



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 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](#)

工學博士 學位論文

이동통신 시스템용 MIMO 안테나의 상호결합 억제와  
광대역화 방법에 관한 연구

The Study on Method to Suppress the Mutual Coupling and Broaden  
the Bandwidth in MIMO Antenna for Mobile Communication Systems



指導教授 閔 庚 植

2016年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴 哲 權

本 論文을 朴哲權의 工學博士 學位論文으로 認准함.

委員長: 工學博士 金 東 一

(印)

委 員: 工學博士 尹 中 漢

(印)

委 員: 工學博士 趙 炯 來

(印)

委 員: 工學博士 朴 東 國

(印)

委 員: 工學博士 閔 庚 植

(印)

2016年 6月 23日

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

# 목 차

List of Tables .....	iii
List of Figures .....	iv
Abbreviations .....	vii
Abstract .....	ix

## 제 1 장 서 론

1.1 연구배경 및 목적 .....	1
1.2 연구방법 및 내용 .....	7
1.3 연구성과 .....	9

## 제 2 장 단말기기용 MIMO 안테나의 상호결합 억제방법 연구

2.1 IEEE 802.11a용 안테나의 상호결합 억제방법 제안 .....	10
2.1.1 역 U형 기생소자 설계에 의한 억제방법 .....	12
2.1.2 제작 및 측정 .....	18
2.2 IEEE 802.11b용 안테나와 PCS 안테나 간의 상호결합 억제방법 제안 ...	23
2.2.1 미앤더 라인을 가지는 IFA 안테나에 의한 방법 .....	23
2.2.2 스파이럴 구조의 PIFA형 PCS 안테나에 의한 방법 .....	30
2.2.3 제작 및 측정 .....	36
2.3 요약 .....	41

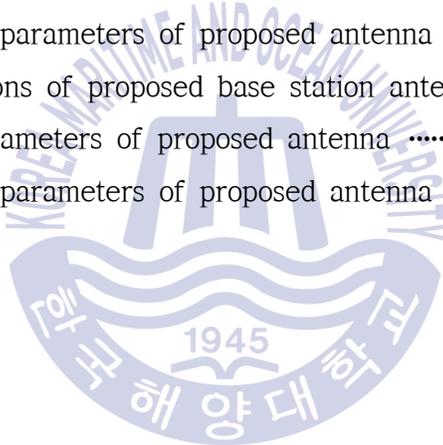
## 제 3 장 소형 기지국용 MIMO 안테나의 상호결합 억제방법 연구

3.1 임피던스 정합 실린더를 가지는 2-포트 안테나의 제안 .....	44
3.1.1 안테나 설계 .....	44
3.1.2 제작 및 측정 .....	51

3.2 반파장 급전 선로를 가지는 2-포트 안테나의 제안 .....	56
3.2.1 안테나 설계 .....	56
3.2.2 제작 및 측정 .....	64
3.3 요약 .....	69
<b>제 4 장 기지국용 MIMO 배열 안테나의 광대역화 연구</b>	
4.1 위상가변 배열 안테나의 설계 .....	73
4.1.1 PCB 결합 급전부를 가지는 안테나의 광대역화 방법 제안 .....	73
4.1.1.1 안테나 설계 .....	75
4.1.1.2 제작 및 측정 .....	81
4.1.2 광대역 5-포트 위상가변기의 제안 .....	91
4.1.2.1 위상가변기 설계 .....	93
4.1.2.2 제작 및 측정 .....	96
4.2 배열 안테나의 구성 및 특성 측정 .....	98
4.2.1 배열 안테나의 구성 .....	98
4.2.2 배열 안테나의 특성 측정 .....	99
4.3 요약 .....	112
<b>제 5 장 결론</b> .....	113
<b>참고문헌</b> .....	115
<b>본 연구와 연관된 발표 논문</b> .....	121
<b>감사의 글</b> .....	125

## List of Tables

Table 2-1	Optimized parameters of inverted U structure .....	15
Table 2-2	Optimized parameters of reference antenna .....	26
Table 2-3	Optimized parameters of proposed PCS antenna .....	34
Table 3-1	Specification of small base station antenna .....	43
Table 3-2	Frequency bands of E-UTRA .....	43
Table 3-3	Design parameters of proposed antenna .....	46
Table 3-4	Optimized parameters of proposed antenna .....	49
Table 3-5	Design parameters of proposed antenna .....	58
Table 3-6	Optimized parameters of proposed antenna .....	59
Table 4-1	Specifications of proposed base station antenna .....	72
Table 4-2	Design parameters of proposed antenna .....	76
Table 4-3	Optimized parameters of proposed antenna .....	80



## List of Figures

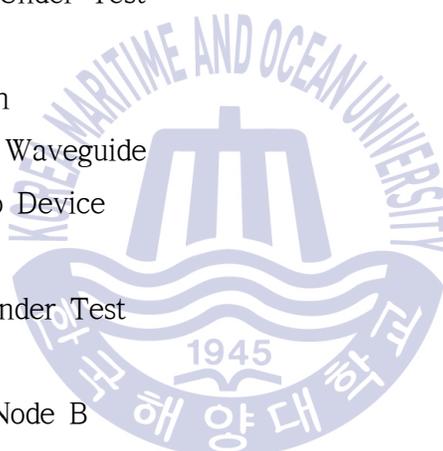
Fig. 1-1 Trend of wireless communication technology .....	1
Fig. 1-2 Example of MIMO antenna systems .....	2
Fig. 1-3 Example of various cell access .....	3
Fig. 1-4 Measurement environment of S-parameters .....	7
Fig. 1-5 Measurement environment of radiation patterns .....	8
Fig. 2-1 Reference antenna .....	11
Fig. 2-2 S-parameters of reference antenna .....	11
Fig. 2-3 Gain of reference antenna .....	12
Fig. 2-4 Planar array antenna with inverted U structure .....	13
Fig. 2-5 Parameter study of inverted U structure .....	15
Fig. 2-6 Simulation results of optimized parameters .....	16
Fig. 2-7 Improved gain by using inverted U structure .....	16
Fig. 2-8 Current distributions .....	18
Fig. 2-9 Photograph of fabricated antenna .....	19
Fig. 2-10 Measured S-parameters of fabricated antenna .....	19
Fig. 2-11 Radiation patterns of proposed antenna .....	21
Fig. 2-12 Gain of proposed antenna .....	22
Fig. 2-13 Structure of reference antenna .....	23
Fig. 2-14 Parameters of reference antenna .....	24
Fig. 2-15 Parameter study of reference antenna .....	25
Fig. 2-16 Simulation results of optimized parameters .....	26
Fig. 2-17 Photograph of fabricated reference antenna .....	27
Fig. 2-18 Measured S-parameters of reference antenna .....	27
Fig. 2-19 Radiation patterns of reference antenna .....	28
Fig. 2-20 Gain of reference antenna .....	29
Fig. 2-21 Proposed PCS antenna structure .....	31

Fig. 2-22	Parameter study of proposed PCS antenna .....	33
Fig. 2-23	Simulation result of optimized parameters .....	34
Fig. 2-24	Current distribution of proposed PCS antenna .....	35
Fig. 2-25	Isolation characteristics of each antenna .....	35
Fig. 2-26	Simulated S-parameters of reference and PCS antenna .....	36
Fig. 2-27	Photograph of fabricated reference antennas .....	37
Fig. 2-28	Measured S-parameters of reference and PCS antenna .....	37
Fig. 2-29	Radiation patterns of PCS antenna .....	38
Fig. 2-30	Radiation patterns of reference antenna .....	39
Fig. 2-31	Gain of proposed antenna .....	40
Fig. 3-1	Example of small base station for Femto cell .....	42
Fig. 3-2	Structure of proposed antenna .....	46
Fig. 3-3	Parameter study of proposed antenna .....	48
Fig. 3-4	Optimized simulation results of proposed antenna .....	49
Fig. 3-5	Current distributions of proposed antenna .....	50
Fig. 3-6	Photograph of fabricated antenna .....	51
Fig. 3-7	Measured S-parameters of proposed antenna .....	52
Fig. 3-8	Radiation patterns of proposed antenna .....	54
Fig. 3-9	Gain of proposed antenna .....	55
Fig. 3-10	Structure of proposed antenna .....	58
Fig. 3-11	Parameter study of proposed antenna .....	61
Fig. 3-12	Simulation results of proposed antenna .....	62
Fig. 3-13	Current distributions of proposed antenna .....	63
Fig. 3-14	Photograph of fabricated antenna .....	64
Fig. 3-15	Measured S-parameters of fabricated antenna .....	65
Fig. 3-16	Radiation patterns of proposed antenna .....	67
Fig. 3-17	Gain of proposed antenna .....	68
Fig. 4-1	Photograph of installed base station antenna .....	71
Fig. 4-2	Variation of radiating direction by phase shifter .....	72

Fig. 4-3 Structure and polarization of reference antenna .....	74
Fig. 4-4 S-parameters of reference antenna .....	75
Fig. 4-5 Structure of proposed antenna .....	76
Fig. 4-6 Parameter study of proposed antenna .....	78
Fig. 4-7 Impedance characteristics of proposed antenna .....	79
Fig. 4-8 Simulation results of proposed antenna .....	80
Fig. 4-9 Photograph of fabricated antenna .....	82
Fig. 4-10 Measured S-parameters of fabricated antenna .....	82
Fig. 4-11 Comparison of S-parameters .....	83
Fig. 4-12 Coordination of proposed antenna .....	84
Fig. 4-13 Radiation patterns of proposed antenna .....	89
Fig. 4-14 Gain of proposed antenna .....	90
Fig. 4-15 Uniform linear array with phase shifter .....	92
Fig. 4-16 Designed 5-port phase shifter .....	93
Fig. 4-17 5-port phase shifter with array elements .....	94
Fig. 4-18 Simulation results of 5-port phase shifter .....	95
Fig. 4-19 Fabricated 5-port phase shifter .....	96
Fig. 4-20 Measurement results of 5-port phase shifter .....	97
Fig. 4-21 Block diagram of base station antenna .....	98
Fig. 4-22 Fabricated MIMO array antenna .....	99
Fig. 4-23 Measured S-parameters of array antenna .....	101
Fig. 4-24 Measured gain of array antenna .....	102
Fig. 4-25 Measured SLL of array antenna .....	104
Fig. 4-26 Measured horizontal HPBW of array antenna .....	105
Fig. 4-27 Measured vertical patterns of array antenna .....	108
Fig. 4-28 Measured horizontal patterns of array antenna .....	111

## Abbreviation

3D	3-Dimensional
3GPP	Third Generation Partnership Project
4G	Fourth Generation
5G	Fifth Generation
AF	Array Factor
ANT	Antenna
AP	Access Point
AUT	Antenna Under Test
AZ	Azimuth
BW	Bandwidth
CPW	Coplanar Waveguide
D2D	Device to Device
dB	Decibel
DUT	Device Under Test
EL	Elevation
eNB	evolved Node B
EPC	Evolved Packet Core
E-UTRA	Evolved Universal Terrestrial Radio Access
FRP	Fiber Reinforced Plastic
GHz	Giga Hertz
GPIB	General Purpose Interface Bus
HeNB	Home evolved Node B
HetNet	Heterogeneous Network
HPBW	Half Power Beam Width
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFA	Inverted F Antenna



LTE	Long Term Evolution
MCS	Mutual Coupling Suppression
MHz	Mega Hertz
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
NoLA	New Nomadic/Local area wireless Access
PC	Poly Carbonate
PCB	Printed Circuit Board
PCS	Personal Communication Systems
PIFA	Planar Inverted F Antenna
PIM	Passive Intermodulation
PS-LTE	Public Safety Long Term Evolution
RET	Remote Electrical Tilt
RF	Radio Frequency
RSU	Road Side Unit
Rx	Receiver
SCeNB	Small Cell evolved Node B
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SLL	Side Lobe Level
Tx	Transmitter
VHT	Very High Throughput
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WiBro	Wireless Broadband
WiMAX	Worldwide interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

# The Study on Method to Suppress the Mutual Coupling and Broaden the Bandwidth in MIMO Antenna for Mobile Communication Systems

Chul-Keun Park

Department of Radio Science & Engineering  
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

## Abstract

This dissertation describes a method of mutual coupling suppression and broadband method of MIMO antenna for mobile communication systems.

Chapter 2 describes a method of mutual coupling suppression of planar array antenna and meander line MIMO antenna and/or PCS antenna for mobile terminal. The antenna with  $-27$  dB mutual coupling suppression for IEEE 802.11a band designed and fabricated. Proposed antenna has an inverted U structure with via hole between array antennas. From application of inverted U structure, mutual coupling problem of microstrip patch antenna is solved and gain also increased about 2 dB over. The MIMO antenna for IEEE 802.11b and PCS antenna also are proposed. PCS antenna designed at limited area between meander line antennas for IEEE 802.11b. Mutual coupling between reference antenna and PCS antenna is suppressed under  $-18$  dB by using shorting stub on PCS antenna. Gain of reference antenna and PCS antenna are 3.61 dBi and 0.05 dBi, respectively.

Chapter 3 describes a mutual coupling suppression by design of low profile MIMO antenna for small base station. Two type antenna designed for 698~787 MHz and 1.71~2.17 GHz band. Low band antenna with impedance matching

cylinder is a metal component that distance between ports is  $\lambda/8$  to obtain high isolation. As a results, the mutual coupling between ports is suppressed as -19 dB. Measured gain is 6.07 dBi which is good performance. Low band MIMO antenna with 30 mm height has a low profile structure for small base station. The patch antenna for high band proposed as a type of PCB circular patch. The mutual coupling between ports is suppressed -18 dB by application of  $\lambda/2$  feeding line and perpendicular structure. Proposed antenna has high gain of 5.98 dBi and low profile structure with 24.565 mm.

Chapter 4 describes a phase adjustable MIMO array antenna for 700 MHz band base station. Broadband single dipole antenna with dual polarization for array antenna proposed for 698~960 MHz band. It has 31.6 % bandwidth which is 12.2 % broader than bandwidth 19.4 % of reference antenna. Isolation between ports is under -26 dB. Because of the radiators is located at  $\lambda/4$  wavelength distance from reflector plane and center of balun. Measured gain is 10.2 dBi at 960 MHz. Broadband 5-port phase shifter with electrical down tilting is designed. Measurement results of amplitude and phase has a good agreement compare with simulation's one. Array antenna is fabricated and measured. Total electrical down tilting range is from  $-14^\circ$  to  $0^\circ$ . The array antenna has a good S-parameters performance over all frequency band and tilting range. Measured gain and horizontal HPBW are 14.5~15.5 dBi and  $65^\circ \pm 5^\circ$ , respectively. Upper SLL of proposed MIMO array antenna is -15.5 dB which level is not affected to neighbor base station antenna systems.

Chapter 5 describes the conclusion of this dissertation. The method of mutual coupling suppression between MIMO antennas was proposed for mobile terminal and small base station. Broadening method of the bandwidth dual polarization dipole antenna for base station is also proposed and evaluated.

**KEY WORDS:** Antenna 안테나; Mutual Coupling Suppression 상호결합 억제; MIMO 다중 입력 다중출력; Broadband 광대역; Base station 기지국

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경 및 목적

이동통신망은 유선기반과 무선기반으로 하는 두 개의 축으로 발전하고 있으며 사용자의 이동성과 데이터 속도 관점에서 접속속도를 구분하여 기술 세대를 분류하고 있다. 그림 1-1에 무선통신 기술의 발전 동향을 전송속도와 이동성에 따른 분류 체계를 보이고 있다. 최근 이동통신망은 4G 상용화에 이어 5G 상용화를 위한 기술 개발 단계에 있다. 또한 이동통신망과 무선랜은 상호보완적인 역할을 하고 있다. 유선 통신망은 무선 AP를 연결하여 소형 기지국화하고 고정된 무선과 이동통신 기술을 결합하여 4G 서비스를 하였다.

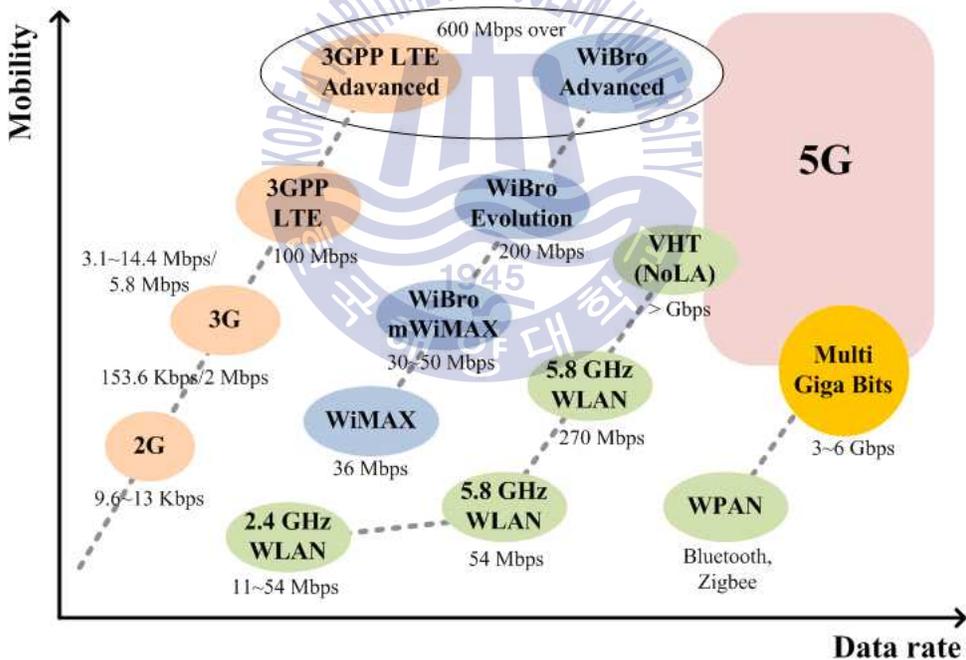


Fig. 1-1 Trend of wireless communication technology.

무선통신은 편리성과 이동성을 장점으로 내세워 음성과 데이터를 전송하는 통신 기술로 비약적인 발전을 하였다. 무선통신 사용자들은 시간, 장소 그리고 행동에 제

약 받지 않고 개인 휴대 단말기로 여러 무선 서비스를 이용할 수 있기를 원한다[1]. 이러한 요구를 해소하기 위해 무선통신의 송수신부에서 다중 안테나의 사용은 1990년 중반부터 많은 연구자들에게 주목을 받고 있다.

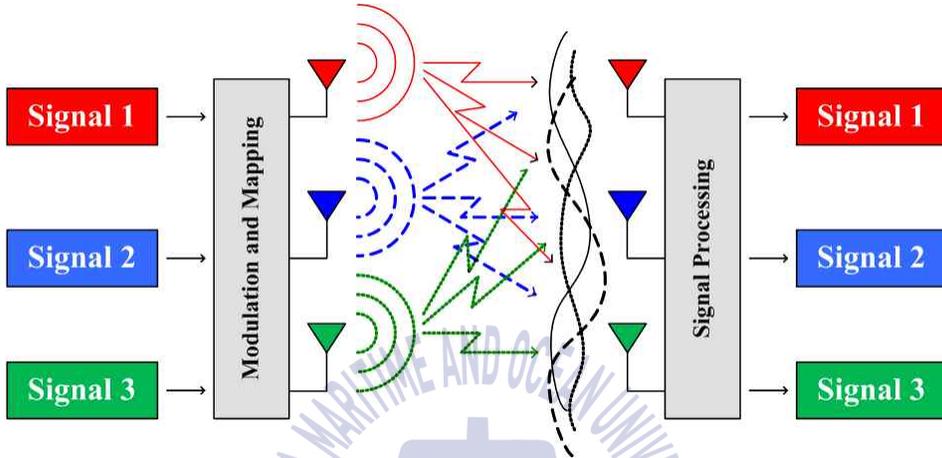


Fig. 1-2 Example of MIMO antenna systems.

다중 안테나 시스템이 제공하는 채널 용량은 기존의 무선 시스템에서 달성할 수 있는 것보다 훨씬 높으며, 이는 무선통신 시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있다 [2]. 이러한 장점에도 불구하고, 다중 안테나의 신호처리 기술들은 배열 소자간의 상호결합으로 인한 상관계수의 악화 등은 고려하지 않고, 시스템적으로 해결하려고 하거나, 알고리즘에 의한 신호처리로만 접근하고 있기 때문에 실용화의 측면에서 보면 많은 문제를 가지고 있다[3]. 따라서 이런 문제를 해결하기 위해서는 배열 안테나의 특성을 반드시 고려해야만 하고, 이를 알고리즘에 적용해야만 제대로 된 특성을 가지는 다중 안테나 시스템을 운용할 수 있을 것이다.

휴대용 단말기는 휴대, 이동이라는 특수성으로 인해 소형화 및 경량화가 크게 요구된다[4]. 대부분의 RF 부품은 칩 형태로 제작하여 내장하고 있다. 안테나 역시 이동통신 장치와 소자의 소형화 추세에 맞추어 소형화, 경량화라는 요소를 고려해야 한다[5][6]. 그러나 내장형 안테나는 타 금속 부품들이 가까이에 있어 이득이 감소하고, 이로 인한 수신감도 저하의 문제점이 있다. 또한 이동통신은 초고속 및 고용량

서비스를 위해 MIMO 안테나 시스템 또는 여러 안테나를 사용하는 시스템을 사용한다[7]. 하지만 이런 시스템에서는 각 안테나 사이에 발생하는 상호결합에 대한 영향이 매우 크다. 이러한 문제를 해결하기 위해 MIMO 안테나 시스템 또는 여러 안테나를 사용하는 시스템에서 발생할 수 있는 안테나 간의 상호결합을 억제하고 무선 통신이 원활히 이루어지기 위한 연구와 주변의 금속성 재질에 의한 안테나의 특성 변화에 대한 연구는 필수적이다.

LTE 기반의 이동통신이나 무선랜 등의 무선통신 기술로는 급격하게 증가되는 데이터 트래픽을 처리하기 어려워 새로운 이동통신 기술 및 무선전송 기술에 대한 연구가 필요하다. 또한 차세대 무선통신의 대용량 데이터 트래픽을 처리하기 위해서는 다양한 무선전송 기술을 협력적으로 이용하는 것이 중요하다.

이동통신 데이터 트래픽의 대부분은 대도시의 도심지역에서 발생하고 있고, 이를 해결하기 위해 좁은 지역에 많은 수의 기지국을 설치하여 무선랜과 연동하여 트래픽을 처리하고 있다. 대용량 데이터 트래픽을 수용하기 위하여 펌토 셀을 기술을 이용하여 주파수 자원의 재사용 전송률을 높여 트래픽을 처리하지만 셀 간 주파수 간 간섭 및 협력통신에 대한 문제점이 있어 이에 대한 연구가 진행 중에 있다[8].

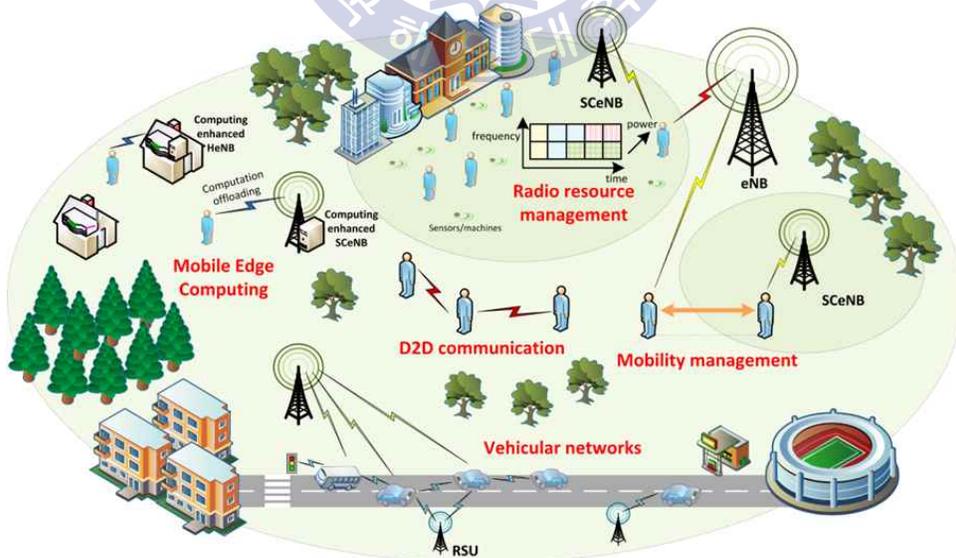


Fig. 1-3 Example of various cell access.

팜토 셀이란 1000조분의  $1(10^{-15})$ 을 의미하는 팜토와 이동전화 통화 가능지역 단위를 말하는 셀의 합성어로, 가정, 사무실 등 실내에서 사용되는 저출력 초소형 이동통신용 기지국을 의미한다[9]. 이동통신 기지국을 소형화, 저출력으로 만들어 사용자의 집 내부정도 되는 범위에서 사용할 수 있도록 하는 것이다.

기술적 측면에서 팜토 셀은 다양한 장점을 가지고 있다. 첫째, 팜토 셀은 작은 커버리지 내에서 서비스를 제공하기 때문에 저출력이며, 안정된 커버리지 확보를 위해 외부 기지국 등 주변 전파 환경을 따라 최적화 출력설정 (전력소비 효율 증대)이 가능하다. 둘째, 팜토 셀은 기지국을 통하지 않고 인터넷 회선을 백 홀로 사용하여 이동통신 코어망에 접속하므로 자체적인 용량을 제공한다. 셋째, 옥내 등 다양한 가입자 회선에서 동작할 수 있는 기능을 제공하며 인터넷이 연결된 곳이면 장소에 무관하게 설치가 가능하여 설치비 및 유지비용이 기존 기지국에 비해 적게 드는 이점이 있다[10][11].

팜토 셀은 기존 이동통신 서비스 망의 음영지역을 해소하고, 추가 용량 지원을 하던 개념에서 한 단계 발전하여 단독 서비스를 제공하는 차세대 이동통신의 핵심 요소가 될 것으로 예측된다. 이동통신 기술이 지속적으로 발전하고 데이터 서비스 용량이 증가함에 따라 고품질 서비스를 제공하기 위해 사업자들이 HetNet에 대한 관심이 높아지면서 HetNet의 핵심 구성요소로써 팜토 셀 활용이 증가할 것으로 예상된다[12][13].

최근 광대역 안테나에 관한 연구는 무선 광대역 통신을 위해 필수적이다[14]. 게다가 수많은 무선 광대역 통신 장치들은 제품 소형화를 위해 편평한 구조를 요구한다[15]. 또 다른 특징으로는 편파 다이버시티를 지원하는 이중 편파 특성이다[16][17]. 잠재적인 간섭을 줄이기 위해 기지국에서 편파 다이버시티를 이용하는 것에 관심이 증가하고 있다[18][19]. 광대역의 특성이 요구되는 무선통신 시스템에서 기지국 배열 안테나의 교차 편파와 직교 편파 포트 간 분리도의 레벨은  $-30$  dB 보다 낮은 레벨이 요구된다[20]. 실제 이동 서비스를 위한 기지국은 수직편파를 이용하는 데, 이는 휴대용 단말기와 기지국 모두 무지향성 안테나를 제공하는 것보다 간단하기 때문이다. 산악 지역으로 인해 방해되는 점 대 점 통신에서 수평 편파를 사용하면 여러 이점이 있지만, 편파의 선택은 종종 동일 채널 간섭을 제어할 필요가 있을

때 결정된다. 직교 편파는 서로 밀접하게 장착된 안테나 간 분리도를 증가시키기 위해 선택한다[17]. 광대역의 무선 시스템을 위한 다중경로 페이딩 채널은 시스템 설계와 실제 안테나 설계에서 중요한 규칙을 가진다. 광대역의 무선통신 시스템에서 중요한 것은 시스템 요구사항을 만족하는 안테나의 특성이고, 안테나 배열을 위한 편파 다이버시티 또한 중요한 기술 중의 하나이다. 편파 다이버시티 안테나는 다중경로 페이딩에 의한 신호 손실을 완화할 수 있다[21]. 따라서 이중편파 안테나는 무선통신 시스템의 성능을 증가시킬 수 있다. 더욱이 최대 성능은 두 편파가 정확히 직교로 방사되고, 두 포트 간 안테나의 분리도가 높을 때 수행된다[22].

배열 안테나의 안테나 크기 소형화는 안테나 설계의 흥미로운 분야 중 하나이다. 동작 주파수에 따라 안테나의 크기가 결정되는데, 주파수가 낮아질수록 안테나의 크기가 증가하기 때문이다. 안테나 크기가 증가하면 제품 단가 상승, 무게 증가, 설치 문제 등 다양한 문제가 발생하기 때문에 안테나 크기의 소형화는 반드시 필요하다. 이중 편파를 가지는 광대역의 소형 안테나 특성을 확보하기 위해서는 광대역의 특성을 가지는 발륜과 임피던스 정합이 필요하다. 광대역 안테나 연구는 기생소자를 이용하여 기존 평면 안테나의 대역과 방사 특성을 개선한 준-야기 보우 타이형 안테나[23], 복층 구조에 다이폴 방사부가 직교하는 구조로 낮은 교차 편파를 가지는 광대역 평면 다이폴[24], 마이크로스트립 발륜과 기생소자를 가지는 광대역 평면 다이폴[25], CPW 급전 구조를 가지면서 방사부에 변형된 슬롯을 가지는 CPW 급전 보우 타이[26], 광대역 특성을 가지면서 소형화 특성을 보여준 준-야기 안테나 기반 E 형상 드라이버[27] 등이 있다. 튜닝 스티브는 안테나의 전기적 길이를 증가시키기 때문에 안테나의 물리적인 크기를 줄일 수 있다.

장거리 전송에서 무선 매질의 전파 특성은 편파별로 동일하지 않다. 게다가 송수신 사이에 발생하는 다양한 반사는 무선 전파의 편파 특성이 저하되는데, 송신된 신호의 에너지가 다른 편파 방향으로 분산되기 때문이다. 이러한 특성은 부가적으로 비 직교성분을 가지는 수신부에서 발생할 수 있다. 다양한 편파 모드의 안테나에 수신되는 신호에 대한 페이딩 통계 조사는 많은 연구자들에게 동기를 부여하고 있다. 편파와 관련한 최초 연구는 1953년에 Glaser와 Faber이 발표한 논문이다[28].

동일한 수신 신호의 수직 및 수평 편파 성분은 무선 환경을 통해 전파되는 동안 거의 통계적으로 독립적인 페이딩을 겪는다. 이러한 사실은 편파 다이버시티의 사용을 통해 무선 시스템의 성능을 개선하기 위해 이용된다. 직교 성분을 가지는 이중 편파의 가장 간단한 다이버시티 시스템은 셀룰러 무선망에서 사용하는 휴대용 단말기이다. 이중 편파 다이버시티로 인해 휴대용 단말기의 방향과 상관없이 신뢰성 있는 통신을 할 수 있게 되는 것이다[29][30]. 편파를 이용한 성능을 얻기 위해서, 송수신 안테나 모두 신호 간 낮은 상호 간섭을 가지는 신호를 검출할 수 있어야 한다. 편파 다이버시티는 수신 입력이 모두 동일한 전자계 강도를 가지는 직교 방식에서 최대 이득을 보인다. 따라서 좋은 방사 성능뿐만 아니라 좋은 임피던스를 얻기 위해 안테나 간 낮은 결합이 필요하다[31][32].

광대역의 무선통신 시스템에서 우수한 시스템의 성능을 확보하기 위해서는 이중 편파 특성이 우수하면서 광대역의 주파수 동작이 가능한 안테나가 필요하다. 또한 시스템의 처리 용량 증대를 위해 다수의 안테나를 사용하는 것은 필수적이다. 휴대용 단말기는 공간의 제약으로 인해 다수 안테나 간의 상호결합을 억제하는 것이 중요한 요소이며, 기지국 안테나는 제품 단가, 무게, 설치 용이성을 고려하여 광대역의 특성 확보가 필수적이다.

## 1.2 연구방법 및 내용

본 논문에서 제안한 안테나는 3차원 전자계 시뮬레이터를 이용하여 설계를 하였다. 파라미터 분석을 통해 안테나의 최적 성능을 도출하였다. 2장에서 제안한 단말 기기용 안테나는 유전율 4.4인 FR4 PCB를 이용하여 설계하였으며, 3장에서 제안한 소형 기지국용 안테나와 4장에서 제안한 기지국용 배열 안테나는 알루미늄과 유전율 3.0인 Rogers사 PCB를 이용하여 설계하였다. 레이돔 재질은 유전율이 4~5인 FRP이다.

제안한 안테나의 성능은 제작 및 측정을 통해 검증한다. 안테나의 성능은 S-파라미터, 방사패턴, 이득으로 특성을 평가한다. 안테나의 S-파라미터 특성을 측정하는 측정 환경을 그림 1-4에 보인다. 측정 환경은 외부로부터 유입되는 전자파를 차단하기 위한 챔버, 네트워크 분석기, 제어를 위한 컴퓨터로 구성된다.

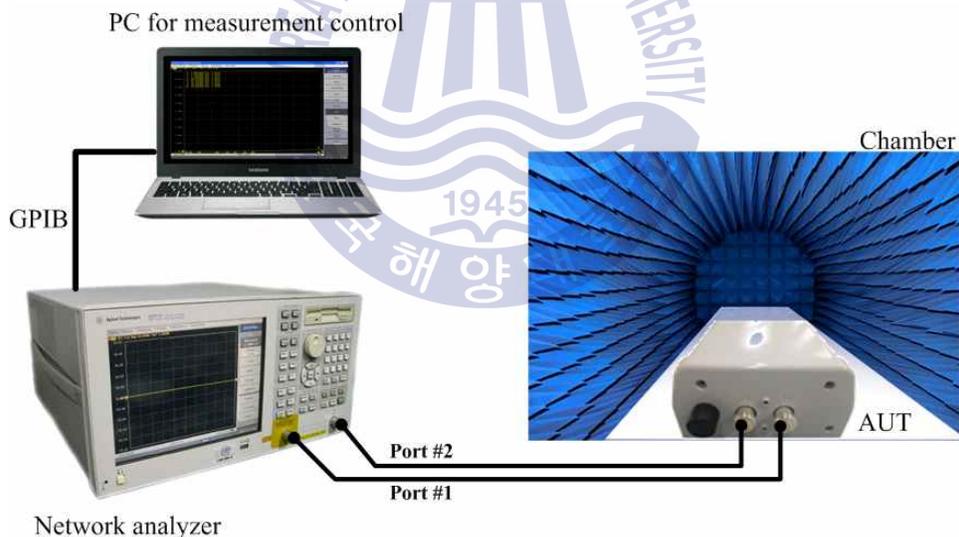


Fig. 1-4 Measurement environment of S-parameters.

그림 1-5는 안테나의 방사패턴을 측정하기 위한 환경을 보인다. 외부의 전자파를 차단하기 위한 챔버, 송신 안테나, AUT의 수직, 수평 회전을 담당하는 회전부, 회전부 제어기, 송신신호와 수신신호를 측정, 비교하는 마이크로웨이브 네트워크 분석기로 구성된다. 방사패턴은 AUT를 수직과 수평 방향으로 회전시키면서 각도별로 수

신되는 신호의 레벨을 측정하여 나타낸 것이다. AUT의 이득은 이득비교법으로 측정한다. 그림 1-5에 보인 바와 같이 AUT와 표준 안테나를 각각 두어 최대 출력이 나오도록 하고, 수신 신호 레벨을 기록해 AUT ( $P_T$ )와 표준 이득 안테나 ( $P_S$ ) 모두 수신 전력을 측정한다. 따라서 AUT의 이득은 표준 안테나 이득에 수신 전력의 비를 곱해서 산출한다[33].

$$G_T(dB) = P_T(dBm) - P_S(dBm) + G_S(dB) \tag{1}$$

여기서,  $G_S$ 는 표준 안테나의 이득이다.

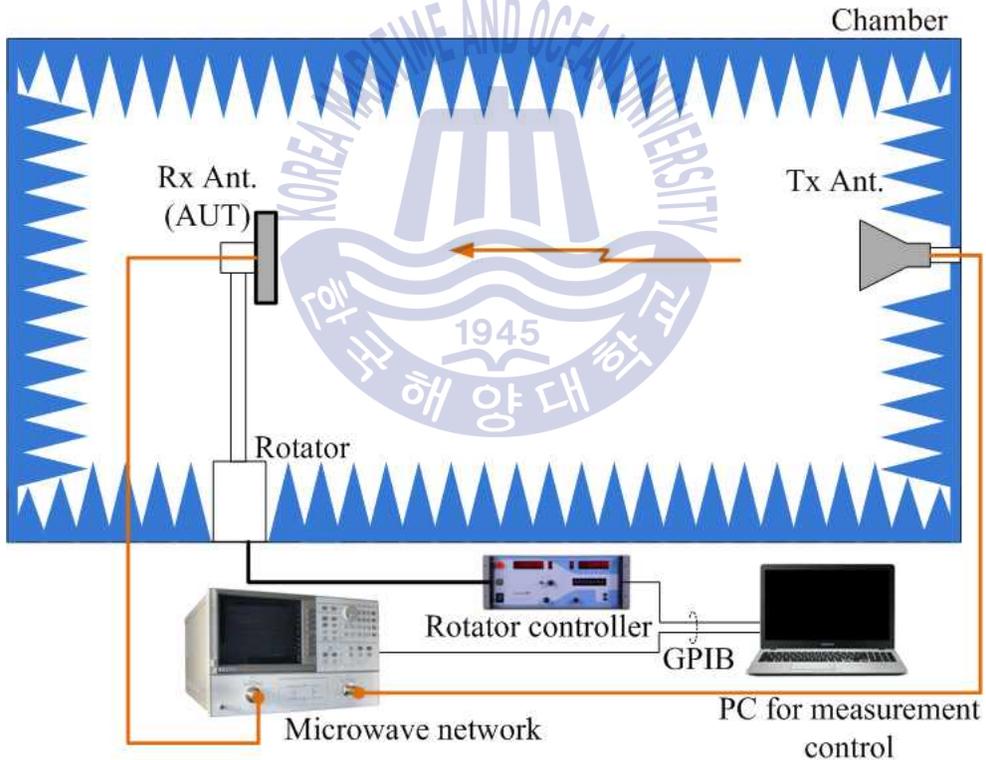


Fig. 1-5 Measurement environment of radiation patterns.

### 1.3 연구성과

본 논문에서는 단말기기에 사용가능한 MIMO 안테나의 상호결합 억제방법, 소형 기지국에 적용 가능한 안테나의 설계방법과 상호결합 억제방법, 위상제어가 가능한 기지국용 MIMO 안테나의 광대역화 방법에 대해 제안하였다.

2장에서는 IEEE 802.11a 대역에서 동작하는 2-채널 평면 배열 안테나와 IEEE 802.11b 대역에서 동작하는 2-채널 미앤더 라인 안테나 및 PCS 안테나의 상호결합 억제 방법에 대해서 제안하였다. 광대역의 상호결합 억제를 위한 방법으로 역 U형 기생소자를 제안하였고, 측정 결과 IEEE 802.11a 전 대역에서 상호결합이  $-27$  dB 이하로 억제된 결과를 얻었다. 또한 기생소자에 의해 안테나의 이득이  $2$  dB 이상 개선되었다. IEEE 802.11b 대역용 MIMO 안테나의 한정된 공간을 활용하여 PCS 안테나를 설계하였다. PCS 안테나에 단락 스테브를 적용함으로써 각 안테나 간 상호결합을  $-18$  dB 이하로 억제할 수 있었다.

3장에서는 펌토 셀용 소형 기지국에 사용가능한 MIMO 안테나의 설계방법을 제안하였다. 저주파수 대역에서 동작하는 안테나는 임피던스 정합 실린더를 적용하여 편평한 구조로 구현하였으며,  $-19$  dB의 포트 간 분리도를 확보하였다. 고주파수 대역에서 동작하는 안테나는 반파장 급전선로를 이용한 구조를 제안하였으며, 측정 결과  $-18$  dB의 포트 간 분리도를 확보하였다.

4장에서는 위상제어가 가능한 기지국용 MIMO 배열 안테나의 광대역화 방법에 대해 제안하였다. 제안한 안테나는 금속 재질의 방사체와 PCB 재질의 급전부가 결합되는 구조로 설계하였으며, 기존 안테나보다 더 낮은 주파수 대역으로  $12.2$  % 이상 확장된 결과를 얻었다. 더 낮은 주파수 대역으로 공진 주파수 대역을 확장시켰음에도 불구하고 크기는 기존 안테나와 동일함을 보였다. 배열 소자와 위상가변기를 이용하여 기지국용 MIMO 배열 안테나를 제작하고, 조향각도별 특성을 측정하였다. 배열 안테나의 모든 조향각도에 대해 이득은  $14.5\sim 15.5$  dBi, SLL은  $-15.5$  dB 이하를 만족하는 우수한 특성을 보였다.

## 제 2 장 단말기기용 MIMO 안테나의 상호결합 억제방법 연구

### 2.1 IEEE 802.11a용 안테나의 상호결합 억제방법 제안

MIMO 안테나 시스템의 구성에 있어서 실제의 MIMO 환경에 적용하기 위해서는 다중채널을 가지는 안테나 시스템이 기본적으로 필요하게 되고, 안테나 상호간의 결합이 자유공간상의 상관계수에 상당한 영향을 미치게 되므로 소자간의 상호결합을 억제하는 것은 다중 안테나 시스템의 중요한 문제이다[34]. 이러한 문제를 해결하기 위한 선행 연구로는, 안테나 소자 사이에 전기 벽과 전파 흡수체를 두어 소자간의 위상차가 각각  $180^\circ$ 를 가지게 하여 상호결합을 억제하는 방법[35], 배열된 안테나 소자 간에 일정한 높이를 가지는 격리 카드를 사용하는 방법[36], 그리고 배열된 안테나 전 방향에 대해서 금속 벽을 세우는 방법[37] 등, 대부분 3차원 구조를 이용하여 배열된 안테나 소자간의 물리적 거리는 일정하게 유지하면서 전기적 거리를 반파장으로 만들어 상호결합을 억제하는 방식에 근거하고 있다. 그러나 앞서 열거한 안테나 간 상호결합을 억제하는 선행연구들은 모두 안테나 소자 사이에 3차원 구조물을 이용하므로, 배열된 안테나의 체적이 현저히 커지게 되고 안테나부의 제작단가가 상당히 비싸지는 단점이 있다.

본 장에서는 가로로 배열된 2-채널 평면 배열 안테나를 고려하여 이들 안테나 소자간의 상호결합을 2차원 구조물을 사용하여 억제하는 방법에 초점을 맞추었다. 그림 2-1은 무선랜 대역용 광대역 소형 패치 안테나를 반파장 간격으로 배열한 경우이며, 이 때 두 소자 사이의 상호결합은 5.15 GHz와 5.825 GHz 대역에서 각각 약  $-18\sim-22$  dB 정도이다[38][39]. 그림 2-2와 2-3은 각각 2-채널 평면 배열 안테나의 계산된 S-파라미터의  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ , 단일 소자에 대해서 주파수에 따라 계산된 최대 이득을 나타낸다.

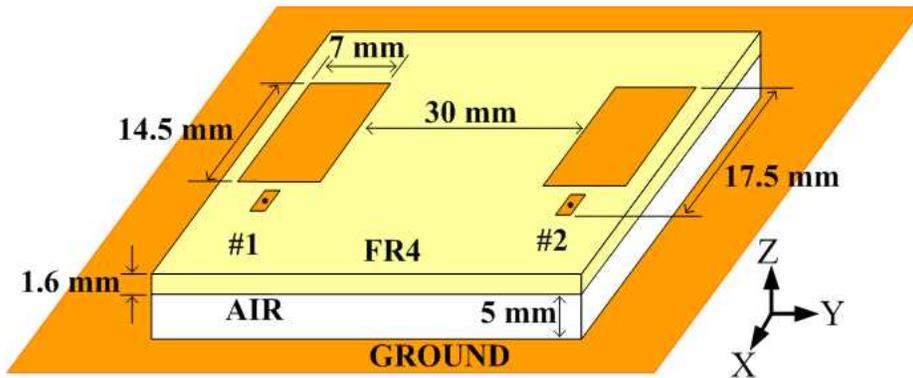


Fig. 2-1 Reference antenna.

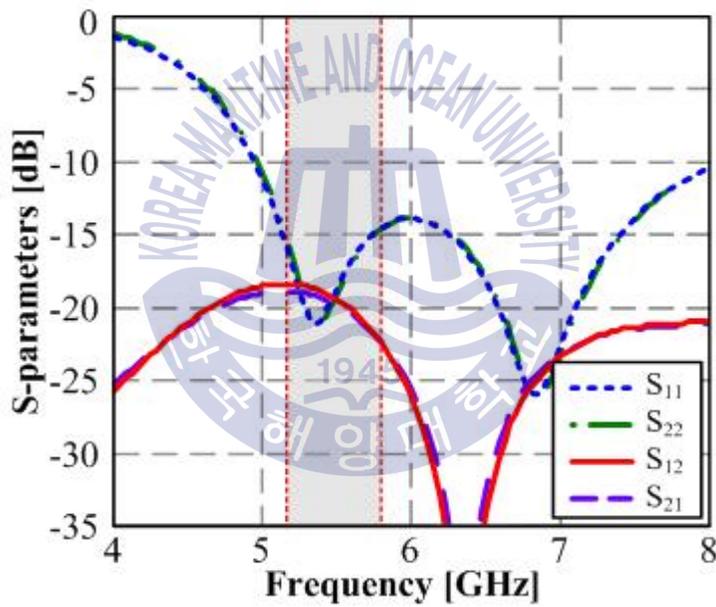


Fig. 2-2 S-parameters of reference antenna.

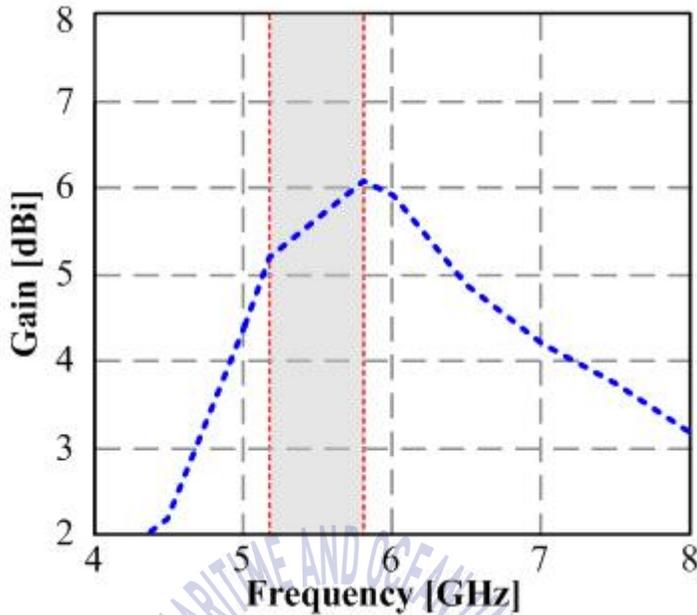


Fig. 2-3 Gain of reference antenna.

### 2.1.1 역 U형 기생소자 설계에 의한 억제방법

그림 2-4는 상호결합을 억압하기 위해 본 논문에서 제안하는 평면 배열 안테나 구조를 나타낸다. 두 개의 안테나 소자 사이에 비아 홀을 이용하여 접지된 역 U자형 구조를 배치함으로써 소자간의 상호결합을 억제하였다. 접지된 마이크로스트립 선로를 이용한 역 U자형 구조를 이용함으로써 소자간의 간섭을 발생시키는 신호가 상쇄되어 상호결합이 현저히 억제되는 효과를 가진다. 제안된 역 U자형 구조물은 전체의 길이가 약 한 파장 정도이며, 안테나간의 간섭 신호 성분이 공진 현상을 통하여 효율적으로 차단되며, 비아 홀을 통해 접지면으로 유도된다.  $\lambda/4$  또는  $\lambda/2$  길이의 일자형 기생소자의 경우는 상호결합 억제 특성이 있으나 광대역의 특성을 얻기 어려웠다.

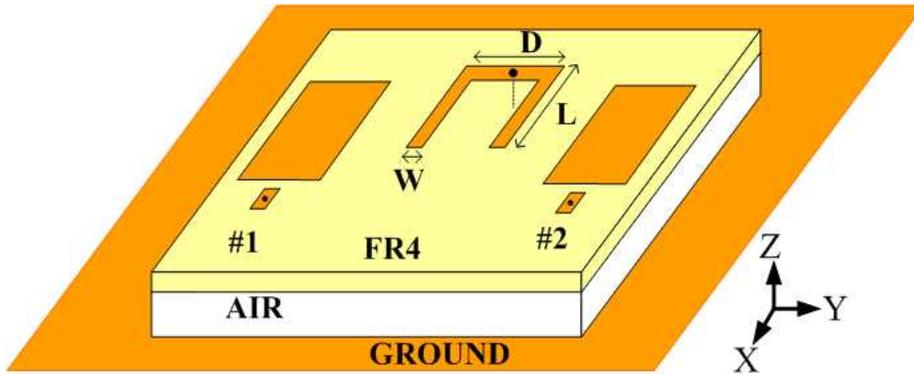
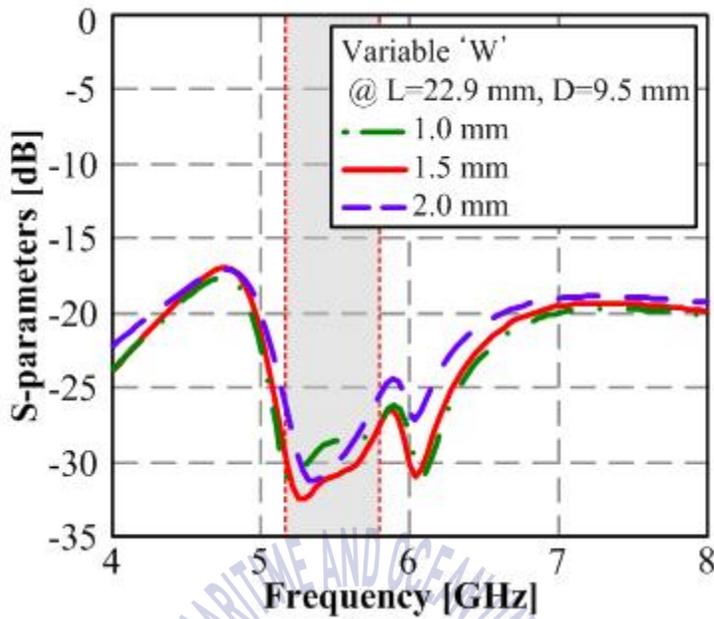
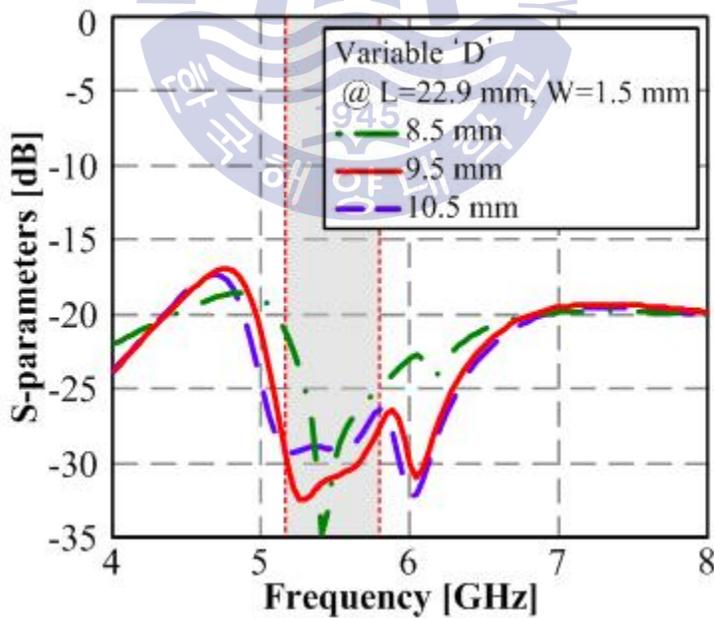


Fig. 2-4 Planar array antenna with inverted U structure.

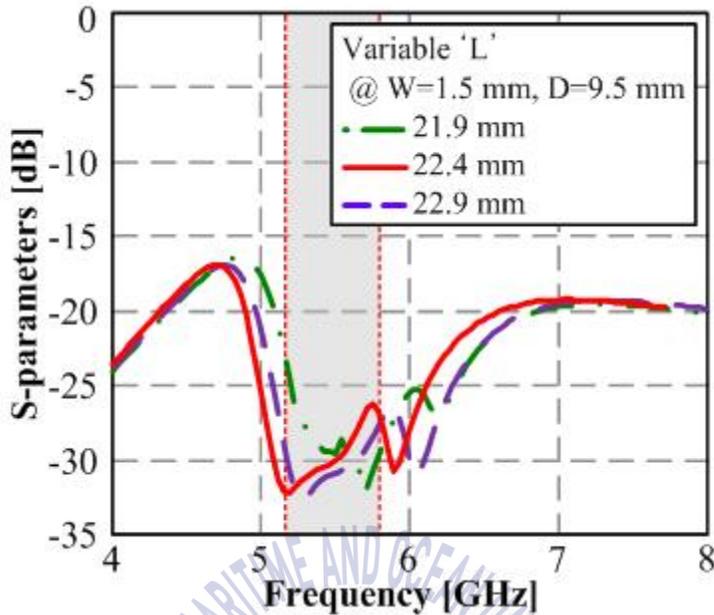
그림 2-5(a)~(c)은 파라미터 변화에 따른 상호결합 특성을 보인다. 그림 2-5(a)는 파라미터  $W$ 의 변화를 나타낸다.  $W$ 를 1 mm에서 2 mm까지 0.5 mm 단위로 증가시켰으며, 그 결과 공진 특성이 변화하는 것을 확인할 수 있다. 이는  $W$ 가 역 U자형 구조물의 고유 임피던스를 변화시키기 때문이다.  $W$ 가 1.5 mm일 때 가장 좋은 특성을 보인다. 그림 2-5(b)는 파라미터  $D$ 의 변화에 대해 나타낸다.  $D$ 는 역 U자 구조물의 전체 폭이다.  $D$ 를 8.5 mm에서 10.5 mm까지 1 mm씩 변화시켰으며, 9.5 mm일 때 가장 넓게 상호결합이 억제되는 것을 확인할 수 있다. 그림 2-5(c)에 보인 기생 소자의 길이  $L$ 의 변화를 보면,  $L$ 이 22.4 mm일 때 가장 우수한 특성을 보인다. 또한  $L$  길이에 따라  $S_{21}$  공진 주파수 대역이 달라지는 것을 보이는데, 이는  $L$  길이를 적절히 조절함으로써 IEEE 802.11a 대역뿐만 아니라 사용자의 요구에 따라 상호결합의 억압 대역을 조정할 수 있음을 보이고 있다.



(a) Variation of parameter 'W'



(b) Variation of parameter 'D'



(c) Variation of parameter 'L'

Fig. 2-5 Parameter study of inverted U structure.

위의 결과로부터 IEEE 802.11a 전 대역에서 상호결합을 효과적으로 억압할 수 있는 파라미터 값을 아래 표 2-1에 정량적으로 나타내었다. 표 2-1의 값들은 파라미터들의 변화에 따른 안테나 특성으로부터 최적화 수행에 의해 결정된 값이다. 그림 2-6은 표 2-1의 파라미터 값으로 평면 배열 안테나를 최종적으로 시뮬레이션한 S-파라미터 특성을 나타낸다. 안테나의 반사계수는 IEEE 802.11a에서 요구하는 5.15~5.25 GHz 대역과 5.7~5.825 GHz 대역을 만족하며, 소자 간의 상호결합 또한 5.15 GHz과 5.825 GHz 대역에서 각각 -30 dB와 -28 dB 이하의 특성을 나타내었다.

Table 2-1 Optimized parameters of inverted U structure.

Parameter	Value
L	22.4 mm
D	9.5 mm
W	1.5 mm

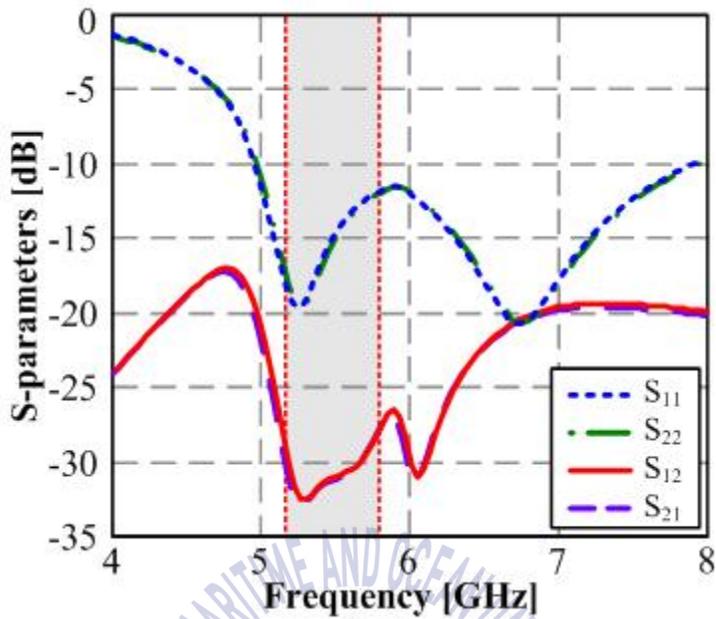


Fig. 2-6 Simulation results of optimized parameters.

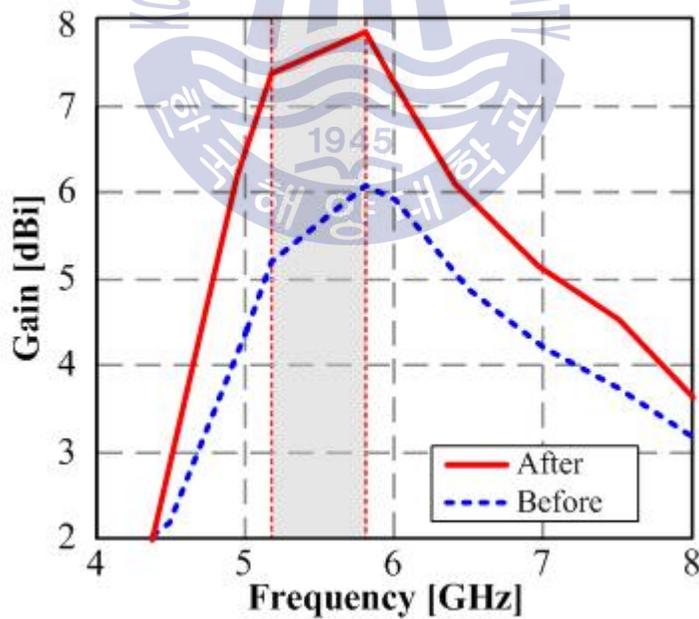


Fig. 2-7 Improved gain by using inverted U structure.

그림 2-7은 제안한 역 U자형 구조물을 가지는 평면 배열 안테나의 단일 소자에 대한 주파수에 따른 이득 특성을 나타낸다. 그림 2-3에서 보여준 안테나 이득과 비교하여 보면 전체적으로 이득이 2 dB 정도 개선됨을 알 수 있는데, 이는 제안한 역 U자형 구조물이 기생 안테나처럼 동작함으로써 안테나의 이득을 개선시키는 효과가 나타나는 것이다.

그림 2-8은 반파장 간격을 가지는 평면 배열 안테나와 본 논문에서 제안한 역 U자형 구조물을 가지는 평면 배열 안테나의 전류 분포를 나타낸다. 그림 2-8(a)의 경우, 역 U자형 구조물을 가지지 않은 두 개의 안테나 소자가 동시에 급전 되었을 경우의 각각 소자의 전류분포를 나타낸 그림으로, 이 경우 두 안테나 소자의 전류 분포는 동일하게 일어나며 이 때의 두 소자간의 상호결합은 5.15 GHz와 5.825 GHz 대역에서 각각 -18 dB와 -22 dB 정도이다. 그림 2-8(a)와 같이 두 개의 안테나 소자가 배열된 경우에는 두 안테나 소자의 주 편파는 수직 편파가 되며 이 경우에 발생되는 원치 않는 수평 편파에 의하여 두 안테나 간의 상호결합은 다소 큰 값을 가지게 된다. 그러나 그림 2-8(b)의 경우를 살펴보면 역 U자형 구조물을 두 개의 안테나 소자 사이에 삽입한 경우, 전류 분포에서 확인할 수 있듯이 역 U자형 구조물에 의해서 두 소자 사이에 발생하는 원치 않는 방사 성분이 상쇄된다. 이는 역 U자형 구조물이 각 소자에서 약  $\lambda/4$  거리를 가지게 되므로 역 U자형 구조물에 대해서 입사파와 반사파가 각기 90°의 위상차를 가지게 되어 서로 상쇄되며, 또한 역 U자형 구조물에 여기된 간섭 성분은 비아 홀을 통해서 접지면으로 흡수되는 것이다. 그림 2-8(c)의 전류 분포는 그림 2-8(b)에 대해서 역위상의 경우를 나타내는 것으로 제안된 역 U자형 구조물에 전류가 강하게 분포되어 있음을 알 수 있다. 이는 제안된 역 U자형 구조물이 마치 안테나처럼 동작하고 있음을 설명해 주는 것으로 역 U자형 구조물이 상호결합의 억압뿐 아니라 두 개의 안테나 소자 사이에서 기생 안테나 역할을 함으로써 안테나 이득의 개선에 기여하고 있음을 나타낸다.

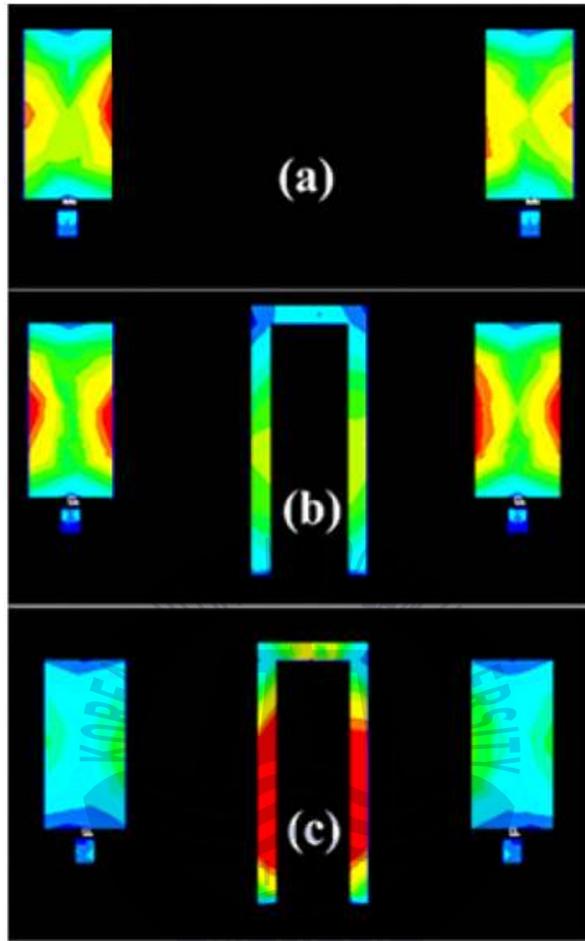


Fig. 2-8 Current distributions.

### 2.1.2 제작 및 측정

그림 2-9는 제안한 역 U자형 구조물을 가지는 평면 배열 안테나의 제작 사진을 나타낸다. 제작한 안테나의 S-파라미터와 방사패턴을 측정하였으며, 그림 2-10과 2-11에 각각 나타내었다. 제안한 안테나의 반사손실과 상호결합의 측정 결과는 결과와 거의 일치하는 특성을 보였다. 각각의 안테나 소자는 IEEE 802.11a 대역을 만족하며 상호결합은 5.15 GHz와 5.825 GHz 대역에서 각각 약 -29~-28 dB 정도로 우수한 역압특성을 나타내었다. 방사패턴 측정은 5.15 GHz와 5.825 GHz 대역에서 각각 이루어졌으며, 역 U자형 기생소자의 영향에 의해 약간의 찌그러짐 현상을 보이거나 실제로 무선통신 환경에 적용할 수 있는 적합한 방사패턴을 보였다.

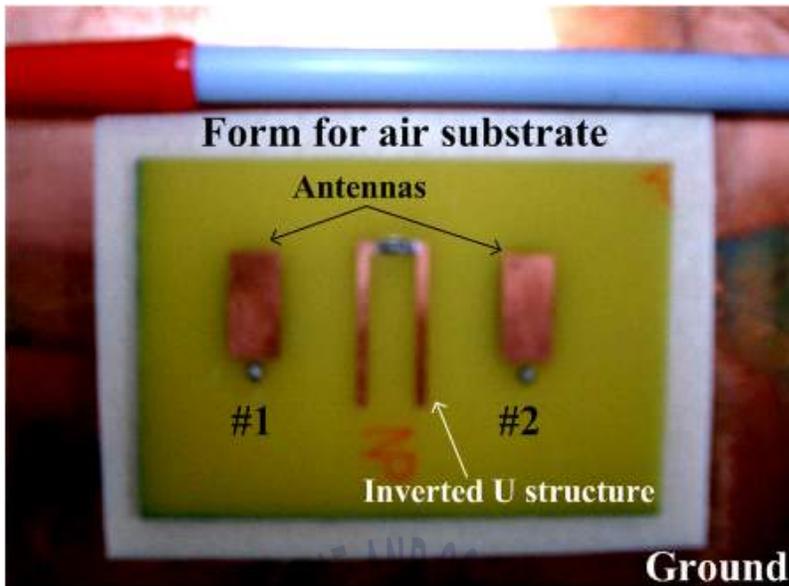


Fig. 2-9 Photograph of fabricated antenna.

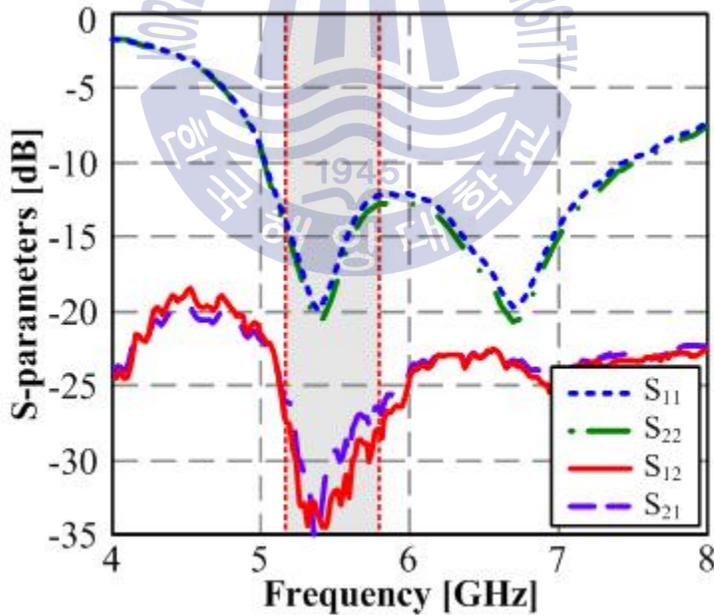
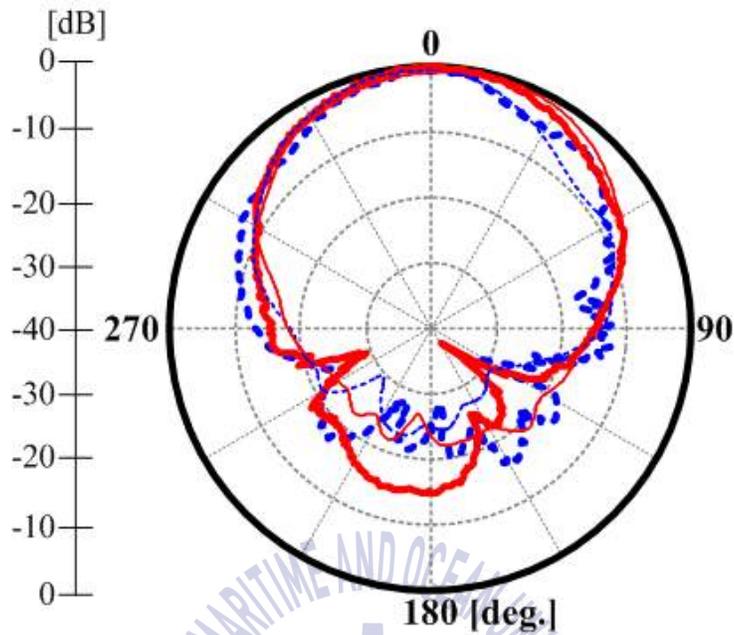
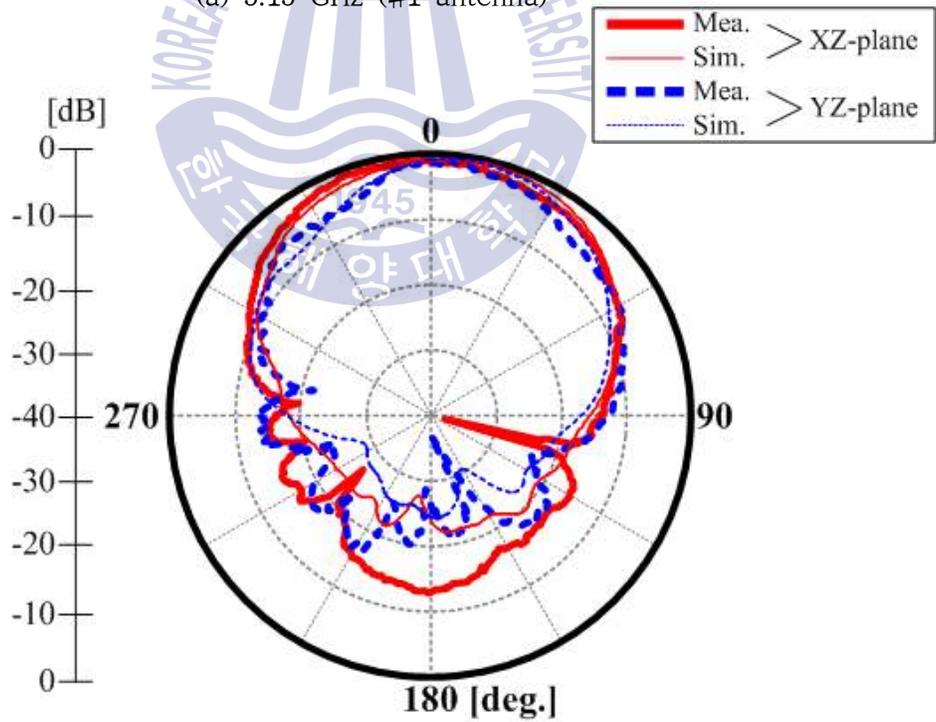


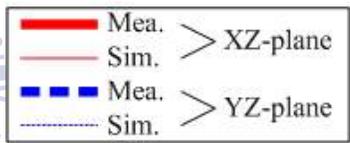
Fig. 2-10 Measured S-parameters of fabricated antenna.

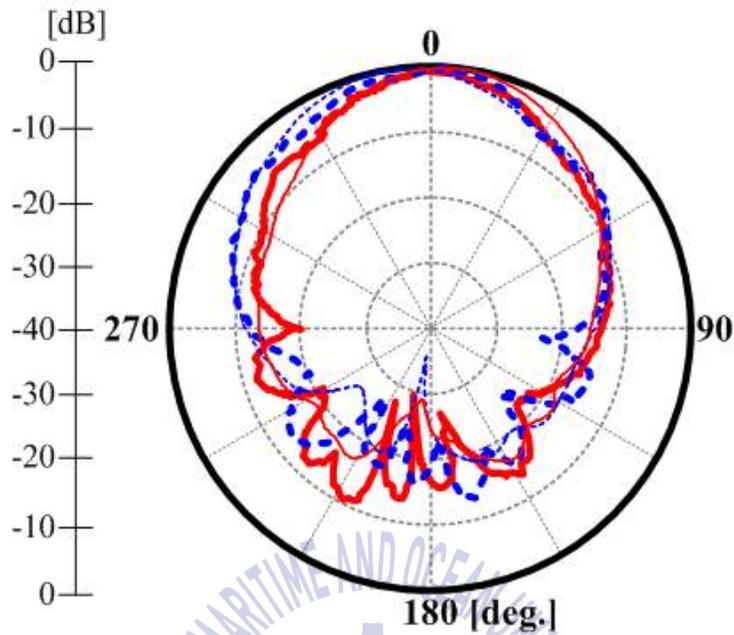


(a) 5.15 GHz (#1 antenna)

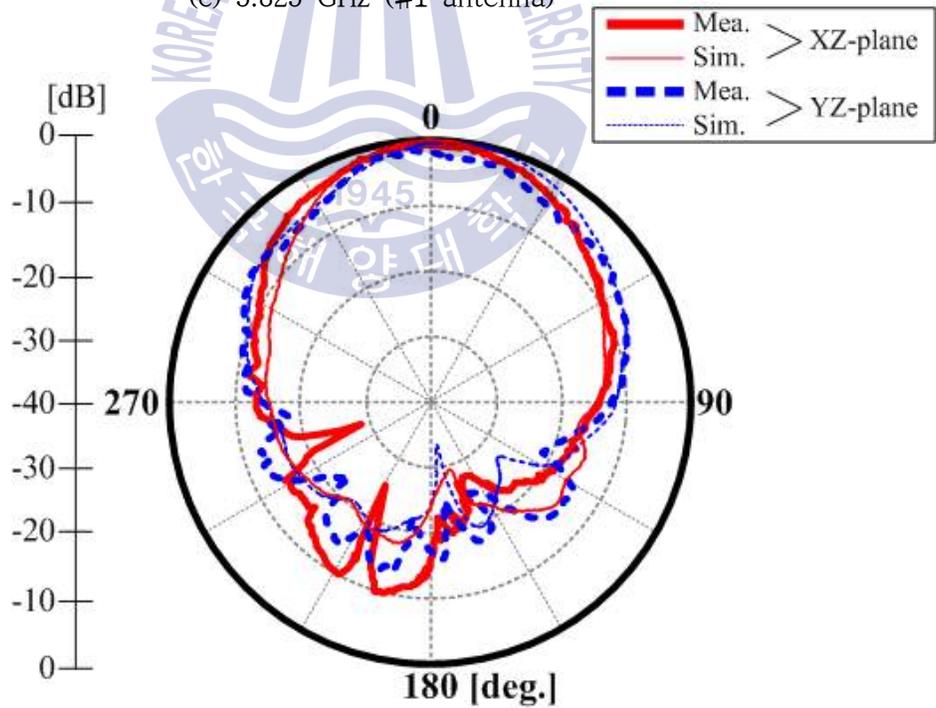


(b) 5.15 GHz (#2 antenna)





(c) 5.825 GHz (#1 antenna)



(d) 5.825 GHz (#2 antenna)

Fig. 2-11 Radiation patterns of proposed antenna.

그림 2-12는 평면 배열 안테나 중 한 안테나의 이득을 비교한 결과를 보인다. 평면 배열 안테나의 계산 이득은 5.825 GHz에서 7.83 dBi이고, 측정 이득은 7.71 dBi이다. 계산과 측정 결과의 오차가 0.12 dB 이내로 매우 높은 정확도를 보여준다. 이러한 특성을 바탕으로 본 논문에서 제안한 단말기기용 안테나는 실제 환경에 바로 적용할 수 있을 것으로 사료된다.

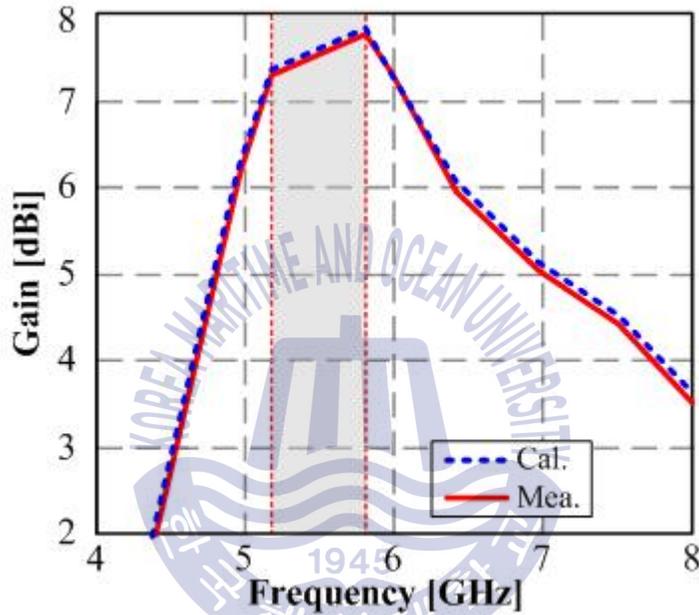


Fig. 2-12 Gain of proposed antenna.

## 2.2 IEEE 802.11b용 안테나와 PCS 안테나 간의 상호결합 억제방법 제안

### 2.2.1 미앤더 라인을 가지는 IFA 안테나에 의한 방법

IEEE 802.11b (2.412~2.484 GHz) 대역에서 동작하는 MIMO 안테나 (이하 기준 안테나)는 IFA 설계 방식을 기반으로 소형화를 위해 미앤더 구조로 설계하였고, 안테나 간 간섭을 최소화하기 위해 양 끝에 대칭되는 구조로 배치하였다[40].

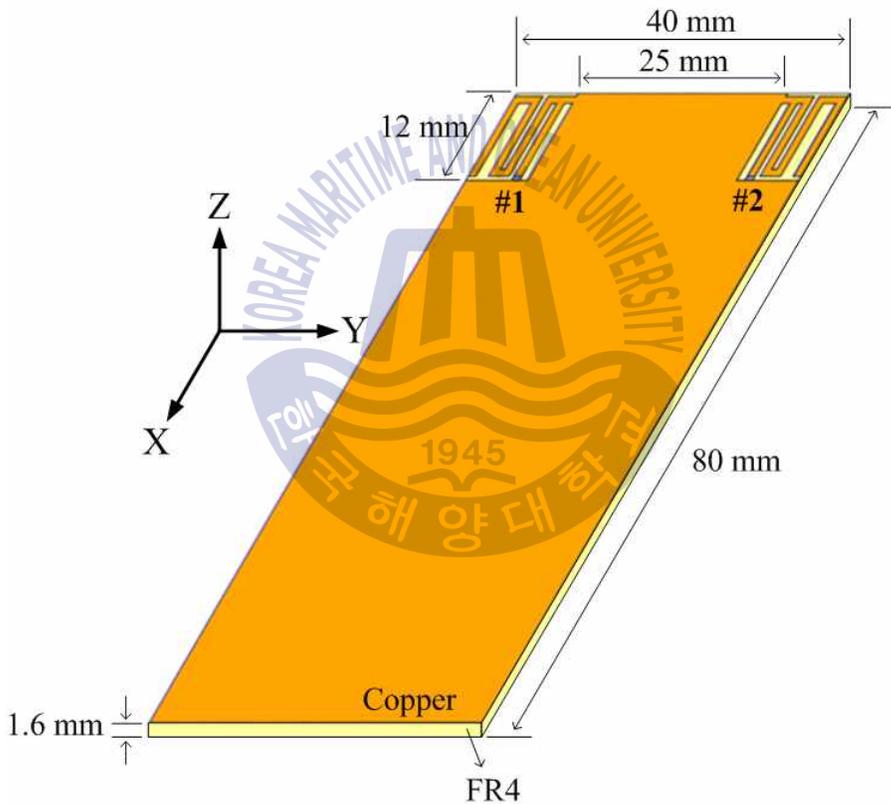


Fig. 2-13 Structure of reference antenna.

그림 2-14는 기준 안테나의 설계 파라미터, 그림 2-15는 각 파라미터의 시뮬레이션 결과를 보인다. 그림 2-15(a)는 안테나 방사부 길이에 대한 파라미터이며,  $a$ 를 9 mm에서 11 mm까지 0.5 mm씩 변화시킨 결과를 보인다.  $a$ 가 10.5 mm일 때 -10 dB 이하 반사손실 특성이 2.4 GHz 대역을 만족하는 것을 확인할 수 있다. 그림 2-15(b)

는 안테나 끝부분과 접지면의 간격에 대한 파라미터 변화이며, 0.3 mm에서 1.1 mm 까지 0.2 mm 단위로 변화시킨 결과이다. b가 0.5 mm일 때 가장 좋은 특성을 가진다. 그림 2-15(c)는 안테나가 접지면과 연결되는 스테브의 폭의 변화를 나타낸다. 스테브의 폭을 1 mm에서 5 mm까지 변화시킨 결과이며, 스테브의 폭에 따라 공진 레벨이 달라지는 것을 알 수 있으며, 1 mm일 때 가장 안정적인 특성을 보인다.

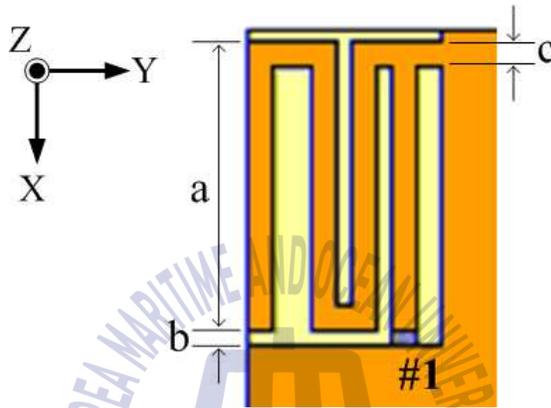
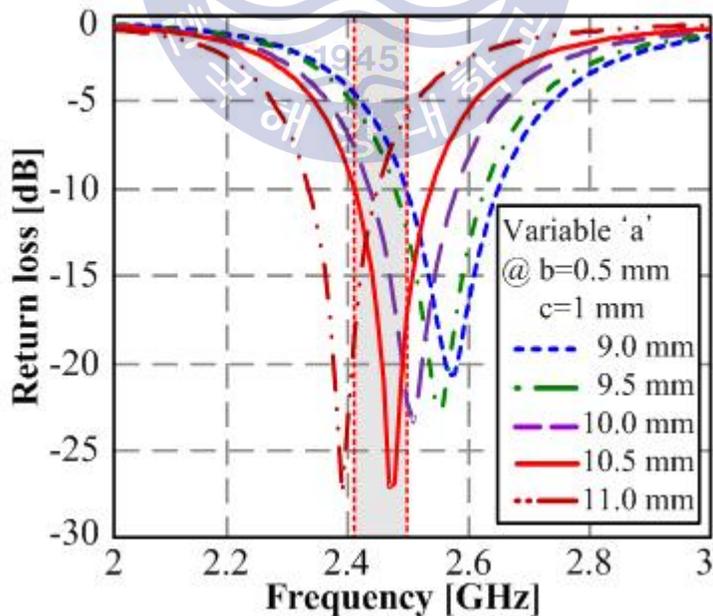
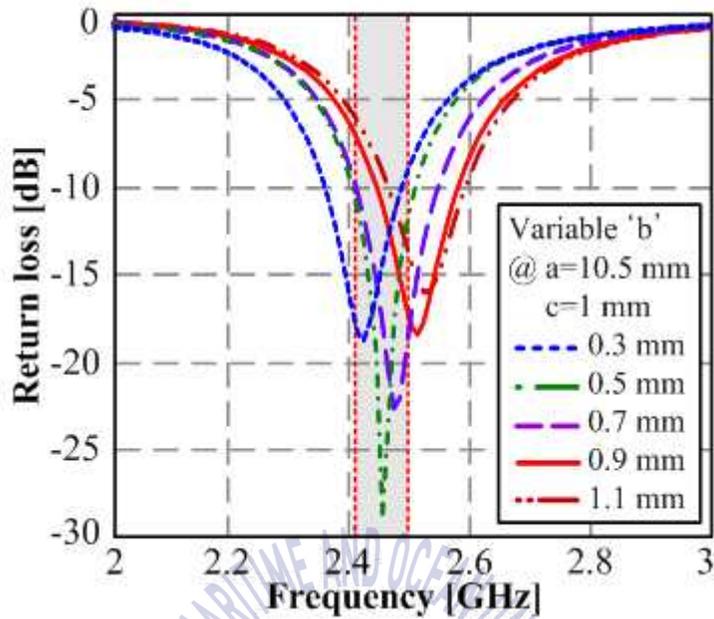


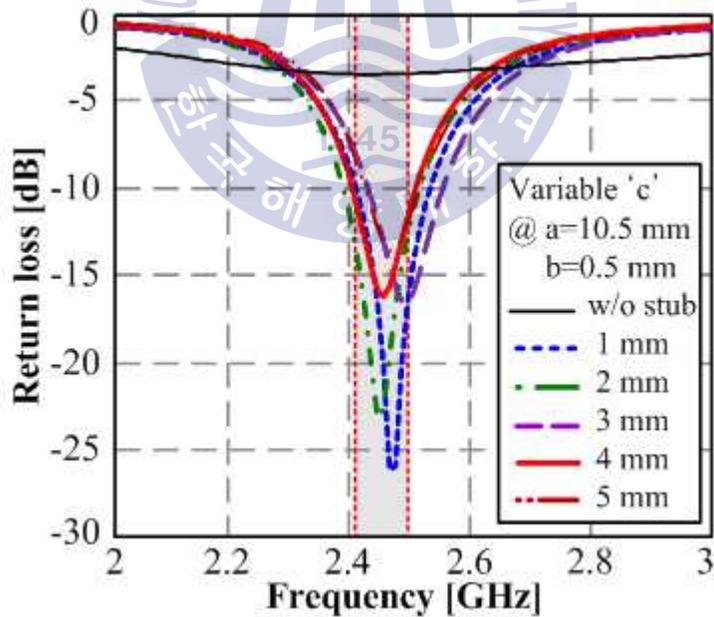
Fig. 2-14 Parameters of reference antenna.



(a) Variation of parameter 'a'



(b) Variation of parameter 'b'



(c) Variation of parameter 'c'

Fig. 2-15 Parameter study of reference antenna.

위의 결과로부터 IEEE 802.11b 전 대역에서 공진하는 파라미터 값을 아래 표 2-2에 정량적으로 나타내었다. 그림 2-16는 표 2-2의 파라미터 값으로 미앤더 라인 안테나를 최종적으로 시뮬레이션한 S-파라미터 특성을 나타낸다. 안테나의 반사계수는 IEEE 802.11b에서 요구하는 2.412~2.484 GHz 대역을 만족하며, 소자 간의 상호결합은 -19 dB 이하의 특성을 나타내었다.

Table 2-2 Optimized parameters of reference antenna.

Parameter	Value
a	10.5 mm
b	0.5 mm
c	1 mm

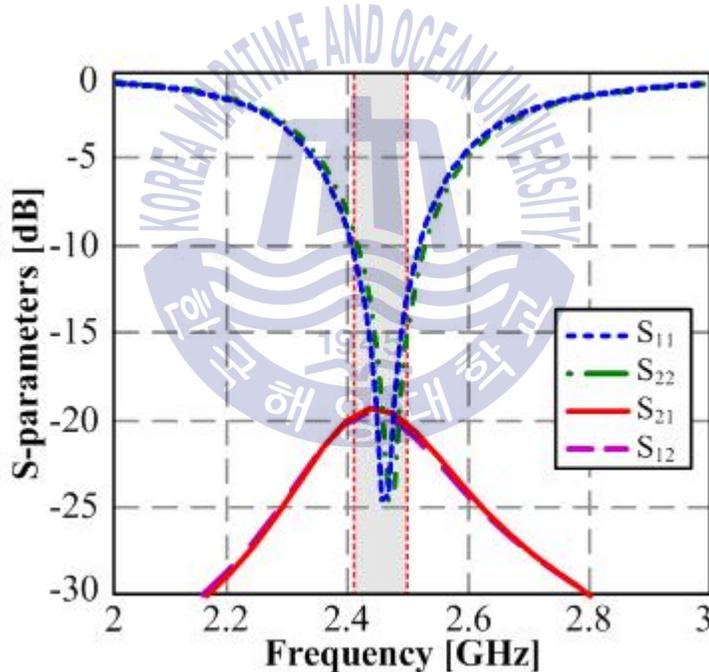


Fig. 2-16 Simulation results of optimized parameters.

그림 2-17과 2-18은 기준 안테나의 제작 사진 및 S-파라미터 측정 결과를 각각 나타낸다. 기준 안테나의 반사손실과 상호결합의 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 일치하는 특성을 보였다. 각각의 안테나 소자는 IEEE 802.11b 대역을 만족하며 상호결합은 -18 dB 수준이었다.



Fig. 2-17 Photograph of fabricated reference antenna.

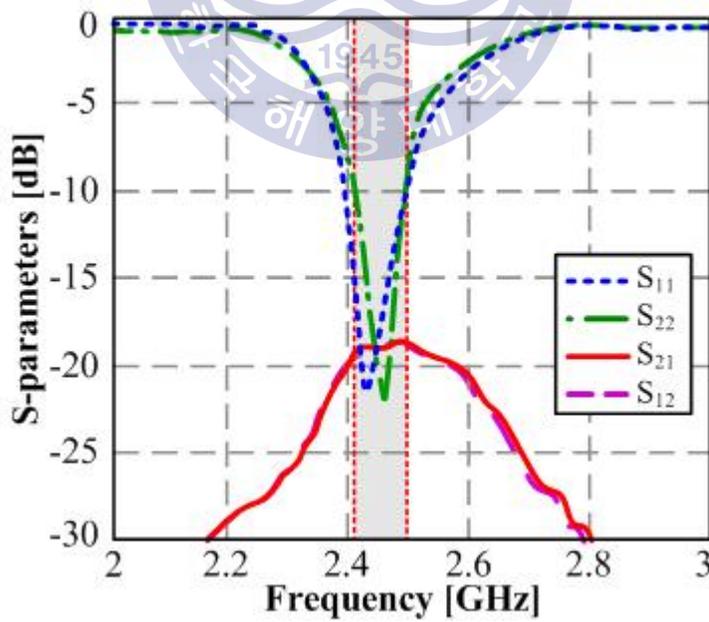


Fig. 2-18 Measured S-parameters of reference antenna.

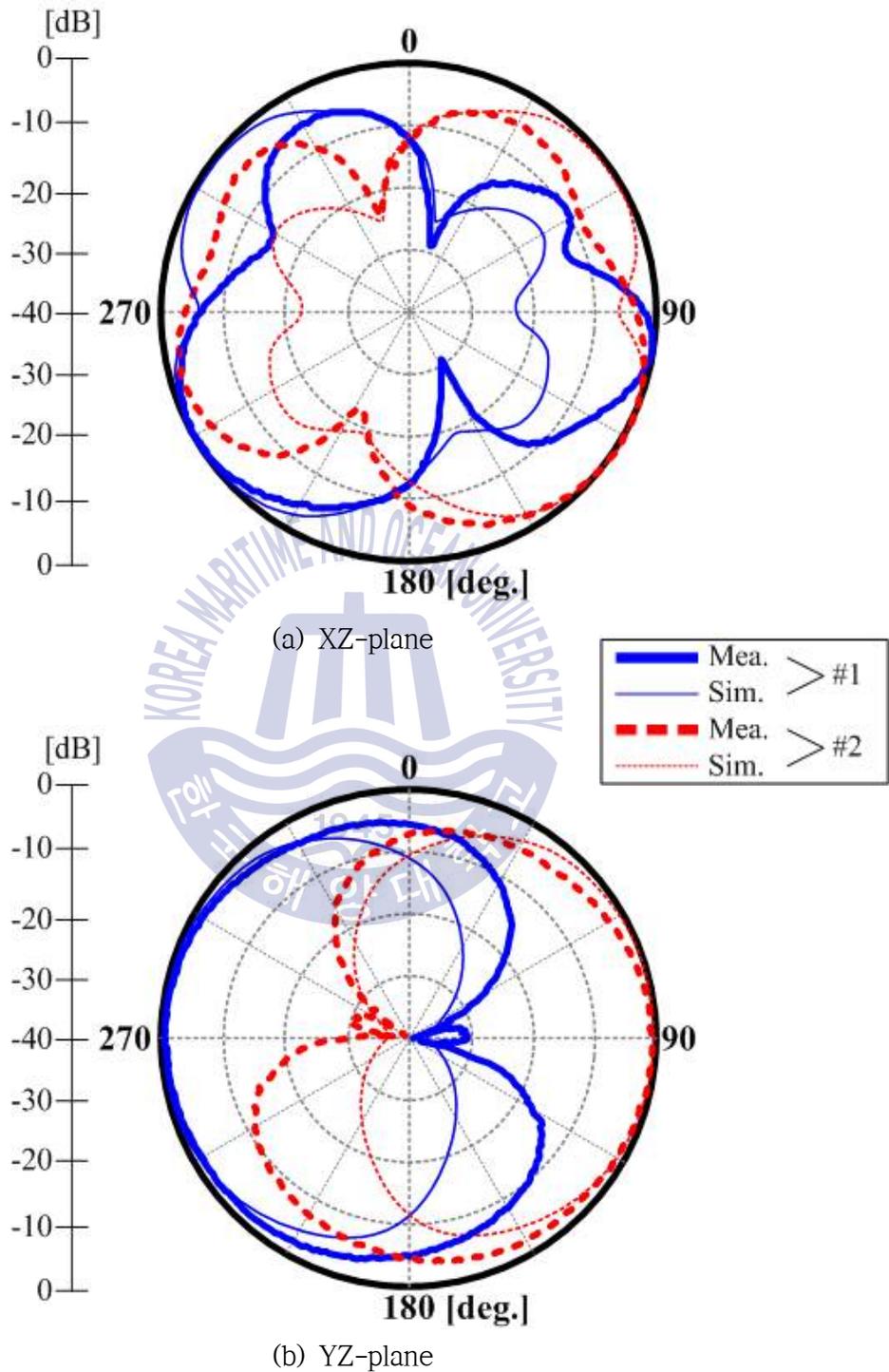


Fig. 2-19 Radiation patterns of reference antenna.

제작한 안테나의 방사패턴을 챔버에서 측정하였으며, 그 결과를 그림 2-19에 나타내었다. 방사패턴은 중심주파수 2.48 GHz에서 측정을 하였다. 안테나 #1의 특성을 실선, 안테나 #2의 특성을 점선으로 각각 표시하였다. XZ-면은 기준 안테나를 수직 방향으로, YZ-면은 수평 방향으로 회전시켰을 때의 측정 결과이며, 각각 수직 패턴과 수평 패턴이 된다. 가는 선으로 나타낸 것이 시뮬레이션 결과이며, 굵은 선으로 나타낸 것이 측정결과이다. 방사패턴의 측정 결과를 시뮬레이션 결과와 비교해보면, 후방 방사 특성 차이가 보이는데, 이는 실제 측정 환경에서 기인한 것으로 사료된다.

이 안테나의 주파수별 이득 특성은 그림 2-20에 보인다. 2.48 GHz에서 계산 이득은 3.8 dBi, 측정 이득은 3.61 dBi로 오차가 0.19 dB이다. 실제 측정 결과가 시뮬레이션 결과와 유사하게 나온 것은 안테나 설계 시 실제 환경을 최대한 반영하여 최적화 설계를 하였기 때문이다.

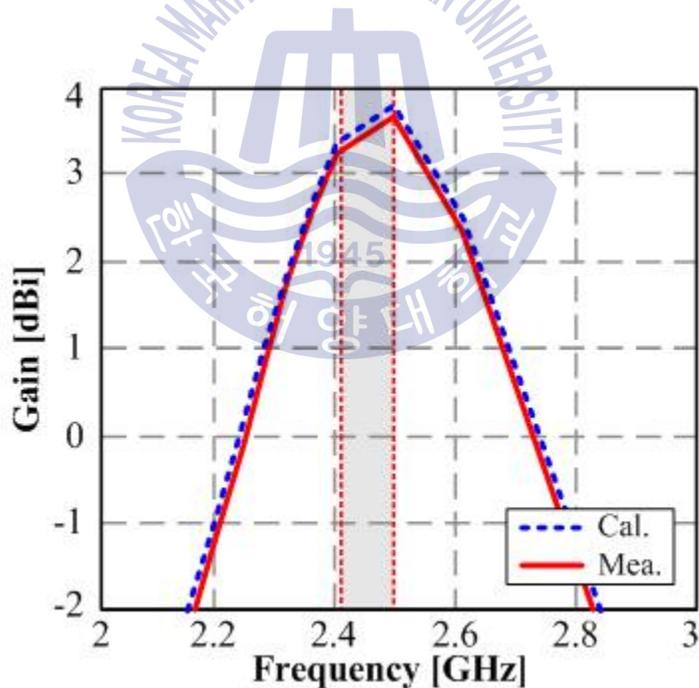


Fig. 2-20 Gain of reference antenna.

## 2.2.2 스파이럴 구조의 PIFA형 PCS 안테나에 의한 방법

기존 안테나에 PCS 대역 (1.75~1.87 GHz, 대역폭 120 MHz)에서 동작하는 안테나를 추가한 구조를 제안하였다[41]. 안테나 설계에 있어서 그라운드는 매우 중요한 요소이기 때문에 그라운드의 변화를 최소화하기 위해 MIMO 안테나 사이의 매우 협소한 공간에 PCS 안테나를 설계하였다. PCS 안테나의 허용 공간은 가로 25 mm, 세로 12 mm이다. MIMO 안테나 시스템의 성능을 확보하기 위해서는 PCS 안테나를 추가하더라도 기존 안테나 특성을 유지하고, 각 안테나 간 상호결합 특성을 최소화하는 게 가장 중요하다. 제안 안테나는 PIFA 설계 방식을 기반으로 슬릿을 이용하여 3D 구조로 설계하였다.

그림 2-21은 그림 2-13에 보인 기존 안테나 사이 공간 (25 mm x 12 mm)에 PCS 안테나를 3D 구조로 설계한 것을 보인다. 3D 구조는 기존 안테나의 성능 저하를 최소화하기 위해凸형 그라운드의 변형을 최소화하기 위해 고려한 것이다. PCS 안테나는 PIFA 방식을 기반으로 한정된 공간 내에서 구현하기 위해 스파이럴 형태로 방사부를 절곡시켰다. 스파이럴 구조를 가지는 안테나는 다른 안테나에 비해 효율이 떨어지는 단점이 있지만 소형화에 유리하고 다중공진을 만들 수 있는 장점이 있다. 스파이럴 구조가 가지는 단점을 보완하기 위해 제안한 안테나의 위쪽 모서리 부분을 굽어지도록 설계하였다. 유전율 4.4, 두께가 1.6 mm인 FR4 기판을 이용하였으며, 대역폭 확보를 위해 공기층을 추가하였다.  $d=25$  mm,  $w=12$  mm,  $t=1.6$  mm이고,  $h$ ,  $A$ ,  $B$ ,  $C$ 는 안테나의 반사손실 특성을 최적화하기 위한 파라미터이다.

그림 2-22는 제안한 PCS 안테나의 S-파라미터 특성을 최적화하기 위한 파라미터 분석결과를 보인다.  $h$ 는 PCS 안테나의 높이에 대한 파라미터이다. PCS 대역을 확보하기 위해 공기층을 삽입한 것이다.  $h$ 의 높이가 증가할수록 공진특성이 개선되는 것을 볼 수 있는데, 4 mm가 되면 오히려 공진특성이 저하되는 것을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 결과를 보면  $h$ 가 3 mm일 때 가장 좋은 특성을 보인다.  $A$ 는 PCS 안테나의 단락 스테르브의 폭이며, 3 mm에서 7 mm까지 1 mm씩 변화시켰을 때의 결과이다. 반사손실 특성은  $A$ 가 6 mm일 때 가장 좋은 결과를 보인다.  $B$ 는 단락 스테르브와 만나는 선로의 두께이다. 선로의 두께를 1.9 mm에서 2.7 mm까지 0.2 mm씩 변화시켰으며, 6 mm일 때 반사손실 특성이 가장 좋은 것을 확인할 수 있다.  $C$ 는 스

파이럴 구조에서 내부 길이를 나타낸다. C의 값을 16.8 mm에서 18.4 mm까지 0.4 mm씩 변화시켰으며, 18 mm일 때 반사손실 특성이 가장 좋으며, 대역폭 120 MHz를 만족하는 것을 확인할 수 있다.

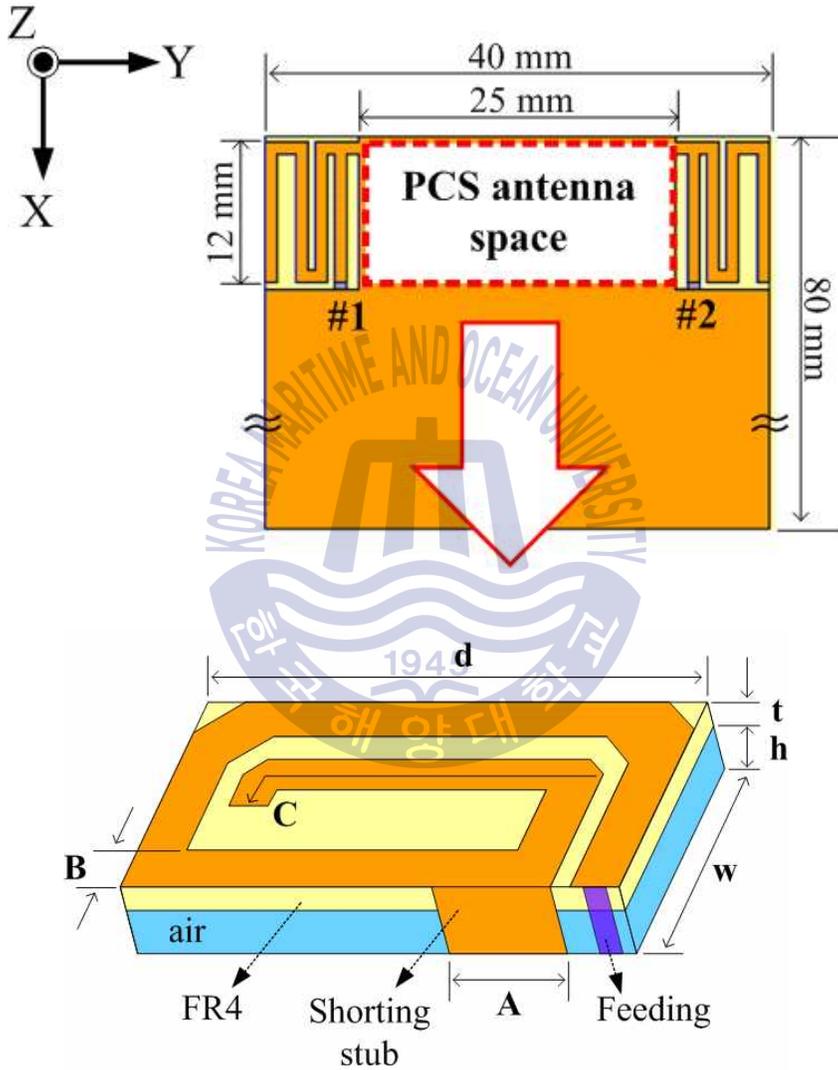
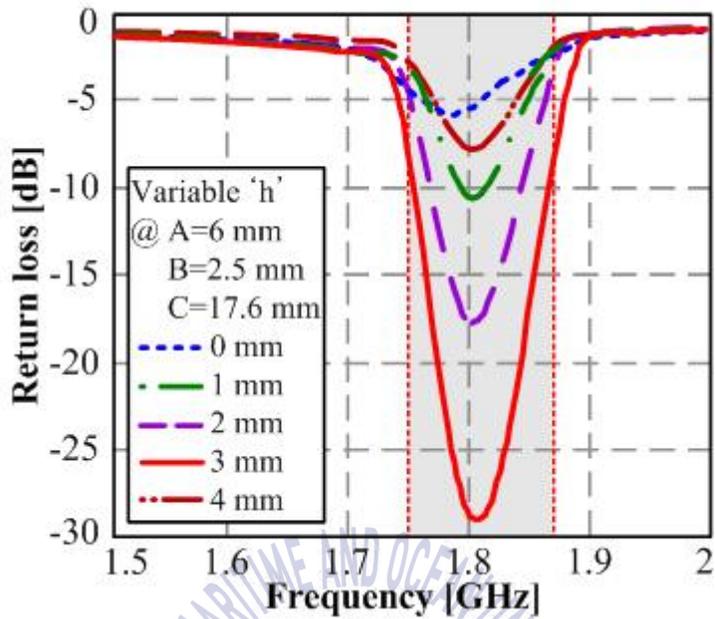
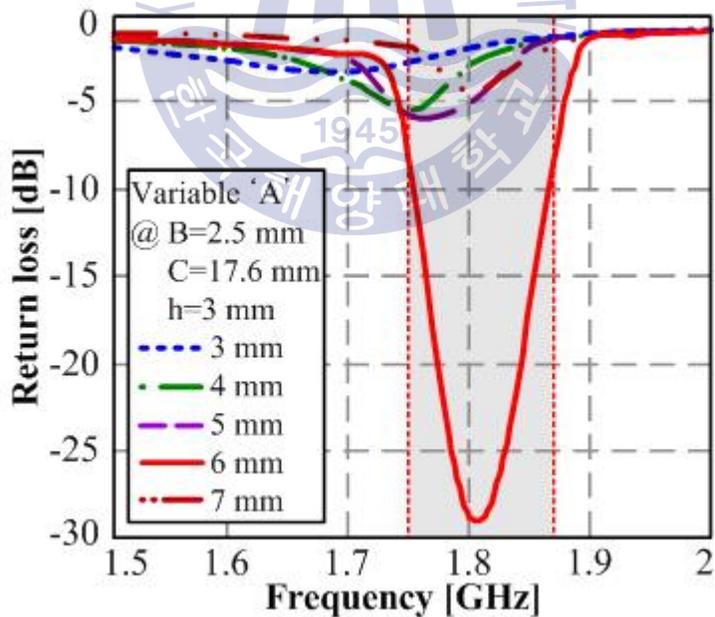


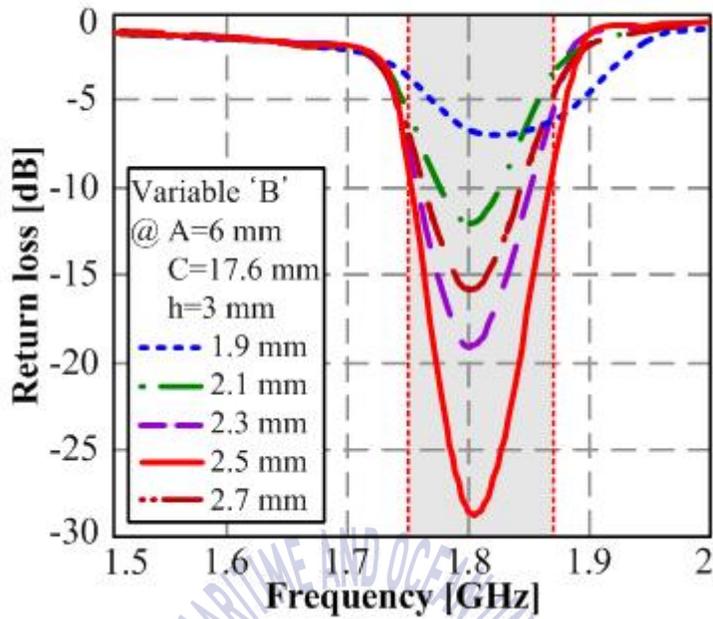
Fig. 2-21 Proposed PCS antenna structure.



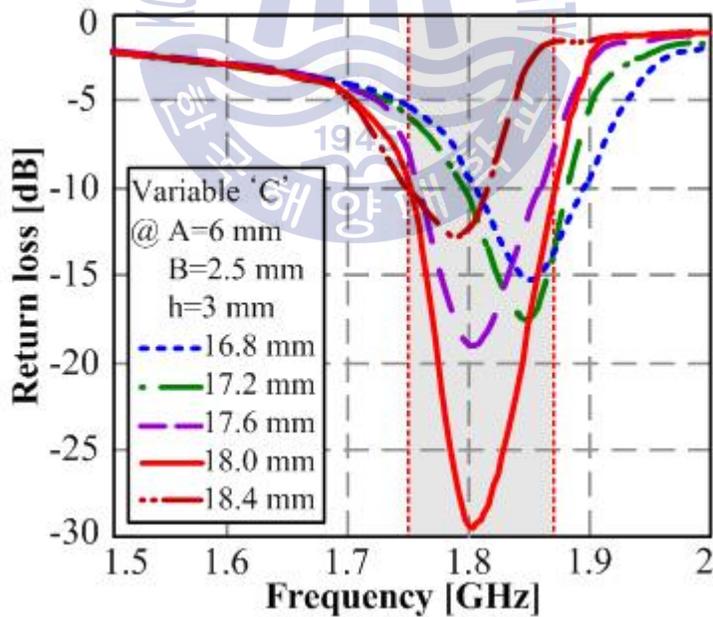
(a) Variation of parameter 'h'



(b) Variation of parameter 'A'



(c) Variation of parameter 'B'



(d) Variation of parameter 'C'

Fig. 2-22 Parameter study of proposed PCS antenna.

위의 결과로부터 PCS 대역에서 공진하는 파라미터 값을 아래 표 2-3에 정량적으로 나타내었다. 그림 2-23은 표 2-3의 파라미터 값으로 PCS 안테나를 최종적으로 시뮬레이션한 S-파라미터 특성을 나타낸다. 안테나의 반사계수는 PCS 대역 (1.75~1.87 GHz, 대역폭 120 MHz)을 만족한다.

Table 2-3 Optimized parameters of proposed PCS antenna.

Parameter	Value
h	3 mm
A	6 mm
B	2.5 mm
C	18 mm

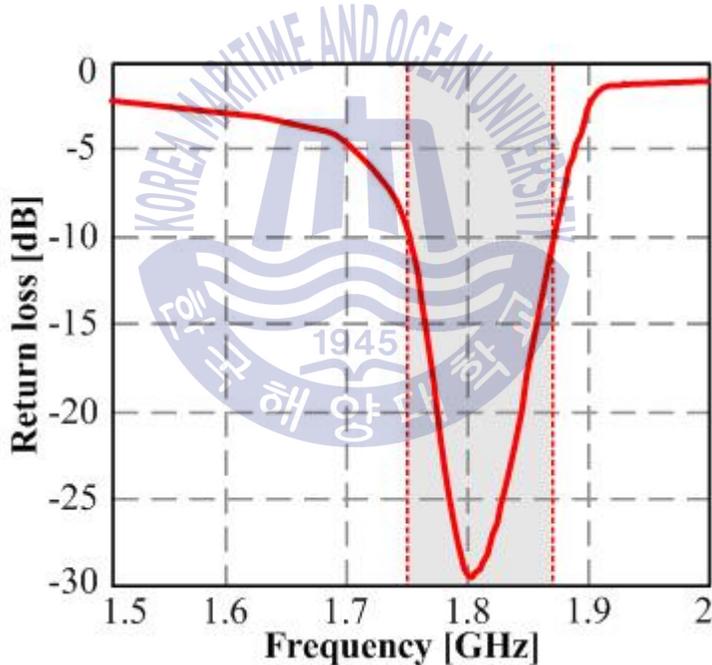


Fig. 2-23 Simulation result of optimized parameters.

그림 2-24는 최적화 설계된 PCS 안테나 1.8 GHz의 전류분포를 나타낸다. 최적화된 안테나의 방사부에서 전류가 가장 강하게 분포하고 있음을 확인할 수 있다. 제한한 안테나 구조는 방사되고 남은 전류가 모두 그라운드로 흘러들어가도록 단락 스테르브를 고려한 것이다. 이로 인해 PCS 안테나가 기준 안테나에 끼치는 영향을 최

소화할 수 있음을 예측할 수 있다.

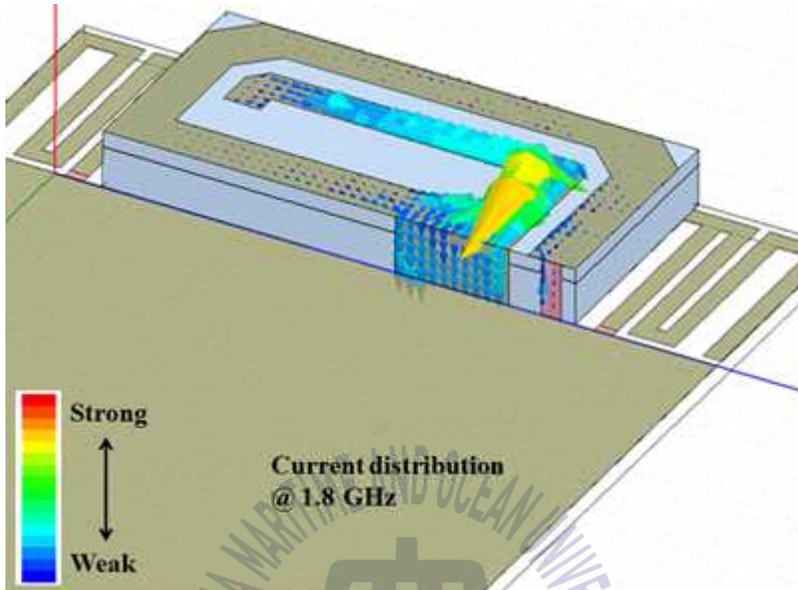


Fig. 2-24 Current distribution of proposed PCS antenna.

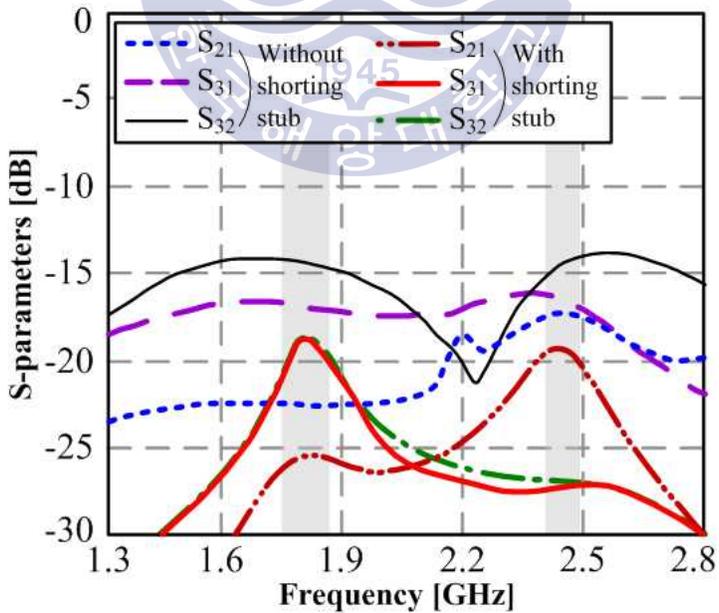


Fig. 2-25 Isolation characteristics of each antenna.

그림 2-25는 PCS 안테나에 단락 스테르브 유무에 따른 안테나 간 상호결합 특성을 보인다. 특히 PCS 안테나가 IEEE 802.11b용 MIMO 안테나에 어떠한 영향을 끼치는 지 나타낸 것이다. #1과 #2는 기준 안테나를, #3은 PCS 안테나를 의미한다.  $S_{21}$ 은 기준 안테나간의 상호결합 특성을 나타낸 것이고,  $S_{31}$ 과  $S_{32}$ 는 PCS 안테나와 기준 안테나의 상호결합 특성을 나타낸다. 그림에서 보면 PCS 안테나의 단락 스테르브가 있을 때 안테나 간 상호결합이 억제되는 것을 확인할 수 있다. 단락 스테르브로 인해 PCS 대역에서는 4 dB, IEEE 802.11b 대역에서는 2 dB 이상 상호결합 특성이 억제되었다.

그림 2-26은 기준 안테나와 PCS 안테나의 S-파라미터 시뮬레이션 특성을 나타낸다. PCS 안테나와 기준 안테나 간의 상호결합은 -18 dB, 기준 안테나 간 상호결합은 -19 dB로 우수한 특성을 확보하였다.

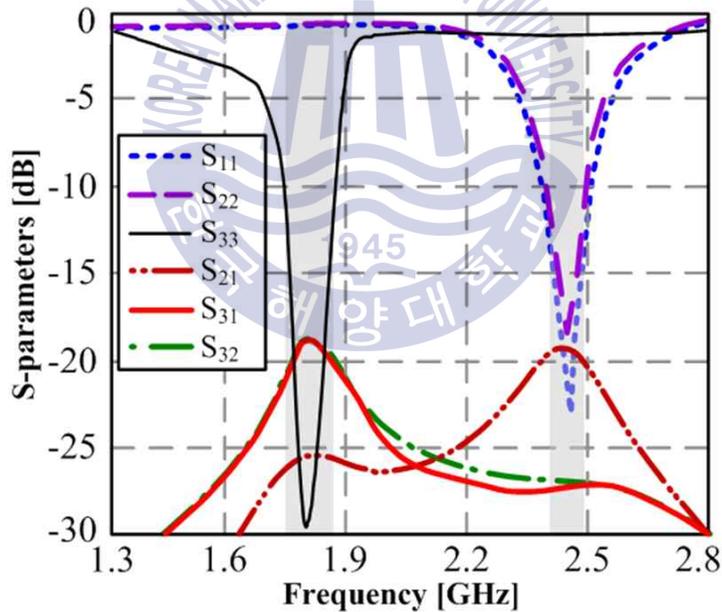


Fig. 2-26 Simulated S-parameters of reference and PCS antenna.

### 2.2.3 제작 및 측정

그림 2-27은 기준 안테나의 한정된 공간에 제안한 PCS를 제작한 사진을 나타낸다. 측정된 S-파라미터 특성을 그림 2-28에 보였다. S-파라미터의 시뮬레이션 결과

와 측정 결과를 비교해보면 잘 일치하고 있음을 확인할 수 있다.

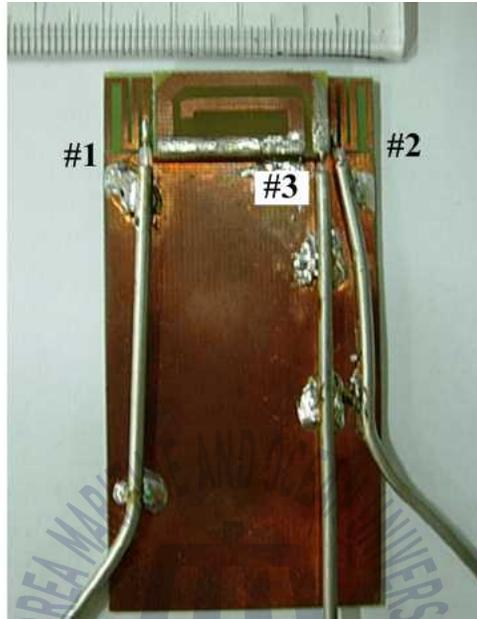


Fig. 2-27 Photograph of fabricated antennas.

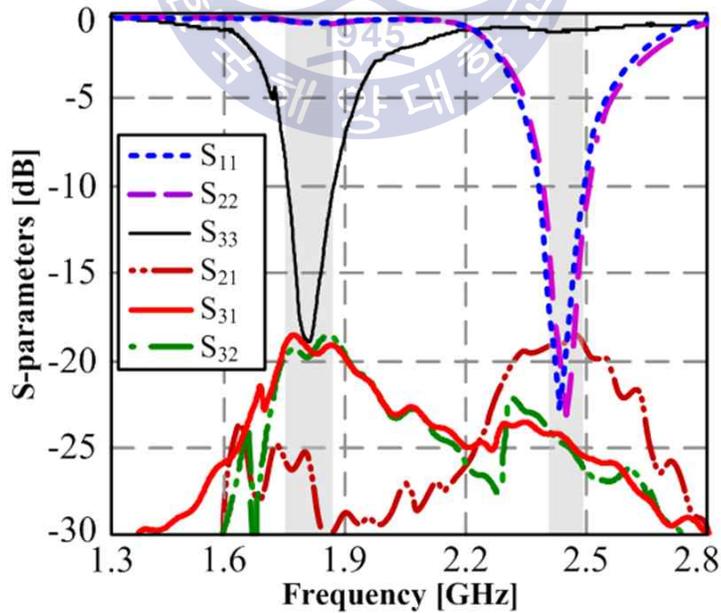
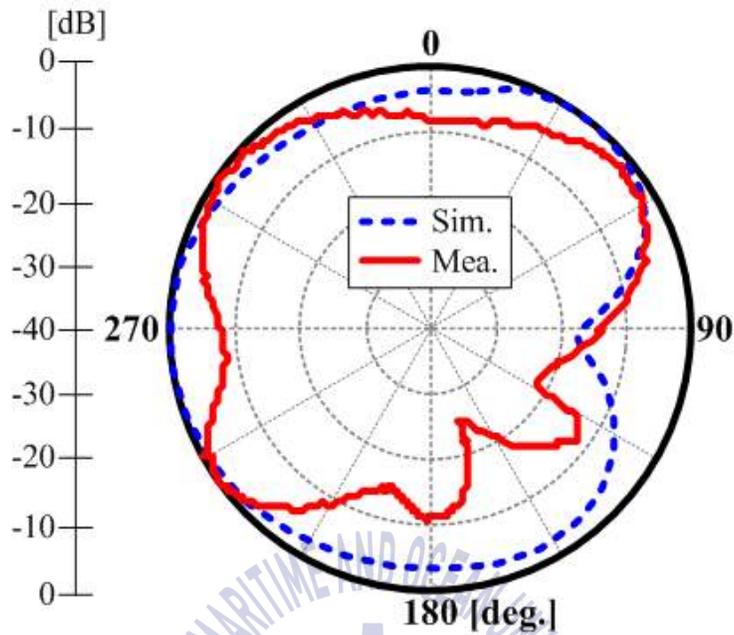
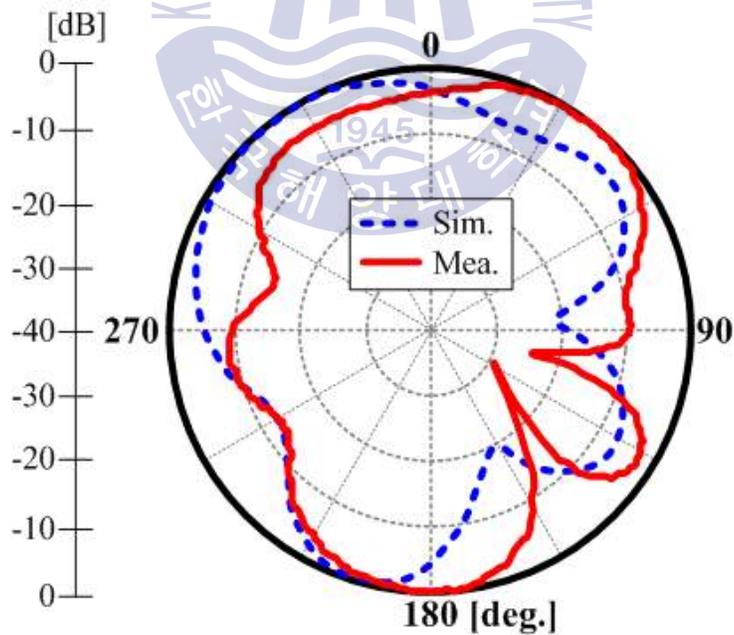


Fig. 2-28 Measured S-parameters of reference and PCS antenna.



(a) XZ-plane



(b) YZ-plane

Fig. 2-29 Radiation patterns of PCS antenna.

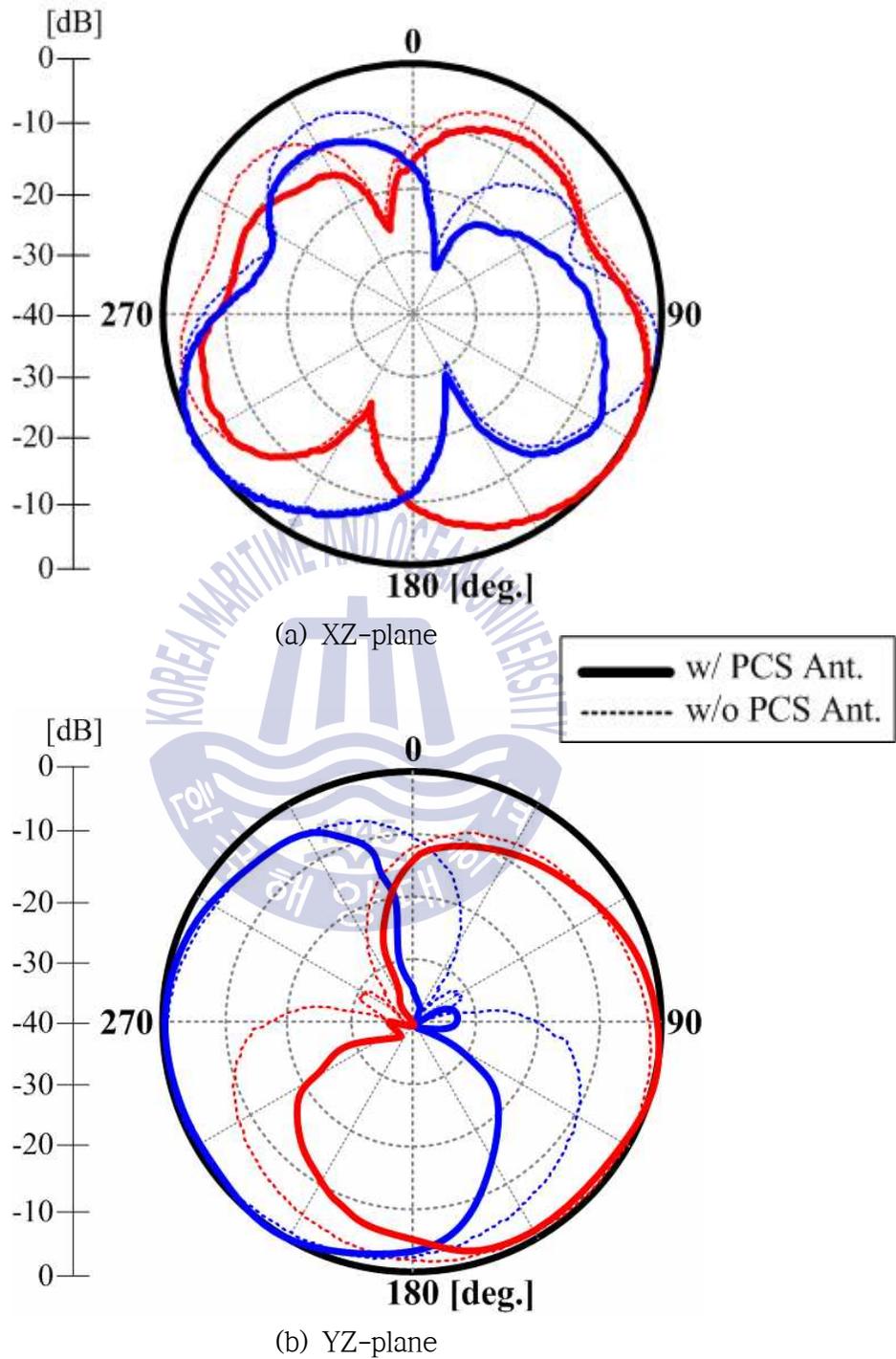


Fig. 2-30 Radiation patterns of reference antenna.

그림 2-29과 2-30은 PCS 안테나와 기준 안테나의 방사패턴을 각각 보여주고 있다. PCS 안테나의 방사패턴 결과를 보면 점선은 시뮬레이션, 실선은 실제 측정된 결과이고, 편파별로 나타내었다. XZ-면은 수직 패턴을, YZ-면은 수평 패턴을 나타낸다. 기준 안테나는 PCS 안테나 유무에 따른 패턴을 보인다. PCS 안테나가 있을 때 기준 안테나의 후방 방사가 감소되는 특징을 확인할 수 있다. PCS 안테나의 존재로 인해 패턴의 최대 지향 방향이 다소 기울어졌지만, 실제 통신에 적용하기에 충분한 특성을 보이고 있다.

그림 2-31은 제작한 안테나 및 기준 안테나의 이득을 각각 비교한 결과를 나타낸다. 계산 이득은 0.3 dBi, 측정 이득은 0.05 dBi이다. 점선과 실선은 각각 계산과 측정 결과이다. 그래프 내 회색 바탕색은 각 안테나의 대역을 나타낸다. PCS 안테나의 결과를 보면 계산 및 측정 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

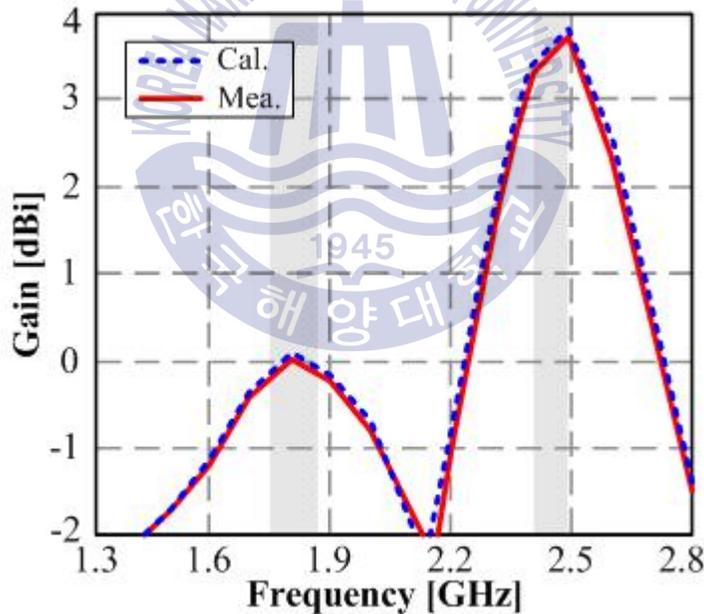


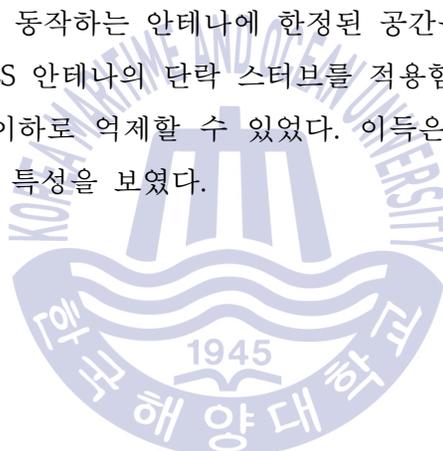
Fig. 2-31 Gain of proposed antenna.

## 2.3 요약

본 장에서는 IEEE 802.11a 대역에서 동작하는 2-채널 평면 배열 안테나와 IEEE 802.11b 대역에서 동작하는 2-채널 미앤더 라인 안테나 및 PCS 안테나의 상호결합 억제 방법에 대해서 제안하였다.

IEEE 802.11a 전 대역에서 상호결합이  $-27$  dB 이하로 억압된 평면 배열 안테나를 설계하고 제작하였다. 제안한 안테나는 비아 홀로 접지된 역 U자형 마이크로스트립 선로를 이용하여 다중 안테나 시스템의 가장 큰 단점으로 꼽히는 상호결합의 문제를 해결하였고, 역 U자형 구조물이 기생 안테나로 동작하여 안테나의 최대 이득을 2 dB 이상 개선하였다.

IEEE 802.11b 대역에서 동작하는 안테나에 한정된 공간을 활용하여 PCS 안테나를 설계하고 제작하였다. PCS 안테나의 단락 스테르브를 적용함으로써 각 안테나간의 상호결합 특성을  $-18$  dB 이하로 억제할 수 있었다. 이득은 기준 안테나가 3.61 dBi, PCS 안테나가 0.05 dBi의 특성을 보였다.



### 제 3 장 소형 기지국용 MIMO 안테나의 상호결합 억제방법 연구

그림 3-1은 펌토 셀용 소형 기지국의 예를 나타낸다. 소형 기지국의 구조를 살펴보면, 외부는 자외선 차단을 위한 보호막이 있고 내부에는 신호처리를 담당하는 신호처리부, 전력증폭기에서 발생하는 열을 낮추기 위한 방열판, 필터, 안테나로 구성된다. 소형 기지국 구조에 따라 안테나는 다양한 구조로 구현될 수 있으나 그림 3-1과 같은 형태의 경우 안테나가 장착되는 공간은 매우 한정적이다. 높은 주파수 대역인 경우 안테나의 크기가 작아서 설계 시 문제될 것이 없지만, 낮은 주파수 대역의 경우 공간 제약이 따를 수밖에 없다. 따라서 한정된 공간 내에 소형 기지국에서 요구하는 규격을 만족하는 안테나를 설계하는 게 중요한 요소이다.

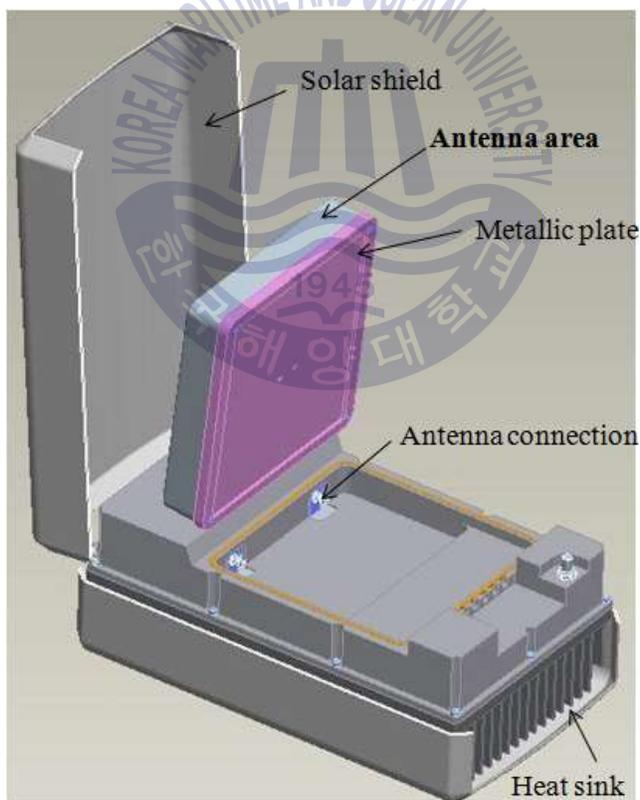


Fig. 3-1 Example of small base station for Femto cell.

표 3-1은 펌토 셀용 소형 기지국에서 요구되는 안테나의 규격을 보인다. 안테나의 최대 이득은 5 dBi이며, 반사손실은 -10 dB, 안테나 간 분리도 (상호결합) 특성은 -15 dB 이다. 그림 3-1에 보인 펌토 셀용 소형 기지국에서 허용하는 안테나 공간은 200 × 200 × 40 (mm)이다. E-UTRA에서 정의한 주파수는 총 11개 대역으로 분류되며, 크게 3가지 대역으로 볼 수 있다. 698~960 MHz 대역 (band 5, 8, 12, 13, 14, 20), 1.71~2.17 GHz (band 1~4), 2.5~2.69 GHz (band 7)이며, 표 3-2에 정리하였다. 그림 3-1과 같은 소형 기지국에 적용할 수 있도록 편평 구조이면서 분리도 특성이 우수한 안테나의 개발이 필요하다.

**Table 3-1** Specification of small base station antenna.

Parameter	Description
Frequency	According to E-UTRA bands
Maximum gain	5 dBi @ -30°~30°
Return loss	≤ -10 dB
Isolation	≤ -15 dB
Polarization	Dual pol.
Dimensions	200 × 200 × 40 (mm)

**Table 3-2** Frequency bands of E-UTRA.

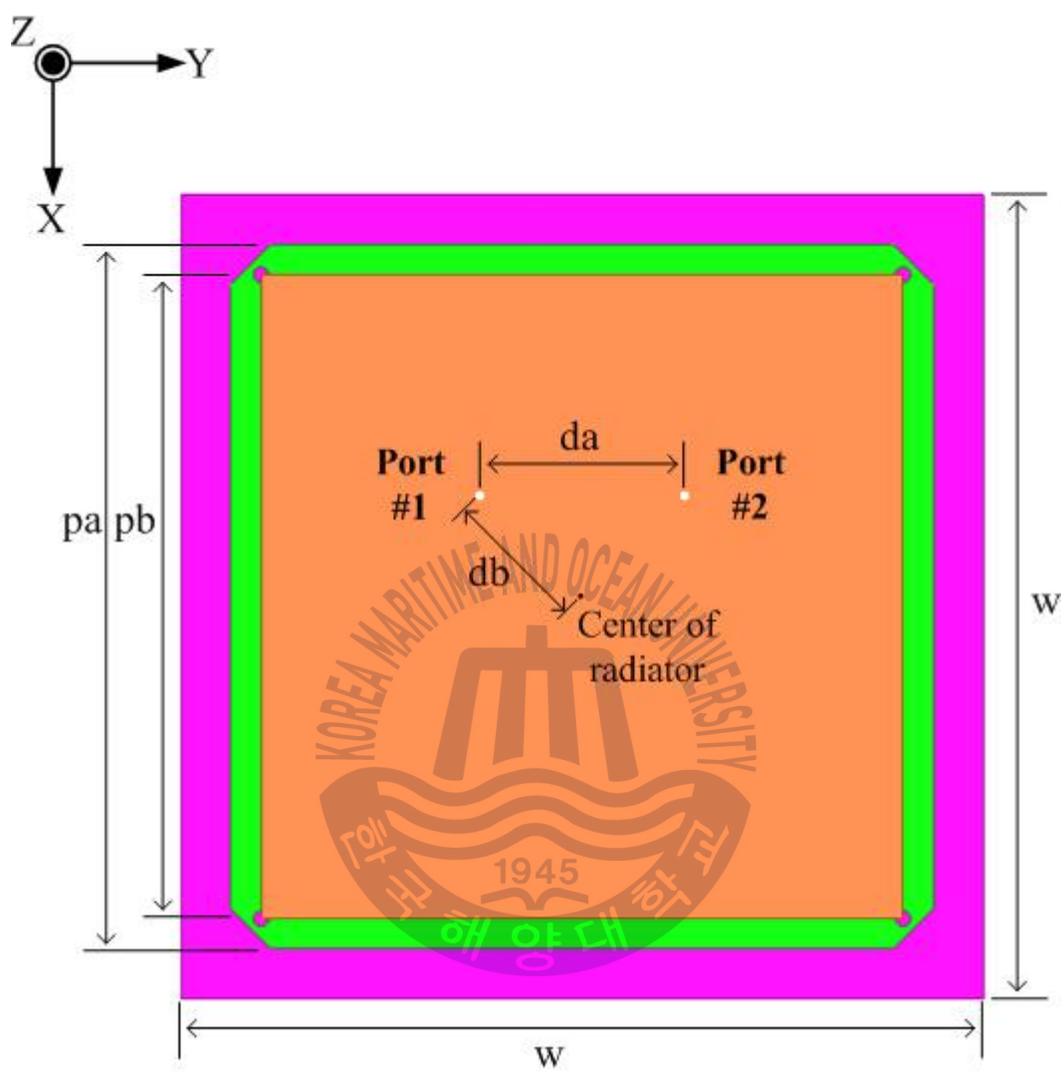
E-UTRA band	Uplink (MHz)		Downlink (MHz)	
	from	to	from	to
1	1,920	1,980	2,110	2,170
2	1,850	1,910	1,930	1,990
3	1,710	1,785	1,805	1,880
4	1,710	1,755	2,110	2,155
5	824	849	869	894
7	2,500	2,570	2,620	2,690
8	880	915	925	960
12	698	716	728	746
13	777	787	746	756
14	788	798	758	768
20	832	862	791	821

### 3.1 임피던스 정합 실린더를 가지는 2-포트 안테나의 제안

#### 3.1.1 안테나 설계

그림 3-2(a)는 698~787 MHz (E-UTRA band 12, 13)에서 동작하는 안테나의 구조를 나타낸다. 금속 재질의 패치가 방사 결합되는 구조를 이용한 것이다. 안테나의 급전 포트는 패치 중심선을 기준으로  $\pm 45^\circ$  방향에 위치하고 있으며, 중심에서 37 mm (db)떨어져 있다. 안테나 포트 간 거리는 분리도를 확보하기 위해 중심주파수 742.5 MHz의  $\lambda/8$ 의 값인 51 mm로 설계하였다. 방사부의 패치의 길이는 높은 주파수의 반파장보다 짧는데, 이는 안테나 커버가 차지하는 공간을 제외한 공간 내에서 가장 크게 설정할 수 있는 길이이다. 이로 안테나 인해 임피던스 정합이 문제가 될 수 있는데, 이를 해결하기 위해 접지면에서 방사 패치로 연결되는 급전부에 임피던스 정합을 위한 금속 실린더를 추가하였고, 그림 3-3에 그 구조를 보인다.

그림 3-2(b)는 설계한 안테나의 옆면을 보인다. 안테나는 접지면, 방사패치, 기생 방사패치, 임피던스 정합 실린더, 단락 방지용 플라스틱, 급전 케이블과 접지면 단락 구조물, 급전 케이블로 구성된다. 안테나 접지면의 길이는 가로, 세로가 모두 200 mm (w), 두께가 2 mm (ta)이고, 방사되는 패치의 두께는 1 mm (tb)이다. 안테나의 방사 패치의 높이  $h_a$ 과  $h_b$ , 임피던스 정합 실린더의 직경  $c_y$ 는 안테나 성능 최적화를 위한 중요한 파라미터 변수이다. 접지면과 연결된 임피던스 정합 실린더가 방사패치와 단락되지 않도록 플라스틱을 사이에 두었다. 안테나 각 길이에 대한 변수 및 값을 표 3-3에 정리하였다. 제안 안테나를 실제 소형 기지국에 적용하였을 때 최적의 성능을 가지기 위해 설계 단계에서 소형 기지국의 형상을 간소화하여 제안 안테나와 함께 시뮬레이션을 수행하였다. 본 논문에서 제시한 시뮬레이션 결과는 소형 기지국에 안테나를 장착한 경우를 고려한 것이다.



(a) Top view

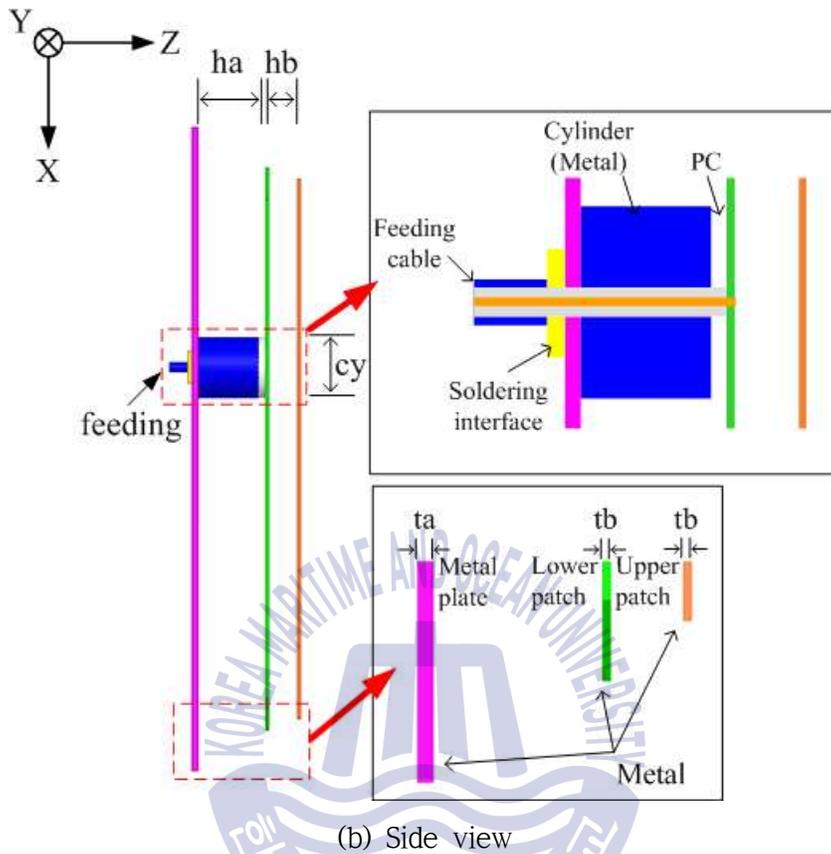
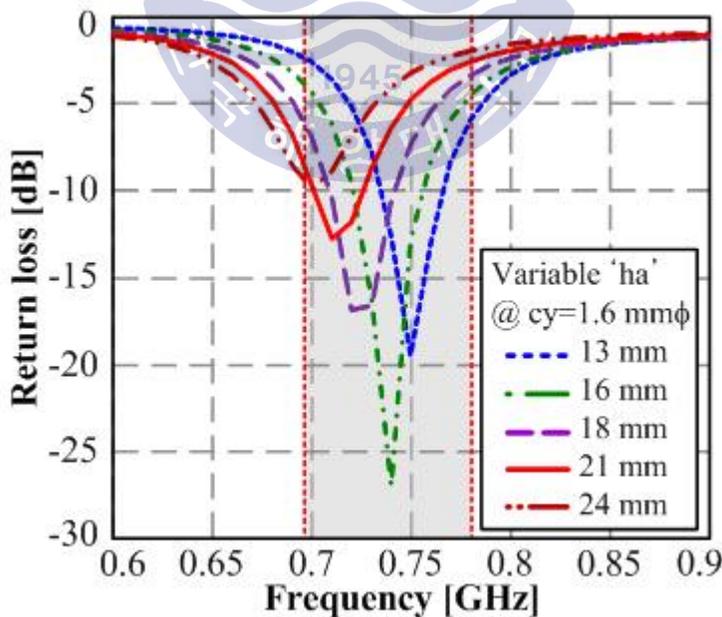


Fig. 3-2 Structure of proposed antenna.

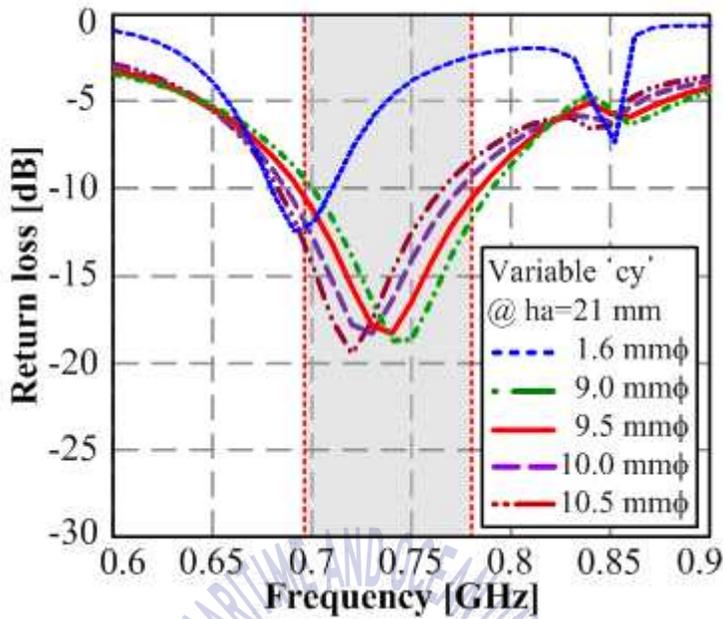
Table 3-3 Design parameters of proposed antenna.

Parameter	Value
ha	Variable
hb	Variable
cy	Variable
pa	175 mm
pb	160 mm
w	200 mm
ta	2 mm
tb	1 mm
da	51 mm ( $\lambda/8$ @ $f_c$ )
db	37 mm

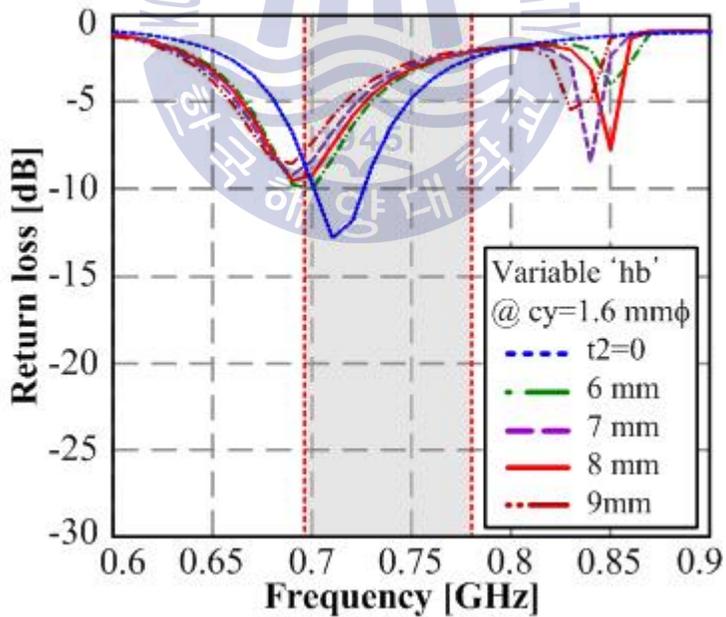
그림 3-3(a)~(c)는 표 3-3에 나타난 파라미터에 대한 시뮬레이션 분석결과를 보인다. 그림 3-3(a)는 임피던스 정합 실린더의 직경이 1.6 mm  $\phi$  일 때 방사패치의 높이 ha의 변화에 대한 결과이다. cy가 1.6 mm  $\phi$  면 급전 케이블의 외부 도체와 동일한 직경이다. 다시 말해서, 임피던스 정합 실린더가 없다고 가정했을 때 방사패치의 높이를 변화시킨 결과이다. ha를 13 mm부터 24 mm까지 3 mm 단위로 배치시켰다. 결과를 보면 알 수 있듯이 방사패치의 높이가 증가할수록 낮은 주파수 대역으로 공진점이 이동한다. 낮은 주파수대역 공진이 중요하여 방사패치의 높이를 21 mm로 고정하였다. 그림 3-3(b)는 방사패치의 높이가 21 mm일 때, 임피던스 정합 실린더의 직경을 변화시켰을 때의 결과를 보인다. cy를 9 mm  $\phi$  에서 10.5 mm  $\phi$  까지 0.5 mm씩 변화시켰으며, 9.5 mm  $\phi$  일 때 가장 우수한 특성을 보인다. cy가 증가함으로써 안테나의 임피던스 정합이 이루어지고 대역폭이 확보되는 것을 알 수 있다. 그림 3-3(c)는 임피던스 정합 실린더의 직경이 9.5 mm  $\phi$  일 때 기생 방사패치의 높이에 대한 결과를 보인다. 기생 방사패치의 높이를 4 mm에서 8 mm까지 변화시켰으며, 7 mm일 때 가장 만족할만한 결과를 보인다.



(a) Variation of parameter 'ha'



(b) Variation of parameter 'cy'



(c) Variation of parameter 'hb'

Fig. 3-3 Parameter study of proposed antenna.

위의 결과로부터 698~787 MHz 대역에서 공진하는 파라미터 값을 아래 표 3-4에 정량적으로 나타내었다. 표 3-4의 값들은 파라미터들의 변화에 따른 안테나 특성으로부터 최적화 수행을 통해 결정된 것이다. 그림 3-4는 표 3-4의 파라미터 값을 적용하여 시뮬레이션한 S-파라미터 특성을 나타낸다. 최적값을 적용하면 제안된 안테나는 금속판에서 상단 패치까지의 높이는 총 32 mm로 편평 구조를 가지며, 소형 기지국 시스템에서 요구한 높이 규격을 만족한다. 안테나의 반사계수는 698~ 787 MHz 대역에서 -10 dB 이하를 만족하며, 안테나 간 분리도는 -20 dB 이하로 소형 기지국에서 요구하는 분리도 규격 -15 dB보다 좋은 특성을 보인다. 각 포트에 있는 임피던스 정합 실린더에 의해 방사되지 못한 전류가 넓은 접지면으로 잘 흘러들어 감으로써 안테나 간 분리도 특성이 좋은 것으로 사료된다.

Table 3-4 Optimized parameters of proposed antenna.

Parameter	Value
ha	21 mm
hb	7 mm
cy	9.5 mm

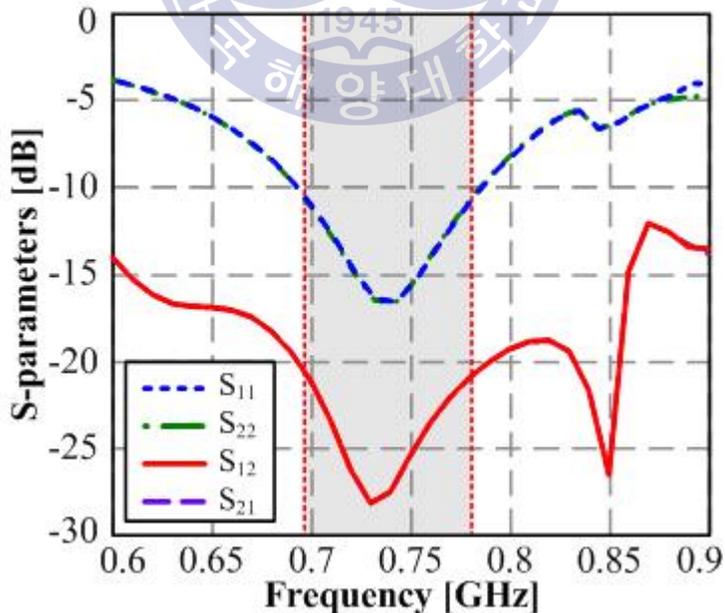


Fig. 3-4 Optimized simulation results of proposed antenna.

그림 3-5는 제안한 안테나의 전류분포 특성을 보인다. 한쪽 포트에 RF 신호를 입력하면 금속 표면에 흐르는 전류는 하측, 상측 패치를 통해 방사된다. 이웃한 포트 로 흐르는 전류는 임피던스 정합 실린더를 통해 접지면으로 빠져나가는 것을 확인할 수 있다. 이러한 원리로 인해 서로 이웃한 포트에 유입되는 전류의 양이 감소하여 포트 간 분리도가 확보되는 것이다.

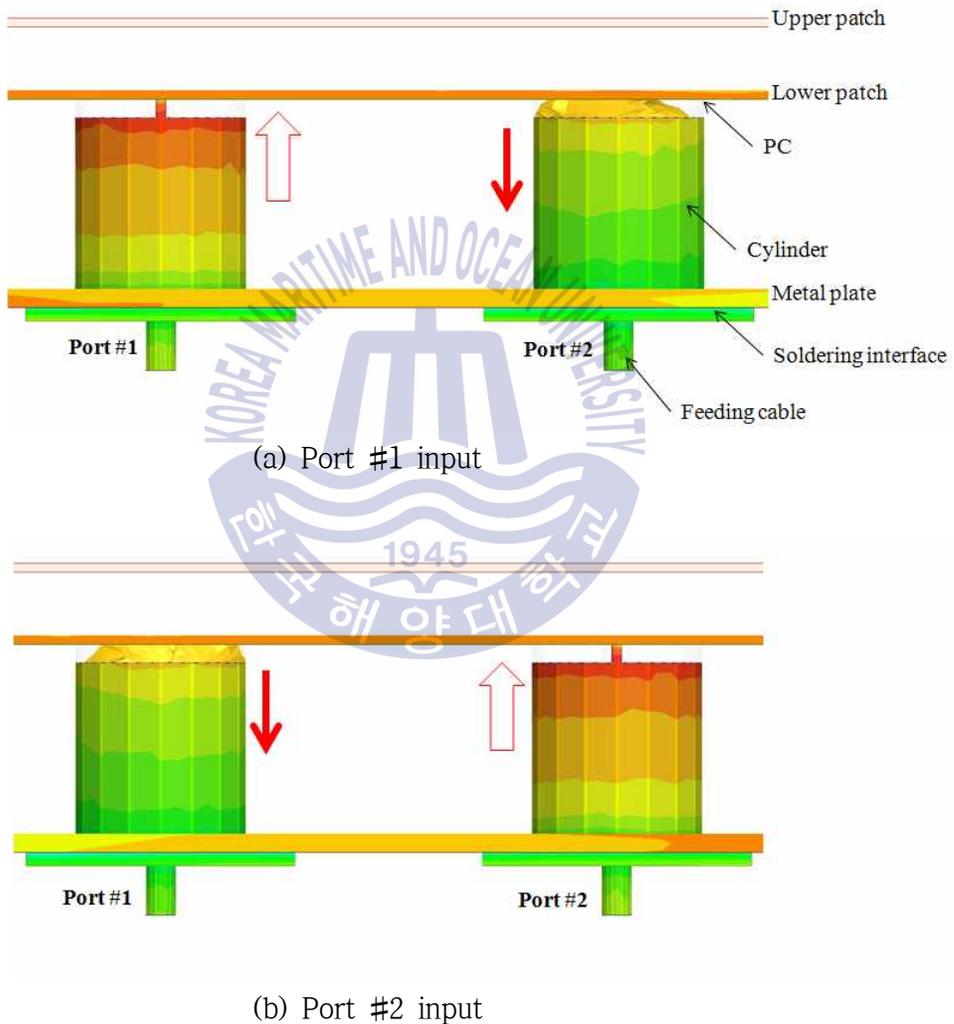


Fig. 3-5 Current distributions of proposed antenna.

### 3.1.2 제작 및 측정

그림 3-6은 제작한 안테나의 사진을 보이며, 이 안테나의 S-파라미터를 측정한 결과를 그림 3-7에 보인다.  $-10$  dB 이하 반사손실 특성이  $698\sim 787$  MHz 대역을 만족하며, 안테나 간 분리도가  $-19$  dB 이하의 결과를 보인다. 측정된 S-파라미터는 시뮬레이션 결과와 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.



Fig. 3-6 Photograph of fabricated antenna.

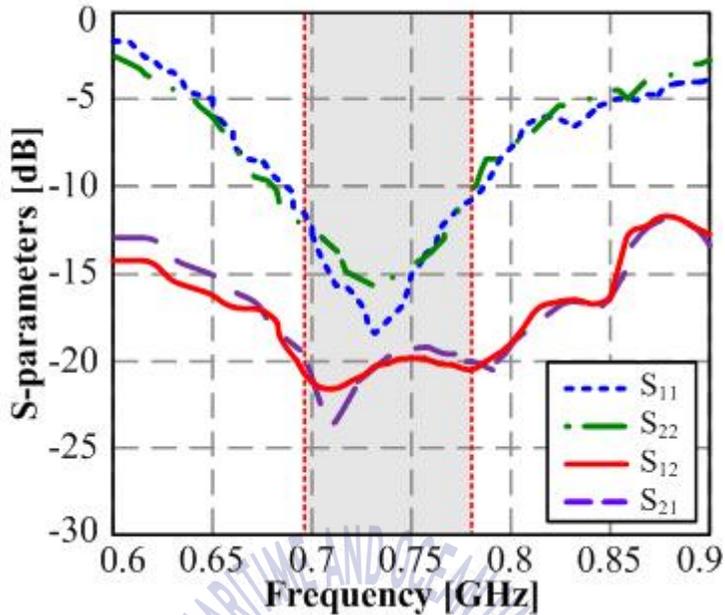
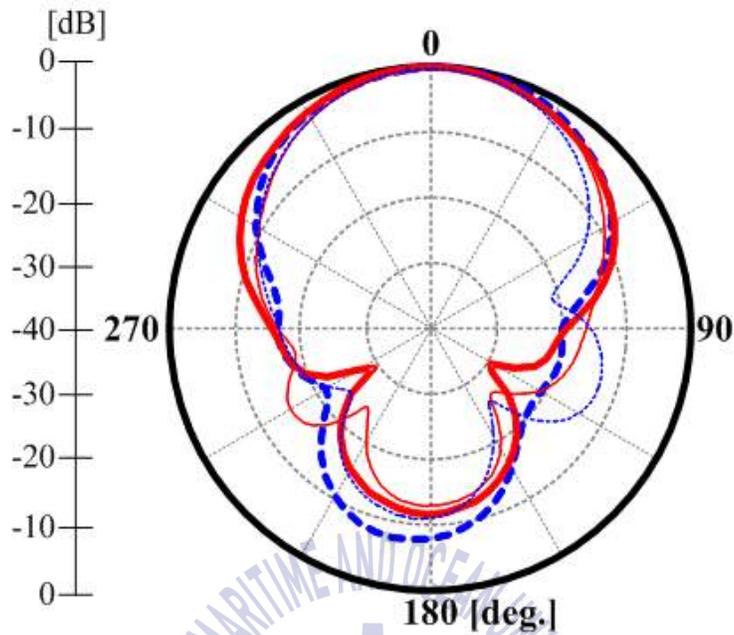


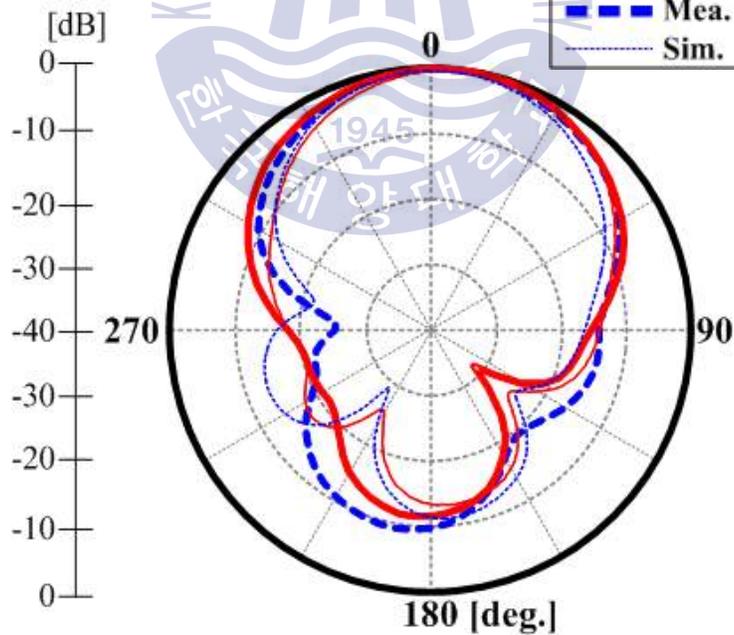
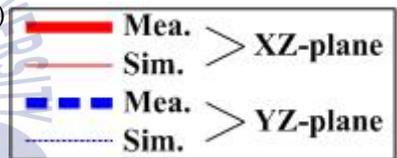
Fig. 3-7 Measured S-parameters of proposed antenna.

그림 3-8은 제작한 안테나의 방사패턴을 698 MHz와 787 MHz에서 측정한 결과를 나타낸다. 안테나 #1의 특성을 실선, 안테나 #2의 특성을 점선으로 각각 표시하였다. XZ-면은 기준 안테나를 수직 방향으로, YZ-면은 수평 방향으로 회전시켰을 때의 측정 결과이며, 각각 수직 패턴과 수평 패턴이 된다. 가는 선으로 나타낸 것이 시뮬레이션 결과이며, 굵은 선으로 나타낸 것이 측정 결과이다. 방사패턴의 측정 결과를 시뮬레이션 결과와 비교해보면 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

이 안테나의 이득 특성은 그림 3-9에 보인다. 737 MHz에서 가장 높은 이득 특성을 보인다. 점선은 시뮬레이션 결과이고, 실선은 측정 결과이며, 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 측정된 이득은 737 MHz에서 6.07 dBi이다.



(a) 698 MHz (#1 antenna)



(b) 698 MHz (#2 antenna)

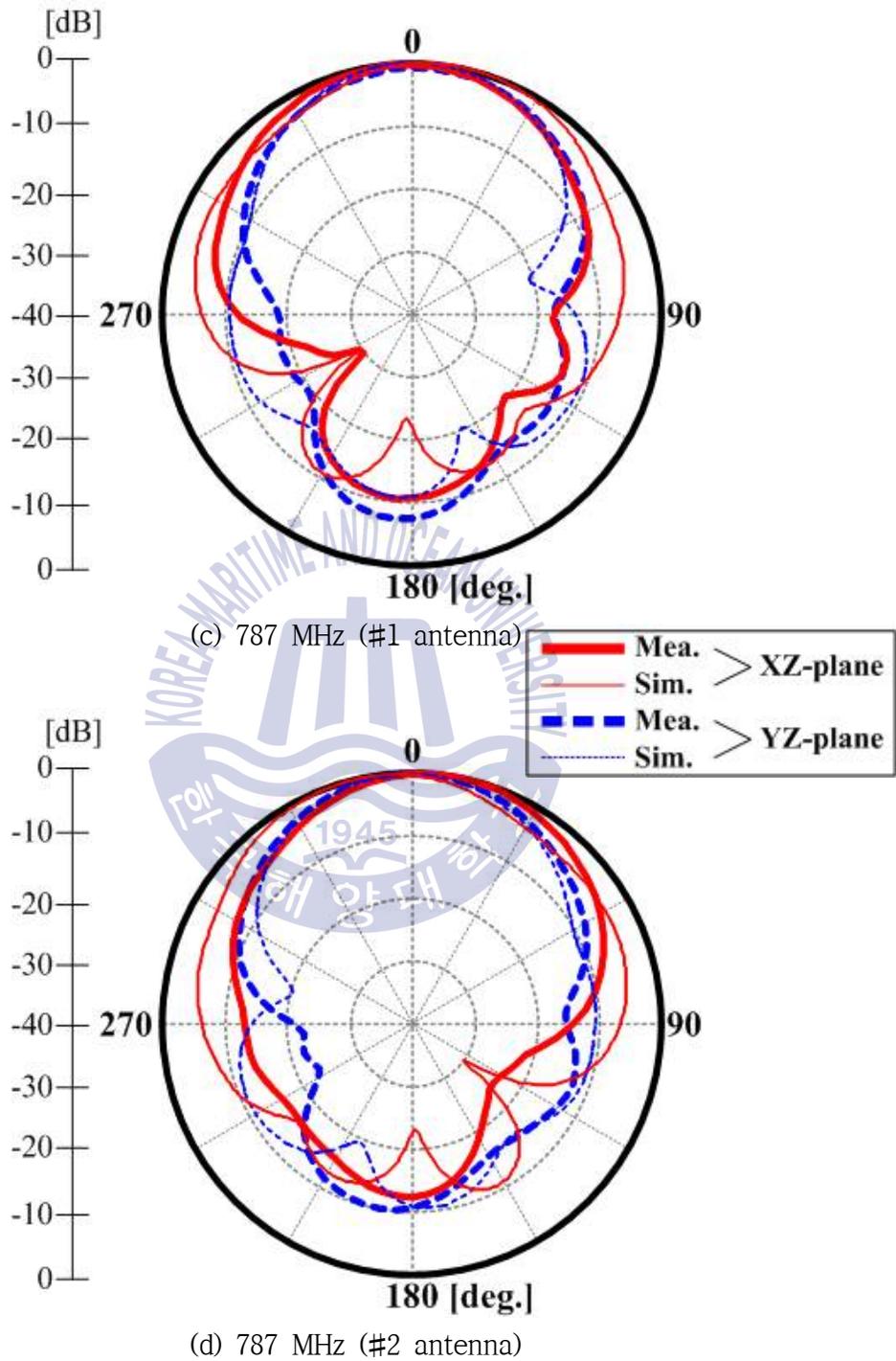


Fig. 3-8 Radiation patterns of proposed antenna.

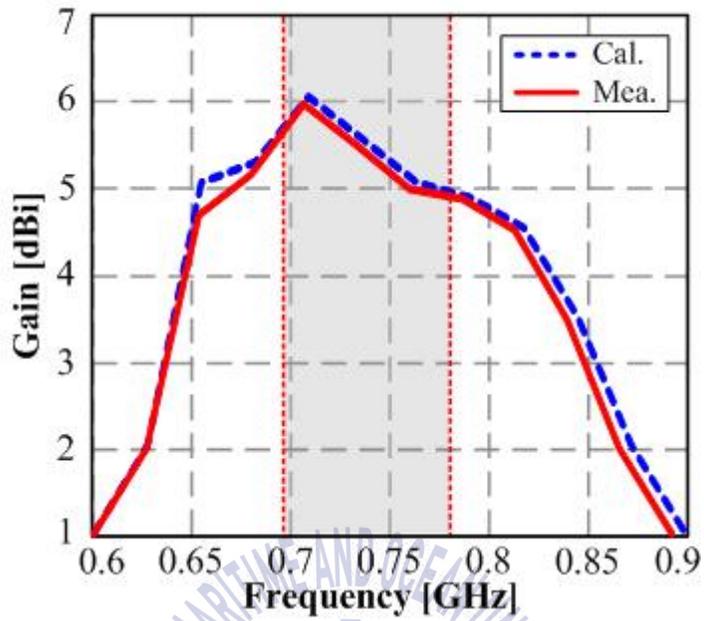
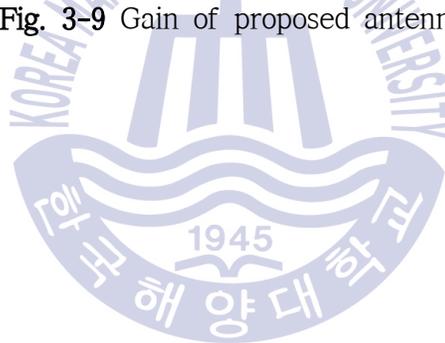


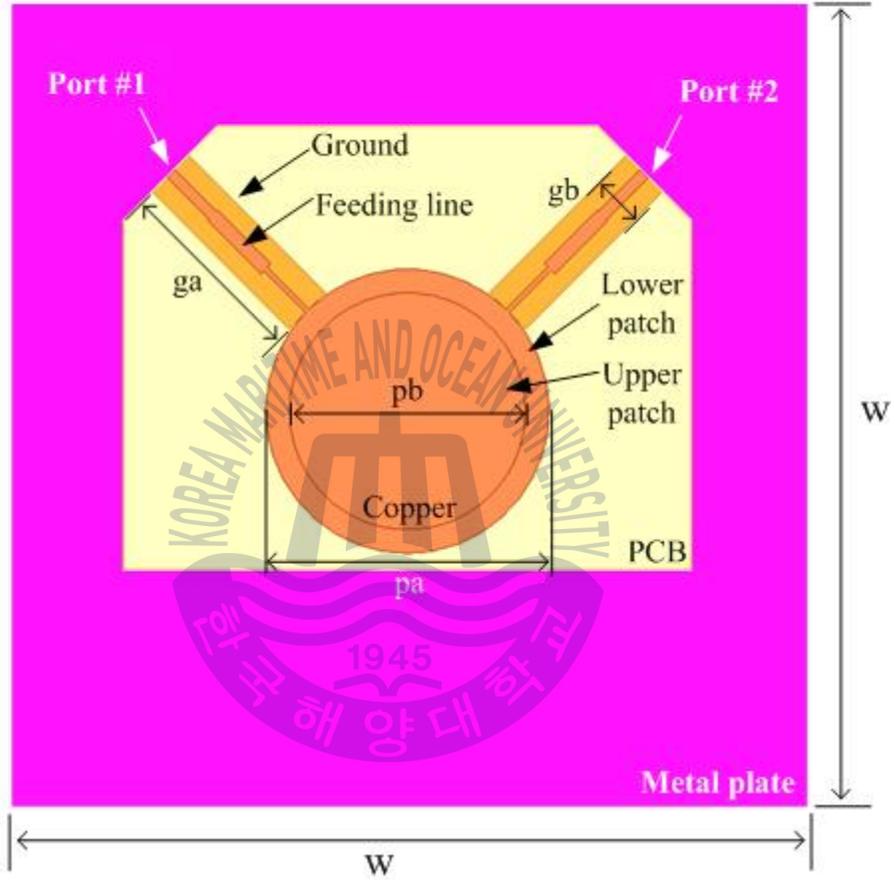
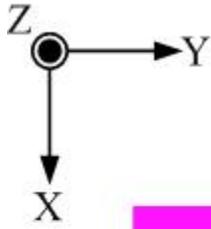
Fig. 3-9 Gain of proposed antenna.



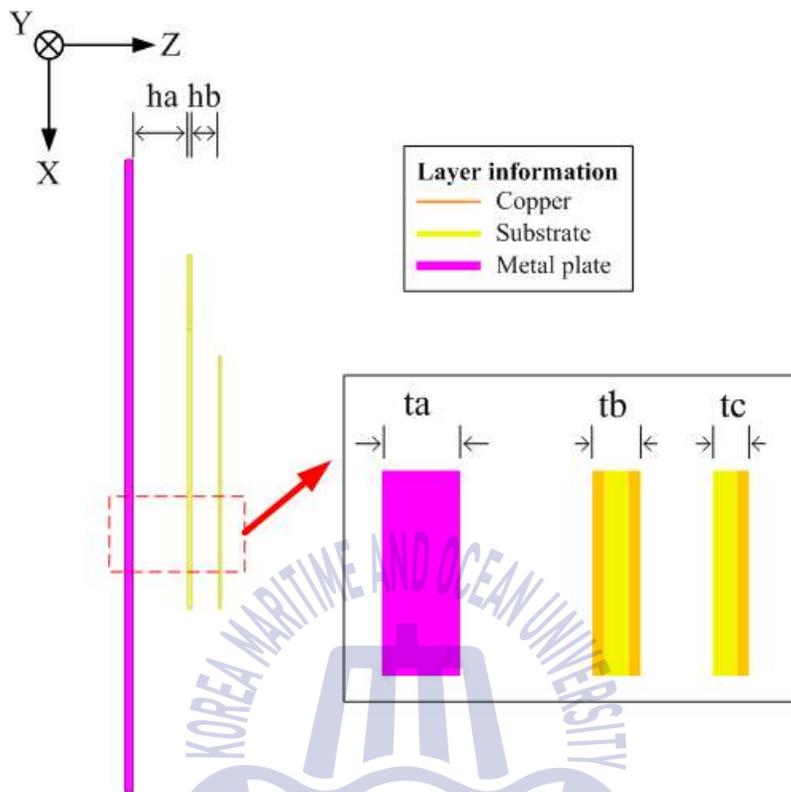
## 3.2 반파장 급전선로를 가지는 2-포트 안테나의 제안

### 3.2.1 안테나 설계

마이크로스트립 패치 안테나의 가장자리 두 부분에 각 급전부를 배치하면, 이 안테나는 각각의 경우에서 직교 모드로 낮은 임피던스 특성을 가진다. 이로 인해 일반적으로 포트 간 상호결합은 -25 dB를 가진다[42][43]. 최근 무선통신 시스템에서는 MIMO와 다이버시티 동작을 위해서 광대역 안테나가 사용되고 있다[44]. 그림 3-10(a)는 1.71~2.17 GHz (E-UTRA band 1~4)에서 동작하는 안테나의 설계 구조를 나타낸다. 금속 접지면 위에 일정한 공기층을 두고 PCB 재질의 방사체 (pa) 그 위에 유도 결합되는 기생 방사패치 (pb)가 있는 구조이다. 이 설계에 사용한 PCB는 Rogers사의 RO3730으로 유전율 3.0, 두께 0.8 mm이다. 급전이 연결된 방사체의 크기 (pa)는 중심 주파수의  $\lambda/4$ 로 72 mm이며, 기생 방사패치의 크기는 높은 주파수의  $\lambda/4$  길이인 60 mm이다. 급전선은 방사패치를 중심으로  $45^\circ$  방향으로 위치하고 있으며, 두 포트는  $90^\circ$ 의 각도를 가진다. 또한 급전선의 길이는 포트 간의 분리도를 고려하여 중심 주파수 대역의 반파장으로 설계하였다. 방사패치에서 방사되지 못한 전류가 각각의 포트에 흘러들어갈 수 있는데, 방사패치에서 급전선을 보면 개방 상태가 되기 때문에 전류가 유입되지 않아 안테나 간 분리도가 확보되는 원리이다. 그림 3-10(b)는 제안한 안테나의 측면 구조를 나타낸다. 방사패치의 높이를  $h_a$ , 기생 방사패치의 높이를  $h_b$ 로 설정하였다.  $t_a$ 는 안테나 전체의 접지면 역할을 하는 금속판의 두께이고,  $t_b$ 는 급전선이 있는 방사패치,  $t_c$ 는 기생 방사패치의 두께이다. 급전선의 접지면은 방사패치 PCB 하단에 있는 도체이며, 접지면의 길이와 폭을 각각  $g_a$ ,  $g_b$ 로 설정하였다. 이 안테나의 파라미터를 표 3-5에 정리하였다. 제안 안테나를 실제 소형 기지국에 적용하였을 때 최적의 성능을 가지기 위해 설계 단계에서 소형 기지국의 형상을 간소화하여 제안 안테나와 함께 시뮬레이션을 수행하였다. 본 논문에서 제시한 시뮬레이션 결과는 소형 기지국에 안테나를 장착한 경우를 고려한 것이다.



(a) Top view



(b) Side view

Fig. 3-10 Structure of proposed antenna.

Table 3-5 Design parameters of proposed antenna.

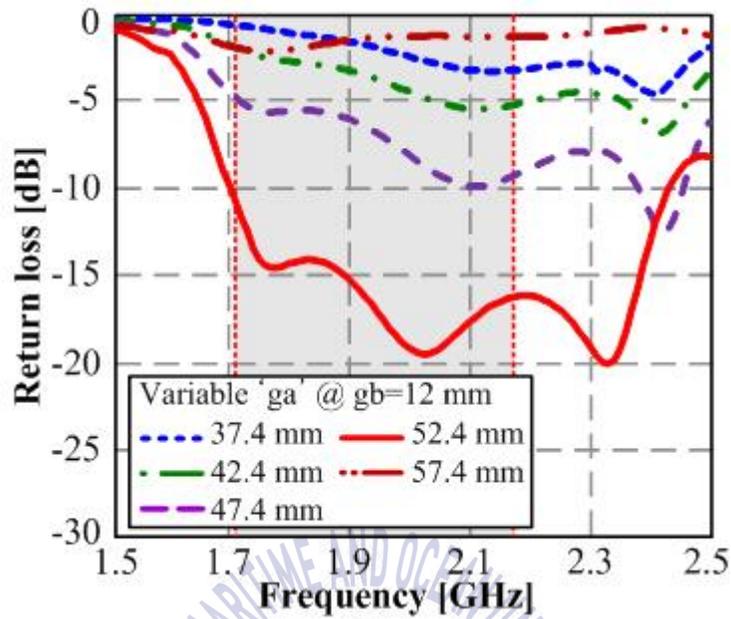
Parameter	Value
$g_a$	Variable
$g_b$	Variable
$h_a$	Variable
$h_b$	Variable
$p_a$	72 mm $\phi$ ( $\approx \lambda/2$ @ $f_c$ )
$p_b$	60 mm $\phi$ ( $\approx \lambda/2$ @ $f_{high}$ )
$w$	200 mm
$t_a$	2 mm
$t_b$	0.8 mm
$t_c$	0.765 mm

그림 3-11(a)~(d)는 제안한 안테나의 파라미터 분석결과를 각각 나타낸다. 그림 3-11(a)는  $g_a$ 를 37.4 mm에서 57.4 mm까지 5 mm 단위로 변화시켰을 때 결과이며,  $g_a$ 가 52.4 mm일 때 가장 좋은 반사손실 특성을 보인다. 접지면의 길이 또한 급전선로와 똑같은 때 위상이 제대로 전달되기 때문이다. 또한, 전송 선로의 길이와 마찬가지로 반파장의 길이를 가지기 때문에 반사되어 되돌아가는 신호가 역위상이 되어 상쇄되기 때문이다. 그림 3-11(b)는 접지면의 길이  $g_a$ 를 고정하고, 접지면의 폭  $g_b$ 를 8 mm에서 16 mm까지 2 mm씩 변화시킨 결과이다. 접지면의 폭이 12 mm 이상일 때 반사손실 특성이 목표했던 대역을 만족하는 결과를 보인다. 그림 3-11(c)는 급전선로가 있는 방사패치의 높이를 12 mm에서 16 mm까지 1 mm씩 변화시켰을 때의 결과이며, 높이가 14 mm 이상일 때 모든 대역에서 공진하는 특성을 보인다. 그림 3-11(d)는  $h_b$ 를 14 mm로 고정하고  $h_a$ 의 높이를 3 mm에서 7 mm까지 1 mm씩 변화시켰을 때의 결과이다. 기생 방사패치의 높이가 7 mm일 때 가장 좋은 반사손실 특성을 가진다.

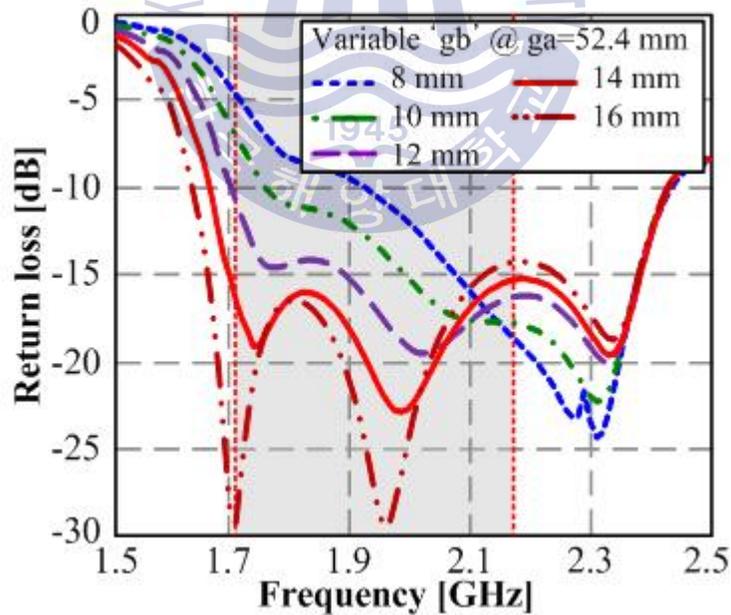
위의 결과로부터 1.71~2.17 GHz 대역에서 공진하는 파라미터 값을 아래 표 3-6에 정량적으로 나타내었다. 표 3-6의 값들은 파라미터들의 변화에 따른 안테나 특성으로부터 최적화 수행을 통해 결정된 것이다.

Table 3-6 Optimized parameters of proposed antenna.

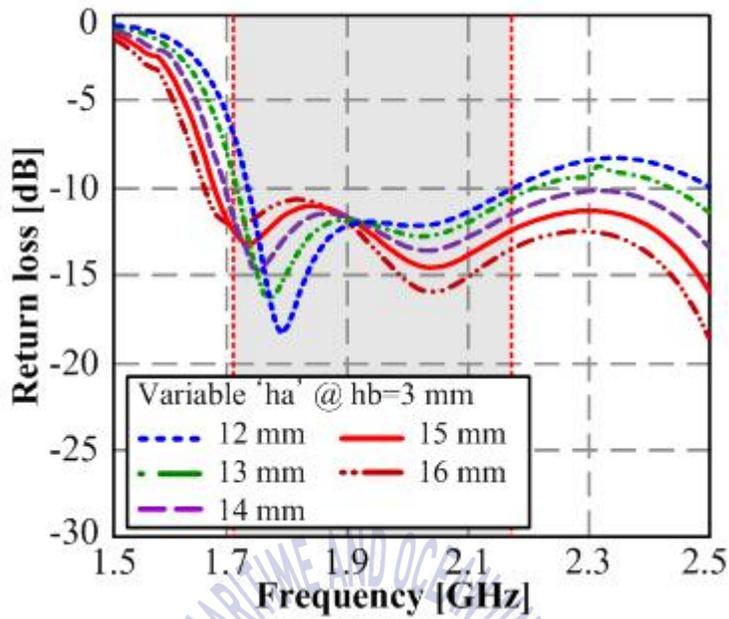
Parameter	Value
$g_a$	52.4 mm
$g_b$	12 mm
$h_a$	14 mm
$h_b$	7 mm



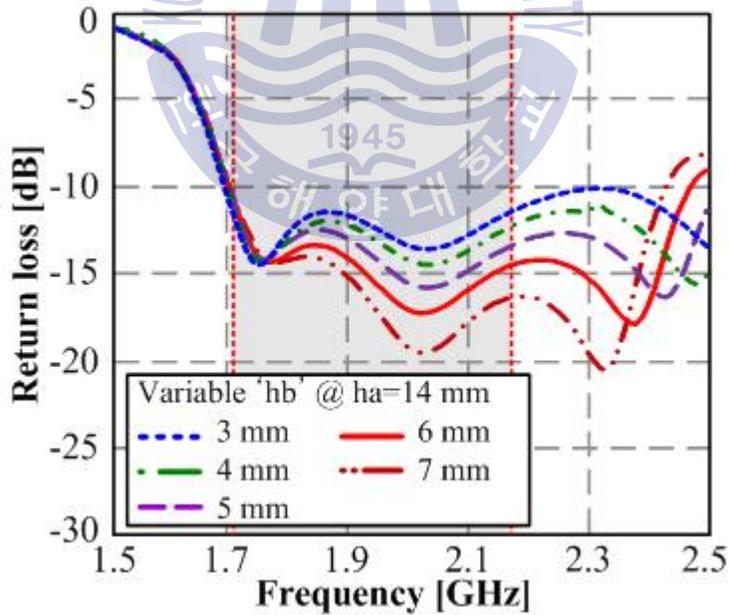
(a) Variation of parameter 'ga'



(b) Variation of parameter 'gb'



(c) Variation of parameter 'ha'



(d) Variation of parameter 'hb'

Fig. 3-11 Parameter study of proposed antenna.

그림 3-12는 표 3-6의 파라미터 값을 적용하여 최적화된 S-파라미터 특성을 나타낸다. 안테나의 반사계수는 1.71~2.17 GHz 대역에서 -10 dB 이하를 만족하며, 안테나 간 분리도는 -18 dB 이하로 소형 기지국에서 요구하는 분리도 규격 -15 dB보다 좋은 특성을 보인다. 직교 구조로 설계된 반파장 급전선로에 의해 전계 성분이 직교하여 포트 간 분리도가 확보된 것으로 사료된다. 안테나의 전체 높이는 금속판에서 상단 방사소자까지 24.565 mm로 소형 기지국에서 요구되는 안테나의 높이를 만족하면서 편평한 특징을 가진다.

그림 3-13은 제안한 안테나의 전류분포 특성을 보인다. 포트 #2로 RF 신호가 인가되었을 때 위상에 따른 전류 분포를 나타낸 것이다. 상호결합이 억제되는 원리는 직교 구조에 의해 방사부에서 방사되는 전류의 전계 방향이 서로 직교하기 때문이다. 두 번째로는 반파장 길이의 급전 선로이다. 한쪽 포트에 인가된 전류가 다른 포트에 전달될 때, 다른 포트에서 인가되는 신호와 역위상이 되어 서로 상쇄되어 상호결합 억제가 되는 것이다.

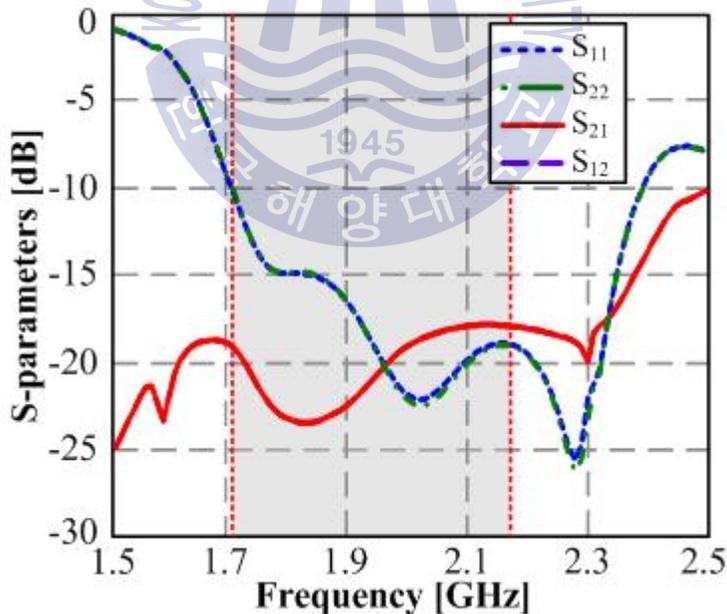
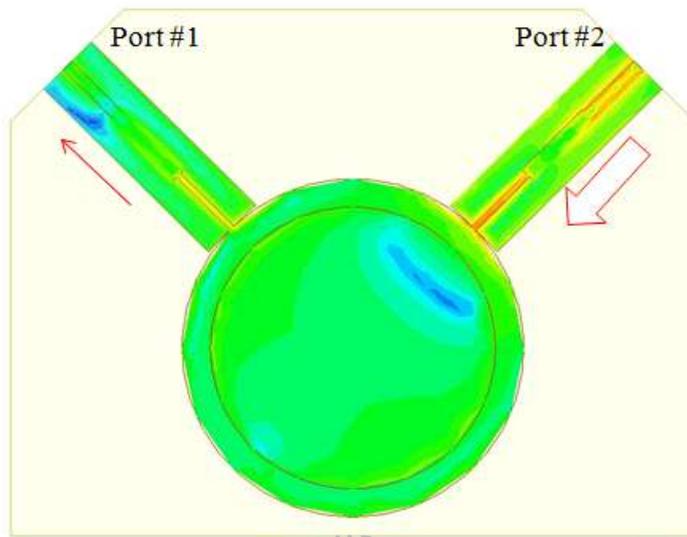
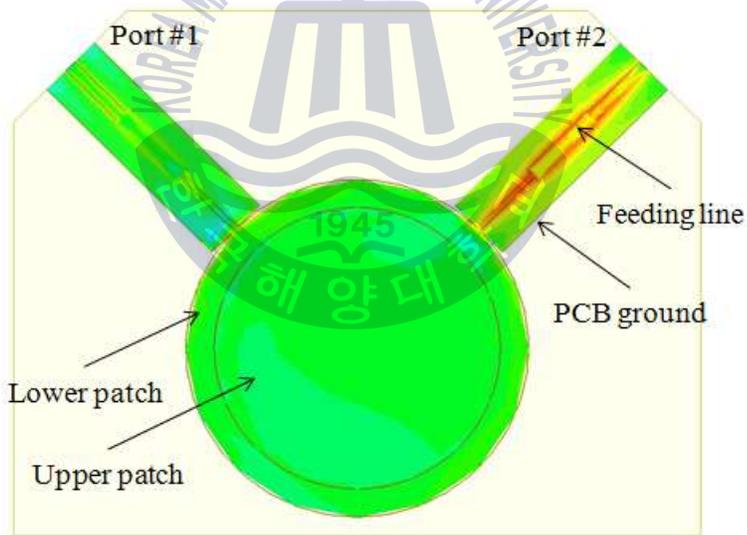


Fig. 3-12 Simulation results of proposed antenna.



(a) Phase  $0^\circ$



(b) Phase  $90^\circ$

Fig. 3-13 Current distributions of proposed antenna.

### 3.2.2 제작 및 측정

그림 3-14는 제작한 안테나의 사진을 보이며, 이 안테나의 S-파라미터를 측정한 결과를 그림 3-15에 보인다. -10 dB 이하 반사손실 특성이 1.71~2.17 GHz 대역을 만족하며, 안테나 간 분리도가 -17.5 dB 이하의 결과를 보인다. 측정된 S-파라미터는 시뮬레이션 결과와 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

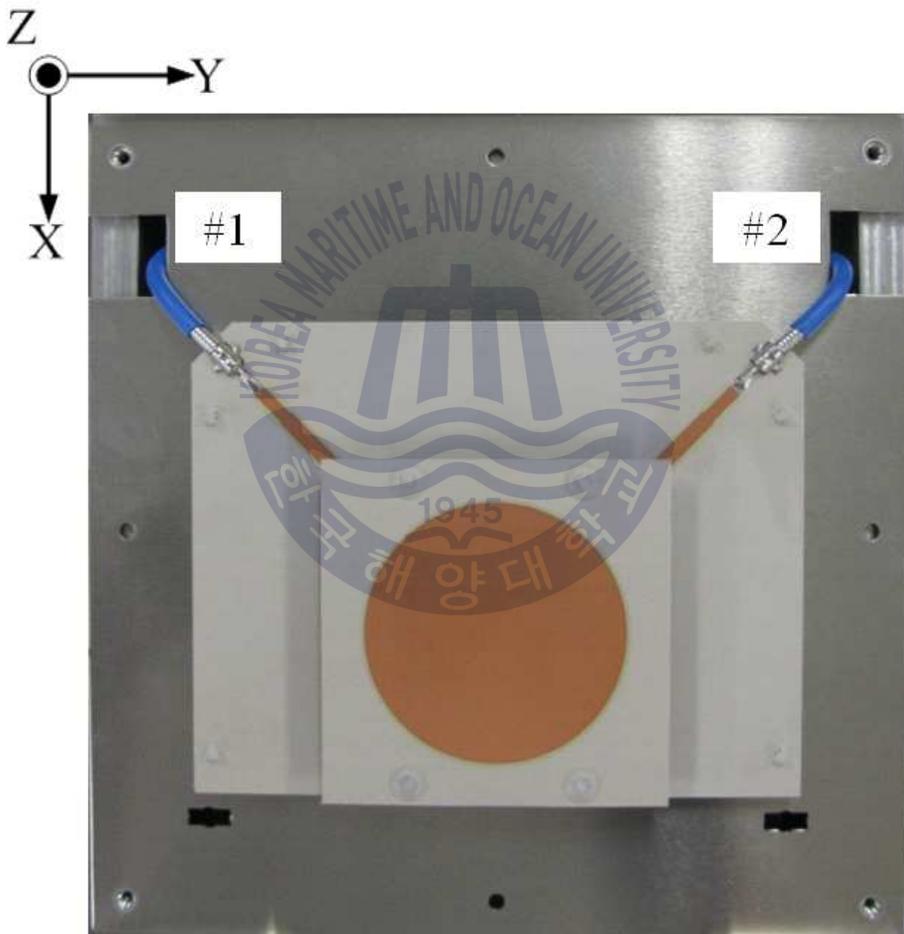


Fig. 3-14 Photograph of fabricated antenna.

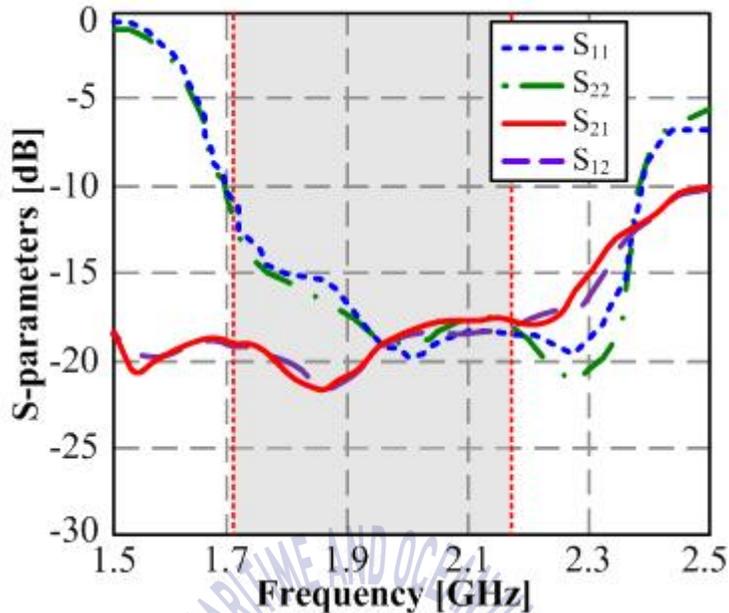
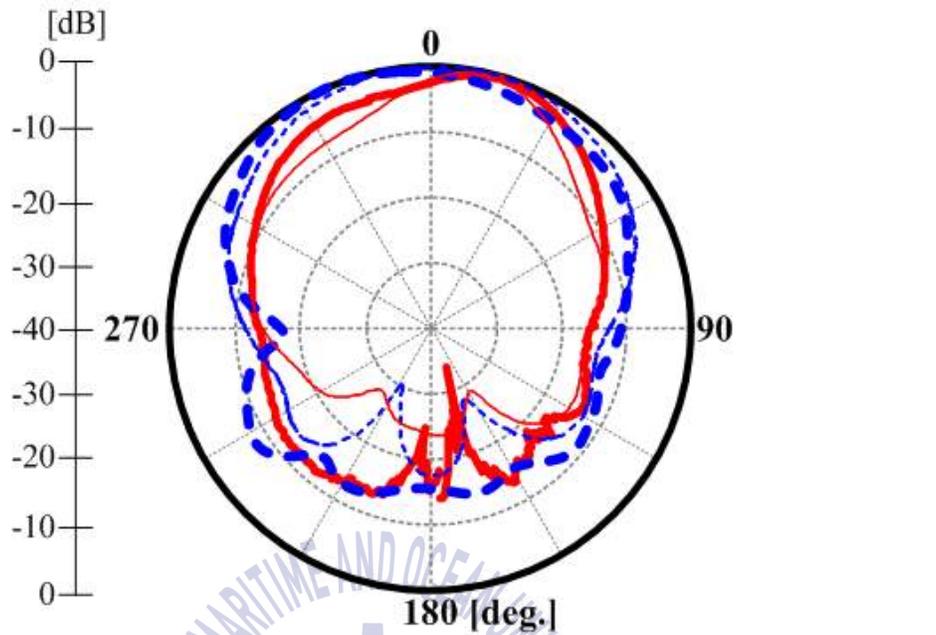


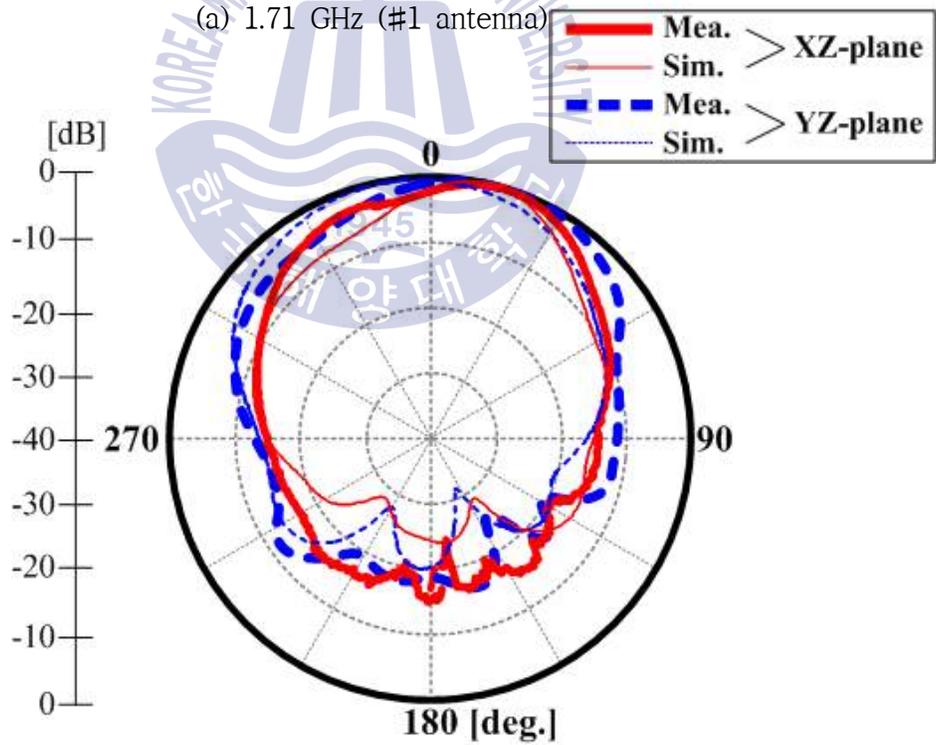
Fig. 3-15 Measured S-parameters of fabricated antenna.

그림 3-16은 제작한 안테나의 방사패턴을 1.71 GHz와 2.17 GHz에서 측정된 결과를 나타낸다. 안테나 #1의 특성을 실선, 안테나 #2의 특성을 점선으로 각각 표시하였다. XZ-면은 기준 안테나를 수직 방향으로, YZ-면은 수평 방향으로 회전시켰을 때의 측정 결과이며, 각각 수직 패턴과 수평 패턴이 된다. 가는 선으로 나타낸 것이 시뮬레이션 결과이며, 굵은 선으로 나타낸 것이 측정결과이다. 수직 패턴의 최대 지향 방향은 X 방향으로  $20^\circ$  지점인데, 이는 소형 기지국을 수직으로 설치하였을 때 하향  $20^\circ$ 가 되는 것을 의미한다. 수평 패턴의 특성을 보면  $-30^\circ$  지점과  $+30^\circ$  지점 대칭적으로 찌그러진 것을 볼 수 있는데, 이는 이웃한 안테나의 영향이다. 방사패턴의 측정 결과를 시뮬레이션 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

이 안테나의 이득 특성은 그림 3-17에 보인다. 2.17 GHz에서 가장 높은 이득 특성을 보인다. 점선은 시뮬레이션 결과이고, 실선은 측정 결과이며, 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 측정된 이득은 2.17 GHz에서 5.98 dBi이다.



(a) 1.71 GHz (#1 antenna)



(b) 1.71 GHz (#2 antenna)

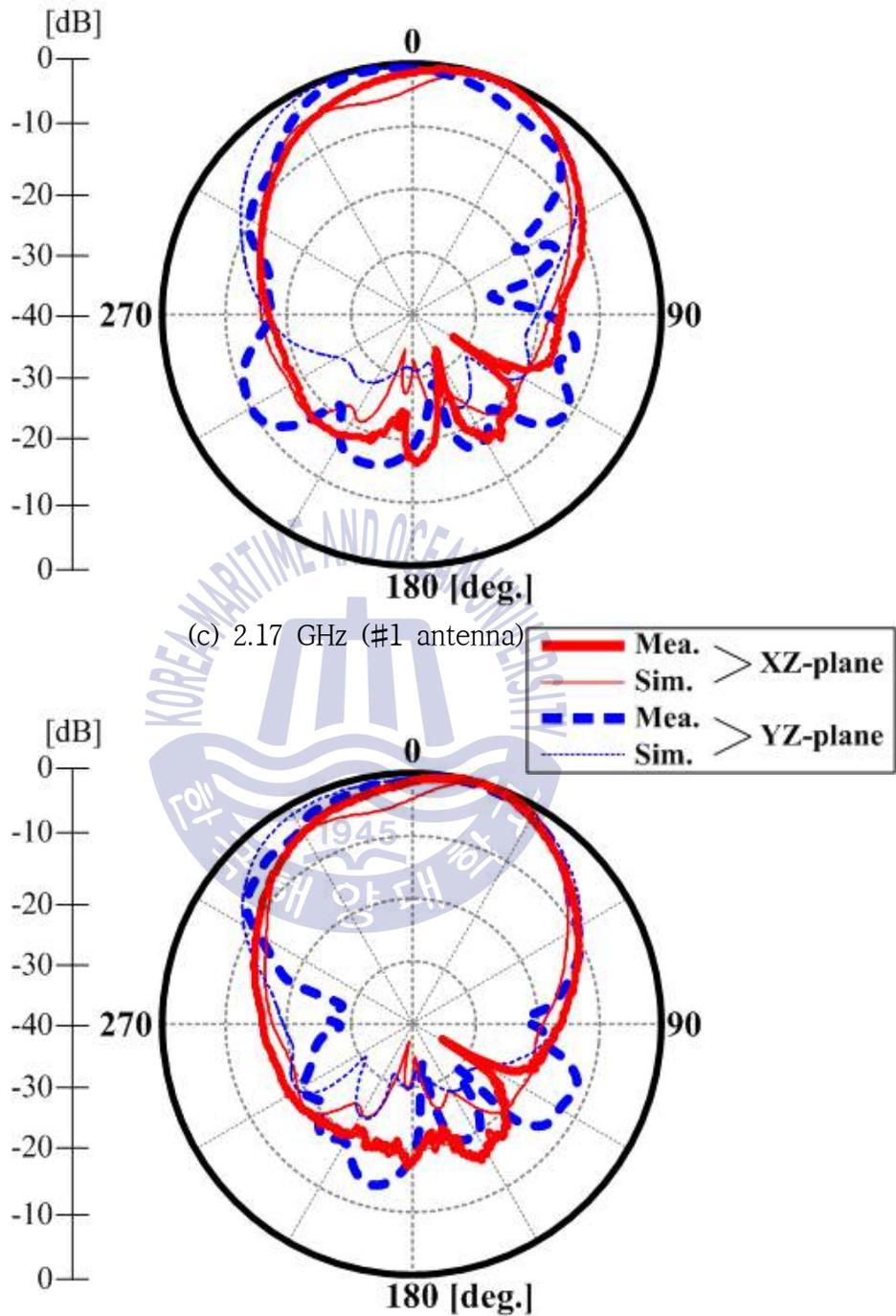


Fig. 3-16 Radiation patterns of proposed antenna

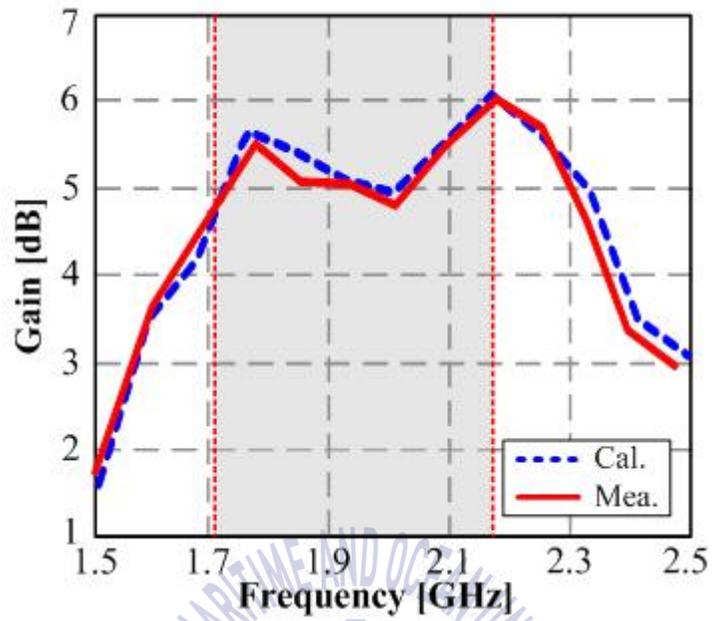
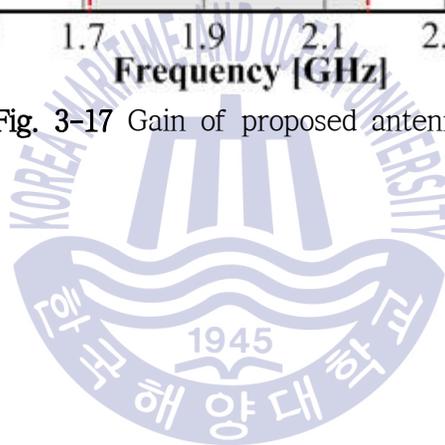


Fig. 3-17 Gain of proposed antenna.



### 3.3 요약

본 장에서는 펌토 셀용 소형 기지국에 사용가능한 2-포트 편평 구조의 MIMO 안테나를 제안하여 설계하였으며, 제작 및 측정을 통해 포트 간 상호결합이 억제되는 것을 검증하였다.

한정된 공간 내에 안테나를 698~787 MHz에서 공진시키기 위해 임피던스 정합을 위한 실린더를 제안하고 제작하였다. 안테나는 분리도 확보를 위해 포트 간 거리가 중심주파수의  $\lambda/8$ 이고, 각 포트의 위치는 안테나의 중심에서 직교하는 구조로 설계하였다. 제안된 안테나의 높이는 총 32 mm로 편평한 구조를 가진다. 측정 결과, 안테나 간 분리도는 -19 dB로 소형 기지국 안테나의 분리도 규격보다 4 dB 이상 개선된 특성을 확보하였다. 이득 또한 6.07 dBi로 요구 규격을 충분히 만족하는 결과를 보였다.

높은 주파수 대역 (1.71~2.17 GHz)에서 동작하는 2-포트 안테나를 설계하고 제작하였다. 안테나 간 분리도를 확보하기 위해 급전선 길이를 중심주파수의 반파장으로 설정하였으며, 그 결과 분리도를 -18 dB 이하로 확보하였다. 측정 이득은 5.98 dBi로 요구 규격을 충분히 만족하는 결과를 보였다. 안테나의 높이 또한 24.565 mm로 편평한 특징을 보인다.

## 제 4 장 기지국용 MIMO 배열 안테나의 광대역화 연구

PS-LTE는 국가적인 공공의 안전을 책임지거나 재해/재난 시 구조활동을 위한 광대역 이동통신 LTE 기반 공공안전 특수임무용 재난통신 핵심 서비스 및 이를 제공하기 위한 기술이다. 이 통신망은 재난 시 시민을 보호하고 생명을 구하는 것을 주목적으로, 긴급한 공공 안전 정보를 효율적이고 높은 신뢰도로 적절한 처리 기관에게 전달해야 한다. 또한 700 MHz 대역 일부를 전용 주파수로 할당하였으며, 건물 내부나 일부 지역은 기존 이동통신 사업자들의 LTE망을 사용하기로 한 것이다[45].

최근 테러 및 지구온난화로 인한 자연 재해가 잦아지고 있는 가운데, 인명 피해 최소화 필수 요소인 재난안전망을 구축하는 것이 전 세계적인 추세이고 재난안전망 구축 및 기술 시장에서의 경쟁력 강화를 위해 현 시점에서 개발이 필요하다[46]. 경제성 측면에서 모든 재난 관련 기관이 공동으로 사용할 수 있는 개념의 재난안전망 개발 및 구축이 필요하다[47]. 평시에 상용망으로의 활용성과 개발 대비 수익성을 고려할 때, 현재 통용되는 이동통신 상용망을 기반으로 한 재난안전망 개발이 필요하다. 재난 외 평상시에는 상용망으로 활용되려면 기존의 이동통신 시스템과 호환이 되어야 하며[48], 이를 위해서는 LTE 기반의 이동통신 시스템 형태가 적절한 것이다. 재난안전망 특성상 수익성이 적고 공공성이 크므로, 개발 비용이 높은 독자적인 시스템 개발 형태보다는 통용되는 상용망 기반으로 재난안전망을 개발하는 것이 더 유리한 것이다[49][50]. 일반적으로 상용망, 철도망을 지원하면서 유사 시 재난무선통신을 지원하는 안테나 개발 필요하며, 기존 통신망 사용이 불가할 때, 현장에서 임시망 구축을 위한 휴대형 EPC (LTE 연동망)가 필요하며, 전용 기지국 안테나 필요하다.

700 MHz 대역은 파장이 길어 안테나의 소형화 설계가 쉽지 않고, 안테나의 효율은 안테나 크기에 직접적인 영향을 받는다. LTE 단말기의 성능을 유지하기 위한 중요한 안테나 설계 요소가 있는데, 안테나 다이버시티 간의 높은 분리도, 다이버시티 간의 성능 차, 패턴의 상관계수이다[51-53].

그림 4-1은 기지국 안테나가 철탑이나 건물 옥상 등에 설치된 사진을 보인다. 기지국 안테나는 고정형과 위상가변형 두 가지 형태가 있는데, 최근에는 위상가변형 안테나가 대부분 설치되고 있는 실정이다. 위상 가변형 안테나를 사용하는 가장 큰

이유는 셀 커버리지 최적화이다[54]. 안테나를 설치하고 하면 셀 커버리지 최적화 작업을 수행하는데, 위상가변형 안테나는 지향각의 방향을 간단한 조작을 통해 바꿀 수 있기 때문에 셀 커버리지 최적화가 간단해진다.

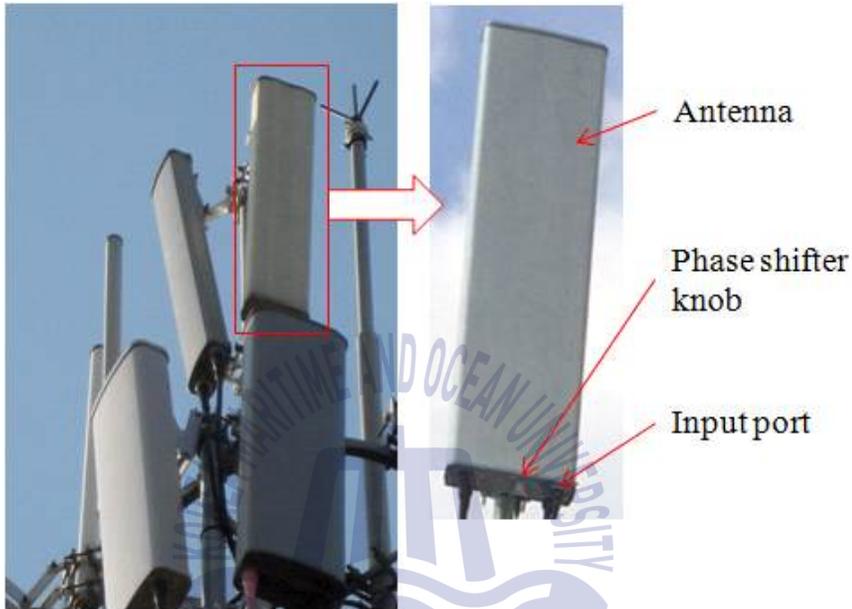


Fig. 4-1 Photograph of installed base station antenna.

그림 4-2는 기지국 안테나의 위상가변기에 의해 빔이 조절되는 예를 보인다. 안테나의 지향 각도를 조절하는 크게 전기적 가변과 기구적 가변 두 가지가 있다. 위상가변기를 이용하여 안테나의 지향각을 변경시키는 것이 전기적 가변이며, 안테나 자체를 움직여 지향각을 변경하는 것이 기구적 가변 방식이다[55][56]. 이동통신용 기지국 안테나는  $\pm 45^\circ$  이중 편파를 사용하는데, 설치가 완료되면 통신 서비스를 지속적으로 제공해야 하므로 기지국 안테나 자체를 움직여 셀 커버리지를 최적화하는 기계적인 빔 조향만으로는 급변하는 통신환경에 대처하는 데 그 한계성이 있다.

본 논문에서 제안하고자 하는 위상 가변 안테나는 낮은 주파수 대역에서 광대역 특성을 가지며, 위상가변기를 이용하여 안테나의 지향각을 전기적으로 가변시키는 안테나이다. 성능 구현을 위해 배열 소자 및 위상가변기를 개발하였고, 배열 안테나를 설계 및 제작하였으며, 측정을 통해 그 성능을 검증하고 실용성을 확인하였다.

또한 배열 소자, 위상가변의 시뮬레이션 결과는 반사판, 레이돔 등의 영향을 모두 고려한 것이다.

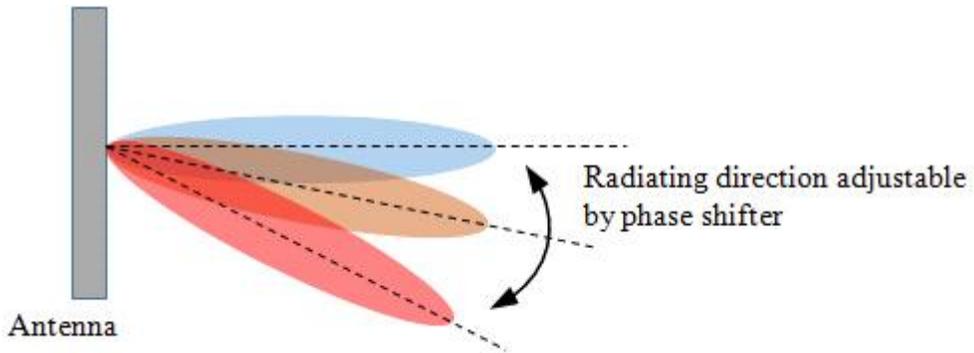


Fig. 4-2 Variation of radiating direction by phase shifter.

표 4-1은 본 논문에서 제안한 배열 안테나의 성능 규격을 나타낸다. 3섹터를 이용하는 셀 환경에서 안테나의 수평 패턴은  $65^\circ \pm 5^\circ$ 의 빔폭이 요구되고, 편파 간 분리도는 -25 dB이하로 설정하였다. 698~960 MHz 대역에서 안테나의 수직 빔 패턴을 하향  $-14^\circ \sim 0^\circ$  구간 내에서 전기적으로 빔의 방향을 조절할 수 있으며, 최대 이득은 15 dBi 이상 만족해야 한다.

Table 4-1 Specifications of proposed base station antenna.

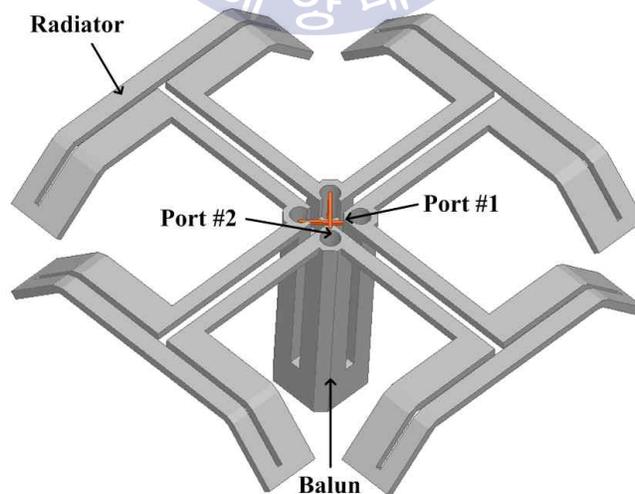
Parameter	Value
Frequency range	698~960 MHz
Electrical down tilt	$-14^\circ \sim 0^\circ$
Maximum gain	$\geq 15$ dBi
VSWR	$\leq 1.5:1$
Horizontal HPBW	$65^\circ \pm 5^\circ$
Upper 1 <sup>st</sup> SLL	$\leq -15$ dB
Polarization	$\pm 45^\circ$ , Dual pol.
Isolation	$\leq -25$ dB

## 4.1 위상가변 배열 안테나의 설계

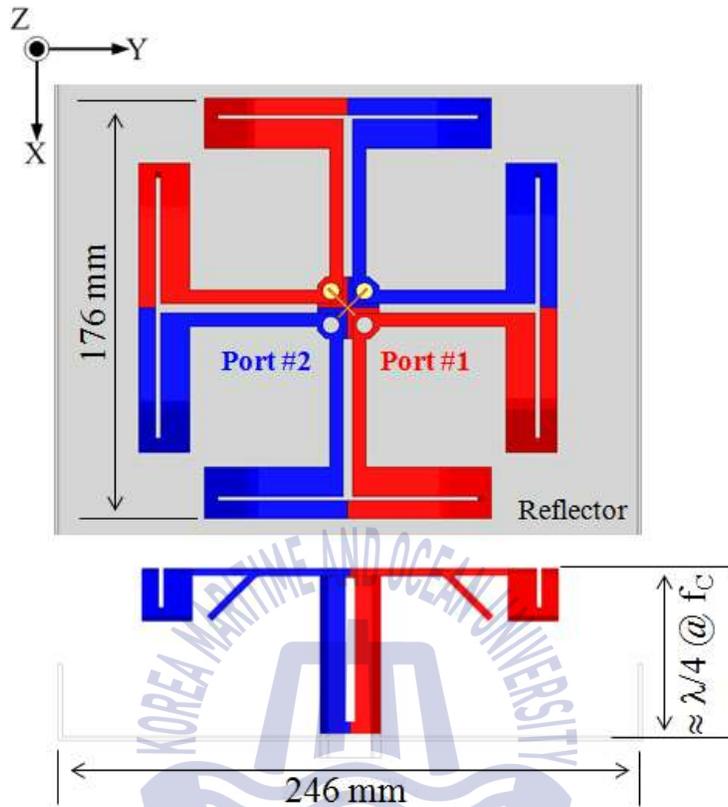
### 4.1.1 PCB 결합 급전부를 가지는 안테나의 광대역화 방법 제안

기준 안테나는 급전부, 방사부,  $\lambda/4$  길이의 발룬으로 구성된다. 슬릿으로 두 개의 안테나를 분리시켰으며, 두 안테나는  $90^\circ$ 의 위상차를 가진다. 또한, 패턴 특성 최적화를 위해 방사부 양 끝을  $30^\circ$  가량 절곡시킨 구조이다. 그림 4-3(a)~(c)는 광대역 다이폴 안테나를 설계하기 위해 참고한 기준 안테나를 보인다[57]. 동작 주파수 790~960 MHz에서  $-14$  dB 이하를 만족하며, 두 포트 간 분리도는  $-25$  dB이다. 안테나의 최대 이득은 960 MHz에서 9.5 dBi이며, HPBW는  $67^\circ \pm 3^\circ$ 의 특성을 가진다.

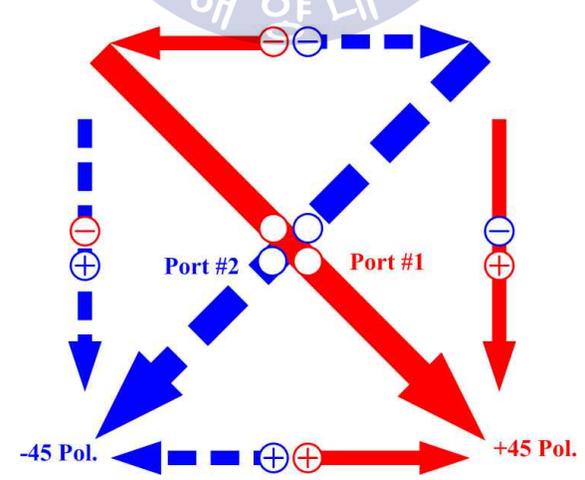
그림 4-3(b) 기준 안테나의 윗면과 측면을 나타낸다. 안테나의 방사면은 중심주파수의 반파장의 거리를 가지며, 절곡면 높이를 포함하는 전체 반사판의 폭은 높은 주파수의 한 파장이 될 때 가장 최적의 결과를 가진다. 두 포트에 입력된 신호가 방사부 끝의 중심에서 만나는데, X-축에서는 동일한 전류가 만나 서로 밀어내며 Y-축으로 강한 전류 분포가 형성되고 Y-축에서는 +와 -가 만나 X-축으로 전류분포가 강하게 형성되어 두 전류의 분포가 벡터 합성되어 각각  $45^\circ$ 의 편파를 형성하게 된다. 전류 분포도를 그림 4-3(c)에 보인다.



(a) 3D view



(b) Top and side view



(c) Current distribution of reference antenna

Fig. 4-3 Structure and polarization of reference antenna.

그림 4-4는 기준 안테나의 S-파라미터를 측정한 결과를 보인다. 790~960 MHz에서 -14 dB 이하이며, 포트 간 분리도는 -25 dB이다.

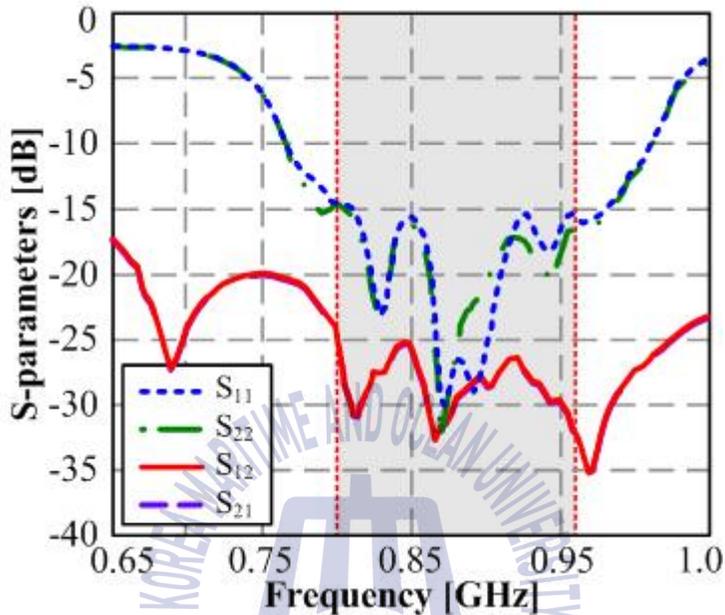


Fig. 4-4 S-parameters of reference antenna.

#### 4.1.1.1 안테나 설계

그림 4-5는 본 논문에서 제안하는 기지국용 다이폴 안테나의 구조를 보인다[58]. 방사체는 발륜과 방사부가 절곡으로 구현되는 구조로 설계하고, 급전부는 PCB로 설계하였다. 방사부의 재질은 알루미늄이며, 사용된 PCB는 Rogers사의 RO3730이며, 두께가 1.6 mm이다.

표 4-1은 그림 4-5에 보인 파라미터를 정리한 것이다.  $d_a$ ,  $d_b$ ,  $b_a$ 은 방사부의 전체 폭, 방사체의 길이, 발륜의 길이이고, 각각 176 mm, 132 mm, 76 mm의 값을 가진다. 176 mm는 기준 안테나와 동일한 크기이며, 기준 안테나 중심주파수의 반파장 길이와 유사하다. 발륜은 높은 주파수의  $\lambda/4$  길이로 설계하였는데, 가장 높은 주파수에 맞춰서 설계한 이유는 주파수 변화에 가장 민감하기 때문이다. 698~960 MHz가 낮은 주파수 대역이긴 하지만 960 MHz가 698 MHz보다는 높은 주파수이기 때문에 길이에 대한 위상 변화가 더 민감하다. 파라미터  $a$ 는 방사체 내부의 폭,  $b$ 는 방

사체 외부의 폭, c는 결합 급전부의 길이이다.

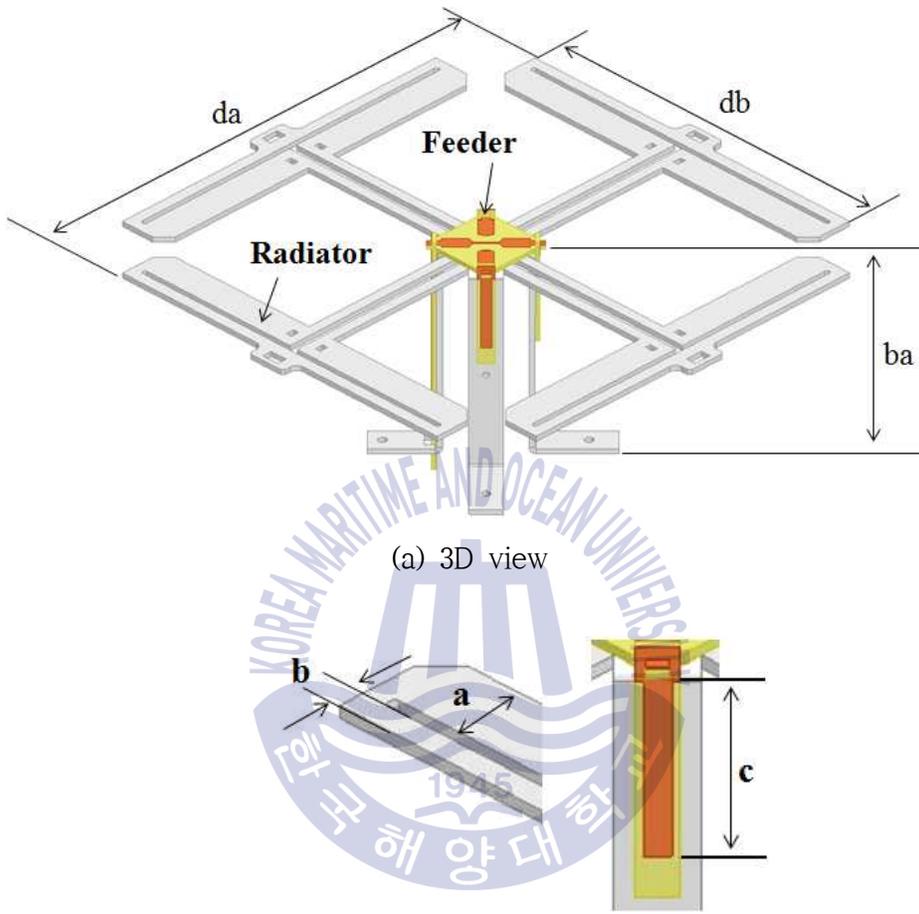
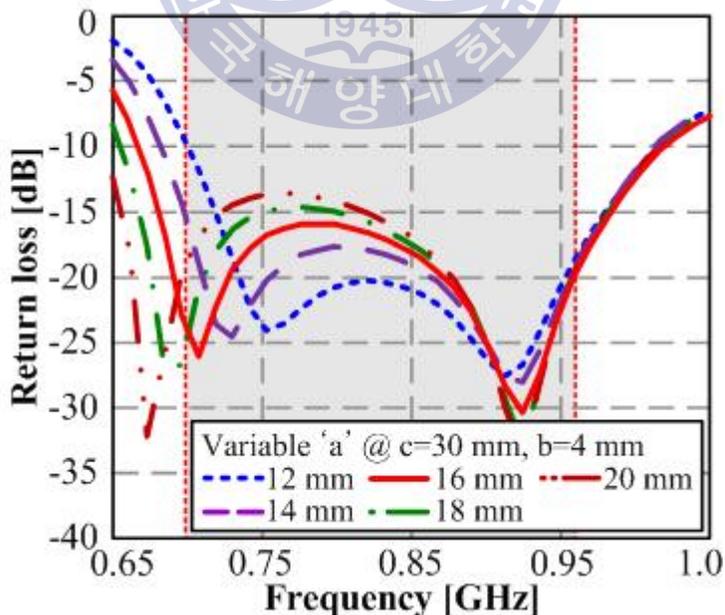


Fig. 4-5 Structure of proposed antenna.

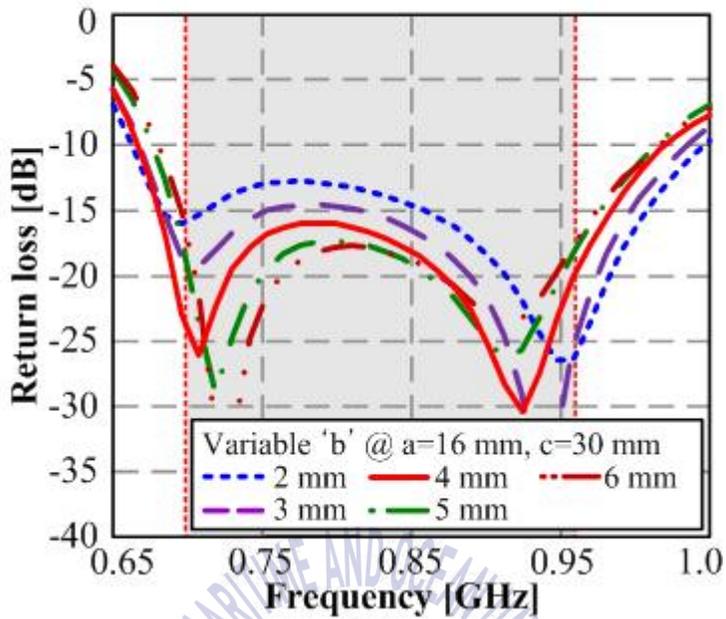
Table 4-2 Design parameters of proposed antenna.

Parameter	Value
a	Variable
b	Variable
c	Variable
da	176 mm
db	132 mm
ba	76 mm ( $\approx \lambda / 4 @ f_{\text{high}}$ )

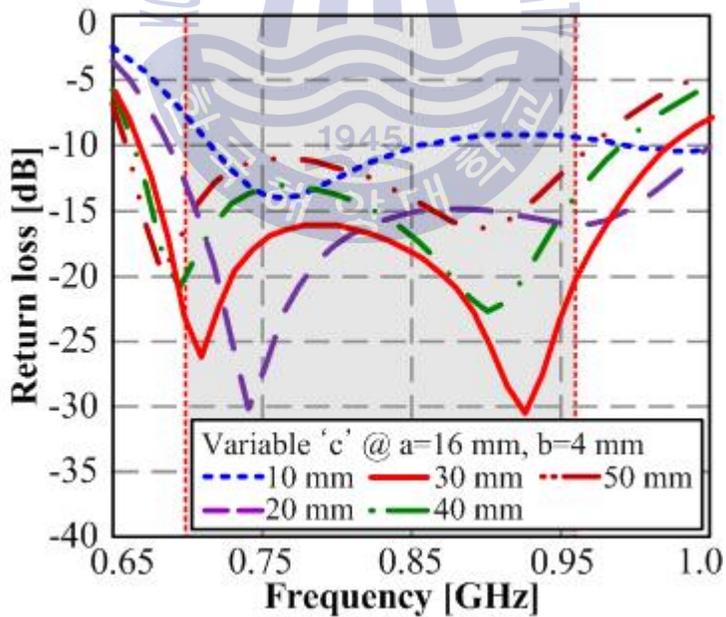
그림 4-6(a)-(c)는 위에서 언급한 파라미터들의 변화를 분석한 결과이다. 그림 4-6(a)는 b를 4 mm, c를 30 mm로 고정시키고 a의 값을 12 mm에서 20 mm까지 2 mm씩 변화시킨 결과이다. 시뮬레이션 결과를 보면 a가 증가할수록 이중 공진 특성이 강하게 나타나고, 16 mm일 때 가장 좋은 특성을 보인다. 그림 4-6(b)는 a를 16 mm, c를 30 mm로 고정시켰을 때 b의 변화에 대한 결과를 보인다. b의 값은 2 mm에서 6 mm까지 1 mm 단위로 변화시켰다. b의 값을 2 mm부터 설정한 것은 실제 제작한 가능한 최소값이 2 mm이기 때문이다. b가 4 mm 이상일 때 전 대역 반사손실 특성을 모두 만족한다. b가 증가할수록 안테나 방사체의 전체 폭이 증가하기 때문에 성능을 만족하면서 가장 작은 값인 4 mm를 선택하였다. 그림 4-6(c)는 결합 급전부 PCB의 길이 변화에 대한 것이다. 이때 a는 16 mm, b는 4 mm이다. c의 길이를 10 mm에서 50 mm까지 10 mm 단위로 변화시켰으며, 길이가 증가할수록 높은 주파수 대역의 공진 특성이 나타나면서 광대역 특성이 확보하게 되는데, 이는 결합 PCB가 증가할수록 발룬에 의한 임피던스 정합이 이뤄지기 때문인 것으로 사료된다. 또한, 낮은 주파수로 이동하는 특성도 보이는데, 이는 PCB 급전부 길이가 증가함으로써 전기적 길이가 증가하기 때문이다.



(a) Variation of parameter 'a'



(b) Variation of parameter 'b'



(c) Variation of parameter 'c'

Fig. 4-6 Parameter study of proposed antenna.

그림 4-6(c)에 보인 PCB 급전부의 길이 변화에 따른 반사손실 특성 변화는 그림 4-7의 임피던스 특성 변화로 설명할 수 있다. 반사손실이 단일 공진 특성을 보이는 10 mm와 최적의 특성을 보이는 30 mm일 때의 임피던스 특성을 나타내었다. PCB 급전부가 10 mm일 때 임피던스 특성을 보면, 제안한 안테나는 커패시턴스 성분이 많은데, 급전부의 길이를 30 mm로 증가시킨 결과를 보면 커패시턴스 성분이 거의 0에 가까운 특성을 가진다. 이는 PCB 급전부 길이가 증가하면서 안테나의 인덕턴스 성분이 증가하여 커패시턴스 성분과 상쇄되기 때문이다. 실수부 또한 전 대역에 걸쳐 임피던스 값이 비슷한 값을 가진다. 이러한 원리를 이용하여 안테나의 대역을 확장시킬 수 있는 것이다.

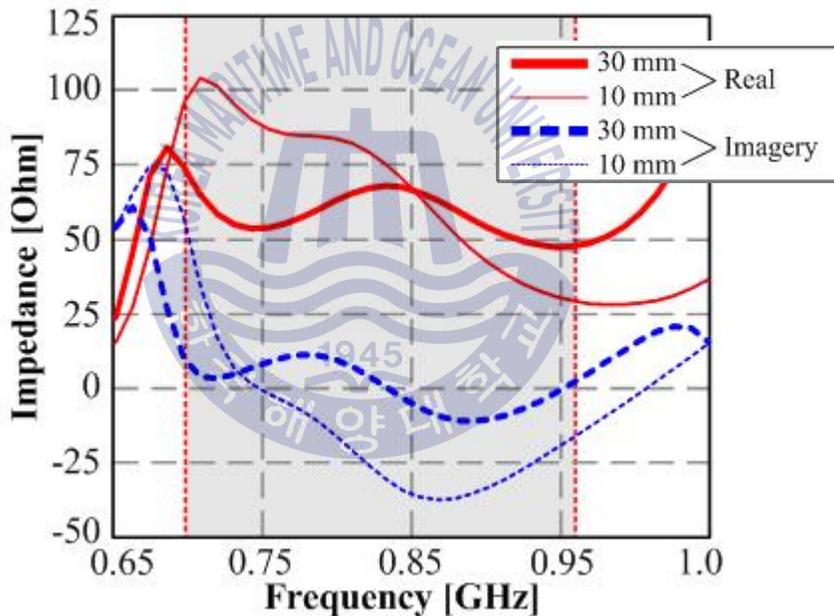


Fig. 4-7 Impedance characteristics of proposed antenna

위의 결과로부터 698~960 MHz 대역에서 공진하는 파라미터 값을 아래 표 4-3에 정량적으로 나타내었다. 표 4-3의 값들은 파라미터들의 변화에 따른 안테나 특성으로부터 최적화 수행에 의해 결정된 값이다. 제안한 안테나의 방사부의 폭 a는 16 mm, 방사부 바깥쪽의 폭 b는 4 mm, PCB 급전부 c의 길이는 30 mm이다.

Table 4-3 Optimized parameters of proposed antenna.

Parameter	Value
a	16 mm
b	4 mm
c	30 mm

그림 4-8은 표 4-3의 파라미터 값을 적용하여 최종 시뮬레이션한 S-파라미터 특성을 나타낸다. 안테나의 반사계수는 698~ 960 MHz 대역에서 -14 dB 이하를 만족하며, 안테나 간 분리도는 -26 dB의 특성을 보였다. 제안한 안테나는 기존 안테나보다 대역폭을 더 낮은 주파수 대역으로 12.2 % 증가시킨 31.6 % 이상을 확보하였다. 그림에도 불구하고 제안된 안테나의 크기는 기존 안테나와 유사한 것이 큰 특징이다. 포트 간 분리도가 -26 dB 이상의 특성을 보인 것은 발룬의 길이가 반사판으로부터  $\lambda/4$ 의 길이이고, 발룬의 끝부분에서 방사체까지의 거리도  $\lambda/4$ 로 설계했기 때문이다.

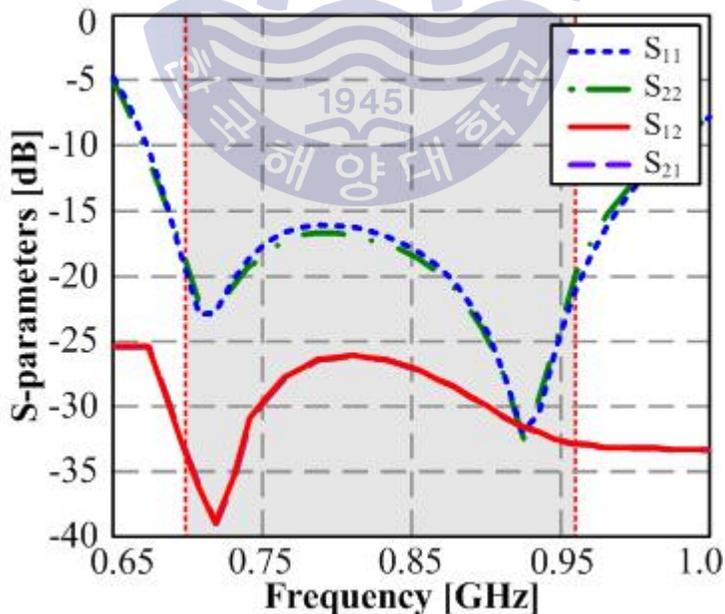
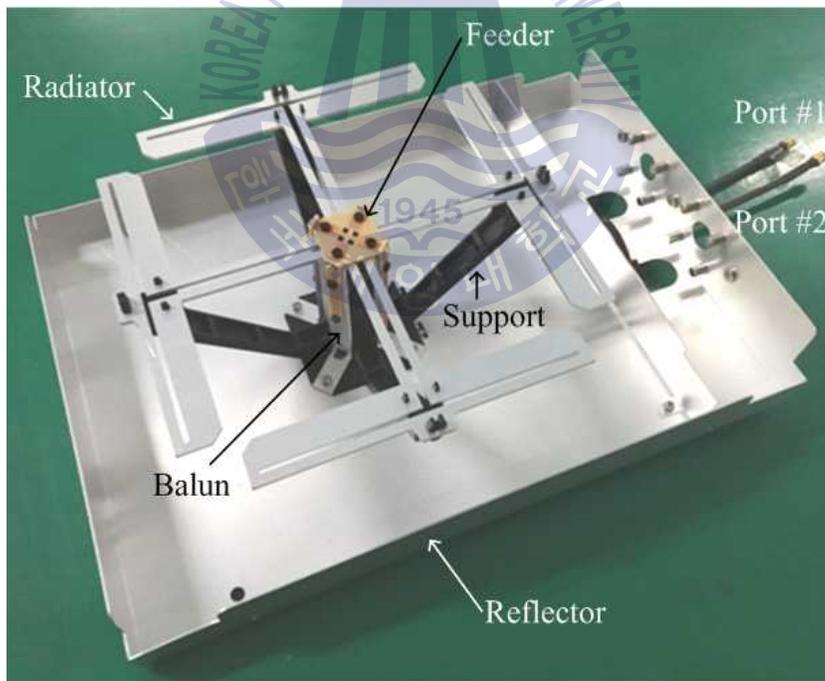


Fig. 4-8 Simulation results of proposed antenna.

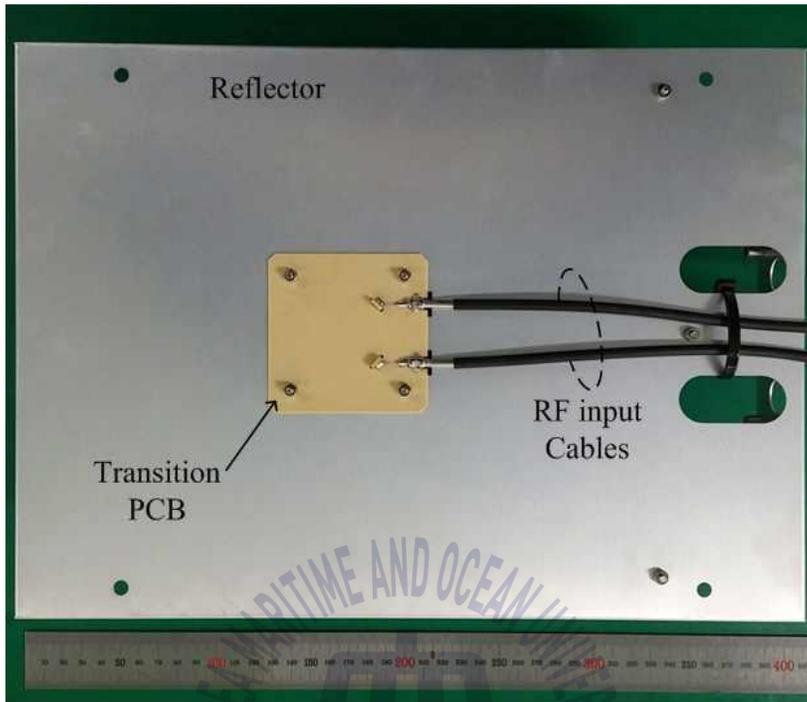
#### 4.1.1.2 제작 및 측정

그림 4-9는 제작한 안테나의 사진을 보이며, S-파라미터의 측정 결과를 그림 4-10에 보인다. 전면에는 다이폴을 충격에서 보호하기 위해 PC 재질의 지지대를 적용하였다. 후면에는 RF 케이블로 입력된 신호를 발룬으로 전달하기 위한 전환부인 PCB가 있다. 제안된 안테나는 측정된 S-파라미터는 698~960 MHz 대역에서 -14 dB 이하를 만족하며, 포트 간 분리도는 -26 dB로 시뮬레이션 결과와 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 분리도 특성을 보면 레벨 변화가 조금 불안정하게 보이는데, 이는 안테나의 신호전달 전환부에 의한 것이다.

그림 4-11은 기준 안테나와 제안한 안테나의 S-파라미터 측정 결과를 비교한 것이다. 제안한 안테나가 기준 안테나보다 더 넓은 대역폭과 더 낮은 분리도 특성을 가짐을 알 수 있다.



(a) 3D view



(b) Bottom view

Fig. 4-9 Photograph of fabricated antenna.

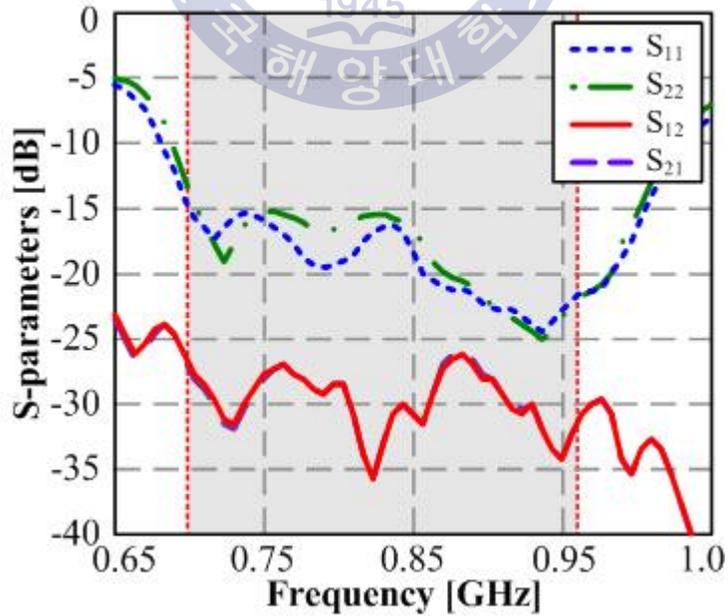
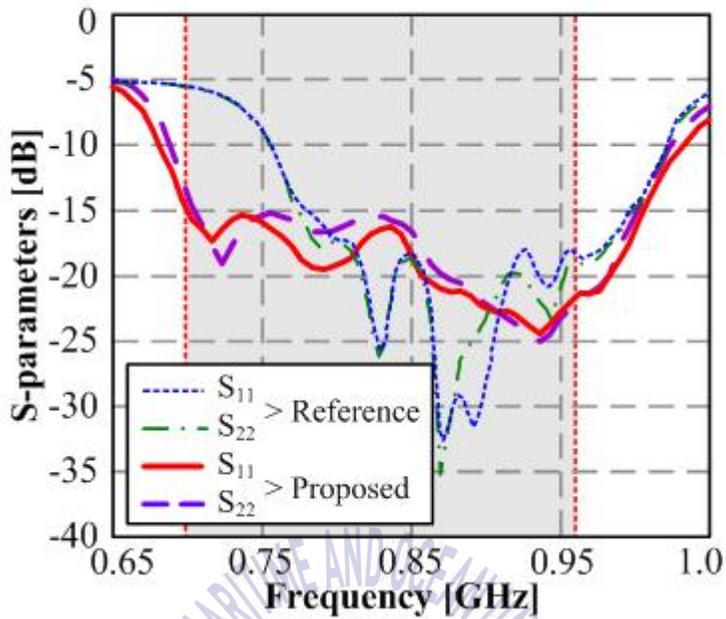
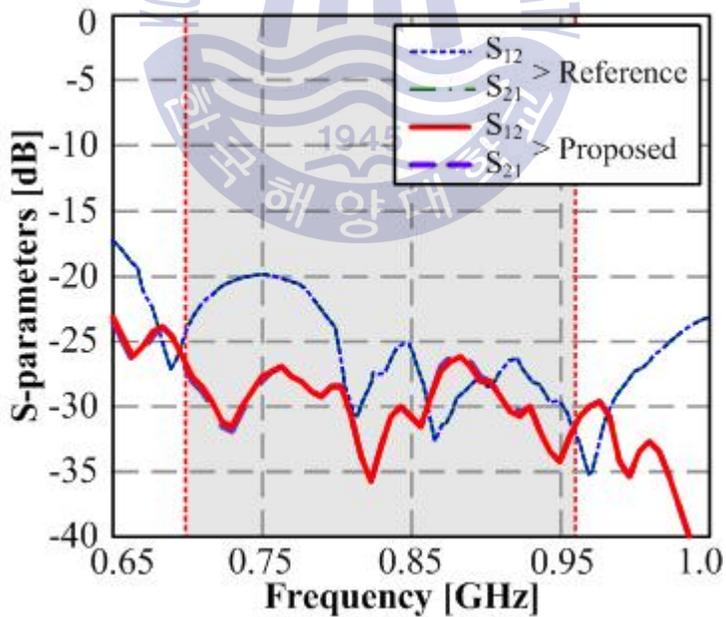


Fig. 4-10 Measured S-parameters of fabricated antenna.



(a)  $S_{11}$  and  $S_{22}$



(b)  $S_{21}$  and  $S_{12}$

Fig. 4-11 Comparison of S-parameters.

패턴의 편파 이해를 돕기 위해 그림 4-12에 안테나의 형상과 좌표를 나타내었다. 수직편파는 기존과 동일하지만,  $+45^\circ$  편파는 yZ-면이 되고,  $-45^\circ$  편파는 xZ-면이 된다.

그림 4-13은 제작된 안테나를 698 MHz, 783 MHz, 824 MHz, 894 MHz, 960 MHz 에서 측정한 방사패턴을 나타낸다. 본 논문에서 제안하는 안테나는 평시에는 상용 망을 지원하고 재난 시에 재난망을 지원하는 게 주 목적이기 때문에 재난망 주파수 700 MHz 대역의 패턴 특성과 상용망 주파수 대역 800~900 MHz 대역의 패턴 분석이 필요하다. 수직 패턴은 배열 합성되는 성분이기 때문에 단일 안테나의 성능 평가에서 비중이 크지 않지만 수평 편파의 경우 단일 안테나의 성능이 배열 안테나의 성능에 그대로 반영되기 때문에 패턴 분석이 매우 중요하다.  $+45^\circ$  편파와  $-45^\circ$  편파를 분리하여 나타냈으며, 각 주파수별 수직, 수평 패턴을 하나의 그래프로 나타내었다. 가는 선은 시뮬레이션 결과이고, 굵은 선은 측정 결과이다. 또한 실선은 이 안테나의 수직패턴으로 XZ-면을 측정한 것이며, 점선은 수평패턴 yZ-면 ( $+45^\circ$  Pol.) 및 xZ-면 ( $-45^\circ$  Pol.)을 측정한 것이다. 패턴 결과를 보면 시뮬레이션과 측정 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다.

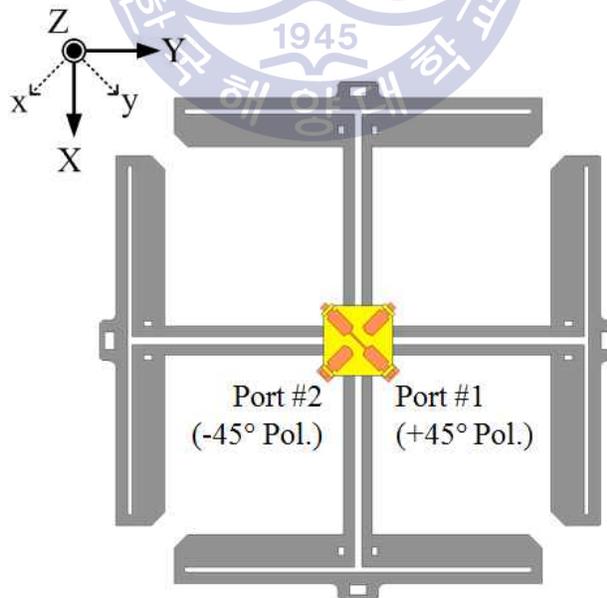
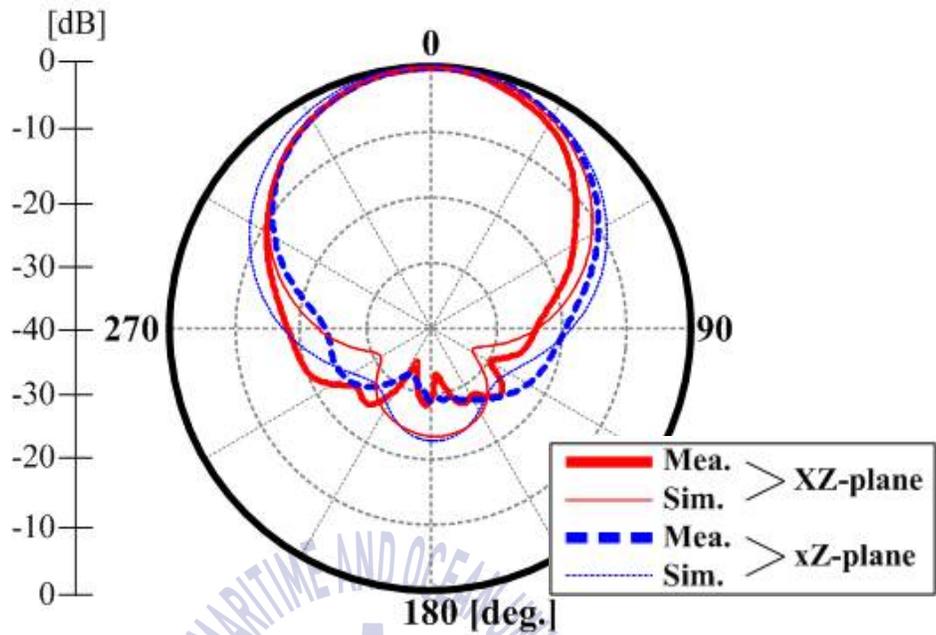
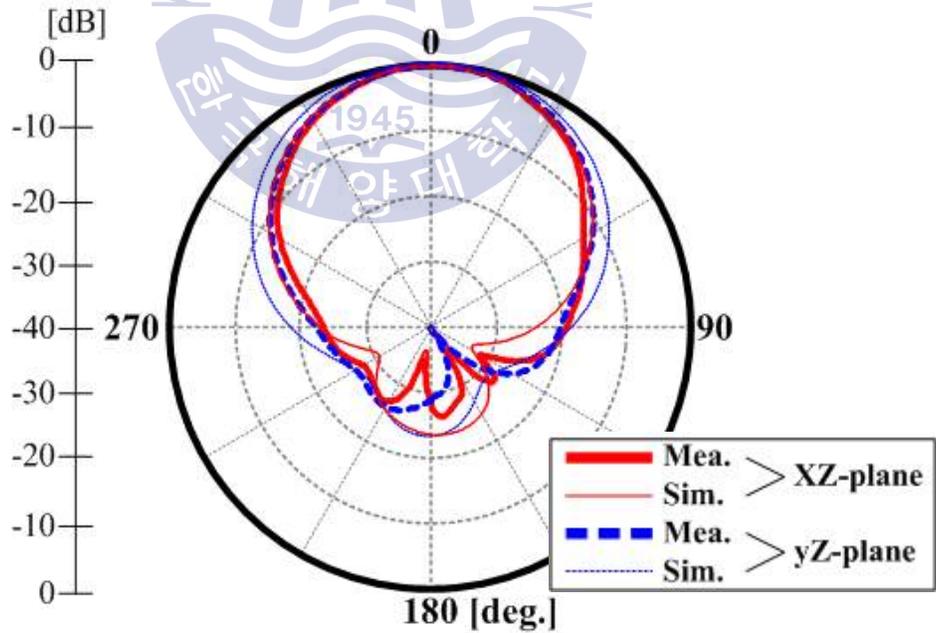


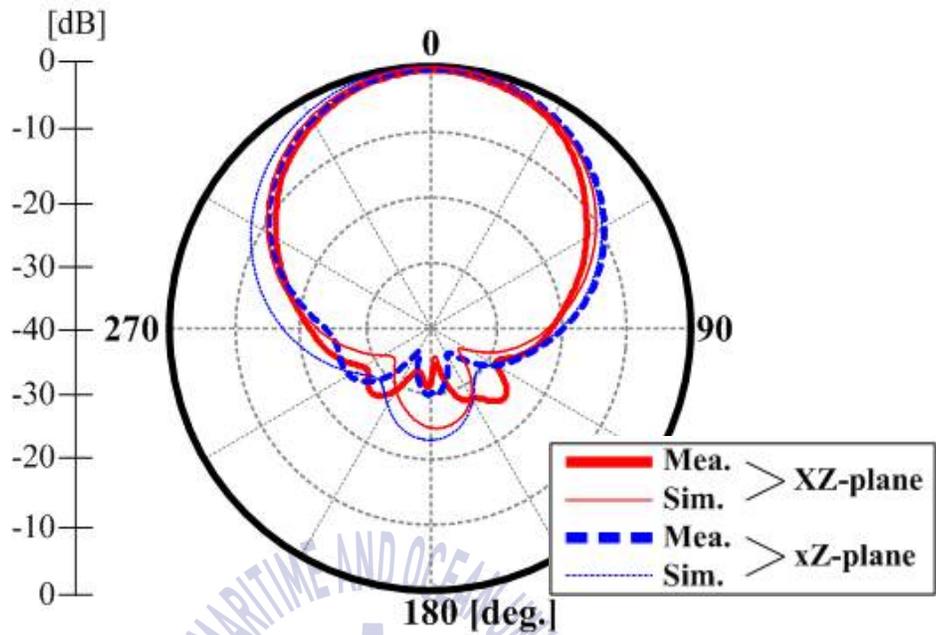
Fig. 4-12 Coordination of proposed antenna.



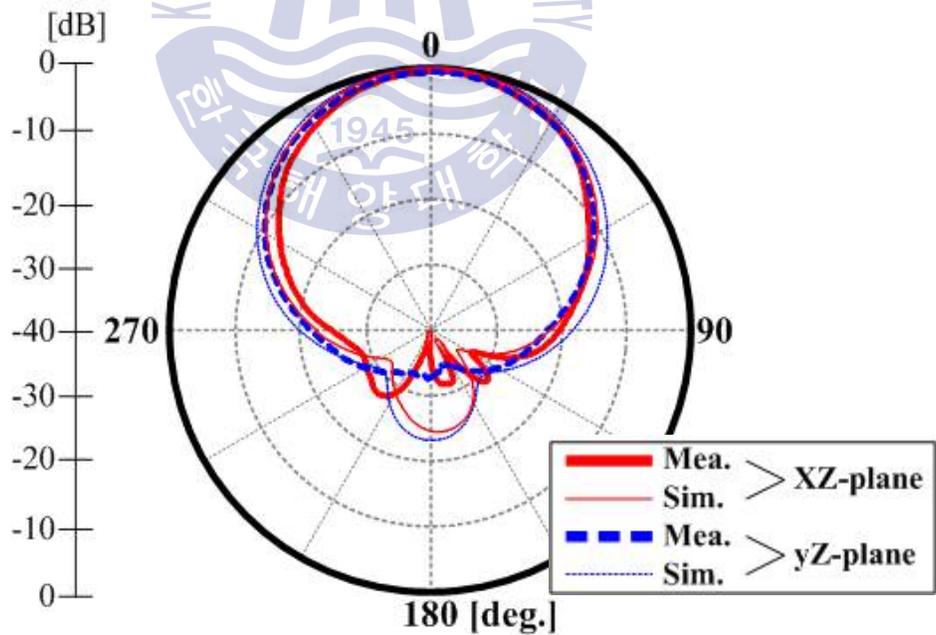
(a) 698 MHz (-45° Pol.)



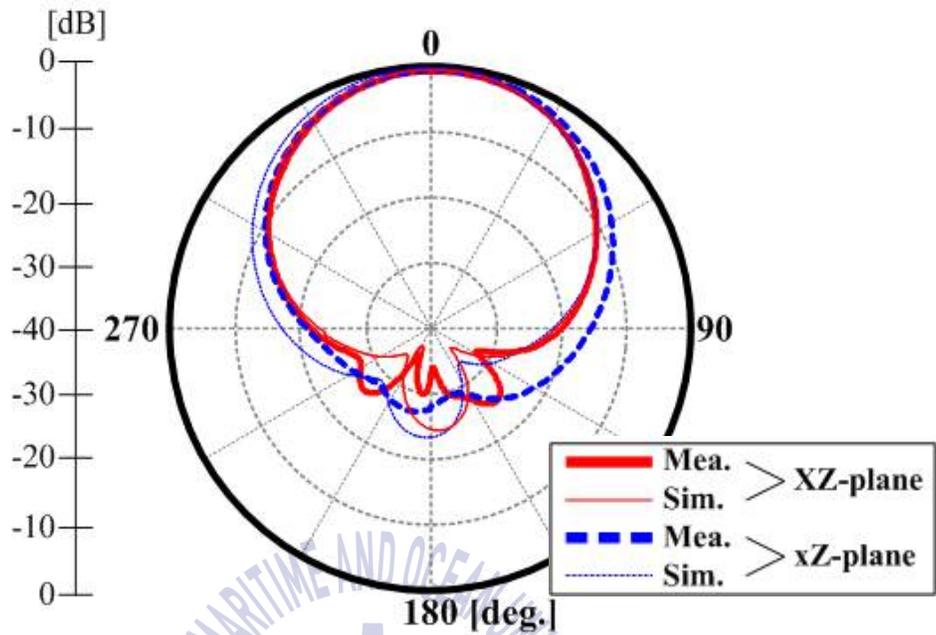
(b) 698 MHz (+45° Pol.)



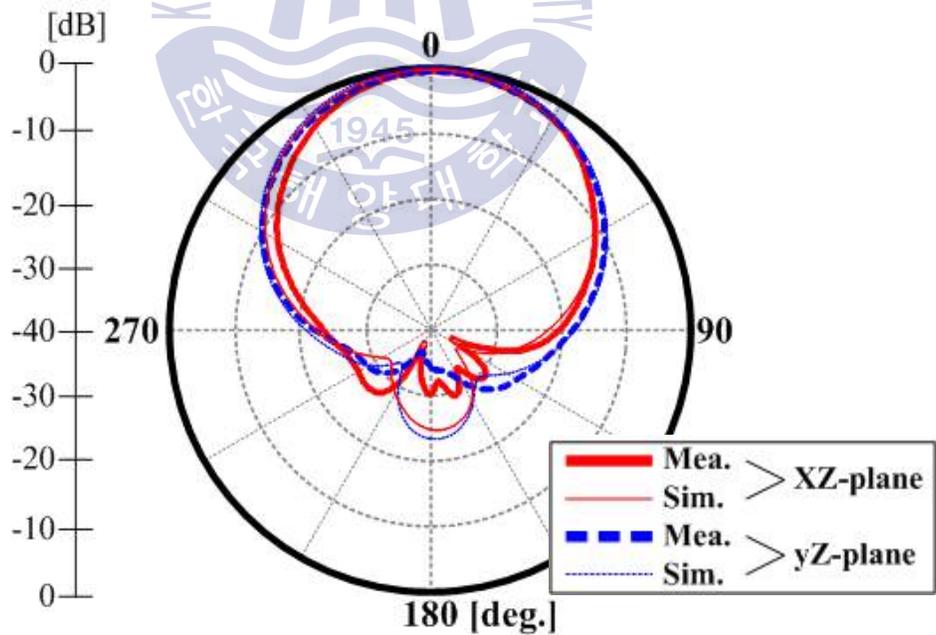
(c) 783 MHz (-45° Pol.)



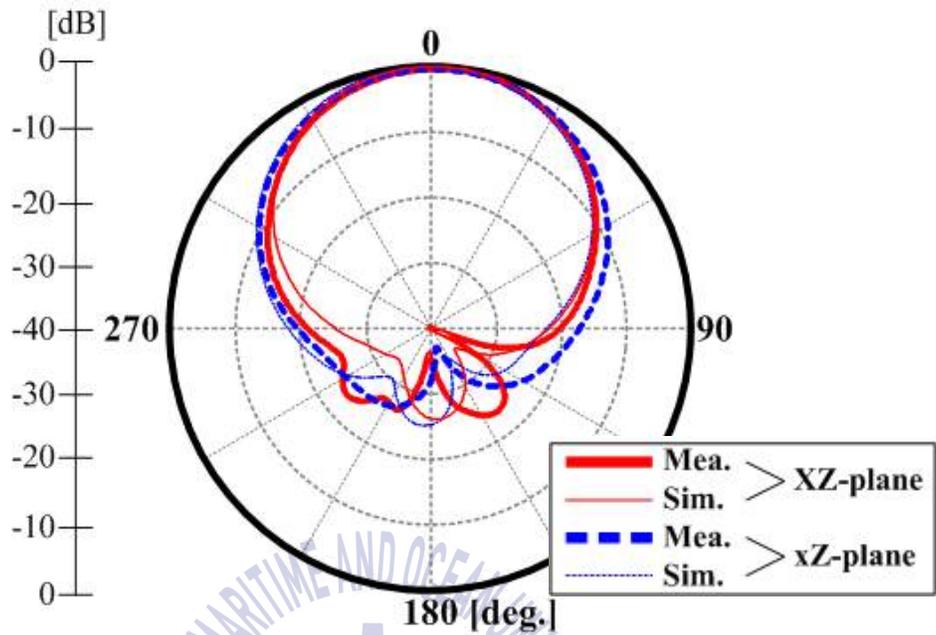
(d) 783 MHz (+45° Pol.)



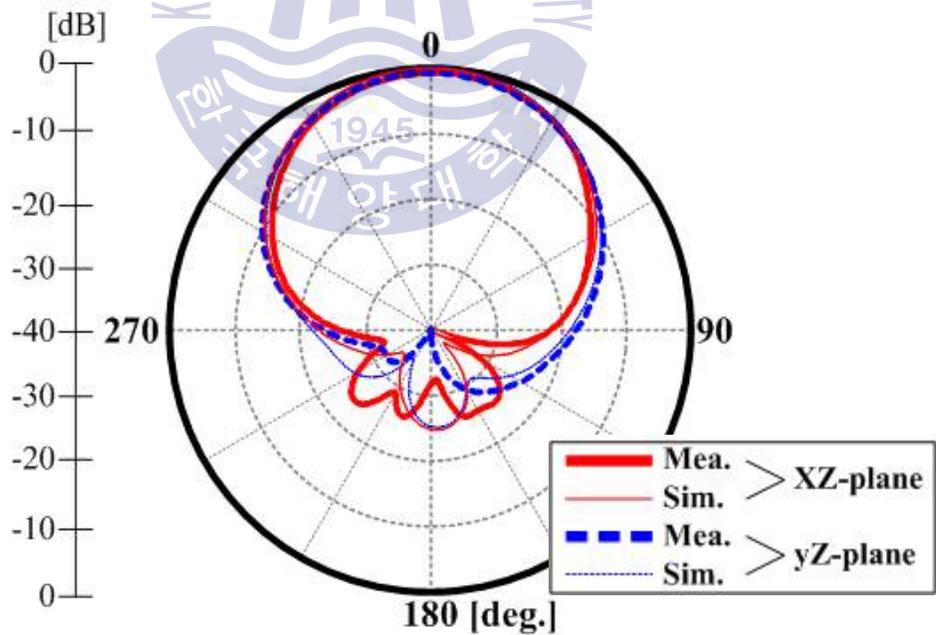
(e) 824 MHz (-45° Pol.)



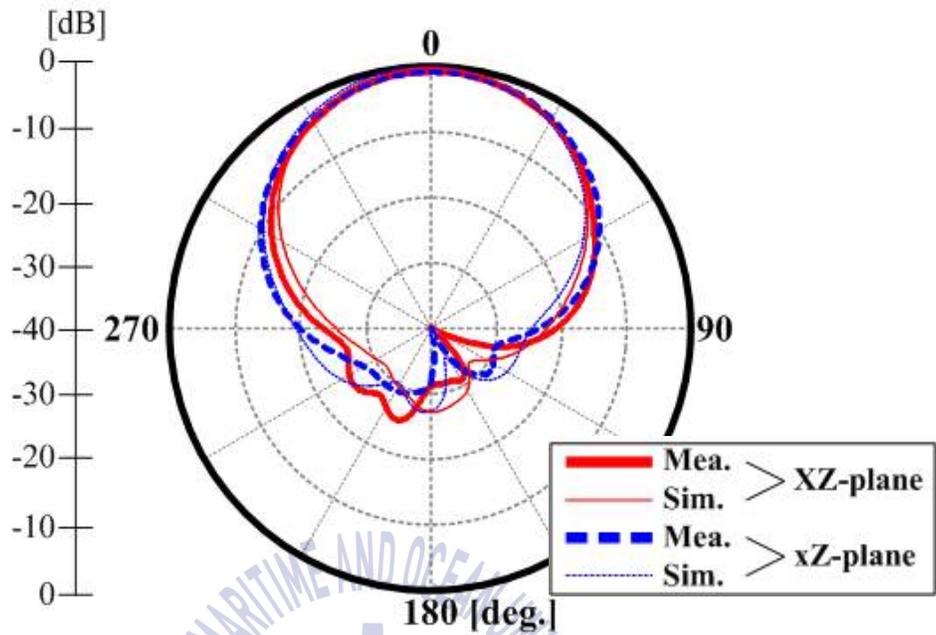
(f) 824 MHz (+45° Pol.)



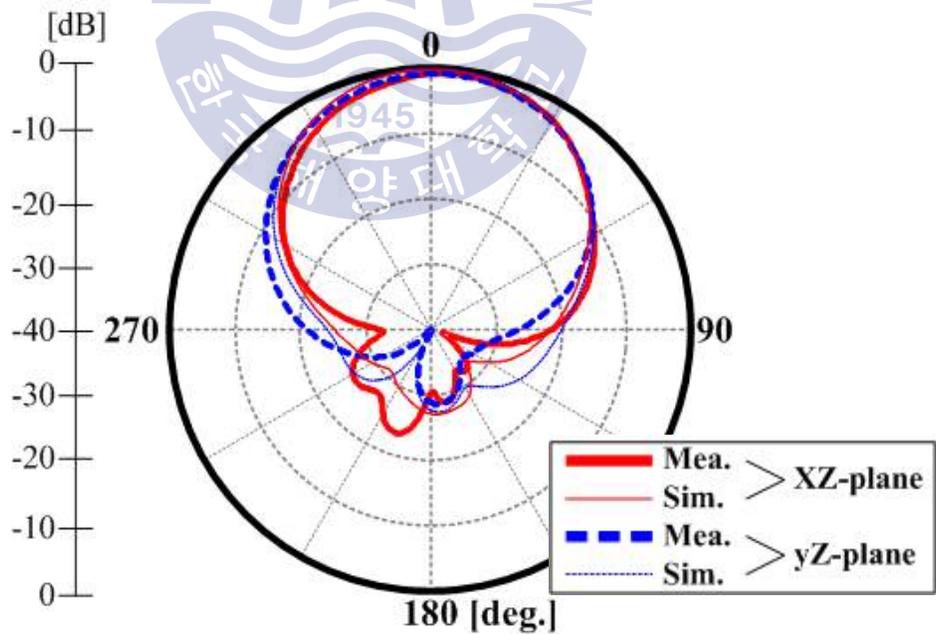
(g) 894 MHz (-45° Pol.)



(h) 894 MHz (+45° Pol.)



(i) 960 MHz (-45° Pol.)



(j) 960 MHz (+45° Pol.)

Fig. 4-13 Radiation patterns of proposed antenna.

그림 4-14는 제안한 안테나의 이득 특성을 보인다. 960 MHz에서 계산 이득은 10.5 dBi, 측정 이득은 10.2 dBi로 0.3 dB 이내의 오차를 보인다. 다른 주파수 대역의 값 또한 시뮬레이션과 비교해보면 오차가 최대 0.8 dB 이내로 수렴함을 보이는데, 이는 제안 안테나가 실제 환경에 바로 적용할 수 있도록 최적화 설계가 된 것을 의미한다.

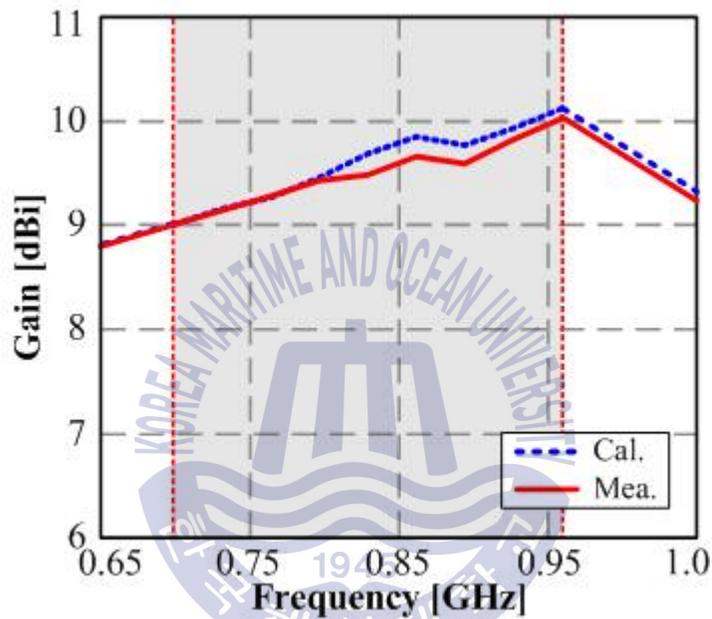


Fig. 4-14 Gain of proposed antenna.

#### 4.1.2 광대역 5-포트 위상가변기의 제안

전기적 가변을 위한 일반적인 설계 방법은 배열 개구면에 따라 위상 천이가 선형이 되도록 한다. 부엽이나 널을 크기를 유지하기 위해 전류의 크기가 변화가 없어야 하고 위상이 선형적으로 증가하여도 상대적인 위상은 변화가 없어야 한다. 위상가변기를 설계할 때 기지국 안테나 시스템에서 요구하는 PIM 요구 규격을 만족할 수 있도록 해야 한다. 다양한 전송선로 구조는 직접적인 접촉을 피해야 한다. 따라서 물리적인 접촉을 피하는 대신 커패시턴스 성분이 존재하는 전기적 결합이 일반적으로 사용된다. 다양한 위상속도를 가지는 선로, 전기적 결합, 도체성분의 미접촉 등으로 가변 범위가 넓은 광대역의 위상가변기 설계는 쉽지 않다.

기지국 안테나에서 안테나의 전기적인 하향 조향각도가 결정되면, 이를 지원하는 위상가변기의 위상 천이가 매우 중요한 요소가 된다. 요구사항을 만족하기 위해 위상가변기가 가변 가능한 위상 범위를 구해야 하는데, 이는 위상상수와 배열 간격을 이용하여 구할 수 있다. 그림 4-15는 등간격 배열 안테나의 블럭도를 나타낸다. 식 (2)과 (3)에 배열 소자의 크기와 위상과의 관계를 보인다. 등방성 점전원이 등간격으로 배열된다고 하면[33]

$$E_{isotropic} = a_1 + a_2 e^{j\psi} + a_3 e^{j2\psi} + a_3 e^{j3\psi} + \dots + a_N e^{j(N-1)\psi} \quad (2)$$

$$\psi = \left( \frac{2\pi}{\lambda} d \cos\theta + \alpha \right) A_{N-1} \quad (3)$$

여기서,  $a$ 는 각 배열 소자의 크기,  $\psi$ 는 위상 천이에 필요한 전체 위상값이고,  $d$ 는 배열 소자간의 거리,  $\theta$ 는 배열 안테나의 평면과 입사각,  $\alpha$ 는 초기 위상값,  $A_{N-1}$ 은 배열 소자의 개수를 의미한다. 기지국 안테나의 하향 조향각도는  $90^\circ - \theta$  값이 된다.

전체 위상값을 구하는 예를 들면, 설계주파수를 960 MHz, 배열 소자 간 간격 250 mm, 안테나의 하향 조향각도  $-14^\circ$ , 배열 소자의 수가 5개, 초기 위상을  $0^\circ$ 로 가정한다. 이 안테나에서 필요한 위상가변기의 전체 위상값은  $277.6^\circ$ 가 된다. 즉, 이 안

테나가 하향 조향각도 1°당 위상가변기에서 위상 천이가 19.8°씩 되는 것이다.

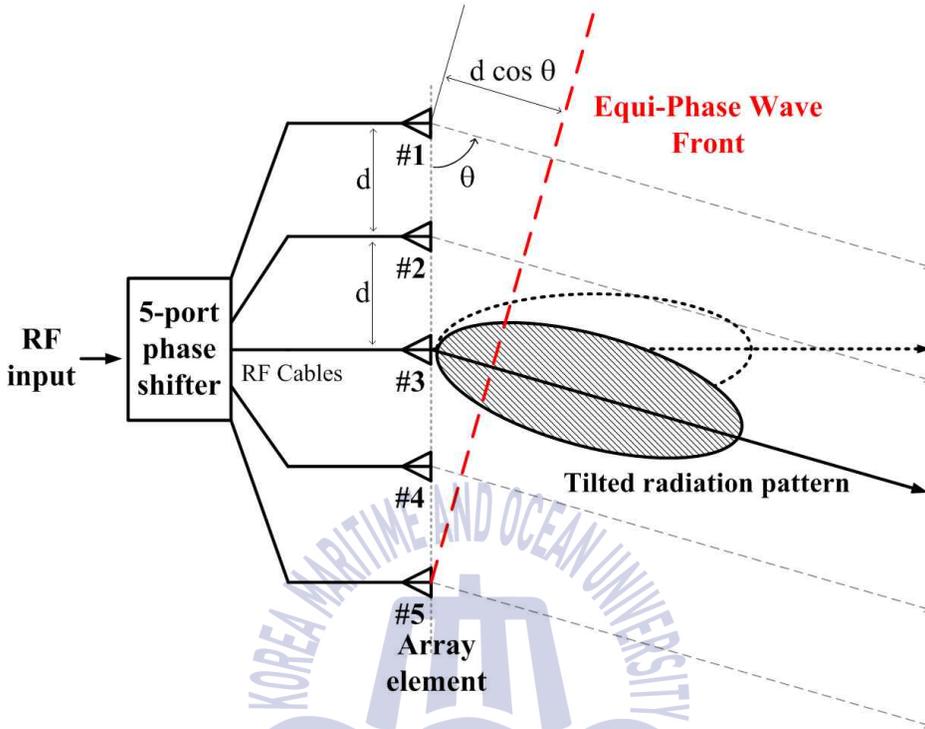


Fig. 4-15 Uniform linear array with phase shifter.

각 배열 소자의 크기는 배열 안테나의 최대 지향성과 최소 SLL이 되도록 설정한다. 추정 패턴은 식 (4)과 (5)를 이용하여 구할 수 있다.

$$AF(\theta) = E_{isotropic}(\theta) \quad (4)$$

$$Pattern\ estimation = 10 \log_{10} |AF(\theta) / AF(\theta)_{max}|^2 \quad (5)$$

여기서,  $AF(\theta)$ 는  $\theta$ 에 따른 배열 요소이다. 패턴 추정 방법을 통해 각 배열 소자의 크기는 배열 안테나의 최대 지향성과 최소 SLL이 되도록 설정한다. 패턴 추정결과와 실제 제품의 측정값과 차이가 있으나, 배열 소자 크기, 위상값이 따라 달라지는 배열 안테나의 성능을 예측할 때 참고자료로 활용한다.

#### 4.1.2.1 위상가변기 설계

그림 4-16은 본 논문에서 설계한 위상가변기의 구조를 나타낸다. PIM과 과전류 보호를 위한 구조로 설계를 하였다. 위상가변기에 사용된 모든 PCB는 Rogers사의 RO3730, 1.6 mm의 두께를 가진다. 위상가변기의 결합 PCB를 회전시키면 각각의 포트에서 출력되는 위상값이 달라지고, 이 위상값들이 합성이 되면 안테나에서 방사되는 패턴의 방향이 위상에 따라 변하는 것이다. 위상가변기의 특성을 평가를 간소화하기 위해 각 포트에서의 위상을  $\theta$ 로 두고, 포트 #3을 기준으로 설정하였다. 위상가변기를 안테나의 반사판에 고정시키기 위한 고정 지지대가 있다. 이 지지대는 위상가변기를 고정시키는 역할뿐만 아니라 PCB의 접지면과 반사판을 연결시켜주는 역할도 한다. 또한 안테나에 원하지 않는 과전류가 흘렀을 때 PCB가 손상되는 것을 막기 위해 보호선로를 설계하였으며, 그 길이는  $\lambda/4$ 이다. 위상가변기의 광대역 특성은 결합 PCB와 각 포트 간의 임피던스 정합에 의해 결정된다.

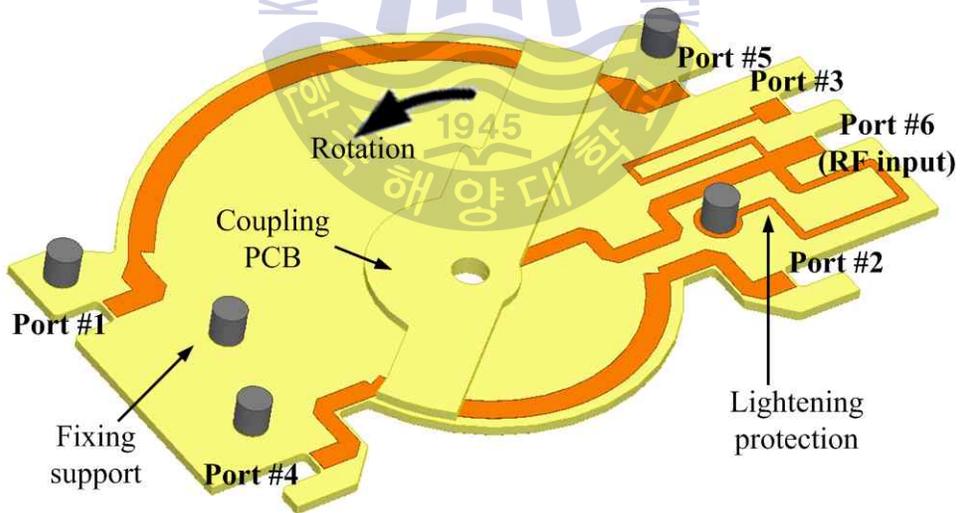


Fig. 4-16 Designed 5-port phase shifter.

그림 4-17은 배열 소자와 위상가변기를 연결한 블럭도를 보인다. 포트 #3이 기준이기 때문에 각 포트에서의 위상값은 그림에서처럼  $-2\theta \sim 2\theta$ 의 범위를 가지며, 이

값은 위에서 언급한 전체 위상값과 동일한 값이다. 포트 #3을 기준으로 한 이유는 배열 소자 #3이 중심이고, 위상가변기 구조에서 보면 알 수 있듯이 결합 PCB가 회전하여 다른 포트에서의 위상값을 변화시키더라도 포트 #3은 변하지 않기 때문이다. 또한 결합 PCB의 도체 형상을 나타내었다. 결합 PCB의 선로는 포트 #2 (또는 포트 #4)가  $\theta$  만큼 위상이 움직일 때 포트 #1 (또는 포트 #5)의 위상이  $2\theta$  만큼 천이되도록 설계하였다. 전력 분배는 패턴추정을 통해 최적값이 정해졌으며, 포트 #3이 안테나 중심이기 때문에 가장 큰 값을 가지고, 가장 외곽에 있는 배열 소자가 가장 작은 값을 가진다. 결합 PCB 선로를 보면 포트 #2와 포트 #4에 전달되는 전력이 포트 #1과 포트 #5보다 크다는 것을 알 수 있다.

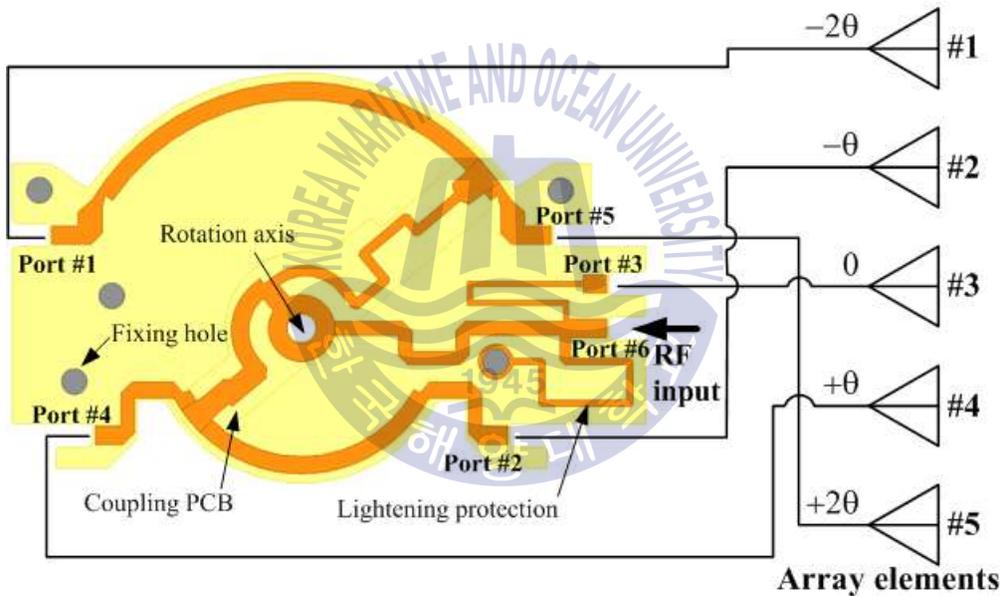
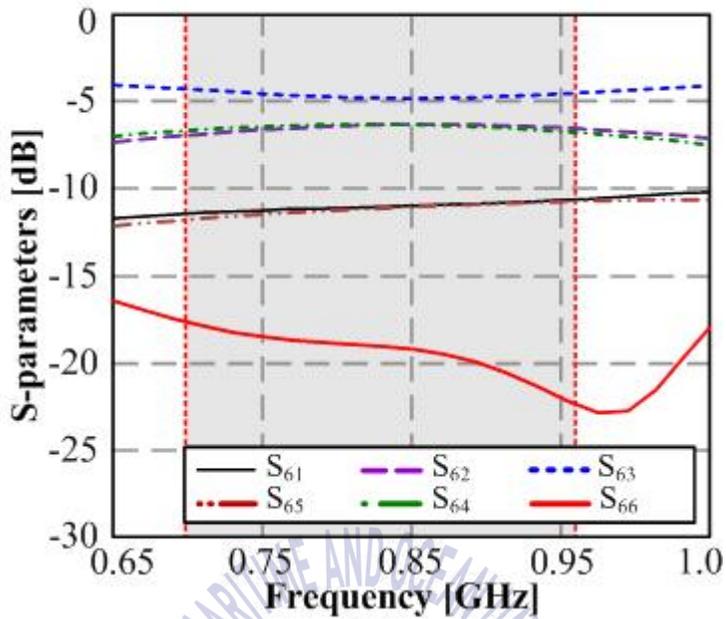
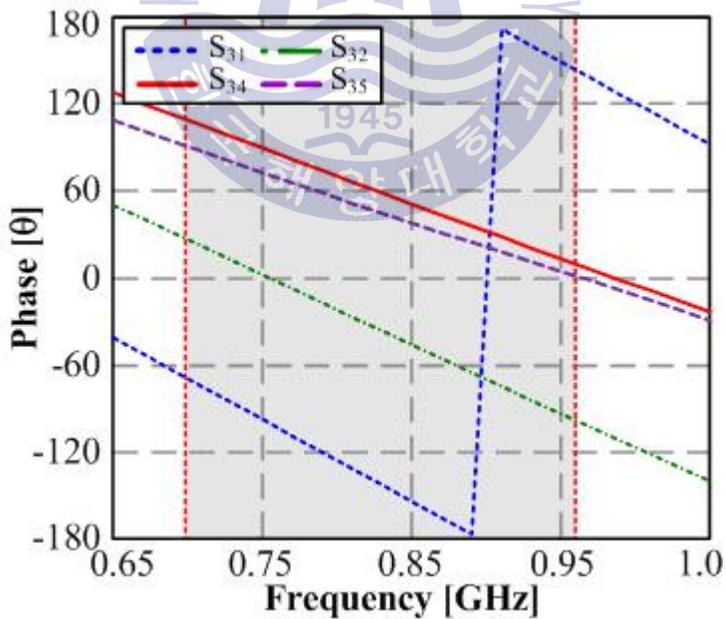


Fig. 4-17 5-port phase shifter with array elements.

그림 4-18(a)~(b)는 5-포트 위상가변기의 S-파라미터를 시뮬레이션하여 최적화한 특성을 보인다. 각 포트에 전달되는 전력은 전 주파수 대역에 걸쳐 안정적인 특성을 보인다. 위상차는 포트 #3을 기준으로 각 포트에서 발생하는 위상차인데, 입력부의 길이를 증가하거나 RF 케이블로 보상할 수 있다.



(a) Amplitude of phase shifter



(b) Phase difference of phase shifter

Fig. 4-18 Simulation results of 5-port phase shifter.

#### 4.1.2.2 제작 및 측정

그림 4-19는 배열 안테나의 위상 천이와 전력 분배를 위해 제작한 위상가변기의 사진을 보인다. RF 입력 포트를 포함하여 포트는 총 6개이며, 과전류로부터 이 위상가변기를 보호하기 위한 보호회로가 입력단에 배치되어 있고, 지지대를 통해 접지면과 연결되어 있는 구조이다.

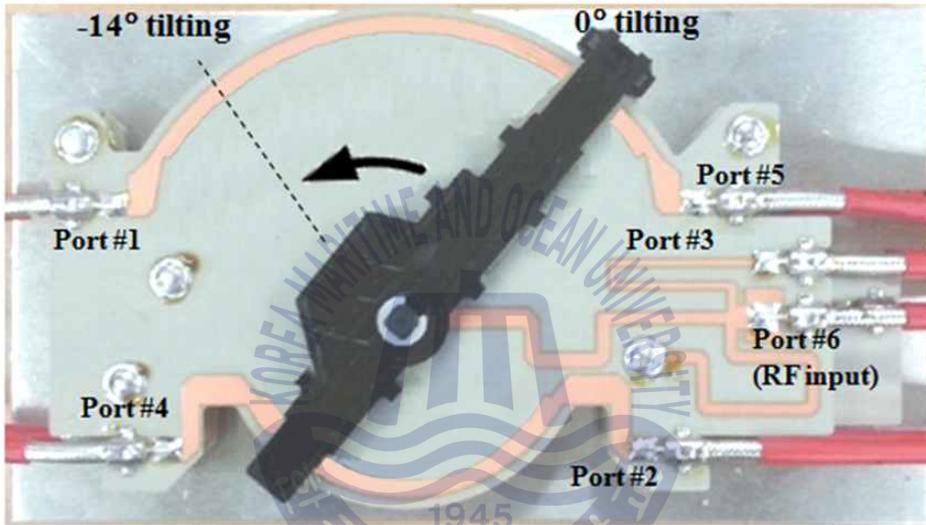
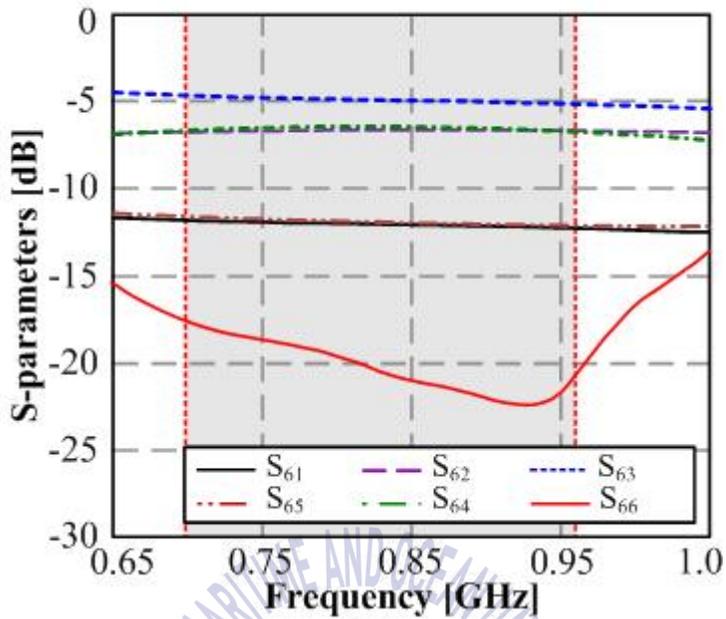
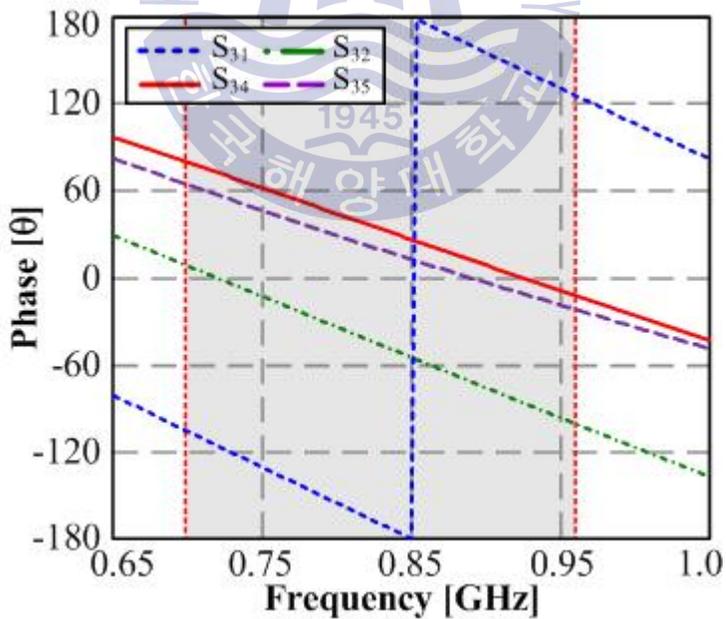


Fig. 4-19 Fabricated 5-port phase shifter.

그림 4-20은 제작한 위상가변기의 전달 전력과 위상을 측정한 결과를 보인다. 시뮬레이션 결과와 비교해보면 두 결과가 잘 일치하는 것을 확인할 수 있다. 각 포트의 위상차는 포트 선로를 연장하여 0°로 맞출 수 있지만, PCB 크기가 증가하고 부품 단가가 상승하는 단점이 있다. 따라서 각 포트에서 발생하는 위상차는 RF 케이블로 보상하는 방법을 이용한다. 960 MHz를 기준으로 RF 케이블을 보상하는데, 그 이유는 960 MHz의 위상이 길이에 가장 민감하게 변화하고 698 MHz는 덜 민감하기 때문이다. 포트 #31의 위상차는 126.2°, 포트 #32은 -102°, 포트 #34는 -12.4°, 포트 #35는 -17.4°이다. 이를 케이블 길이로 바꾸면 포트 #3의 길이를 기준으로 포트 #1에는 -77 mm, 포트 #2는 62.2 mm, 포트 #4는 7.6 mm, 포트 #5는 10.6 mm로 보상하면 된다.



(a) Amplitude of phase shifter



(b) Phase difference of phase shifter

Fig. 4-20 Measurement results of 5-port phase shifter.

## 4.2 배열 안테나의 구성 및 특성 측정

### 4.2.1 배열 안테나의 구성

그림 4-21은 일반적인 기지국 안테나의 블록도를 나타낸다. 기지국 안테나는 레이돔, 반사판, 배열 안테나, 위상가변기, 구동을 위한 기구물로 구성된다. 수직 배열 구조이며, 수직 편파는 배열에 의해 합성된 빔 패턴이 형성된다. 수평 편파는  $\pm 45^\circ$ 의 이중편파를 이용한다. 이중편파는 MIMO 시스템을 지원하기 위함이며, 혹시라도 발생하는 장비 불량 시에도 서비스를 지속하기 위한 이중화 방법으로 적용된 것이다. 반사판을 이용하여 안테나의 지향성을 만들어주기 때문에 반사판 안테나 또는 패널 안테나로 불린다.

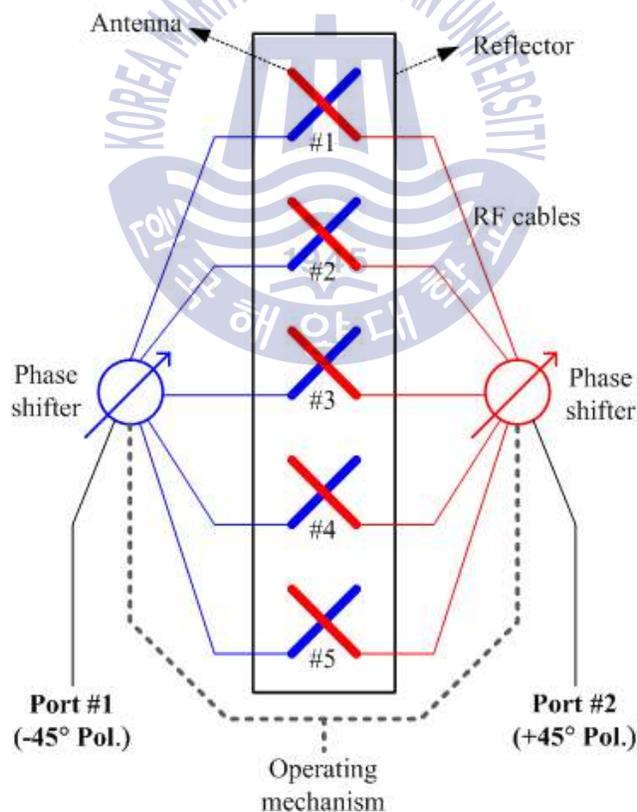


Fig. 4-21 Block diagram of base station antenna.

#### 4.2.2 배열 안테나의 특성 측정

그림 4-22는 제작된 배열 안테나의 사진을 보인다. 안테나 전체 길이는 1350 mm이며, 반사판의 폭은 250 mm이다.

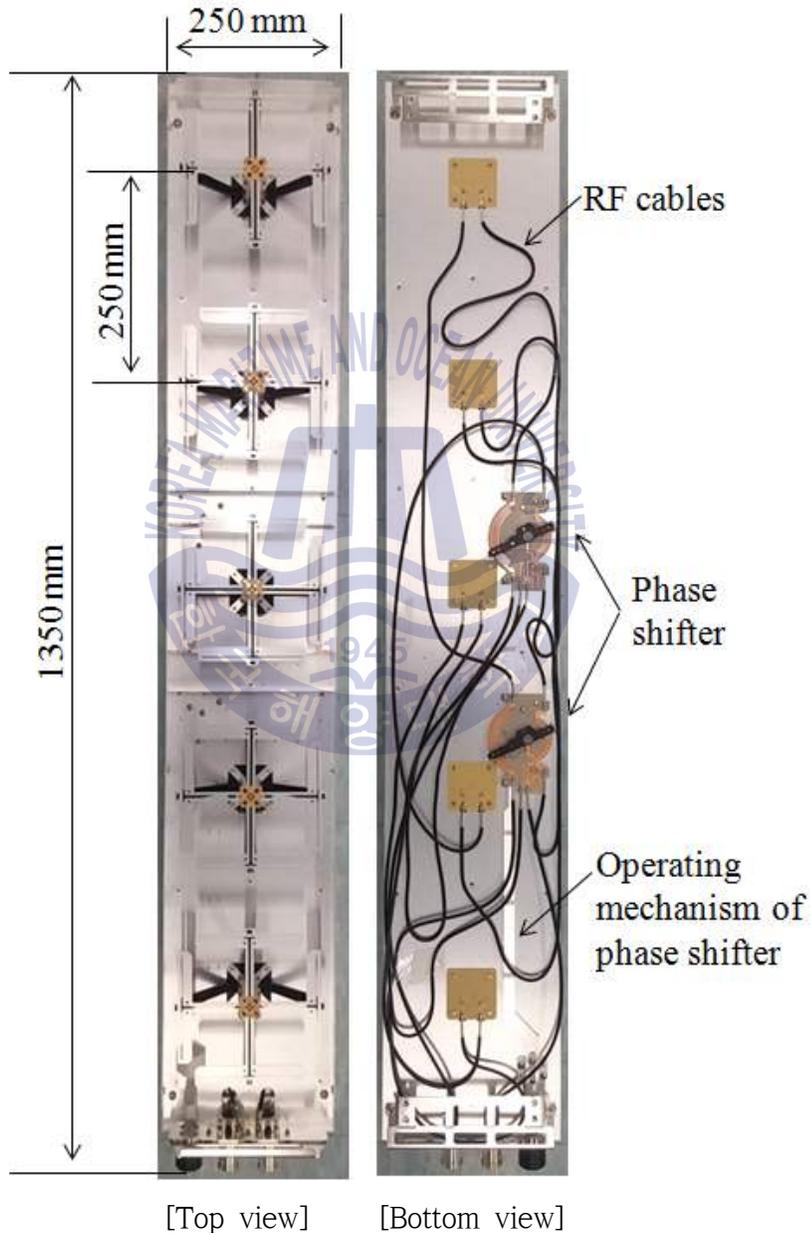
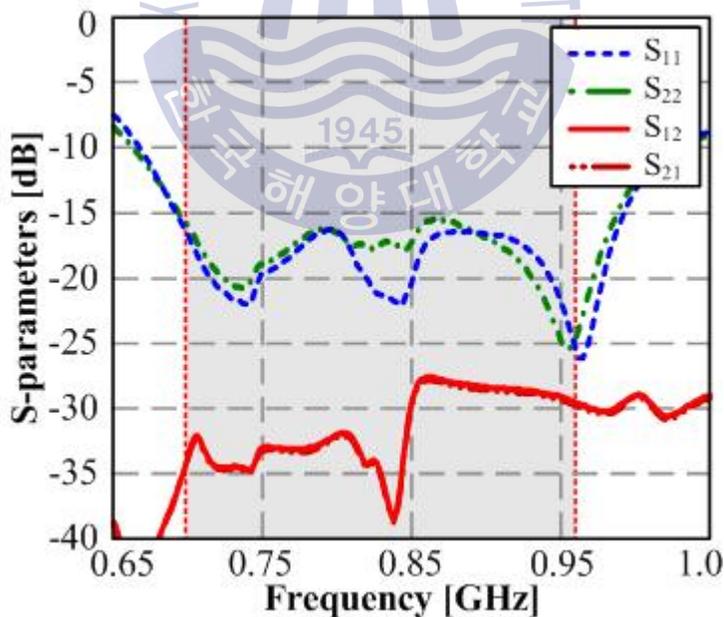


Fig. 4-22 Fabricated MIMO array antenna.

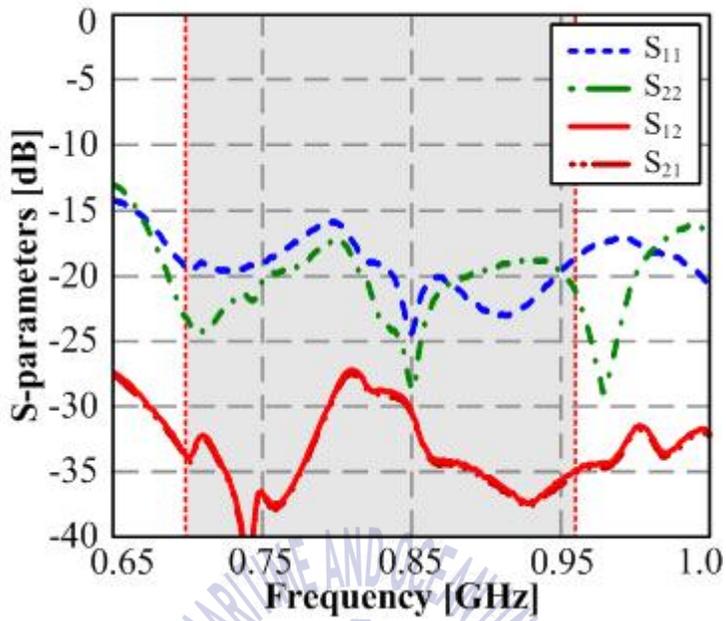
기지국 위상가변 안테나는 배열 소자, 반사판, 위상가변기, 구동을 위한 기구물, RF 케이블로 구성된다. RF 케이블 길이는 위상가변기 각 포트에서의 위상 보상값을 반영하여 길이를 설정하였다.

그림 4-23(a)~(c)는 안테나의 조향각도에 따른 S-파라미터 특성을 보인다. 반사손실 특성은 698~960 MHz에서 -14 dB 이하를 만족한다. 포트 간 분리도는 -27 dB 이하의 특성을 보인다. 이 특성은 기지국 시스템에서 충분히 적용 가능한 특성이다. 안테나의 하향 조향각도가 늘어날수록 반사손실과 분리도 특성이 향상되는데, 이는 배열 소자에 공급되는 위상이 달라지면서 각 배열 소자 간 간섭이 감소하기 때문이다.

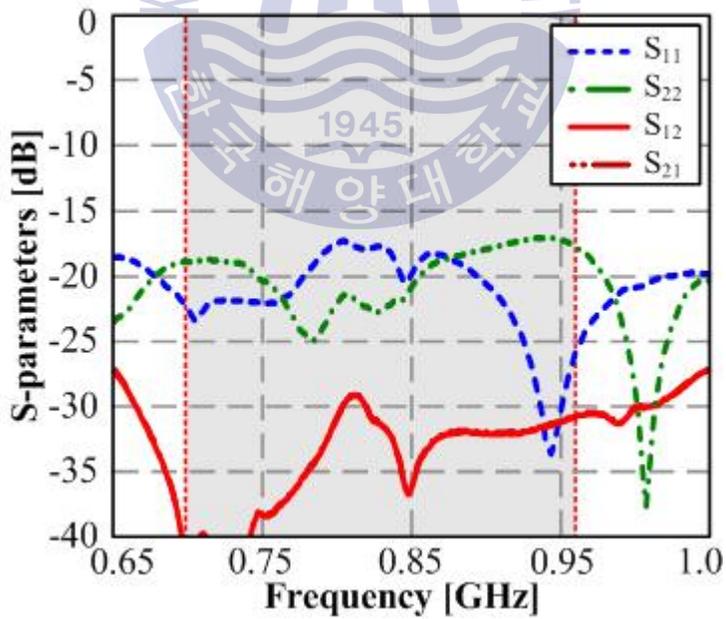
그림 4-24(a)~(b)는 안테나 조향각도에 따른 배열 안테나의 이득 특성을 보인다. 안테나의 이득은 14.5~15.5 dBi의 특성을 가지는데 0°일 때 가장 좋은 특성을 보인다. 이는 패턴 추정을 통해 최대 지향성을 가지는 안테나의 조향각도를 0°로 배열 소자의 크기를 정하였고, 위상가변기도 0°일 때 최적화 수행을 하였기 때문이다.



(a) Antenna tilting 0°

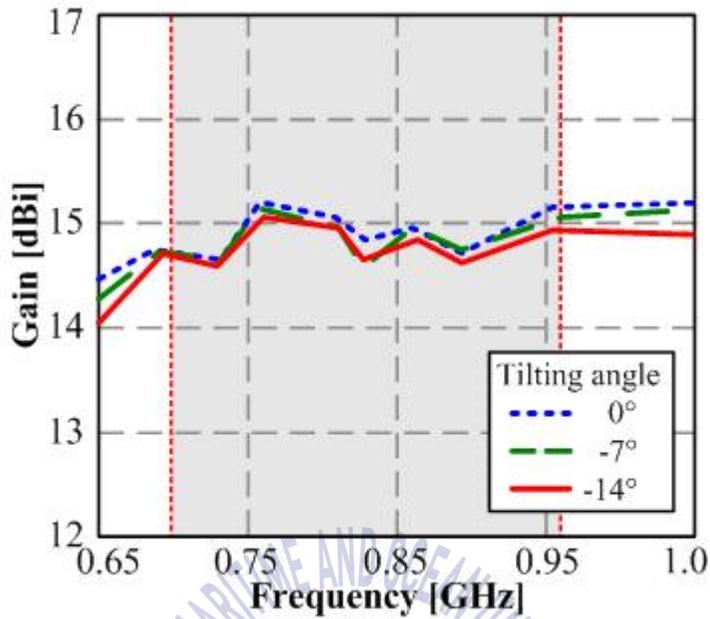


(b) Antenna tilting  $-7^\circ$

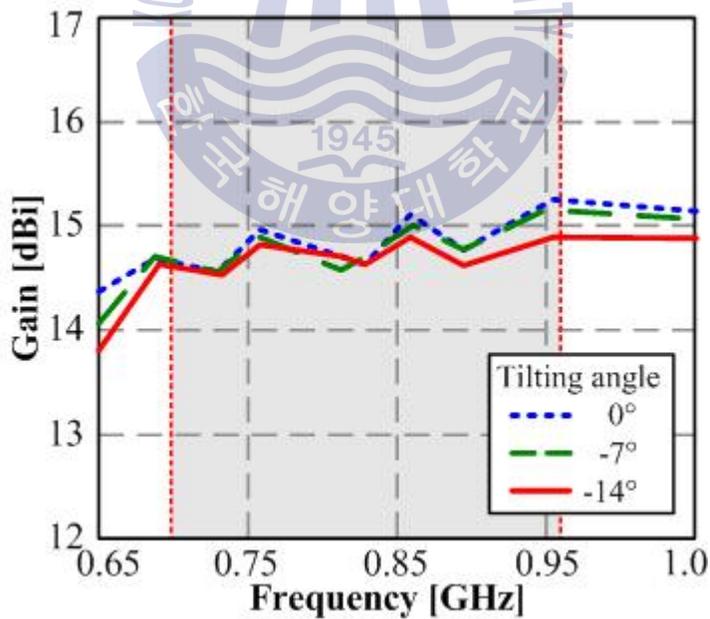


(c) Antenna tilting  $-14^\circ$

Fig. 4-23 Measured S-parameters of array antenna.



(a) Port #1 (-45° Pol.)



(b) Port #2 (+45° Pol.)

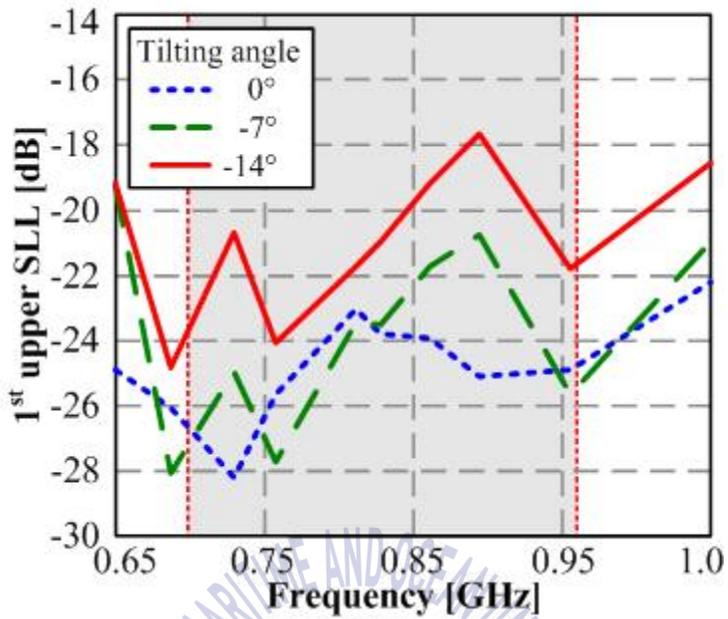
Fig. 4-24 Measured gain of array antenna.

그림 4-25(a)~(b)는 안테나의 조향각도에 따른 상측 SLL (방사패턴 그림에서 오른쪽 부분) 특성을 보인다. 상측 SLL의 값을 평가하는 이유는 배열 안테나가 기지국 타워에 설치되었을 때 인접 셀에 간섭을 줄 수 있기 때문이다. 하측 SLL (방사패턴 그림에서 왼쪽 부분)은 배열 안테나의 주엽과 같이 서비스 커버리지 방향을 향하기 때문에 SLL의 값을 평가하거나 제어해야 할 필요가 없다. 실제 환경에서도 상측 SLL에 의한 기지국간 전파간섭 문제가 보고되고 있으며, 상측 SLL을 최대한 낮은 수치를 가지는 안테나들로 교체하여 문제를 해결한 사례가 있다. 배열 안테나의 SLL은 패턴 추정을 통해 예상할 수 있으며, 실제 제작 시 RF 케이블 길이의 최적화 작업을 통해 상측 SLL을 제어한다. 안테나의 조향각도가 0°일 때 상측 SLL의 특성을 보면 +45° 편파에서 -19.5 dB 이하, -45° 편파에서 -22 dB 이하인 것을 확인할 수 있다. 조향각도가 증가할수록 상측 SLL의 성능이 저하되는 경향을 보이지만 +45° 편파에서 -15.5 dB 이하, -45° 편파에서 -17.5 dB 이하의 우수한 특성을 가진다. 이러한 성능은 기지국 시스템에 바로 적용하여 사용가능한 수준이다.

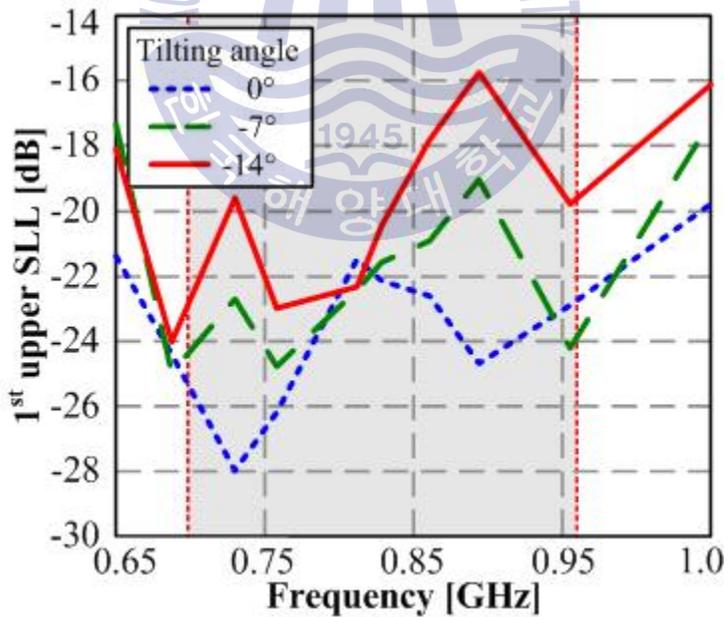
그림 4-26(a)~(b)는 안테나의 조향각도에 따른 수평패턴의 HPBW 특성을 보인다. 3섹터 기지국 안테나 시스템에서 가장 많이 사용하고 있는 HPBW는  $65^{\circ} \pm 5^{\circ}$ 이다. 제안한 이중편파 배열 소자와 위상가변기를 이용하여 제작한 배열 안테나는 조향각도가 0°일 때  $64^{\circ} \sim 68^{\circ}$ 의 범위를 가지며, -14°일 때  $66^{\circ} \sim 70^{\circ}$  범위를 가진다. 안테나의 이득이 조향각도 -14°에서 가장 낮은 성능을 보이는 이유가 여기에 있다. 안테나의 조향각도 0°에 비해 빔폭이 넓어 지향성이 낮기 때문에 이득 특성이 낮은 것이다.

그림 4-27(a)~(f)는 안테나의 조향각도에 따른 주파수별 수직패턴 특성을 보인다. 그래프에서 우측이 상측, 좌측이 하측 특성이다. 서비스 커버리지를 담당하는 부분은 하측이다. 상측 SLL은 인접 기지국에 영향을 끼칠 수 있기 때문에 위상가변기의 전달 전력값과 RF 케이블 길이 최적화를 통해 제어가 가능하다. 상측 SLL, 후방 방사 신호 크기를 보면 제작한 안테나가 우수한 특성을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 4-28(a)~(f)는 안테나의 조향각도에 따른 주파수별 수평패턴 특성을 보인다. 편파별 주파수별 특성을 보면 왜곡되거나 치우침 없이 균일한 특성을 보인다.

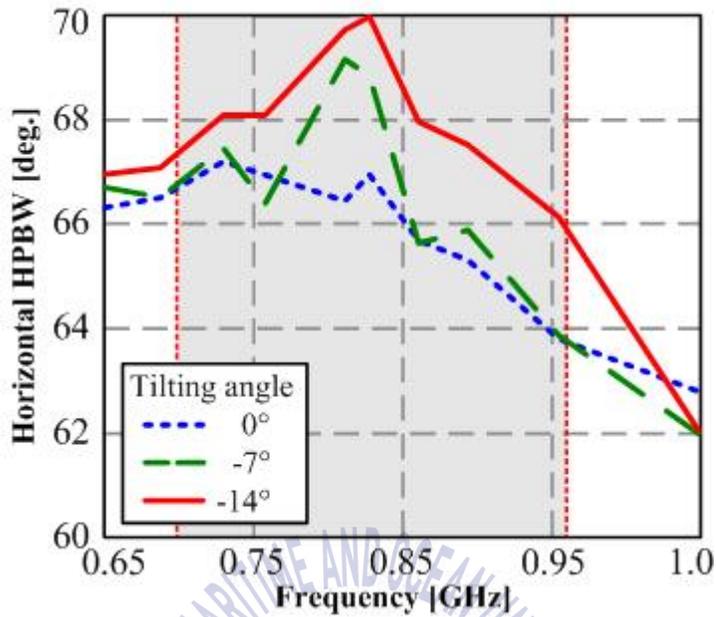


(a) Port #1 (-45° Pol.)

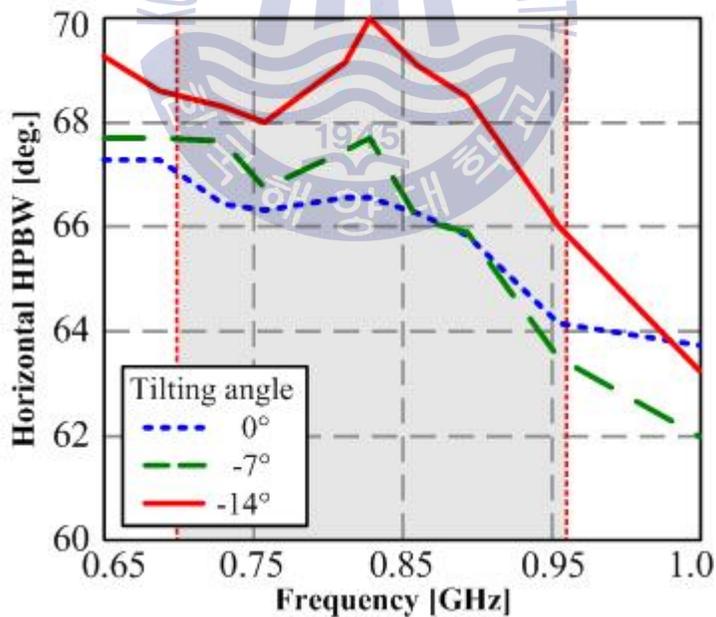


(b) Port #2 (+45° port)

Fig. 4-25 Measured SLL of array antenna.

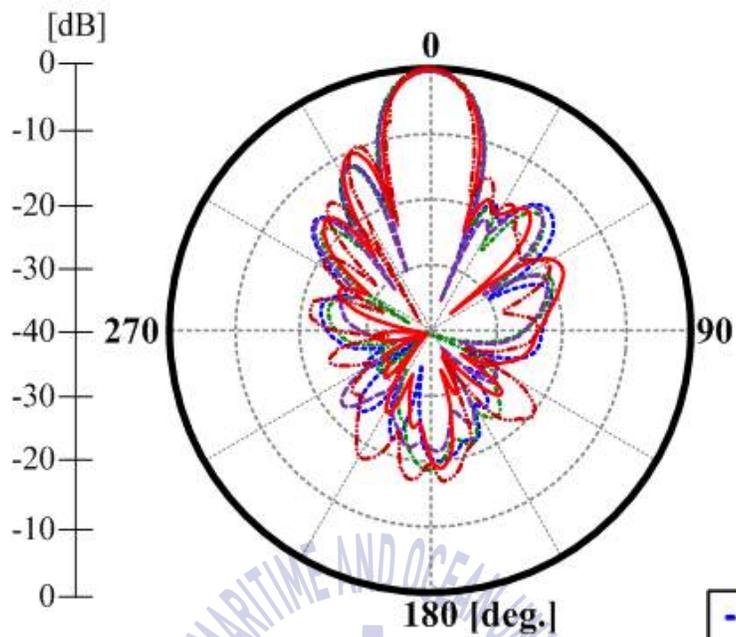


(a) Port #1 ( $-45^\circ$  Pol.)

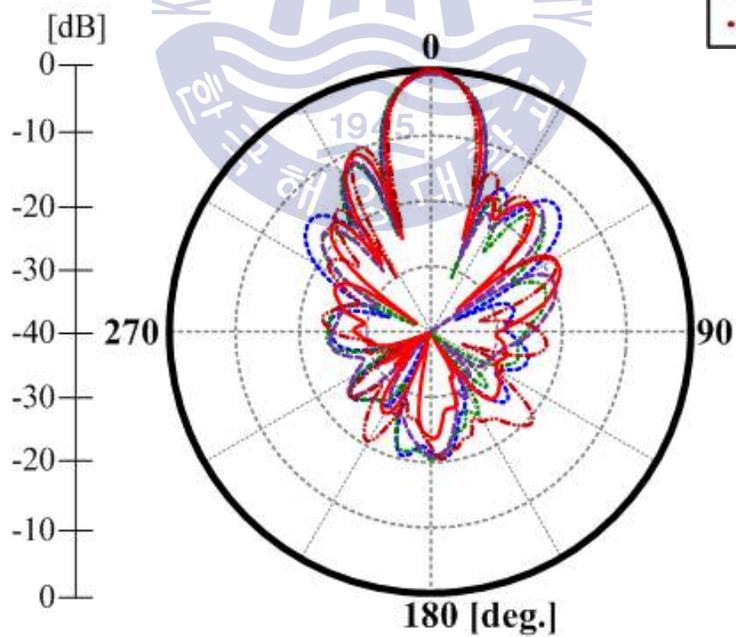


(b) Port #2 ( $+45^\circ$  Pol.)

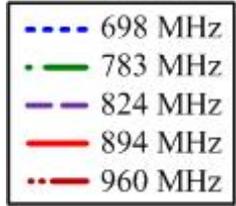
Fig. 4-26 Measured horizontal HPBW of array antenna.

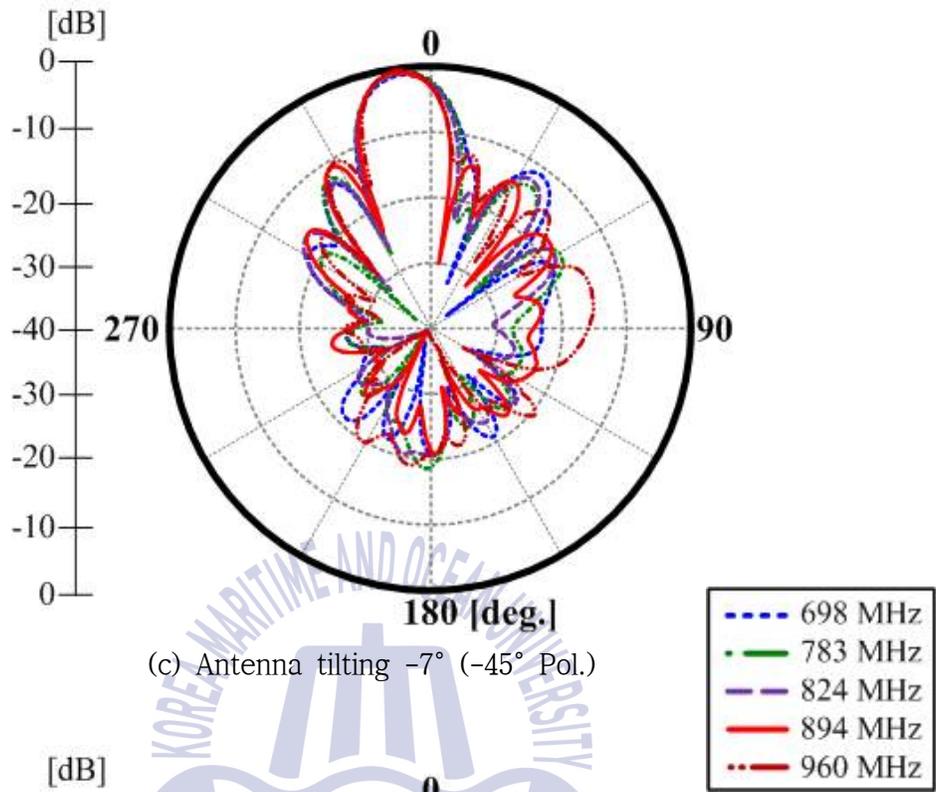


(a) Antenna tilting  $0^\circ$  ( $-45^\circ$  Pol.)

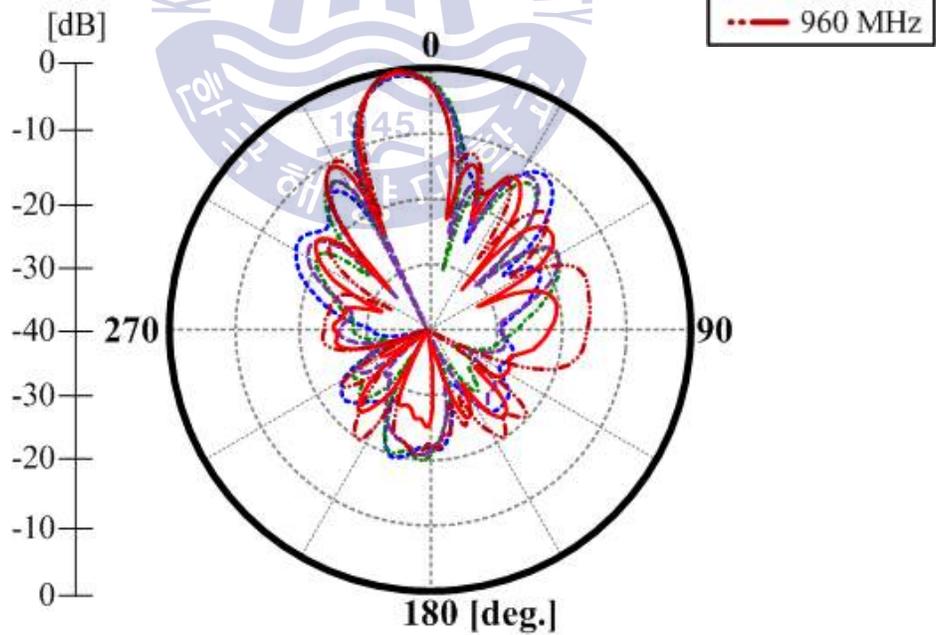


(b) Antenna tilting  $0^\circ$  ( $+45^\circ$  Pol.)

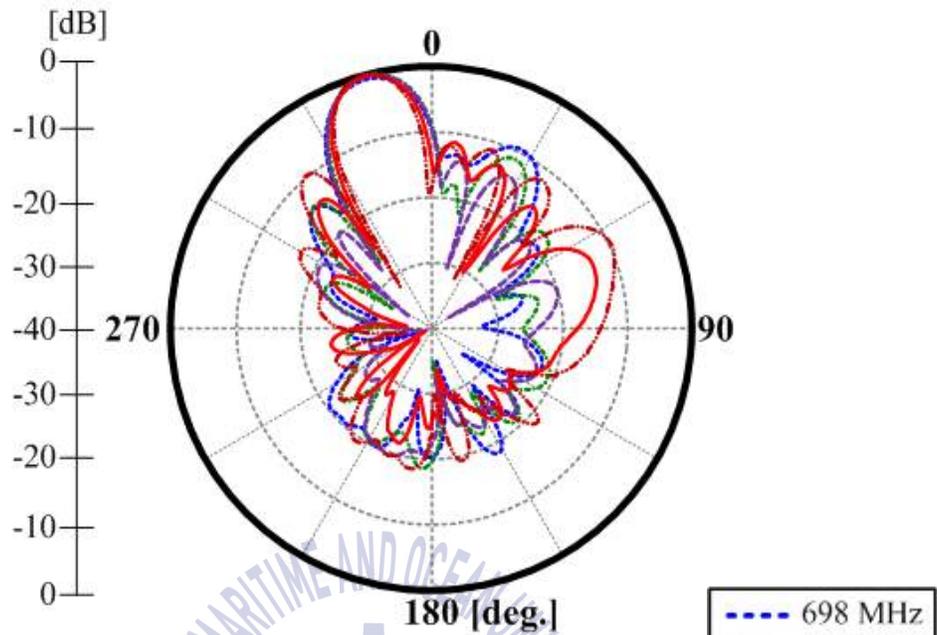




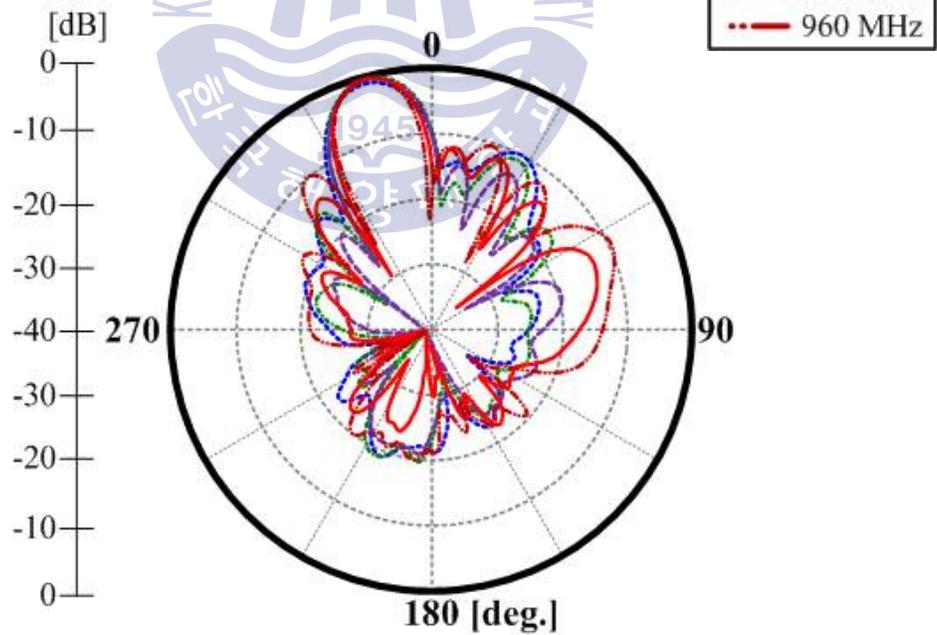
(c) Antenna tilting  $-7^\circ$  ( $-45^\circ$  Pol.)



(d) Antenna tilting  $-7^\circ$  ( $+45^\circ$  Pol.)

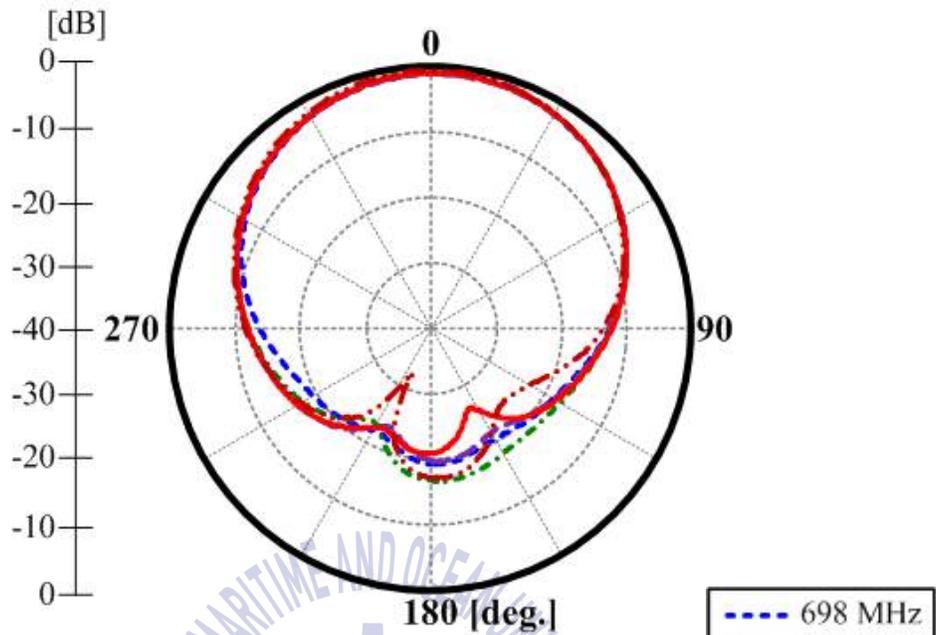


(e) Antenna tilting  $-14^\circ$  ( $-45^\circ$  Pol.)

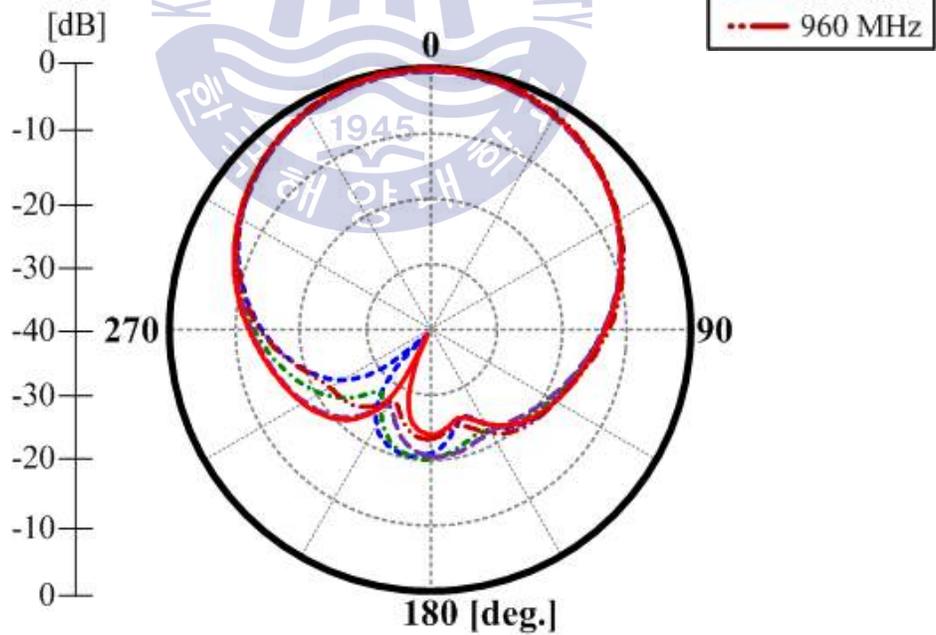


(f) Antenna tilting  $-14^\circ$  ( $+45^\circ$  Pol.)

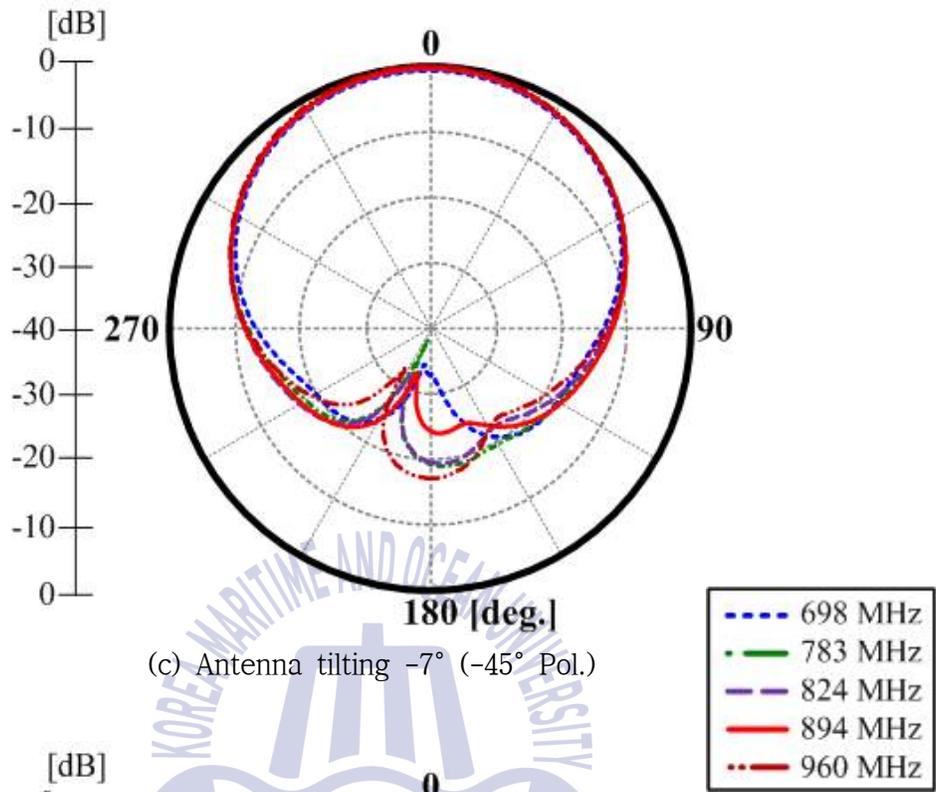
Fig. 4-26 Measured vertical patterns of array antenna.



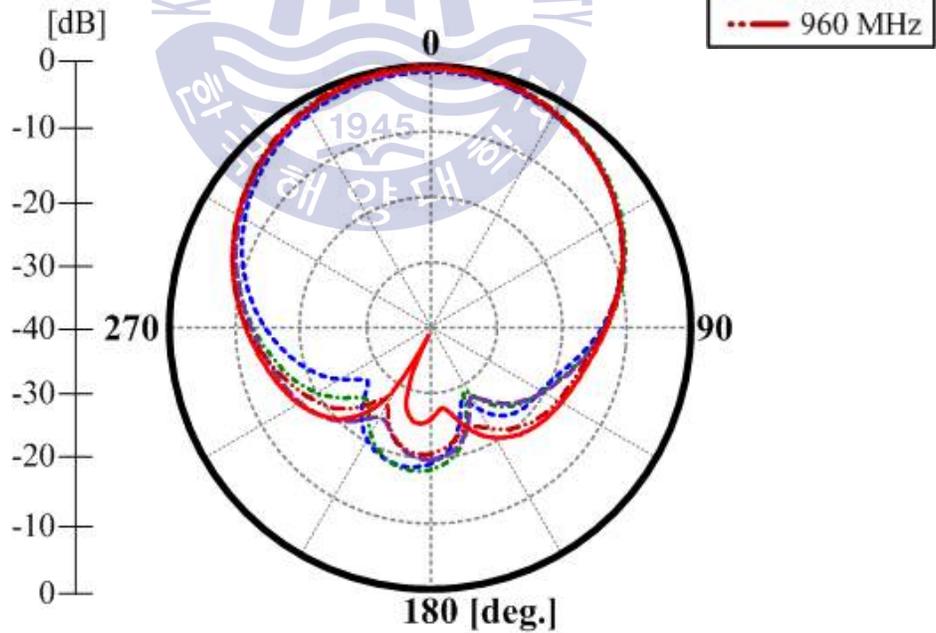
(a) Antenna tilting  $0^\circ$  ( $-45^\circ$  Pol.)



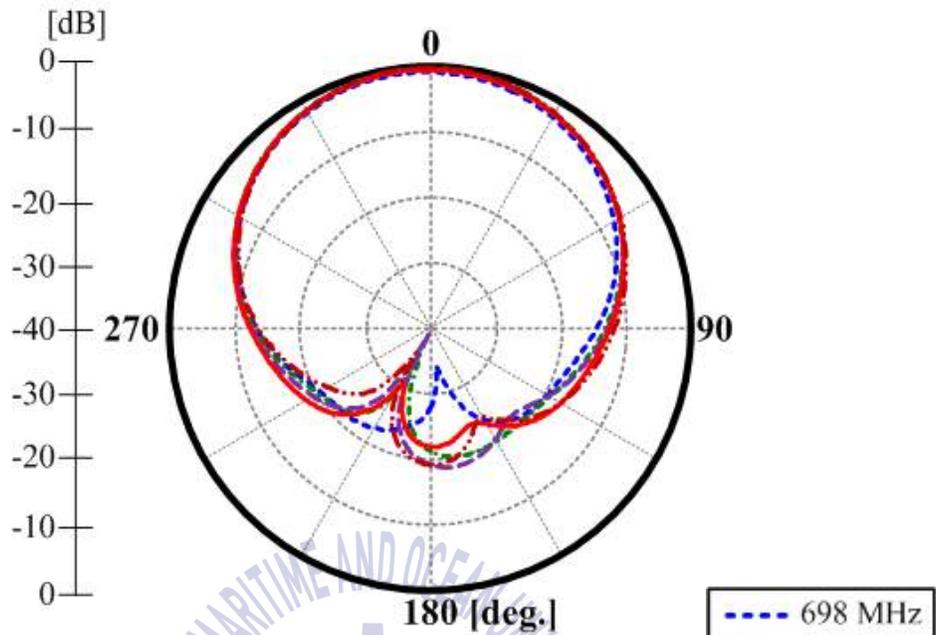
(b) Antenna tilting  $0^\circ$  ( $+45^\circ$  Pol.)



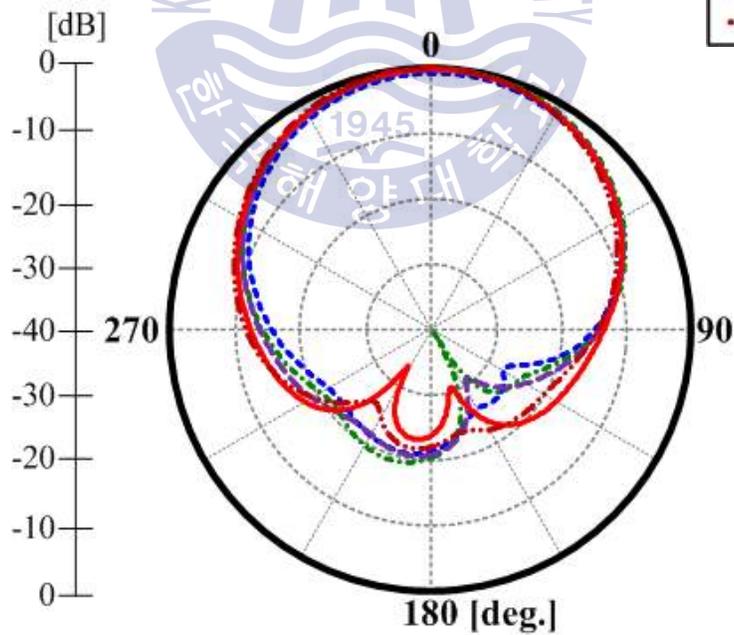
(c) Antenna tilting  $-7^\circ$  ( $-45^\circ$  Pol.)



(d) Antenna tilting  $-7^\circ$  ( $+45^\circ$  Pol.)



(e) Antenna tilting  $-14^\circ$  ( $-45^\circ$  Pol.)



(f) Antenna tilting  $-14^\circ$  ( $+45^\circ$  Pol.)

Fig. 4-28 Measured horizontal patterns of array antenna.

### 4.3 요약

본 장에서는 698~960 MHz (대역폭 262 MHz, 31.6 %) 대역에서 동작하는 MIMO 배열 안테나의 광대역화 방법에 대해 제안하였다. 광대역화를 위해 금속 성분의 방사체에 PCB 급전부가 결합되는 구조를 제안하여 실험을 통해 그 성능을 검증하였다. 790~960 MHz (대역폭 170 MHz, 19.4 %)에서 동작하는 기준 안테나보다 더 낮은 대역으로 공진주파수 대역을 12.2 % 확장시켜 대역폭이 31.6 % 이상이 되었다. 게다가 안테나는 급전부 결합 구조, 발룬의 길이를 조절하여 소형화에 성공하였다. 단일 안테나는 전 대역 -14 dB 이하를 만족하며, 안테나 간 분리도는 -25 dB로 우수한 특성을 보였으며, 안테나의 이득은 10.1 dBi로 측정되었다.

배열 안테나에 사용하기 위한 5-포트 위상가변기를 설계하고 제작하였다. 그 특성은 측정을 통해 검증하였다. 위상가변기의 각 포트에서 발생하는 위상차는 RF 케이블을 이용하여 보상하는 방법을 사용하였다.

배열 소자와 위상가변기를 이용하여 위상 조절이 가능한 MIMO 배열 안테나를 제작하였다. 배열 안테나의 성능은 측정을 통해 우수한 특성이 입증되었다. 배열 안테나는 전 대역 -14 dB 이하를 만족하며, 포트 간 분리도는 -27 dB 이하였다. 배열 안테나의 이득은 14.5~15.5 dBi의 특성을 가지며, 수평 HPBW은 모든 조향각도에서  $65^{\circ} \pm 5^{\circ}$ 의 특성을 만족한다. 인접 기지국에 간섭 영향을 끼칠 수 있는 상측 SLL이 안테나 조향각도에 따라 최소 -15.5 dB 이하를 만족하는 우수한 특성을 보였다.

## 제 5 장 결론

본 논문은 차세대 이동통신 시스템에 적용 가능한 MIMO 안테나의 상호결합 억제 방법 및 광대역화 방법을 제안하고, 제작/측정을 통해 제안한 안테나의 우수성을 입증하였다.

2장에서는 IEEE 802.11a 대역에서 동작하는 2-채널 평면 배열 안테나와 IEEE 802.11b 대역에서 동작하는 2-채널 미앤더 라인 안테나 및 PCS 안테나의 상호결합 억제 방법에 대해서 서술하였다. 첫째로 IEEE 802.11a 전 대역에서 상호결합이 -27 dB 이하로 억압된 평면 배열 안테나를 설계하고 제작하였다. 제안한 안테나는 비아 홀로 접지된 역 U자형 마이크로스트립 선로를 이용하여 다중 안테나 시스템의 가장 큰 단점으로 꼽히는 상호결합의 문제를 해결하였고, 역 U자형 구조물이 기생 안테나로 동작하여 안테나의 최대 이득을 2 dB 이상 개선하였다. 둘째로 IEEE 802.11b 대역에서 동작하는 안테나에 한정된 공간을 활용하여 PCS 안테나를 설계하고 제작하였다. PCS 안테나의 단락 스테르브로 인해 각 안테나 간 상호결합을 -18 dB 이하로 억제할 수 있었다. 기준 안테나는 3.61 dBi, PCS 안테나는 0.05 dBi의 이득 특성을 보였다.

3장에서는 펨토 셀용 소형 기지국에 사용가능한 이중편파 안테나를 제안하였다. 첫째로 한정된 공간 내에 안테나를 698~787 MHz에서 공진시키기 위해 임피던스 정합을 위한 실린더를 제안하고 제작하였다. 제안한 안테나는 분리도 확보를 위해 2-포트 간 거리를 중심주파수의  $\lambda/8$ 로 두고, 안테나 중심으로부터 두 포트가 직교하는 구조로 설계하였다. 안테나 간 분리도는 -19 dB로 소형 기지국 안테나의 분리도 규격보다 4 dB 이상 개선된 특성을 확보하였다. 이득 또한 6.07 dBi로 우수한 특성 보였다. 둘째로 1.71~2.17 GHz에서 동작하는 2-포트 안테나를 설계하고 제작하였다. 안테나 간 분리도를 확보하기 위해 급전선의 방향이 직교가 되도록 하고, 그 길이를 중심주파수의 반파장으로 설계하였다. 그 결과 안테나 간 분리도를 -18 dB 이하로 확보할 수 있었다. 측정 이득은 5.98 dBi로 고이득 특성을 보였다.

4장에서는 이동통신 시스템 기지국용으로 위상제어가 가능한 MIMO 배열 안테나

의 광대역화 방법을 제안하였다. 대역폭 확장을 위해 PCB 급전부가 결합급전 되는 구조로 설계하여, 790~960 MHz (대역폭 170 MHz, 19.4 %)에서 동작하는 기준 안테나보다 대역폭이 12.2 % 확장된 31.6 %를 확보하였다. 더 낮은 주파수 대역으로 대역폭이 확장시켰음에도 불구하고 안테나의 크기는 기준 안테나와 동일한 크기를 유지하였다. 전 대역에서 -14 dB 이하를 만족하며, 안테나 간 분리도는 -25 dB로 우수한 특성을 보였으며, 안테나의 측정 이득은 10.1 dBi로 우수한 특성을 보였다.

기지국 안테나의 위상제어를 위한 위상가변기를 설계하여, 그 성능을 검증하였다. 각 포트에서 발생하는 위상차는 배열 안테나 제작 시 RF 케이블을 이용하여 보상함을 보였다. 위상가변기의 성능의 우수함은 시뮬레이션 결과와 측정결과가 잘 일치함을 보임으로써 증명하였다.

광대역의 특성을 가지는 배열 소자와 위상가변기를 이용하여 기지국용 MIMO 배열 안테나를 제작하고, 조향각도별 S-파라미터, 방사패턴, 이득을 측정을 하였다. -27 dB의 포트 간 분리도는 방사체의 위치가 반사판 및 발룬의 중심으로부터 각각  $\lambda/4$  거리를 유지함으로써 도출된 결과이다. 배열 안테나의 이득 및 수평 HPBW는 모든 조향각도에 대해 각각 14.5~15.5 dBi,  $65^\circ \pm 5^\circ$ 의 특성을 보였다. 특히, 이웃한 기지국에 간섭을 끼칠 수 있는 상측 SLL이 모든 조향각도에 대해 최소 -15.5 dB 이하를 만족하는 우수한 특성을 보였다. 이러한 결과들은 현재의 기지국 시스템에 바로 적용할 수 있음을 입증한 것이다.

## 참고문헌

- [1] 이호준, 이재영, 김종규, “이동통신 단말기용 안테나”, 한국전자과학회 전자파기술, 14(2), pp. 68-74, 2003년 4월.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, pp. 7-31, 2003.
- [3] S.J. Kim, Y.S. Lee, H.J. Kim, and H.W. Lee, “Technical Review for 3GPP Downlink Multiple Antenna Concepts”, *Telecommunication Review*, vol. 12, no. 2, pp. 152-168, Apr. 2002.
- [4] K.S. Min, C.K. Park, and S.Y. Kang, “History of Antenna Technology for Mobile Communications in Korea”, *IEICE Transactions on Communication*, vol. E91-B, no. 7, pp. 2179-2186, Jul. 2007.
- [5] S.C.K Ko, R.D. Murch, “Compact Integrated Diversity Antenna for Wireless Communications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 6, pp. 954-960, Jun. 2001.
- [6] N. Nakajima, Y. Yamao, “Development for 4th Generation Mobile Communications”, *Wireless Communication and Mobile Computing*, vol. 1, no. 1, pp. 3-12, Jan. 2001.
- [7] A. F. Molisch and M. Z. Win, “MIMO systems with antenna selection”, *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 1, pp. 46-56, Mar. 2004.
- [8] F. Liu, E. Bala, E. Erkip, M.C. Beluri, R., and Yang, “Small-Cell Traffic Balancing Over Licensed and Unlicensed Bands”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 64, no. 12, pp. 5850-5865, Jan. 2015.
- [9] M. Peng, X. Zhang, W. Wang, “Performance of orthogonal and co-channel resource assignments for femto-cells in long term evolution systems”, *IET Communications*, vol. 5, no. 7, pp. 996-1005, May 2011.
- [10] 성태웅, *유무선 융합 통신 네트워크의 기술 및 시장분석*, 한국과학기술정보연구원 정보분석연구소, pp. 6-25, 2013년 6월.

- [11] 김이재, 안승진, 정성일, 이주희, “차세대 이동통신에서의 Small Cell 발전 동향”, *ITA Journal*, 153, pp. 62-66, 2014년 5월.
- [12] 김향석, 이민호, 송영근, “스몰셀 시장현황 및 전망”, *전자통신동향분석*, 29(2), pp. 49-59, 2014년 4월.
- [13] 장재득 김진업, 권동승, “소형 셀 기술 동향”, *정보통신기술진흥센터 주간기술동향*, 134(8), pp. 1-13, 2014년 8월.
- [14] Y.H. Cui, R.L. Li, and P. Wang, “A Novel Broadband Planar Antenna for 2G/3G/LTE Base stations”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61. no. 5, pp. 2767-2774, Feb. 2013.
- [15] K. Wang, T.F. Eibert, “Low profile dual band WLAN antenna array for mobile terminals”, *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 378-379, Jul. 2015.
- [16] K. Hettak, G.Y. Delisle, “Omnidirectional-dual Polarized Antenna for Wireless Indoor Applications at Millimeter Waves”, *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 2054-2057, Jul. 1999.
- [17] K. Hettak, G.Y. Delisle, and S. Gerald, “A Novel Variant of Dual Polarized CPW Fed Patch antenna for Broadband Wireless Communications”, *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 286-289, Jul. 2000.
- [18] B. Glance, L.J. Greenstein, “Frequency Selective Fading Effects in Digital Mobile Radio with Diversity Combining”, *IEEE Transaction and Communications*, vol. 31, no. 9, pp. 1085-1094, Sep. 1983.
- [19] R.G. Vaughan, “Polarization Diversity in Mobile Communications”, *IEEE Transaction and Vehicular Technology*, vol. 39, no. 3, pp.177-186, Aug. 1990.
- [20] M.J. Ammann, Z.N. Chen, “Wideband Monopole Antennas for Multi-band Wireless Systems”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 2, pp. 146-150, Apr. 2003.
- [21] S.W. Su, K.L. Wong, and C.L. Tang, “Ultra-Wideband Square Planar Monopole Antenna for IEEE 802.16a Operation in the 2-11 GHz Band”, *Microwave and*

*Optical Technology Letters*, vol. 42, no. 6, pp. 463-466, Jul. 2004.

- [22] W. Lee, Y. Yeh, "Polarization Diversity System for Mobile Radio", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 20, no. 5, pp. 912-923, Oct. 1972.
- [23] C. Costa, G. Fontagalland, A.G. D'Assuncao, and T.P. Vuong, "A New Quasi-Yagi Bowtie Type Integrated Antenna", *2006 International Telecommunications Symposium*, pp. 468-471, Sep. 2006.
- [24] Z. Zhou, S. Yang, and Z. Nie, "A Novel Broadband Printed Dipole Antenna With Low Cross-Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3091-3096, Nov. 2007.
- [25] X.P. Lu, Y. Li, "Novel broadband printed dipole", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 10, pp. 1996-1998, Jul. 2006.
- [26] L. Marantis, P. Brennan, "A CPW-fed Bow-tie slot antenna with tuning stub", *Loughborough in Antenna and Propagation Conference*, pp. 389-392, Mar. 2008.
- [27] W. Anantapreecha, N. Duangkha, S. Pattichart, and D. Eungdamrong, "Novel E-Shaped Driver based on the Quasi-Yagi Antenna", *The 9th International Conference on Advanced Communication Technology*, vol. 2, pp. 894-896, Feb. 2007.
- [28] J.L. Glaser, L.P. Faber Jr., "Evaluation of Polarization Diversity Performance", *Proceeding of the IRE*, vol. 41, no. 12, pp. 1774-1778, Dec. 1953.
- [29] J. Huang, Z. Hussein, and A. Petros, "A Wide-band Dual-polarized VHF Microstrip Antenna for Global Sensing of Sea Ice Thickness", *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2B, pp. 684-687, Jul. 2005.
- [30] J. Huang, Z. Hussein, and A. Petros, "A VHF Microstrip Antenna with Wide-Bandwidth and Dual-Polarization for Sea Ice Thickness Measurement", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 10, pp. 2718-2722, Oct. 2007.
- [31] Y.X. Guo, K.W. Khoo, and L.C. Ong, "Wideband Dual-Polarized Patch Antenna with Broadband Baluns", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.

55, no. 1, pp. 78-83, Jan. 2007.

- [32] E. Holzman, "Comments on A Novel Broadband Printed Dipole Antenna with Low Cross-Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1506-1506, May 2008.
- [33] 윤영중, 홍의석, 전계석, 김민준, 임영석, 정백호, *안테나 이론과 설계 Second Edition*, 교보문고, 2000.
- [34] Y. INOUE, H. SUMI, and H. ARAI, "Pattern Calibration Free Antenna By Suppressing Mutual Coupling Between Elements", *International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2004)*, pp. 17- 20, Aug. 2004.
- [35] Q. Zhou, H. Dai, "Joint Antenna Selection and Link Adaptation for MIMO Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 1, pp. 243-255, Jan. 2006.
- [36] T.Y. Lee, N.S. Sung, J.H. Bae, C.S. Pyo, and J.S. Chae, "Planar Microstrip Array Antenna", *Korea Patent*, Registration No. 10-2002-0074683, Nov. 2002.
- [37] J.R. Ippolito, "Radio frequency isolation card", *USA Patent*, Registration No. US6515633 B2, Nov. 2001.
- [38] 민경식, 김동진, "무선랜 대역용 소형 패치 안테나의 설계", 2004년도 한국전자과학기술 학회 전자파기술 하계학술대회, pp. 9-13, 2004년 6월.
- [39] 민경식, 김동진, 박철근, 문영민, 김영일, "평면 배열 안테나의 소자간 상호 결합 억압 설계", 한국전자과학기술 논문지, 16(8), pp. 803-809, 2005년 8월.
- [40] D.J. Kim, K.S. MIN, Y.M. Moon, and Y.E. Kim, "Compact 2-channel MIMO antennas for WiBro handy terminal application", *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1593-1596, Dec. 2006.
- [41] K.S. Min, M.S. Kim, C.K. Park, and M.D. Vu, "Design for PCS Antenna based on WiBro-MIMO", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, vol. 1, pp. 77-83, 2008.
- [42] D.C. Nascimento, J.C.S. Lacava, "Design of Arrays of Lineary Polarized Patch Antennas on an FR4 Substrate: Design of a probe-fed electrically equivalent microstrip radiator", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 4,

pp. 12-22, Aug. 2015.

- [43] D.C. Nascimento, J.C.S. Lacava, "Analysis and Design of Probe-Fed Linearly-Polarized Microstrip Antennas on FR4 Substrates", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 12, no. 6, pp. 965-970, Jan. 2014.
- [44] C. Waldschmidt, W. Wiesbeck, "Compact Wide-band Multimode Antennas for MIMO and Diversity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 8, pp. 1963-1969, Aug. 2004.
- [45] 배명산, 신재욱, "재난안전통신을 위한 3GPP 표준화 동향", 전자통신동향분석, 29(6), pp. 82-92, 2014년 12월.
- [46] 김남경, 오충근, 김대중 광대역 "재난안전통신망 (PS-LTE) 기술 표준화 현황", ITA journal, 156, pp. 21-26, 2014년 12월.
- [47] 김한석, 이재진, "공공 재난안전통신용 PS-LTE 표준 및 개발 동향", 정보와 통신: 한국통신학회지, 31(10), pp. 43-48, 2014년 10월.
- [48] 이순화, 윤재선, "광대역 재난안전무선통신망을 위한 PS-LTE 동향", 정보통신산업진흥원 주간기술동향, 1583, pp. 1-14, 2013년 2월.
- [49] 이상윤, "미국 공공안전용 주파수 이용 동향", 방송통신전파저널, 33, pp. 34-43, 2011년 1월.
- [50] 이민호, 김항석, 송영근, "모바일 광대역 공공안전 통신시장 현황 및 전망", 한국전자통신연구원 전자통신동향분석, 29(2), pp. 60-68, 2014년 4월.
- [51] K.J. Kim, K.H. Park, "The high isolation dual-band inverted F Antenna diversity system with the small N-section resonators on the ground plane", *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 195-198, Dec. 2006.
- [52] K.J. Kim, W.G. Lim, and J.W. Yu, "High Isolation Internal Dual-Band Planar Inverted-F Antenna Diversity System with Band-Notched Slots for MIMO Terminals", *2006 European Microwave Conference*, pp. 1414-1417, Sep. 2006.
- [53] T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine, and H. Shoki, "A Method to Improve the Correlation Coefficient and the Mutual Coupling for Diversity Antenna", *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1A, pp. 507-510, Jul. 2005.

- [54] H.J. Xu, Zhu, X.W., and Z.Q. Kuai, "Dual polarized electrically adjustable Antenna for Mobile Communication Base Station", *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pp. 2473-2474, Jul. 2015.
- [55] I. Forkel, A. Kemper, R. Pabst, and R. Hermans, "The effect of electrical and mechanical antenna down-Tilting in UMTS networks", *3G Mobile Communication Technologies*, no. 489, pp. 86-90, May 2002.
- [56] R.B. Dybdal, S.J. Curry, "Adaptive Transmit Antenna", *Antenna and Propagation for Wireless Communications*, 4, pp. 37-40, Nov. 1998.
- [57] P.G. Jung, S.C. Lee, and G.N. Im, "Antenna for Direction Control of radiation pattern", *Korea Patent*, Registration No. 10-2009-0036317, Apr. 2009.
- [58] C.K. Park, S.W. Lee, "Design of 700MHz Broadband Dipole with Novel Feeder For Base Station Antenna", *2014 Korea-Japan Microwave Workshop*, vol. 7, pp. 87-88, Dec. 2014.



## 본 연구와 연관된 발표 논문

### 국내외 게재논문

- [1] **박철근**, 이승원, 민경식, “PCB 결합 급전구조를 가지는 광대역 이중편파 다이폴 안테나”, 한국정보통신설비학회 논문지, 15(2), 2016년 6월.
- [2] K.S. Min, M.S. Kim, **C.K. Park**, and M. D. Vu, “Design for PCS Antenna based on WiBro-MIMO”, Progress In Electromagnetics Research Letters, vol. 1, pp. 77-83, 2008.
- [3] **박철근**, 민경식, “GSM 대역용 휴대전화 인증 시험 공간 확보를 위한 전파 환경 측정”, 한국전자과학회 논문지, 18(9), pp. 1030-1038, 2007년 9월.
- [4] K.S. Min, **C.K. Park**, and S.Y. Kang, “History of Antenna Technology for Mobile Communications in Korea”, IEICE Transaction on Communication, vol. 91-B, no.7, pp. 2179-2186, Jul. 2007.
- [5] 민경식, 김동진, **박철근**, 문영민, 김영일, “평면 배열 안테나의 소자간 상호 결합 억압 설계”, 한국전자과학회 논문지, 16(8), pp. 803-809, Aug. 2005.
- [6] 민경식, **박철근**, “어댑티브 어레이 안테나용 디지털 수신기의 적응처리에 관한 연구”, 한국해양정보통신 논문지, 8(4), pp. 879-885, 2004년 4월.

### 국내외 발표논문

- [1] 김성민, 민경식, **박철근**, “소방무선 대역을 포함한 십자형 디스크론 중계기 안테나 설계”, 2016년도 한국전자과학회 하계종합학술대회 논문집, 4, 2016년 6월.
- [2] 권석진, 박보경, 민경식, 김성민, **박철근**, 손병국, 한민호, 이원빈, 류주현, “볼록 렌즈를 가지는 스파이럴 안테나의 후방부엽 개선을 위한 코니컬 벽 가장자리의 최적화 설계”, 2016년도 한국전자과학회 하계종합학술대회 논문집, 4, 2016년 6월.
- [3] 이원빈, 류주현, 민경식, 김성민, **박철근**, 손병국, 한민호, 박보경, 권석진, “스파이럴 안테나의 축비 개선을 위한 GND 슬릿의 설계”, 2016년도 한국전자과학회 하계종합학술대회 논문집, 4, 2016년 6월.
- [4] 손병국, 한민호, 민경식, 김성민, **박철근**, 류주현, 이원빈, 박보경, 권석진, “개별

급전을 가지는 다중대역 모노폴 안테나 설계”, 2016년도 한국전자과학회 하계종합학술대회 논문집, 4, 2016년 6월.

- [5] **박철근**, 이승원, “700MHz대역 low profile 안테나”, 2016년도 한국통신학회 동계 학술대회 논문집, 59, pp. 672-673, 2016년 1월.
- [6] **박철근**, 이승원, “빔 제어 모듈에서 RF와 DC 신호의 분리도에 관한 연구”, 2015년도 한국통신학회 하계학술대회 논문집, 57, pp. 959-960, 2015년 6월.
- [7] **박철근**, 이승원, “아이솔레이션 성능이 개선된 이중편파 다이폴”, 2015년도 한국통신학회 동계학술대회 논문집, 56, pp. 673-674, 2015년 1월.
- [8] **C.K. Park**, S.W. Lee, “Design of 700MHz Broadband Dipole with Novel Feeder For Base Station Antenna”, 2014 Korea-Japan Microwave Workshop, vol. 7, pp. 87-88, Dec. 2014.
- [9] K.S. Min, M.S. Kim, **C.K. Park**, and M. D. Vu, “Design for PCS Antenna based on WiBro-MIMO”, Progress In Electromagnetics Research Symposium, vol. 23, pp. 769-773, Mar. 2008.
- [10] 부만달, 한승목, 김민성, 박건도, **박철근**, 민경식, “FDTD 적용을 위해 경사진 유전 매질에서의 유효한 유전 상수의 평가”, 2007년도 한국전자과학회 종합학술대회 논문집, 19, pp. 393-396, 2007년 11월.
- [11] K.S. Min, G.D. Park, and **C.K. Park**, “Design for the Miniaturized RFID Tag Antenna in 910MHz Band”, Proceeding of TENCON 2007, pp. 1-4, Oct. 2007.
- [12] **C.K. Park**, M.D. Vu, and K.S. Min, “Characteristics of Channel Capacity with Phase in 2x2 Antenna System”, 2007년도 추계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집, 29(3), pp. 789-792, 2007년 9월.
- [13] 민경식, 박건도, **박철근**, “UHF 대역 소형 RFID 태그 안테나에 관한 연구”, 2007년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 30, pp. 403-406, 2007년 5월.
- [14] 민경식, 한승목, 전탄논, **박철근**, 윤중한, 김현학, “휴대 단말기 내장형 FM 라디오 안테나에 관한 연구”, 2007년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 30, pp. 407-410, 2007년 5월.
- [15] K.S. Min, M.S. Kim, **C.K. Park**, and D.J. Kim, “Design for Isolation Improvement of MIMO Antennas on WiBro and PCS band”, Proceedings of ISAP 2007,

vol. 12, pp. 1326-1329, Aug. 2007.

- [16] K.S. Min, S.M. Han, T.T. Ngon, **C.K. Park**, J.H. Yoon, and H.H. Kim, "Design of Internal FM Radio Antenna For Mobile Terminal", Proceedings of ISAP 2007, vol. 12, pp. 1182-1185, Aug. 2007.
- [17] **C.K. Park**, K.S. Min, "An Estimation of Channel Characteristics for SVD-MIMO Antenna Array", Proceeding of ISAP2006, vol. 11, pp. 1-4, Aug. 2006.
- [18] **박철근**, 민경식, "다중 배열 안테나간의 채널 용량 특성 분석", 2006년도 추계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집, 29(2), pp. 169-172, 2006년 9월.
- [19] **C.K. Park**, K.S. Min, "An Analysis of the Channel Capacity for 4x4 MIMO Antenna Systems", The 3<sup>rd</sup> IEEE VTS Proceeding of APWCS, vol. 1, no. 1, pp. 126-129, Aug. 2006.
- [20] **박철근**, 민경식, "SMART 안테나 시스템의 채널 성능 평가", 2006년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 29(1), pp. 489-492, 2006년 5월.
- [21] K.S. Min, T.T. Tran, and **C.K. Park**, "Combination of Space and Time Adaptive Mean Filters for Noise Reduction in Antenna Measurement", Proceeding of APMC 2005, vol. 5, pp. 3066-3069, Dec. 2005.
- [22] K.S. Min, J.W. Kim, **C.K. Park**, and V.H. Tran, "A Study of Capacity Change Antenna for RFID Tag Depending on Ground Plane", Proceeding of APMC 2005, vol. 5, pp. 2920-2923, Dec. 2005.
- [23] **C.K. Park**, K.S. Min, "A Study on Spatial Correlation Characteristic of Array Antenna for Multi Antenna System", Proceeding of APMC 2005, 5, pp. 2002-2005, Dec. 2005.
- [24] 전벧홍, **박철근**, 민경식, "433.92MHz대 Magneto-dielectric 매질을 이용한 미앤더 안테나의 설계", 2005년도 한국전자과학회 종합학술발표회 논문집, 15(1), pp. 323-326, 2005년 11월.
- [25] **박철근**, 민경식, "원형 어레이 안테나의 공간 상관계수 도출에 관한 연구", 2005년도 한국전자과학회 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 153-156, 2005년 6월.
- [26] 민경식, 김동진, **박철근**, 문영민, 김영일, "평면 배열 안테나의 소자간 상호결합 억압 설계", 2005년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집, 28(1),

pp. 173-176, 2005년 5월.

- [27] 민경식, **박철근**, “DOA 성능 평가를 위한 안테나 특성에 관한 연구”, 2004년도 한국전자과학회 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 183-186, 2004년 6월.
- [28] K.S. Min, **C.K. Park**, and J.W. Ko, “DOA Estimation Measurement using Fabricated 4-Ch Low-IF Receiver”, Proceeding of ISAP 2004, 9, pp. 13-16, Aug. 2004.
- [29] **C.K. Park**, J.W. Ko, and K.S. Min, “Detection of Incident wave using Measurement System for Antenna Characteristics”, Proceeding of ISPACS 2004, pp. 425-428, Nov. 2004.
- [30] 민경식, **박철근**, 고지원, “DBF 수신기를 이용한 DOA 측정시스템의 평가”, 2003년도 한국전자과학회 종합학술발표회 논문집, 13(1), pp. 219-223, 2003년 11월.
- [31] 민경식, **박철근**, FPGA를 이용한 어댑티브 어레이 안테나 시스템의 DOA 성능 평가”, 2003년도 한국전자과학회 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 177-180, 2003년 6월.
- [32] 민경식, **박철근**, 고지원, 임경우, 이경학, 최재훈, “어댑티브 안테나 시스템용 디지털 수신기의 적응신호처리에 관한 연구”, 2002년도 한국전자과학회 종합학술발표회 논문집, 12(1), pp. 44-48, 2002년 11월.
- [33] 민경식, **박철근**, 고지원, 임경우, 이경학, 최재훈, “어댑티브 어레이 안테나의 DOA추정을 위한 디지털 신호처리에 관한 연구”, 2002년도 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, 25(2), pp. 309-312, 2002년 9월.
- [34] 민경식, 임경우, 고지원, **박철근**, 최재훈, 이경학, “DOA 추정을 위한 안테나 측정 프로그램의 개발에 관한 연구”, 2002년도 마이크로파 및 전파 학술대회 논문집, 25(2), pp. 255-258, 2002년 9월.
- [35] 임경우, **박철근**, 민경식, 조형래, 김동일, “ESPRIT 알고리즘을 이용한 DOA 추정에 관한 연구”, 2002년도 한국전자과학회 호남·영남지부 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 31-34, 2002년 7월.
- [36] **박철근**, 임경우, 민경식, 조형래, 김동일, “Adaptive Array antenna의 DOA 추정 알고리즘에 관한 연구”, 2002년도 한국전자과학회 호남·영남지부 전자파기술 하계학술대회 논문집, pp. 27-30, 2002년 7월.

## 감사의 글

제자가 졸업할 수 있도록 이끌어주시며 지도해주신 민 경식 교수님, 더 좋은 논문이 될 수 있도록 지도해주신 김 동일 교수님, 조 형래 교수님, 박 동국 교수님, 윤 중한 교수님께 감사드립니다.

아버지와 어머니께 깊은 감사를 드립니다. 그저 잘 되기만을 바라시면서 힘드셔도 아들을 위해 많은 것을 양보해주신 부모님께 무한한 사랑을 느낍니다. 동생을 위해서 항상 양보한 누나에게도 고맙단 말을 꼭 하고 싶습니다. 어머니께 아들의 졸업하는 모습을 보여드릴 수 있게 되어 정말 기쁩니다.

항상 옆에서 잘 할 수 있다며 용기를 준 예쁜 아내, 이 현지. 고마워. 외롭고 지치고 힘들 때 그대의 응원이 있어 항상 힘낼 수 있었어.

대학 입학 후, 학과 조교 누나의 도움으로 대학원 실험실 막내 생활을 시작했으며, 대학원 진학, 결혼에 직접적으로 영향을 준 정호형. 정말 고맙습니다. 다양한 경험을 한 대학, 대학원 시절이 항상 그립습니다.

첫 직장이자 전문연구요원으로 3년 간 대체복무를 가능하게 해 준 (주)에이스테크놀로지. 입사 후 친구가 된 일나르 바타로브. PM 업무를 하면서 동고동락한 태재훈 연구위원님. 김수영 이사님. 2008년도 당시에 전문연구요원 복무기간을 3년으로 단축시켜주신 古 노무현 대통령님. 감사합니다.

사회의 다양한 인맥을 쌓게 해 준 (주)썬웨이브텍. 회사업무를 하면서 다양한 인간관계를 형성할 수 있었습니다. 박사과정을 마무리할 수 있게 힘을 실어주신 사장님, 승우형에게 감사한 마음을 전합니다.

*이 논문을 2015년 6월에 돌아가신 아버지께 바칩니다.*