 방사 면에 전자유도결합 급전을 통하여 임피던스 대 역폭을 넓게 하기위하여 전자유도(proximity)급전이 고려되었다[5].

그림 2.2는 그림 2.1의 모의 실험된 결과를 나타낸다. 관심대역에서 다중공 진을 통하여 성능을 만족하도록 설계하였다. 하지만 송신대역에서는 반사손실 의 특성이 매우 나쁘며, 제 2고조파와 제 3고조파는 관심대역보다 저주파수에 서 공진하는 것을 볼 수 있다.

Collection



Fig. 2.2 Return loss of proposed antenna.

이 점을 개선하고자 그림 2.3과 같이 급전라인의 뒷부분의 그라운드를 제거 하고 CPW(Co-Planar Waveguide) 급전방식을 응용하여 관심대역에서 우수한 반사손실 특성을 얻고자 하였다[6][7].



그림 2.3 CPW 급전방법을 고려한 구조

Fig. 2.2 Structure of consider in CPW feeding method.



그림 2.3은 그림 2.1의 안테나의 구조에 CPW 급전 구조를 고려하였다. CPW 급전방식은 그라운드와 급전 라인의 전자유도결합을 통하여 임피던스의 변화를 적게 임피던스 대역폭을 넓게 하기위하여 이용되어진다. 평면 안테나의 주기적인 구조로 인해 다중 공진을 구현하기는 쉬우나, 협대역인 단점을 극복 해야만 한다. 따라서 다중대역의 대역폭을 개선하기 위해 방사면의 그라운드에 CPW 급전방식을 응용하여 대역폭을 개선하고자 하였다.

그림 2.4(a)는 그라운드와 급전부의 간격 W의 변화에 따른 반사손실 결과 를 나타낸다. 간격 W를 0.5 mm에서 4.5 mm까지 변화시킨 결과, W가 2.5 mm일 때 송·수신대역에서 VSWR 2:1을 기준으로 하였을 때, NLJD 시스템에 서 요구하는 대역폭을 만족하였다.







Fig. 2.4 Simulation result by distance W variation.

NLJD 시스템에서는 반사손실 뿐만 아니라 원형편파가 요구되기 때문에 축 비를 확인해야 한다. 또한 축비 값은 3 dB 이하의 값을 가질 때 원형편파라고 한다. 그림 2.4(b)는 W 변화에 의한 모의실험 된 축비특성이다.

축비 계산은 θ= 180°, φ= 0° 지점의 축비 값을 나타낸 것이다. 관심대역에 서 축비 값을 만족하지 못하였다. 그림 2.5 통하여 원형편파를 구현하기 위해 다양한 원형편파 안테나 구조를 고려하였다[8][9].



그림 2.5 다양한 원형편과 안테나의 구조 Fig. 2.5 Structure of circularly polarization antenna.





그림 2.6 C<sub>1</sub> 변화에 의한 안테나 구조 Fig. 2.6 Antenna structure by variation of length C<sub>1</sub>.

그림 2.5와 같은 원형편파를 얻기 위한 모델 중 방사패치의 모서리 양끝을 잘라내는 구조를 선택하였다. RHCP(Left Hand Circular Polarization)를 구현 하고자 그림 2.6에서 보는 바와 같이 양끝 모서리의 C<sub>1</sub> 부분을 잘라내었다[9]. C<sub>1</sub>의 길이는 그림 2.6의 ①, ②와 같이 45° 기울어진 파라미터이므로 √2가 곱해진 값을 가진다.



Collection



Fig. 2.7 Simulation result by variation of truncated corner  $C_1$ .

그림 2.7(a)는 C<sub>1</sub>의 값을 6.36 mm에서 12.02 mm까지 변화시켰을 때의 모의 실험된 반사손실 특성이다. C<sub>1</sub> 길이를 변화시켰을 때 12.02 mm를 제외 한 다른 파라미터 길이에서는 관심대역을 모두 만족하였다. 또한 C<sub>1</sub>의 변화에 의해 안테나의 전류길이가 작아짐에 따라 고주파수로 천이되는 것을 볼 수 있 다. 또한 그림 2.7(b)의 축비 특성을 보면 양끝 모서리를 잘라냄으로써 송신대 역의 축비 특성을 개선한다는 것을 알 수 있다. 축비는 θ= 180°, φ= 0° 지점 의 축비 값을 나타낸 것이다. 그래서 설계에서 C<sub>1</sub>=9.19 mm를 최적 값으로 선 정하였다.





그림 2.8 L<sub>1</sub> 변화에 의한 안테나 구조

Fig. 2.8 Antenna structure by variation of length  $L_1$ .

그림 2.8은 양호한 원형편과 구현을 위해, 그림 2.7에서 얻은 C<sub>1</sub>의 길이를 9.19 mm로 고정하고, 방사소자에 45° 기울어진 슬롯을 삽입하여 모의실험을 하였다. 이 슬롯에 의해서 전류가 방향성을 가지게 되어 RHCP를 방사하게 되 는 원리를 가진다.







(b) Simulated axial ratio

그림 2.9 45° 기울어진 슬롯 길이 L<sub>1</sub>의 변화에 따른 모의 실험된 결과 Fig. 2.9 Simulation results by variation of 45° inclined slot length L<sub>1</sub>.

그림 2.9(a)는 슬롯 길이 L<sub>1</sub>의 변화에 의한 반사손실 모의 실험된 결과를 나타낸다. L<sub>1</sub>의 길이 변화에 의해서 관심대역의 반사손실 특성은 거의 변하지 않았다. 이는 방사패치 안의 45° 기울어진 슬롯은 반사손실에는 영향을 덜 끼 친다는 것을 알 수 있다. 그림 2.9(b)는 θ= 180°, φ= 0° 지점에서의 축비 값 을 나타낸 것이다. 방사패치 내에 있는 45° 기울어진 슬롯의 길이를 10 mm에 서 14 mm까지 변화시킨 결과, L<sub>1</sub>이 12mm일 때 모의 실험된 축비 특성 값이 3개의 관심 대역에서 가장 우수하였다. 그리고 L<sub>1</sub>의 변화에 따라 제 2 고조파 와 제 3차 고조파 대역에서의 축비가 크게 변하는 것을 알 수 있다. 따라서 45° 기울어진 슬롯의 길이는 관심대역의 반사손실에 영향을 덜 주며, 제 2 고 조파와 제 3차 고조파 대역에서의 축비에 많은 영향을 준다는 것을 알 수가 있 다.

Collection



그림 2.10 L<sub>2</sub> 변화에 의한 안테나 구조 Fig. 2.10 Antenna structure by variation of L<sub>2</sub>.

그림 2.10은 송신대역의 반사손실 특성을 광대역화 시키기 위해서 고려한 구조이다. 그림 2.9(a)를 보면 송신대역의 반사손실은 VSWR 2:1 기준을 만족 하나 제작시의 여유도가 필요하다고 판단되어 제안하였다. 그림 2.11(a)는 L<sub>2</sub> 의 변화에 따른 반사손실 특성을 나타낸 것이다. L<sub>2</sub>의 값의 변화에 의해서 송 신대역이 저주파수로 천이되었다. 이것은 방사패치의 크기를 늘림으로써 전류 의 길이가 길어져 저주파수로 천이된 것으로 사료된다.





Fig. 2.11 Simulation results by variation of length  $L_2$ .

그림 2.11(b)의 축비 값은 θ= 180°, φ= 0° 지점에서 계산되었다. L<sub>2</sub>의 변화에 따라 송신대역과 제 2 고조파 대역의 축비 값의 변화는 미비하였지만, 제 3 고조파대역의 축비에는 개선된 것을 볼 수 있다. 즉, 방사패치의 크기가 늘어난 만큼 송신대역의 반사손실에 영향을 끼치고, 제 3차 고조파 대역에서의 축비에 많은 영향을 준다는 것을 알 수 있다. 그리하여 L<sub>2</sub>가 2 mm 일 때 송신 대역은 만족하였지만, 제 2 고조파 대역에서 3 dB 이하를 만족하지 못하였다.





그림 2.12 C<sub>2</sub> 변화에 의한 안테나 구조

Fig. 2.12 Antenna structure by variation of length  $C_2$ .

그림 2.12는 제 2 고조파 대역의 축비를 개선하고자 C<sub>2</sub>를 변화시켰다. 방사 패치와 그라운드는 전자유도결합에 의해서 영향이 크므로 그라운드를 C<sub>2</sub>와 같 이 변화를 주었다.







Fig. 2.13 Simulation results by variation of length  $C_2$ .

그림 2.13(a)는 C<sub>2</sub>의 변화에 따른 반사손실 특성을 나타낸 것이다. C<sub>2</sub>의 길 이는 √2가 곱해진 값이다. C<sub>2</sub>의 값을 0.7 mm에서 2.82 mm까지 변화시켰을 때 관심대역에서는 반사손실 대역폭을 모두 만족하였다. C<sub>2</sub>의 변화에 따른 주 파수 천이는 없었으며, 레벨의 변화만 있었다. 그림 2.13(b)는 C<sub>2</sub>의 변화에 따 른 축비특성을 나타낸 것이다. 축비 값은 θ= 180°, φ= 0° 지점에서 계산되었 다. C<sub>2</sub>의 변화에 따라서 제 2 고조파 대역 축비특성이 개선되었다.







Fig. 2.14 Simulation results by variation of length  $C_2$  at interested band.

하지만 그림 2.14(a)와 같이 송신대역의 2.4 GHz 대역의 축비가 3.1 dB가 모의실험에 의해 계산되었다. 그림 2.14(b)와 (c)에서는 제 2차 고조파와 제 3 차 고조파 대역의 축비를 자세하게 나타낸 것이며, 3 dB 이하의 축비를 만족 하였다. 그래서 송신대역의 2.4 GHz 대역의 축비특성을 개선하고자 그림 2.15 와 같이 제안하였다.





그림 2.15 C<sub>3</sub> 변화에 의한 안테나 구조 Fig. 2.15 Antenna structure by variation of length C<sub>3</sub>.

그림 2.15는 송신대역의 2.4 GHz 대역의 축비를 개선하고자 C<sub>3</sub>를 변화시 켰다. 방사패치와 그라운드는 전자유도결합에 의해서 영향이 크므로 그라운드 를 C<sub>3</sub>와 같이 변화를 주었다.





Fig. 2.16 Simulation results by variation of length  $C_3$ .

그림 2.16(a)는 C<sub>3</sub>의 변화에 따른 반사손실 특성을 나타낸 것이다. C<sub>3</sub>의 길 이도 C<sub>2</sub>와 같은 방법으로 계산되었다. C<sub>3</sub>의 값을 1.41 mm에서 2.82 mm까지 변화시켰을 때 관심대역에서는 반사손실 대역폭을 모두 만족하였다. C<sub>2</sub>의 변화 에 따른 주파수 천이는 거의 없었다. 그림 2.13(b)는 C<sub>3</sub>의 변화에 따른 축비특 성을 나타낸 것이다. 축비 값는 Θ= 180°, φ= 0° 지점에서 계산되었다. C<sub>3</sub>의 변화에 따라서 송신대역의 2.4 GHz 대역의 축비 값은 2.71 dB로 개선되었으 며, 제 2차 고조파와 제 3차 고조파 대역의 축비 값은 모두 3 dB 이하의 값을 만족하였다.

그림 2.17은 원형편파 안테나의 모의 실험된 송신 주파수 대역 및 수신 주 파수 대역 중심 주파수에서의 방사패턴 및 이득 특성을 나타낸다. 안테나의 방사패턴은 무지향성을 가지고, 최대 이득은 2.44 GHz 대역에서는 약 3.6 dB, 4.88 GHz와 7.32 GHz에서는 약 4.5 dB의 이득을 보이고 있다.

Collection





## 2.2 제작 및 결과 고찰

설계한 안테나의 신뢰성을 확인을 위해 안테나를 실제로 제작하여 측정하였 다. 제작된 안테나의 반사 손실 및 대역폭 측정은 Anritsu사의 Vector network Analyzer 37369D를 사용하였다. 안테나는 에폭시(FR4-epoxy) 기판 을 사용하여 패턴을 제작하였다. 그림 2.18는 제작된 안테나의 사진을 나타낸 다. 급전부에 50 [Ω]의 입력임피던스를 연결시켜서 회로망 분석기(network analyzer)로 측정하였다.



그림 2.18 제작한 안테나의 사진 Fig. 2.18 Photograph of a fabricated antenna.



그림 2.19 회로망 분석기 Fig. 2.19 Vector network analyzer





그림 2.20 모의실험과 측정된 반사손실 비교

Fig. 2.20 Comparison of the simulated and measured return loss.

그림 2.20은 제안된 안테나의 모의실험 된 반사손실과 측정된 반사손실을 비교하였다. 제작된 안테나의 반사손실은 계산된 값과 매우 일치하는 결과를 보였으며, NLJD 시스템에서 요구되어지는 대역폭도 잘 만족하는 것을 볼 수 있었다.



그림 2.21 한국해양대학교의 대형 전파암실 Fig. 2.21 Anechoic chamber at KMU.



안테나의 지향성 이득 및 방사패턴 측정은 그림 2.21에 나타낸 한국해양대 학교 내 전파암실에서 측정하였으며, 전파암실의 크기는 20 m × 8 m × 6 m 이다.



Fig. 2.22 Measured radiation pattern.

그림 2.22은 3중 공진 설계 목표 대역의 중심 주파수에서 측정한 방사패턴 을 나타내었다. 그림 2.17의 모의 실험된 방사패턴 결과와 유사한 패턴을 보이 고 있다. 하지만 그림 2.17(c)의 모의 실험 값과 그림 2.22(c)의 측정된 방사 패턴이 다소 차이가 나는 것은 측정에 있어서 고주파수 대역으로 갈수록 측정 케이블의 전송손실이 커지게 되어 신호의 감쇠가 커지게 되어 측정된 방사패턴

Collection

에 리플현상이 심하게 나타난다. 이는 측정 환경에 기인한 요인으로, 케이블의 주파수에 따른 전송손실의 증가에 의한 오차로 발생된 것으로 사료된다. 그리 고 관측된 최대 지향이득은 2.44 GHz에서는 3.2 dBi, 4.88 GHz에서는 4.13 dBi, 7.32 GHz에서는 4.22 dBi였다.



Fig. 2.23 Measured axial ratio characteristics.

그림 2.23은 설계목표 대역의 중심 주파수별 축비를 모의 실험된 결과 값과 측정된 축비 값을 비교하여 나타내었다. 그리고 측정된 축비는 θ= 180°, φ= 0° 지점의 축비 특성 값을 나타낸 것이다. 축비 값들은 방사패턴 측정을 통해  $E_{\theta}, E_{\phi}$ 를 얻어서 식 (2-1)에 의해서 계산되어졌다[10].

$$\begin{split} E_R &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_\theta + j E_{\varnothing}) \\ E_L &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_\theta + j E_{\varnothing}) \end{split}$$

$$AXR(Axial Ratio) = \frac{|E_R| + |E_L|}{|E_R| - |E_L|}$$

$$(2-1)$$



그림 2.23에 나타낸 측정한 값들은 위의 식 (2-1)에 의해 구하고 이를 20logAXR = value [dB]에 의해서 계산되어진 값을 표시한 것이다. 송신 주파수 대역의 축비 특성은 2.4 GHz~2.51 GHz까지 3 dB 이하의 값을 가졌다. 모의 실험 결과 값과 비교하였을 때 양호한 특성을 보였다. 그리고 제 2차 고조파의 축비 특성은 4.83 GHz~4.97 GHz까지 3 dB 이하의 값이 나타났다. 제 3차 고조파의 축비 특성으로는 7.31 GHz~7.35 GHz까지 3 dB 이하의 값이 나타 났다. 모의 실험된 결과 값과 측정된 축비 값이 다소 차이가 나지만, 3 dB이하 에서의 변화이므로 문제시되지 않는다. 그림 2.22(c)로부터도 알 수 있는 것처 럼, 고주파수 대역으로 갈수록 방사패턴의 측정치가 리플현상이 심하게 나타나는데, 이는 측정 케이블의 주파수에 따른 전송손실에 기여하며, 이 손실이 축비 에도 영향을 끼쳐서 다소의 오차를 발생시키는 것으로 사료된다. 이상의 결과 를 정리하여 보면 아래의 표 2.1과 같다.

표 2.1 안테나의 모의 실험과 측정 결과 값 비교

Table. 2.1 Comparison of the simulated and measured values of proposed antenna.

ス団人	71	반사손실 대역폭	축비 대역폭	이득
T47	低	(VSWR 2:1)	(3 dB 이하)	(dBi)
제 1차 공진	모의실험 값	2.06 ~ 2.85 GHz	2.38~2.66 GHz	3.6
주파수영역	측정값	2.02 ~ 2.88 GHz	2.4~2.51 GHz	3.2
제 2차 공진 주파수 영역	모의실험 값	4.31 ~ 5.16 GHz	4.78~4.95 GHz	4.5
	측정값	4.28 ~ 5.18 GHz	4.83~4.97 GHz	4.13
제 3차 공진 주파수영역	모의실험 값	7.18 ~ 7.45 GHz	7.26~7.45 GHz	4.5
	측정값	7.18 ~ 7.51 GHz	7.31~7.35 GHz	4.22

표 2.1과 같이 송신대역에서의 -10 dB 이하의 반사손실 대역폭은 약 250 MHz로 NLJD 시스템에서 요구하는 대역폭을 충분히 만족하였고, 축비 또한 2.4 GHz~2.51 GHz 까지 3 dB 이하의 값이 측정되었다. 그리고 제 2차 및 3



차 공진 주파수 영역에서의 반사손실 대역폭과 축비도 만족할 만한 결과를 얻 었으며, 모의 실험된 결과와 잘 일치하였다.

#### 2.3 Summary

본 논문에서는 초소형 비선형 은닉 소자를 탐지하기 위해 원편파 패치 안테 나를 제안하였다. 마이크로 스트립 안테나의 특징인 체배 주파수 현상을 이용 하여 다중 공진 안테나를 설계하고자 하였다. 그리고 전자파 유도 결합 급전방 식인 CPW 급전을 사용하여 다중 대역의 대역폭을 만족시키고자 하였다. 또한 원형편파를 구현하기 위해 방사소자의 양 끝 모서리를 잘라서 송신 주파수 대 역의 축비를 만족시켰다. 그리고 방사소자의 중앙에 45° 기울어진 슬롯을 삽입 하고 전류흐름을 제어하여 제 2차 고조파와 제 3차 고조파의 축비를 개선시켰 다. 또한 요구되는 모든 공진 대역에서 양호한 반사손실과 축비가 얻어졌으며, 모의실험 값과 측정 값이 잘 일치하였다.



# 제 3 장 휴대형 NLJD용 스파이럴 안테나 설계

#### 3.1 광대역 스파이럴 안테나 설계

본 논문에서는 상이접합금속과 반도체를 동시에 탐지할 수 있는 휴대형 NLJD용 스파이럴 안테나를 설계하였다.

비선형 소자 탐지기의 수신 주파수는 송신 주파수의 체배 주파수에서 나타 나는 특성에 맞추어 주기적 공진 특성을 가지는 마이크로스트립 패치 안테나를 설계에 고려하였다. 이것을 이용하여 안테나는 송신 주파수인 2.4 GHz~2.48 GHz와, 수신 주파수 대역인 4.84 GHz~4.92 GHz와 7.28 GHz~7.36 GHz을 동시에 만족하는 다중 공진 안테나 설계가 필요하다. 설계 안테나의 유전체 기 판은 비유전율 2.1+j0.001의 테프론(teflon)을 택하였고, 높이는 0.6 mm 이다. 안테나의 모의실험은 상용 툴인 HFSS를 사용하였다.



그림 3.1은 싱글 암 스파이럴 안테나의 구조를 나타낸다. 방사면의 싱글 암





스파이럴 선로의 폭은 1 mm를 가지고, 선로의 간격은 4.5 mm이다. 하지만 위 와 같은 구조에서는 축비특성이 좋지 않아 그라운드 면에 Archimedean 스파 이럴 슬릿을 도입하였다[11],[12].





그림 3.2(a)의 반사손실 특성을 보면 반사손실이 개선된 것을 볼 수 있다. 그리 고 그림 3.2(b)의 축비특성은 θ= 0°, φ= 0° 지점의 축비 값을 나타낸 것이다. 그라운드 면에 Archimedean 스파이럴 슬릿이 없으면 반사손실 특성이 나빠지 고 원형편파의 축비 특성을 얻을 수가 없다. 따라서 양호한 반사손실과 축비 특성을 구현하기 위하여 그라운드 면에 Archimedean 스파이럴 슬릿을 도입하 여 전류와 위상이 방사 면과 동일한 방향으로 흐르도록 설계를 하였다. 그라운 드 면에 Archimedean 스파이럴 슬릿을 도입함으로써 관심대역에서 축비 값이 5 dB 이하의 값이 계산되어졌다. 하지만 아직은 반사손실 특성이 VSWR 2:1 기준을 만족하지 못하고 있고, 원형편파도 방사되지 않는 것을 알 수 있다.



그림 3.3 싱글 암 스파이럴 안테나의 구조 Fig. 3.3 Structure of single-arm spiral antenna.

그림 3.3은 반사손실 특성을 개선하기 위해서 임의의 매칭 구조를 안테나의 중심에 삽입한 구조를 나타낸다. ①번 그림은 방사 면의 스파이럴 종단에 매칭 구조가 없을 경우를 나타낸 것이고 ②번 그림은 매칭 구조를 추가하였을 경우 이다. 방사 면을 보면 스파이럴 선로가 바깥쪽에서 급전이 이루어져서 안쪽으 로 전류가 흐르게 된다. 하지만 안테나의 중심부에서 전류가 전반사한다. 이를 해결하기 위해 스파이럴 선로 종단에 매칭 소자를 삽입하였다.





그림 3.4 매칭소자 변화에 의한 모의실험 결과 Fig. 3.4 Simulation result by change shape of matching element.

그림 3.4는 안테나 중심부에 매칭 소자의 유·무에 따른 반사손실 특성을 나타 낸다. 매칭 소자가 안테나의 중심부에 추가됨으로써 반사손실특성 레벨이 개선 된 것을 볼 수 있다. 하지만 관심대역에서 VSWR 2:1 기준을 여전히 만족하지 못하고 있다. 또한 다중 공진으로 인한 반사손실의 열화가 발생하는데, 이를 개





(b) Simulated axial ratio

그림 3.5 스파이럴 턴 수 변화에 따른 모의실험 결과.

Fig. 3.5 Simulation results by variation of spiral turns.

선하기 위해 방사 면 위의 스파이럴 선로의 턴 수를 조절하였다.

그림 3.5(a)는 방사 면 위의 스파이럴 턴 수 변화에 따른 반사손실 그래프 를 나타낸 그림이다. 스파이럴 안테나는 주파수에 따른 안테나의 길이 변화를 주회 각도로 표현할 수 있기 때문에 안테나의 물리적인 크기 변화를 회전 각도 의 변화로 대치할 수 있다. 안테나 중심부에 매칭 소자의 유·무에 따른 반사손 실 특성을 나타낸다. 매칭 소자가 안테나의 중심부에 추가함으로써 반사손실특 성 레벨이 개선된 것을 볼 수 있다. 하지만 관심대역에서 VSWR 2:1 기준을 만족하지 못하며, 다중 공진으로 인한 반사손실의 열화를 개선하기 위해 방사 면의 스파이럴 선로의 턴 수를 조절하였다. 그리고 일반적인 스파이럴 안테나 는 중앙에서 급전이 이루어져 가장자리로 전류가 흐르도록 임피던스 제어 설계 를 한다. 하지만 제안된 안테나는 금속 캡과 캐비티 벽 효과를 극대화하기 위 해 가장자리에서 급전이 이루어지며 안테나의 중심으로 전류가 흐르도록 임피 던스 제어 설계를 하여 그림 3.3처럼 방사 면에서 전류가 전반사되는 것을 매



칭 소자를 통하여 반사손실 특성을 개선하였다. 본 연구에서는 관심대역에서의 우수한 반사손실의 특성이 필요하므로 스파이럴 턴 수에 대한 파라미터 모의 실험을 통하여 그림 3.5로부터 1.25 턴(turn)으로 정하였다. 그림 3.5(b)는 스 파이럴 턴 수에 따른 축비 특성을 나타낸 것이다. 축비는 θ= 0°, φ= 0°에서 얻은 값을 나타내었다. 그림 3.5(b)로부터 알 수 있는 것처럼 스파이럴 턴 수가 1.25 턴일 때, 관심대역에서의 축비 특성이 우수한 것으로 나타났다.

표 3.1 스파이럴 턴 수에 의한 모의 실험 결과

		2.44 GHz	4.88 GHz	7.32 GHz
0.5 턴 (Simulated)	반사손실	-6.8 dB	-10.7 dB	-15.4 dB
	죽비	5.3 dB	1.75 dB	7.8 dB
	이득	4.54 dBi	6.57 dBi	6.6 dBi
1.25 턴 (Simulated)	반사손실	-32.7 dB	-12.9 dB	-14.4 dB
	죽비	0.96 dB	2.73 dB	1.13 dB
	이득	4.68 dBi	6.83 dBi	7.17 dBi
4 턴 (Simulated)	반사손실	-7.5 dB	-9.9 dB	-8.5 dB
	축비	6.6 dB	2.02 dB	5.1 dB
	이득	3.91 dBi	6.52 dBi	6.4 dBi

Table 3.1 Simulation result by variation of spiral turns.

1945

표 3.1은 방사 면 위의 스파이럴 턴 수에 의한 안테나의 특성을 비교한 것 으로 4 턴을 비교 데이터로 이용한 이유는 참고문헌 [3]과의 비교를 위하여 이 논문에서 고려하였다. 또한 방사 면의 스파이럴 턴 수가 4 턴 보다 1.25 턴 일 때 축비 특성이 좋은 이유는 안테나 방사 면 위의 스파이럴에 흐르는 전류 에 의한 편파와 그라운드 면 위의 스파이럴에 흐르는 전류로부터 방사되는 전 파의 편파는 서로 상반되는 편파를 가진다. 일반적으로 방사 면 위의 스파이럴 길이가 공진주파수에 영향을 주므로 이 길이의 조정으로 반사손실특성을 설계 하였다. 하지만 그라운드 면 위의 스파이럴에 강한 전류가 흐르도록 설계하면 방사 면 위의 스파이럴에 흐르는 전류의 세기는 강하게 나타나지만, 편파 특성 이 그라운드 면 위의 스파이럴과 상반되는 특성을 가진다. 따라서 방사 면 위



의 스파이럴의 턴 수를 최적 설계함으로써 표 3.1과 같이 1.25 턴일 때 양호한 축비와 이득을 얻을 수 있다. 2.44 GHz의 경우, 방사 면 위의 스파이럴의 턴 수가 0.5 턴이나 4 턴보다 1.25 턴일 때, 그라운드 면 위의 스파이럴에 흐르는 전류의 방향에 영향을 덜 주게 되어 축비와 이득이 개선된다. 이는 편파와 이 득이 방사 면의 스파이럴 보다 그라운드에 더 큰 영향을 받는 것으로 사료된 다. 하지만 방사 면 위의 스파이럴의 턴 수가 무조건 작다고 좋은 것은 아니다.

표 3.1에서 보는 바와 같이 스파이럴의 턴 수가 0.5 턴 일 경우, 축비특성 은 제 2 고조파에서는 3 dB이하로 양호하나 송신대역과 제 3 고조파의 축비 값이 5 dB 이상의 값이 얻어졌다. 모의실험에 의해 구해진 이득의 경우를 살 펴보면, 0.5 턴과 4 턴에서 계산된 관심대역에서의 이득을 1.25 턴의 경우와 비교해 보면, 1.25 턴의 이득이 가장 양호한 것을 알 수 있다. 이는 위에서 설 명한 것과 같이, 방사 면 위의 스파이럴 턴 수를 조절하여 편파의 축비와 이 득이 최대가 되도록 설계하였다. 그 결과, 1.25 턴의 경우, 방사 면의 최대 지 향이득이 송신대역에서는 4.68 dBi, 수신대역인 제 2 고조파와 제 3 고조파에 서는 각각 6.83 dBi, 7.17 dBi가 모의 실험에 의해 얻어졌다.







그림 3.6. 2.44 GHz에서의 스파이럴 턴 수 변화에 따른 모의 실험된 교차편파 식별도

Fig. 3.6 Simulated XPD by variation of spiral turns at 2.44 GHz.

그림 3.6은 방사 면의 스파이럴 턴 수 변화에 따른 2.44 GHz에서의 XPD 를 비교한 것이다. 방사 면의 스파이럴이 0.5-turn과 4-turn일 경우 RHCP와 LHCP의 XPD 값이 약 8 dB가 차이나는 것을 볼 수 있다. 이 문제를 해결하기 위해 방사 면의 스파이럴 길이를 조절하였을 때 1.25-turn 일 경우 XPD 값이 15 dB 이상 차이나는 것을 볼 수 있다. 즉, 방사 면의 스파이럴 턴 수가 1.25turn일 때, LHCP 성분이 줄어들어 최대의 RHCP 방사가 되어 양호한 축 비가 얻어지는 것을 확인할 수 있었다.

그림 3.7(c)의 구조는 비선형 소자를 탐지하기 위해선 고이득과 지향성을 필요하기 때문에 추가하였다[13],[14]. 캐비티 벽(cavity wall)은 에폭시기판을 사용하였으며, 두께는 0.2 mm이다. 복소비유전율은 4.4 + j0.02이다. 또한 캐 비티 벽과 금속 캡(metal cap)을 통칭하여 금속 캡으로 기술하기로 하겠다. 금 속 캡을 추가함으로써 후방으로 방사되는 전파를 방사 면으로 모아주므로 고 이득과 지향성을 필요로 하는 안테나에는 아주 용이하다고 사료된다.

Collection



Fig. 3.7 The structure of high gain antenna with directivity.

그림 3.8(a)는 금속 캡의 높이 변화에 따른 반사손실 특성이다. 금속 캡의 높이는 2.44 GHz의 λ<sub>g</sub>/4인 약 30 mm, 4.88 GHz의 λ<sub>g</sub>/4인 약 15 mm와 7.32 GHz의 λ<sub>g</sub>/4인 10 mm를 각각 1 mm씩 변화를 주어 모의 실험하였다. 금속 캡의 높이가 변화함에 따라 송신대역의 반사손실 특성 레벨의 변화가 있 었다.













(d) 금속 캡이 있을 때 모의 실험된 이득패턴
(d) Simulated gain pattern with metal cap
그림 3.8. 금속 캡 유·무에 의한 모의실험 결과

Fig. 3.8. Simulated result of antenna with and without metal cap.

그림 3.8(b)는 금속 캡의 높이 변화에 따른 축비 특성이다. 금속 캡의 높이 를 각 주파수의 λ<sub>g</sub>/4 높이를 1 mm 간격으로 파라미터 모의 실험을 하였음에 도 불구하고 송신대역의 축비 값이 3 dB 이상이었다. 하지만 제 2차 고조파와 제 3차 고조파의 축비는 금속 캡의 높이에 영향을 받는 것을 볼 수 있다.

그림3.8(c),(d)는 금속 캡이 없을 때와 있을 때 이득패턴을 나타낸 것이다. 금속 캡의 추가로 인하여 관심대역에서 이득이 약 2 dBi 이상씩 증가한 것을 볼 수 있다. 그리고 금속 캡을 추가함으로써 Z축 방향으로 지향성을 가진 것을 확인할 수 있다.

Collection



(a) 금속 캡이 없을 때(b) 금속 캡이 있을 때(a) Without metal cap(b) With metal cap



그림 3.9 2.44 GHz에서의 금속 캡에 의한 전류분포 비교

Fig. 3.9 Comparison of the surface current distribution with/without metal cap at 2.44 GHz.

그림 3.9는 안테나에 금속 캡이 있을 때와 없을 때의 각 관심대역의 중심 주파수에서 그라운드 면 위 의 스파이럴의 표면전류밀도를 나타내었다. 그림 3.9(a)와 (b)를 비교해 보았을 때 금속 캡의 추가로 인하여 그라운드 면 위의 스파이럴에 전류가 강하게 흐르는 것을 볼 수 있다. 위와 같은 현상은 안테나 의 금속 캡을 추가함으로써 나타났으며, 금속 캡에 의해 반사된 전류의 편파가 방사 면으로 방사되는 전파의 편파와 달라서 그림 3.8(b)와 같이 송신대역의





축비가 나빠졌다. 즉, 그라운드 방향으로 방사되는 편파가 금속 캡에 반사되어 그라운드 면에 영향을 주게 된다. 이 반사파는 그라운드 면 위의 전류흐름에 영향을 주어 송신대역의 축비 저하가 일어난 것으로 사료된다. 그래서 송신대 역의 축비를 개선하기 위하여 금속 캡이 있을 때와 없을 때 그라운드 면 위의 스파이럴의 표면전류밀도를 비교하여 그라운드 면 위의 스파이럴에 강한 전류 가 흘러 편파에 영향을 주는 부분을 제거하여 해결책을 찾고자 하였다. 그림 3.9(c)는 그라운드 면 위의 스파이럴에 강한 전류가 흘러 LHCP에 영향을 주는 그라운드 면 위의 도체를 제거한 상태에서의 표면전류밀도이다. RHCP 방사에 영향을 주던 그라운드 면 위의 도체를 제거함으로써 이득의 증가와 축비 개선 의 모의 실험된 결과를 얻을 수 있었다.



Fig. 3.10 Structure of optimized antenna.

그림 3.10은 금속 캡에 의해서 전류의 영향을 많이 받는 그라운드 면 위의 도체를 제거한 안테나이다. 그림 3.11(a)는 반사손실 특성을 나타내었다. 그라 운드 면 위의 도체를 부분적으로 제거하였음에도 불구하고 반사손실의 변화는 거의 나타나지 않았다. 그림 3.11(b)는 금속 캡에 의해 그라운드 면 위의 도 체에 강한 전류가 영향을 받는 부분을 제거하여 모의 실험한 축비 특성이다.





(b) Simulated axial ratio

그림 3.11. 그림 3.7의 구조와 그라운드 면 위의 도체를 부분적으로 제거한 그림 3.10 안테나 구조 사이의 모의 실험 결과와의 비교.

Fig. 3.11. Comparison of the simulated results between antenna structure of Fig. 3.7 and of Fig. 3.10 with partially deleted conductor on ground plane.



Collection

금속 캡에 의한 CP의 결합을 분석해 보면, 방사 면 방향으로는 RHCP가 방 사되고, 그라운드 방향으로는 LHCP가 방사되는 데, 금속 캡을 사용하면 그라 운드 면 방향으로 방사되는 LHCP가 금속 캡에 반사되어 오면서 전류의 세기 는 더 강해진 것처럼 보이지만 실제로는 LHCP를 가진 전류이므로 RHCP 방사 에 방해를 한다. 따라서 방사 면의 전류에 방해되는 그라운드 면 위의 도체에 흐르는 전류를 없애기 위해 모의 실험으로부터 전류분포를 확인하여 슬릿을 부 분적으로 제거함으로써 축비와 이득의 향상을 얻게 되었다. 그림 3.11(b)로부 터 알 수 있는 것처럼, 송신대역의 축비 값이 3 dB 이하로 향상되었으며 수신 대역인 4.88 GHz대역과 7.32 GHz 대역에서도 3 dB 이하의 양호한 축비 값을 얻을 수 있었다.



그림 3.12 그림 3.10의 모의 실험된 안테나의 이득 패턴 Fig. 3.12 The simulated antenna gain pattern of Fig. 3.10.

그림 3.12은 그림 3.10의 안테나 구조로부터 모의 실험하여 구한 이득패턴 을 나타낸 것이다. 제 2 고조파 대역의 이득패턴을 그림 3.8(d)의 그라운드 면 위의 도체를 제거하지 않은 이득패턴과 비교해 보면 방사패턴은 변하지 않았으



며, 부분적으로 슬릿을 제거한 그림 3.10의 이득은 제 2차 고조파와 제 3차 고 조파에서 1.5 dBi 이상 높아진 것을 알 수 있다. 앞에서도 언급한 바와 같이, 이는 그라운드 면 방향으로 방사되는 전파가 금속 캡에 반사되어 그라운드 면 에 방해 전류로 작용하여 이득이 낮아졌으나, 방해 전류가 흐르는 슬릿을 부분 적으로 제거함으로써 축비의 개선과 이득의 증가를 실현하게 되었다.





## 3.2 제작 및 결과 고찰

설계한 안테나의 신뢰성을 확인을 위해 안테나를 실제로 제작하여 측정하였 다. 제작된 안테나의 반사 손실 및 대역폭 측정은 Anritsu사의 Vector network Analyzer 37369D를 사용하였다. 안테나는 테프론 기판을 사용하여 패턴을 제작하였다. 그림 3.13는 제작된 안테나의 사진을 나타낸다. 급전부에 50 [Ω] 의 임력임피던스를 연결시켜서 회로망 분석기로 측정하였다.



그림 3.13 제작한 안테나의 사진 Fig. 3.13 Photograph of a fabricated antenna.



그림 3.14 모의실험과 측정된 반사손실 비교

Fig. 3.14 Comparison of the simulated and measured return loss.



그림 3.14는 제안된 안테나의 모의실험 된 반사손실과 측정된 반사손실을 비교하였다. 제작된 안테나의 반사손실은 계산된 값과 매우 일치하는 결과를 보였으며, NLJD 시스템에서 요구되어지는 대역폭도 잘 만족하는 것을 볼 수 있었다.

안테나의 지향성 이득 및 방사패턴 측정은 그림 2.21에 나타낸 한국해양대 학교 내 전파암실에서 측정하였으며, 전파암실의 크기는 20 m × 8 m × 6 m 이다.



그림 3.15 측정된 방사 패턴

Fig. 3.15 Measured radiation pattern.

그림 3.15은 관심대역의 중심 주파수에서 측정한 방사패턴을 나타내었다. 그림 3.12의 모의실험 방사패턴 결과와 유사한 패턴을 보이고 있다. 그리고 관 측된 최대 지향이득은 2.44 GHz에서는 6.84 dBi, 4.88 GHz에서는 8.96 dBi, 7.32 GHz에서는 10.85 dBi였다. 표 3.2는 이득을 비교한 것이다. 금속 캡의 유·무에 따라 관심대역에서의 이득이 약 2 dBi가 증가한 것을 볼 수 있다. 그



리고 최적 설계된 안테나의 이득은 제 2고조파에서 그라운드의 금속을 제거하 지 않은 안테나의 이득 보다 높은 것을 알 수 있다. 그리고 모의실험 된 이득 과 측정된 이득은 약간의 오차가 있는데 이것은 제작상의 오차인 것으로 사료 된다.

#### 표 3.2 모의실험과 측정된 이득 비교표

Table 3.2 Comparison of the simulated and measured gain.

		2.44 GHz	4.88 GHz	7.32 GHz
Without	모의 실험된 이득	4.68 dBi	6.83 dBi	7.17 dBi
Metal cap	측정된 이득	7.25 dBi	7.45 dBi	10.87 dBi
Optimized	모의 실험된 이득	7.19 dBi	9.14 dBi	11.26 dBi
ant.	측정된 이득	6.84 dBi	8.96 dBi	10.85 dBi



그림 3.16 동작대역에서의 측정된 축비

Fig. 3.16 Measured axial ratio of interested band.



그림 3.16은 관심대역의 중심 주파수별 축비를 모의실험 결과 값과 측정된 축비 값을 비교하여 나타내었다. 축비는 θ= 0°, φ= 0° 지점의 축비 특성 값을 나타낸 것이다. 축비 값들은 방사패턴 측정을 통해 *E*<sub>θ</sub>,*E*<sub>φ</sub>를 얻어서 식 (2-1) 에 의해서 계산되었다.

그림 3.16에 나타낸 측정한 값들은 위의 식 (2-1)에 의해 구하고 이를 20log*AXR = value* [*dB*]에 의해서 계산되어진 값을 표시한 것이다. 관심대역의 축비 값은 3 dB 이하의 값을 가졌다. 모의 실험된 결과 값과 비교하였을 때 양호한 특성을 보였다.



그림 3.17 관심대역에서의 측정된 교차편파 식별도 Fig. 3.17 Measured XPD of interested band.

그림 3.17은 관심대역에서 측정된 XPD이다. 위 측정된 값은 식 (2-1)에 의 해 구해진 E<sub>R</sub>, E<sub>L</sub> 값을 로그 스케일로 변환하여 얻었다. 관심대역에서 15dB

Collection

이상의 XPD 값을 얻었으며, 우수 원형편파(RHCP)가 양호하게 얻어지는 것을 볼 수 있다. 송신대역의 XPD 값은 약 21.2 dB, 제 2고조파 XPD 값은 약 21.4 dB, 제 3고조파의 XPD 값은 약 17.5 dB 값이 측정되었다. 그리고 측정 된 XPD 값을 식 (3-1), (3-2)을 통하여 유도된 식 (3-3)에 대입하였을 때 축 비 값이 도출되는데 이 값은 그림 3.18에서 나타낸 축비 값과 일치하는 것을 확인할 수 있었다.

$$Axial\,ratio[dB] = 20^* \log(AXR) \tag{3-1}$$

$$XPD[dB] = 20^* \log \frac{AXR + 1}{AXR - 1} \tag{3-2}$$

Axial ratio 
$$[dB] = 20 * \log \frac{10^{\frac{XPD}{20}} + 1}{10^{\frac{XPD}{20}} - 1}$$
 (3-3)



# 3.4 Summary

본 논문에서는 초소형 비선형 은닉 소자를 탐지하기 위해 금속을 가지는 스 파이럴 안테나를 제안하였다. 방사 면의 스파이럴 턴 수를 조절하여 관심대역 에서 양호한 반사손실 특성을 얻었다. 또한 고 이득, 지향성을 갖기 위해 안테 나에 금속 캡을 추가 하였으며, 금속 캡의 영향으로 이득이 증가하였다. 하지만 송신대역의 축비 특성이 좋지 않아서 금속 캡의 유·무에 따른 그라운드의 표면 전류밀도를 비교하여 송신대의 편과를 방해하는 전류가 강하게 흐르는 금속을 제거함으로써 송신대역의 축비를 개선하는 방법을 제시하였다. 또한 그라운드 의 금속을 제거함으로써 금속 캡 안에서 전파가 동일편파가 되어 방사 면으로 방사되게 하여 이득을 증가시키는 방법을 제시하였다. 또한 요구되는 공진 대 역에서 양호한 반사손실과 축비가 얻어졌으며, 모의실험 값과 측정 값이 잘 일 치하였다.





## 제 4 장 결 론

본 논문은 고정식과 휴대형 NLJD용 원형편파 안테나의 설계를 제안하였다. 1장에서는 비선형 소자의 특성과 탐지 대상에 따라 체배 주파수 특성을 전 류·전압 식을 이용하여 퓨리에 변환을 통해 나타나는 것을 보여주었다.

2장에서는 고정식 게이트에 적용하기 위한 다중공진 원형편파 안테나의 소 자를 설계법에 대해 나타내었다. 원형편파를 구현하기 위해 사각 패치 안테나 의 방사소자의 대각선의 모서리 양 끝을 잘라서 구현하였다. 그리고 양호한 축 비 특성을 얻기 위해 표면전류밀도를 통하여 방사소자에 중앙에 45° 기울어진 슬롯을 추가함으로써 방사소자에 흐르는 전류를 조절하여 관심대역에서 3 dB 이하의 특성을 얻었다. 또한 관심대역에서 넓은 대역폭을 얻기 위해 급전방법 을 CPW급전을 이용함으로써 송신대역의 대역폭을 넓게 가져갈 수 있었다.

3장에서는 비선형 소자 탑지기의 송신주파수와 수신주파수 대역을 모두 수 용하는 스파이럴 안테나를 설계하였다. 안테나는 80 mm의 직경을 가지고, 안 테나 기판은 테플론 기판을 사용하였다. 안테나의 광대역화와 원형편파 특성을 가지기 위해 스파이럴 선로 형태를 구현하였다. 방사면 위의 스파이럴 소자뿐 만 아니라 방사면 중심부에 위치한 매칭소자를 추가함으로써 반사손실 특성을 개선하였다. 또한 그라운드면 위에 스파이럴 슬릿을 삽입함으로써 축비를 개선 하였다. 그리고 관심대역에서 넓은 대역폭을 얻기 위해 방사면의 스파이럴의 턴 수를 1.25턴으로 조절하여 넓은 대역폭을 얻었다. 그리하여 송신주파수 2.4 GHz ~ 2.48 GHz와 수신수파수인 2<sup>nd</sup> 하모닉 주파수 4.84 ~ 4.92 GHz, 3<sup>rd</sup> 하모닉 주파수 7.28 GHz ~ 7.36 GHz의 대역을 수용하는 스파이럴 안테나를 설계하였다. 하지만 NLJD 시스템에서 요구되어지는 고 이득과 휴대형 탐지기 에 적합한 지향성 특성을 만족하기 위해 스파이럴 안테나의 후방부에 FR4-epoxy로 만든 캐비티 벽(cavity wall)과 금속 캡(metal cap)이 고려되었 다. 그 결과 고 이득과 지향성을 얻었지만, 금속 캡의 추가로 인하여 송신대역



의 축비 값이 7 dB 이상의 값이 얻어졌다. 이를 해결하기 위해 그라운드 면에 서 방사되는 전파가 금속 캡에 부딪혀 다시 반사되어 그라운드 면에 영향을 주 는 것으로 사료되어 그라운드의 표면전류밀도를 분석하였다. 금속 캡의 추가로 인하여 송신대역의 중심주파수인 2.44 GHz에서 그라운드 전체에 강한 전류가 흘러 방 사면으로 전파되는 원형편파에 영향주어서 축비가 저하되는 것으로 사 료되어 그라운드의 강한 전류가 흐르는 금속을 제거하여 전류와 편파를 조절하 여 송신대역의 축비 특성을 개선하였다. 그와 더불어 그라운드의 금속이 제거 되었음에도 불구하고 전파가 그라운드에 부딪혀 다시 반사되는 전파를 줄임으 로써 이득이 약 2 dBi 개선되었다.

최대 지향이득은 NLJD 시스템에서 요구로 하는 6 dBi를 잘 만족하였다. 관 심대역의 측정된 축비 값은 약 3dB 이내의 측정되었으며, 계산 결과와 잘 일 치하였다. 또한 관심대역의 반사손실 특성도 VSWR 2:1 기준을 잘 만족하였다. 그리고 교차편파 식별도를 통하여 우수원형편파가 양호하게 측정되어졌다. 관 심대역에서의 XPD 값을 통하여 축비 값으로 다시 계산하였을 때 일치하는 것 을 확인할 수 있었다.

따라서 2장과 3장의 결과를 토대로 국내 주파수 환경에 맞추어 ISM 대역을 송신으로 하는 고정식 게이트형 NLJD용 안테나 소자와 휴대형 NLJD용 안테 나를 설계하였으며, 실제 NLJD 시스템에서 유용하게 사용이 가능할 것이다.



# Reference

- [1] Hiltmar Schubert, Andrey Kuznetsov, Detection and Disposal of Improvised Explosives - NATO Security through Science Series, Springer, pp. 237-239, 2006.
- [2] Wincza. K, Gruszczynski. S, Borgosz. J, "Dual-band Capacitive Feed Antenna for Nonlinear Junction Detection Device", Microwave Techniques, COMITE 2008. 14th Conference on, 2008
- [3] 김태근, 민경식, "비선형 소자 탐지용 광대역 스파이럴 안테나의 설계", 한 국전자파학회 논문지, 22권 1호, pp. 81-88, 2011년 1월.
- [4] Bo Lojek, *History of Semiconductor Engineering*, IEEE Electromagnetic Waves Series 28, London, UK : Peter peregrinus, 1989.
- [5] D. M. Pozar, B. Kaufamn, "Increasing the band-width of a microstrip antenna by proximity coupling", IEEE Trans. Elect. Lett., Vol.23, no.8, pp. 369-369, April 1987.
- [6] 유주봉, 전준호, 안찬규, 김우찬, 양운근, "CPW 급전 방식을 이용한 UWB
   모노폴 안테나 설계 및 구현", 한국전자파학회 논문지, 21권 2호,
   pp.218-223, 2010년 2월.
- [7] 장준원, 최경, 황희영, "소형화된 반원형 슬롯 UWB 안테나의 설계", 한 국전자파학회논문지, 19권 3호, pp. 329-335, 2008년 3월.
- [8] 이광재, 우덕제, 이택경, 이재욱, "광대역 축비 특성의 원형편과 안테나",
   한국전자파학회 논문지, 21권 7호, pp. 842-849, 2010년 7월.
- [9] 이태훈, 김명석, 김영두, 이홍민, "원형편파를 갖는 원형 링 마이크로 스트 립 슬롯 안테나", 한국전자파학회 논문지, 14권 1호, pp. 75-80, 2003년 1월.
- [10] Kyeong-Sik Min, J. Hirokawa, K.sakurai, M.Ando and N. Goto,





"Single-layer Dipole Array for Linear to Circular Polarization conversion of Slotted Waveguide Array, "IEEE Proceedings Microwave, Antenna & propagation Pt. H, vol. 143, no.3, pp. 211-216, June 1996.

- [11] Julius A. Kaiser, "The archimedean two-wire spiral antenna", IRE Trans. Antennas Propagat., vol. 8, pp. 312-323, May 1960.
- [12] Schreider, L., X. Begaud, M. Soiron, and B. Perere, "Design of a broadband Archimedean spiral antenna above a thin modified Electromagnetic Band Gap substrate", Antennas and Propagation of First European Conference, November 2006.
- [13] Jui-Ching Cheng, "Theoretical Modeling of Cavity-Backed Patch Antennas Using a Hybrid Technique", IEEE Transaction on antennas and propagation, vol.43, no.9, pp. 1003-1013, September 1995.
- [14] Quan Li, Zhongxiang Shen, "An inverted microstrip fed cavity backed slot antenna for circular polarization", IEEE Antenna and wireless propagation letters, vol. 1, pp. 190-193, 2002.



# Publications & Conference

- [1] <u>김정원</u>, 민경식, 박찬진, 이광근, "NLJD용 원편파 패치 소자의 설계", 2011년도 전자파기술 하계학술대회 논문집, 12권, 1호, pp. 10, 2011년 7월.
- [2] 김태근, 민경식, <u>김정원</u>, 박찬진, 이광근, "주기적으로 상이 굵기를 가지는 NLJD용 스파이럴 안테나의 검토", 2011년도 전자파기술 하계학술대회 논 문집, 12권, 1호, pp. 12, 2011년 7월.
- [3] 박찬진, <u>김정원</u>, 이승재, 이승재, "LTE 대역 사다리형 패치 안테나의 설 계", 2011년도 전자파기술 하계학술대회 논문집, 12권, 1호, pp. 11, 2011년 7월.
- [4] <u>김정원</u>, 민경식, 박찬진, 이광근, "NLJD용 다중 공진 원편파 안테나의 축 비 개선 연구", 2011년도 추계마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 34권 2호, pp. 71, 2011년 9월.
- [5] 박찬진, 민경식, <u>김정원</u>, 이승재, "휴대단말기용 LTE 대역 패치 안테나의 기본 설계", 2011년도 추계마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 34 권, 2호, pp. 72, 2011년 9월.
- [6] Tae-geun Kim, Kyeong-sik Min, Kwang-Kun Lee, <u>Jeong-won Kim</u> and Chan-jin Park, "Circular Polarization Spiral Antenna Design for NLJD Application" 2011 International Symposium on Antenna and Propagation, Oct. 2011.
- [7] 김정원, 민경식, 박찬진, 이광근, 조준경, "NLJD 시스템용 고주파대역 스 파이럴 안테나의 기초설계", 2011년도 종합학술발표회 논문집, 제 21권, 1호, pp. 95, 2011년 11월.
- [8] 박찬진, 민경식, 김정원, "LTE Low Band용 팬 안테나의 대역폭 개선에 관한 연구", 2011년도 종합학술발표대회 논문집, 제 21권, 1호, pp. 96, 2011년 11월.
- [8] Chanjin Park, Jeong-won Kim, Taegeun Kim and Kyeong-sik Min,



"A Study on Fan Type PIFA for LTE Band Handy-phone Applications" APMC2011 (Asia Pacific Microwave Conference 2011), pp. 1702-1705, Dec. 2011.

- [9] <u>김정원</u>, 민경식, 박찬진, "비선형 소자 탐지 시스템용 원편파 다중 공진 안 테나의 설계", 한국전자파학회 논문지, 제 23권, 3호, pp. 292~299, 2012년 3월.
- [10] 박찬진, 민경식, <u>김정원</u>, 안성용, "700 MHz 대역 LTE 용 광대역 PIFA 설계", 한국전자파학회 논문지, 제 23권, 3호, pp. 328~334, 2012년 3 월.
- [11] <u>김정원</u>, 민경식, 박찬진, 김인환, "Metal Cap을 이용한 스파이럴 안테나 의 고이득 설계", 2012년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문 집, 제 35권, 1호, pp. 121, 2012년 5월.
- [12] 김인환, 민경식, <u>김정원</u>, 박찬진, "다중대역 고이득 원편파 어레이 안테나 의 설계", 2012년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 제 35권, 1호. pp. 122, 2012년 5월.
- [13] 박찬진, 민경식, <u>김정원</u>, 김인환, "4G LTE 단말기의 안테나 위치에 따른 격리도 제어 설계", 2012년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논 문집, 제 35권, 1호, pp. 123, 2012년 5월.
- [14] Kyeong-sik Min and Jeong-won Kim, "Circularly Polarized Triple Band Patch Antenna for Non-Linear Junction Detector "2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, July. 2012.
- [15] 정재환, 민경식, <u>김정원</u>, "NLJD용 스파이럴 안테나의 축비 개선을 위한 그라운드 슬릿 설계", 2012년도 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 16, 2012년 7월.
- [16] 박찬진, 민경식, <u>김정원</u>, "LTE-PIFA단말기의 격리도 개선을 위한 Sub
   안테나의 최적위치 설계", 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 15, 2012년 7월.
- [17] 김정원, 민경식, 박찬진, 김인환, "그라운드 면위의 비대칭 슬릿을 이용한



스파이럴 안테나의 축비개선", 2012년도 추계 마이크로파 및 전파학술대 회 논문집, pp. 56, 2012년 10월.

- [18] 박찬진, 민경식, <u>김정원</u>, 김인환, 정재환, 김성민, "그라운드 면 위의 스터 브를 이용한 LTE 단말기의 격리도 개선 설계", 2012년도 추계 마이크로 파 및 전파학술대회 논문집, pp. 55, 2012년 10월.
- [19] Jeong-won Kim, Kyeong-sik Min, In-hwan Kim and Chan-jin Park,
   "Triple Band Spiral Antenna for Non-Linear Junction Detector"
   2012 International Symposium on Antenna and Propagation, pp. 802-805, Nov. 2012.
- [20] Chan-jin Park, Dea-Hwan Park, Kyeong-sik Min, Jeong-won Kim and In-hwan Kim, "Measurement Characteristics of LTE-MIMO Antenna for 4G Mobile Handy Terminal" 2012 International Symposium on Antenna and Propagation, pp. 523-526, Nov. 2012.
- [21] 김인환, 민경식, <u>김정원</u>, 박찬진, "Design for circular polarization multiband antenna element", 2012년도 한국전자파학회 종합학술발표회 논 문집, 제 22권, 1호, pp. 65, 2012년 11월.
- [22] Jae-hwan Jeong, Kyeong-sik Min, Jeong-won Kim, Chan-jin Park and In-hwan Kim, "Design for Optimal Axial Ratio of Spiral Antenna for NLJD System", 2012 APMC(Asia Pacific Microwave Conference), pp. 797-799, Dec. 2012.
- [23] Chan-jin Park, Kyeong-sik Min, Jeong-won Kim and In-hwan Kim, "Fundamental Approach of Isolation Loss Control between Two Patch Antennas for LTE-MIMO Mobile Handy Terminal", 2012 APMC(Asia Pacific Microwave Conference), pp. 1169-1171, Dec. 2012.



# Acknowledgement

대학원 연구실에서 2년 동안 연구를 하면서 부족한 저를 오늘의 제가 있도록 큰 관심과 세심한 배려로 각별한 사제지간의 정을 일깨워주신 민 경식 교수님께 머리 숙여 감사드립니다. 그리고 본 논문을 심사하시면서 세심한 부분까지 알려 주시고 미처 깨닫지 못한 부분을 일깨워주신 윤 중한 교수님과 최 동한 박사님 께 감사드립니다. 또한 학부와 대학원 6년 동안 많은 가르침을 주신 김 동일 교 수님, 조 형래 교수님, 정 지원 교수님, 김 기만 교수님, 강 인호 교수님, 윤 영 교 수님께 감사드립니다.

무엇보다 오늘의 제가 있을 수 있게 해주시고, 든든한 후원자가 되어주신 아버 지, 어머니와 동생에게 깊은 감사를 드립니다. 공부보다 사람다운 됨됨이를 우선 으로 생각하고 항상 바르게 살아갈 수 있도록 가르침을 주신 건 모두 나의 가족들 의 덕분입니다. 말로는 모두 전할 수 없는 고마운 마음들을 평생 동안 조금씩 갚 아갈 것을 약속드립니다.

이 논문이 나오기까지 동고동락 하면서 아름다운 추억을 함께한 태근이, 찬진이, 인환이, 재환이, 성민이에게 고맙게 생각하고 연구실 長으로써 많이 챙겨주지 못 한 미안함을 전합니다. 남은 대학원 기간 동안 열심히 해서 원하는 목표를 꼭 이 루라는 말을 전하고 싶습니다. 그리고 졸업하고 나서도 늘 많이 도와준 민성이형, 승목이형, 지철이형, 대환이형, 동현이형에게도 고마운 마음을 전합니다.

저는 이제 학교라는 작은 울타리 안에서 험난한 큰 사회로 나아가려 합니다. 더 욱 더 멋진 모습과 밝은 모습으로 열심히 살아갈 것이며, 항상 최선을 다하는 사 람이 될 것을 약속드립니다.

6년간 학교라는 작은 사회에서 저에게 많은 가르침과 도움을 주신 모든 분들과 저를 아는 모든 분들에게 다시 한 번 깊은 감사를 드립니다.

김 정원 올림



Collection