



저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#) 

工學碩士 學位論文

비선형 접합탐지기용 다중대역 원형편파
패치안테나의 설계에 관한 연구

A Study on Design of Multi-band Circular
Polarization
Patch Antenna for Non-Linear Junction Detector

指導教授 閔 庚 植



2014年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 仁 煥

本 論文을 金仁煥의 工學碩士
學位論文으로 認准함.

委 員 長 : 金 東 一 (印)

委 員 : 閔 庚 植 (印)

委 員 : 朴 東 國 (印)



韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 仁 煥

목 차

Abstract	iv
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경 및 필요성	1
1.2 연구 내용	4
제 2 장 비선형 소자의 특성 해석	5
제 3 장 NLJD용 원형편파 방사 소자의 설계	9
3.1 다중대역 원형편파 방사소자의 설계	9
3.2 제작 및 평가	25
제 4 장 안테나 배열 설계	30
4.1 방사소자의 배열 설계	30
4.2 제작 및 평가	37
제 5 장 결 론	43
Reference	45
Publication & Conference	47
Acknowledgement	49

List of Figures

Fig. 1.1 Illegal hidden electronic device	1
Fig. 1.2 Characteristic of detector antenna polarization	3
Fig. 2.1 Current-voltage characteristics graph of semi-conductor and false junction material	5
Fig. 2.2 Characteristics of input/output by composed materials	8
Fig. 3.1 Structure of wide band single radiator	9
Fig. 3.2 Return loss & axial ratio of proposed single radiator	10
Fig. 3.3 The single radiator with 45° inclined slot	11
Fig. 3.4 Simulated results by variation of 45° inclined slot length L_s	12
Fig. 3.5 The structure of single radiator with truncated ground	13
Fig. 3.6 Simulation result by variation of truncated corner L_T	14
Fig. 3.7 The structure of radiator by variation of groove length L_g	15
Fig. 3.8 The simulated result by variation of groove length L_g	16
Fig. 3.9 Antenna structure by variation of W_{gap}	17
Fig. 3.10 The electric current distributions with respect the structure at transmitting band	18
Fig. 3.11 The simulated result by variation of CPW's width W_{gap}	20
Fig. 3.12 The structure of single radiator with modified slots	21
Fig. 3.13 The simulated result by variation of modified slot length L_{S1}	22
Fig. 3.14 The simulated result by variation of change slot edge	23
Fig. 3.15 Simulated radiation patterns of design single radiator	24
Fig. 3.16 Photograph of a fabricated single radiator	25
Fig. 3.17 Comparison of the simulated and measured return loss	25
Fig. 3.18 Comparison of the simulated and measured gain pattern	27

Fig. 3.19 Comparison of the simulated and measured axial ratio	28
Fig. 4.1 Structure of linear array antennas	30
Fig. 4.2 The various slot shape on common ground plane	31
Fig. 4.3 Comparison between simulated results of single radiator and array antennas with slot of four type on common ground plane	32
Fig. 4.4 Simulated results as function of variation of W_{gap4} and W_{gap5}	34
Fig. 4.5 Simulated results as function of variation of D_S	36
Fig. 4.6 Photograph of the fabricated array antennas	37
Fig. 4.7 Comparison of the simulated results and measured ones for single radiator and array antennas	38
Fig. 4.8 Comparison of the simulated gain pattern and measured ones for single radiator and array antennas	40
Fig. 4.9 Comparison of the measured XPD of single radiator and array antennas	41
Fig. 4.10 Comparison of the simulated and the measured gain from 2 to 8 GHz	42

A Study on Design of Multi-band Circular Polarization Patch Antenna for NLJD

Kim, In Hwan

Department of Radio Communication Engineering

Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

Abstract

Technological developments in the super minimal electronic device industry have led to miniaturization of expensive devices such as semi-conductors and memory chips. These devices are illegally used as hidden devices containing industrial information including top secret data. The methods used to hide these illegal devices are often skillful and ingenious, so that detection is becoming increasingly difficult. In order to detect the hidden device easily, the development of a wireless non-linear junction detector (NLJD) is needed. In this thesis, a hidden device detection method was proposed and a multiband circular polarization patch array antenna was designed for non-linear junction detector (NLJD) system application. In Chapter 2, the characteristic of non-linear device was presented. In Chapter 3 and In Chapter 4, a single radiator and array antennas were presented. To realize a good axial ratio of the circular polarization patch antenna, the inclined slots, two rectangular grooves, and the truncated ground are newly considered for the conventional antenna. A good axial ratio with 1.5 dB lower than that of the conventional one was obtained by having asymmetric gap distance between ground planes of the CPW feeding structure. The common ground plane of the linear array has the optimum trapezoidal slot array to reduce the mutual coupling without increasing the distance between the radiators. The higher gain of about 1 dBi was realized by using the novel common ground structure. The measured return loss, gain, and axial ratio of the proposed single radiator as well as the proposed array antennas showed a good agreement with the simulated results. The conclusion of this thesis was summarized in chapter 5.

KEY WORDS: circular polarization, multiband antenna, patch array antenna, trapezoidal slot array, non-linear junction detector.



제 1 장 서 론

1.1 연구 배경 및 필요성

최근 산업의 발전에 따라 반도체와 USB와 같은 메모리칩은 크기는 작아지고 성능은 향상되고 있다. 이를 악용해 소형화된 반도체와 메모리칩을 이용한 군사 및 주요 핵심 산업 기술의 유출이 빈번히 발생하고 있어 사회적으로 큰 이슈가 되고 있다. 문명시대에 살고 있는 요즘 반도체와 메모리칩은 우리 생활에 없어서는 안 될 중요한 필수품 중의 하나이며 누구든지 손쉽게 구할 수 있고, 마음먹기에 따라 악용 될 수 있다. 대표적으로 은닉 소자가 불법적으로 이용되는 분야를 그림 1.1에 나타내었다.

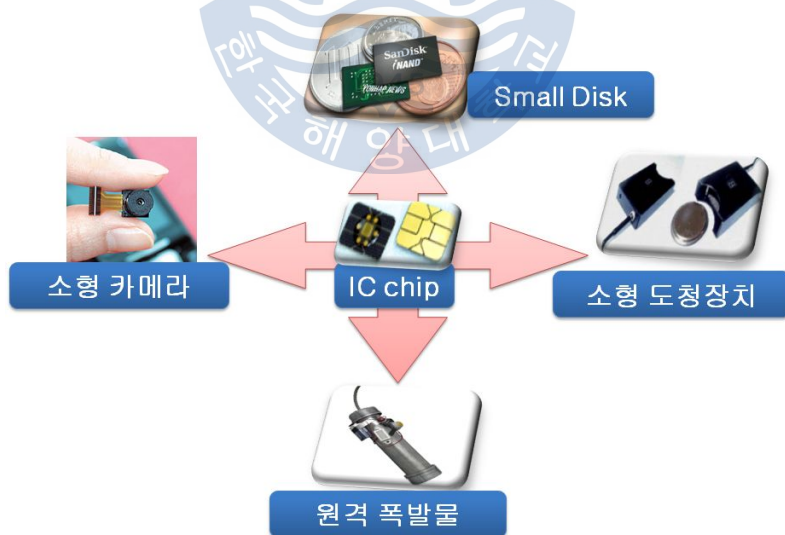


그림 1.1 불법 은닉 전자 디바이스

Fig. 1.1 Illegal hidden electronic device.

불법 은닉 장치들은 도청, 도촬, 폭탄 테러 등 개인 인권으로부터 안보까지 관련되는 중대한 문제점들을 가지고 있다. 그럼에도 불구하고 은닉 장치들의 크기가 너무 작고, 은닉 수단 역시 점점 교묘해짐에 따라 탐지하기 어려운 실정이다. 따라서 이를 예방하기 위해 작은 은닉 소자를 탐지할 수 있는 탐지기의 필요성이 대두되고 있고, 이는 국외뿐만 아니라 국내에서도 관심을 가지고 꾸준히 연구되어 왔다[1],[2]. 이러한 소형 은닉 디바이스들은 일반 금속 탐지기로는 탐지가 어렵고, 비선형 소자 탐지기(Non-Linear Junction Detector: NLJD)를 이용해야 한다[2][3]. 비선형 소자 탐지기는 작은 은닉 디바이스도 탐지할 수 있도록 높은 이득 그리고 인식률 향상을 위해 원형편파를 갖는 안테나가 요구된다. 또 비선형 소자 탐지기는 체배 주파수 특성을 이용하여 탐지하므로 체배 주파수까지 포함하는 광대역이 요구된다. 국외에서는 이러한 비선형 소자 탐지기의 연구가 활발히 이루어지고 있는데 이를 표 1.1에 나타내었다.

표 1.1 이미 상용화 되어있는 비선형 소자 탐지기

Table 1.1 Commercialized Non-Linear Junction Detector.

Category			
Gain	6 dBi	6 dBi ~ 8 dBi	6 dBi 이상
Polarization	Circular Polarization	Circular Polarization	Circular Polarization
Frequency Bandwidth	848 MHz 1,696 MHz 2,544 MHz	880 ~ 1,005 MHz 1,760 ~ 2,010 MHz 2,640 ~ 3,015 MHz	2.4 ~ 2.48 GHz 4.84 ~ 4.92 GHz 7.28 ~ 7.36 GHz
Manufacturer	SELCOM Security (USA)	ORION (USA)	Korea

표 1.1에 나타난 국외에서 개발된 비선형 소자 탐지기는 앞에서 설명한 것처럼 이득은 6 dBi 이상의 고 이득, 원형편파를 가지며 송·수신 3 대역을 포함하는 광대역 안테나이다. 국외에서 개발된 탐지기는 송신대역으로 900 MHz 대역을 사

용하는데 이는 국외의 ISM Band가 900 MHz이므로 이에 맞춰진 것이다. 900 MHz의 송신대역을 가지는 비선형 소자 탐지기는 국내의 ISM Band가 다르기 때문에 국내에서 사용하기 어렵다. 따라서 국내의 ISM Band에 맞춰진 2.44 GHz 대역을 송신대역으로 하여 2.44 GHz의 체배 주파수인 4.88 GHz, 7.32 GHz를 모두 포함하는 광대역 안테나의 개발이 필요하다. 또 인식률을 높이기 위해 원형편파 안테나를 사용하는데 그 이유는 직선편파를 사용할 경우 은닉 소자가 놓인 위치에 따라 인식률이 달라지기 때문이다. 이를 그림 1.2에 나타내었다.

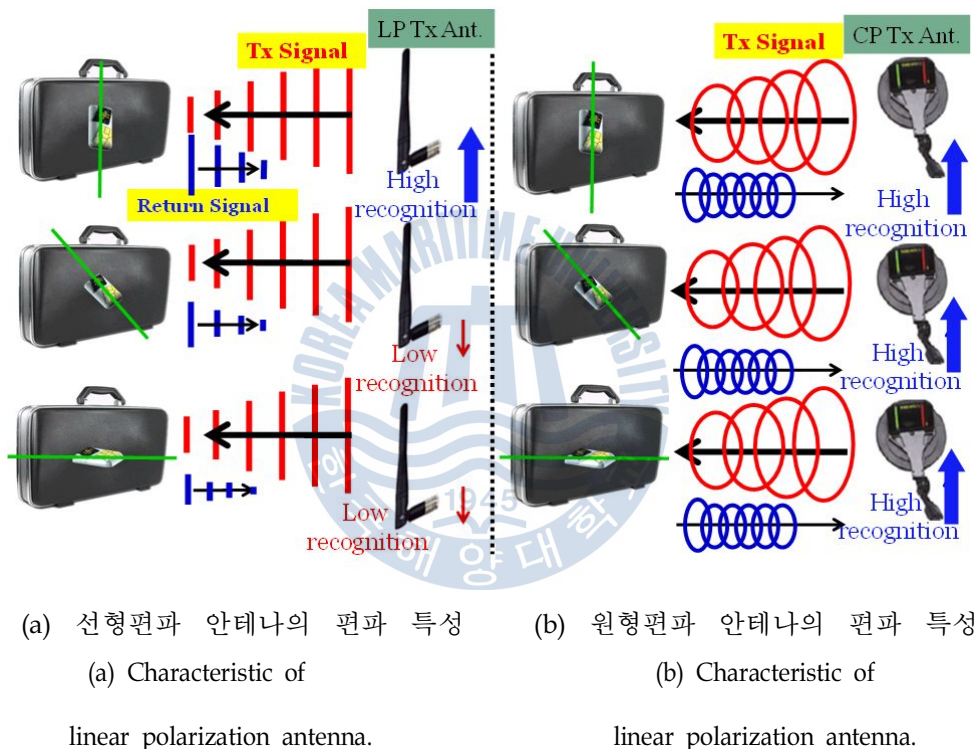


그림 1.2 탐지기 안테나의 편파에 따른 특성

Fig. 1.2 Characteristic of detector antenna polarization.

그림 1.2에서 나타낸 것처럼 탐지 안테나가 직선편파 특성을 가지면 은닉소자가 놓인 위치가 안테나의 편파면과 맞지 않다면 수신되어 돌아오는 신호의 크기는 매우 작을 것이다. 하지만 탐지기가 원형편파의 특성을 가진다면 은닉소자가 놓인 위치에 관계없이 높은 인식률을 얻을 수 있다. 따라서 비선형 소자 탐지기는 원형편파의 특성이 필수적으로 요구된다.

1.2 연구 내용

본 논문은 초소형 은닉소자를 탐지할 수 있는 비선형 소자 탐지기용 안테나의 설계를 제안하였다. 비선형 소자 탐지기용 안테나는 원형편파의 특성을 가지며 광대역을 요구한다. 본 논문에서는 국내의 ISM Band에 맞춰 송신 주파수 대역을 2.4 GHz~2.48 GHz으로 설정하였고, 체배 주파수인 수신 주파수 대역으로는 2차 고조파 대역을 4.84 GHz~4.92 GHz, 3차 고조파 대역을 7.28 GHz~7.36 GHz으로 설정하였다. 3 개의 송·수신 대역을 모두 동작하는 안테나를 설계하였고, 인식률을 높이기 위해 원형편파를 가지는 안테나를 설계하였으며 이득을 높이기 위해 설계된 방사소자를 배열 설계 하였다.

제 1 장에서는 연구배경 및 설계 목표에 대해 기술하였다. 연구 배경에서는 은닉소자를 탐지해야하는 이유를 사회적으로 이슈화 되고 있는 사례를 들어 설명하였고, 설계 목표에서는 비선형 소자 탐지기가 요구하는 사양에 대해서 기술하였다. 제 2 장에서는 비선형 소자의 특성과 은닉소자 탐지 원리를 전압-전류 방정식을 이용하여 해석하였다. 제 3 장에서는 비선형 소자 탐지기가 요구하는 원형편파 특성을 가지며 광대역에서 동작하는 방사소자의 설계 및 측정값을 나타내었다. 제 4 장에서는 방사소자의 이득을 향상시키기 위해 방사소자를 배열하여 측정을 통해 설계의 타당성을 보였으며 제 5 장에서는 결론을 기술하였다.

제 2 장 비선형 소자의 특성 해석

비선형 소자 탐지기는 반도체와 상이접합 반도체(False junction material)를 탐지해 낼 수 있다. 우리가 일반적으로 사용하는 USB나 메모리 소자는 반도체만으로 구성된 것이 아닌 반도체와 다른 물질이 결합되어 있는 구조이다. 이렇게 반도체와 다른 물질이 접합되어 있는 반도체를 상이접합 반도체라고 한다. 비선형 소자 탐지기는 순수 반도체와 상이접합 반도체의 물질적 차이에서 오는 차이점을 이용하여 순수 반도체와 상이접합 반도체를 구별, 탐지해낸다. 이 두 물체를 구별, 탐지할 수 있는 원리는 전압-전류의 비선형성에서 비롯된다. 일반적으로 반도체는 Si나 GaAs기판을 사용한다. 순수 반도체와 상이접합 반도체가 가지는 전압-전류 특성 그래프를 그림 2.1에 나타내었다.

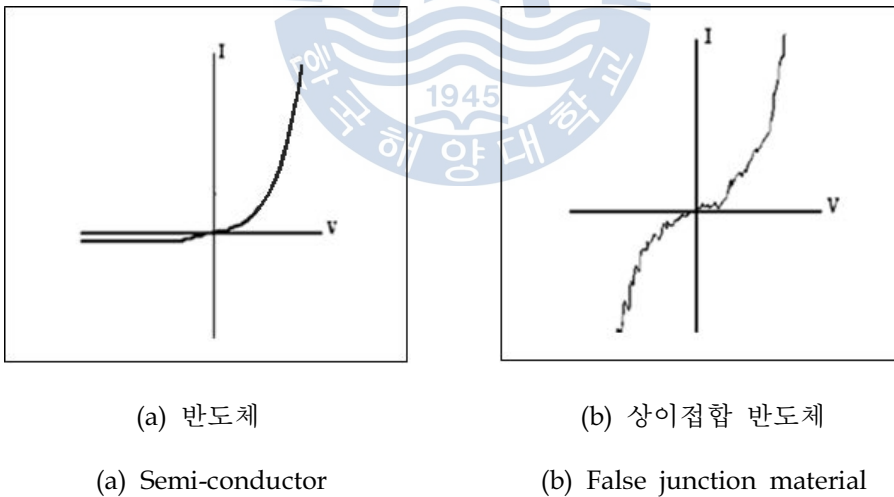


그림 2.1 반도체와 상이접합 반도체의 전압-전류 특성 그래프

Fig. 2.1 Voltage-Current characteristics graph of semi-conductor and false junction material.

그림 2.1에 나타난 순수반도체와 상이접합 반도체의 전압-전류 특성 그래프는 차이를 보인다. 순수 반도체의 전압-전류 특성 그래프는 지수함수의 형태를 보이는 반면 상이접합 반도체의 전압-전류 특성 그래프는 기함수의 형태를 보인다. 반도체의 전압-전류 특성 방정식은 식 (2-1)로 나타낼 수 있다[4].

$$I(V) = I_s \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right) \quad (2-1)$$

여기서, I 는 전류, I_s 는 누설전류, q 는 전하량, V 는 전압, k 는 Boltzman 상수, T 는 온도를 나타낸다. 또 상이접합 반도체의 전압-전류 특성은 배리스터 소자와 같은 특성을 보이고, 이것은 순방향, 역방향 바이어스를 인가한 두 개의 제너 다이오드로 해석할 수 있다.

일반적으로 함수의 두 변수간의 관계가 비선형 특성을 가질 때, 테일러급수를 이용해 다항식으로 전개할 수 있는데 테일러급수를 식 (2-2)에 나타내었다.

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x-a)^n \quad (2-2)$$

여기서 $f^{(n)}$ 은 미분차수, x 는 변수를 나타낸다. 일반적으로 입력신호는 직류성분과 교류성분을 모두 가지기 때문에 식 (2-2)의 a 에 V_0 를 대입하고, 식 (2-1)의 V 에 $V_0 + v(t)$ 를 대입하여 식 (2-1)을 테일러급수 전개하면 식 (2-3)으로 쓸 수 있다.

$$I(V) = I(V_0) + v \frac{q}{kT} I_s e^{\frac{qV_0}{kT}} + \frac{1}{2} v^2 \left(\frac{q}{kT} \right)^2 I_s e^{\frac{qV_0}{kT}} + \frac{1}{6} v^3 \left(\frac{q}{kT} \right)^3 I_s e^{\frac{qV_0}{kT}} + \dots \quad (2-3)$$

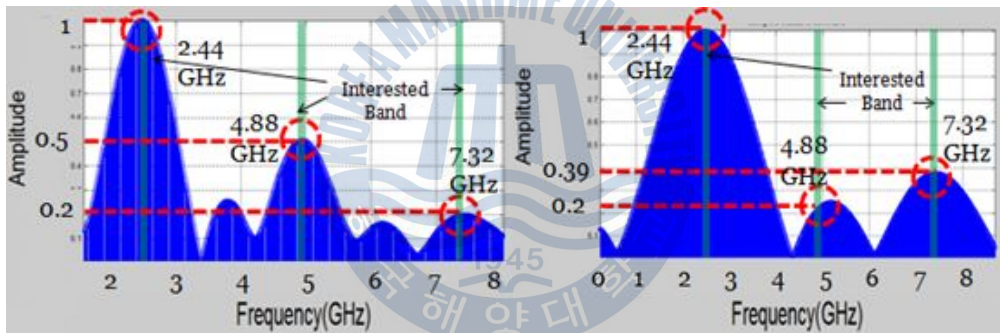
여기서 교류성분은 크기와 위상을 가지므로 $v = v_0 \cos(2\pi ft)$ 이고, 식 (2-3)의 3차항과 4차항을 코사인 법칙으로 전개하면 식 (2-4)와 식 (2-5)와 같다.

$$\frac{1}{2}v^2\left(\frac{q}{kT}\right)^2I_se^{\frac{qV_0}{kT}} = \frac{1}{4}v_0^2\left(\frac{q}{kT}\right)^2I_se^{\frac{qV_0}{kT}} + \frac{1}{4}v_0^2\cos(4\pi ft)\left(\frac{q}{kT}\right)^2I_se^{\frac{qV_0}{kT}} \quad (2-4)$$

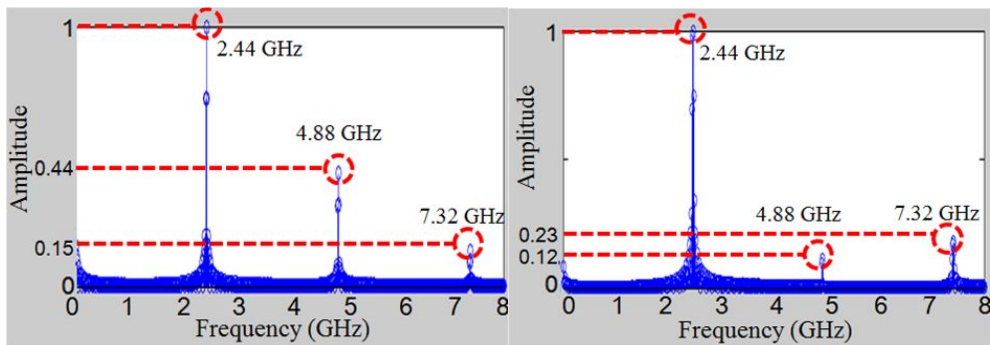
$$\frac{1}{6}v^3\left(\frac{q}{kT}\right)^3I_se^{\frac{qV_0}{kT}} = \frac{1}{8}v_0^3\cos^2(2\pi ft)\left(\frac{q}{kT}\right)^3I_se^{\frac{qV_0}{kT}} + \frac{1}{24}v_0^3\cos(6\pi ft)\left(\frac{q}{kT}\right)^3I_se^{\frac{qV_0}{kT}} \quad (2-5)$$

따라서 비선형 특성을 갖는 함수는 하모닉 성분이 발생하게 되는데, 반도체와 상이접합 반도체의 전압-전류 방정식에서 하모닉 성분을 알아보기 위해 푸리에 변환을 이용해 주파수 영역에서의 진폭 값을 확인해보면 그림 2.2와 같다[5].

(1) 샘플링 수: 100개



(2) 샘플링 수: 1000개



(a) 반도체

(b) 상이접합 반도체

(a) Semi-conductor

(b) False junction material

그림 2.2 소자에 따른 입·출력 특성

Fig. 2.2 Characteristics of input/output by composed materials.

그림 2.2는 은닉 소자에 따른 입·출력 특성을 나타내었다. 그리고 푸리에 변환 함에 있어서 샘플링 수에 따라 구분하여 나타내었다. 2.2(a)에서 보는 것처럼 NLJD가 순수 반도체를 탐지할 경우 송신 주파수의 체배 주파수에서 진폭이 발생한다. 하지만 샘플링 수가 10 개로 충분하지 못할 때의 그래프를 관찰해보면, 체배 주파수가 아닌 다른 주파수에서 진폭이 나타나는 것을 알 수 있다. 그리고 샘플링 수가 100 개로 많아짐에 따라 송신주파수의 체배 주파수 성분만 진폭 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 따라서 충분한 샘플링 수를 고려하여 푸리에 변환할 필요가 있다. 그림 2.2(a)에서 볼 수 있듯이 반도체를 탐지할 경우, 송신 주파수를 2.44 GHz라고 하면 2nd 하모닉 성분의 진폭 값이 3rd 하모닉 성분의 진폭 값보다 큰 것을 볼 수 있다. 반대로 그림 2.2(b)에서 보는 것처럼 상이접합 반도체를 탐지할 경우 3rd 하모닉 성분의 진폭 값이 2nd 하모닉 성분의 진폭 값보다 큰 것을 볼 수 있다. 따라서 비선형 소자 탐지기를 이용해 은닉 소자를 탐지할 때, 2nd 하모닉 성분의 진폭 값과 3rd 하모닉 성분의 진폭 값을 비교를 통해 순수 반도체와 상이접합 반도체를 구별, 탐지할 수 있다.

제 3 장 NLJD용 원형편파 방사 소자의 설계

3.1 다중대역 원형편파 방사소자의 설계

고정식 NLJD에 적용할 원형편파 패치 안테나를 고려하였다[6]. 비선형 소자 탐지기의 요구 조건에 맞게 송·수신 대역을 모두 포함하는 광대역에서 동작하도록 설계하였으며 편파특성은 원형편파를 갖도록 설계하였다. 광대역에서 방사소자가 동작하도록 하기 위해 급전부를 CPW(Co-Planar Waveguide) 급전을 고려하였다[7][8]. 방사소자의 유전체 기판은 복소 비유전율(ϵ_r) $4.4+j0.04$ 의 에폭시(FR4-epoxy)를 채택하였고, 크기는 84×81 mm, 높이 H는 1.6 mm였다. 안테나의 모의 실험은 상용 툴인 Ansys사의 HFSS를 사용하였다.

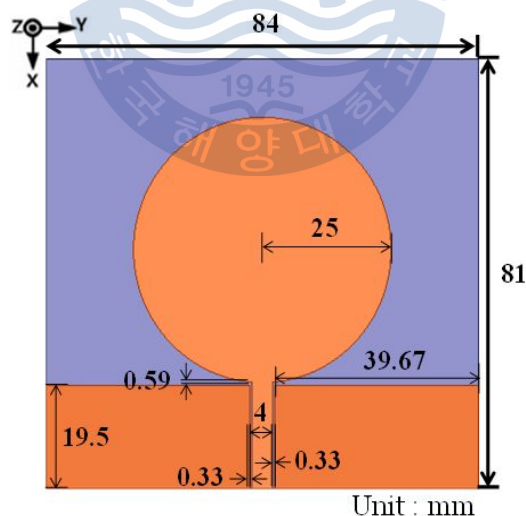
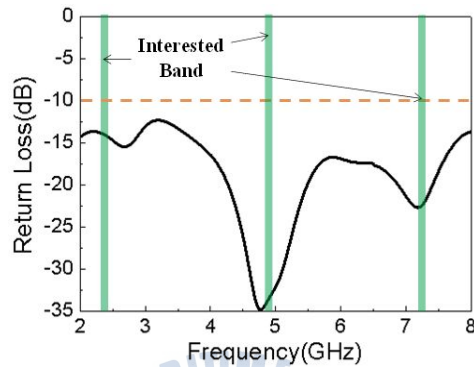


그림 3.1 광대역 방사소자 구조

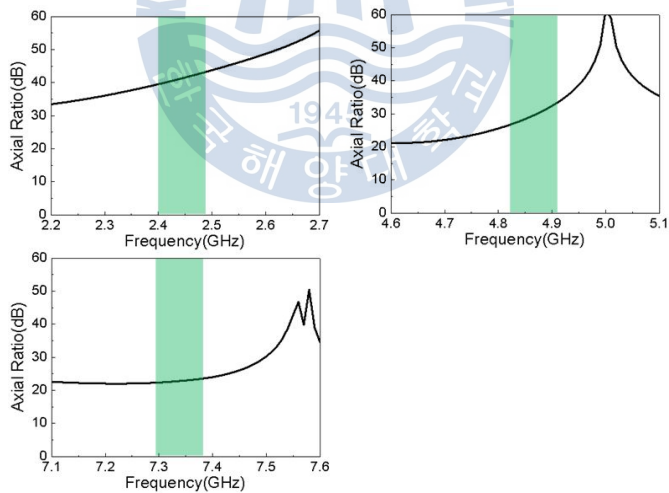
Fig. 3.1 Structure of wide band single radiator.

그림 3.1은 방사소자의 구조를 나타낸다. 급전부와 동일면에 그라운드가 존재하고, 급전부의 끝에 방사부가 있는 구조이다. 급전선로와 그라운드 사이의 간격이 임피던스 조절의 가장 중요한 파라미터이며 이를 조절해 광대역에서 동작하는 방사소자를 설계하였다.



(a) 방사소자의 반사손실

(a) Return loss of single radiator



(b) 방사소자의 축비

(b) Axial ratio of single radiator

그림 3.2 제안된 방사소자의 반사손실과 축비

Fig. 3.2 Return loss & axial ratio of proposed single radiator.

그림 3.2는 방사소자의 모의 실험 결과를 보여준다. 관심대역(송·수신 대역)을 모두 포함하는 광대역 특성을 보이지만 아직 그림 3.2(b)에서 보는 것처럼 아직 직선편파 특성을 보인다. 일반적으로 안테나의 축비 값이 3 dB이하를 만족할 때 원형편파 특성을 갖는다고 한다. 축비 값은 $\theta=0^\circ, \phi=0^\circ$ 에서 모의 실험되었다. 방사소자가 원형편파의 특성을 갖도록 방사소자에 45° 기울어진 슬롯을 삽입하였다[9].

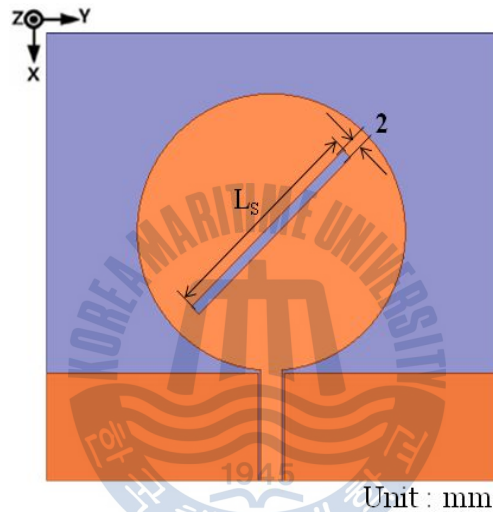
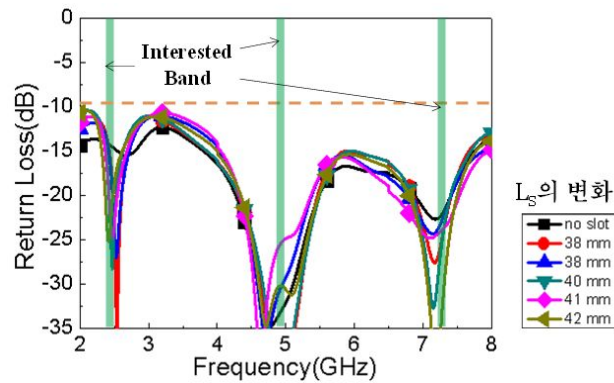


그림 3.3 45° 기울어진 슬롯을 가지는 방사소자

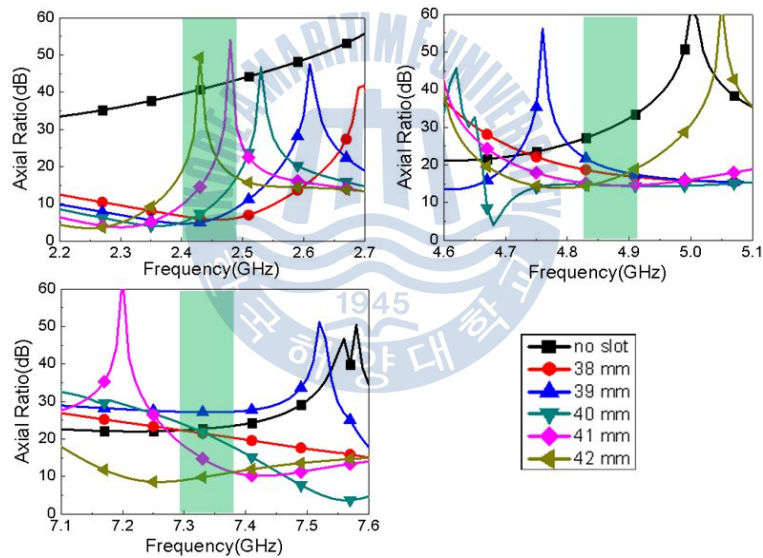
Fig. 3.3 The single radiator with 45° inclined slot.

그림 3.3은 45° 기울어진 슬롯을 가지는 방사소자의 구조를 나타낸다. 슬롯에 의한 전류 방향 제어 원리를 이용해 위아래 방향의 직선적인 움직임이 보이던 전류들이 회전하여 축비가 개선되는 것을 알 수 있다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

그림 3.4 45° 기울어진 슬롯 길이 L_s 의 변화에 따른 모의 실험된 결과

Fig. 3.4 Simulated results by variation of 45° inclined slot length L_s .

그림 3.4(a)는 슬롯 길이 L_s 의 변화에 의한 모의 실험된 반사손실 값을 나타

낸다. 슬롯의 길이 L_s 의 변화에 의한 반사손실은 거의 변하지 않았다. 이것은 45° 기울어진 슬롯에 의한 방사소자의 임피던스 변화는 매우 작다는 것을 알 수 있다. 그림 3.4(b)는 슬롯 길이 변화에 따른 축비 값을 나타낸다. 45° 기울어진 슬롯의 길이를 38 mm부터 42 mm까지 변화시킨 결과, 40 mm일 때 관심대역에서 가장 양호한 축비 값을 얻을 수 있었다. 수신 대역에 비해 송신대역의 축비가 가장 많이 영향을 미치며 약 40 dB의 값을 보이던 송신대역의 축비 값을 10 dB로 개선하였다. 따라서 45° 기울어진 슬롯에 대한 반사손실의 영향을 매우 적으며, 송신대역에 가장 많은 영향을 주는 것을 알 수 있었다. 하지만 아직 3 dB 이하의 양호한 축비 값을 얻지 못해 이를 개선하기 위해 양쪽 그라운드의 모서리를 잘라내었다[10].

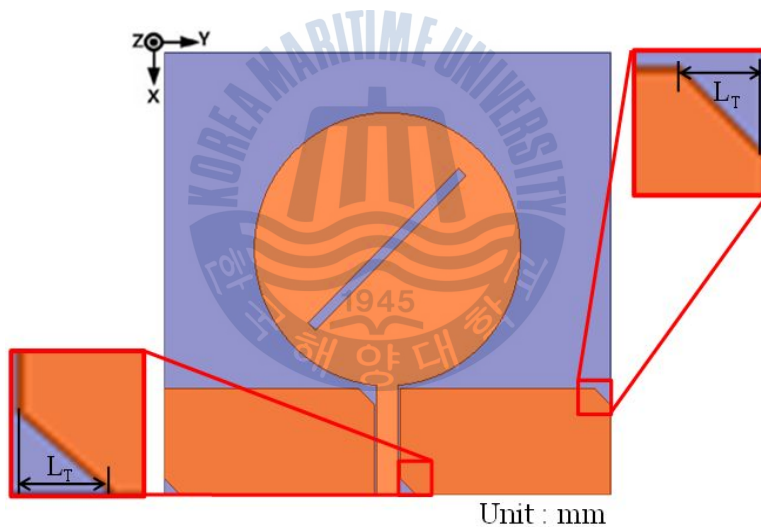
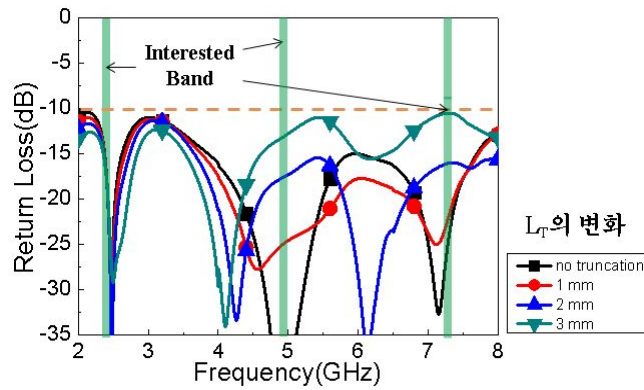


그림 3.5 모서리를 잘라낸 그라운드를 가지는 방사소자의 구조

Fig. 3.5 The structure of single radiator with truncated ground.

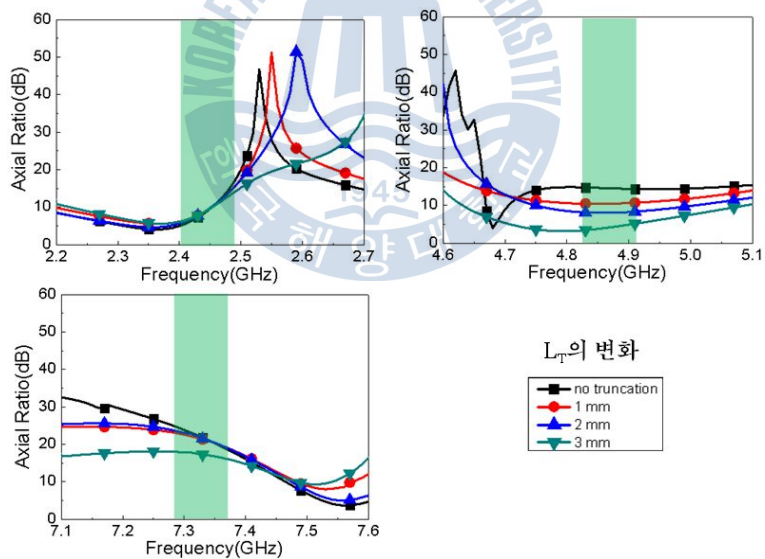
그림 3.5는 축비를 개선하기 위해 양쪽 그라운드의 모서리를 잘라낸 그라운드의 구조를 나타낸다. 그라운드 역시 안테나로서 동작하기 때문에 그라운드의 양쪽 모서리를 잘라내어 원형편파를 갖도록 설계하였다. 그라운드의 모서리는 45°

각도로 잘라내었으며 잘라낸 길이 L_T 의 변화에 따른 반사손실과 축비 특성을 조사하였다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

그림 3.6 L_T 의 변화에 의한 모의 실험 결과

Fig. 3.6 Simulation result by variation of truncated corner L_T .

그림 3.6(a)는 L_T 의 길이를 1 mm부터 3 mm까지 변화시켰을 때의 모의 실험된 반사손실 특성이다. L_T 의 길이를 변화시켰을 때 3 mm를 제외한 다른 길이에서는 -10 dB(VSWR 2:1)이하의 영역에서 변화하였고, 3 mm일 때 3 고조파 영역에서 약 -10 dB를 얻으며 반사손실 값이 나빠지는 것을 볼 수 있었다. 또한 그림 3.6(b)의 축비 특성을 보면 그라운드의 양끝 모서리를 잘라냄으로써 송신대역의 축비는 크게 영향을 받지 않지만, 2 고조파 대역의 축비가 개선되는 것을 볼 수 있었다. 반사손실 값과 축비 값을 모두 고려하여 L_T 의 길이를 2 mm로 선정하였다.

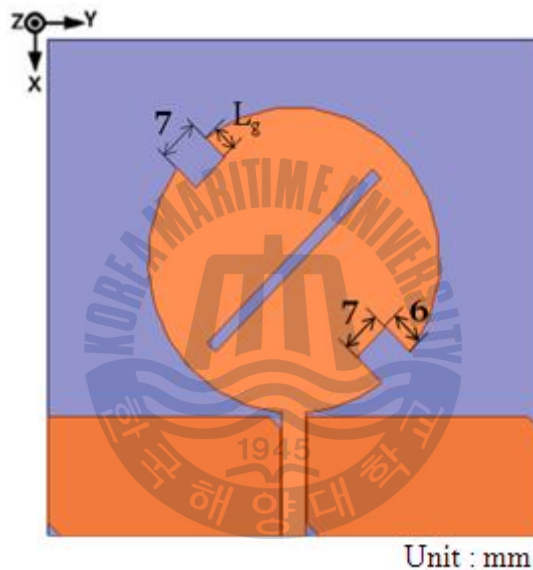
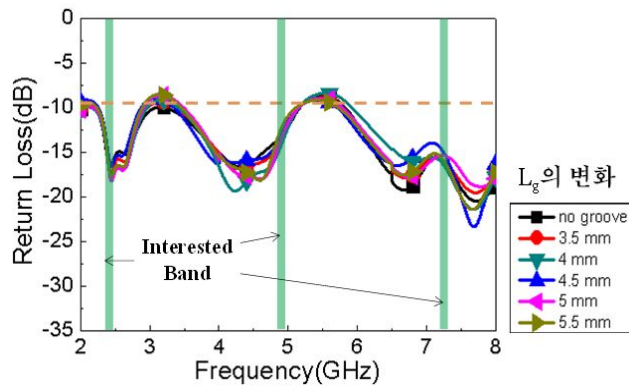


그림 3.7 홈의 길이 L_g 의 변화에 의한 방사소자의 구조

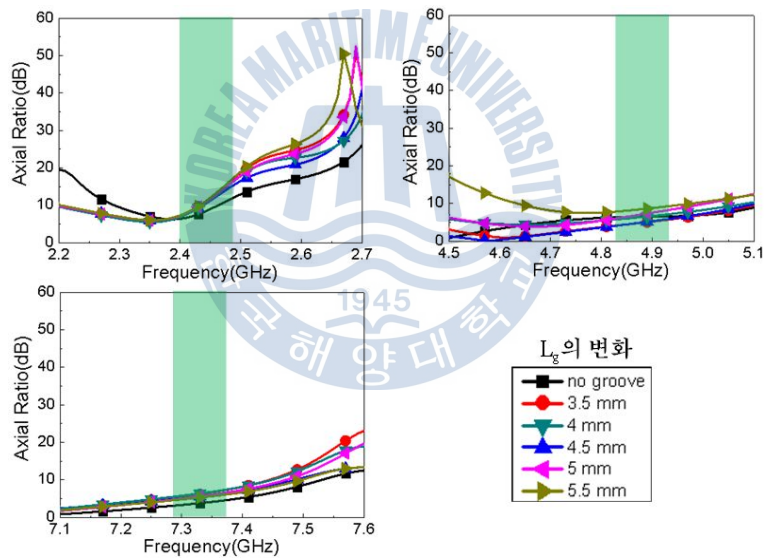
Fig. 3.7 The Structure of radiator by variation of groove length L_g .

양호한 원형편파 구현을 위해, 방사패치에 비대칭 평면 홈을 추가하였다. 원형 디스크 방사패치에 홈을 두어 전류의 방향을 조절하여 양호한 원형편파를 얻을 수 있다[9]. 그림 3.6의 구조에서 45° 기울어진 슬롯과 그라운드의 커팅에 의해 방사패치에서 전류 회전이 일어나지만, 여전히 축비는 송신대역과 2 고조파 대역은 약 10 dB, 3 고조파 대역은 약 20 dB의 나쁜 값을 보인다. 따라서 홈을 이용해 전류를 유도하여 축비를 개선하였다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

그림 3.8 홈의 길이 L_g 의 변화에 의한 모의 실험 결과

Fig. 3.8 The simulated result by variation of groove length L_g .

그림 3.8(a)는 홈의 길이 L_g 의 변화에 의한 반사손실 모의 실험 값이다. L_g 의 변화에 의한 반사손실의 영향을 미미한 것을 알 수 있다. 그림 3.8(b)는 홈의 길이 L_g 의 변화에 의한 축비 값이다. L_g 의 변화에 의한 축비의 영향은 2 고조파 영역에 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

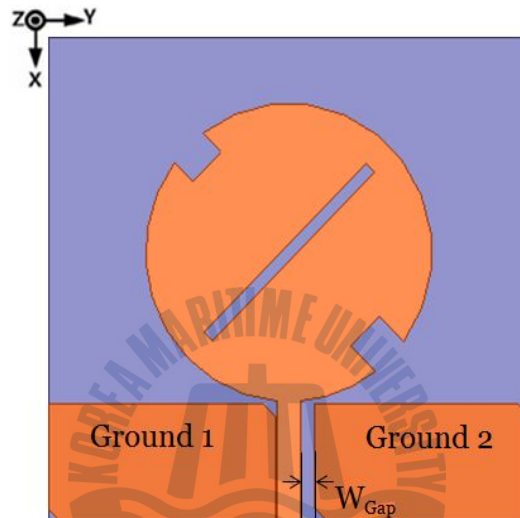
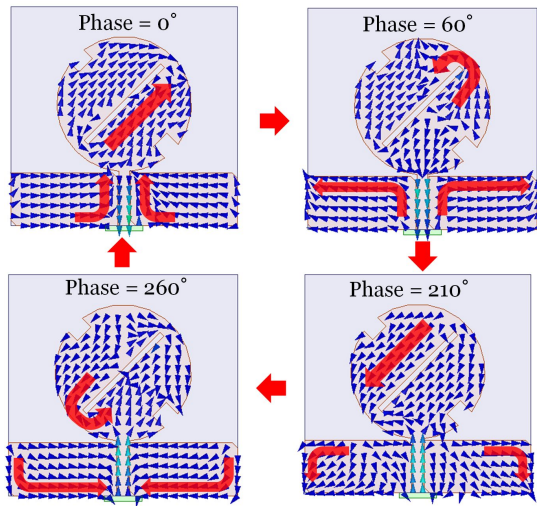


그림 3.9 W_{gap} 의 변화에 의한 방사소자의 구조

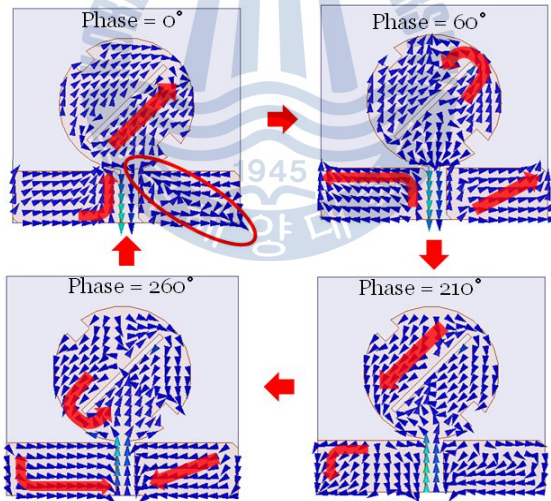
Fig. 3.9 Antenna structure by variation of W_{gap} .

그림 3.9는 축비를 개선시키기 위해서 고려한 구조이다. 그라운드면 위의 표면 전류분포를 파악해 전송선로와 그라운드 사이의 간격을 조절하였다. 그림 3.7과 그림 3.9의 송신대역(2.44 GHz)에서 표면전류분포를 그림 3.10에 나타내었다.



(a) 그림 3.7의 표면전류 분포(2.44 GHz)

(a) electric currents distribution of Fig. 3.7(2.44 GHz)



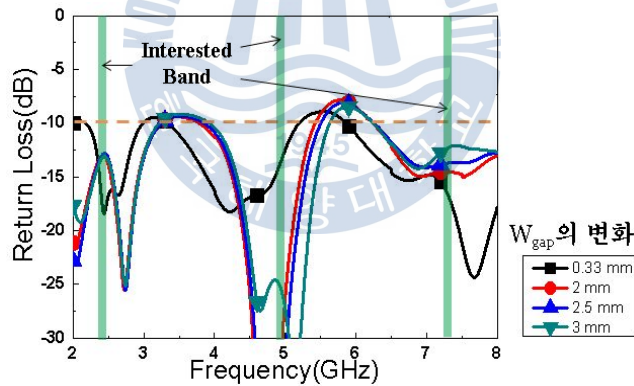
(b) 그림 3.9의 표면전류분포(2.44 GHz)

(b) electric currents distribution of Fig. 3.9(2.44 GHz)

그림 3.10 구조에 따른 송신대역에서의 표면전류분포

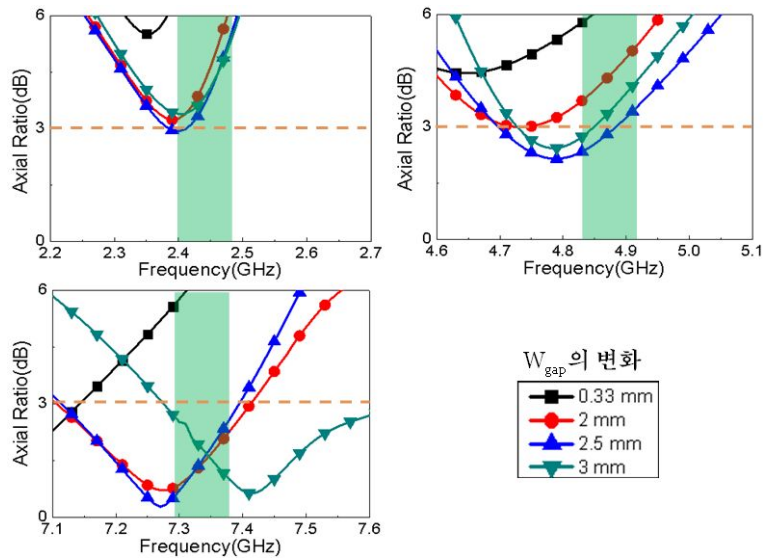
Fig. 3.10 The electric current distributions with respect the structure at transmitting band.

그림 3.10(a)에서 보는 것처럼 그림 3.7처럼 대칭갭(Symmetric gap)을 가질 때, 급전선로를 중심으로 위치한 양쪽 그라운드(Ground 1, Ground 2)의 표면전류는 서로 반대방향으로 회전한다. 또한 방사패치의 전류 회전방향은 Ground 1의 전류 방향과 같으며, 이 방사패치의 전류 회전에 의해 원형편파의 특성을 가지게 된다. 이때 Ground 2의 표면전류 회전방향이 방사패치의 표면전류 방향과 반대이다. 이 반대방향으로 회전하는 전류가 방사하면서 방사패치 전류에 영향을 미쳐서 축비 값이 나빠진 것으로 사료되어 그림 3.9의 W_{gap} 을 변화시켰다. W_{gap} 이 2.5 mm일 때의 표면전류분포를 그림 3.10(b)에 나타내었다. 그림 3.10(b)에서 보는 것처럼 비대칭갭(Asymmetric gap)을 가지게 됨으로써 Ground 2의 표면전류는 회전력을 잃고 직선적으로 움직이는 것을 볼 수 있다. 따라서 W_{gap} 의 변화에 따라 Ground 2의 표면전류를 제어할 수 있었고, 이를 통해 방사패치에 영향력을 줄이게 되어 축비를 향상 시켰다. 구체적으로 W_{gap} 의 변화에 따른 모의 실험 결과를 그림 3.11에 나타내었다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

그림 3.11 CPW의 간격 W_{gap} 조절에 의한 모의 실험 결과

Fig. 3.11 The simulated result by variation of CPW's width W_{gap} .

그림 3.11(a)에서 급전선로와 그라운드의 간격 W_{gap} 조절에 의한 모의 실험된 반사손실 값은 영향을 많이 받는 것을 알 수 있다. 이것은 급전선로와 그라운드의 간격의 변화로 인해 임피던스 역시 변화하여 반사손실에 영향을 준 것이다. W_{gap} 의 변화로 반사손실 역시 변화하였지만 반사손실 값은 관심대역에서 -10 dB 이하의 양호한 값을 보이는 모습을 볼 수 있다. 그림 3.11(b)에서 볼 수 있듯이 W_{gap} 의 변화에 의해 Ground 2의 표면전류를 제어하는 것이 축비에 직접적인 영향을 미치는 것을 볼 수 있었다. W_{gap} 가 2.5 mm 일 때, 송·수신대역 모두 반사손실 값과 축비 값이 개선되는 것을 알 수 있다. 따라서 W_{gap} 를 2.5 mm로 선정하였다.

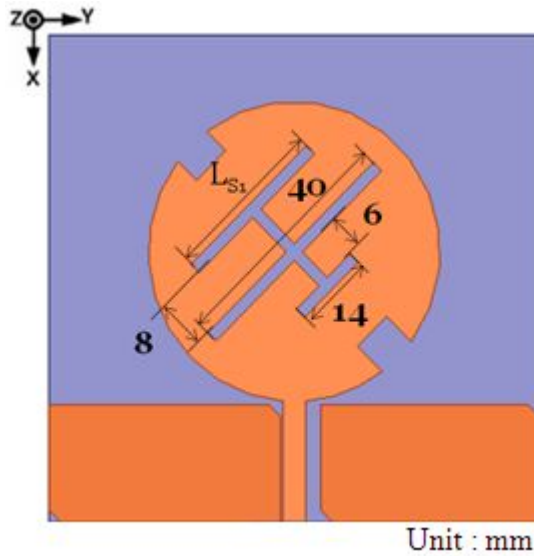
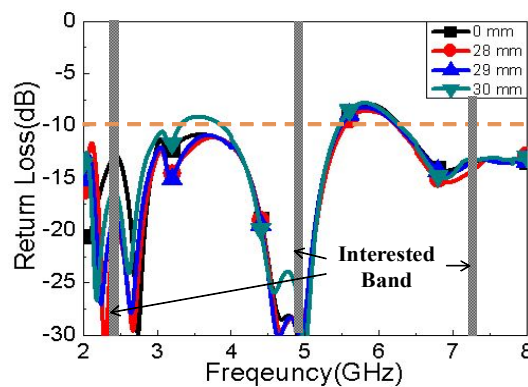


그림 3.12 변화된 슬롯을 갖는 방사패치 구조

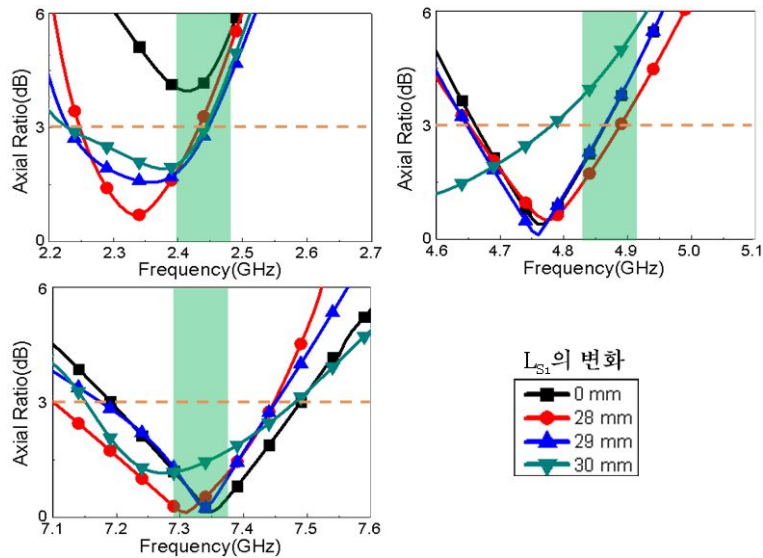
Fig 3.12 The structure of single radiator with modified slots.

W_{gap} 의 조절을 통해 축비 값을 개선 시켰지만, 여전히 송신대역은 약 3 dB의 축비 값을 보이고, 2 고조파 대역은 3 dB 이하의 안정적인 축비를 얻지 못하고 있다. 이것을 보완하기 위해 45° 기울어진 슬롯을 변화시켰다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

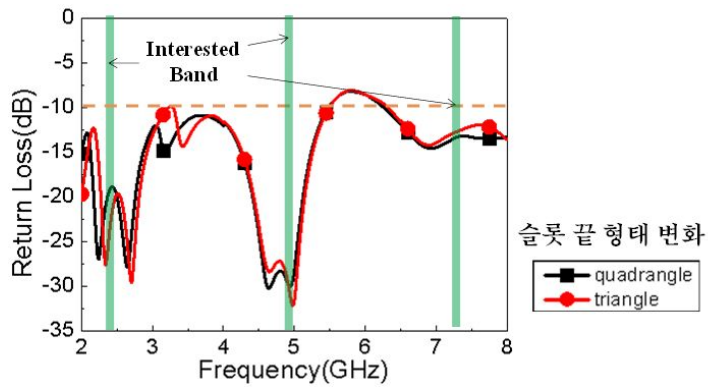
그림 3.13 변화된 슬롯의 길이 L_{S1} 의 변화에 의한 모의 실험 결과

Fig. 3.13 The simulated result by variation of modified slot length L_{S1} .

그림 3.13(a)에서 슬롯의 길이 L_{S1} 의 변화에 의한 모의 실험된 반사손실 값은 거의 영향을 받지 않는 것을 알 수 있었고, 그림 3.13(b)에서 볼 수 있듯이 축비에 직접적인 영향을 미치는 것을 확인할 수 있었다. 특히 송신대역의 축비 값은 슬롯의 변화전과 비교하여 많이 개선된 것을 볼 수 있다. 하지만 아직도 송신대역과 2 고조파 대역에서 관심영역보다 약간 저주파수에서 3 dB 이하의 값이 보이는 것을 볼 수 있다. 송신대역은 약 80 MHz 저주파수인 2.36 GHz에서 원형편파 특성을 보이고, 2 고조파 대역은 약 4.76 GHz에서 원형편파 특성을 보인다. 앞에서의 결과와 마찬가지로 슬롯의 길이에 대한 변화는 반사손실 값에는 영향을 주지 않고 축비에만 영향을 미치는 파라미터라는 것을 알 수 있었다.

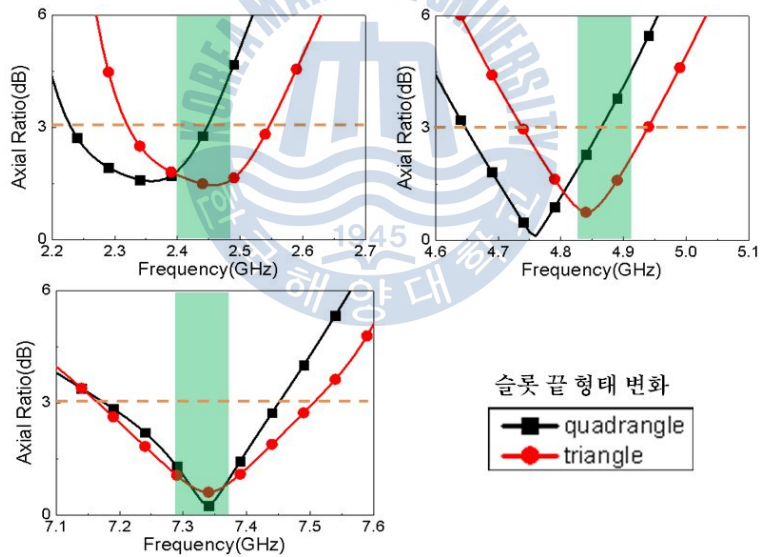
송신대역과 2 고조파 대역의 축비를 개선하기 위해 슬롯의 끝 부분을 날카롭게 삼각형 형태로 설계하였다. 슬롯의 끝이 각지는 모양 보다는 삼각형 형태로 설계되었을 때 전류의 회전이 더 원활히 일어나는 것을 알 수 있었다. 따라서 슬

롯의 끝 부분의 형태에 변화를 주어 축비를 제어하였다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

그림 3.14 슬롯 끝의 형태에 따른 모의 실험 결과

Fig. 3.14 The simulated result by variation of change slot edge.

그림 3.14(a)에서 볼 수 있듯이 슬롯 끝 모양 변화에 의한 반사손실 값은 거의 영향을 받지 않는다. 하지만 그림 3.14(b)에서 슬롯 끝 모양 변화에 의한 축비 값은 영향을 받는다. 송신대역과 2 고조파 대역은 고주파수로 천이했고, 3 고조파 대역은 협대역의 원형편파에서 넓은 원형편파 대역폭을 가지며 안정적인 축비 값을 얻을 수 있었다.

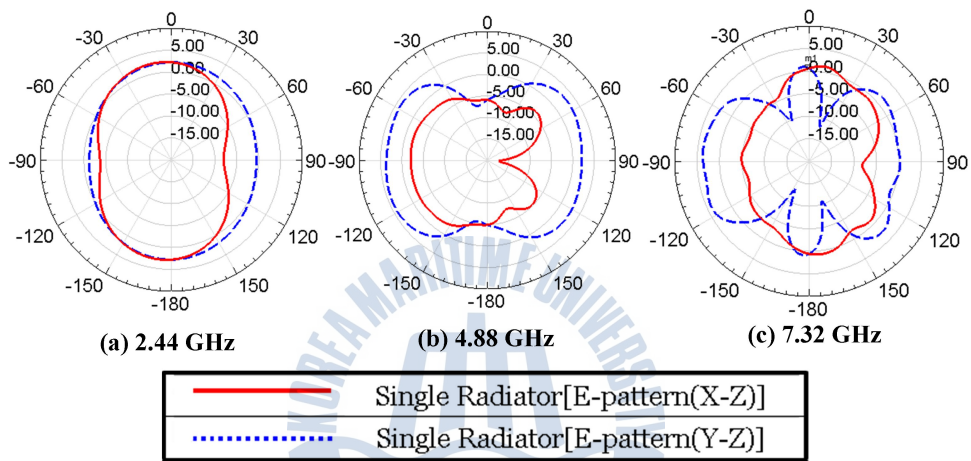


그림 3.15 설계된 방사소자의 모의 실험된 이득패턴

Fig. 3.15 Simulated gain patterns of design single radiator.

그림 3.15는 방사소자의 모의 실험된 이득패턴을 나타낸다. 이득 패턴은 $\theta = 0^\circ, \phi = 0^\circ$ 에서 모의 실험 되었으며 각각의 관심대역에서 지향이득은 2.44 GHz에서는 2.3 dBi, 4.88 GHz에서는 -5.5 dBi, 7.32 GHz에서는 0.8 dBi이다.

3.2 제작 및 평가

설계한 방사소자의 신뢰성 확인을 위해 설계된 방사소자를 제작하여 측정하였다. 제작된 방사소자의 반사손실 및 대역폭 측정은 Anritsu사의 Vector Network Analyzer 37369D를 사용하였다. 방사소자는 에폭시(FR4-epoxy) 기판을 사용하여 제작하였다. 그림 3.16은 제작된 방사소자의 사진을 나타낸다. 급전부에 50 [Ω]의 입력임피던스를 연결시켜 회로망 분석기(Network Analyzer)로 측정하였다.



그림 3.16 제작한 방사소자의 사진

Fig. 3.16 Photograph of a fabricated single radiator.

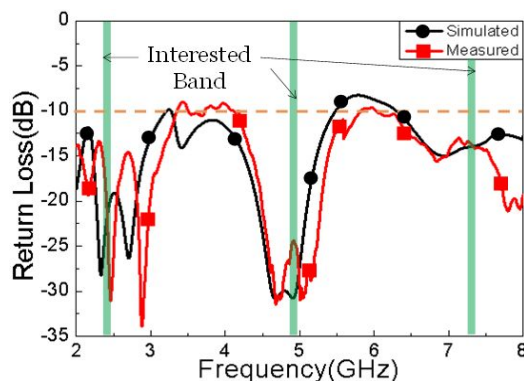


그림 3.17 모의 실험된 반사손실과 측정된 반사손실의 비교

Fig. 3.17 Comparison of the simulated and measured return loss.

그림 3.17은 제안된 방사소자의 모의 실험된 반사손실과 측정된 반사손실을 비교하였다. 제작된 방사소자의 측정된 반사손실은 계산된 값과 잘 일치하는 결과를 보였으며, NLJD 시스템에서 요구되는 대역폭(각각의 관심대역에서 80 MHz 이상의 대역폭)도 잘 만족하는 것을 볼 수 있었다.

방사소자의 지향성 이득 패턴 및 방사패턴 측정은 한국해양대학교 내 20 m × 8 m × 6 m의 크기를 가지는 전파무향실에서 측정하였다.



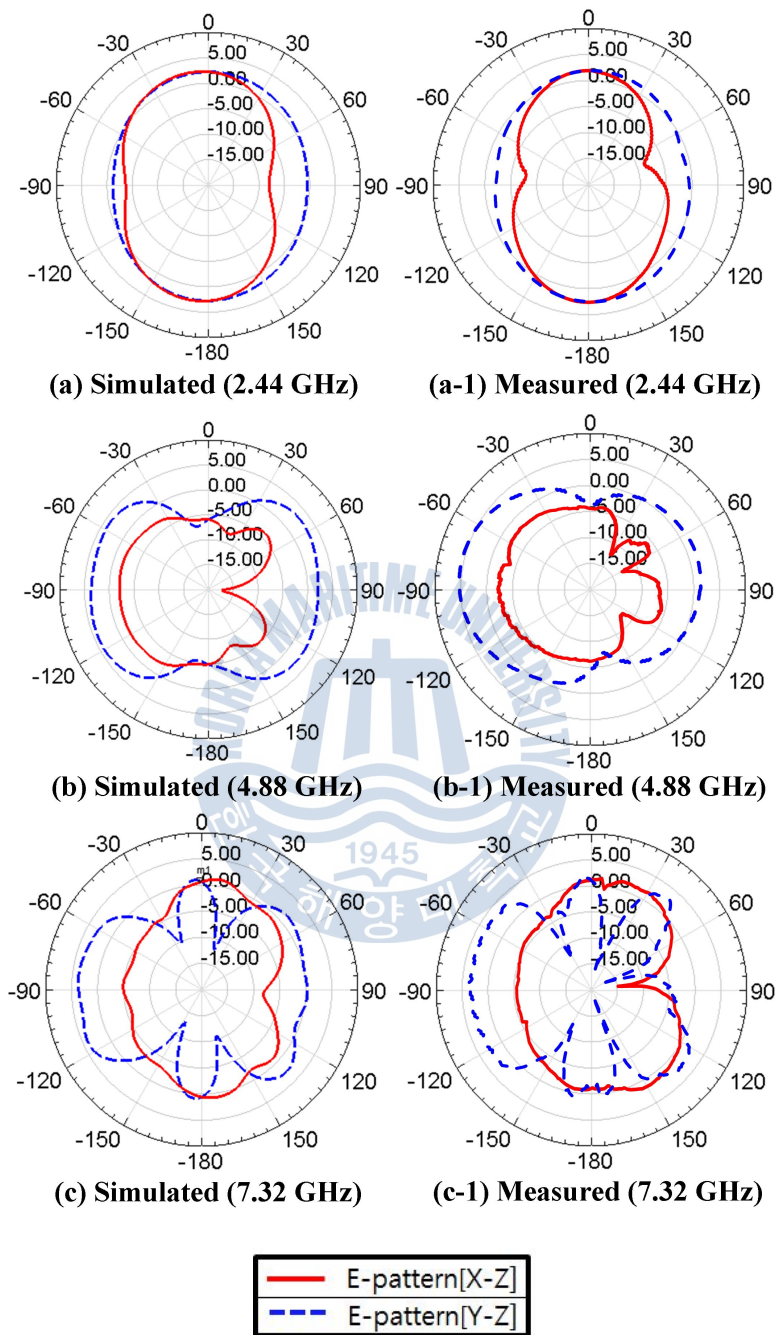


그림 3.18 계산된 이득패턴과 측정된 이득패턴의 비교

Fig. 3.18 Comparison of the simulated and measured gain pattern.

그림 3.18은 계산된 이득패턴과 측정된 이득패턴을 보여준다. 송·수신대역의 중심 주파수에서 계산, 측정된 이득패턴이며 계산된 이득패턴과 측정된 이득패턴이 매우 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. $\theta=0^\circ, \phi=0^\circ$ 에서 측정된 지향이득은 2.44 GHz에서는 2.4 dBi, 4.88 GHz에서는 -5 dBi, 7.32 GHz에서는 1 dBi로 모의 실험된 이득패턴과 잘 일치하였다.

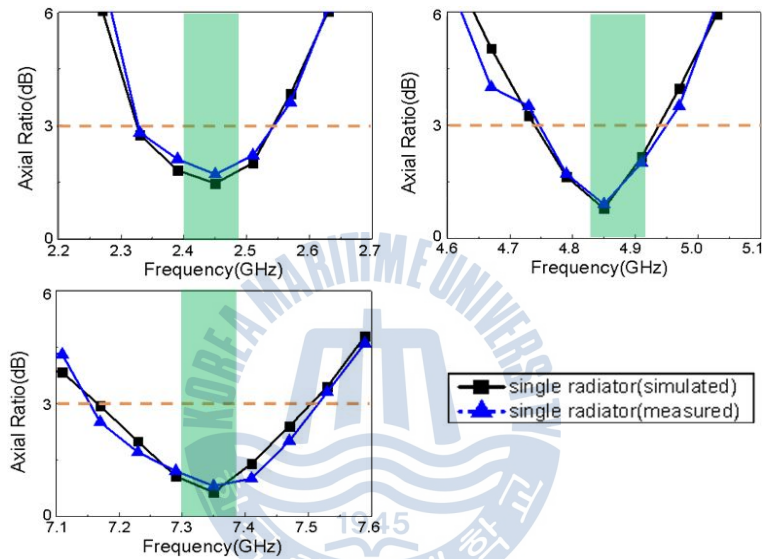


그림 3.19 모의 실험된 축비와 측정된 축비의 비교

Fig. 3.19 Comparison of the simulated and measured axial ratio.

그림 3.19는 설계목표 대역의 중심 주파수별 축비를 모의 실험된 결과 값과 측정된 축비 값을 비교하여 나타내었다. 축비(Axial ratio: AXR)는 $\theta=0^\circ, \phi=0^\circ$ 에서의 특성 값을 나타내었다. 측정된 축비 값은 방사패턴 측정을 통해 E_θ, E_ϕ 를 얻어서 식 (3-1)의 계산식에 의해 계산되어졌다.

$$\begin{aligned} E_R &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_\theta + jE_\phi) \\ E_L &= \frac{1}{\sqrt{2}} (E_\theta - jE_\phi) \end{aligned} \quad (3-1)$$

$$AXR = \frac{|E_R + E_L|}{|E_R - E_L|}$$

측정 되어진 E_θ, E_ϕ 를 통해 AXR 을 계산하여 그 값을 데시벨을 취하여 표시 하였다. 측정된 축비 값은 모의 실험된 축비 값과 잘 일치하는 것을 볼 수 있고, 비선형 소자 탐지기에서 요구하는 대역폭보다 넓은 대역폭에서 안정적인 축비 값(3 dB 이하)을 보이는 모습을 볼 수 있었다.



제 4 장 안테나 배열 설계

4.1 방사소자의 배열 설계

제 3장에서 설계한 방사소자의 이득을 향상시키기 위해 배열 설계를 하였다. 배열 상태에서 각각의 방사소자가 서로에게 미치는 영향을 파악하기 위해 2 개의 방사소자 배열을 고려하였다. 구조적 크기를 작게 가져가면서 안테나의 이득을 향상시키기 위해 공통 그라운드를 고려하였으며 배열된 안테나의 구조는 그림 4.1에 나타내었다[12][13]. 크기는 168×81 mm를 가지며 공통 그라운드면 위에 많은 슬롯을 갖는 구조이다.

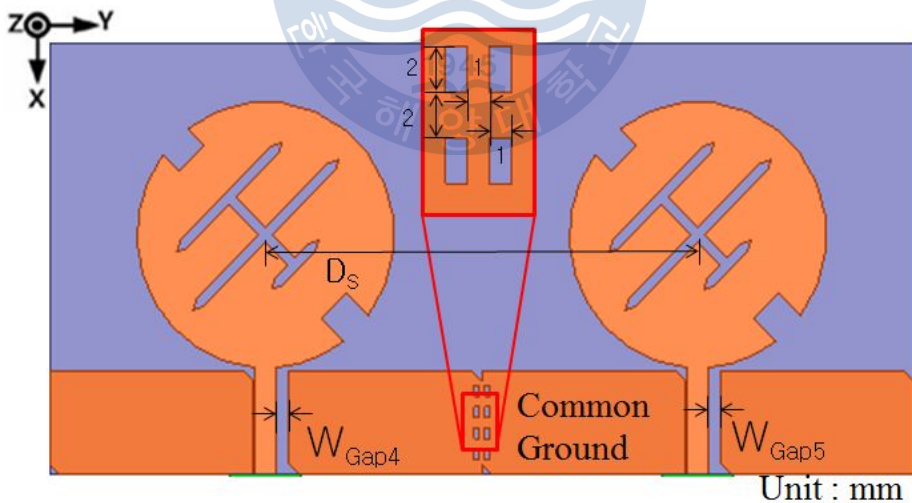


그림 4.1 배열 설계된 안테나의 구조

Fig. 4.1 Structure of linear array antennas.

그림 4.1에서 볼 수 있듯이 배열된 안테나는 공통 그라운드면 위에 많은 슬롯을 가지는 구조이다. 슬롯들은 두 방사소자의 결합을 차단시키는 역할을 한다. 구체적으로 공통 그라운드를 통해 두 방사의 그라운드가 연결되어 있지만, 슬롯을 통해 각각의 방사소자가 독립적으로 동작할 수 있도록 설계하였다. 이를 통해 방사소자 간의 거리를 증가시키지 않고, 상호결합을 감소시켰다. 슬롯의 수, 모양, 크기에 따라 상호결합을 제어 할 수 있기 때문에 공통 그라운드면 위의 슬롯은 안테나 배열 설계에 있어 매우 중요하다. 따라서 슬롯의 수, 모양, 크기가 안테나에 미치는 영향을 알아보기 위해 4 가지 형태의 슬롯에 따른 배열 안테나의 특성을 조사하였다.

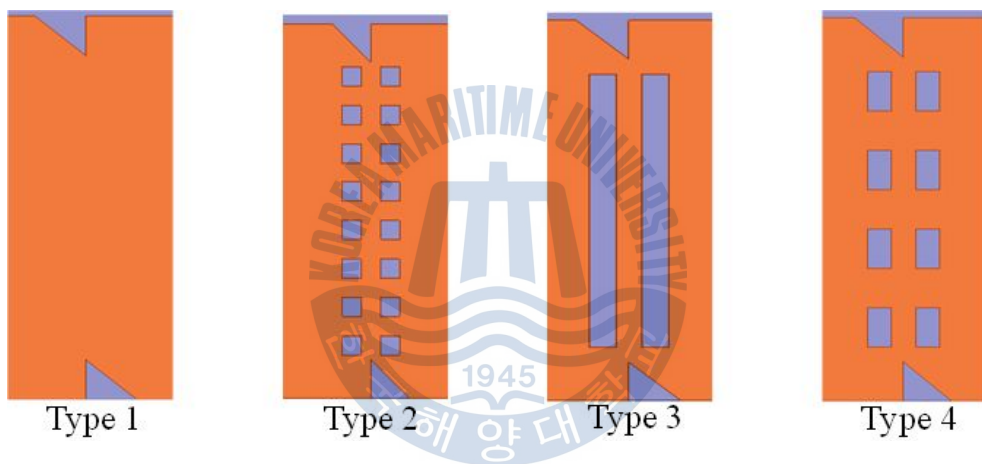
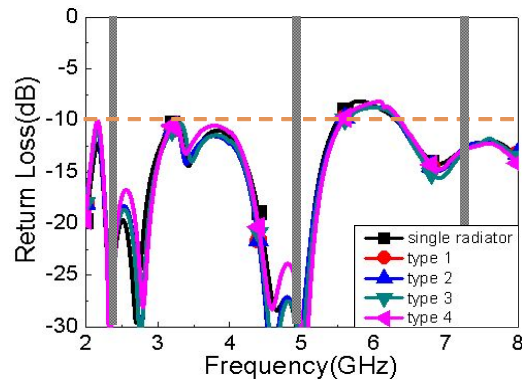


그림 4.2 공통 그라운드면 위의 다양한 슬롯 형태

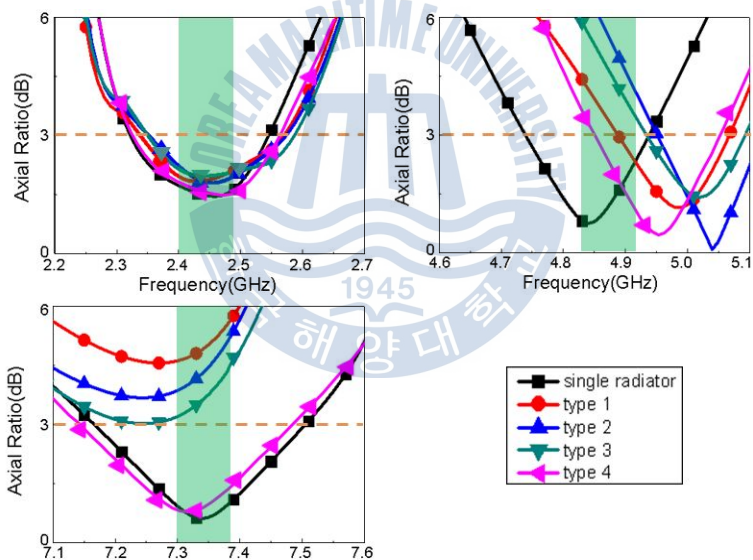
Fig. 4.2 The various slot shape on common ground plane.

그림 4.2는 공통 그라운드면 위의 다양한 형태를 가지는 슬롯을 나타낸다. 슬롯의 유/무와 형태가 안테나에 미치는 영향을 알아보기 위해 슬롯이 없는 형태와 3 가지의 슬롯에 대하여 배열 안테나의 특성을 분석하였다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



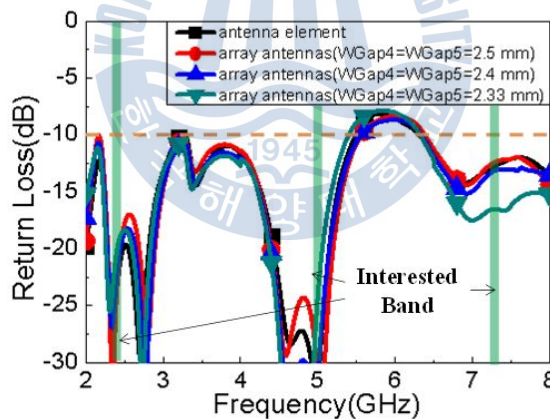
(b) 모의 실험된 축비

(b) Simulated axial ratio

그림 4.3 방사소자와 4 가지 형태의 슬롯을 가지는 배열 안테나의 모의 실험 결과 비교

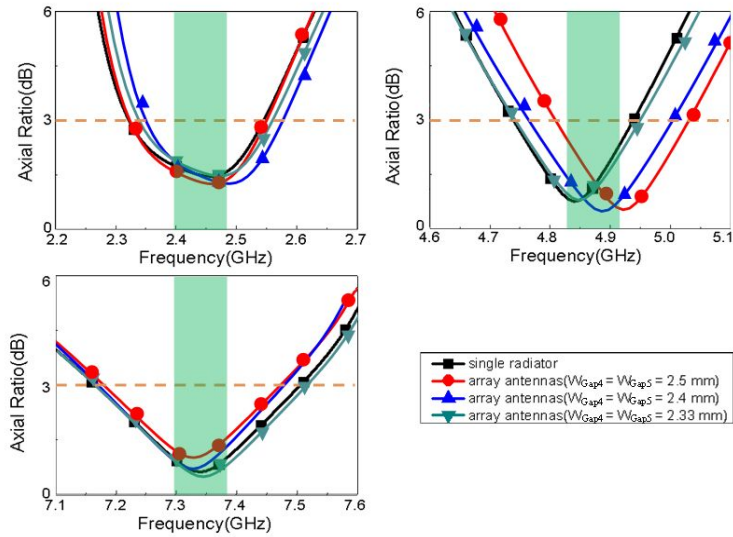
Fig. 4.3 Comparison between simulated results of single radiator and array antennas with slot of four type on common ground plane.

그림 4.3(a)에서 볼 수 있듯이 슬롯의 형태에 따른 반사손실의 변화는 미미함을 볼 수 있다. 이것은 두 방사소자간의 상호결합이 매우 약하며 두 방사소자는 독립적으로 동작한다는 것을 의미한다. 그림 4.3(b)는 4 가지 형태에 따른 축비의 변화를 나타낸다. 축비 값은 반사손실 값과는 반대로 슬롯의 형태에 따라 많이 변화하는 모습을 볼 수 있다. 슬롯 형태의 변화에 따라 송신대역과 3 고조파 대역의 축비 값에 비해 2 고조파의 축비 값이 많이 영향을 받는 것을 볼 수 있으며 Type 4 일 때, 방사소자와 가장 유사한 축비 값을 얻을 수 있었다. 이때의 축비 값은 2 고조파 대역의 축비 값은 약 70 MHz 고주파수로 천이된 것을 볼 수 있으며 송신대역과 수신대역은 크게 변화하지 않는 것을 볼 수 있다. 따라서 슬롯의 형태를 Type 4로 결정한 후 설계를 진행하였다. 2 고조파 대역의 축비를 개선하기 위해서 배열 안테나의 급전선로와 그라운드 사이의 간격을 조절하였다.



(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 축비

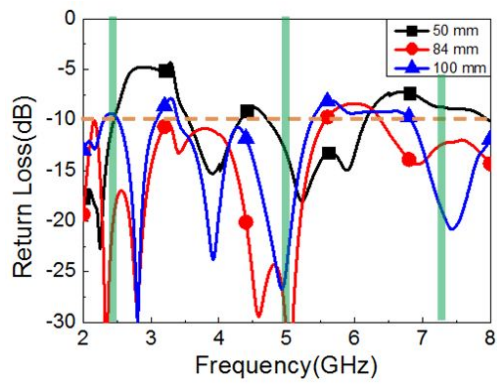
(b) Simulated axial ratio

그림 4.4 W_{gap4} 와 W_{gap5} 의 변화에 따른 모의 실험된 결과

Fig. 4.4 Simulated results as function of variation of W_{gap4} and W_{gap5} .

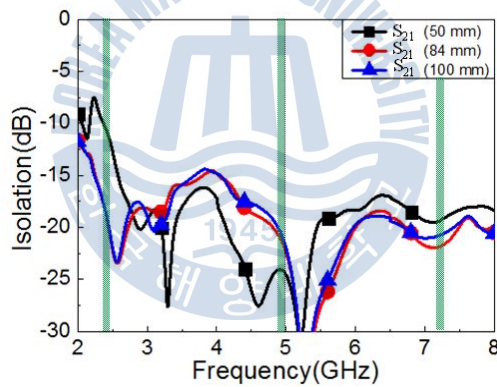
그림 4.4(a)에서 볼 수 있듯이 W_{gap4} 와 W_{gap5} 의 변화에 따른 반사손실 값의 변화는 미미함을 볼 수 있다. 반면에 축비 값은 W_{gap4} 와 W_{gap5} 의 변화에 영향을 받는 것을 볼 수 있는데, W_{gap4} 와 W_{gap5} 의 값이 2.33 mm 일 때 배열 안테나의 반사손실 값과 축비 값이 방사소자의 특성과 잘 일치하는 것을 볼 수 있다.

슬롯의 유/무와 방사소자간의 거리가 산란 파라미터에 미치는 영향을 분석하였다.



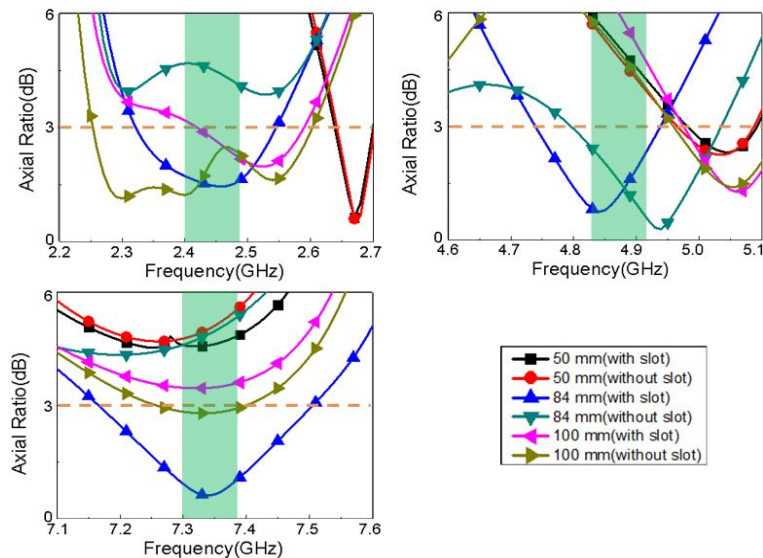
(a) 모의 실험된 반사손실

(a) Simulated return loss



(b) 모의 실험된 격리도

(b) Simulated isolation



(c) 모의 실험된 축비

(c) Simulated axial ratio

그림 4.5 방사소자간 거리(D_S)의 변화에 따른 모의 실험된 결과

Fig. 4.5 Simulated results as function of variation of D_S .

그림 4.5는 슬롯의 유/무와 방사소자간 거리의 변화에 따른 모의 실험 결과이다. 그림 4.5(a)에서 볼 수 있듯이 반사손실 값은 방사소자간 거리에 영향을 받는 것을 알 수 있다. 그림 4.5(b)에서 볼 수 있듯이 격리도 역시 방사소자간의 거리에 영향을 받는 모습을 볼 수 있다. 방사소자간의 거리가 가까워질수록 서로 영향을 받아 격리도 값이 나빠지는 것을 볼 수 있고 D_S 가 84 mm일 때, 약 -20 dB 이하의 좋은 격리도 값을 보인다. 그림 4.5(c)는 방사소자간 거리의 변화에 따른 축비 값은 나타내는데 방사소자간의 거리가 변화하면 모든 관심대역에서 축비 값 역시 변하는 것을 볼 수 있다. 또한 슬롯의 유/무도 축비에 영향을 미치는 것을 볼 수 있는데 D_S 가 84 mm 일 때, 가장 양호한 축비를 얻을 수 있었다. 따라서 방사소자간의 거리를 84 mm로 고정함으로써 양호한 격리도 값을 얻을 수 있었고, 또한 반사손실 값과 축비 값 역시 양호한 값을 얻을 수 있었다.

4.2 제작 및 평가

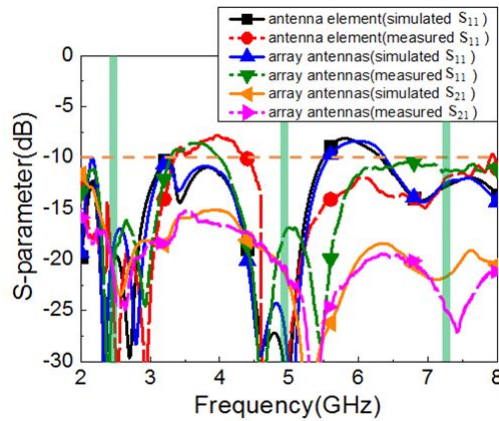
제 3장에서 설계된 배열 안테나를 제작하여 설계의 타당성을 검증하였다. 또한 배열 설계 전 방사소자와의 특성 비교하여 배열 설계 안테나의 특성을 나타내었다.



그림 4.6 제작된 배열 안테나의 사진

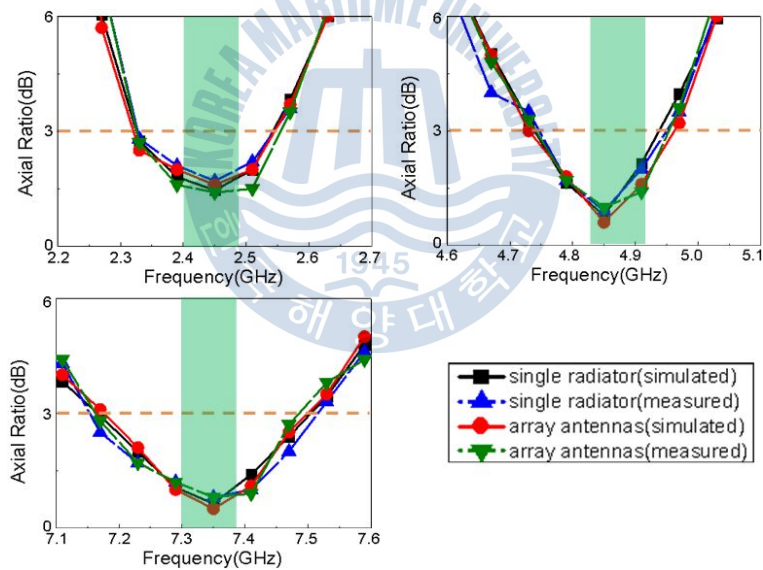
Fig. 4.6 Photograph of the fabricated array antennas.

그림 4.6는 배열 안테나의 사진을 나타낸다. 그림 4.6에서 볼 수 있듯이 모의 실험된 결과 값과 측정된 결과 값은 한쪽 포트에 $50\ \Omega$ 종단 저항을 연결한 상태에서 진행되었다.



(a) 모의 실험된 산란 파라미터와 측정된 산란 파라미터

(a) Simulated and measured s-parameter



(b) 모의 실험된 축비와 측정된 축비

(b) Simulated and measured axial ratio

그림 4.7 방사소자와 배열 안테나의 모의 실험된 결과와 측정된 결과 비교

Fig 4.7 Comparison of the simulated results and measured ones for single radiator and array antennas.

그림 4.7(a)에서 볼 수 있듯이 모의 실험된 반사손실 값과 측정된 반사손실 값이 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 배열 설계를 통해 방사 소자의 주파수에 대한 파라미터 특성을 유지하면서 이득 향상을 목표를 하였기 때문에 방사소자와 배열 안테나의 반사손실 값 역시 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 모든 관심대역에서 -10 dB 이하의 양호한 반사손실 값을 보이며 충분한 대역폭을 가지는 모습을 볼 수 있다. 또한 모든 관심대역에서 -20 dB 이하의 좋은 격리도 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 그림 4.7(b)는 모의 실험된 축비 값과 측정된 축비 값을 나타낸다. 측정된 축비 값은 방사소자와 마찬가지로 측정된 E_θ, E_ϕ 를 이용하여 계산하였으며 방사소자와 배열안테나의 축비 값이 잘 일치하는 것을 볼 수 있다. 또 모의 실험된 축비 값과 측정된 축비 값 역시 잘 일치하는 것을 볼 수 있으며 모든 관심대역에서 1.5 dB 이하의 안정적인 축비 값을 보이는 것을 볼 수 있다.



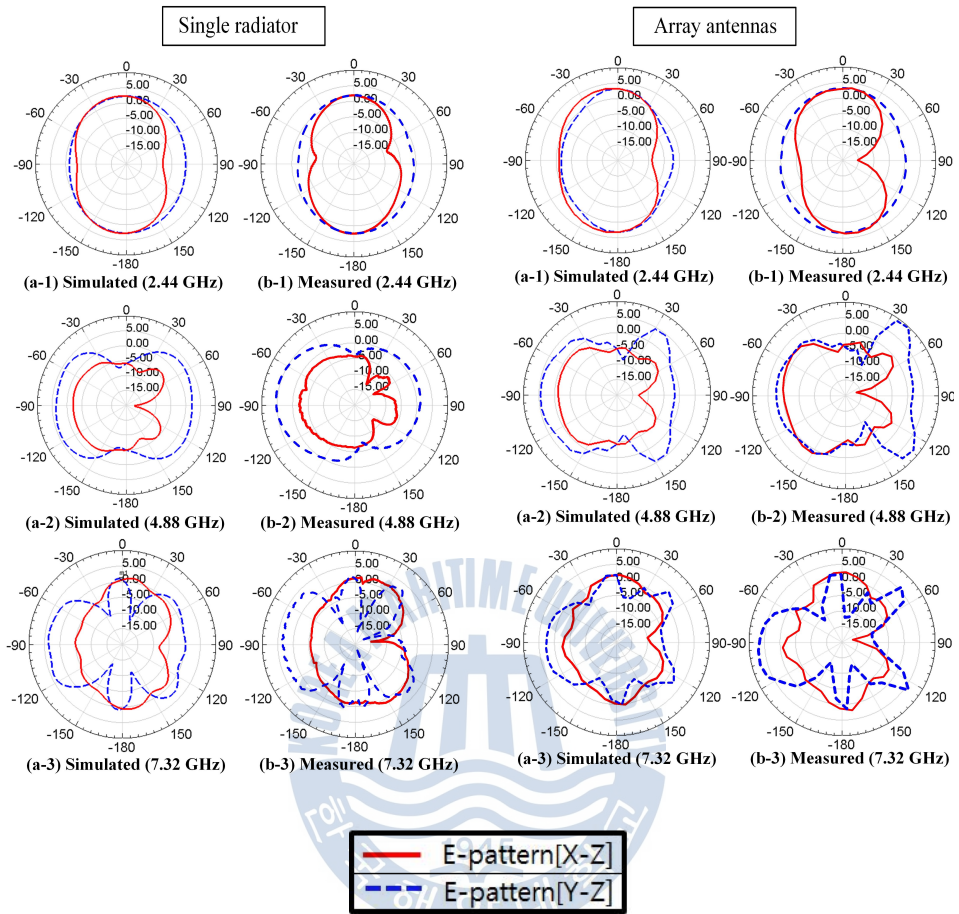


그림 4.8 방사소자와 배열 안테나의 모의 실험된 이득패턴과 측정된 이득패턴 비교

Fig 4.8 Comparison of the simulated gain pattern and measured ones for single radiator and array antennas.

그림 4.8은 방사소자와 배열 안테나의 모의 실험된 이득패턴과 측정된 이득패턴을 비교하였다. 모든 이득 패턴은 $\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$ 에서 얻었으며 관심대역의 중심주파수에서 특성 값이다. 배열 안테나의 이득 패턴은 방사소자와 유사한 모습을 보이고, 측정된 이득패턴과 모의 실험된 이득패턴이 잘 일치하는 것을 볼 수 있다.

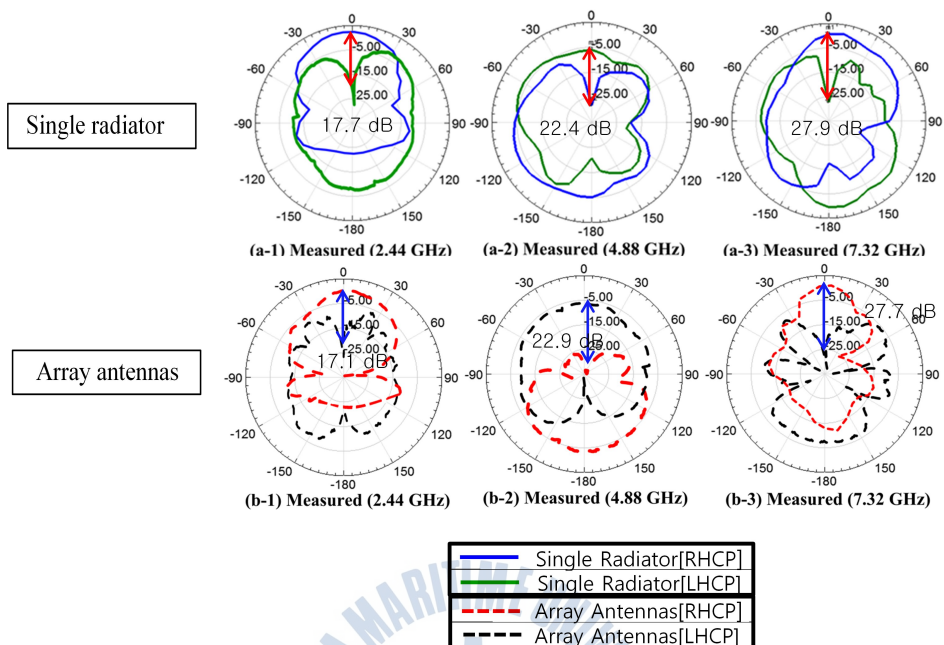


그림 4.9 방사소자와 배열 안테나의 측정된 교차 편파 식별도(XPD)

Fig 4.9 Comparison of the measured XPD of single radiator and array antennas.

그림 4.9는 방사소자와 배열 안테나의 측정된 교차 편파 식별도(Cross Polarization Discrimination: XPD)를 나타내었다. 교차 편파 식별도는 축비와 마찬가지로 안테나의 편파 특성을 파악할 수 있는 파라미터 중 하나로서 일반적으로 15 dB 이상의 차이를 보이면 안테나가 원형편파 특성을 가진다고 할 수 있다. 제안된 안테나는 모든 관심대역에서 17 dB 이상의 안정적인 교차 편파 식별도의 값을 보이며 원형편파 특성을 보이는 것을 알 수 있다.

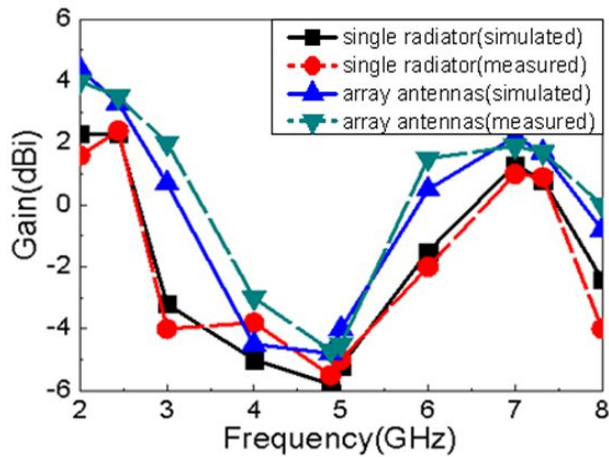


그림 4.10 2 GHz~8 GHz에서의 모의 실험된 이득과 측정된 이득 비교

Fig 4.10 Comparison of the simulated and the measured gain from 2 to 8 GHz.

그림 4.10은 모의 실험된 이득과 측정된 이득을 비교하여 나타내었다. 2 GHz ~ 8 GHz에서 모의 실험된 이득과 측정된 이득이 잘 일치하는 모습을 볼 수 있다. 전체적으로 배열 안테나의 이득이 방사소자의 이득보다 약 1 dBi 향상된 것을 볼 수 있다.

제 5 장 결 론

본 논문은 초소형 은닉소자를 탐지할 수 있는 NLJD용 안테나의 설계 방법을 제안하였고, 이를 제작·평가한 결과 아래의 결론을 얻었다.

- (1) 반도체의 전압-전류 방정식을 해석하고 푸리에 변환을 통해 비선형 소자의 특성을 해석하여 NLJD의 동작원리를 분석하였다. NLJD는 순수반도체와 상이접합 반도체를 구별, 탐지할 수 있는데 이것은 은닉 소자의 성분에 따른 전압-전류 방정식의 비선형 특성에서 해석할 수 있다. 푸리에 변환을 통해 체배 주파수 특성을 해석하여 NLJD의 동작원리에 대해 분석하였다.
- (2) CPW 급전을 이용하여 NLJD에서 요구하는 광대역 특성을 실현하였다. NLJD는 체배 주파수 특성을 이용해 은닉소자를 탐지하기 때문에, 안테나의 광대역 특성을 요구한다. 이를 만족시키기 위해 CPW 급전을 본 논문에 적용하여 광대역 특성을 실현하였다.
- (3) 45° 기울어진 슬롯과 그라운드 모서리의 커팅, 방사패치에 홈을 두어 송·수신대역(3중 대역)의 축비를 향상시켰다. 은닉소자의 놓인 위치에 따라 인식률이 달라지기 때문에 NLJD 안테나는 원형편파 특성을 요구한다. 이를 만족시키기 위해 45° 기울어진 슬롯과 그라운드 모서리의 커팅, 방사패치에 홈을 이용해 관심대역의 축비를 향상시켰다.
- (4) 급전선로와 그라운드 사이의 비대칭 갭을 두어 모든 관심대역의 축비를 향상시켰다. 급전선로와 그라운드 사이의 간격의 파라미터 스터디를 통해 그라운드면 위의 표면전류를 제어할 수 있었고, 이를 통해 관심대역의 축비를 향상시켰다.
- (5) 45° 기울어진 슬롯을 변형하여 모든 관심대역에서 1.5 dB 이하의 축비 값을 얻었다. 일반적으로 안테나의 축비가 3 dB 이하의 값을 가질 때, 안테나가 원형편파 특성을 가진다고 하는데 송신대역과 2 고조파 대역의 축비가 약

3.5 정도의 값을 보이며 타원편파 특성을 보였다. 이를 개선하기 위해 45° 기울어진 슬롯을 변형하였고, 모든 관심대역에서 1.5 dB 이하의 안정적인 축비를 얻을 수 있었다.

- (6) 공통 그라운드를 가지는 안테나 배열 설계를 통해 각각의 그라운드를 가지는 구조보다 크기를 소형화하고 안테나의 이득을 향상시켰다. 탐지기의 탐지 성능은 안테나의 이득에 의존하기 때문에 안테나의 이득을 향상시키기 위해 배열 설계하였다. 이 때 두 방사소자 사이에 공통 그라운드를 가지는 구조를 채택하여 일반적인 배열 설계보다 크기를 소형화하고 이득을 향상시켰다.
- (7) 공통 그라운드면 위에 슬롯을 두어 격리도를 향상 시켰다. 방사소자의 반사손실과 축비를 유지하고, 이득을 증가시키는 목적을 실현하기 위해 공통 그라운드면 위에 슬롯을 두어 두 방사소자간의 상호결합을 최소화하였고 각각의 방사소자가 독립적으로 동작하도록 설계하였다.
- (8) 안테나 배열 설계를 통하여 이득을 향상시켰다. 단일 방사소자와 비교하여 모든 관심대역에서 약 1 dBi 이득이 향상되었다.
- (9) 설계된 방사소자와 배열 안테나를 제작하여 평가를 통해 설계의 타당성을 입증하였다. 방사소자의 결과와 배열 안테나의 결과가 유사한 것을 볼 수 있었고, 모의 실험된 결과와 측정된 결과가 잘 일치하였다.

본 논문은 NLJD용 다중대역 원형편파 방사소자를 설계한 후 이득을 증가시키기 위해 방사소자를 배열 설계하였다. 배열 설계 시 방사소자간의 영향력 분석을 위해 2 포트의 급전으로 설계하여, 하나의 포트를 $50\ \Omega$ 종단저항을 연결한 상태에서 격리도를 분석하였다. 향후 과제로는 전력 분배기를 설계하여 1 포트에서 동작하도록 급전선로의 설계가 필요할 것으로 사료된다.

Reference

- [1] Hiltmar Schubert, Andrey Kuznetsov, *Detection and Disposal of Improvised Explosives - NATO Security through Science Series*, Springer, pp. 237-239, 2006.
- [2] 김태근, 민경식, “비선형 소자 탐지용 광대역 스파이럴 안테나의 설계”, 한국전자과학회 논문지, 22권, 1호, pp.81-88, 2011년 1월.
- [3] 김정원, 민경식, 박찬진, 이광근, “NLJD용 원편파 패치 소자의 설계”, 2011년도 전자과학기술 하계학술대회 논문집, 12권, 1호, pp. 19, 2011년 7월
- [4] Donald A. Neamen, *An introduction to semiconductor devices, Higher Education*, McGraw-Hill, New York, pp. 198-199, 2006.
- [5] Simon Haykin and Barry Van Veen, *Signals and systems, second Edition*, John Wiley, New York, pp. 252-253, 2002.
- [6] 이면주, 이광욱, 이수용, 정문희, 남상욱, “원추형 복사패턴과 원편파 특성을 가지는 광대역 마이크로스트립 배열 안테나의 설계와 제작, 한국통신학회논문지, 18권 11호, pp. 1774-1784, 1993년
- [7] Dong-Wan Han, Gye-Taek Jeong, Cheon-Hee Lee, Hwa-Choon Lee and Kyung-Sup Kwak, “Design of an internal Antenna for Hepta-Band Using CPWG-fed”, the journal of Korea Institute of Communications and Information Science, Vol. 33, no. 9, pp. 10-11, Jan. 2008.
- [8] J. Liang, L. Guo, C.C. Chiau and X. Chen, “CPW-Fed Circular Disc Monopole Antenna for UWB Applications”, IEEE International Workshop on Antenna Technology, Vol. 34, No. 8, Mar. 2005.

- [9] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus, London, pp. 219-232, 1989.
- [10] M. Haneishi and H. Takazawa, "Broadband circularly polarized planar array composed of a pair of dielectric resonator antennas", *IEEE Electronics Letters*, Vol. 21, No. 10, pp. 437-438, May 1985.
- [11] S. Kitao and M. Haneishi, "Circularly polarized planar antenna excited by cross-slot coupled coplanar waveguide feedline", *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, pp. 2220-2223, jun. 1994.
- [12] F.M. Tanyer-Tigrek, I.E. Lager and L.P. Ligthart, "A CPW-Fed Printed Loop Antenna for Ultra-Wideband Application, and its Linear-Array Performance", *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, Vol. 52, No. 4, pp. 31-40, Aug. 2010.
- [13] 전주성, "PCS 기지국용 U-슬롯 어레이 안테나 설계", 한국전자과학회 논문지, 12권 1호, pp. 117-124, 2001년 3월.

Publications & Conference

- [1] 김인환, 민경식, 김정원, 박찬진, “다중대역 고이득 원편파 어레이 안테나의 설계”, 2012년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 35권, 1호, pp. 122, 2012년 5월
- [2] 김정원, 민경식, 박찬진, 김인환, “Metal Cap을 이용한 스파이럴 안테나의 고이득 설계”, 2012년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 35권, 1호, pp. 121, 2012년 5월.
- [3] 박찬진, 민경식, 김정원, 김인환, “4G LTE 단말기의 안테나 위치에 따른 격리도 제어 설계”, 2012년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 35권, 1호, pp. 123, 2012년 5월.
- [4] 정재환, 민경식, 김정원, 박찬진, 김성민, 김종화, 김인환, “NLJD용 스파이럴 안테나의 측비 개선을 위한 그라운드 슬릿 설계”, 2012년도 한국전자파학회 전자파기술 하계 학술대회 논문집, pp. 16, 2012년 7월.
- [5] 박찬진, 민경식, 김정원, 김인환, 정재환, 김성민, 안철완, 권승구, “LTE-PIPA 단말기의 격리도 개선을 위한 Sub 안테나의 최적위치 설계, 2012년도 한국전자파학회 전자파기술 하계 학술대회 논문집, pp. 15, 2012년 7월.
- [6] Jeong-won Kim, Kyeong-sik Min, In-hwan Kim, Chan-jin Park, “Triple Band Spiral Antenna for Non-Linear Junction Detector”, 2012 International Symposium on Antennas and Propagation, Oct. 2012.
- [7] Chan-jin Park, Dae-hwan Park, Kyeong-sik Min, Jeong-won Kim, In-hwan Kim, “Measurement Characteristics of LTE-MIMO Antenna for 4G Mobile Handy Terminal”, 2012 International Symposium on Antennas and Propagation, Oct. 2012.

- [8] Jae-hwan Jeong, Kyeong-sik Min, Jeong-won Kim, Chan-jin Park, In-hwan Kim, "Design for Optimal Axial Ratio of Spiral Antenna for NLJD System", 2012 Asia-Pacific Microwave Conference, Dec. 2012.
- [9] Chan-jin Park, Kyeong-sik Min, Jeong-won Kim, In-hwan Kim, "Fundamental Approach of Isolation Loss Control between Patch Antennas for LTE-MIMO Mobile handy Terminal, 2012 Asia-Pacific Microwave Conference, Dec. 2012.
- [10] 김인환, 민경식, 김정원, 박찬진, "다중대역 원편파 안테나 소자의 설계", 2012년도 종합학술박람회 논문집, 22권, 1호, pp. 65, 2012년 11월.
- [11] Jae-hwan Jeong, Kyeong-sik Min, In-hwan Kim, Sung-Min Kim, "High Gain Spiral Antenna with Conical Wall", 2013 International Symposium on Antennas and Propagation, Oct. 2012.
- [12] In-hwan Kim, Kyeong-sik Min, Jae-hwan Jeong, Sung-Min Kim, "Circularly Polarized Tripleband Patch Antenna for Non-Linear Junction Detector", Asia-Pacific Microwave Conference, Nov. 2012.
- [13] Jae-hwan Jeong, Kyeong-sik Min, In-hwan Kim, Sung-Min Kim, "Multiband Spiral Antenna with High Gain by Conical Wall", Asia-Pacific Microwave Conference, Nov. 2012.

Acknowledgement

저의 대학원 2년 동안 가장 기억에 남는 것은 처음 대학원 입학에 대해 민경식 교수님 방을 찾아갔을 때가 기억에 남습니다. 부족한 저를 따뜻하게 맞아주시며 제가 대학원 진학에 궁금했던 점을 차근차근 알려주시던 그 온화한 모습이 아직도 생생합니다. 연구와 공부에 관해서는 엄격하시고 그 외의 부분에서는 아버지처럼 사랑으로 대해주셔서 감사합니다. 교수님의 가르침 덕분에 제가 많이 성장할 수 있었고, 대학원 졸업도 할 수 있었다고 생각합니다. 또 교수님과 저와의 인연을 만들어준 저의 외삼촌 박 정훈 교수님 감사합니다. 제 진로에 대해서 진심으로 같이 고민해 주시고 조언해주셔서 항상 감사했습니다. 그리고 본 논문을 심사하시면서 제가 알지 못했던 부분까지 지도해주신 김 동일 교수님과 박동국 교수님 감사합니다. 교수님의 지도 덕분에 더 좋은 논문이 되었다고 생각합니다.

제가 제일 사랑하는 그리고 저의 든든한 후원자인 아버지와 어머니, 누나에게 항상 힘이 되어주고 저를 믿어줘서 감사하다고 전하고 싶습니다. 항상 공부보다 사람다운 됴됨이를 우선으로 생각하고 항상 바르게 살아갈 수 있도록 가르침을 주신 건 모두 저의 가족들 덕분입니다. 앞으로 더욱더 열심히 해서 가족의 사랑에 보답하고 싶습니다.

이 논문이 나오기까지 따끔한 조언을 아끼지 않고, 같이 고민하고 형제처럼 지내면서 추억을 쌓은 정원이형, 찬진이형, 재환이, 성민이에게 감사하다고 전하고 싶습니다. 남은 기간 동안 열심히 해서 원하는 목표를 꼭 이루라는 말을 전하고 싶습니다. 그리고 졸업하고도 저에게 도움을 주신 민성이형, 승묵이형, 지철이형, 대환이형, 동현이형, 태근이형에게 항상 저를 걱정해주시고 조언 해주셔서 감사하다고 전하고 싶습니다.

저에게 많은 가르침과 아낌없는 칭찬과 조언, 사랑을 주신 모든 분들과 제가 사랑하는 모든 분들에게 다시 한 번 깊은 감사를 드립니다.

김인환 올림

