



HAL
open science

Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wideband Antenna with New Geometric Structures (Fractal and Euclidean)

Javad Pourahmadazar

► **To cite this version:**

Javad Pourahmadazar. Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wideband Antenna with New Geometric Structures (Fractal and Euclidean). Engineering Sciences [physics]. Department of Electrical Engineering- Urmia University, 2011. English. NNT: . tel-03991446

HAL Id: tel-03991446

<https://hal.science/tel-03991446>

Submitted on 15 Feb 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Design and Fabrication of a Novel Ultra-Wide-band Antenna with New Geometric Structures (Fractal and Euclidean)



JULY 2011

Northwest Antenna and Microwave Research
Laboratory (NAMRL), Urmia University
Authored by: Javad Pourahmadazar





Design and Fabrication of a Novel UWB
Antenna with New Geometric Structures
(Fractal and Euclidean)

Javad Pourahmadazar

Department of Electrical and Electronic Engineering

July 2011

A thesis submitted to the Urmia University for the degree of
Master of Science at Department of Electrical, Computer and Electronic Engineering

Changiz Ghobadi, Ph.D., Supervisor, and President

Javad Nourinia, Ph.D., Co-Supervisor

Mehdi Chehel Amirani, Ph.D., Member

Daryoush Nazarpour, Ph.D., Member

Mir Maqsood Golzan, Ph.D., Member

© Javad Pourahmadazar, July 2011.

Soutenance de these

Titre:

(En) Design and Fabrication of a Novel UWB Antenna with New Geometrical Structures (Fractal and Euclidean)

(Fr) Conception et fabrication d'une nouvelle antenne UWB avec de nouvelles structures géométriques (fractales et euclidiennes)

Date:

Le vendredi 9 juillet 2011, Heure: 10h30

Lieu:

Pardis Research Centre, Urmia University, Salle de conference,
Daneskadeh Blvd. Urmia, West Azerbaijan Iran.

Dedication

To My Lovely mother, *Pari* who has been, is and will be
like a candle of light to my path, and future
And, My dear brother *Dr. Reza Pourahmadazar*
And, My hometown, *Urmia, Iran*

Acknowledgments

Various determinants contribute to successful research production like the one presented in this dissertation. Any goal must be achieved with self-confidence, energy, determination, and hard work. There is no doubt it would not be possible without the external emotional support, professional supervision, and encouragement we receive from the essential individuals around us. It was indeed a meandering road that led to the completion of this master's thesis, and I am fortunate to be able to say that without the support of many amazing people that I encountered along the way, I would not have been able to complete it. My first and foremost gratitude goes out to Prof. Changiz Ghobadi and Prof. Javad Nourinia, who have fascinated me over the past two years with their commitment, knowledge, and diligence. They showed me how to be a broad-minded, creative, and flexible thinker while maintaining a strong focus on details. I learned how to explore the unknown, develop innovative research, determine milestones, and accomplish them efficiently.

Firstly, I would like to thank my wonderful parents Pari and Judge Ebrahim Pourahmadazar for the great life, and motivation they have given me. It is almost impossible to express how grateful I am for my parents' patience and for always being available to me in spite of the smallest of things. The love and support I have received throughout my life from my little brother, Dr. Reza Pourahmadazar, is also a huge source of gratitude to me. I particularly thank Prof. Mohammad Naghi Azarmanesh at Urmia University for their ideas and valuable advice on the Antenna, and Electromagnetic course projects. I also thank Prof. Forouhar Farzaneh at the Sharif University of Technology, Tehran for sharing his excellent antenna engineering science with me during the IEEE ITRC Conferences 2012. He shared his excellent antenna engineering science hours with me during the ITRC Conferences.

It is with great gratitude that I express my deepest gratitude to all my mentors, from Urmia University. Additionally, I would like to thank my childhood friends from my hometown, lovely Urmia, for their genuine kindness, friendship, and positive energy throughout my whole life journey.

I would like to express my sincere gratitude to the members of this thesis jury, Prof. Mehdi Chehel Amirani, Prof. Daryoush Nazarpour, and Prof. Mir Maqsood Golzan, for the time and effort they put into evaluating my thesis. I would like to conclude by stating that, last but not least, special thanks go to my grandfather Moharram Tajalli and my grandmother both of whom have shown me endless, unconditional love and support throughout my life.

In conclusion, I am grateful to the Iran Ministry of Science, Research and Technology, Iran Telecommunication Research Center (ITRC), and Northwest Antenna and Microwave Research Laboratory (NAMRL), Urmia University for providing the financial support that enabled me to carry out this master program and research to the fullest extent possible.

Javad Pourahmadazar
Urmia University,
Pardis Conference Room,
Urmia, WA
July 2011

Abstract

Apparently, UWB, multiband, and dual-band antennas have become increasingly critical in developing wireless communication technology as a result of the development of UWB technology. There is wide use of cellular technology in wireless personal area networks (WPANs) today. With a frequency range of 3.1-10.6 GHz, ultra-wideband (UWB) technology has been implemented to meet network requirements with a frequency range of 3.1-11.68 GHz. This frequency range has been approved by the Federal Communications Commission (FCC), which is vital for the development of modern wireless communication networks, which are crucial to the development of modern societies. The development of printed UWB antennas in simple and hybrid forms has been taking place in recent years. It is important to point out that these printed antennas do not only have controllable bandwidth, but they are also characterized by the fact that they are low profile, simple to design, and have a low manufacturing cost in addition to their favorable radiation properties.

In this thesis, previous studies on Euclidean and Fractal monopole antennas are discussed in detail to reach a comprehensive approach to designing intended microstrip antennas at the desired frequency. Novel printed monopole antennas for ultra-wideband and multi-band applications are presented as a first step to developing novel antenna structures. It is possible to obtain a much wider impedance bandwidth by increasing only the three fractal iterations without affecting the resonance frequency using fractal shapes. The proposed antennas are etched on an FR4 substrate of $25 \times 25 \times 1 \text{ mm}^3$ and optimized to operate over the frequency band between 2.5 and 15 GHz for $\text{VSWR} < 2$. We also attempt to study square slot antennas with circular polarization in another chapter of this thesis with the intended use for UWB applications. The proposed slot antenna is etched on an FR4 substrate of $60 \times 60 \times 0.8 \text{ mm}^3$ and optimized to operate over the frequency band between 2.5 and 15GHz for $\text{VSWR} < 2$. Having been adopted by some of the WLAN standard technologies, this is now a thing of the past. As a result of FCBW, there are now a variety of WLAN frequencies between 5150-5350 and 5725-5825 MHz (specified by IEEE 802.11a). The first step in this research is to develop three hybrid designs of microstrip-fed parasitic-coupled monopole antennas with a much higher degree of freedom in the design process than conventional monopole antennas. As a result of this approach, fractal ring monopole antennas have been developed as a multiband antenna structure that consists of a directly fed main patch and an electromagnetically coupled parasitic patch. Utilizing the self-similarity characteristics of fractals, the proposed WLAN/WiMAX antenna has a compact size, offers wide impedance-matching bandwidth, and has a radiation pattern similar to a dipole. In IEEE 802.11b/g, the frequency range is 2400–2484 MHz,

and IEEE 802.16e and IEEE 802.11a specify 5150–5350/5725–5825 MHz. In 2010, the first results of this research study were published in an IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter (volume: 9), which was an important development in the field.

A second approach uses Pythagorean theory in arithmetic to modify Pythagorean trees to increase their freedom degree, creating an antenna for UWB based on the proposed fractal. Monopole antenna patches were embedded as samples of the first five iterations of the modified Pythagorean tree fractal. Simulation and experimental results of the prototype antennas are presented and discussed in detail to verify the proposed design principle. Finally, we review and propose two novel square slot antennas with impedance and axial ratio bandwidth enhancement. These antennas are based on 20 antennas published in IEEE and IET journals in recent years. Due to the use of different techniques, better results were achieved in comparison to prior structures, thanks to the use of more advanced techniques. It operates between 2.74 and 13 GHz and has been measured to have a bandwidth of 32.2%.

It is proposed that we combine Euclidean and Fractal geometric structures to design antennas based on this novel geometry. As a result of studying and designing monopole antennas, we can produce a novel fractal antenna that can be used for UWB and multi-band applications. To simulate all the antenna structures presented in the thesis, the High-Frequency Structure Simulator (Ansys HFSS, ver.11) has been used. The impedance bandwidths of the antennas are measured by the Agilent8722ES network analyzer in the anechoic chamber of the Iranian Telecommunication Research Center (ITRC).

Keywords: broadband CPW-fed circularly polarized square slot antenna, UWB application, single layer antenna, square ground plane, unequal size inverted-L strips, orthogonal E vector, CPSSA structure, impedance bandwidth, modified Pythagorean tree fractal monopole antennas, UWB application, modified microstrip-fed ultrawideband printed antenna.

© Javad Pourahmadazar, July 2011.

Statement of Originality

Considering the fact that I am the certifying author, it is my responsibility to attest to the originality of all the works in this thesis. We have used some techniques in this study that have been derived from the work of other authors. These techniques have all been explicitly cited in the text of this study. One of the most significant aspects of this thesis is that the results of this thesis have been published in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* and that the originality of the work is being verified by cross-checking software, which is one of the most significant aspects of this thesis.

Javad Pourahmadazar
Urmia University,
Department of Electrical, and Computer Engineering,
Graduate Studies School, Urmia, West Azerbaijan
July 2011

List of Acronyms

UWB	Ultrawideband
PSMA	Planar Square Monopole Antenna (PSMA)
PRMA	Planar Rectangular Monopole Antenna (PRMA)
PHMA	Planar Hexagonal Monopole Antenna (PHMA)
PTMA	Planar Triangle Monopole Antenna (PTMA)
PCMA	Planar Circular Monopole Antenna (PCMA)
PEMA	Planar Elliptical Monopole Antenna (PEMA)
MPTF	Modified Pythagorean Tree Fractal
RHCP	Right Hand Circular Polarization
LHCP	Left Hand Circular Polarization
FCC	Federal Communications Commission
CP	Circular Polarization
FCPBW	Fractional Circular Polarized BandWidth
BW	Bandwidth
FBW	Fractional bandwidth
FEM	Finite element method
FSS	Frequency Selective Surface
PMA	Printed Monopole Antenna
CST	Computer Simulation Technology
PCB	Printed Circuit Board
PEC	Perfect Electrical Conductor
BS	Base station
MIMO	Multi input Multi output integrated circuits
CPSSA	Circular polarized square slot antenna
E vector	E-field vector
H vector	H-field vector
u-strip	Microstrip
CPW	Coplanar waveguide
PTF	Pythagorean tree fractal
T/RL	Transmission/reflection line
TEM	Transverse Electromagnetic Modes

THz	Terahertz; 1 THz = 10 ¹² Hz
GHz	Gigahertz; 1GHz = 10 ⁹ Hz
VNA	Vector Network Analyzer
WR15	Rectangular Waveguide Size 15
AR	Axial Ratio
P	Polarization
E ₀	Effective E-field
Θ	Polar angle in spherical coordinate system
Φ	Azimuthal angle in spherical coordinate system
ε ₀	Vacuum permittivity
K	Effective Dielectric Constant
E	Permittivity
μ _r	relative permittivity
μ	Permeability
λ ₀	free-space wavelength
β	free space-wave phase constant
h	dielectric constant
tan δ	Loss tangent

Publications

1. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, N. Felegari and H. Shirzad, "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Inverted-L Strips for UWB Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 369-372, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2147271.
2. V. Rafii, J. Nourinia, C. Ghobadi, J. Pourahmadazar and B. S. Virdee, "Broadband Circularly Polarized Slot Antenna Array Using Sequentially Rotated Technique for C-Band Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 128-131, doi: 10.1109/LAWP.2013.2237744.
3. N. Felegari, J. Nourinia, C. Ghobadi and J. Pourahmadazar, "Broadband CPW-Fed Circularly Polarized Square Slot Antenna With Three Inverted-L-Shape Grounded Strips," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 274-277, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2135832.
4. S. R. Emadian, C. Ghobadi, J. Nourinia, M. H. Mirmozafari and J. Pourahmadazar, "Bandwidth Enhancement of CPW-Fed Circle-Like Slot Antenna With Dual Band-Notched Characteristic," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 543-546, doi: 10.1109/LAWP.2012.2199274.
5. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi and J. Nourinia, "Novel Modified Pythagorean Tree Fractal Monopole Antennas for UWB Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 484-487, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2154354.
6. H. Boudaghi, J. Pourahmadazar and S. A. Aghdam, "Compact UWB monopole antenna with reconfigurable band notches using PIN diode switches," *WAMICON 2013*, 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/WAMICON.2013.6572744.
7. H. Boudaghi, J. Pourahmadazar and S. Abazari Aghdam, "Compact UWB monopole antenna with reconfigurable band notches using PIN diode switches," *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, , pp. 1758-1759, doi: 10.1109/APS.2013.6711538
8. Y. Yousefzadeh, J. Pourahmadazar and S. A. Aghdam, "Compact UWB microstrip BPF using meander line resonator," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pp. 802-803, doi: 10.1109/APS.2013.6711060
9. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi and J. Nourinia, "Novel Modified Pythagorean Tree Fractal Monopole Antennas for UWB Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 484-487, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2154354.

10. S. Mohammadi, J. Nourinia, C. Ghobadi, J. Pourahmadazar and M. Shokri, "Compact Broadband Circularly Polarized Slot Antenna Using Two Linked Elliptical Slots for C-Band Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1094-1097, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2280457.
11. J. Pourahmadazar, H. Shirzad, C. Ghobadi and J. Nourinia, "Using a MAM and genetic algorithm to optimize UWB microstrip monopole antenna with FEM and HFSS," 2010 5th International Symposium on Telecommunications, 2010, pp. 115-119, doi: 10.1109/ISTEL.2010.5734009.

Contents

Soutenance de these.....	3
Dedication	4
Acknowledgments.....	5
Abstract	7
Statement of Originality.....	9
List of Acronyms	10
Publications.....	12
Contents.....	14
List of Figures	17
List of Tables.....	21
1. Chapter One	22
1. Understanding of Fractal Geometry Background.....	22
1.1. Introduction.....	22
1.2. Characteristics of Fractals: Self-similarity, and Space filling	25
1.3. Fractal Characteristics and Common Geometry for Fractal Antenna Design.....	26
1.3.1. A Sierpinski Fractal in 2D and in 3D.....	26
1.3.2. Fractal Koch.....	27
1.3.3. Hilbert fractal.....	28
1.3.4. Fractal Tree	28
1.4. Fractal Background, Applications, and Motivations.....	29
1.4.1. Antenna Design Using Fractal Structures.....	30
1.5. Fractal Antenna Elements	31
1.6. Conclusion	32
Chapter Two	34
2. Design Methods of Printed Monopole Antennas for UWB applications.....	34
2.1. Introduction.....	34
2.2. Methods of Designing and Improving the Performance of PMA for UWB applications	35

2.2.1. Design Methods for Ultra-Wideband Antennas at Low Frequency f_L	35
2.2.2. Basic Method for the High-Frequency (f_H) Design of UWB Printed Monopole Antennas	40
2.2.3. Printed Monopole Antennas with an Annular Radiation Elements	45
2.2.4. Symmetrical Sector Cut in Antenna Radiation Elements	48
2.2.5. E and EC Monopole Antennas.....	50
2.3. Design and Improvement of Printed Dual-band Monopoles for WLAN/WiMAX....	58
2.3.1. Antenna Design Methods for Dual or Multiband Antennas with Bending Radiation Elements.....	58
2.3.2. Using the Effect of Capacitive and Inductive Loading.....	60
2.3.3. Parasitic Elements	62
2.4. Conclusion	66
Chapter Three	67
3. Investigation of Proposed Multi-band Fractal Antennas for Mobile Devices	67
3.1. Introduction.....	68
3.2. Details of the Provided PMA's.....	69
3.3. Results and Discussions of a Multi-band Fractal Antennas	70
3.4. Conclusion	80
Chapter Four.....	82
4. An investigation of UWB Monopole Antennas with a PTF.....	82
4.1. Introduction.....	83
4.2. Pythagorean Tree Fractals: Original and Modified	84
4.3. Modified PTF Antenna Design, Simulation and Fabrication.....	86
4.4. Modified Pythagorean PTFA Simulations and Laboratory Results.....	86
4.5. Conclusion	92
Chapter Five	94
5. UWB-SSA's with a Redesigned Inverted-L Strips.....	94
5.1. Introduction of CPSSA's	94
5.2. Investigating Microstrip Slot Antennas [78-88].....	95
5.3. Radiation Mechanism for Slot Antennas	97
5.4. Description of the provided CPSSA's for UWB applications.....	102
5.5. Simulations and Laboratory Tests of Designed CPSSA	104
5.5.1. Results, and Discussions.....	105

5.6. Conclusion	112
Chapter Six	114
6. Suggestions	114
References.....	116

List of Figures

Figure 1. The movement of a small insect from a long distance towards a plane [1].	23
Figure 2. Calculation of the length of the coastline of the American continent [1].	24
Figure 3. Fern leaf is the simplest fractal structure in nature [1].	24
Figure 4. Two Sierpinski fractal structures: a)) Sierpinski carpet (b)) two-dimensional Sierpinski gasket (c)) Sierpinski three-dimensional gasket).	27
Figure 5. The Stages of Forming a Snowflake Koch Fractal [3].	28
Figure 6. Hilbert Fractal Formation Steps	28
Figure 7. Fractal Tree	29
Figure 8. Some Examples of Fractal Antenna Elements [19].	32
Figure 9. Common forms of printed monopole antennas with different feeding structure. These are different types of monopole antennas, each with a unique shape, used in various wireless communication applications. A monopole antenna is a type of radio antenna with a single conductive element, typically a metal rod or wire, that is fed with radio frequency energy at its base and radiates it into space. The shape of the antenna affects its radiation pattern, frequency response, and impedance matching, among other factors. Each of the antennas listed above has its own unique advantages and disadvantages, depending on the specific requirements of the application.	36
Figure 10. Changes in the length of p with the change of the frequency of the lower edge of the band in monopole antennas of group 2. [30]	38
Figure 11. The structure of an elliptical monopole antenna [30-33].	39
Figure 12: Smith diagram for four elliptical monopole antennas with A_2 and $B_2 = 48$ mm: (a) 10 mm, (b) 20 mm, (c) 40 mm, (d) 52 mm [30-33].	41
Figure 13: Return loss diagram for four elliptical monopole antennas with $A_2 = 48$ mm and B_2 variable [30-33].	42
Figure 14: Surface current distribution on the radiating element and the antenna ground for the structure of the elliptical monopole antenna with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm at frequencies 1, 3, 5, and 7 GHz [30-33].	43
Figure 15: The radiation pattern of the H plane for the elliptical monopole antenna structure with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm at frequencies (a) 1, (b) 6 and (c) 10 GHz [30].	44
Figure 16: E plane radiation pattern diagram for an elliptical monopole antenna structure with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm at frequencies (a) 1, (b) 6 and (c) 10 GHz (From left to right, respectively.) [30-33].	44
Figure 17: Gain and radiation efficiency of an elliptical monopole antenna with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm [30].	45
Figure 18: The structure of the ring monopole antenna [25].	46

Figure 19: The diagram of changes in the return loss of the antenna Figure 2-10 [25] based on the change in the inner radius r.....	46
Figure 20: Antenna radiation pattern of Figure 22-2 [25] in: (a) H plane at 3.5 GHz frequency, (b) E plane at 3.5 GHz frequency, (c) H plane at 10 GHz frequency and (d) E plane at 10 GHz frequency (from left to right clockwise) [30].....	47
Figure 21: Gain diagram for antenna 2-10 [25,30].....	47
Figure 22: The structure of a circular antenna with a symmetrical cut in the radiating element [26,27-33].....	48
Figure 23: The diagram of changes in return loss of the antenna Figure 2.14 [26] based on the change in M angle.	49
Figure 24: The radiation pattern of the antenna in Figure 2.14 [26] in H-plane at frequencies: (a) 4 and (b) 10 GHz.	49
Figure 25: The radiation pattern of the antenna in Figure 2.14 [16] in plane E- at frequencies: (a) 4 and (b) 10 GHz.	50
Figure 26: Diagram of gain changes for the antenna in Figure 2.14 [26].	50
Figure 27: Ultra-wideband monopole antennas: (a) Elliptical antenna E, (b) Elliptical antenna EC, (c) Circular antenna E, and (d) Circular antenna EC [27].	51
Figure 28: Comparison of return loss diagrams of four monopole E and EC antennas based on frequency [30].	53
Figure 29: Three-dimensional radiation pattern of monopole antenna E at frequencies (a) 3, (b) 5, (c) 7 and (d) 10 GHz (left to right, respectively) [30].....	53
Figure 30: Four monopole antennas and their gains based on frequency [30].....	54
Figure 31: The antenna return loss of R04003C substrates with different heights varies with frequency [30].	56
Figure 32: Variations of antenna return loss with frequency for DuPont951 substrate with different heights [30].	56
Figure 33: Variations of antenna return loss with frequency for RT6010LM substrate with different heights [30].....	57
Figure 34: Simulation and calculation of fL frequencies under DuPont 951 layer with 0.5 mm thickness [30].	57
Figure 35: Baud rate and width of three types of monopole antennas: the simple monopole (a), the curved monopole (b), and the double-band monopole (c) (from left to right, respectively) [30].	59
Figure 36: Diagram of the return loss of the antennas in Figure 2.26 [30].	59
Figure 37: An antenna that was used as the initial reference [31].....	60
Figure 38: Surface current distribution in Figure 2.28 antenna [30].....	61
Figure 39: Self-loading and anti-capacitance applied to the antenna in Figure 2.28 [30, 31].....	61
Figure 40: Return loss diagram for the antenna of Figure 2-30 with the application of self-loading and anti-capacitance [30].	61

Figure 41: The structure of a double-band monopole antenna with a parasitic element [30].....	62
Figure 42: Antenna return loss diagram for the parasitic element in Figure 2.44 with different parasitic element lengths and distances from the ground [30].	63
Figure 43: Simulation and return loss measurement results for the antenna of Figure 2-32 with and without parasitic elements [30, 31-35].....	64
Figure 44: Gain and radiation pattern diagrams for frequencies of 2.5 GHz, 3.5 GHz, and 5.5 GHz [30].....	64
Figure 45: Gain diagram for frequency ranges: (a) 2.8-2.3, (b) 5.95-5.05 GHz, (c) 3.8-3.2. [30].....	65
Figure 46: Geometry of a 4th iteration of fractal monopole antenna for WLAN/WiMAX uses. $W_{sub}=25$, $L_{sub}=25$, $W_f=1.875$, $L_f=6.5$, $D_2=4$, $D_4=8$, $D_6=12$, $D_8=16$, $G=3$, $g=0.5$, $R_1=18$, $R_2=21$, $h=1$, $L_g=6$ (Unit : mm). [87].....	69
Figure 47: Simulated S_{11} for different iteration of fractal rings with (w) and without (w/o) cardioid parasitic ($L_g = 6\text{mm}$, $r_1 = -8$, $r_2 = -8$, $W_f = 1.875\text{mm}$, $h = 1\text{mm}$, $g = 0.5\text{mm}$, $G = 3\text{mm}$, $R_1 = 18\text{mm}$, $R_2 = 21\text{mm}$)	72
Figure 48: Simulated S_{11} for 4th iteration of fractal rings with different L_g and g . ($r_1 = -8$, $r_2 = -8$, $R_1 = 18\text{mm}$, $R_2 = 21\text{mm}$, $W_f = 1.875\text{mm}$, $h = 1\text{mm}$, $G = 3\text{mm}$).....	73
Figure 49: Simulated S_{11} for 4th iteration of fractal rings with cardioid parasitic with different (r_1, r_2) and spacing G ($L_g = 6\text{mm}$, $W_f = 1.875\text{mm}$, $h = 1\text{mm}$, $g = 0.5\text{mm}$)....	73
Figure 50: Simulated S_{11} for 4th iteration of fractal rings with cardioid parasitic with different positive and negative values (r_1, r_2) and spacing $G = 3\text{mm}$ ($L_g = 6\text{mm}$, $W_f = 1.875\text{mm}$, $h = 1\text{mm}$, $g = 0.5\text{mm}$).....	74
Figure 51: Measured S_{11} for 4th iteration of fractal rings antenna with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I.....	75
Figure 52: Measured E-Plane (left) and H-plane (Right) radiation patterns of the proposed antenna $r_1 = -8$, $r_2 = -8$, at 2.84, 4.12, 6.45, 6.95 and 9.82 GHz. (for 4th iteration of fractal antenna with optimized values of the design parameters summarized in TABL.....	77
Figure 53: The measured radiation pattern of the monopole fractal antenna at the frequencies of 5.8, 5.2, 2.6, 2.45 GHz a) H plate b) E plate with the values mentioned in table 3.1 and the three-dimensional radiation pattern of the mentioned antenna at frequencies a) 5.8- and b) 2.6- GHz.	78
Figure 54: Measurements of gain in 2.4 GHz, 2.6 GHz, 2.5 GHz, and 5.8 GHz bands covered by the antenna.	78
Figure 55: Photograph of realized compact monopole antenna. ($g = 0.5\text{mm}$, $W_f = 1.875\text{mm}$, $L_g = 6\text{mm}$, $h = 1\text{mm}$, $r_1 = -8$, $r_2 = -8$). (For 4th iteration of fractal antenna with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I). [87]	79
Figure 56: Surface currents for 4th order antenna for frequencies a) 2.8, b) 1.4, c) 6.3 and d) 9.5 GHz.....	79
Figure 57: Illustration of the first five iterations for Pythagorean Tree Fractal [71].....	83

Figure 58:First five iterations MPT Fractal monopole structure from down to up with different colors: (a) 1st iteration (Ant. I); (b) 2nd iteration (Ant. II); (c) 3rd iteration (Ant.III); (d) 4th iteration (Ant. IV); (e) 5th iteration (Ant. V);	85
Figure 59:Fabricated first four iterations MPT Fractal proposed monopole antenna: (a) 1st iteration (ANT.I) (b) 2nd iteration (ANT.II) (c) 3rd iteration (ANT.III) (d) 4th iteration (ANT.IV) ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_f=7.5, g=1.5, h=1, L_g=6$ (Unit : mm));(See Publication Section)	87
Figure 60:Simulated S_{11} for 3rd iteration of fractal with different L_g and g . ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_f=7.5$) (Unit : mm).....	88
Figure 61:Measured and simulated S_{11} for MPTF antennas (Ant I-III) with optimized values ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_g =6, g=1.5, L_f=7.5$) (mm).	89
Figure 62:Measured and simulated S_{11} for MPTF antennas (Ant IV and V) with optimized values. ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_g =6, g=1.5, L_f=7.5$) (mm)	90
Figure 63: Measured group delay, $ S_{21} $ and gain of 3rd iteration MPTF antenna.	91
Figure 64:Measured E (xz)-plane and the H (yz)-plane radiation patterns of the first three iterations of MPT fractal proposed antenna: Ant. I at 4.82GHz; Ant. II at 4.36 and 8.34GHz; Ant. III at 3.96, 7.62 and 8.39GHz;.....	91
Figure 65:Microstrip slotted antenna [78-88].	96
Figure 66: Secondary waves to create successive wave fronts. (a) plane wave (b) spherical wave [78-88].....	98
Figure 67: Radiation from a plane wave passing through a slit in a curtain caused by edge diffraction [78-88].	98
Figure 68:Principle of equivalence. (a) Main issue, (b) Equivalent issue [78-88].....	99
Figure 69:Arrangement of equivalent currents for a flat surface with an opening [78-88].	101
Figure 70:Geometry of the proposed CP square slot antenna for UWB applications ($G=60, L=40, W_f=3, L_f=10.3, g=0.3, h=0.8, l_x=15.5, l_y=16.5, l_n=3.3, W_n=6, l_t=6, W_t=1.5, l_m=14, dx=13, dy=9, x=21, y=18$) (Unit : mm).....	103
Figure 71:Four improved prototypes of the proposed CPSS antenna.	104
Figure 72:Simulated S_{11} and AR for antenna I-IV; (For CPSS antennas with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I).	106
Figure 73:Simulated and measured S_{11} and AR for antenna IV.....	107
Figure 74:The photograph of realized CPSS antenna IV built with PCB techniques. (CPSS an-tennas with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I).	108
Figure 75:Distribution of the surface current on the feed and ground of the CPSS antenna at 6.42GHz in $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ and 270° phase.....	109
Figure 76:Measured and simulated Ant IV gains in the $+z$ direction.	109

List of Tables

- 1.2 Calculation and optimization values for design parameters of monopole antennas.
- 2.2 Calculated design parameters for monopole antenna with different sub-layers (mm).
- 2.3 Simulation results based on the change in the transverse values of the parasitic element.
- 3.1 The optimal values of the 4th order fractal antenna.
- 4.1 Summary of the results of measurement and simulation of new fractal antennas with tree Pythagorean fractal.
- 5.1 Qualitative comparison between patch and slotted microstrip antennas.
- 5.2 Summary of the measurement and simulation results for the aforementioned 1 to 4 slot antennas with new inverted L-strips

1. Chapter One

1. Understanding of Fractal Geometry Background

1.1. Introduction

Fractal geometry has found a unique place in science because of the unique features it shows in nature [1]. The word fractal entered the world of mathematics in 1976 by a Polish mathematician named Benoit Mandelbrot. As is known scientifically, fractals are primarily used to describe leaf and plant growth patterns, water vapor patterns that form clouds, the fractured lines that form coastlines, and the arrangement of leaves on trees, among many other examples [2]. Mandelbrot came to the conclusion that the length of the English coast is measured by a scale when he studied this during the research for his doctoral dissertation in 1976. As a result of measuring, it on a large scale, the amount is smaller than if it was measured on a smaller scale. Fractus is the Latin word that Mandelbrot took as the basis for the word fractal in terms of its meaning. It is a stone that has been broken into an irregular shape as a result of being broken. This is to emphasize the nature of irregularity and fragmentation, which is one of the main characteristics of this form of geometry [1].

Figure 1-1 illustrates the complexity of the situation by showing the flight of a microscopic mosquito towards a piece of paper. As shown in the figure above, the mosquito perceives an object in the distance as a zero-dimensional particle. In Figure 1-1b, it perceives the object as a one-dimension line, and in Figure 1-1c, it perceives it as a two-dimensional plane when it flies over it. By getting closer to the object in Figure 1-1d, he can see the depth of the object, and he can view it as a two-dimensional plane, and finally a two-dimensional plane when he gets much closer. The next dimension consists of one-dimensional linear networks of fibers.

As shown in Figure 1.2 [1], another classic puzzle in mathematics is the need for fractal geometry to calculate the coastline of continents. For example, in this experiment, if a 1-kilometer ruler is used for measurement, the total number of rulers used will be equal to the approximate length of the coastline [1]. This is despite the fact that a ruler with a length of only 1 meter is used and this experiment is repeated. As the updated measurement also includes measurements inside caves and wetlands, the results will differ. If

the new measurement scale is smaller, the coastal length will increase again. Let's pay attention to the fact that this coastline area, whose size increases as the measurement scale is reduced, is inside the earth with a limited volume [1]. We, therefore, need a geometry better than Euclidean geometry to solve such a problem. Euclidean geometry has complete dimensions such as one-dimensional like a line and two-dimensional like a plane. Benoit Mandelbrot introduced the word fractal, meaning fractional dimensions, for dimensions whose dimensions were not included in the classification of complete dimensions.

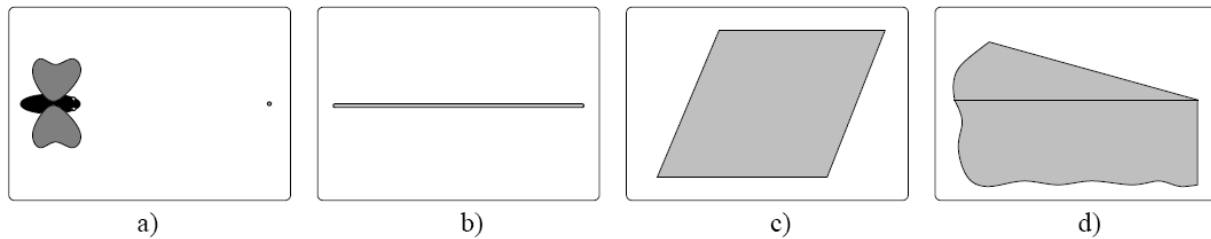


Figure 1. The movement of a small insect from a long distance towards a plane [1].

One of the characteristics of some fractals was mentioned in the example of calculating the length of the coastline, which had an unlimited length that was included in a limited volume. The fractals used in this thesis have structures with unlimited complexity and a self-similar nature. This means that by approaching the target structure, the overall structure is repeated [1]. An example of this self-similarity in nature can be seen in the fern leaf shown in Figure 1.3. The entire structure of the fern is repeated on the leaves. In fact, if we zoom in on the structure of the fern leaf, the process of repetition continues [1]. The idea of dimensions between fractal geometry and Euclidean geometry has opened up a wide range of applications for fractal geometry, including electromagnetic systems. These applications can be used to develop the characteristics of emitters and reflectors. Therefore, the use of this geometry can provide better functionality in comparison with Euclidean geometry. Mandelbrot investigated the relationship between fractals and nature using the discoveries of Felix Hausdorff-Fato, Pierre, and Gaston Julia. He showed that there are many fractals in nature and those fractals can accurately model natural phenomena [1]. To model complex structures such as trees and mountains, he introduced new types of fractals. Mandelbrot defined a fractal as an uneven and curved geometric shape that can be divided into smaller pieces and each one is a smaller copy of the whole (a part of the whole). Although there is no personal standard for what defines fractals, there are a number of characteristics that define fractal properties. The Persian Language and Literature Academy have also approved the word "barkhal" along with the word "barkhali" for the word "fractal". Fractal geometry, in contrast to Euclidean geometry, which emphasizes the establishment of order at all levels, refers to the order resulting from the infinite repetition of the disorder [1].



Figure 2. Calculation of the length of the coastline of the American continent [1].



Figure 3. Fern leaf is the simplest fractal structure in nature [1].

1.2. Characteristics of Fractals: Self-similarity, and Space filling

It is possible to create fractal shapes by combining geometric shapes such as squares, triangles, circles, and rectangles. But they differ from Euclidean structures in a very special way. As a result, these shapes differ from the usual Euclidean shapes, such as circles, squares, etc. They are a mixture of many Euclidean shapes. Unlike other structures, fractals consist of constituent parts that are arranged in a unified manner. In this case, the scales are smaller. In this situation, we call it self-similarity. As a matter of fact, the shapes of each of the different components of a fractal represent its overall shape at different scales. One fundamental property of fractals is the fact that they are self-similar. This significant trait of fractals has attracted more and more attention in areas such as mathematics, the arts, and various engineering fields. This includes telecommunications, coding, aerospace, and mechanics. Therefore, there will be an infinite number of small copies of the whole object in each part of the structure. The majority of versions with a smaller scale than the whole structure are different from the whole object. For example, they may be diagonal or have a different scale factor self-similarity and have been compressed differently in relation to the coordinate axis. In this case, the object is read. From this feature, another critical feature called space-curving filling has been obtained, in which the fractal environment increases without increasing its surface area. This problem causes incorrect dimensions in fractals. Line, square, and cube are 1, 2, and 3 dimensional, respectively, but the dimension of a fractal can be an incorrect number like 1/154. So, the three essential features of fractals that have led to different applications for them are:

- Self-similarity
- Space Filling
- Fractional dimension

Equation 1-1 can then be used to obtain a fractional dimension fractal:

$$D = \frac{\text{Log}(N)}{-\text{Log}(S)} \quad \text{Eq. 1-1}$$

1.3. Fractal Characteristics and Common Geometry for Fractal Antenna Design

Considering their self-similarity and space-filling properties, fractals have had many applications in electromagnetic. Various applications of the self-similarity property have been found in the field of designing and manufacturing multiband antennas, especially microstrip antennas. In microstrip antennas and filters, this property can be used to reduce dimensions by filling the space. Here is a brief overview of common fractal geometries used in antenna design development, which are [1-10]:

- The Sierpinski
- Koch
- Hilbert
- Tree

1.3.1. A Sierpinski Fractal in 2D and in 3D

Sierpinski carpet [3] is the first fractal. In terms of Sierpinski Fractal type, there are two types, Sierpinski Gasket and Sierpinski Carpet. These two types of fractals are shown in Figure 1-4. Figure 4-1 illustrates some initial steps in the construction of Sierpinski gaskets. An equilateral triangle forms the basis of this fractal's geometric construction. As shown in Figure 4-1, the next step in this fractal structure is to remove the central triangle with the tips at the midpoints of the sides [1-3]. Step 2 of Figure 1-4 below illustrates how this process is repeated for the remaining three triangles. Sierpinski gasket fractals can be generated through an infinite number of repetitions of this process. As shown in the figure, Sierpinski gaskets are examples of self-similarity fractals. Metal conductors are represented by black triangles, while areas without metal are represented by white triangles. In the Sierpinski fractal of the first order N , the number of similar triangles is equal to three, and their scale compared to the initial triangle is equal to 0.5. The left and right rows of Figure 4-1 illustrate the stages of formation of Sierpinski fractals, carpet, and gasket.

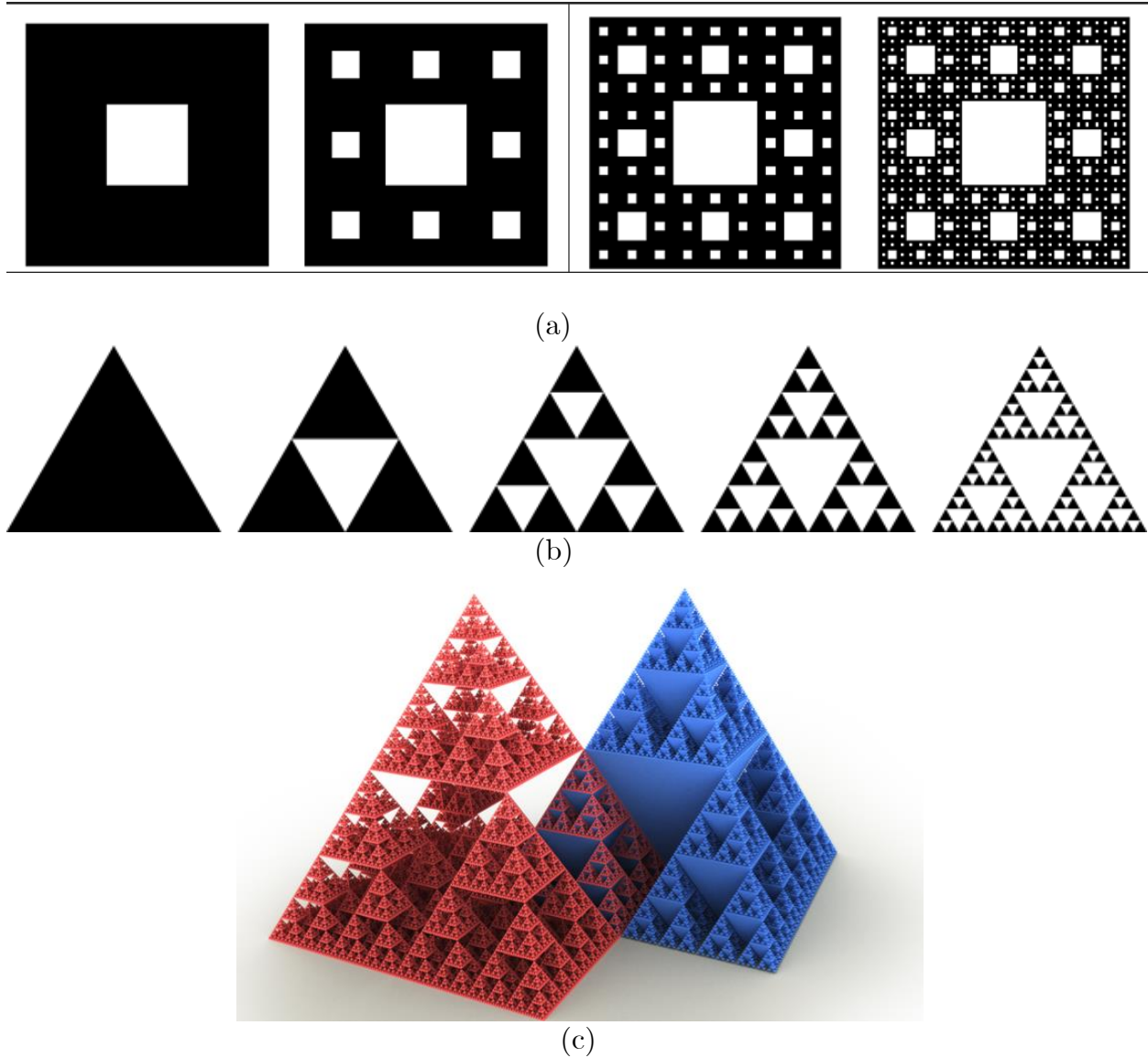


Figure 4. Two Sierpinski fractal structures: a)) Sierpinski carpet (b)) two-dimensional Sierpinski gasket (c)) Sierpinski three-dimensional gasket).

1.3.2. Fractal Koch

There are also two types of fractals in snowflakes and islands [3] and [5]. These two types of fractals are shown in figures 1-5. An equilateral triangle forms the basis of this fractal. Snowflake Kochs, on the other hand, are made by adding smaller and smaller triangles to the original structure in a repeatable process. This is in contrast to Sierpinski gaskets, which are created by removing smaller and smaller triangles. An illustration of the process can be seen in Figure 1.5.

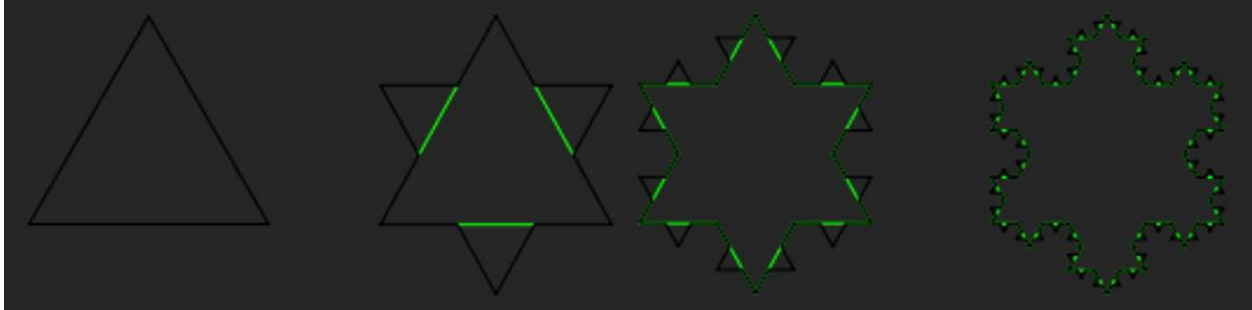


Figure 5. The Stages of Forming a Snowflake Koch Fractal [3].

1.3.3. Hilbert fractal

We propose Hilbert's fractal space-filling for use in designing fractal antennas based on their surface properties. The Hilbert fractal structure can be visualized by looking at figure 6-1. As a fractal that does not have intersection points, the Hilbert fractal exhibits the properties of a space-filling pattern.

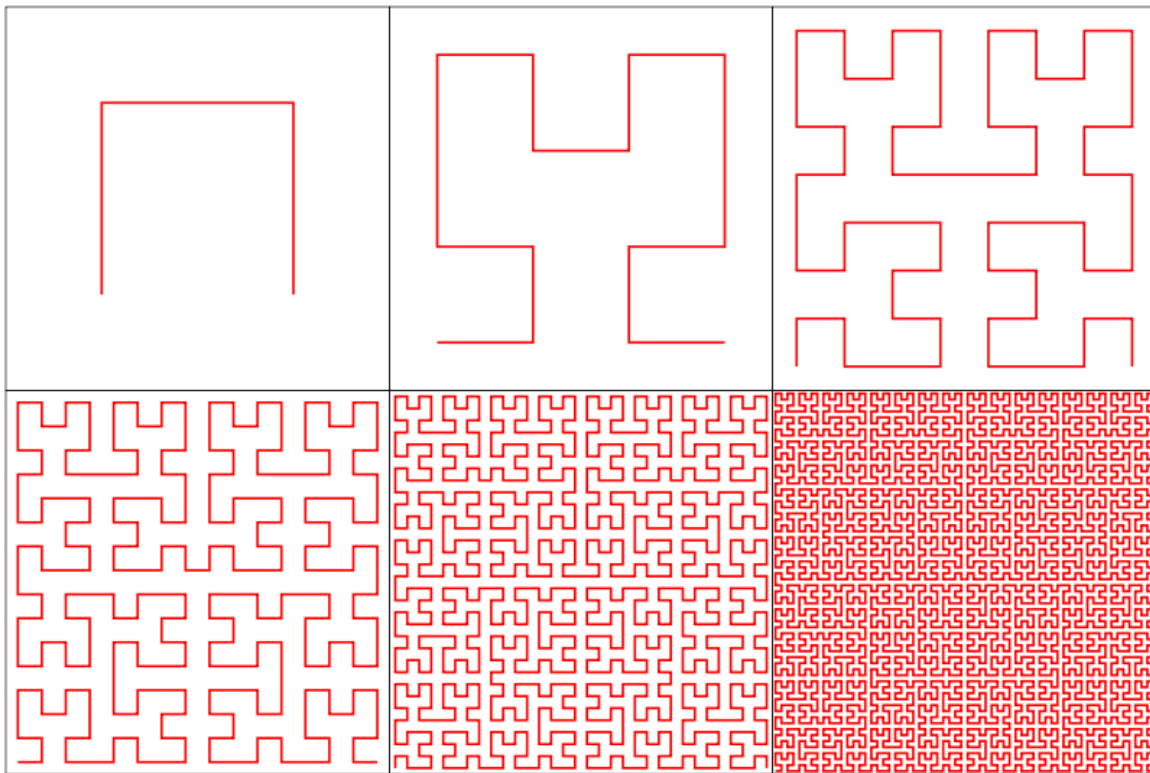


Figure 6. Hilbert Fractal Formation Steps

1.3.4. Fractal Tree

As part of the design of antennas and frequency selective surfaces (FSS), the fractal tree structure is also widely used. As shown in the figure below, there are three branches to a

tree fractal. Ternary trees have geometry similar to Sierpinski gaskets and are known as Ternary Trees. As shown in Figure 7-1, the triple tree geometry can be interpreted as a wire model corresponding to the fourth stage of the Sierpinski gasket fractal. Figure 1.5 illustrates how antenna design can be applied to some common fractal geometries. For miniature loops, patches, and microstrips, Minkowski Island and Koch Flake have been used primarily to develop and expand existing designs.

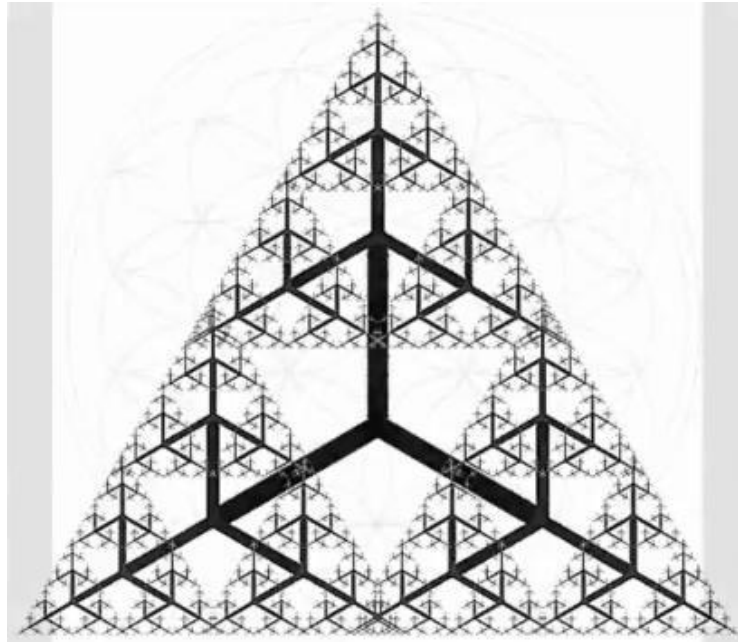


Figure 7. Fractal Tree

1.4. Fractal Background, Applications, and Motivations

In the modern era, fractals are used in a number of disciplines, such as physics, chemistry, biology, economics, geology, image processing, computer graphics, and antenna design, among others. A new and exciting topic in array techniques to reduce scattering in electromagnetic waves is the use of fractal geometry as a means to reduce scattering. It is the purpose of this research to use these mathematical functions to solve problems related to size, frequency, and multi-band antennas. Antennas have recently been designed using fractal geometry, which has been used as a design method as well. In the design of antennas, fractals have a number of advantages that encourage designers to use them as part of their design process. In terms of mathematics, there are many subtleties and complexities involved in fractal geometry. As a matter of fact, it has been tried here, with a brief review, to implement the approach when designing antennas, with promising results.

1.4.1. Antenna Design Using Fractal Structures

When it comes to the dimensions of the antenna as well as the wavelength of the signal, there is a close relationship between the two. In most cases, this is regarded as one of the most challenging limitations when it comes to designing antennas. The efficiency of an antenna is greatly reduced when its size is scaled down significantly compared to its operating wavelength. Additionally, its radiation resistance is also reduced, while the amount of reactive energy stored in its vicinity is significantly increased [7]. These two phenomena make it difficult for small antennas to adapt to feeding circuits. When they are adopted, they exhibit a very narrow bandwidth and a high-quality factor. An electric antenna of this type is called a small electric antenna. The numerical moment analysis performed by Dr. Kahn revealed that Minkowski's fractal rings have a low resonance frequency compared to their electrical size [8], [9], and [10]. The frequency range of an antenna is usually limited to around 10-40% of its central wavelength. As a result, antenna sizes are limited to about half or a quarter wavelength. It was long considered an inherent limitation, until 1961, when frequency-independent (broadband) antennas were proposed [11]. Frequency-independent antennas include spiral antennas, alternating logarithmic dipole arrays, etc. Antenna structure was taken into account regardless of scale (and therefore regardless of frequency) by using Mandelbrot's fractal theory [2]. These antennas can be designed using the self-similarity principle in fractal structures in order to improve their size-to-wavelength ratio. It was proposed in 1993 that fractals could be used to design arrays that operate across several frequency bands. When electromagnetic waves collide with fractal surfaces, Dr. Jaggar'd demonstrated special properties [12].

Developing antennas capable of operating across multiple frequency bands is a topic of recent interest in fractal antenna research. The design of small antennas is another application of fractals. Antennas with small sizes and wide bands, including frequency-independent antennas, have been developed in large numbers. An independent frequency antenna's major characteristic is its ability to return to fractal geometry. As we know, there are several self-similar antennas, known as fractal antennas, whose frequency-independent properties allow them to be organized as fractal antennas, such as logarithmic and helical antennas, although fractals are not responsible for the creation of these antennas [11].

There are a number of ways in which fractals can be used to miniaturize antennas, for example, by taking advantage of their ability to pack huge electrical lengths into small physical volumes [13] and [14]. The self-similarity property is also used when designing antennas. Depending on the geometry of the antenna, similar properties are graded in different frequency bands based on how they behave in those bands. A fractal structure is a structure that has a great deal of unique properties, which can be used to design antennas that can have very high performance.

An example of a fractal is a view of the boundary of the filling plane, which means that large electrical shapes are packed efficiently into a compact array of elements. With electrical lengths playing a much more significant role in antenna design, than they used to be, this packaging can be used as a successful and practical method of miniaturization to make antennas smaller and more efficient [14], [15]. By applying the general concept of fractals, different antenna elements and arrays can be created. It is possible to design antennas with multi-band or wide-band properties using fractals when using smaller resonant antenna elements. When using fractals in array antenna design, multiband or wide-band arrays can be developed as a result. Most fractals, as a matter of fact, are extremely complex, which allows us to be able to reduce the antenna's size by utilizing the details within the mathematical formula. Due to the fact that different parts of the antenna are similar to one another on different scales, they can even be able to reach several frequency bands of arrays, with the meaning of the full screen [15].

As a matter of fact, Dr. Kahn was the first person to develop an antenna element using fractals. He demonstrated that by applying the concept of fractals to an antenna element, the size of the antenna could be significantly reduced [5]. By studying the behavior of Sierpinski monopoles and dipoles, Puete was able to prove the multiband ability of fractals [2], [3], and [6]. Both the radiation pattern and the input return loss of Sierpinski monopoles are characterized by similar behavior over a wide range of frequencies. There are a number of other fractals that can be used to obtain ultra-wideband or multiband antennas [14] to [19]. Fractal antennas have the apparent practical advantage that they can be used as a resonant antenna in a smaller area, which is an obvious benefit.

1.5. Fractal Antenna Elements

Antennas such as dipole Koch, monopole Koch, Koch rings, and Minkowski rings can be reduced in size by using the fractal concept. Due to its self-similarity in geometry, the fractal concept can also be employed to achieve multiple bandwidths and increase each band's bandwidth, for example, Sierpinski bridge dies, Patch-and-counter slot and Fractal tree die bridge. Fractal structures can also be used to create wide-band responses, such as printed fractal rings. In Figure 1-7, several examples of fractal antenna elements are shown. Based on the general concept of fractals, arrays can also be designed and analyzed using fractal theory. Multi-band performance can be achieved with fractal arrangements or array elements [10], [14], and [19].

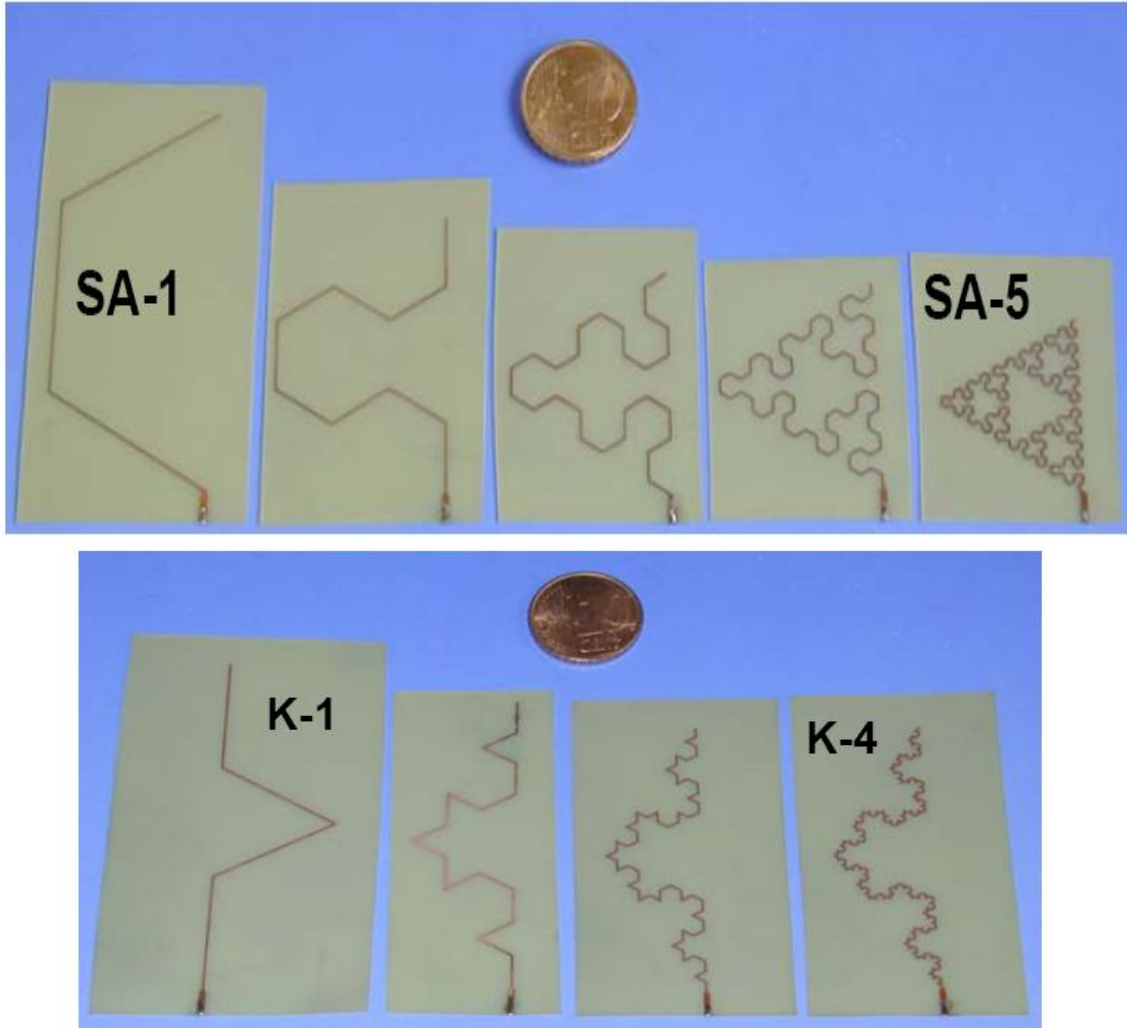


Figure 8 Some Examples of Fractal Antenna Elements [19].

1.6. Conclusion

Due to the idea of dimensions between fractal geometry and Euclidean geometry, a large variety of applications have been developed for fractal geometry. These include the development of characteristics of emitters and reflectors, which are employed in electromagnetic systems to demonstrate their properties. Thus, when compared with Euclidean geometry, the use of this geometry is likely to provide better results than doing so using Euclidean geometry. There are several advantages to fractal geometry over Euclidean geometry when designing antennas [1-10]. The reason for this is fractals' self-similarity, their high spatial complexity, and their ability to fill space efficiently [5-9].

Simple, regular shapes, such as circles, squares, and triangles, are the basic building blocks of Euclidean geometry [1-10]. Euclidean antenna designs are limited both in their ability to provide a large amount of surface area relative to their volume, as well as their ability to provide multiple paths for signals to reflect [1-10]. In contrast, fractal shapes are more

complex and irregular, and they are more efficient at filling space. The use of fractal shapes for antenna designs will result in greater surface areas compared to their volumes, which will lead to greater performance and efficiency [5-9]. The antenna's ability to receive and transmit signals can be further improved by using multiple reflection paths provided by fractals [1-10]. Fractal antennas, such as the Sierpinski fractal antenna based on the Sierpinski triangle, are examples [5-9]. Wireless communication systems require antennas with small volumes but large surfaces, so this antenna fits the bill. Additionally, Sierpinski fractal antennas have multiple reflection paths, which improve their receiving and transmitting abilities [1-10]. A fractal antenna can be operated over a wide frequency range, which is another advantage [1-10]. Since fractal shapes are spatially complex, they are capable of interacting with signals across wide frequency ranges. In wireless and cellular communication systems, fractal antennas are useful for applications requiring multi-band or broadband operation [5-9]. The design and manufacture of fractal antennas are relatively simple as well as offering the advantages described above [1-10]. As a result, fractals can be easily generated using computer software by using simple mathematical algorithms. A wide range of wireless communication applications can benefit from fractal antennas because they are cost-effective and efficient solutions [5-9].

The design of antennas can be facilitated by using fractal geometry instead of Euclidean geometry. Spatial complexity is increased, space is filled more efficiently, and multiple reflection paths can be provided for signals. The design and manufacture of fractal antennas are relatively simple, and they can operate across a wide frequency range. In comparison to Euclidean geometry, fractal geometry has these unique properties that make it an excellent choice for designing antennas. As a result, the aim of this project is to develop new fractal structures of monopole antennas, or to modify an existing fractal structure in order to achieve the best possible optimization in terms of performance.

Chapter Two

2. Design Methods of Printed Monopole Antennas for UWB applications.

2.1. Introduction

It requires its own design methods because printed monopole antennas have a special structure. These antennas lack a ground plane under the radiating element, so their three-dimensional symmetry is somewhat disturbed compared to vertical monopole antennas or simple microstrip antennas. As a result of this problem, traditional methods of analyzing and designing antennas, such as the microstrip transmission line method and the cavity model, are not effective anymore. Instead of considering the resonance frequency in monopole antennas, researchers examine how design parameters affect low-band edge frequencies and impedance bandwidths rather than the resonance frequency. A lower edge of the band's frequency depends on the antenna's maximum vertical height in the initial design. Broadband antennas are determined by how they match the impedance of different antenna modes with their feed lines [16-22]. HFSS, Computer Simulation Technique, is commonly used to analyze, design and optimize these antennas. Over the last few years, in addition to the usual design methods, a series of analytical formulas, along with a number of diagrams that can assist in the design of printed monopole antennas at low frequencies, have been suggested in addition to the usual design methods. This chapter presents a comprehensive analysis of the data collected. Several techniques have been introduced so far to improve the performance of these antennas, and we will examine them in the following chapters. Analytical methods will be used to improve the antenna's bandwidth, impedance matching, gain, pattern, and other characteristics. [21] and [22] demonstrate that software or experimental methods can be used.

2.2. Methods of Designing and Improving the Performance of PMA for UWB applications

In addition to having a broad bandwidth and an omnidirectional radiation pattern, the printed monopole antenna can be analyzed in two ways. A microstrip antenna, in which the ground plane is located under the radiating element, is assumed in the first method. There are two substrates used for printing the antenna. In the first case, it is air with a dielectric coefficient of 1, and in the second case, it is FR4 with a dielectric coefficient other than 1 (4.4 if this FR4 substrate is chosen). Based on this assumption, the printed monopole antenna is equivalent to an antenna that is placed on a substrate with a dielectric coefficient close to 1, and we know that this will result in a very wide bandwidth. In the second method, the printed monopole antenna is examined in the same way as the vertical monopole antenna. As we know, the vertical monopole antenna consists of a very large metal cylinder placed perpendicular to the ground. Its bandwidth increases as the radius of the cylinder increases. A printed antenna can be considered equivalent to a vertical antenna that has a large effective diameter and is surrounded by a dielectric material other than air. The last method calculates the low band edge in common structures for printed monopole antennas [22-30].

2.2.1. Design Methods for Ultra-Wideband Antennas at Low Frequency f_L

Square antennas, rectangular antennas, polygonal antennas, triangular antennas, circular antennas, and elliptical antennas are the most common designs and shapes of printed monopole antennas. As shown in Figure.9, there are a number of forms with different feeding structures. The shape of the antenna affects the radiation pattern and the efficiency of the antenna. The size of the antenna also affects the amount of radiation that is emitted. Different shapes, sizes, and feeding structures can result in different radiation patterns and efficiencies. Microstrip feed extension 1 and extension 2 are connected to the radiating element through microstrip feed. With a height of 1.6 mm and a loss tangent of 0.01, all these antennas are positioned on FR4 substrates. The shape of the antenna determines how the electromagnetic waves are radiated, while the size of the antenna controls the power that is radiated. Different antenna designs, such as microstrip feed extensions, will result in different radiation patterns and efficiencies. The height and the loss tangent of the antenna also affect the radiation pattern and efficiency, and these parameters are determined by the substrate material used to build the antenna. A modified version of the standard formula used for vertical cylindrical monopole antennas is modified

appropriately. It can estimate the low-frequency band edge frequency in printed monopole antennas.

In the first step, the relationship used in monopole vertical plane antennas is modified as follows: if L is the maximum height of the radiating element and r is the effective radius of the equivalent cylindrical antenna, the frequency of the lower edge of the band from Equation (2-1) is obtained. In this expression, r is obtained by setting the area of the cylindrical monopole antenna equal to the area of the desired planar antenna. In this expression, p is the horizontal distance of the end of the ground from the radiating element.

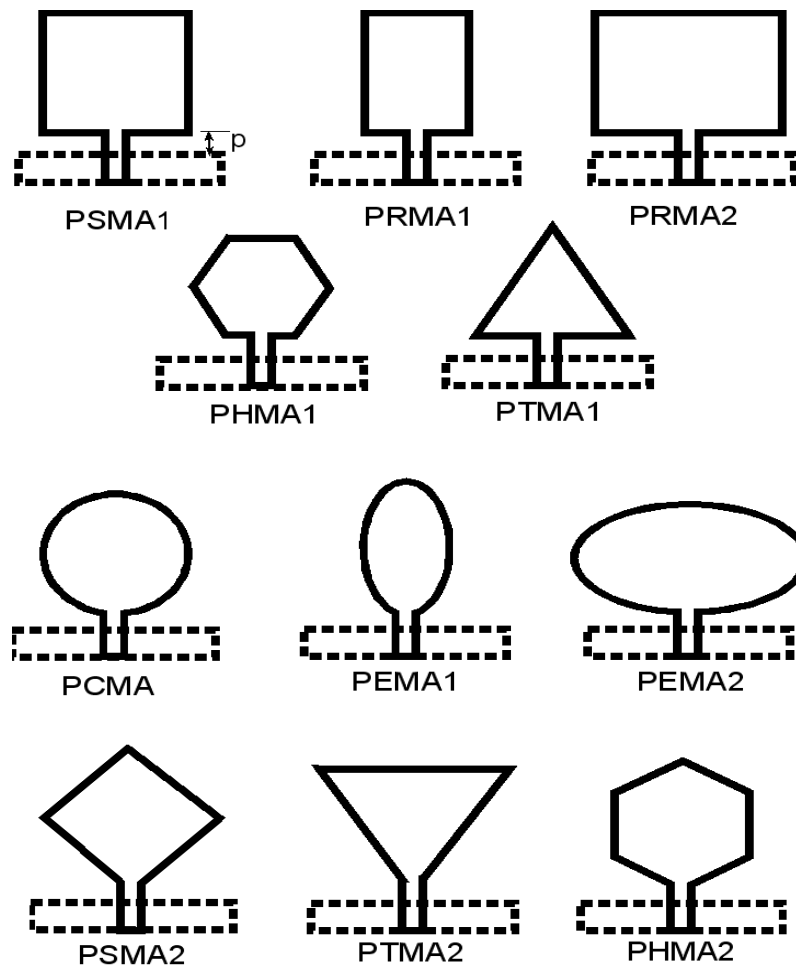


Figure 9. Common forms of printed monopole antennas with different feeding structure. These are different types of monopole antennas, each with a unique shape, used in various wireless communication applications. A monopole antenna is a type of radio antenna with a single conductive element, typically a metal rod or wire, that is fed with radio frequency energy at its base and radiates it into space. The shape of the antenna affects its radiation pattern, frequency response, and impedance matching, among other factors. Each of the antennas listed above has its own unique advantages and disadvantages, depending on the specific requirements of the application [1-40].

$$f_L = \frac{72}{(L+r+p)} \text{ GHz} \quad \text{Eq. (2.1)}$$

$$f_L = \frac{72}{(L+r+p) \times k} \text{ GHz} \quad \text{Eq. (2.2)}$$

The effective dimensions of printed antennas increase when the substrate has a dielectric coefficient greater than 1. Consequently, the lower band edge frequency will decrease. For the calculation of the low band edge frequency, equation (1-2) is modified into equation (2-2).

Figure 2.1 shows a printed monopole structure, and L and r can be calculated based on it. For a circular patch monopole antenna with radius A, $A_2 = L$ and $A = r/4$, and for an elliptical antenna 1, $A_2 = L$ and $B = r/4$, and for an elliptical antenna 2, $B_2 = L$ and $r = A/4$. The value of factor k can be calculated by applying the first-mentioned method to printed monopole antennas. In this case, the plane of the earth is assumed to be at infinity. With a maximum error of 10%, the experimental value of k for the FR4 substrate with a height of 1.6 equals 1.15 estimates the frequency of the lower edge of the band [20]-[30]. By applying the method to monopole antennas, the value of k can be determined based on the frequency of the lower frequency band edge. This is in addition to well as the height of the substrate. This value can then be compared to the experimental value of k, and if the error is within 10%, then it is considered an accurate estimate of the frequency.

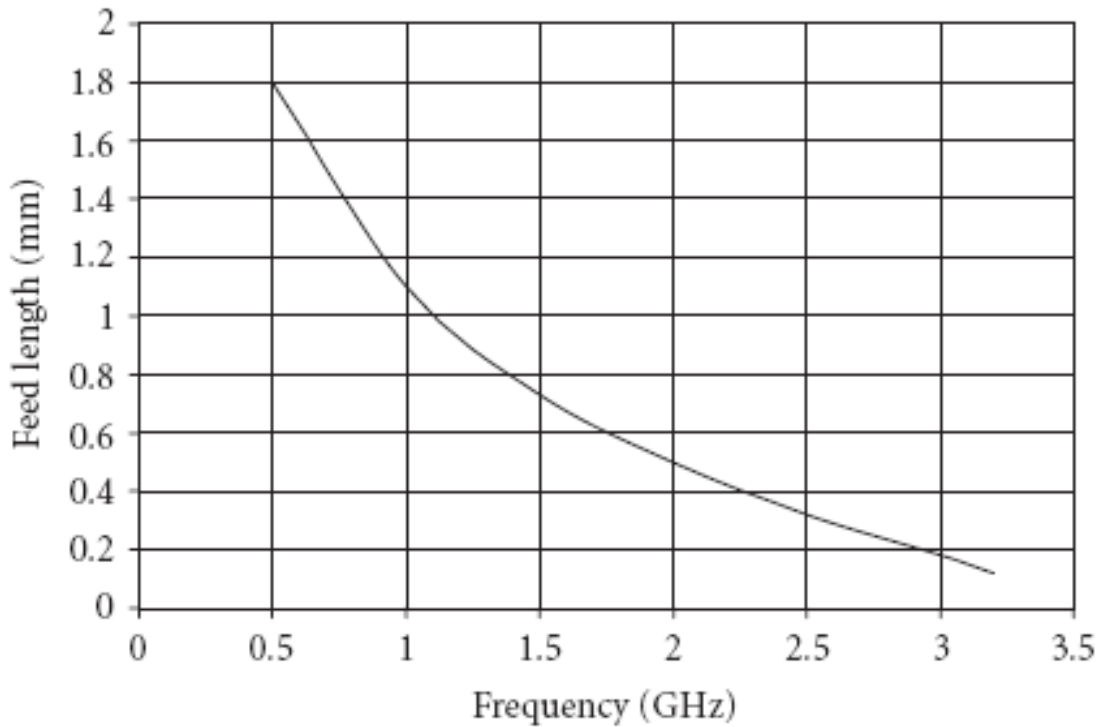


Figure 10. Changes in the length of p with the change of the frequency of the lower edge of the band in monopole antennas of group 2. [30]

The effective length of the feed line, p , is another parameter that is effective in determining the lower band edge frequency (f_L). In order to determine the p parameter, three parameters must be taken into consideration [30]:

- The degree of curvature of the final dividing line of the earth
- The curvature of the lower dividing line of the radiating element
- Distance between the ground's end and the radiating element's beginning.

As a result of these three parameters, the printed monopole antenna (PMA) is capable of matching the impedances of adjacent resonances simultaneously [10-30]. In order to achieve the desired impedance bandwidth and lower edge frequency, the parameters of this network must be optimized. An impedance-matching network's lower edge frequency can be increased by adjusting the capacitance of the inter-resonator capacitor. In Figure 2.1, the length of the p -value will be extra for antennas that have radiating elements of different shapes that are fed from other sources [10-30]. There are three common types of printed monopole antennas (PMA) based on this difference: In group 2.1-A, the feeding

line sees a sudden change in the edge at the entrance to the radiating element. The radiating patch and feeding line change slowly in the antennas of group 2.1-B. As shown in Figure 2.1-C, the patch is fed from the corner in the third category [10-30].

To obtain the desired p with the desired lower edge frequency (desired) and maximum impedance bandwidth, use the following method [10-30]. Based on the HFSS software, we consider all of the lower edge frequencies of the wireless network band, which is 0.5 GHz to 2.3 GHz [10-30]. To have the maximum impedance bandwidth, we need the optimal value of p in this interval. In order to determine the change in p according to a lower band edge frequency, we draw a curve [10-30]. This curve will be different for three different categories. Figure 2.2 shows the intended curve for the second category, namely PEMA and PCMA [30].

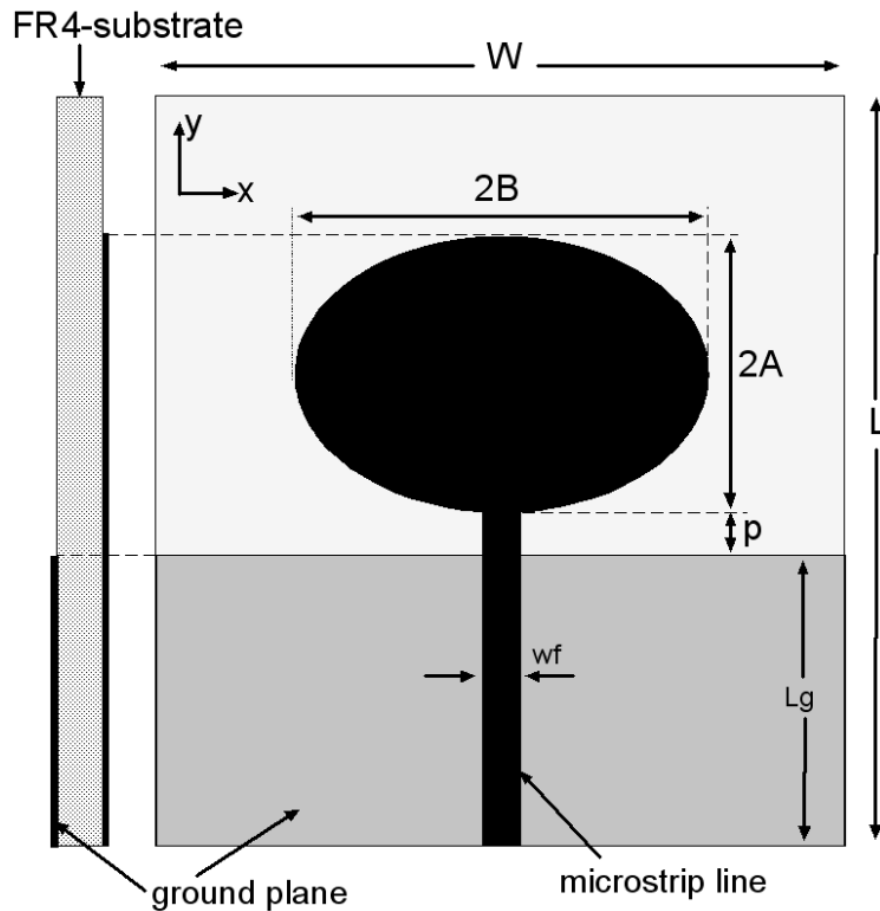
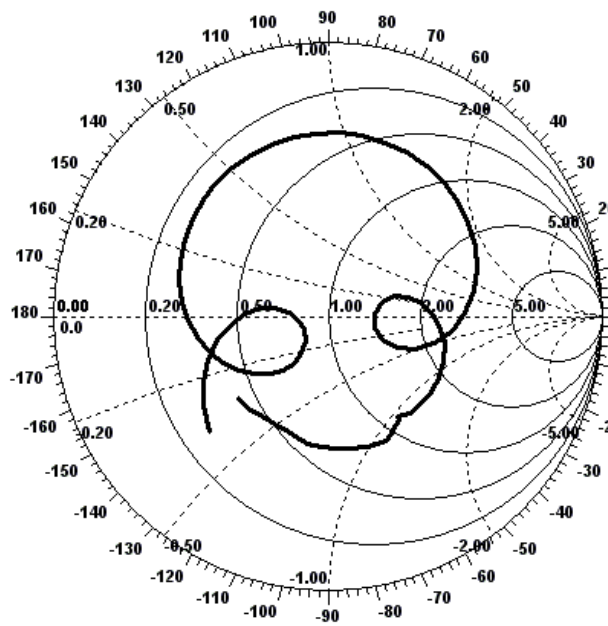


Figure 11. The structure of an elliptical monopole antenna [30-33].

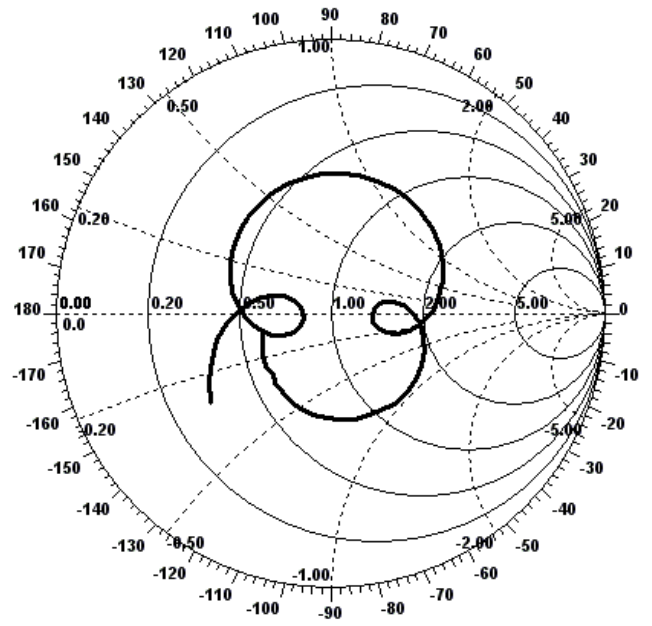
2.2.2. Basic Method for the High-Frequency (f_H) Design of UWB Printed Monopole Antennas

A printed monopole antenna is equivalent to a vertical cylindrical monopole antenna with a large radius, as previously mentioned [30-33]. The metal radiating element is then excited to exhibit various high-order current modes in accordance with this assumption. The antenna feed must be optimal, and its transverse dimensions must be large enough for all existing resonant modes to have a high impedance bandwidth [30]. Consequently, they undergo less change in impedance during resonance [2-33]. All parameters of the antenna, including its size and shape, should be optimized so that the impedance of all resonant modes is placed within the VSWR=2, unit circle on the Smith diagram. It will be possible to obtain a wide impedance range with this work. An example of an elliptical monopole antenna is used to explain and prove this problem [30-33].

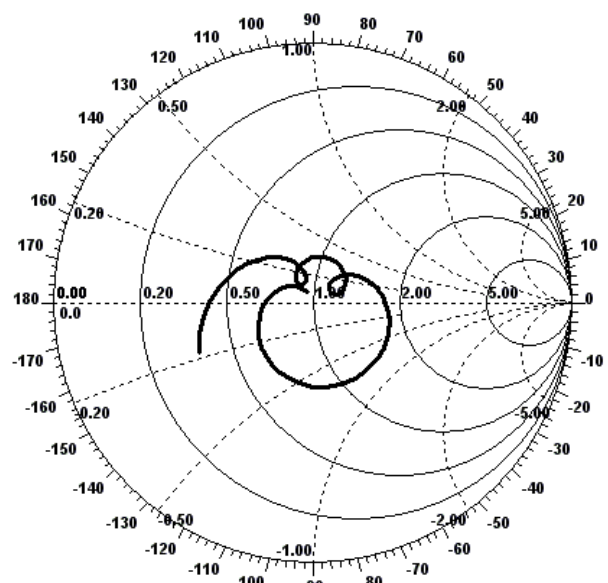
In Figure 2.3, the antenna is shown as an elliptical radiation element with a major diameter of A_2 and a minor diameter of B_2 , which is mounted on an FR4 substrate with a dielectric coefficient of 4.4, a height of 1.6 mm, and a loss tangent of 0.01. By using the curve of Figure 2.2, the length p is determined to have a lower band edge frequency (f_L) of 1.1 GHz equal to 1 mm. In order to maintain a constant input frequency, we keep the main diameter of the oval patch at $A_2 = 4.8$ cm [30-33]. Four different values of B_2 , 10, 20, 40, and 52 mm were selected [30] to examine how changes in the transverse diameter of the radiation patch affected the input impedance and the bandwidth of the impedance. As shown in Figures 2.4 and 2.5, the monopole antenna structure with the four mentioned values has been parametrically analyzed using HFSS software up to a frequency of 5 GHz, indicating where impedance changes occur in the Smith diagram and the corresponding return loss diagram. It is evident from the Smith diagram that the radiating element at $B_2 = 10$ mm behaves like a monopole wire antenna [30-33]. The impedance difference between several different resonant rings, as well as within the rings themselves, is very large [30-33]. Each of the rings represents one of the resonant modes of the radiating elliptical element. In order to reduce the impedance changes in B_2 , it is necessary to increase its transverse radius. As a result, the rings become smaller and closer together, which increases the impedance bandwidth. Figures 4a to 4c [30] illustrate these changes [30-33].



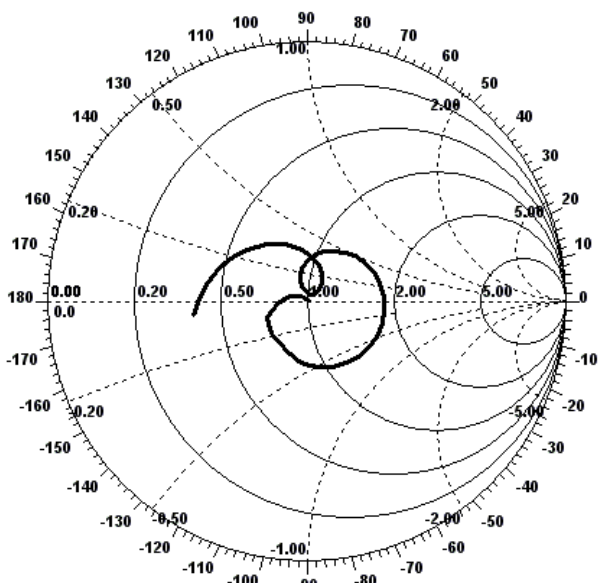
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 12: Smith diagram for four elliptical monopole antennas with A_2 and $B_2 = 48$ mm: (a) 10 mm, (b) 20 mm, (c) 40 mm, (d) 52 mm [30-33].

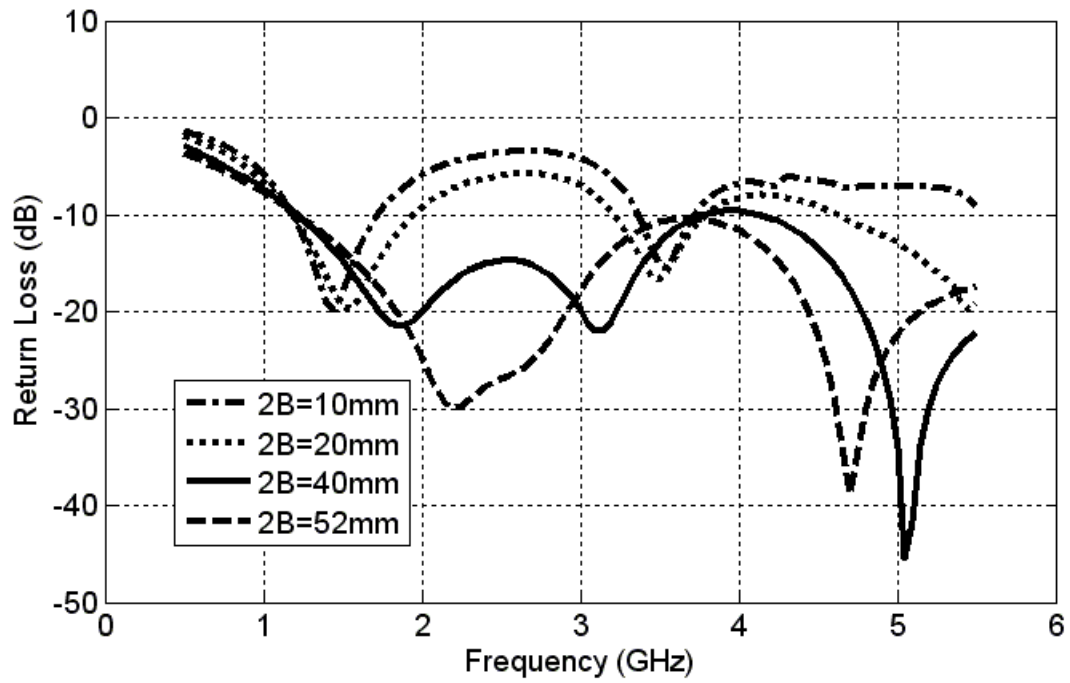
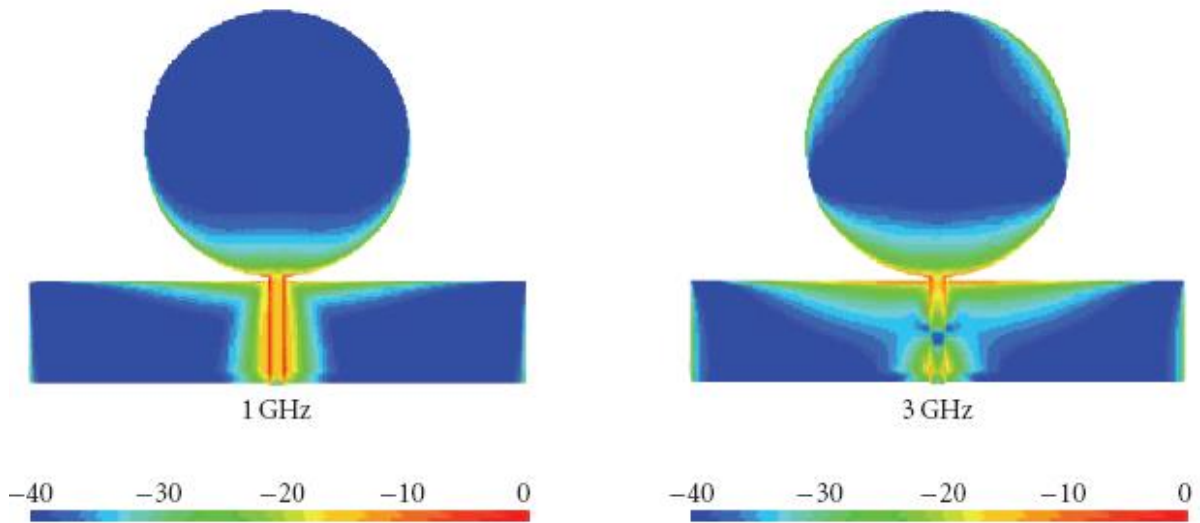


Figure 13: Return loss diagram for four elliptical monopole antennas with $A_2 = 48\text{ mm}$ and B_2 variable [30-33].



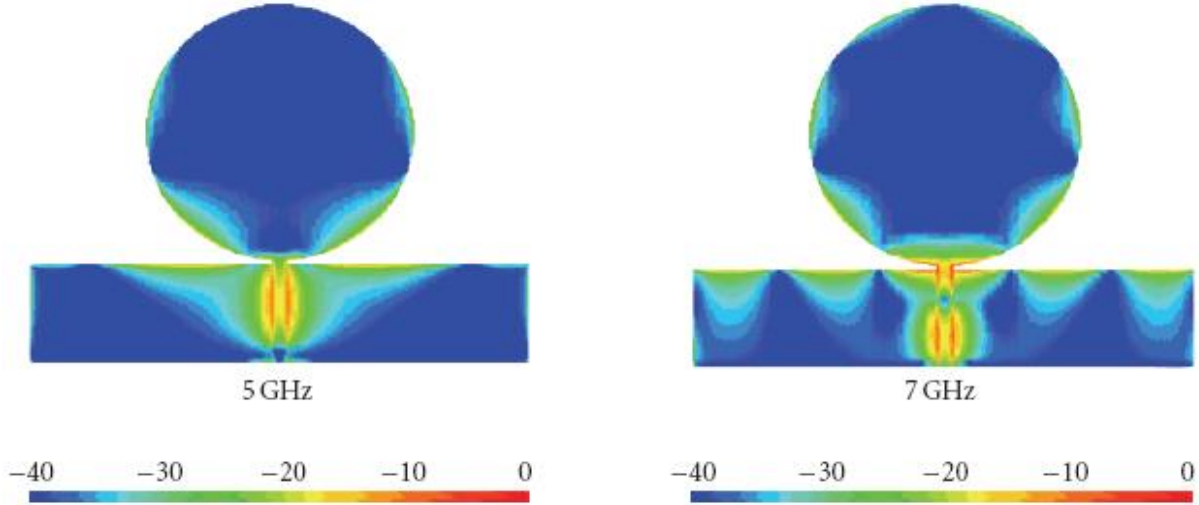


Figure 14: Surface current distribution on the radiating element and the antenna ground for the structure of the elliptical monopole antenna with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm at frequencies 1, 3, 5, and 7 GHz [30-33].

A graph of the changes in return losses in relation to frequency and the four mentioned parameters is illustrated in Figure 2.5. As part of the next step, we will examine the distribution of surface currents in the radiating element and the ground below the antenna that is optimized with the values of $A_2=48$ mm and $B_2=48$ mm, up to a frequency of 16 GHz.

Figure 2.6 illustrates the results of this analysis. A distribution of the surface current of the antenna at 1 GHz around the first resonance frequency is shown in figure 2.6.A [30-33]:

Only the first half cycle of the surface current is seen at this frequency, representing the main resonance mode around the elliptic element and in the feeding area. Alternatively, the current on the ground is distributed around the upper edge and demonstrates the importance of length p during optimization [30-33]. Figure 2.6.b shows the current distribution at 3 GHz frequency: the number of current cycles is three times the original frequency. According to Figure 2.6, increasing the frequency to 5 and 7 GHz multiplies the number of current cycles, but reduces the current amplitude. This causes the current to spread out to the other edges [30].

Antenna gain and radiation pattern are examined in the following sections. The radiation pattern diagram in Figure 2.7 shows antennas operating at 2, 6, 10 and 14 GHz in the H plane. It can be observed that the single-pole wire antenna pattern is omnidirectional at low frequencies (the ideal state for single-pole wire antennas) [30]. As frequency increases, the pattern's directivity increases, while at the same time the cross component gradually

becomes larger and can be measured at a frequency of 14 GHz. Moreover, Figure 2.8 shows the antenna radiation pattern on the E-plane at the mentioned frequencies. As can be seen in this figure, at low frequencies, the E plane pattern takes on the shape of a number 8 (ideal for monopole wire antennas), and as frequency increases, it becomes more skewed and has a larger cross component [30-33]. This antenna's radiation gain and efficiency are also shown in Figure 2.9. Gain increases with frequency until saturation occurs. Radiation efficiency decreases from 100% to 80% as the frequency range increases from 1 to 15 GHz [30-33]. With an increase in frequency up to 6 GHz, the antenna's effective area has increased [30-33]. This results in an increase in gain of 1.84 dB to 7.7 dB, but as radiation efficiency decreases, the gain rate increases in 0.5 dB between 6 to 15 GHz.

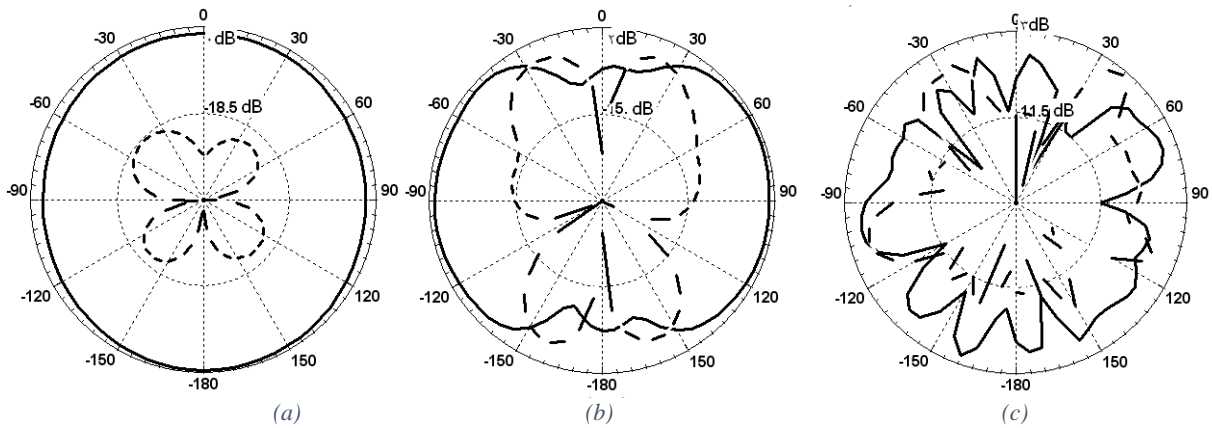


Figure 15: The radiation pattern of the H plane for the elliptical monopole antenna structure with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm at frequencies (a) 1, (b) 6 and (c) 10 GHz [30].

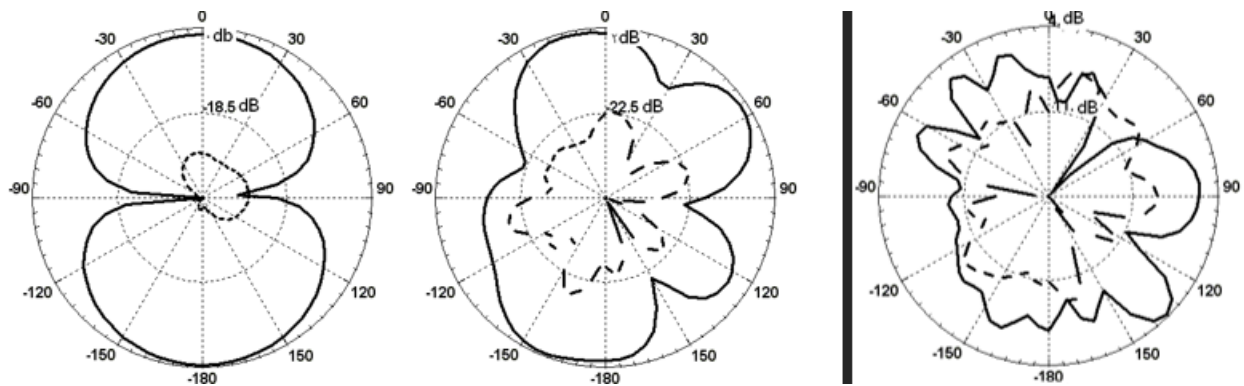


Figure 16: E plane radiation pattern diagram for an elliptical monopole antenna structure with $A_2=48$ mm and $B=52$ mm at frequencies (a) 1, (b) 6 and (c) 10GHz (From left to right, respectively.) [30-33]

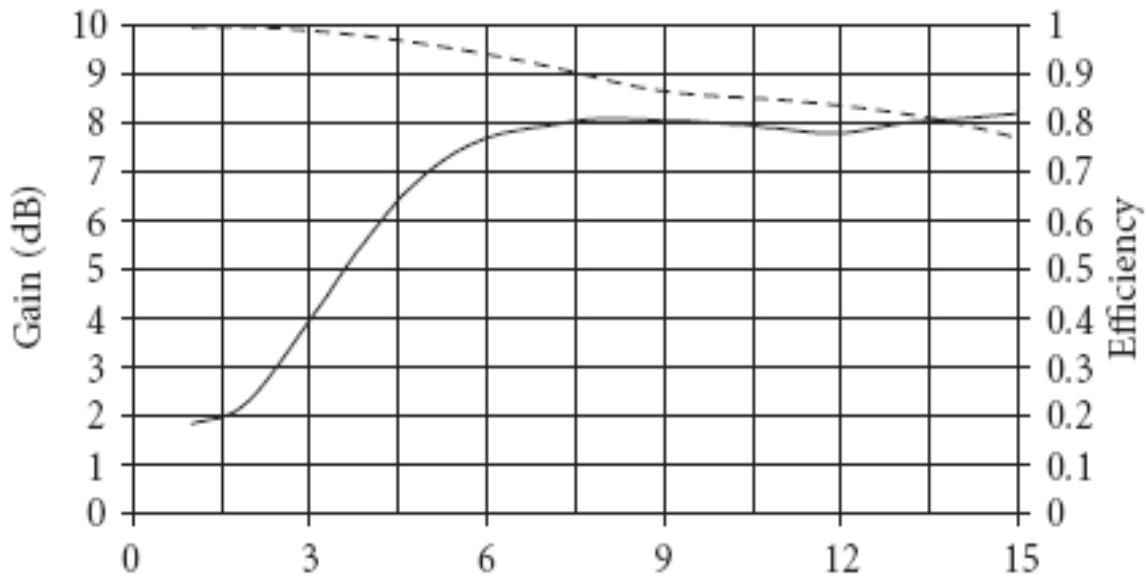


Figure 17: Gain and radiation efficiency of an elliptical monopole antenna with $A_2=48$ mm and $B_2=52$ mm [30].

2.2.3. Printed Monopole Antennas with an Annular Radiation Elements

A higher surface current density is found in the environment of the radiation element than in other areas, as explained in [Section 2.1](#). A radiation element with an elliptical shape can be used in the antenna structure instead of a complete elliptical element [30, 31-33]. This work allows for the use of other RF elements in the antenna, and at the same time, by adjusting the internal radius (r) of the ring antenna, the antenna's ultra-wide band performance is maintained, as well as reducing the amount of metal used. It is also possible to increase the radiation efficiency as well as reduce the heat loss of the antenna. An example of the ring antenna structure described in reference [25] is shown in Figure 2.1. In Figure 2.11, we see the effects of parametric analysis to determine r . From these graphs, it can be determined that $r=4.5$ mm [30].

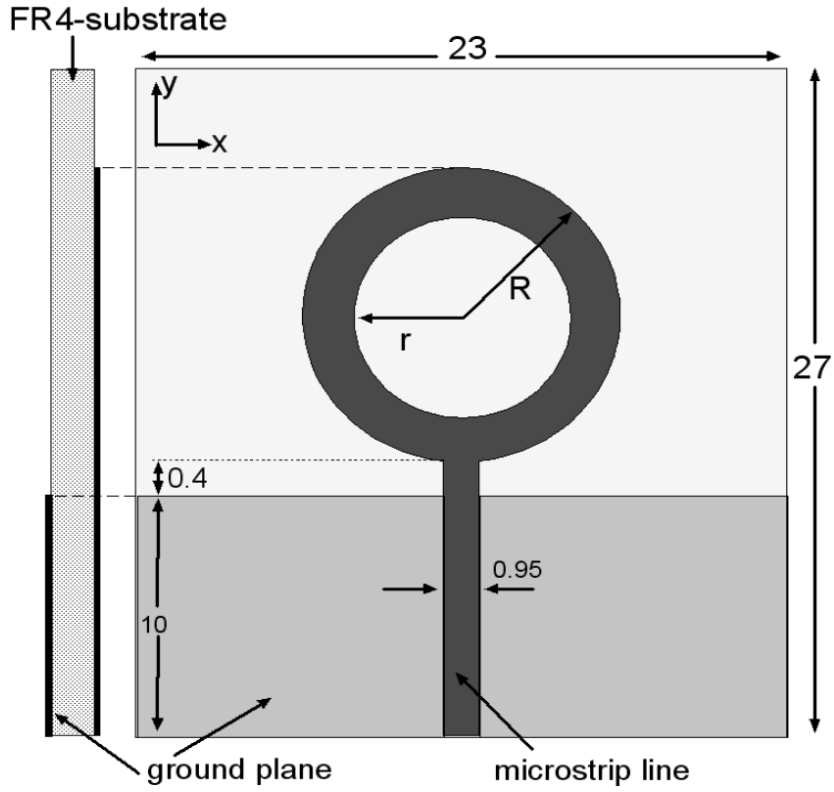


Figure 18 :The structure of the ring monopole antenna [25].

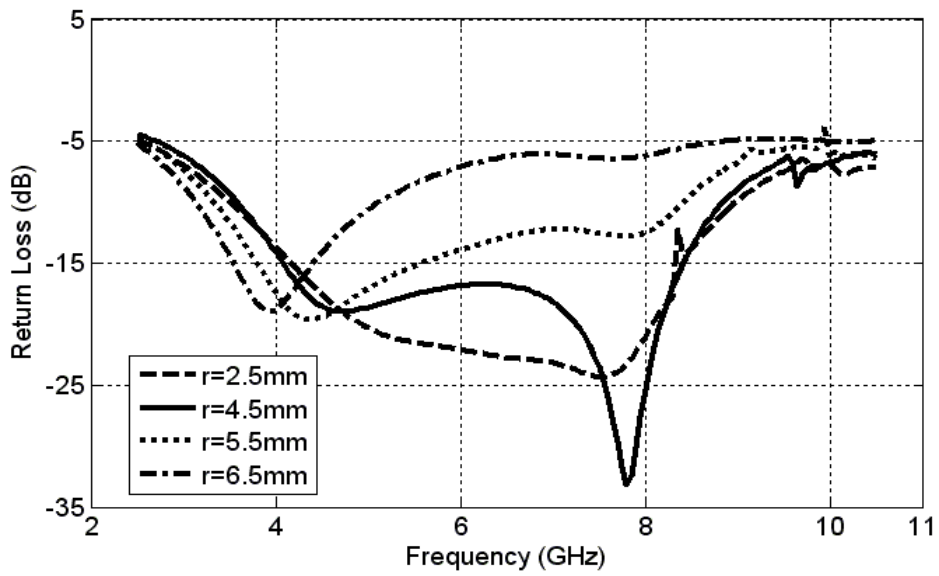


Figure 19: The diagram of changes in the return loss of the antenna Figure 2-10 [25] based on the change in the inner radius r .

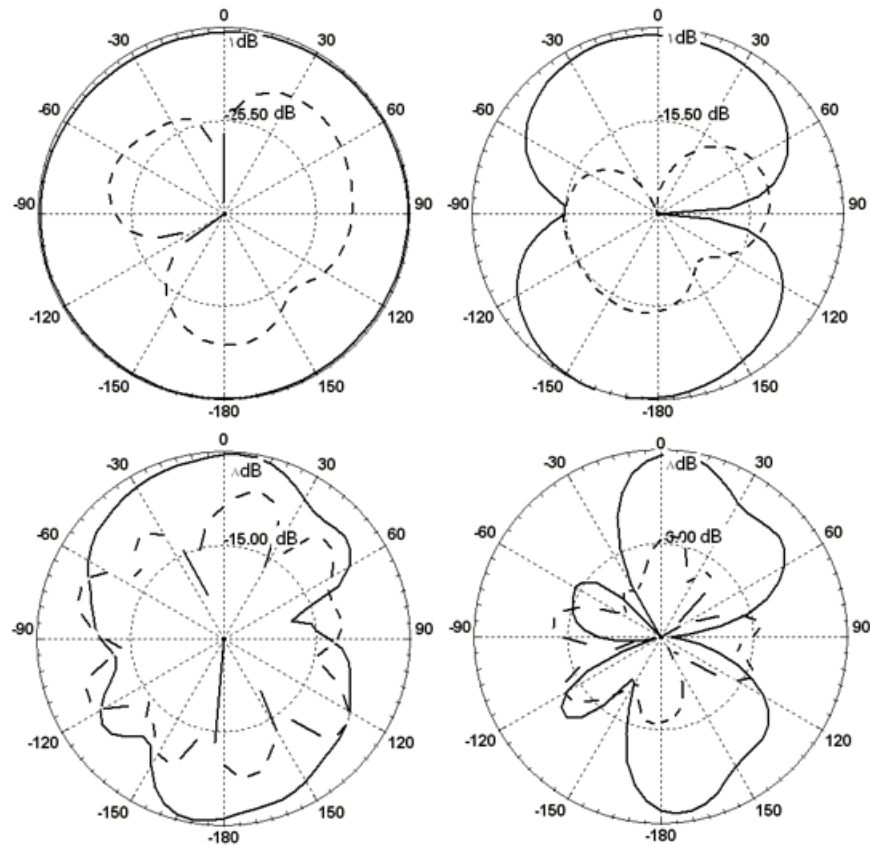


Figure 20 : Antenna radiation pattern of Figure 22-2 [25] in: (a) H plane at 3.5 GHz frequency, (b) E plane at 3.5 GHz frequency, (c) H plane at 10 GHz frequency and (d) E plane at 10 GHz frequency (from left to right clockwise) [30].

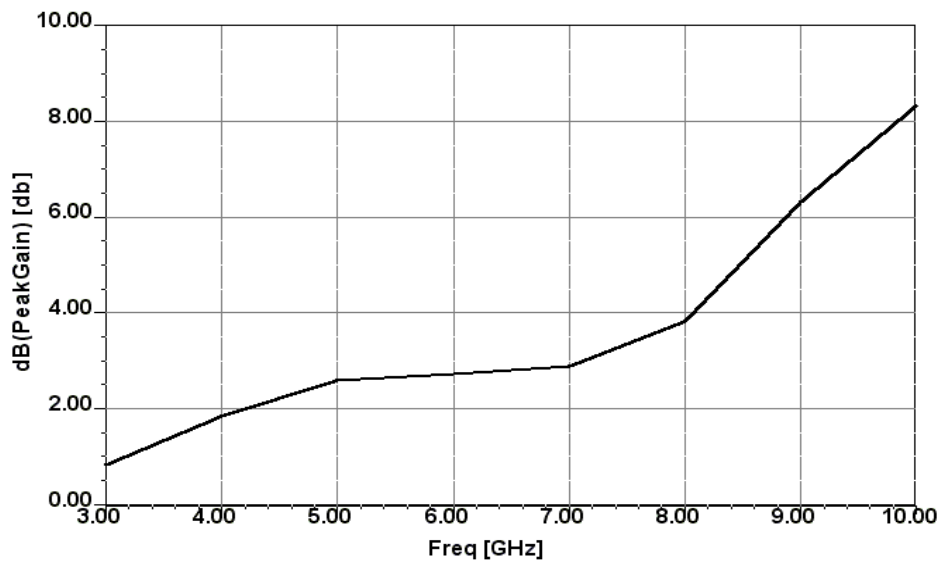


Figure 21 :Gain diagram for antenna 2-10 [25,30].

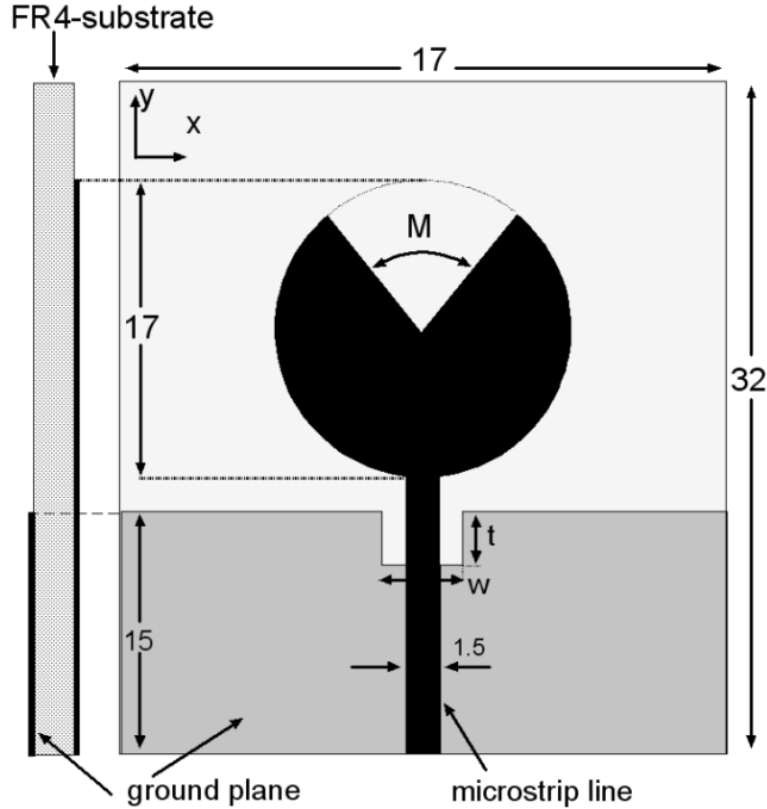


Figure 22: The structure of a circular antenna with a symmetrical cut in the radiating element [26,27-33].

2.2.4. Symmetrical Sector Cut in Antenna Radiation Elements

As shown in Figure 2.14, a monopole antenna with a symmetric radiating element can be constructed. Reference [26] provides the design of this structure and how to examine it. A circular radiation element with a radius of 8.5 mm is located on a FR4 substrate with a height of 0.8 mm in this structure. Antenna dimensions and other characteristics are shown in figure 2.14. A change in antenna return loss with M size can be seen in figure 2.15. By increasing the angle M from 0 to 180 degrees, the bandwidth of the impedance has increased by 6%. In addition, the frequency of the lower frequency band edge of the band has increased by 25%. Our study of antenna radiation patterns at resonance frequencies of 4 and 10 GHz depends on choosing $M = 80^\circ$. A comparison can be made between Figures 2.16 and 2.17. This is because the H plane radiation pattern is omnidirectional at all band frequencies. The E plane radiation pattern is reminiscent of the ideal monopole radiation pattern found in antennas across all band frequencies. Figure 2.18 shows an antenna gain diagram. The 4 and 10 GHz resonance frequencies enable us to compare the relative gains of the antenna in the E and H planes. We can observe that the

E plane gain is higher than the H plane gain, which is consistent with the behavior of a monopole antenna. The antenna gain diagram in Figure 2.18 provides further evidence of this, as it shows the maximum gain in the E plane and the relatively lower gain in the H plane. Throughout the whole frequency bandwidth, the antenna gain requirements change by about 4 dB [26, 30].

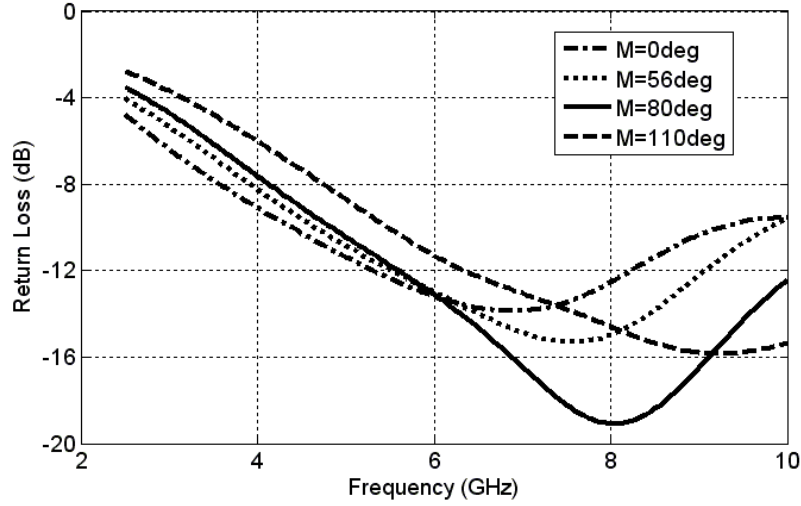


Figure23 :The diagram of changes in return loss of the antenna Figure 2.14 [26] based on the change in M angle.

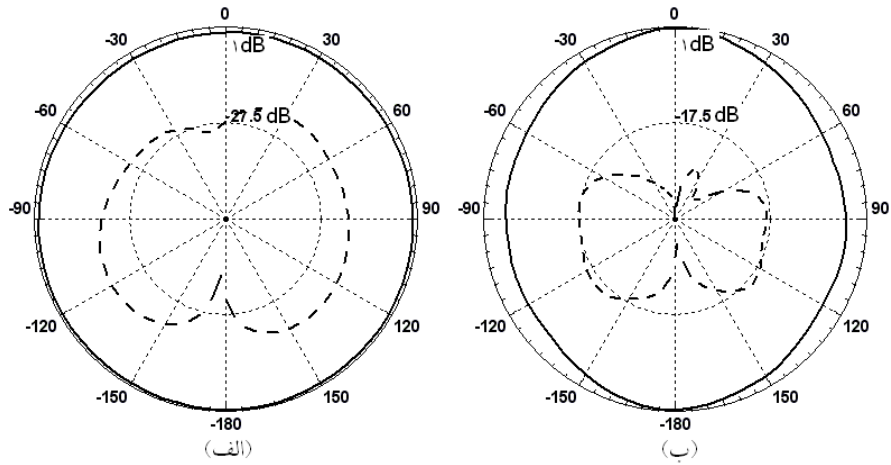


Figure24 :The radiation pattern of the antenna in Figure 2.14 [26] in H-plane at frequencies: (a) 4 and (b) 10 GHz.

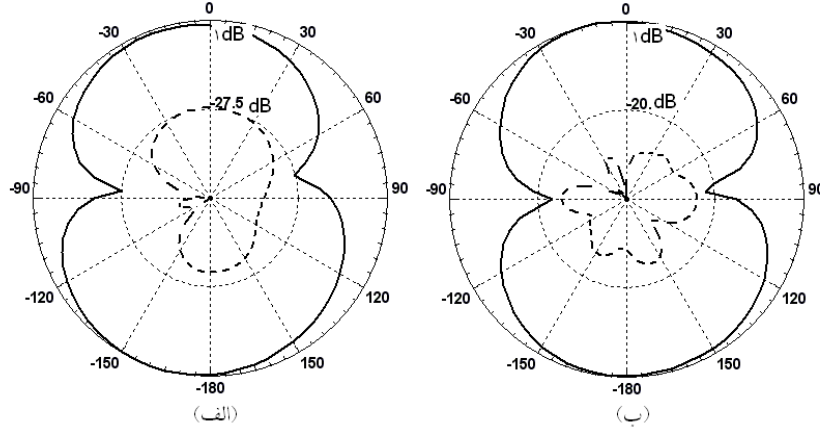


Figure 25: The radiation pattern of the antenna in Figure 2.14 [16] in plane E- at frequencies: (a) 4 and (b) 10 GHz.

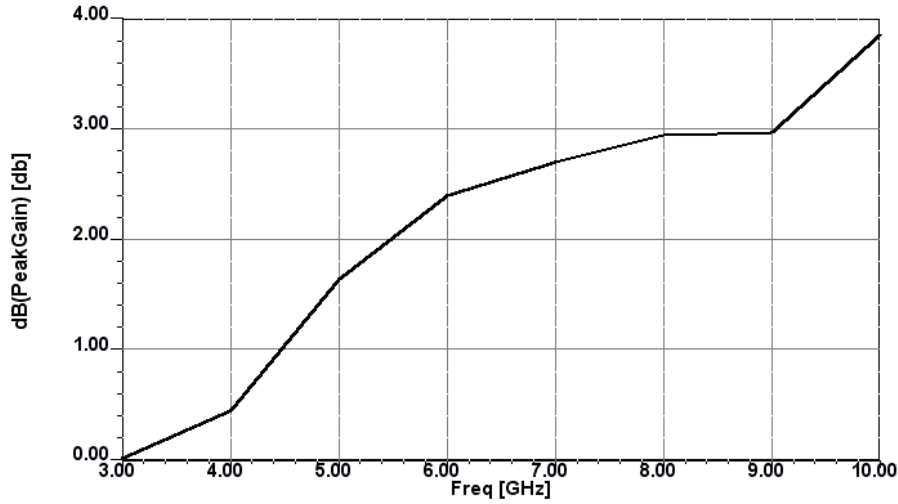


Figure 26: Diagram of gain changes for the antenna in Figure 2.14 [26].

2.2.5. E and EC Monopole Antennas

The purpose of this section is to introduce two types of monopole antennas based on a novel point of view for the analysis of monopole antennas [27]. In Figure 2.19(a) and 2.19(p), the radiating element of the antennas is created by removing the common plane of two circles or an oval from the larger plane, and they are called E monopole antennas [27-30]. They are called EC antennas because their radiating element complements the E structure in Figure 2.19(b) and 2.19(c) [27-30]. This antenna has a gap between the radiating element and the ground, and the gap affects its performance for UWB [27-30]. An antenna's lower edge frequency is determined by the opening of this gap, and the gap opening should equal $\lambda/2$ of the desired lower edge frequency [27-30].

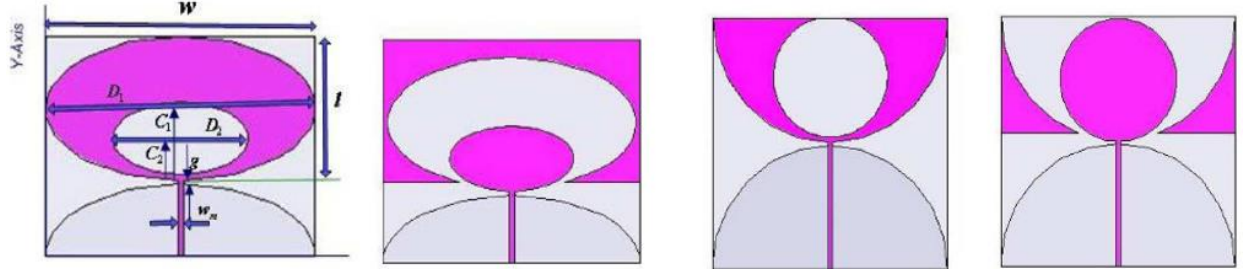


Figure 27. Ultra-wideband monopole antennas: (a) Elliptical antenna E, (b) Elliptical antenna EC, (c) Circular antenna E, and (d) Circular antenna EC [27].

Detailed instructions for designing the feeding line can be found in [28-30]. It is necessary to specify the substrate's height and dielectric coefficient in this method. As shown in Figure 2-19 with w_m , the feed line width is chosen so that its characteristic impedance is 50 ohms. This is done in order to ensure that signal power is efficiently transferred between the transmitter and the receiver. With the dielectric coefficient and the substrate's height specified, the feed line's width can be determined to provide an impedance match between the source and load. This will allow maximum power transfer. First, calculate the effective dielectric coefficient for the combination of substrate and air based on the frequency of the lower edge of the band (f_L). The first order approximation is used to calculate the effective dielectric coefficient, and in this case, $\epsilon_{\text{eff}} = 2/(\epsilon_r + 1)$ in higher order approximations. The height of the substrate and the working frequency of the antenna are also used in the calculation of ϵ_{eff} . They are effective and have been omitted here. Based on the design method mentioned in [29, 30], the length and width of the radiating element apart from the feeding structure are chosen to be equal to the quarter $\lambda/4$ and half of the effective electric wavelength $\lambda/4$ at the frequency f_L , respectively.

Therefore, $w = c/(2\sqrt{(\epsilon_{\text{eff}})f_L}) = \lambda_{\text{eff}}/2$ and $l = c/(4\sqrt{(\epsilon_{\text{eff}})f_L}) = \lambda_{\text{eff}}/4$ and based on this selection of dimensions, $w = 1D$ and $w = 2D/2$ will be. Thus, in ellipses, the diameter ratio equals $0.5 = 2R = 1R$, and in circles, it equals 1 [29, 30]. A semi-circular ground plane is selected for circular antennas and an oval ground plane for semi-elliptical antennas, as shown in Figure 2.19. The semi-circular ground plane is chosen for circular antennas because it provides the same electrical properties as a full circle does, but with a much smaller footprint [29]. The oval ground plane for semi-elliptical antennas is chosen because it provides a larger area for the antenna to radiate, allowing for more power to be transmitted. Additionally, the oval shape provides a more efficient method of radiating the signal, as its length is equal to the wavelength of the signal, allowing for more efficient radiation of the signal [30]. This allows the earth's curvature to match the radiation element, improving the impedance matching, as discussed in Section 2.2.2.

In addition to choosing the center points of small and large circles, ellipses, and arcs of the antennas, we ensure symmetry is maintained in the structure. Their horizontal distance from the ground in E antennas equals $C_1 = R_1 D_1 / 2$ and $C_2 = w_m + R_2 D_2 / 2$, while in

EC antennas it equals $C_2=R_2D_2/2$ [30]. A DuPont 951 substrate with a dielectric coefficient of 7.8 and a loss tangent of 0.0015 is used for the first structure in this section. Considering the frequency f_L equal to 2.5 GHz, Table 1-2 presents the design parameters for the four antennas of Figure 2.19 using the aforementioned design relationships. HFSS software optimized the four structures for return loss less than 10 dB and impedance bandwidth between 3.1 and 10.6 GHz based on the optimization results. The DuPont 951 substrate was chosen because it had low loss tangent and dielectric coefficient values which would lead to better antenna performance [30]. The frequency of 2.5 GHz was chosen to ensure that the antennas had the desired impedance bandwidth. The parameters in Table 1-2 were designed using the design relationships and the antennas were optimized with HFSS software to ensure that they had the desired return loss and impedance bandwidth. As well as the results of the formulation, Table 1-2 shows the results of this optimization [30].

Table 1-2 shows that the difference between computer analysis and formulation is less than 10%, which indicates that the relationships are almost accurate. As can be seen in Figure 2.19, the return loss diagrams for four monopole antennas are shown based on their frequencies [30]. Figure 4 shows that all four structures operate in the ultra-wide band and cover the impedance bandwidth between 1.3 and 10.6 GHz, with E antennas having a lower frequency at the lower edge of the band than EC antennas [30]. This indicates that the computer analysis and formulation of the monopole antennas have been able to accurately replicate the physical structures, as the difference between the two is less than 10%. This is further supported by the return loss diagrams, which show that the antenna structures operate in the ultra-wide band and cover the impedance bandwidth between 3.1 and 10.6 GHz. This suggests that the computer analysis and formulation of the monopole antennas have been able to accurately reproduce the physical structures and their performance over a wide frequency range [30]. In Figure 2.20, we can see the three-dimensional pattern of the monopole E antenna. At low frequencies, this pattern is ideal, as with other monopole antennas [30, 31-36]. Furthermore, the monopole E antenna exhibits an omnidirectional radiation pattern within the entire ultra-wide band, making it suitable for a variety of applications. The pattern becomes distorted or multiple zeros appear with increasing frequency. The rest of the E and EC structures are also similar [30]. However, the monopole E antenna is still very useful in terms of its benefits despite the distortion in the higher frequency range. Its omnidirectional radiation pattern and wide frequency range make it a great choice for multiple applications [30].

Table 1-2: Monopole antenna design parameters calculated and optimized

Parameters	Calculated	Opt. E Elliptical monopole	Opt. E Circular monopole	Opt. EC Elliptical monopole	Opt. EC Circular monopole

w	28/6	30	30	30	30
l	14/3	15/5	16	15	15
D_1	28/6	30	28/6	29	28/5
D_2	14/3	14	13	13/2	13
w_m	1/2	1/2	1/25	1/15	1/15

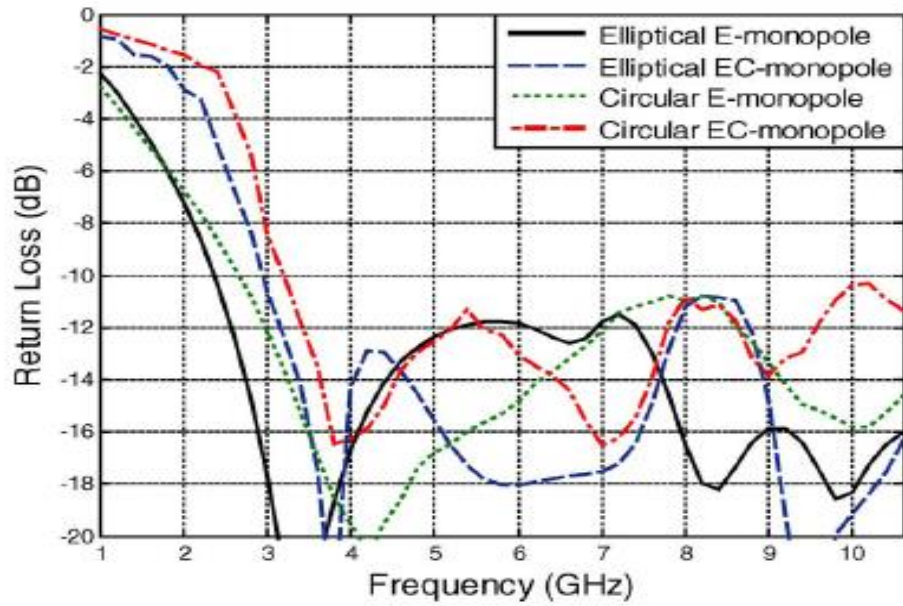


Figure 28: Comparison of return loss diagrams of four monopole E and EC antennas based on frequency [30].

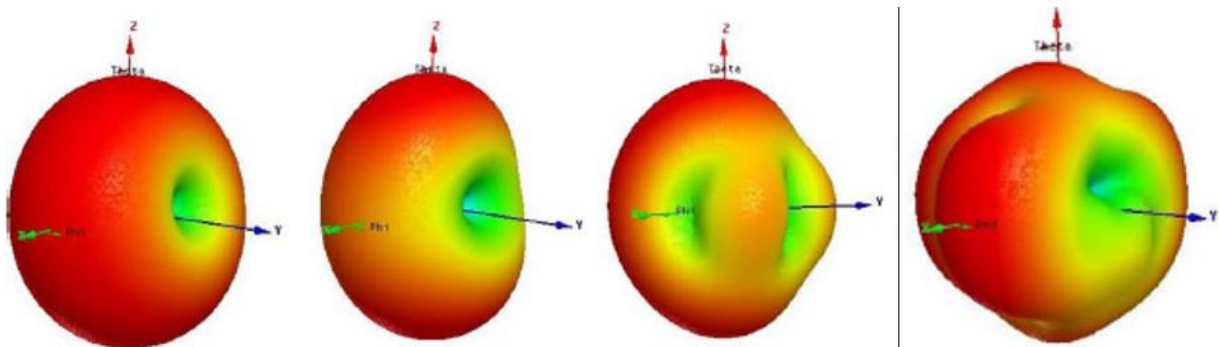


Figure 29: Three-dimensional radiation pattern of monopole antenna E at frequencies (a) 3, (b) 5, (c) 7 and (d) 10 GHz (left to right, respectively) [30].

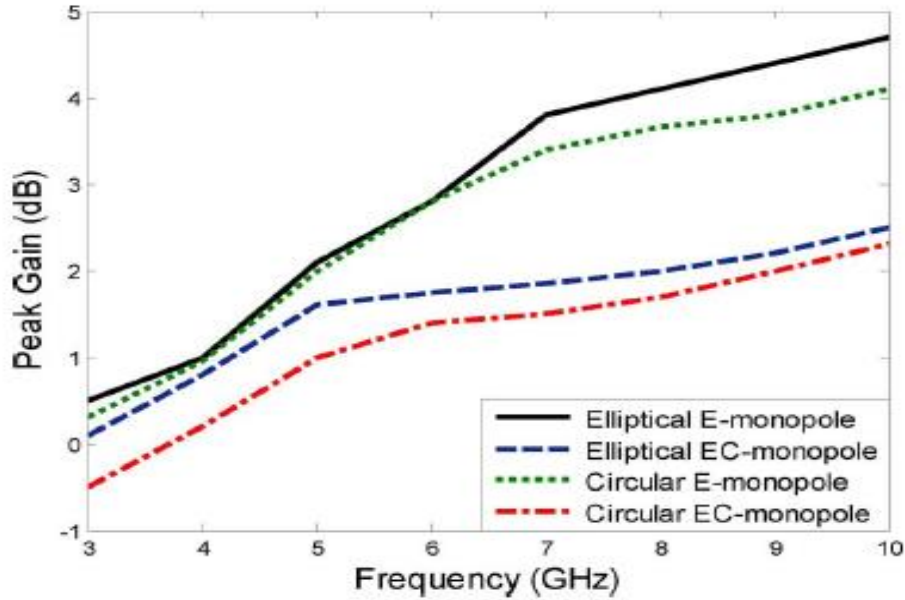


Figure 30: Four monopole antennas and their gains based on frequency [30].

Figure 2.21 shows the gain changes of monopole antennas based on frequency. According to this figure, the gain changes for E antennas in the UWB frequency range are between 0.5 and 4.7 dB and for EC antennas between -0.5 and 2.5 dB. As a result of these changes, E antennas have a higher overall gain than EC antennas. Figures 2.22 to 2.24 show the simulation results with dielectric coefficients and height with the design parameters for two other sub-layers in Table 2-2 to verify the accuracy of the design relationships. The results of the simulations show that the gain of the E antennas is higher than that of the EC antennas across the entire UWB frequency range. This is due to the fact that the dielectric coefficient and height of the two antennas are different, which affects the impedance and therefore the gain of the antennas. There are different substrates [30]. The graphs above show that at low frequencies and with low dielectric coefficients, changing the height of the sub-layer has a very small effect, while at higher frequencies and with higher dielectric coefficients, the effect becomes more pronounced. It has been assumed that the lower edge of the band has a fixed frequency. We consider the substrate with a coefficient of 7.8 and a constant height of 0.5 mm, changing the frequency of f_L from 1.5 to 3 GHz. This return loss diagram shows the effect of these changes at frequencies between 1 GHz and 6 GHz. Based on the graph, it can be seen that f_L differs by about 5% from the assumed frequency. Considering the sum of these results, the presented formulation accurately simulates UWB monopole antenna performance [30]. For instance, the return loss in the diagram is lower than -10 dB when the frequency is between 1.5 and 3 GHz, indicating that the antenna is efficiently transmitting and receiving signals within this range.

Table 2.2. Calculated design parameters for monopole antenna with different sub-layers (mm).

w	l	D ₁	D ₂	w _m	<i>Height and type of substrate</i>
40/6	20/3	40/6	20/3	1/15	R04003C h=0/5mm
				1/7	h=0/75mm
				2/3	h=1mm
				2/9	h=1/25mm
				3/45	h=1/5mm
28/6	14/3	28/6	14/3	0/58	DuPont951 h=0/5mm
				0/9	h=0/75mm
				1/2	h=1mm
				1/5	h=1/25mm
				1/8	h=1/5mm
25/4	12/7	25/4	12/7	0/46	RT6010LM h=0/5mm
				0/68	h=0/75mm
				0/92	h=1mm
				1/15	h=1/25mm
				1/4	h=1/5mm

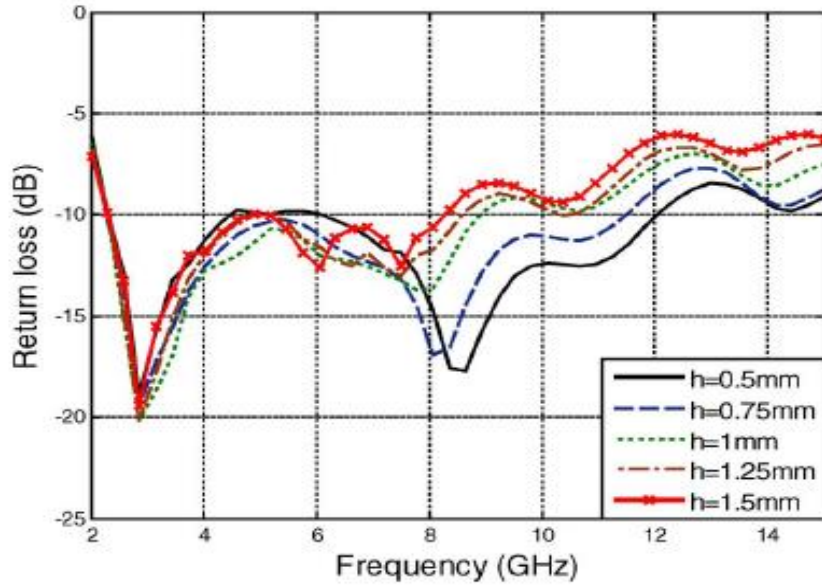


Figure31 :The antenna return loss of R04003C substrates with different heights varies with frequency [30].

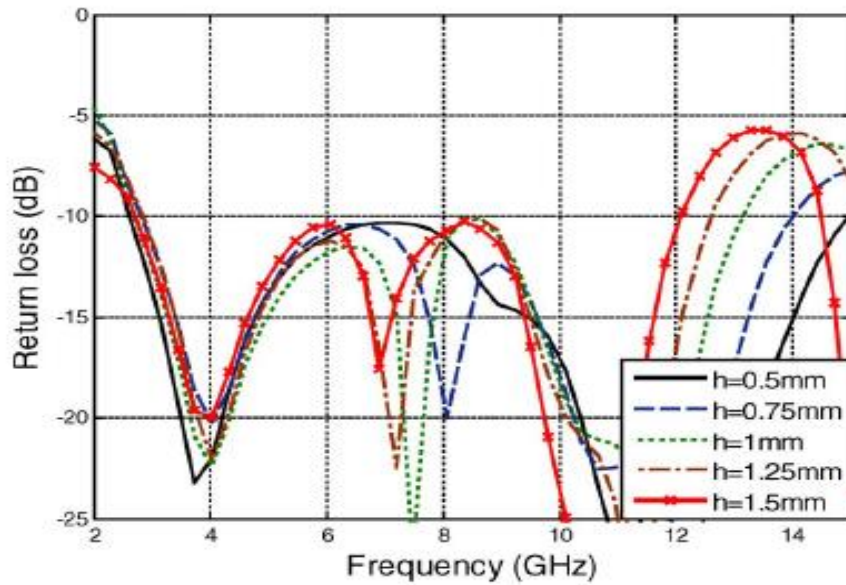


Figure32 :Variations of antenna return loss with frequency for DuPont951 substrate with different heights [30].

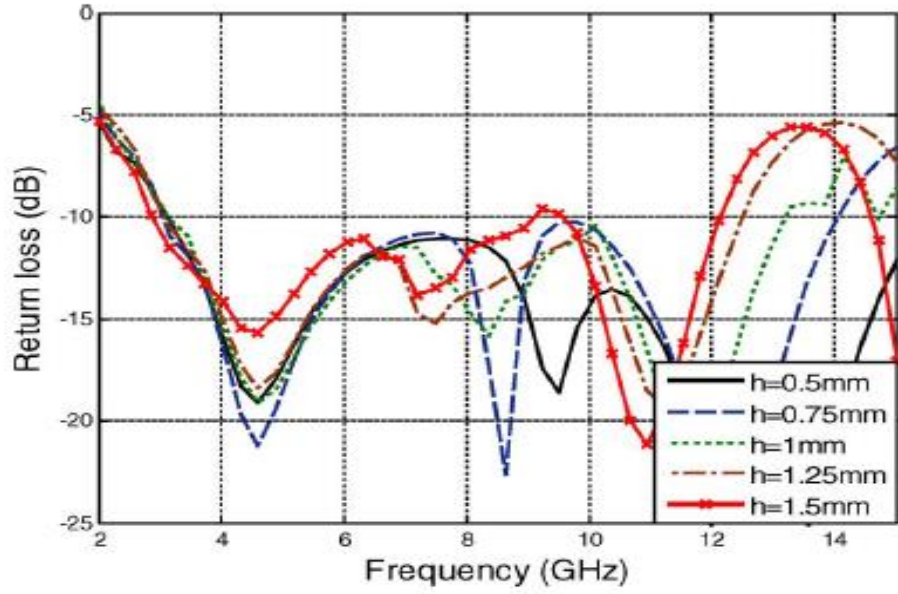


Figure33 :Variations of antenna return loss with frequency for RT6010LM substrate with different heights [30].

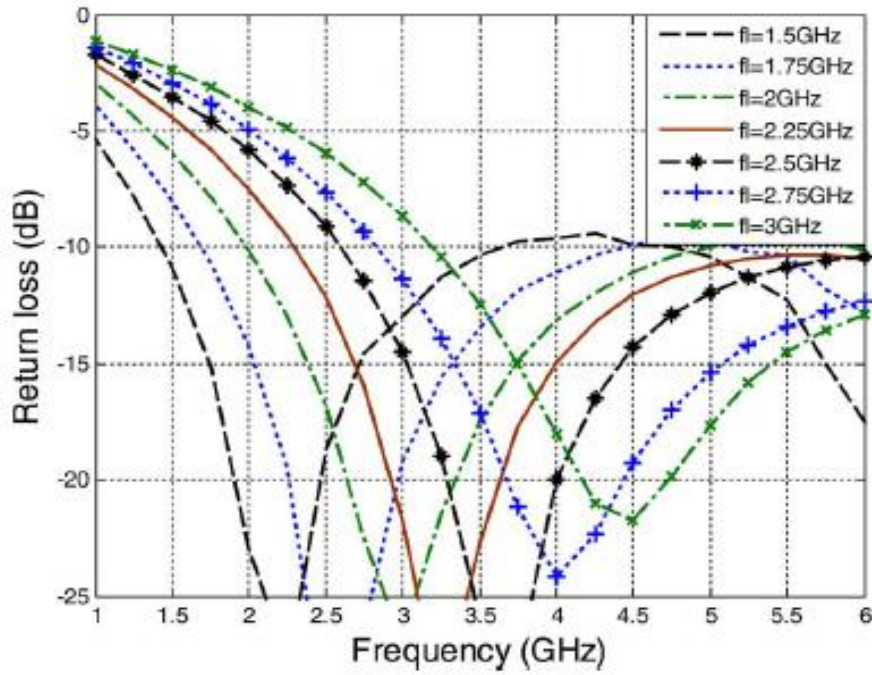


Figure34 :Simulation and calculation of f_L frequencies under DuPont 951 layer with 0.5 mm thickness [30].

2.3. Design and Improvement of Printed Dual-band Monopoles for WLAN/WiMAX

2.3.1. Antenna Design Methods for Dual or Multiband Antennas with Bending Radiation Elements

The purpose of this section is to examine how a simple wire monopole antenna structure can be modified to create a dual-band antenna, which is described in the references [30]. Figure 2.24 illustrates the design process in three parts. Structure 2.26 (a) $\lambda/2$ monopole antenna is excited by a 50-ohm feed line. However, this antenna occupies about 85% of space when compared to the dimensions of the patch antenna with the same frequency response [30]. The above structure has been corrected according to Figure 2.26 (b) to improve this and reduce the antenna's dimensions. By bending the radiation element, this structure occupies 76% less space, and has the same frequency response as a patch antenna [10-30]. This element needs a length equal to 0.62λ to work at the resonance frequency of the structure (A). But by bending the radiating element of the loaded antenna, a capacitive coupling is created between the edge of the ground and the horizontal part of the antenna structure. Therefore, the antenna's bandwidth is reduced, but in 2.26 (c), a bent radiation element of a different length is added to the antenna's structure [30]. Dual-band antennas are created by creating different resonances in their structure with different current paths [30]. The first arm should be located at a distance of 1.4λ and the second at a distance of 2.4λ from the ground plane. A 50-ohm power line feeds the above radiation elements, which are placed on FR4 substrates with a height of 1.6 mm and a dielectric coefficient of 4.36 [30]. High impedance bandwidth and proper impedance matching have been achieved with the same length and width of the ground plane as with the previous antennas [30]. The 1.4λ distance of the first arm allows for better radiation characteristics, while the 2.4λ distance of the second arm is designed to ensure proper impedance matching of the power line. The use of the FR4 substrate with its dielectric coefficient of 4.36 allows for the proper bandwidth and impedance matching of the antenna. Finally, the same length and width of the ground plane as with previous antennas ensures that the antenna will have the desired radiation characteristics.

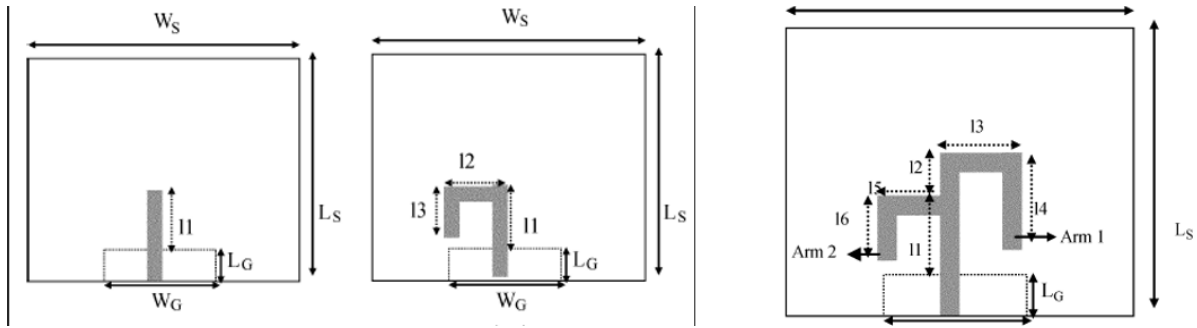


Figure 35: Band rate and width of three types of monopole antennas: the simple monopole (a), the curved monopole (b), and the double-band monopole (c) (from left to right, respectively) [30].

A comparison of the return loss of the above three antennas can be seen in figure 2.27. The antenna 2.26 (A) resonates at 2.41 GHz and covers a 500 MHz bandwidth around the resonance frequency. The antenna in Fig. 2.26 (A) has the lowest return loss, indicating that it is the most efficient out of the three antennas. This is likely due to its resonant frequency being closer to the desired frequency of 2.41 GHz, allowing it to capture more of the signal within its 500 MHz bandwidth. The dimensions of the antenna are identical to those of a standard patch with the same frequency response. An antenna 2-26 (b) is operating at 2.44 GHz, has a bandwidth of 400 MHz, and occupies 76% of the patch. Fig. 2.26(c) antenna covers a DCS frequency band of 500 MHz and a 2.4-WLAN band of 220 MHz in two resonant modes of 1.725 and 2.45 GHz. In order to achieve the wideband response, the antenna of Fig. 2.26(c) uses two resonant modes, which may not be possible for the antenna of Fig. 2.26(b). In addition, the antenna of Fig. 2.26(c) has a narrower bandwidth than the antenna of Fig. 2.26(b).

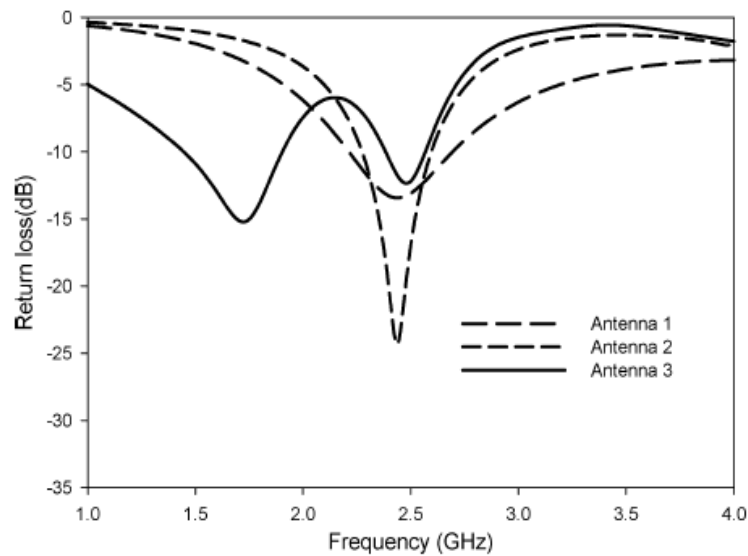


Figure 36: Diagram of the return loss of the antennas in Figure 2.26 [30].

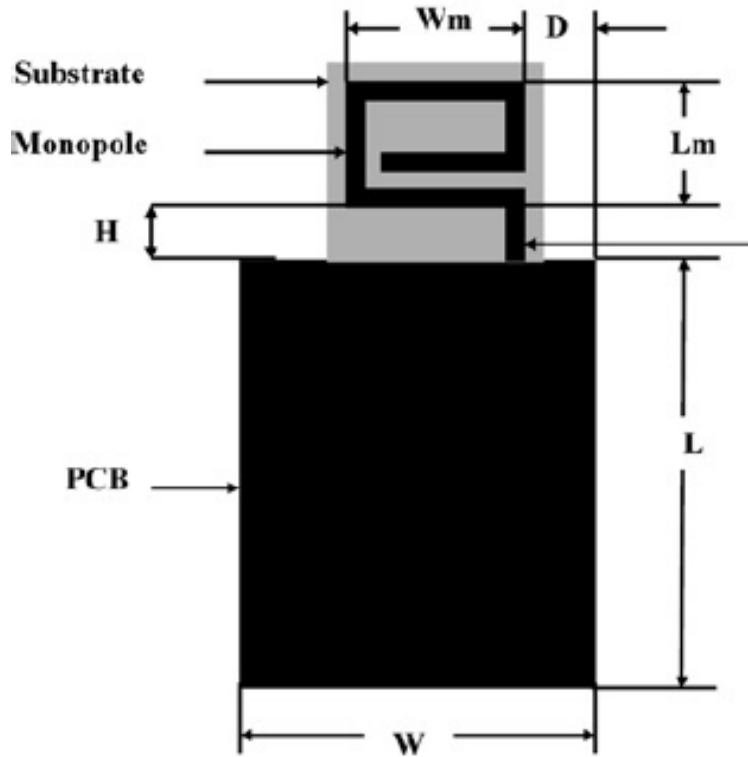


Figure 37: An antenna that was used as the initial reference [31].

2.3.2. Using the Effect of Capacitive and Inductive Loading

The purpose of this section is to examine the effects of capacitive and reactive loading. A resonance frequency ratio has been adjusted using this effect in reference [31]. The magnetic field of a capacitor concentrates magnetic fields inherently, and the electric field of a capacitor concentrates magnetic fields inherently [30]. In an antenna region with a fixed electric length [30], the effective electric length increases with increasing electric or magnetic field density, and the resonance frequency decreases, a phenomenon known as capacitive or self-loading [30].

Whenever the electric or magnetic field in a region of an antenna is reduced, the effective length and resonance frequency associated with that region decrease [30]. Anti-capacitive effects are known as a result of such a phenomenon [30]. By adjusting the radiating element of the monopole antenna shown in figure 2.28 and its current distribution in figure 2.29, you can control its resonance frequency ratio. It can be seen in Figure 2.30 that the antenna structure has changed, and in Figure 2.31 that the return losses have increased [30].

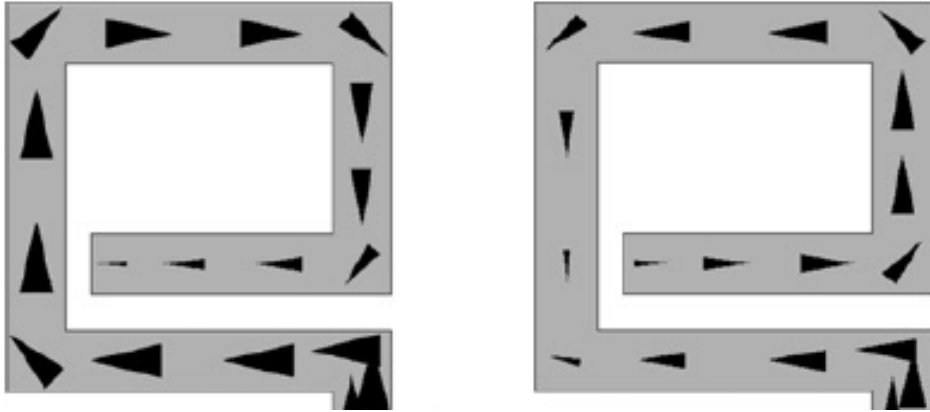


Figure 38: Surface current distribution in Figure 2.28 antenna [30].

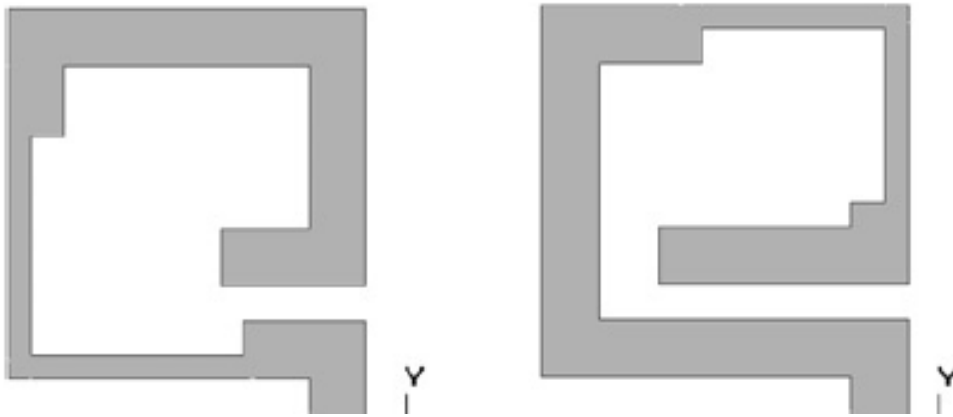


Figure 39: Self-loading and anti-capacitance applied to the antenna in Figure 2.28 [30, 31].

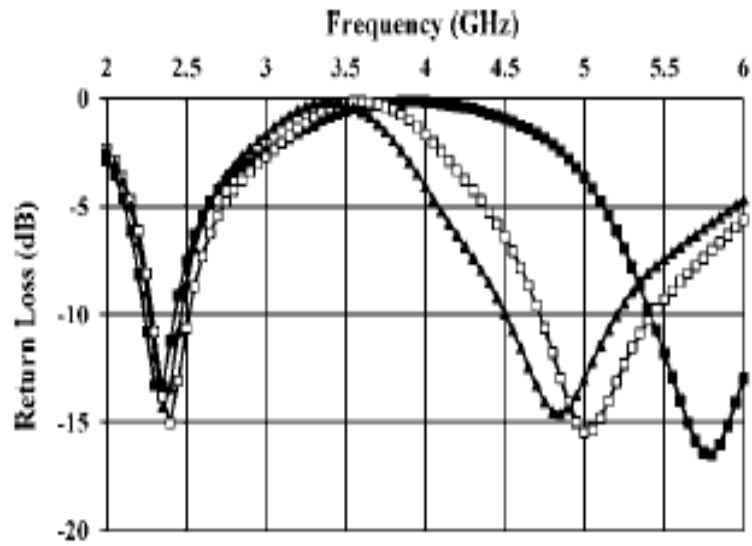


Figure 40: Return loss diagram for the antenna of Figure 2-30 with the application of self-loading and anti-capacitance [30].

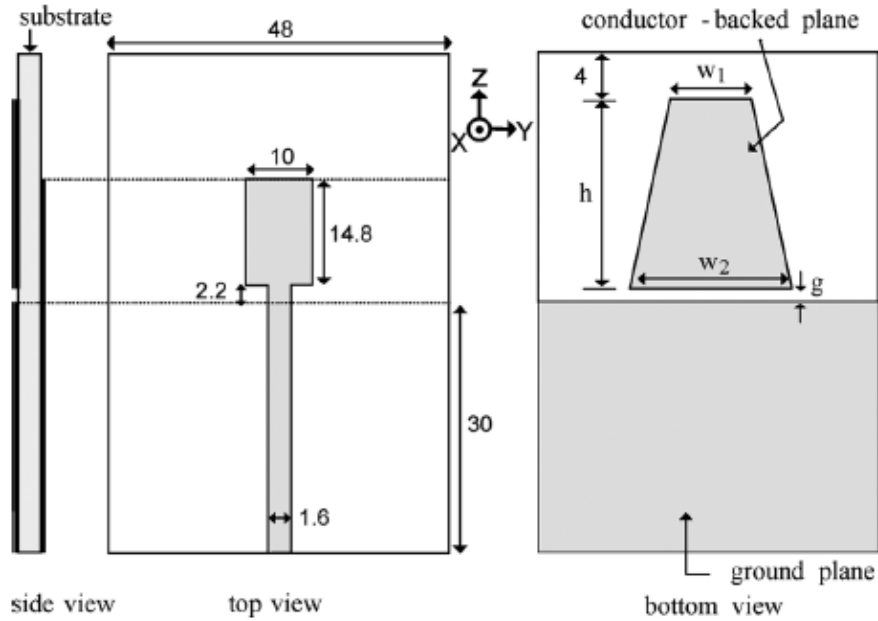


Figure 41: The structure of a double-band monopole antenna with a parasitic element [30].

2.3.3. Parasitic Elements

By creating two different paths of surface electric current, [section 2.3.1](#) showed how to create two separate resonances in the antenna and achieve two-band performance. Figure 2.32 shows another method described in reference [32] with its intended structure. Using this structure, a square radiation element with determined dimensions is fed by a 50-ohm microstrip line [32]. There is a 0.8 mm height difference between it and the FR4 substrate. Under the radiation element is the parasitic element with parametric dimensions. The main resonance frequencies produced by the radiation element alone in the desired structure are 2.3 GHz and 3.7 GHz [32]. The parasitic element placed under the radiation element is electrically coupled to it. If the dimensions of the parasitic element and its distance from the ground plane are adjusted correctly [32], a new resonance is created between the two main and sub-resonances and two-band performance with the appropriate impedance width is produced [32]. As shown in Figure 2.33, return loss for the above antenna varies with parasitic element length and ground distance [32].

According to this figure, the best impedance bandwidth is obtained at length (h) 24.4 mm and distance (g) 6.1 mm [32]. Table 3-2 also includes the results of the simulation based on the transverse values of the parasitic element [32]. According to Table 2-3, the optimal values for large width ($2w$) and small width ($1w$) are 17 mm and 12 mm, respectively.

Figure 2.34 shows the return loss diagram for the above antenna with and without parasitic elements. Adding the parasitic element produces a new resonance and increases the impedance bandwidth, as illustrated in this figure [32]. In this way, measurements and simulations are compared, and an excellent agreement is found. Figs. 2.35 (a) to (p) show the radiation pattern of the above antenna in three planes: xy, xz, and yz. As shown in the diagram, this antenna follows the same pattern as other monopole antennas that were discussed in the previous Sections 2.3.2 [30]. However, its breakdown occurs at lower frequencies [30]. The simulations provided by the measurements help to confirm that the antenna performs as expected, which explains why the antenna is able to reach the breakdown frequencies at lower levels [30]. This is due to the radiation pattern of the antenna, which is similar to the radiation patterns of other monopole antennas discussed in the previous Sections 2.3.2 [30]. This helps to explain why the antenna is able to reach lower frequencies than other antennas.

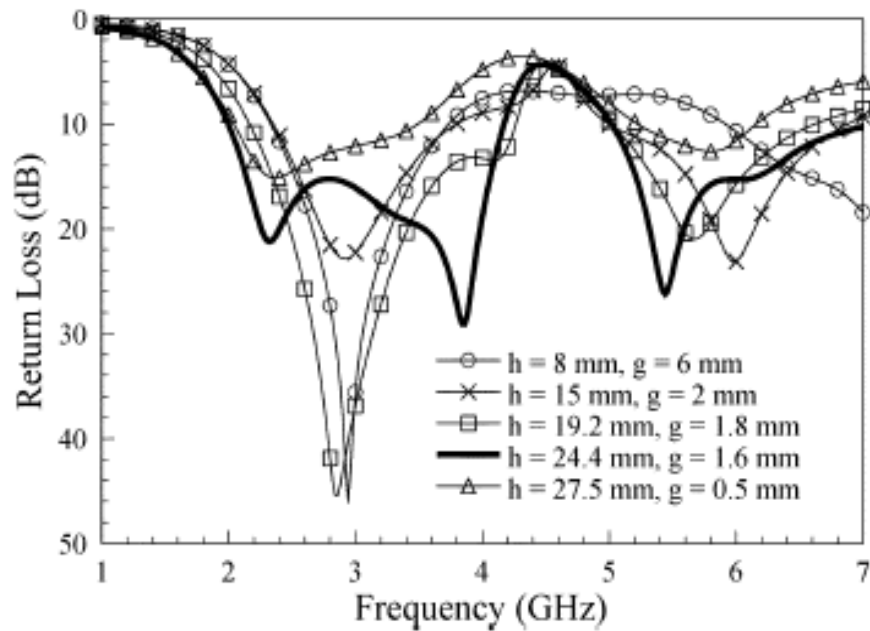


Figure 42: Antenna return loss diagram for the parasitic element in Figure 2.44 with different parasitic element lengths and distances from the ground [30].

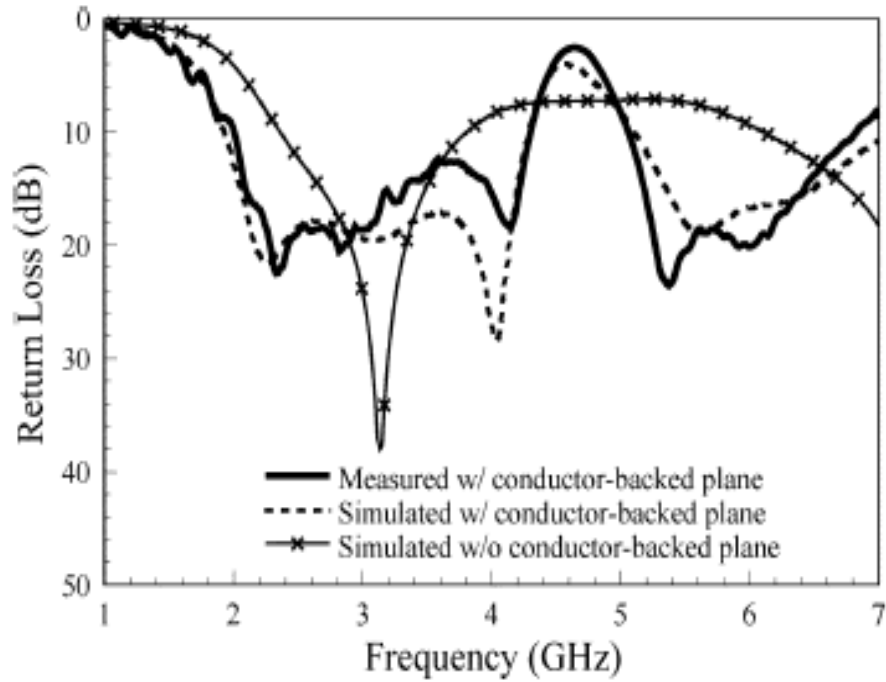


Figure 43: Simulation and return loss measurement results for the antenna of Figure 2-32 with and without parasitic elements [30, 31-35].

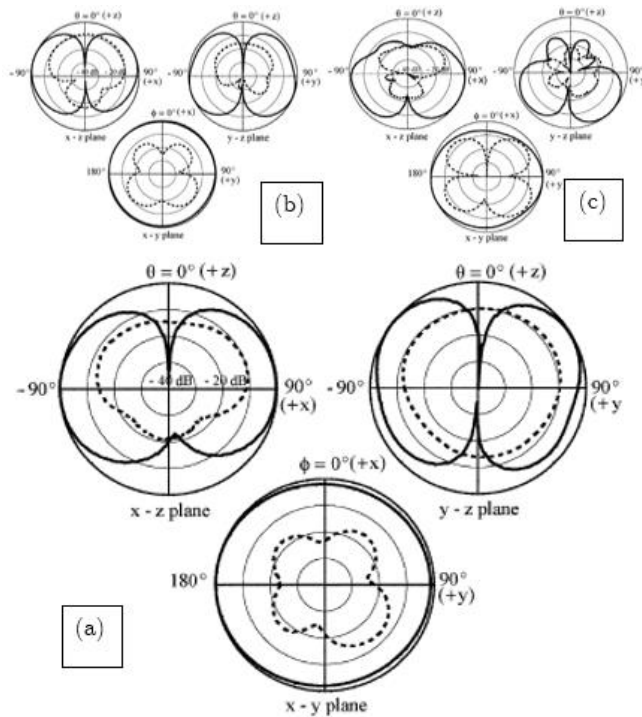


Figure 44: Gain and radiation pattern diagrams for frequencies of 2.5 GHz, 3.5 GHz, and 5.5 GHz [30].

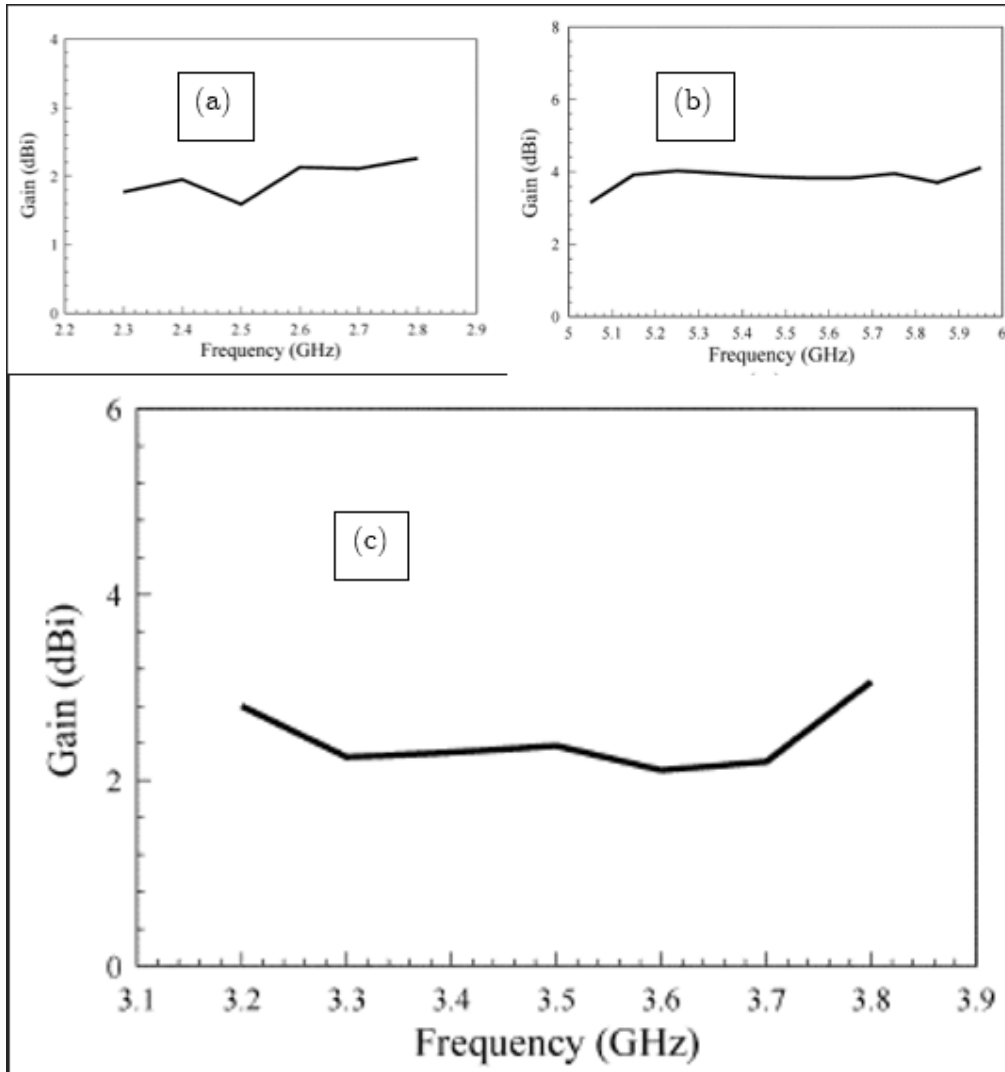


Figure 45: Gain diagram for frequency ranges: (a) 2.8-2.3, (b) 5.95-5.05 GHz, (c) 3.8-3.2. [30]

Table.2.3. Simulation Results based on the Change in the Transverse values of the parasitic element.

(mm) w1 And w2	First band and Impedance BW (GHz)	Second band and Impedance BW (GHz)
17, 4	2.06 , 4.14-2.08	1.72, 6.90-5.18
17 , 12	2.16, 4.16-2	2.01, 7.03-5.02
17 , 16	2.24, 4.18-1.94	1.98, 6.94-4.96
11 , 12	1.41, 3.35-1.94	2.96, 8.30-5.34
22, 12	2.11, 4.15-2.04	0.74, 5.71-4.979

As a result, the parasitic element radiates at high frequencies and affects the main radiation pattern. In Figure 2.35, the antenna gain is shown in three frequency ranges with relative constancy across the full range [30-40].

2.4. Conclusion

The lower edge of the band frequency in printed monopole antennas is determined by the antenna's maximum vertical height in the initial design. Meanwhile, the bandwidth of the antenna will be related to the way of matching the impedance of different modes of the antenna with the feed line, which can be used to design a combination of techniques, such as parasitic elements and half-grounds, etc., based on the bandwidth required. Printed monopole antennas operate at their lowest frequencies at their maximum height, and their bandwidth depends on the impedance matching between the antenna and the feed line. A resonance frequency is determined by the height of the antenna and the impedance of the feed line, and it is at this frequency that the antenna can best transmit and receive signals. It is also the impedance match between the two that affects the antenna's bandwidth, which is the range of frequencies it can receive and transmit [30-51].

Antenna height determines the lower edge of the band frequency, because antenna height determines its resonant frequency [51-58]. Monopole antennas have a resonant frequency that is proportional to their height, so a taller antenna will have a lower resonant frequency and a wider bandwidth [51-58]. Monopole antennas have a resonant frequency that is inversely proportional to the square root of the antenna height. Due to this, the taller the antenna, the lower its resonant frequency and the wider its bandwidth [58-87]. The impedance matching between the antenna and the feed line also determines the antenna's bandwidth [58-87]. An antenna's impedance should be well matched with the feed line's impedance to avoid re-radiating energy into free space. This can cause the return loss of the antenna to be high, which limits the bandwidth of the antenna [58-87]. This is because an antenna with high return loss will have a limited frequency range in which it can operate efficiently, resulting in a limited bandwidth [51-58].

There are several techniques that can be used to improve the impedance matching of the antenna and increase its bandwidth, such as using parasitic elements and half-grounds. These techniques are designed to change the impedance of the antenna so that it is closer to the impedance of the feed line, which improves the matching and increases the bandwidth [58-87]. The combination of techniques used will depend on the desired bandwidth and the specific requirements of the antenna design. For instance, a half-ground technique can be used to reduce the physical size of the antenna, while a parasitic element can be used to reduce the reflection coefficient and increase the bandwidth [30-51].

Chapter Three

3. Investigation of Proposed Multi-band Fractal Antennas for Mobile Devices

A new form of hybrid design of microstrip-fed parasitic coupled ring fractal monopole antenna with semi ellipse ground plane is proposed for modern mobile devices having a Wireless Local-Area Network (WLAN) module along with a Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) function. In comparison to the previous monopole structures, the miniaturized antenna dimension is only about $25 \times 25 \times 1 \text{mm}^3$ that is 15 times smaller than the previous proposed design. By only increasing the fractal iterations very good impedance characteristics are obtained. Throughout the present paper improvement process of the impedance and radiation properties is completely presented and discussed. The proposed hybrid design of microstrip-fed parasitic coupled ring fractal monopole antenna combines the advantages of microstrip-fed antennas and fractal antennas, making it a compact and efficient solution for modern mobile devices with WLAN and WiMAX functions. The fractal iteration of the antenna design results in improved impedance characteristics, which enhances the performance of the antenna. The miniaturized size of the antenna, being only $25 \times 25 \times 1 \text{mm}^3$, makes it a suitable solution for mobile devices with limited space for antenna placement. By using the fractal iteration in the antenna design, it allows the antenna to be more compact while still maintaining its desired performance characteristics. This allows it to be used in mobile devices with space constraints without sacrificing performance. (See [Section 2.3.3](#))

This study presents the improvement process of the impedance and radiation properties of the proposed hybrid design in detail and provides a thorough discussion of the results. Through simulations and experiments, the study shows that the hybrid antenna design has better impedance and radiation properties compared to conventional antenna designs. Furthermore, the study provides a step-by-step guide on how to optimize the design parameters of the hybrid antenna to further improve its performance. The improved performance of the antenna makes it a suitable choice for modern mobile devices with multi-frequency and multi-standard requirements, making it possible to meet the increasing demand for high-speed data transmission and reception. The results of this study published in publication Section (See [Publication](#)) [58-87].

3.1. Introduction

Low profile antennas [51] are especially suitable for modern mobile devices. Low profile antennas are particularly attractive for modern mobile devices due to their compact size and ability to fit within the limited space available in these devices. By using low profile antennas, mobile devices can be upgraded with a WLAN module that supports WiMAX, allowing them to keep pace with the latest trends in wireless technology. This can enable high-speed data transmission and reception, providing a seamless experience for users who require connectivity on the go. Low profile antennas also offer a number of advantages compared to traditional antennas due to their size. They are less likely to be affected by interference, which allows for better performance, and they are also more energy efficient. This can extend the battery life of mobile devices and allow them to stay connected for longer.

Low profile antennas can be designed in a variety of shapes and configurations, such as planar, circular, or fractal, to meet the specific requirements of a mobile device [51]. The choice of a low-profile antenna design depends on several factors, including the frequency of operation, desired radiation pattern, and available space for antenna placement. By carefully considering these factors, it is possible to optimize the performance of a low-profile antenna for a specific mobile device. For instance, laptop computers and handheld devices and cell phones having a Wireless Local Area Network (WLAN) module supporting a Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) function, in keeping with the current trend, can be upgraded to the WLAN module. For these devices, it is usually necessary for the antenna to have multiple impedance-matching bands, such as 2400–2484 MHz (specified by IEEE 802.11b/g), 2500–2569 MHz (specified by IEEE 802.16e), and 5150–5350/5725–5825 MHz (specified by IEEE 802.11a). This is because the radio signals in these different bands have different frequencies which need to be matched with the antenna impedance in order for them to be properly received and transmitted. The antenna must be able to tune itself to the specific frequency of the signal in order to receive and transmit it. A large number of such antennas have been proposed [52]–[54], often with sizes that may be too large to be used practically. Some compact antennas [55]–[56] have also been proposed. In this letter, a new hybrid ring fractal printed monopole antenna with a very compact size and good impedance and radiation characteristics is presented. Here, we show that by increasing fractal iterations and inserting cardioid parasitic patch in back side, the bandwidth enhancement and matching improvement for WiMAX /WLAN uses are noticeably obtained. Moreover, the dipole-like antenna patterns can be obtained through all these bands [56].

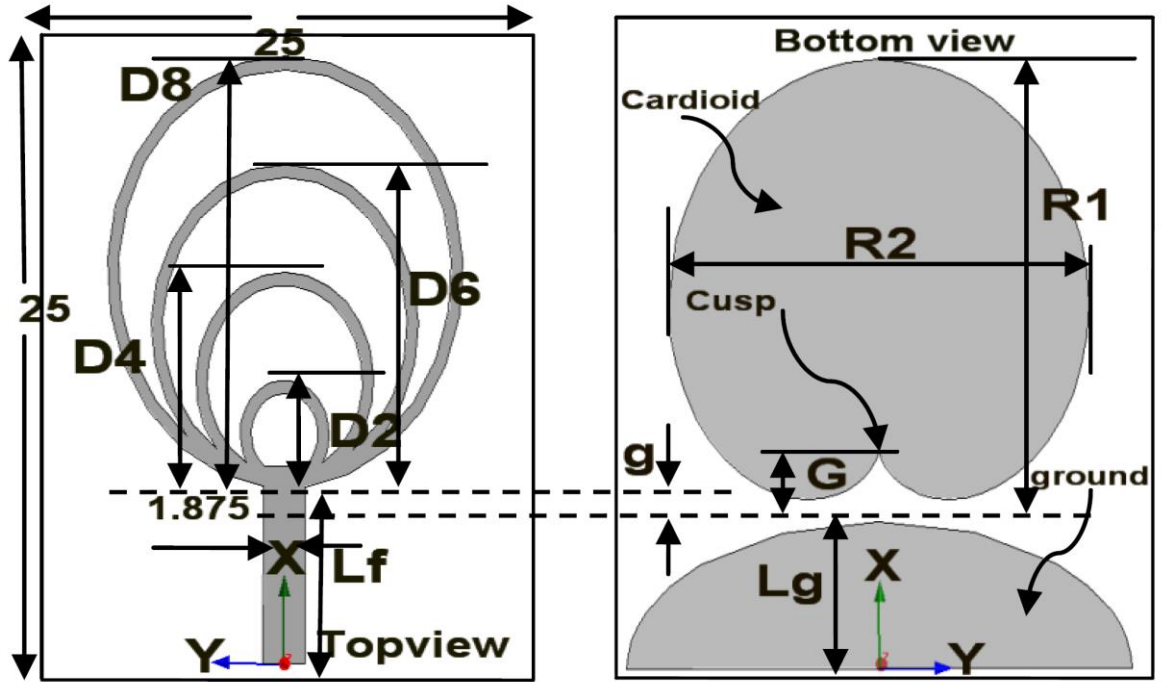


Figure 46 : Geometry of a 4th iteration of fractal monopole antenna for WLAN/WiMAX uses. $W_{sub}=25$, $L_{sub}=25$, $W_f=1.875$, $L_f=6.5$, $D_2=4$, $D_4=8$, $D_6=12$, $D_8=16$, $G=3$, $g=0.5$, $R_1=18$, $R_2=21$, $h=1$, $L_g=6$ (Unit : mm). [87]

3.2. Details of the Provided PMA's

Fig. 1 shows the geometry of the proposed small Multiband antenna, which consists of 1mm width multiple rings, a semi-ellipse shaped ground plane and heart shaped conductor-backed plane. The proposed fractal antenna is printed on an FR4 substrate with permittivity of 4.4, a loss tangent of 0.024 and compact dimension of $25 \times 25 \times 1\text{ mm}^3 (= h)$. The width W_f of the microstrip feedline is fixed at 1.875 mm to achieve $50\text{-}\Omega$ characteristic impedance. On the front surface of the substrate, four 1mm width multiple rings with outer diameters $D_2 < D_4 < D_6 < D_8$ is printed. Due to the increasing fractal iteration on the fractal patch, it is expected that several resonances will be generated. The fractal patch has a distance of $g = 0.5\text{ mm}$ to the ground plane having $L_g = 6\text{ mm}$ and width of $W_g = 25\text{ mm}$ printed on the back surface of the substrate. As illustrated in Fig.3.1, the cardioid-shaped conductor-backed plane is placed under the radiating fractal patch and is also symmetrical with respect to the longitudinal direction. The conductor-backed plane perturbs the resonant response and also acts as a parasitic structure, electrically coupled to the fractal monopole. The cardioid patch has a length of R_1 , width of R_2 and a distance of G to the ground plane, printed on the back surface of the substrate. Note that the G stands for the distance of cusp and ground plane. The name cardioid comes from the heart shape of the curve. The cardioid is given by the following parametric equations Eq.3.1. Here r_1, r_2 without units are the radius of the circles which generate the curve. Cusp will

be turned 180deg when r_1, r_2 are positive. For a given physical length of an antenna, if the density of the electric or magnetic field in a section of the antenna is increased, the antenna's electrical length is also increased which is called capacitive loading or inductive loading [57],[58]. Based on the over-coupling condition between the fractal and cardioid parasitic patches, placing the cardioid parasitic patch increases the electric field density between the fractal and cardioid patches in the substrate leading to the capacitive loading condition and the increase of electrical length of the antenna [58-87].

$$\begin{aligned} x(t) &= 2r_1(\cos(t) - 0.5 \cos(2t)) \\ y(t) &= 2r_2(\sin(t) - 0.5 \sin(2t)) \end{aligned} \quad \text{Eq.3.1}$$

3.3. Results and Discussions of a Multi-band Fractal Antennas

The proposed antenna structures are simulated using a High Frequency Structure Simulator (HFSS, ver.11). During the simulation process, by adding various metal strips and blocks to the antenna structure, the effects of bad soldering and great SMA connector are considered. At first, for clarifying the improvement process, four iteration of fractal patch are defined as follows (Fig.3.1): 1st iteration, includes only one ring with D_8 outer diameter ; 2nd iteration, contains two rings with D_8, D_6 outer diameters respectively ; 3rd iteration, has three rings with D_8, D_6, D_4 outer diameters respectively; and finally 4th iteration, contains four rings with D_8, D_6, D_4 and D_2 outer diameters respectively. The simulated S_{11} curves for 4 iterations of fractal are plotted in Fig.3.2. From the simulation results in Fig.2, it is observed that the impedance bandwidth increases as the fractal iterations are increased, thus, we have maximum impedance band-width for 4th iterated antenna at WIMAX/WLAN frequencies. The parameters (r_1, r_2, G and L_g), based on the parametric analysis of the 4th iterated of the proposed fractal antenna, are optimized to achieve the maximum impedance bandwidth and good impedance matching. The simulated S_{11} curves for 4th iterated of fractal with different values of L_g and g are plotted in Fig.3.3. As ground length(L_g) increases, the impedance bandwidth is increased up to 6.5 mm. As shown in Fig.3.3, the small changes in the width of the gap between the ground plane and the fractal patch (g) has a great effect on the impedance matching of the 4th iterated of fractal antenna. The simulation result indicates that, as the gap width increases from 0.5 to 2.5 mm, the lower band-edge frequency for Band I decreases from 2.5 to 2.35 GHz and the Band IV-width is decreased 100%. By decreasing g up to 0.5mm, the ellipticity of the ground plane improves the impedance matching as the great ellipticity the antenna gets produces a smoothly tapered structure stopping discontinuities in the current distribution. On the other hand, as g increases from 0 to 1 mm, the lower-edge of Band III is decreased from 5.35 to 4.8 GHz. The maximum impedance bandwidth and impedance matching

increased for $L_g = 6 \text{ mm}$, $g = 0.5 \text{ mm}$ as shown in Fig.3.3. The simulated S_{11} curves for 4th iteration of fractal antenna with the optimal length ($L_g = 6 \text{ mm}$) for various (r_1 , r_2 , G) are plotted in Fig.3.4 and Fig.3.5. By properly tuning dimensions r_1 and r_2 and spacing (G) to parasitic patch, path of current surface will be more flexible and so higher resonant modes of the antenna can be excited. Fig.3.4 indicates that as the (r_1, r_2) of the cardioid-backed plane is decreased from -4 to -8, the center frequency of Band I will be varied from 3.3 to 2.7 GHz (Bandwidth reduce from 30% to 18%). Meanwhile a new Band II generated from 3.2 to 4GHz (1.25:1, 22%). The lower band-edge of new generated Band IV (overlap Bands of IV and V in Fig.3.2) is also decreased from 8.3 to 8 GHz. Based on $r_1 = -8$ and also different r_2 ranging from -7.5 to -9.5, the higher band-edge of Band III is decreased from 7 to 6.6 GHz. Which generates a new band from 6.8 to 7 GHz. Fig.6 shows the measured S_{11} curves for the proposed antennas with optimized Values depicted in TABLE I.

The measured impedance bandwidth of Fig.3.6 has the following bandwidths: BAND I (2.42 to 3 GHz, 21%), BAND II (3.3 to 4.25 GHz, 103%), BAND III (5.1 to 7.2 GHz, 34%), and BAND IV (8.1 to 12 GHz, 39%). It has an operating frequency range of 2.5 to 12 GHz. Generally, for providing good impedance characteristics over the application bands, the parameters of the proposed antenna should be equal to the values shown in TABLE.3.1. The measured impedance bandwidth and the operating frequency range indicate that the proposed antenna has the ability to provide good impedance characteristics within the desired application bands. The parameters in Table I ensure that these impedance characteristics will remain consistent across the desired frequency range. The photograph of the realized very compact monopole antenna is shown in Fig.3.10. The measured of the realized antenna is plotted in Fig.3.6, showing a very good agreement between the simulated and experimental values. Furthermore, the radiation pattern of the antenna is analyzed in order to evaluate its performance in the desired frequency range, as seen in Fig.3.7, confirming that the antenna is suitable for the intended application. In the simulated and measured graphs of the proposed antenna in Figs. 3.2 – 3.6, we recognize five different resonances generated due to the existence of four 1mm rings in the direction of the microstrip-fed line. In the structure of proposed antenna, there is one coupling distance between the fractal patch and the ground plane that could help to improve the impedance and matching properties. The rings are used to increase the bandwidth of the antenna and enhance its gain, while the coupling distance helps to improve its impedance matching, allowing it to achieve better signal transmission. Measured results of the radiation patterns of the fractal antenna and the corresponding proposed antenna for WiMAX/WLAN Bands are presented in Figs.3.7 and 3.8, respectively. The improved impedance matching enabled by the coupling distance results in a higher gain, wider bandwidth, and better signal transmission than those achieved with the fractal antenna. The results include co-polarization and cross polarization in the E(xz)-plane and the H(yz)-plane

(Fig.3.1).The patterns resemble a donut shape with an approximately omnidirectional H-plane pattern and a figure of eight pattern in the E-plane up to 10 GHz. The measured maximum gain of the antenna versus frequency is also presented in Fig.3.9, for WIMAX/WLAN applications. We can see that maximum antenna gains are determined as 0.84, 1.09, 0.89 and 1.08 (dBi) across the 2.4, 2.6, 5.2 and 5.8 GHz bands, respectively. This shows that the antenna is able to effectively transmit and receive signals across the WIMAX/WLAN frequency bands with consistent and adequate antenna gain. This is essential for reliable communication over these frequencies.

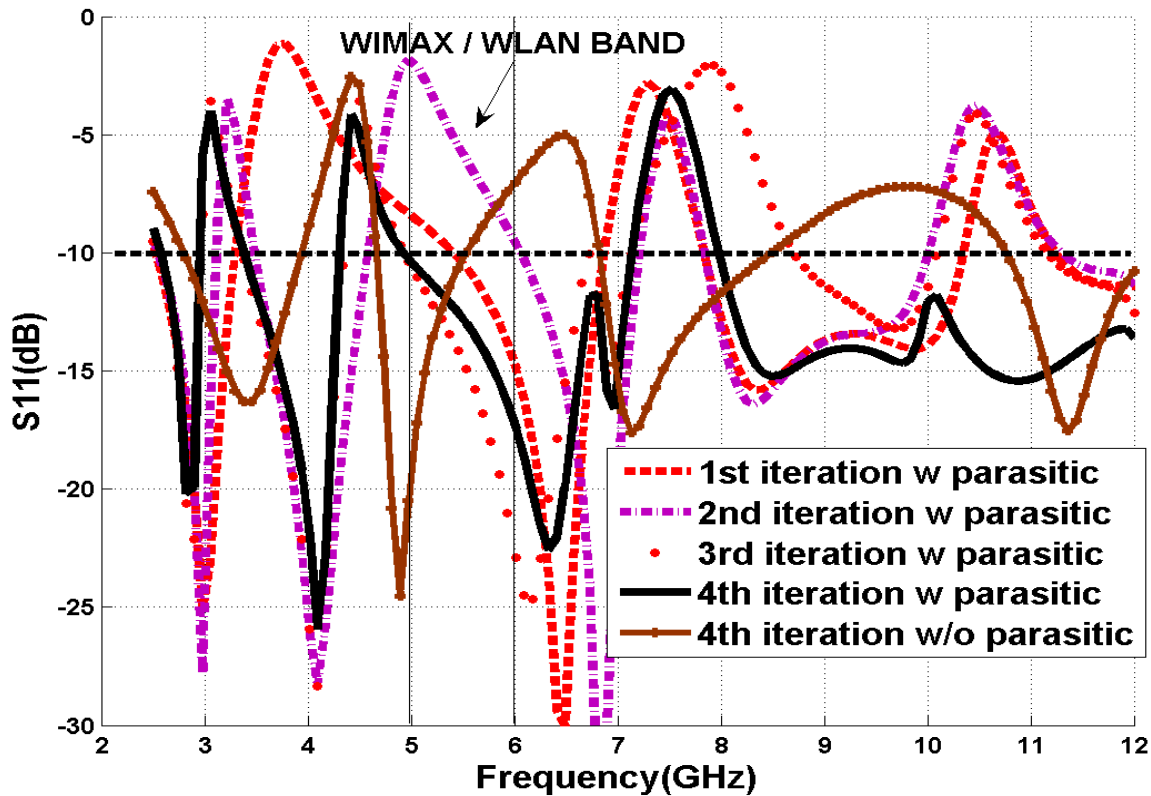


Figure47: Simulated S_{11} for different iteration of fractal rings with (w) and without (w/o) cardioid parasitic ($L_g=6mm$, $r_1=-8$, $r_2=-8$, $W_f=1.875mm$, $h=1mm$, $g=0.5mm$, $G=3mm$, $R_1=18mm$, $R_2=21mm$).

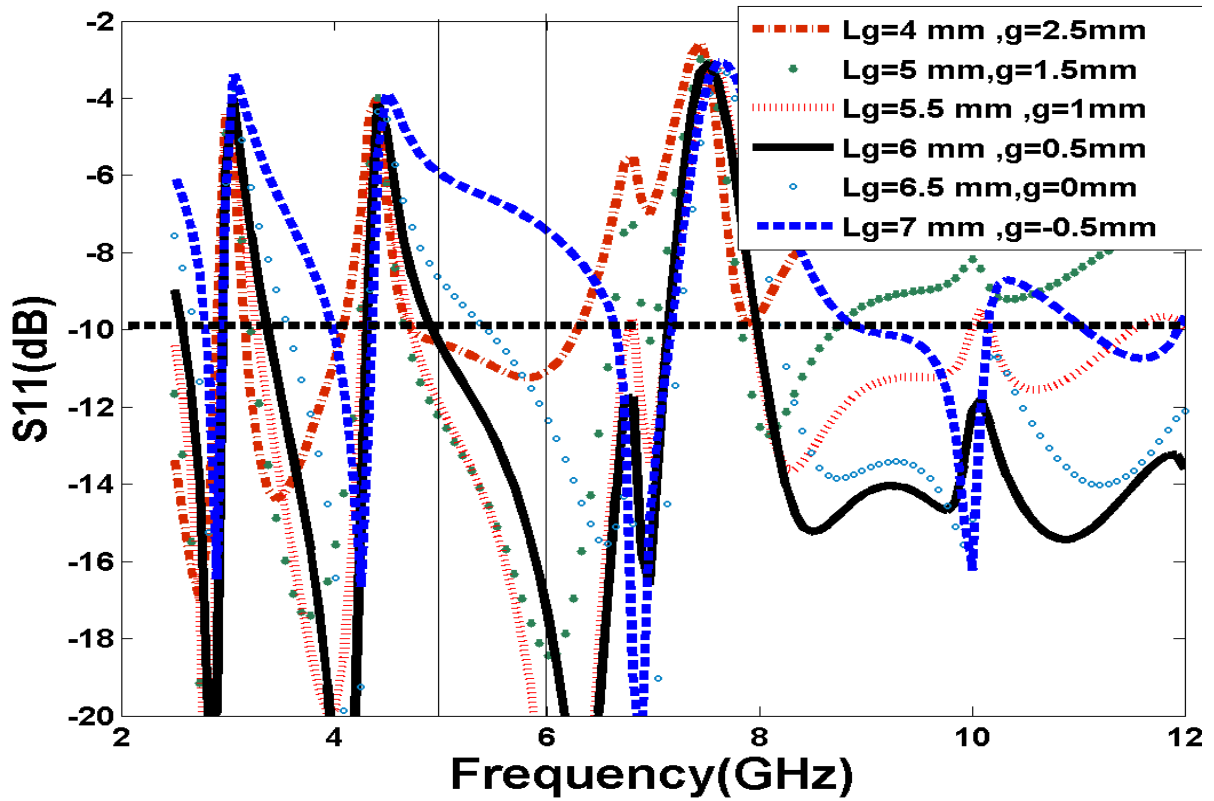


Figure48 : Simulated S_{11} for 4th iteration of fractal rings with different L_g and g . ($r_1 = -8$, $r_2 = -8$, $R_1=18\text{mm}$, $R_2=21\text{mm}$, $W_f=1.875\text{mm}$, $h=1\text{mm}$, $G = 3\text{mm}$).

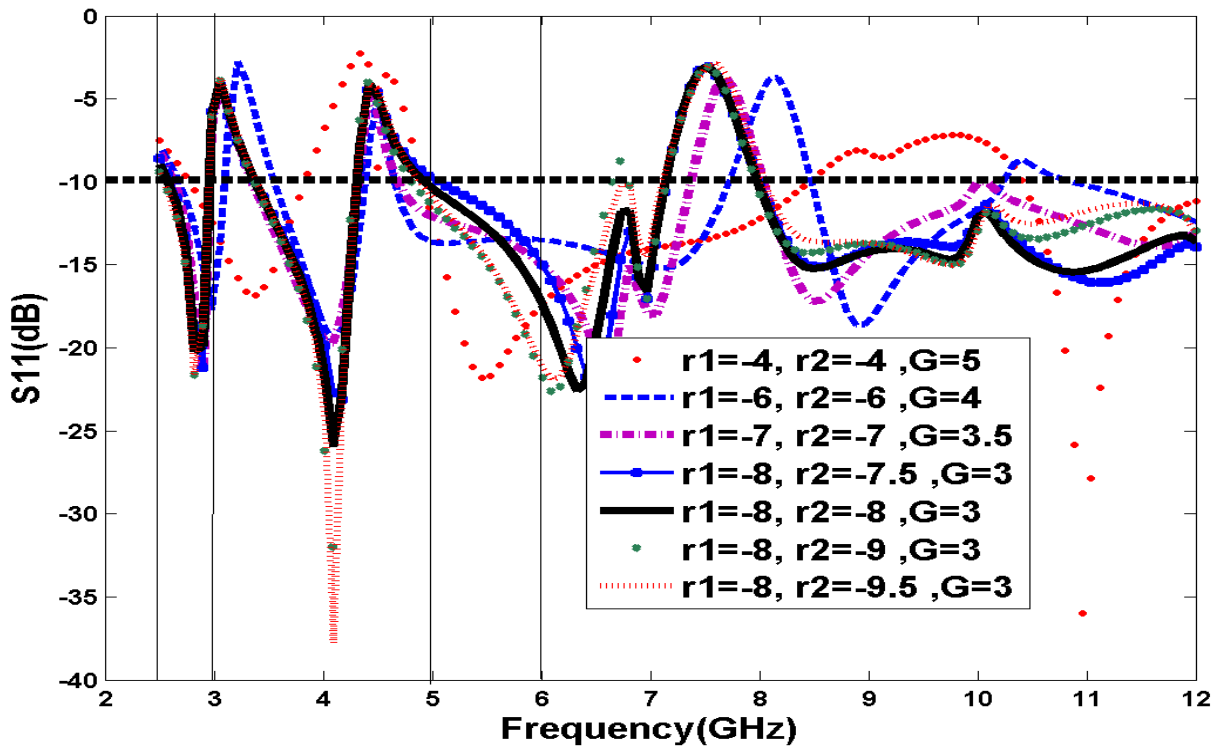


Figure49 : Simulated S_{11} for 4th iteration of fractal rings with cardioid parasitic with different (r_1, r_2) and spacing G ($L_g = 6\text{mm}$, $W_f=1.875\text{mm}$, $h=1\text{mm}$, $g=0.5\text{mm}$).

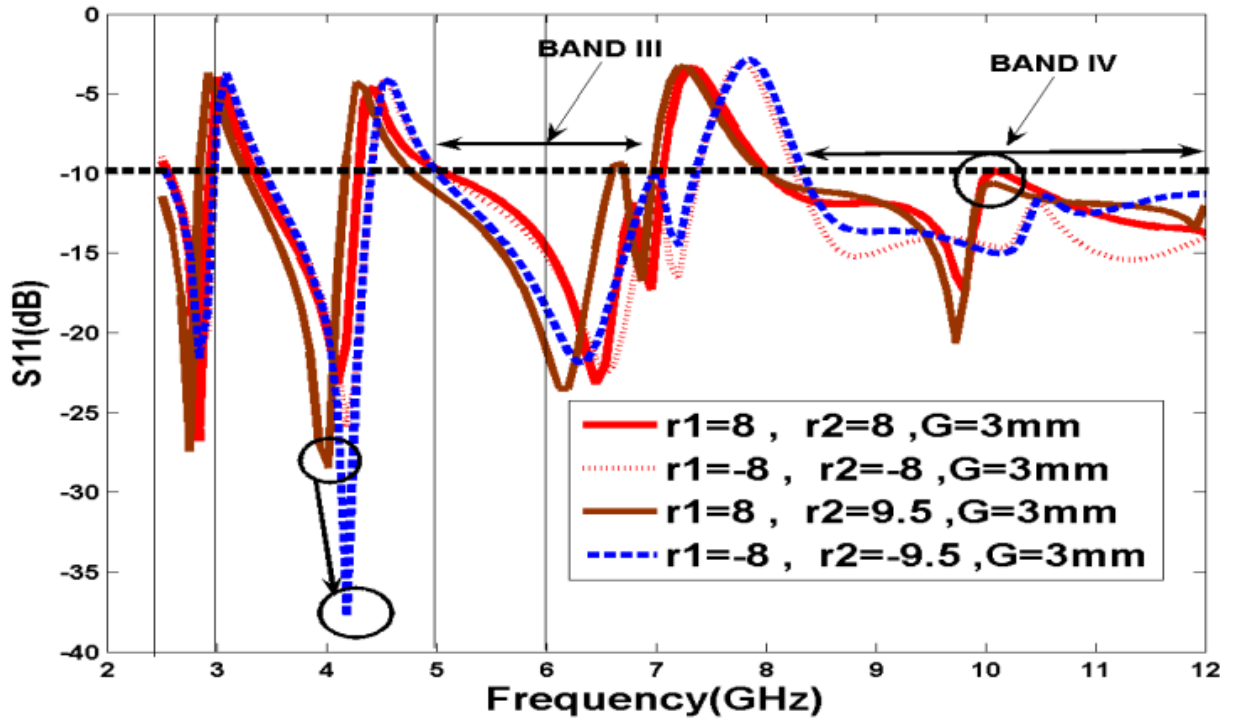


Figure 50 : Simulated S_{11} for 4th iteration of fractal rings with cardioid parasitic with different positive and negative values (r_1 , r_2) and spacing $G=3\text{mm}$ ($L_g = 6\text{mm}$, $W_f = 1.875\text{mm}$, $h = 1\text{mm}$, $g = 0.5\text{mm}$).

It is also interesting to notice that the proposed antenna has an area of 625 mm^2 ($25\text{mm} \times 25\text{mm}$), which is less than the area of the presented antenna (9025mm^2) in [59] with dimension of ($95\text{mm} \times 95\text{mm}$) and thickness of 1.5mm . Moreover, unlike the proposed ground plane of the antenna in [60], the ground plane of the proposed structure has no limitation in shape and size [87].

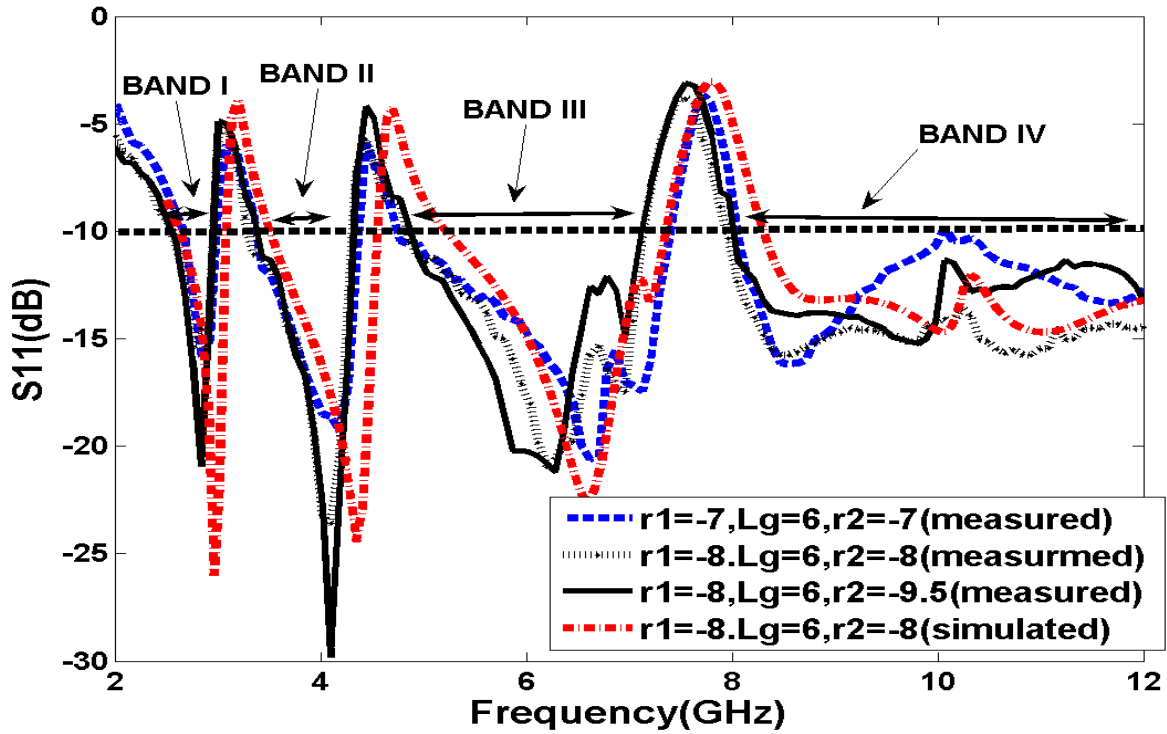
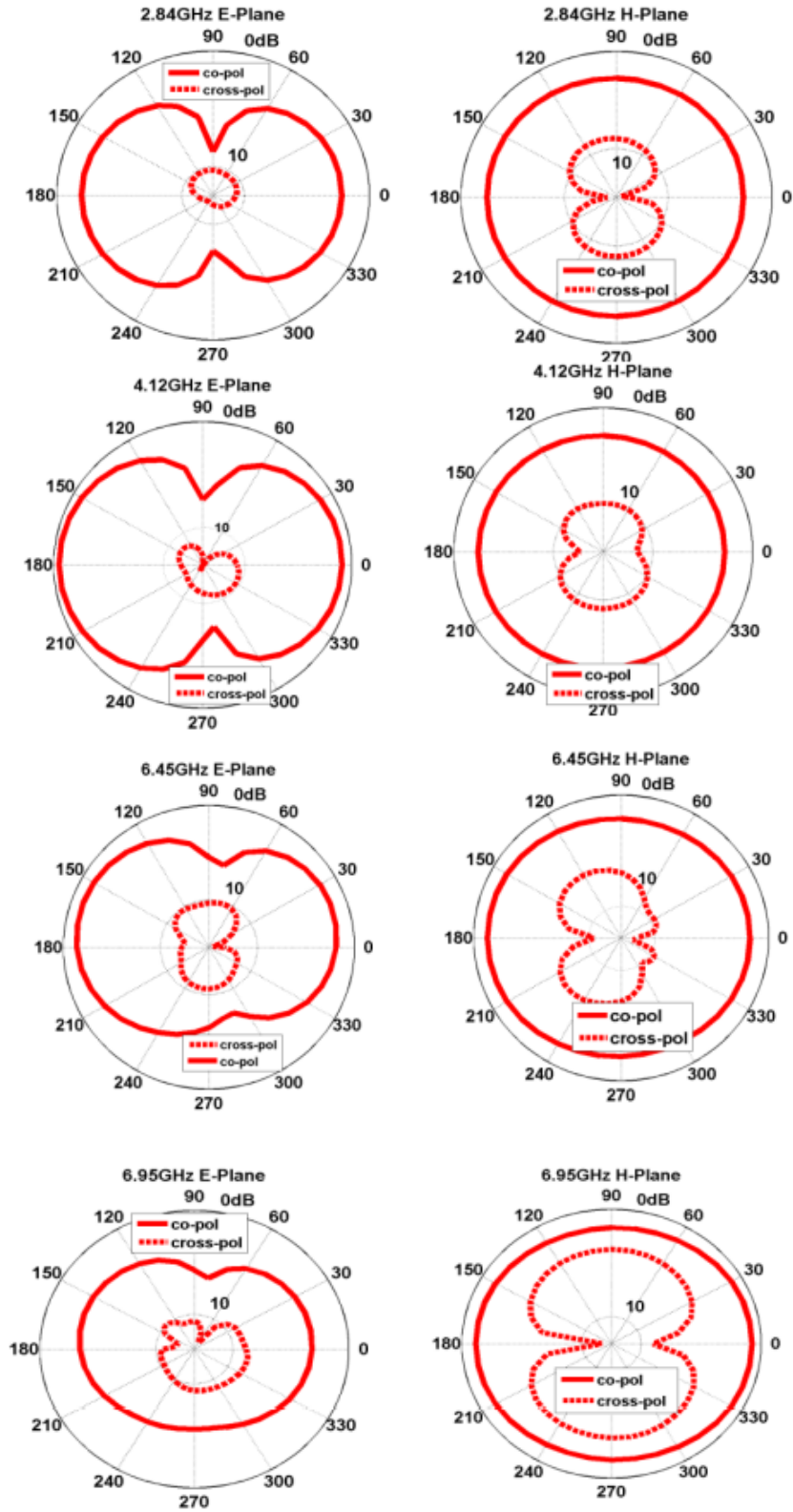


Figure 51 :Measured S_{11} for 4th iteration of fractal rings antenna with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I.

TABLE 3.1
OPTIMIZED VALUES OF THE DESIGN PARAMETERS OF THE
4th ITERATION OF FRACTAL ANTENNA

r_1	r_2	R_1	R_2	L_g	G	g	W_f
7-	7-	16mm	18mm	6mm	3.5mm	0.5mm	1.875mm
8-	8-	18mm	21mm	6mm	3mm	0.5mm	1.875mm
8-	9.5-	18mm	24mm	6mm	3mm	0.5mm	1.875mm



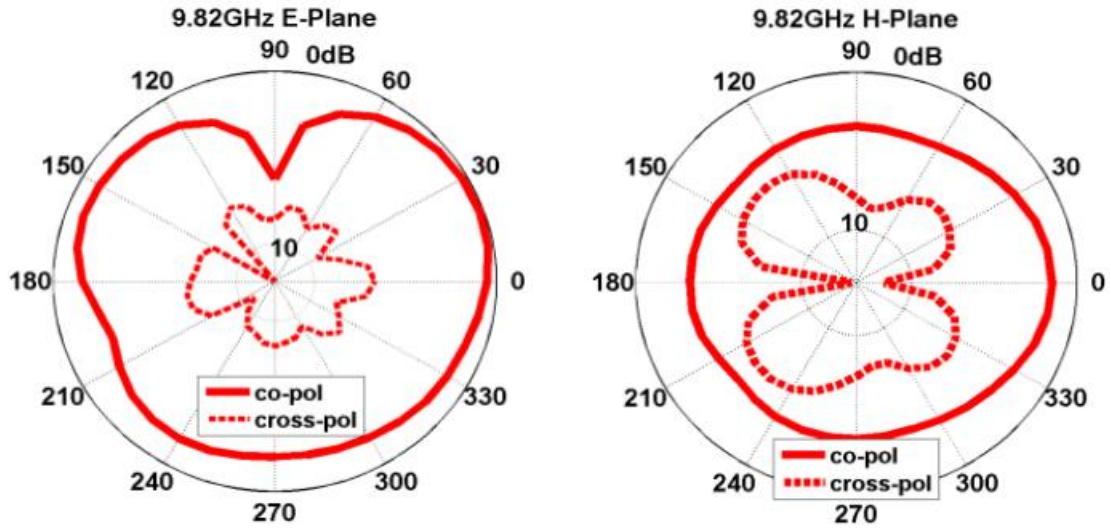
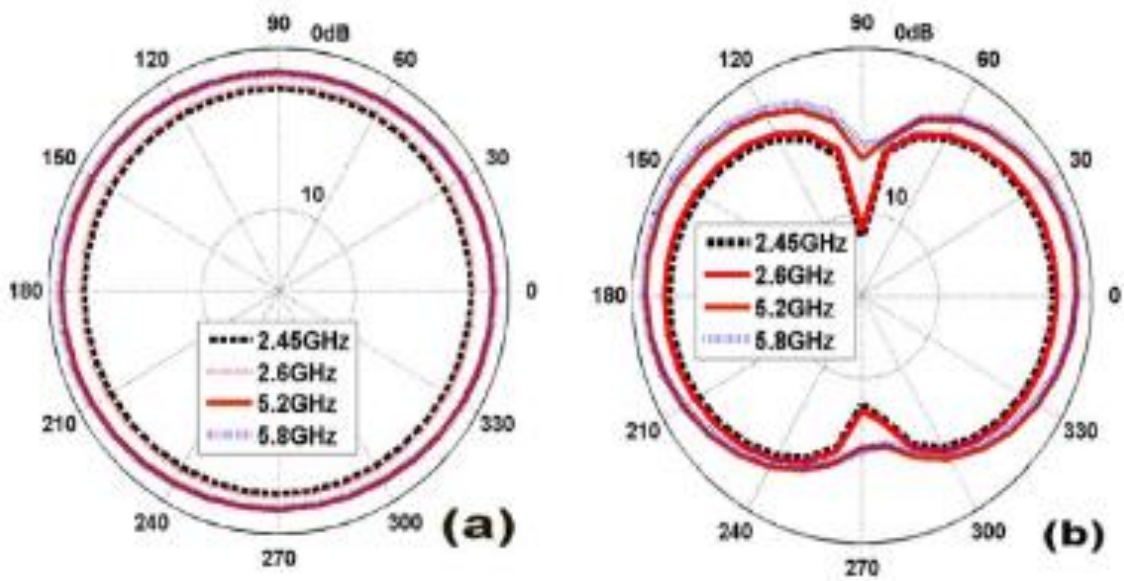


Figure 52 : Measured E-Plane (left) and H-plane (Right) radiation patterns of the proposed antenna $r_1 = -8$, $r_2 = -8$, at 2.84, 4.12, 6.45, 6.95 and 9.82 GHz. (for 4th iteration of fractal antenna with optimized values of the design parameters summarized in TABL



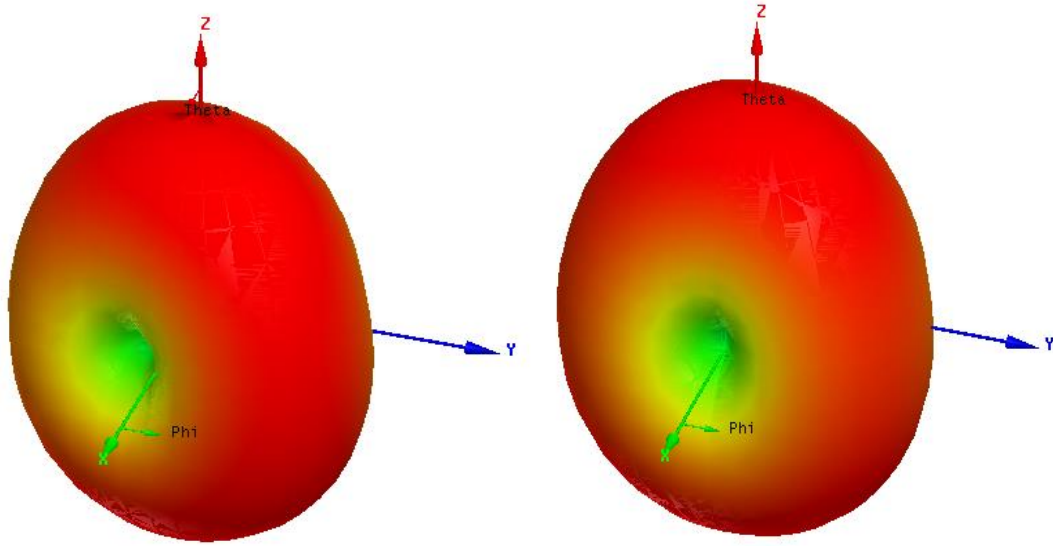


Figure 53 :The measured radiation pattern of the monopole fractal antenna at the frequencies of 5.8, 5.2, 2.6, 2.45 GHz a) H plate b) E plate with the values mentioned in table 3.1 and the three-dimensional radiation pattern of the mentioned antenna at frequencies a) 5.8- and b) 2.6- GHz.

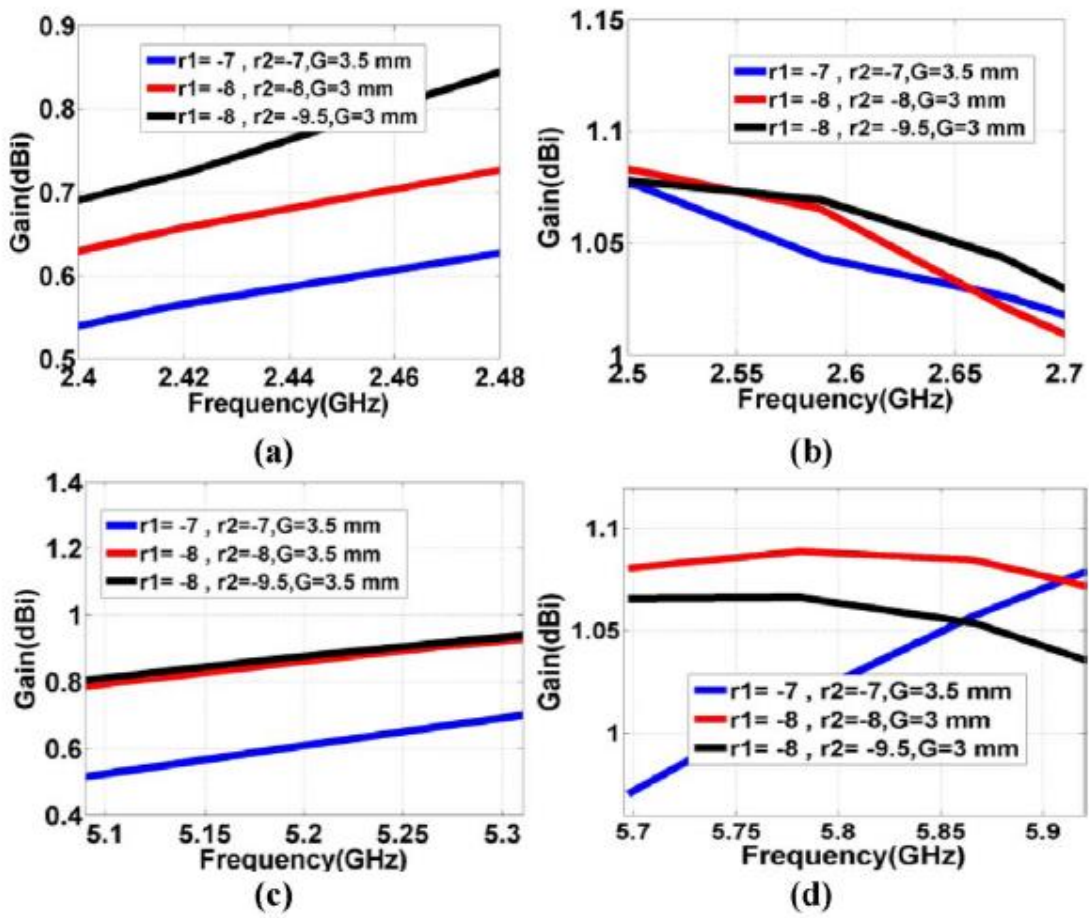


Figure 54 :Measurements of gain in 2.4 GHz, 2.6 GHz, 2.5 GHz, and 5.8 GHz bands covered by the antenna.

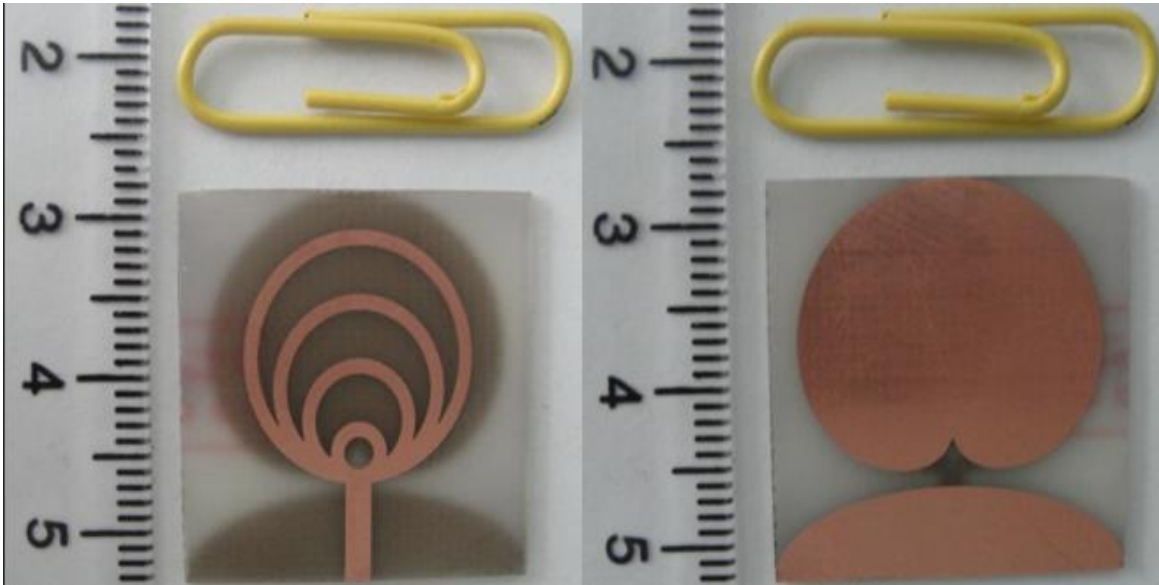


Figure 55 : Photograph of realized compact monopole antenna. ($g=0.5\text{mm}$, $W_f=1.875\text{mm}$, $L_g=6\text{mm}$, $h=1\text{mm}$, $r_1=-8$, $r_2=-8$). (For 4th iteration of fractal antenna with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I). [87]

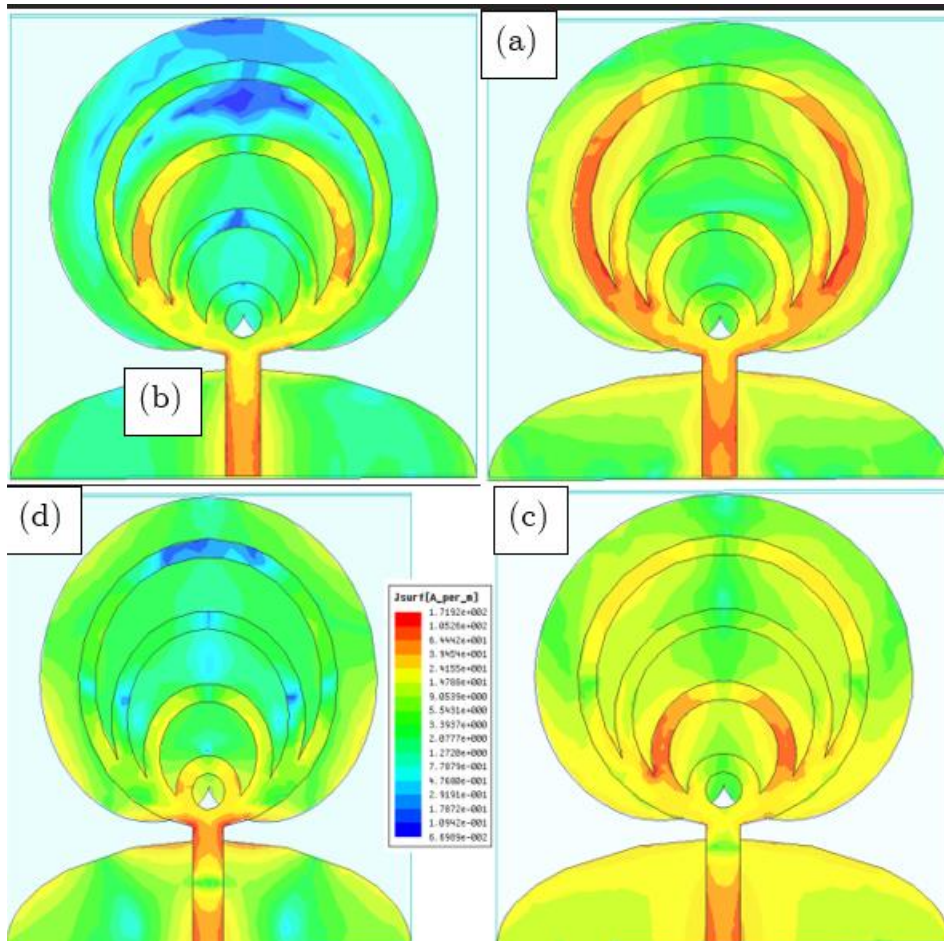


Figure 56 : Surface currents for 4th order antenna for frequencies a) 2.8, b) 1.4, c) 6.3 and d) 9.5 GHz.

In order to know which part of the antenna is effective in the resonances of the antenna, we study the surface currents of the 4th order circular fractal antenna. Figure 3.11 shows the surface currents of the desired fractal antenna at frequencies of 2.8, 4.1, 6.3, and 9.5 GHz. By studying the surface currents of the antenna at different frequencies, we can determine which parts of the antenna are more effective in producing resonances. This helps us optimize the antenna design for better performance. Surface currents of antenna 4 provide an overview of how the aforementioned antenna exhibits multi-band properties. According to the results, the self-similarity characteristic of a ring fractal leads to multi-band characteristics in the above-mentioned antenna, and the number of rings is equal to the number of bands and resonances. By understanding the surface currents of the antenna, we can optimize its design to take advantage of the multi-band properties it inherently possesses. This can be done by adjusting the antenna's geometry and size, as well as the number of rings, to ensure that it operates in the desired frequency bands and resonances. The distribution of currents for antenna 4, which is at the frequency of 2.8 GHz of the first resonance of the antenna in Figure 3.11-A, shows that the currents are distributed in the first loop and at this frequency, the maximum distribution of currents has taken place in this loop. This is while according to figures 3.11b, 3.11c and 3.11d, the maximum current distribution is at 1.4 GHz frequency (second resonance), 6.3 GHz frequency (third resonance) and 9.5 GHz frequency (4th resonance). It is in the second, third and fourth rings, respectively, and indicates the multi-band feature of the aforementioned antenna. These frequencies all show that the antenna can operate at multiple frequencies, as the resonant frequency of the antenna is at the same point. This indicates that the antenna can be used in multiple frequency bands, giving it a multi-band capability.

3.4. Conclusion

A novel hybrid fractal ring monopole planar antenna with a very compact size was presented and investigated. We showed that by increasing fractal iteration and optimizing antenna parameters with proper values, a very good impedance matching and improvement bandwidth can be obtained. The measured results illustrate that the proposed antenna offers a very good bandwidth and Omni-directional H-pattern up to 10 GHz. As a result, the proposed simple antenna can be very suitable for various applications of the future developed WIMAX/WLAN technologies for mobile and handhelds devices.

The novel hybrid fractal ring monopole planar antenna provides a compact and efficient solution for modern mobile devices with WIMAX and WLAN capabilities. The fractal iteration of the antenna design and proper tuning of the antenna parameters result in improved impedance matching and wider bandwidth, making it a suitable solution for high-speed data transmission and reception. The measured results of the proposed antenna show good bandwidth and omnidirectional H-pattern up to 10 GHz, making it a potential

candidate for future WIMAX and WLAN technologies for mobile and handheld devices. The fractal antenna design offers significant advantages over traditional antenna designs by providing a wide bandwidth, good impedance matching, and improved radiation efficiency. Furthermore, the optimal tuning of the antenna parameters reduces the reflection coefficient, which further improves the antenna performance. The measured results of the proposed antenna show that it can be used for high-speed data transmission and reception, making it a potential candidate for future WIMAX and WLAN technologies. The compact size of the antenna, combined with its improved performance, makes it a suitable solution for applications where space is limited, such as mobile phones and handheld devices. The simple design of the antenna also makes it easy to integrate into existing devices, providing a cost-effective solution for upgrading to WIMAX and WLAN capabilities. The antenna's small size helps to reduce the size and weight of the device, which makes it ideal for mobile phones and other handheld devices where space and weight are limited. The improved performance of the antenna also means that the device can transmit and receive data faster and more reliably than before, further reducing the cost of upgrading to WIMAX and WLAN capabilities.

In conclusion, the novel hybrid fractal ring monopole planar antenna provides a compact and efficient solution for modern mobile devices with WIMAX and WLAN capabilities. The improved performance and versatility of the antenna make it a suitable choice for future wireless technologies and applications in the mobile and handheld device market. The antenna is also suitable for use in multiple antenna systems, which can improve the capacity of communication systems and allow for the transmission of data over longer distances. Additionally, its small size and low profile make it ideal for integration into a variety of devices, providing a cost-effective solution for wireless communication.

Chapter Four

4. An investigation of UWB Monopole Antennas with a PTF

A novel modified microstrip-fed ultra-wide band (UWB) printed Pythagorean tree fractal monopole antenna is presented. In this paper by inserting a modified Pythagorean tree fractal in the conventional T-patch, much wider impedance bandwidth and new resonances will be produced. By only increasing the tree fractal iterations, new resonances are obtained. The designed antenna has a compact size of $25 \times 25 \times 1 \text{mm}^3$ and operates over the frequency band between 2.6 and 11.12 GHz for $VSWR < 2$. Using multi fractal concept in Modified Pythagorean tree fractal antenna design makes monopole antennas flexible in terms of controlling resonances and bandwidth. In this letter, the improvement process of the impedance bandwidth has been presented and discussed.

This study describes the design of a modified microstrip-fed ultra-wide band (UWB) antenna that utilizes the Pythagorean tree fractal structure. The antenna has an enhanced gain pattern, improved impedance matching, and a wide impedance bandwidth. The antenna is designed to operate in the frequency range of 3.1–10.6 GHz. The antenna also has a compact size as well as a low profile. The modification of the conventional T-patch antenna is achieved by inserting a modified Pythagorean tree fractal into the structure, which results in a wider impedance bandwidth and new resonances. This modification not only increases the antenna gain, but also improves the impedance matching and bandwidth characteristics. The new resonances generated by the modified fractal structure also allow the antenna to operate in a wider frequency range than the conventional T-patch antenna. Additionally, the compact size and low profile of the antenna make it suitable for use in many applications. By increasing the number of fractal iterations, additional resonances can be obtained. This allows the antenna to achieve a higher gain and wider bandwidth than the conventional T-patch antenna. It also has a smaller size and low profile which makes it suitable for use in a variety of applications. Furthermore, increasing the number of fractal iterations will result in additional resonances that can further increase the antenna's gain and widen its frequency range. The compact size of the antenna ($25 \times 25 \times 1 \text{mm}^3$) and its performance over a frequency band between 2.6 and 11.12 GHz with a VSWR of less than 2 make it an attractive solution for UWB applications. The use of the multi-fractal concept in the design process makes this type of antenna more flexible in terms of controlling resonances and bandwidth. The results also discuss the improvement of the impedance bandwidth and presents the results of the design process.

A fractal is a never-ending pattern that is created by repeating a simple process over and over. Fractals are found in nature, but they can also be created by using mathematical formulas. The multi-fractal concept allows the designer to create a complex antenna design with a wide range of parameters, which can be adjusted to control the antenna's performance. By using mathematical formulas to create a fractal pattern, the antenna can be tuned to a desired frequency range, giving it the ability to operate across a wide range of frequencies. This increased flexibility allows the antenna to be used in a variety of applications [61-77].

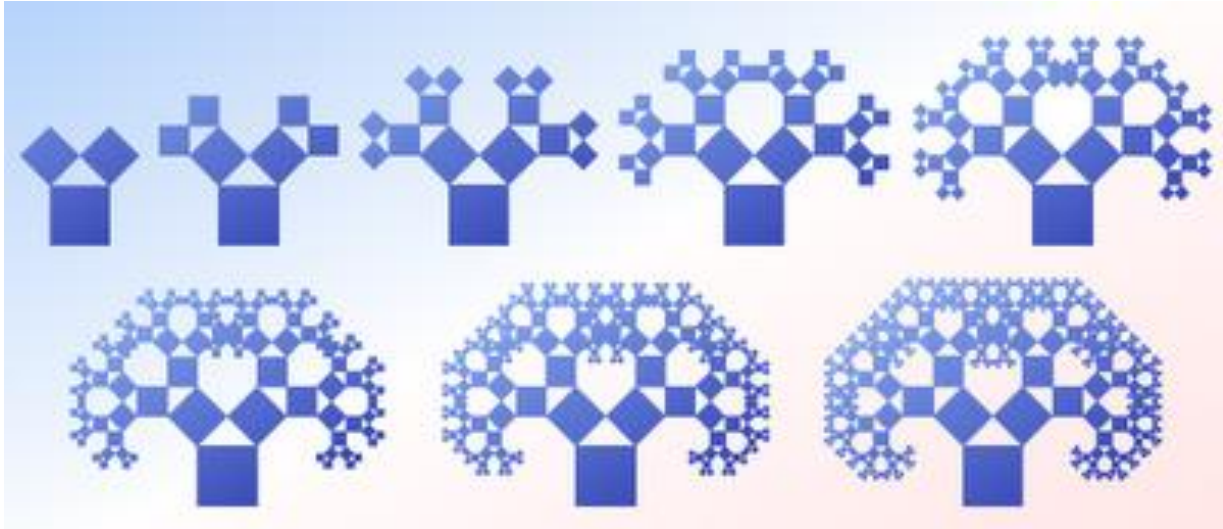


Figure 57: Illustration of the first five iterations for Pythagorean Tree Fractal [71]

4.1. Introduction

In the past decades, fast development of wireless communication has urged the need for dual band, multiband and UWB antennas. Specifically, its commercial application on the UWB systems was further developed after federal communications commission assigned an unlicensed 3.1 – 10.6 GHz bandwidth. Planar antennas with different feeding structures (coplanar waveguide type, coaxial and microstrip) and shapes have been found as suitable candidates to fulfill UWB systems requirements. Because of the self-similarity [61], [63] and space filling characteristics [64], fractal concepts have emerged a novel method for designing compact UWB, Wideband and Multiband antennas [61], [69]. Fractal antenna technology has become popular in the design of compact antennas for ultra-wideband (UWB), wideband, and multiband applications due to their unique properties such as self-similarity and space-filling characteristics. These properties allow for efficient use of space and can result in antennas with smaller dimensions than traditional antennas while still providing wide frequency bandwidth and good performance. The self-similarity of fractals means that the same pattern is repeated at different scales, making it possible to create antenna elements that are smaller in size but still exhibit the desired radiation characteristics. The space-filling properties of fractals ensure that the antenna design takes

up all available space, which can reduce the overall size of the antenna and improve its performance [61, 69].

This letter presents the design of a novel Modified Pythagorean-Tree-Fractal (MPTF) based antenna using multi fractal technique for UWB application. Based on simulation results, the MPTF exhibited very good miniaturization ability due to its self-similar properties, without reducing significantly the bandwidth and the efficiency of the antenna. It was also found that as the fractal iteration increases the radiation patterns just like Euclidean shape patches don't under go any changes. The MPTFs geometry possesses several degrees of freedom compare to a conventional Euclidean shape (Square, Ellipse, etc) that can be exploited to achieve further size reduction or keep the bandwidth to a satisfactory level.

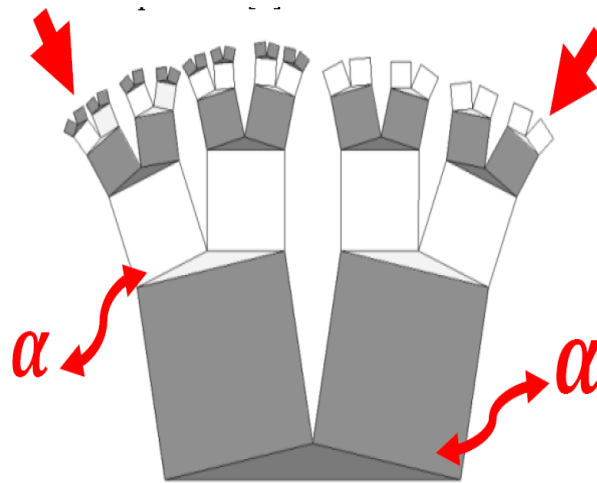


Figure 58: In black and white, the modified fractal is described in its first five stages.

4.2. Pythagorean Tree Fractals: Original and Modified

Unmodified Pythagoras Tree Fractal (UPTF) was invented by the Dutch mathematician, Albert E. Bosman, in 1942 [71]. The Pythagoras Tree is a 2D fractal constructed from squares [70]-[73]. It is named after the ancient Greek mathematician Pythagoras because each triple of touching squares encloses a right triangle ($\angle 45 \text{ deg}$) based on configuration traditionally used to depict the Pythagorean theorem [70]-[83]. If the largest square has a size of $L \times L$, the entire Pythagoras tree fits snugly inside a box of size $6L \times 4L$ [80]-[83]. The construction of the Pythagoras tree begins with a square. Upon this square are constructed two other squares, each scaled down by a linear factor of $\frac{1}{2}\sqrt{2}$, such that the corners of the squares coincide pair wise [70]-[73]. The same procedure is then applied recursively to the two smaller squares, ad infinitum [71]. Fig.4.1 shows illustration of the first five iterations in the construction process. Iteration n in the construction adds 2^n squares of size $(\frac{1}{2}\sqrt{2})^n$, for a total area of 1 [71]. Thus, the area of the tree fractal might seem to grow without boundary ($n \rightarrow \infty$) [69]-[73]. However, starting at the 5th iteration

some of the squares overlap, and the tree fractal actually has a finite area because it snuggles in to 6×4 box. For this reason, to delay the overlap of left- and right-hand fingers of UPTF in 4th iteration (Fig.4.1), we design MPT fractal by eliminating 1st iteration large side square and change isosceles right-angled triangle to isosceles triangle with steep angles ($\alpha = 10 \text{ deg}$) to reduce the fractal height to design compact antennas. This triangle change is our fractal freedom degree that helps antenna designer to make a novel fractal shape. Our purpose in designing a MPTF is to use this fractal to control impedance bandwidth and resonances. Fig. 4.2 shows illustration of the first five iterations for Modified Pythagorean Tree Fractal (MPTF) with different colors (Odd iterations with Black and Even iterations with White colors). Note that all the triangles are isosceles triangles with steep angles equal $\alpha = 10 \text{ deg}$ and other angles values of triangles and squares can be calculated by geometrical theories.

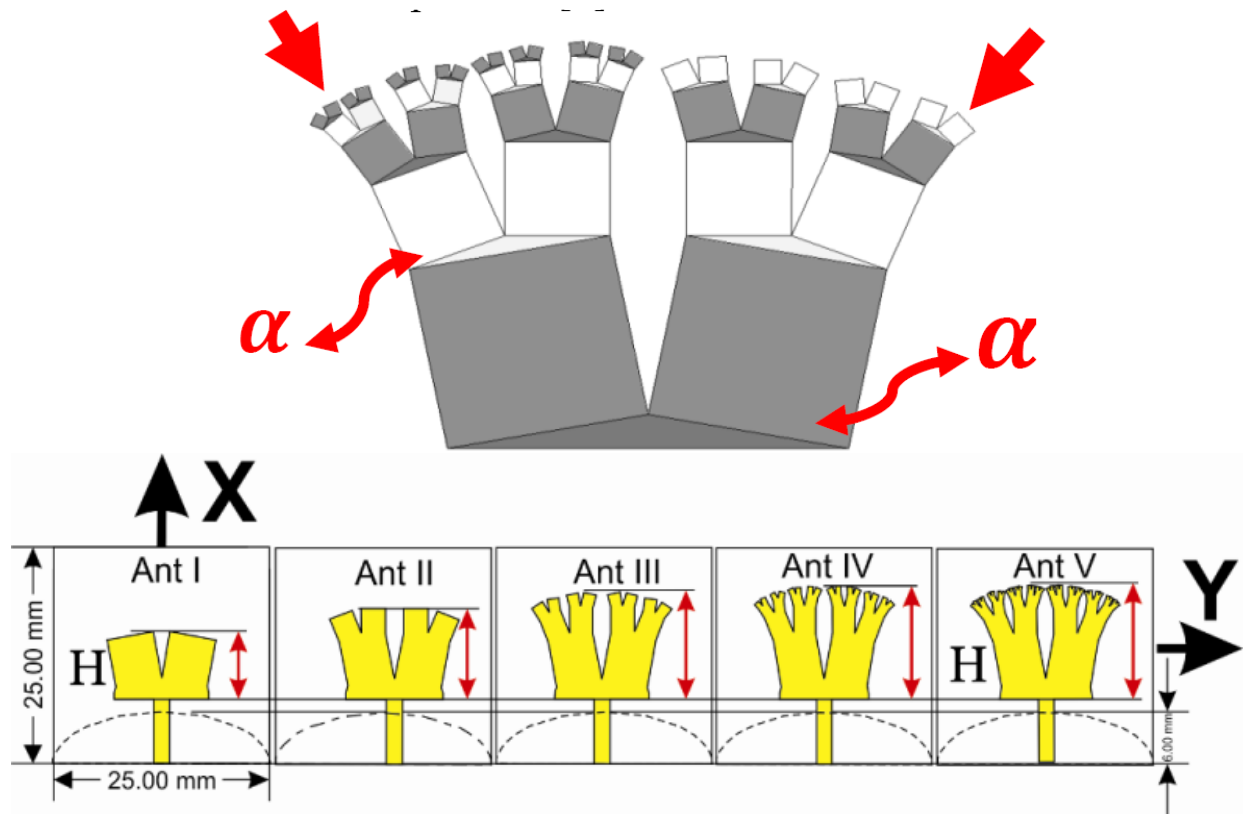


Figure 59: First five iterations MPT Fractal monopole structure from down to up with different colors: (a) 1st iteration (Ant. I); (b) 2nd iteration (Ant. II); (c) 3rd iteration (Ant. III); (d) 4th iteration (Ant. IV); (e) 5th iteration (Ant. V);

4.3. Modified PTF Antenna Design, Simulation and Fabrication

Fig. 4.2 shows the geometry of the proposed fabricated small UWB antennas, which consists of MPTF and a semi-ellipse shaped ground plane. The proposed MPTF antenna is printed on FR4 substrate with permittivity of 4.4, a loss tangent of 0.024 and compact dimension of $25 \times 25 \times 1 \text{ mm}^3 (= h)$. The width W_f and length of L_f of the microstrip feed-line are fixed at 1.875 mm and 7.5 mm respectively to achieve $50\text{-}\Omega$ characteristic impedance [61]. Due to the increasing fractal iteration on the fractal patch, it is expected that several resonances will be generated [61]. The fractal patch has a distance of $g = 1.5 \text{ mm}$ to the ground plane having $L_g = 6 \text{ mm}$ and width of $W_g = 25 \text{ mm}$ printed on the back surface of the substrate. In the proposed antenna design, the main T-patch can provide the main resonant frequency before inserting MPT Fractal. The photographs of these very compact MPTF monopole antennas (Ant I-IV) have been presented in Fig. 4.3.

4.4. Modified Pythagorean PTFA Simulations and Laboratory Results

The MPT fractal structures have been not only simulated, but also fabricated as printed monopoles using conventional printed circuit techniques (PCB). The performances of the MPT fractal antenna at different iteration have been investigated using Ansoft HFSS (ver.11.1). The impedance bandwidth of the antenna is measured using the Agilent 8722ES network analyzer. In this section, we have presented the measured results for a fabricated prototype of the proposed Modified Pythagorean Tree Fractal (MPTF) antenna using optimum simulated design parameters. Initially, the design of fractal monopole antenna starts with a T-patch (T-patch wide and length are $1.5 \text{ mm} \times 11 \text{ mm}$), which resonates at 7.75 GHz (1.58:1, 45.16%). The simple semi ellipse ground (GND) plane acts as an impedance matching circuit [61]. The parameters (g, L_g) , based on the parametric analysis of the 3rd iterated of the proposed MPT fractal antenna, are optimized to achieve the maximum impedance bandwidth and good impedance matching. The simulated S_{11} curves for 3rd iterated of MPT fractal with different values of L_g and g are plotted in Fig. 4.4. As the ground length (L_g) increases, the impedance bandwidth is increased up to 7.5 mm . As shown in Fig. 4.4, the small changes in the width of the gap between the fractal patch (g) and the ground plane has a great effect on the impedance matching of the 3rd iteration of fractal antenna. By decreasing g up to 1.5 mm , the ellipticity of the ground plane improves the impedance matching as the great ellipticity the antenna gets produces smoothly tapered structure discontinuities in the current distribution [61]. Note that the simulated S_{11} curves for Ant I, II, IV and V with different values of L_g and g are not included in Fig. 4 to avoid clouding the simulated curves. However, they have maximum

impedance bandwidths for $L_g = 6\text{mm}$ and $g = 1.5\text{mm}$. The simulated S_{11} curves for first five iterations of fractal are plotted in Fig. 4.5 and Fig. 4.6. From the simulation results in Figs. 4.5 and 4.6, it is observed that increasing fractal iteration on the fractal patch will generate several resonances. Figs. 4.2 and 4.3 indicate that as fractal iterations increase, the number of fingers and the length of the fingers will be increased and decreased respectively. As shown in Figs.4.5 and 4.6 the fractal shape would result in pushing down the lower edge of the impedance bandwidth. This would be the result of the fractals space-filling property in X-direction (which leads to increase of the total electrical length). In addition, the simulation results show that, if we increase Ant I's fingers length (V-shape) according to Ant II, III, IV and V fingers length without increasing fractal iterations, impedance bandwidth will be decreased (from upper band edge). Therefore, increase of impedance bandwidth with fractal iterations would be the result of the fractals space-filling and its special layout properties.

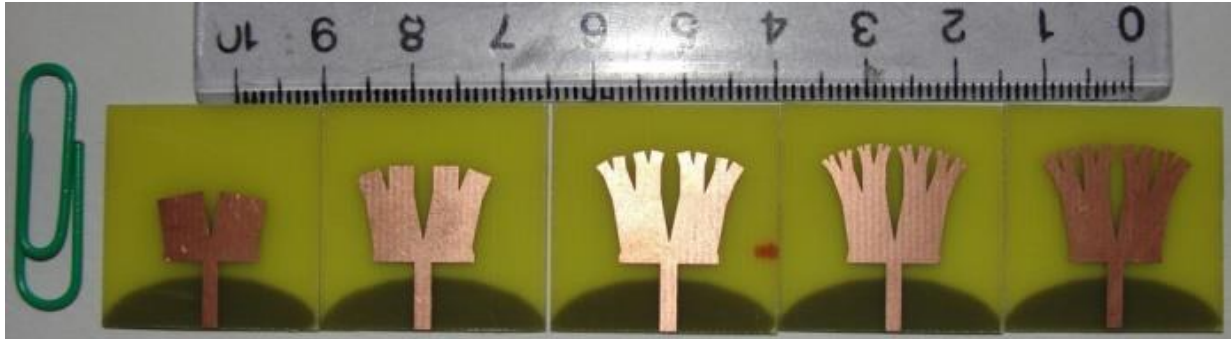


Figure 60 :Fabricated first four iterations MPT Fractal proposed monopole antenna: (a) 1st iteration (ANT.I) (b) 2nd iteration (ANT.II) (c) 3rd iteration (ANT.III) (d) 4th iteration (ANT.IV) ($W_{\text{sub}}=25, L_{\text{sub}}=25, W_f=1.875, L_f=7.5, g=1.5, h=1, L_g=6$ (Unit : mm));(See [Publication](#) Section)

Although the length of fingers is decreased by increasing the number of iterations, the 4th and 5th iterations has approximately the same height of $H=13.4\text{ mm}$ therefore they have similar number of resonances. The resonance (f_n) of the MPT fractal antenna is approximated as Eq.4.1. C is the speed of light in vacuum, h is the height of the largest finger of the monopole, $n \in \mathbb{N}$ is a natural number and δ is the scale factor approximately equal to 1.24 for this fractal structure [62], [63].

$$f_n \approx \frac{C \times 0.24}{h} \left[\frac{1}{\delta^n} \right] \quad \text{Eq.(4.1)}$$

For clarifying the fractal iterations as shown in Fig.4.3, five different antennas are defined as follows:

Ant I: 1st iteration of MPT fractal antenna contains two fingers with length of 5.5 mm , from the measured results in Fig. 4.4. It is observed that the Ant I resonates at 4.82 GHz

(3.21 to 10.68 GHz, 107%) and impedance bandwidth increases 61.84% in comparison with T-patch monopole antenna;

Ant II: *2nd* iteration of MPT fractal antenna contains four fingers with length of 2.8 mm. The measured result indicates that the Ant II resonates at 4.36 and 8.34 GHz (3.08 to 10.82 GHz, 111%);

Ant III: *3rd* iteration of MPT fractal antenna contains eight fingers with length of 1.4 mm. The measured result in Fig. 4.4 indicates that the Ant III resonates at 3.96, 7.62, 8.39GHz (2.68 to 11GHz, 121%);

Ant IV: *4th* iteration of MPT fractal antenna contains sixteen fingers with length of 0.7 mm. The measured result in Fig. 4.4 indicates that the Ant IV resonates at 3.79, 7.23, 7.96 GHz (2.83 to 11.12 GHz, 121%);

Ant V: *5th* iteration of MPT fractal antenna contains thirty-two fingers with length of 0.4 mm. The measured results in Fig.4.4 indicates that the Ant V resonates at 4.11, 7.22, 8.26GHz (2.64 to 11.14GHz, 123.3%);

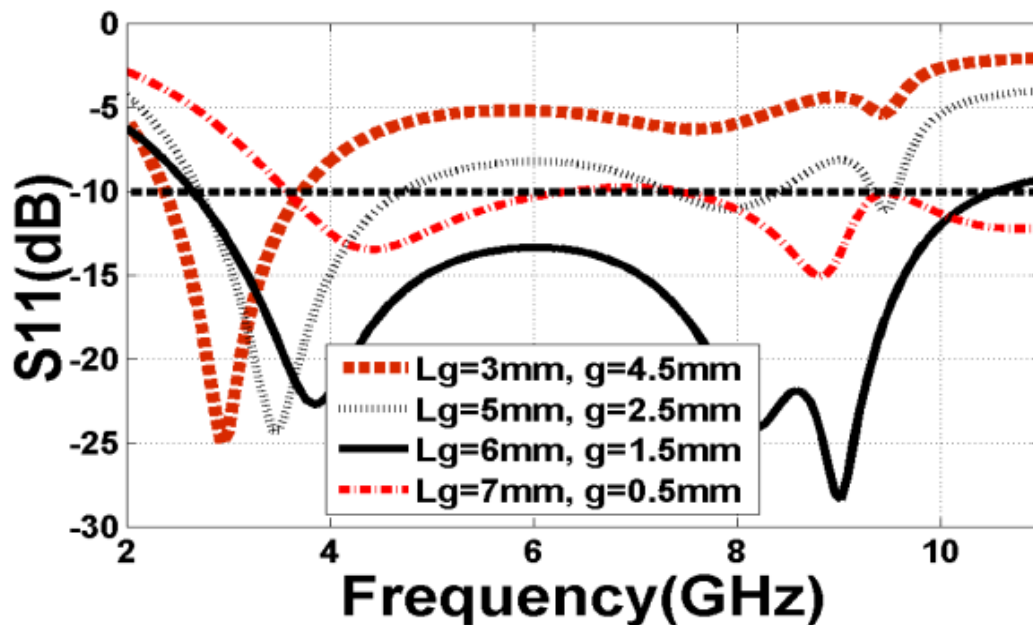


Figure61 :Simulated S_{11} for 3rd iteration of fractal with different L_g and g . ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_f=7.5$) (Unit : mm).

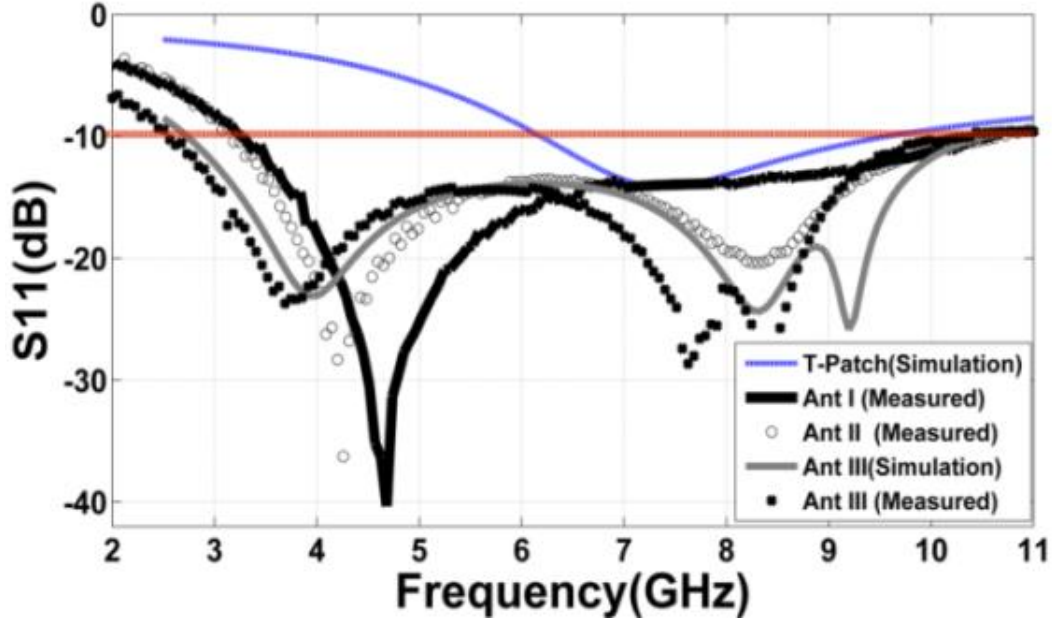


Figure 62: Measured and simulated S_{11} for MPTF antennas (Ant I-III) with optimized values ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_g=6, g=1.5, L_f=7.5$) (mm).

The impedance bandwidths of first five MPTF antennas (I, II, III, IV, V) for $VSWR < 2$ are 7.47, 7.74, 8.32, 8.29 and 8.5 GHz respectively. From the simulation results in Figs. 4.5 and 4.6, it is observed that the impedance bandwidth increases as the fractal iterations are increased. Thus, we have maximum impedance bandwidth for UWB applications. Also, it is found that the impedance bandwidth is effectively improved with increasing fractal iterations at the lower band-edge frequencies [61]. Fig. 4.6 shows that the impedance bandwidth of the proposed MPTF Ant V is as large as 8.5 GHz (from 2.64 to 11.14 GHz), which is about three times of the T-patch antenna. The measured results in TABLE.4.1 indicate the increase of radiation efficiency η and a reduction of Quality factor which is one of common features of fractal iterations [66], [68]. Measured results of the radiation patterns of the corresponding proposed MPTF antennas (Ant I-V) for the resonant frequencies are shown in Fig. 4.8. The normalized radiation patterns are found to be Omni-directional (donut shape) in $H(yz)$ -Plane and eight shapes in $E(xz)$ plane with good cross polar level at all resonating bands of operation. The radiation patterns are very similar to those of the monopole antenna with Euclidean shapes. The maximum antenna gains are determined as 4.2, 3.2, 1.9, 1.5 and 1.20 (dBi) across the 8.78, 5.75, 8.4, 4.88 and 3.56 GHz bands, for Ant I to V respectively. As shown in TABLE.I and Fig. 4.9 the gain is stable in center frequencies of antennas operating bands. In designing Ultra-Wide Band antennas, it is not sufficient to evaluate the antenna performance in traditional parameters such as S_{11} , gain and radiation patterns, etc. However, it is important to evaluate system transfer functions as the transmitting/receiving antenna. For UWB

applications, the magnitude of this transfer function should be flat as possible in the operating band [64]-[67].

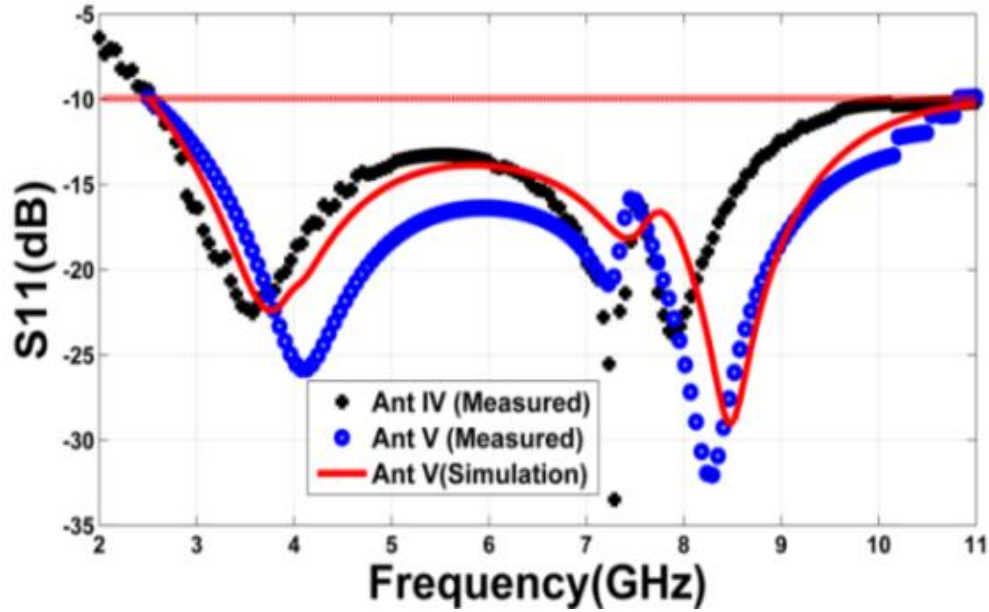


Figure 63 : Measured and simulated S_{11} for MPTF antennas (Ant IV and V) with optimized values. ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_g=6, g=1.5, L_f=7.5$) (mm)

The group delay needs to be constant over the entire band as well [64-67]. Measurement of group delay and S_{21} is performed by exciting two identical prototypes of the MPTF antennas kept in the far field for two orientations; side-by-side and face-to-face. The system transfer function, which is the transfer parameter $|S_{21}(f)|$ of a two-port network, was measured in an anechoic chamber with an identical MPTF monopole pair. The separation between the identical MPTF monopole antenna pairs was 1.0 m. Fig. 4.9 indicates magnitude of S_{21} and group delay for the side by side and for the face-to-face orientations of MPTF antenna respectively [64]-[67]. It can be observed that, for the face-to-face orientation, the proposed MPTF monopole pairs features flat magnitude of around -47 dB over the UWB band, which ensures distortion less behavior of the system when UWB pulses are transmitted and received [63]-[66]. Fig. 4.9 shows the measured results of group delay for the proposed antenna. It is observed that the group delay variation is less than 0.6ns over UWB. It is also interesting to mention that MPT fractal is for first time used in antenna design with these exciting results and compact sizes.

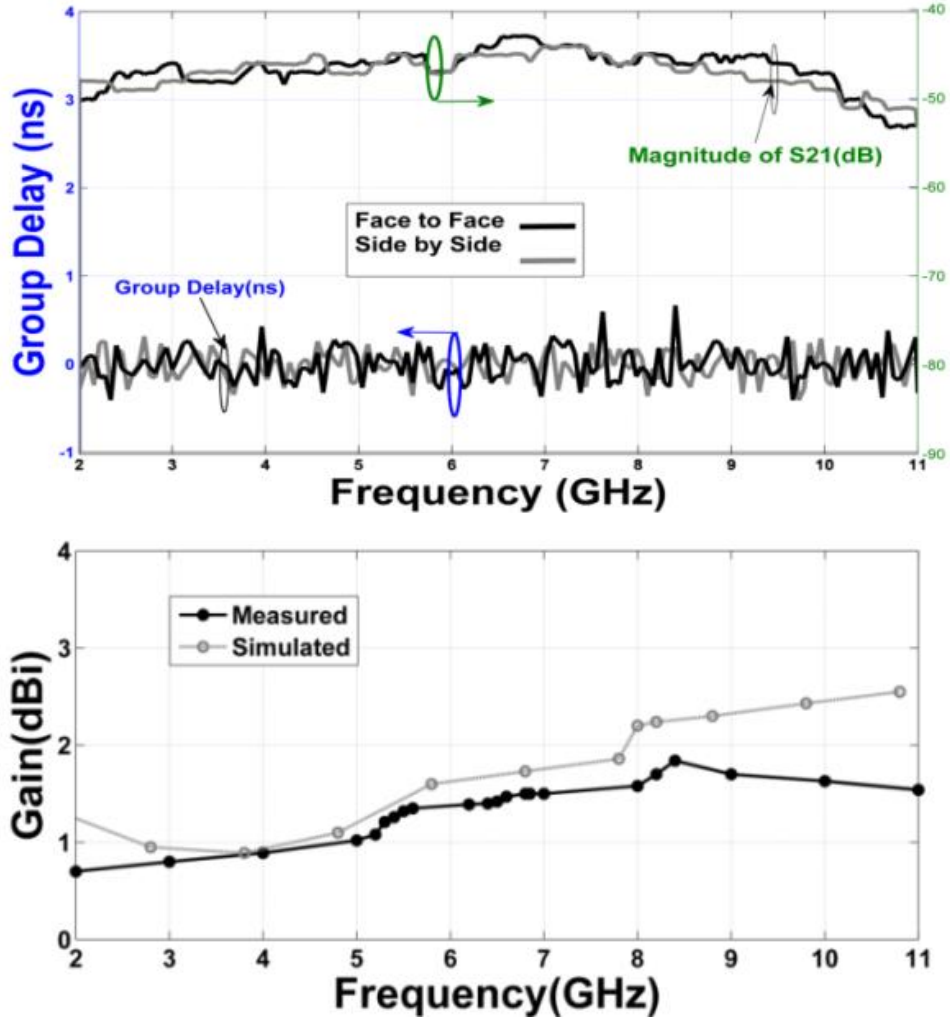


Figure 64: Measured group delay, $|S_{21}|$ and gain of 3rd iteration MPTF antenna.

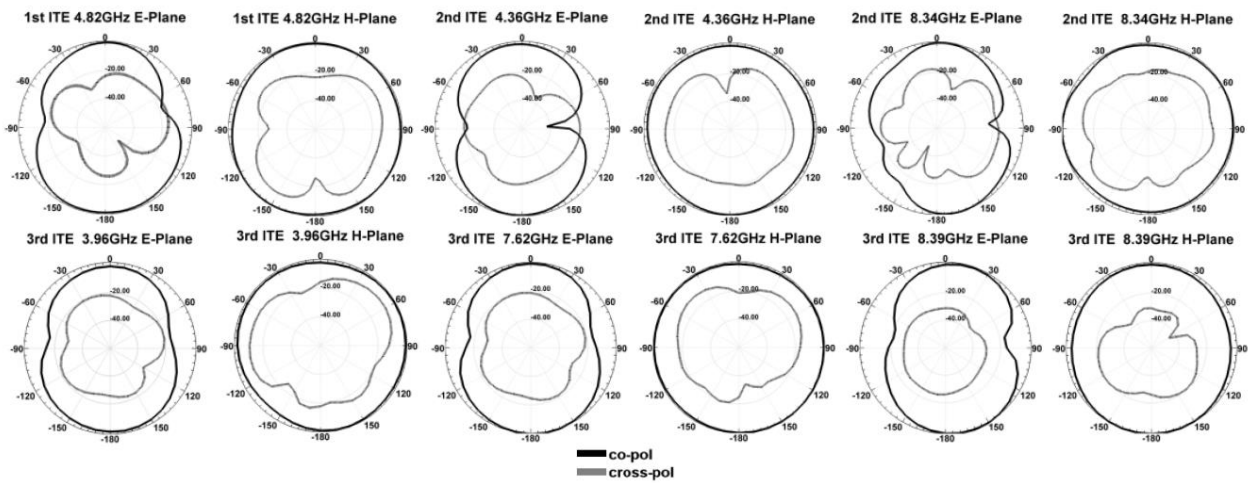


Figure 65: Measured E (xz)-plane and the H (yz)-plane radiation patterns of the first three iterations of MPT fractal proposed antenna: Ant. I at 4.82GHz; Ant. II at 4.36 and 8.34GHz; Ant. III at 3.96, 7.62 and 8.39GHz;

TABLE 4.1

SUMMARY OF MEASURED CHARACTERISTICS OF MPTF ANTENNAS IN THE TABLE, THE IMPEDANCE BAND IS THE FREQUENCY RANGE WHERE THE VSWR EQUAL TO OR LESS THAN 2; f_c IS THE CENTER FREQUENCY; BW IS THE BANDWIDTH AND GAIN OF EACH RESONANCE BAND WITH H LENGTH; η IS THE RADIATION EFFICIENCY; Q IS THE QUALITY FACTOR. ($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.024$, $h = 1\text{mm}$, $g = 1.5\text{mm}$, $w_f = 1.875\text{mm}$, $L_g = 6\text{mm}$)

	f_n GHz	S_{11} dB	f_c GHz	H mm	η %	Q	f_c Gain dBi	BW %	BW (VSWR = 2) , $f_l - f_u$ GHz, %
I Ant	4.82	-41	6.94 5	7.8	72	48	1.47	107	3.210-10.68, 107
Ant II	4.36, 8.34	-38, -22	6.95 2	10.6	76	40	1.62	111	3.080-10.82, 111
I Ant II	3.96, 7.62, 8.39	-25, -29, -46	6.90 2	12.4	85	35	1.65	121	2.680-11.02, 121
I Ant V	3.79, 7.23, 7.96	-24, -39, -34	6.86 5	13.3 6	87	24	1.64	121	2.834-11.12, 121
Ant V	4.11, 7.22, 8.26	-26, -22, -34	6.89 3	13.4 1	91	18	1.69	123	2.644-11.14, 123

4.5. Conclusion

A novel MPT fractal monopole planar antenna with a very compact size was presented and investigated. By increasing the number of MFT fractal iterations and optimizing antenna parameters properly, we were able to achieve excellent impedance matching and increased bandwidth. As a result of fractal's space-filling and its special layout properties, this would occur. The operating bandwidth of the proposed MPTF antennas covers the entire frequency band from 3.1–10.6 GHz. Both measured and simulated results suggest that the proposed MPTF antenna is suitable for UWB communication applications. The fractal structure of the antenna allows it to have a higher gain and a wider bandwidth than traditional antennas. Additionally, the antenna's layout is optimized to reduce the effect of mutual coupling between the elements. This improves the antenna's impedance matching and increases its bandwidth, making it suitable for UWB communication. Furthermore, the fractal structure of the antenna enables it to operate in a wide frequency range, making it suitable for a variety of applications. The antenna's low profile also makes it suitable for use in mobile and portable devices. Additionally, the antenna's low cost and easy fabrication make it a viable option for UWB communication.

The proposed MPT fractal monopole planar antenna is a compact solution for ultra-wideband (UWB) communication applications. The use of a fractal structure and optimization of antenna parameters allows for a good impedance matching and an improvement in bandwidth. The operating bandwidth of the proposed MPTF antenna covers a wide frequency range from 3.1 to 10.6 GHz. The antenna is designed to cover a wide frequency range due to its fractal structure which provides better impedance matching and its optimized parameters that allow for improved bandwidth. Additionally, the antenna is compact, making it a good solution for UWB communication applications.

The space-filling properties of the fractal structure and its special layout are key factors in achieving the desired performance. By increasing the number of fractal iterations, the antenna can be made even more compact while still maintaining a wide frequency bandwidth. The fractal structure of the antenna creates multiple paths for the signal, allowing it to propagate through the antenna more efficiently. The fractal iterations add layers of complexity to the antenna, allowing it to be more compact while still efficiently receiving and transmitting signals. The measured and simulated results suggest that the proposed MPTF antenna is a promising solution for UWB communication systems. The combination of its compact size, wide operating bandwidth, and good impedance matching makes it well-suited for these types of applications. Furthermore, the MPTF antenna has good radiation performance, which is critical for UWB systems. It also has a low profile, making it easy to integrate into a variety of platforms.

Chapter Five

5. UWB-SSA's with a Redesigned Inverted-L Strips

5.1. Introduction of CPSSA's

The purpose of this chapter is to describe a newly developed type of wideband antenna with circular polarization (CP) designed for square slots, called the CPSSA. With a single-layer structure, the antenna consists of two L-shaped appendages formed on the square ground that produce circular polarization at the square ground's corners and resonant modes that excite two perpendicular E currents in the square ground's corners. In order to produce circular polarization, they need each other. There is a 4 times greater impedance bandwidth of the proposed antenna than that of other previous square slot structures, in comparison to other structures with similar bandwidths. With dimensions of 60 square millimeters by 60 square millimeters by 0.8 millimeters thick, this slot antenna covers 132% of the bandwidth allocated by the [FCC](#) for ultra-broadband applications. In addition to circular polarization, the antenna has linear polarization in other bands and occupies 32% of the total bandwidth with a ratio of 1:1.5 [\[69-88\]](#).

We will study the design process of this type of antenna and compare it with the one presented. In recent years, the rapid and increasing growth of wireless communication has led to the rapid and increasing growth of multi-band, dual-band and even ultra-wideband antennas, as well as the expansion of the use of these types of antennas after the FCC allocated the 1.3 to 10.6 GHz frequency band. It has become more widespread for commercial applications [\[69-73\]](#). The best choice for a broadband system is printed antennas with a variety of extensions, such as coplanar waveguides, coax, and microstrip with different structures and functions. Meanwhile, circular polarization is the best and most popular choice in wireless communication when it comes to expanding communication between transmitters and receivers without the problem of polarization mismatch. By providing better mobility and not weakening against weather changes, it increases system efficiency [\[78, 79\]](#). There have been several designs for slotted antennas made in recent years that cover a wide range of their performance with circular polarization, which has overcome some of the problems of this type of antenna, such as their narrow impedance bandwidth and the axial ratio [\[78-88\]](#). There are several types of slotted antennas, but the square slot antenna is capable of providing a wide bandwidth and high axial ratio. Different techniques can also be used to achieve right-handed and left-handed circular polarization in these antennas [\[78-88\]](#).

The following techniques have recently been introduced to design this type of antenna with circular polarization and a wide bandwidth:

The installation of two L-shaped ground strips in the two opposite corners of the square slot [78], the installation of the T-shaped ground strip which is placed in the direction perpendicular to the direction of the polarization and the CPW feed line [79], the installation of the helical slot in the ground plane [83], the installation of a lightning-shaped feeding line with two L-shaped ground strips in the two opposite corners of the square slot [85], the use of an embedded arc based on a metal strip for circular polarization and linear [86]. The proposed slot antenna for ultra-wideband applications uses the techniques of two L-shaped ground strips in the two opposite corners of the square slot to produce circular polarization and rectangular appendages embedded in the feed line to increase its bandwidth [78-88]. The results obtained for the aforementioned antenna, both in the form of simulation and measurement, indicate that the polarization obtained for this antenna has a bandwidth of 32.2%, which covers the frequency range of wireless standards, technologies such as IEEE 802.11a., which includes the following frequency bands: 5825-5725/5350-5150 MHz [78-88].

5.2. Investigating Microstrip Slot Antennas [78-88].

An overview of these antennas is given in Figure 5.1(Figure 66): In CPW mode, there is no need to drill or perforate the antenna substrate to connect the antenna to active devices such as pin diodes and MEMS. The radiation from microstrip slot or slit antennas is two-way and symmetrical with respect to the antenna. Microstrip square slot antennas are a type of microstrip patch antenna that use a square slot etched into a thin metal sheet placed over a ground plane. These antennas have been widely researched for ultra-wideband (UWB) applications due to their low profile, simple design, and ease of integration with other components [78-88].

There are several different types and structures of microstrip square slot antennas that have been proposed for UWB applications, including [78-88]:

1. Circularly Polarized Square Slot Antenna (CPSS): This type of antenna uses two L-shaped ground strips in the opposite corners of the square slot to produce circular polarization. The use of rectangular appendages in the feed line can help to increase the bandwidth [78-88].
2. Dual-Band Square Slot Antenna: This type of antenna is designed to operate at two distinct frequency bands, making it suitable for multi-band UWB applications. The antenna uses a combination of square slots and rectangular patches to achieve dual-band operation [78-88].

3. Square Slot Antenna with Stacked Slots: This type of antenna uses multiple square slots stacked one above the other to increase the bandwidth [78-88]. The stacking of the slots also helps to reduce the size of the antenna, making it suitable for compact UWB systems [78-88].
4. Square Slot Antenna with U-Shaped Slot: This type of antenna uses a U-shaped slot etched into the metal sheet to produce a broader impedance bandwidth. The U-shaped slot also helps to reduce the size of the antenna and increase its gain [78-88].

These are just a few examples of the types and structures of microstrip square slot antennas that have been proposed for UWB applications. The choice of type and structure depends on the specific requirements of the application, such as frequency band, gain, and size constraints [78-88].

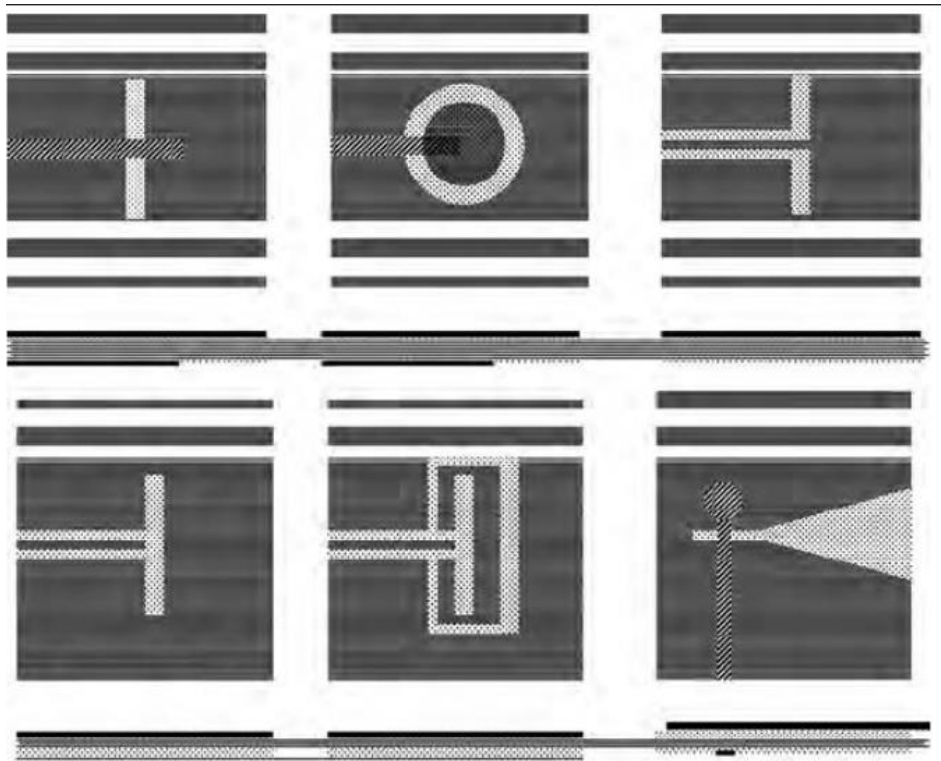


Figure 66: Microstrip slotted antenna [78-88].

5.3. Radiation Mechanism for Slot Antennas

The main concepts of aperture radiation were available in 1690 when Huygens explained the bending and diffraction of light waves around an object with a simple method. A wave front's points are considered secondary sources of spherical waves according to Huygens's principle in physical optics. Wave fronts covering secondary waves follow [78-88]. Geometrical optics predicts that the light that radiate through a slit to a curtain creates a bright area and a completely dark shadow area [78-88]. This is because there is a sharp and clear border between them. Huygen's principle states that each point on the wave front acts as a secondary source of spherical wavelets that spread out in all directions. The wavelets overlap and interfere with each other, creating a bright area where the wavelet crests add and a dark area where the wavelet troughs cancel each other out. This explains why light that shines through a slit to a curtain creates a bright and dark area. When compared to one wavelength, such a prediction holds almost true even for apertures that are very large [78-88]. The concept of secondary sources is used to describe waves that come out of a slit. This results in a smooth mixing of light and shadow areas due to the spread of waves in secondary waves [78-88]. In this chapter, Maxwell's equations and boundary conditions are used to describe the problems raised. We know that according to the unity theorem, if a function applies to a differential equation and satisfies the boundary conditions of the problem, it is the only solution of the problem [78-88].

With unique boundary conditions, Maxwell's equations are solved. An arbitrary surface including conductive parts makes calculating radiation from sources difficult. The image method simplifies solving problems with infinitely wide surfaces if the surface is infinitely wide. The majority of slot antennas have a flat aperture. The result is that such a simplification of the analysis is usually not problematic. We can nevertheless define an equivalent flat aperture surface for an antenna, regardless of whether it has a flat physical aperture. There is no benefit to this method unless the crack surface's tangential fields are known. In the following, by assuming a constant field distribution on the surface of the rectangular and circular slit, its radiation pattern has been calculated [78-88].

By using Huygens' principle to explain the bending and diffraction of light waves around an object, pinhole radiation has greatly simplified the understanding of pinhole radiation [78-88]. A wave front is considered as a secondary source of spherical waves according to Huygens' principle of physical optics [78-88]. Next, these secondary waves will be covered by the wave front. Figure 5.2 shows how to make a plane wave and a spherical wave caused by secondary waves [78-88]. The cover of secondary waves forms the front of the new wave. Geometric optics (ray tracing) predicts that light shining through a slit into a curtain creates a bright area and a completely dark shadow area with a sharp and defined border between them [78-88]. Such a prediction is almost true even for very large apertures (relative to one wavelength). We use the concept of secondary sources for waves that come

out of a slit [78-88]. Therefore, secondary waves show an expansion of waves and, as a result, a smooth mixing of light and shadow areas [78-88]. In theory, this principle is known as the Huygens principle or the equivalence principle [78-88].

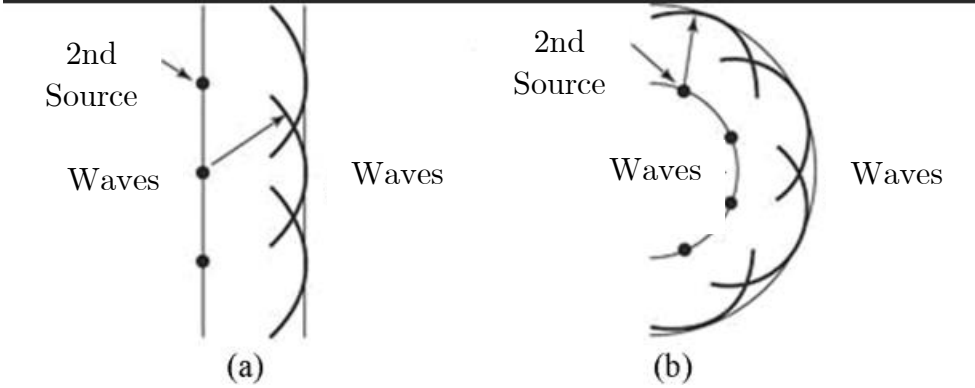


Figure 67: Secondary waves to create successive wave fronts. (a) plane wave (b) spherical wave [78-88].

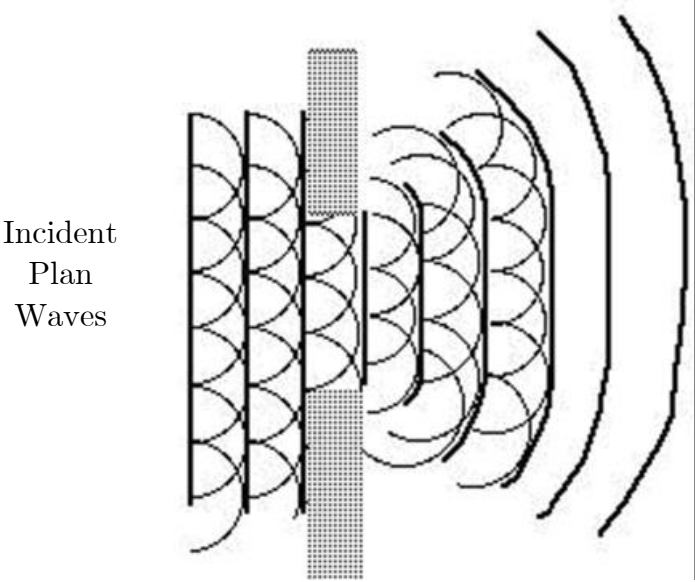


Figure 68: Radiation from a plane wave passing through a slit in a curtain caused by edge diffraction [78-88].

A volume v with a surface s is taken as the location of the electromagnetic sources. In Figure 5.4(a), we see the outward unit vector perpendicular to the surface s . The fields E and H outside the surface can be obtained by removing the sources inside v and establishing the surface electric and magnetic current density on the surface s . This can be seen in Figure 5.4(b) [78-88].

$$\bar{J}_s = \hat{n} \times \bar{H}(S) \tag{Eq.5.1}$$

$$\bar{M}_s = \bar{E}(S) \times \hat{n} \tag{Eq.5.2}$$

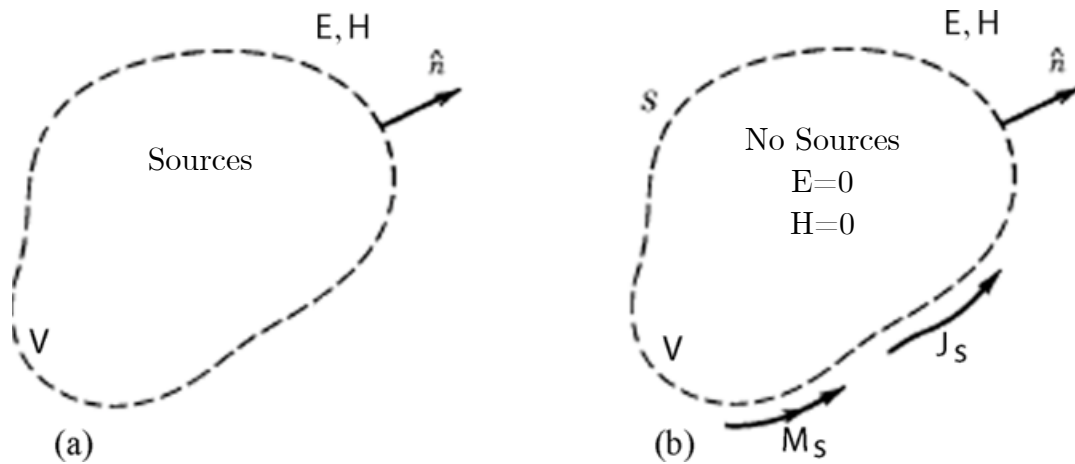


Figure 69: Principle of equivalence. (a) Main issue, (b) Equivalent issue [78-88].

By calculating the $H(s)$ and $E(s)$ fields on the s level, the main sources create the $H(s)$ and $E(s)$ fields. Using the equivalent surface current densities J_s and M_s (also called Huygens sources), we can calculate the tangential fields at all points outside the surface arising from the main sources [78-88]. This form of the equivalence theorem can be proved relatively easily (known as Law's equivalence principle). Maxwell's equations and boundary conditions describe this problem, like any electromagnetic problem. In accordance with the unity issue, any function that applies to a differential equation and meets the boundary conditions of the problem is the only solution. Use unique boundary conditions to solve Maxwell's equations (including sources) [78-88]. Resources outside the volume v don't change in the equivalence problem since they don't exist. As will be explained below, the boundary conditions remain the same. Fields inside volume v are zero, and surface currents are given by equations (5.1) and (5.2) [78-88].

In order for the boundary conditions to be the same, the difference between the internal and external fields (tangent on the surface s) must also be the same. Here are the boundary conditions:

$$\hat{n} \times [\bar{H}(S) - 0] = \bar{J}_s \quad \text{and} \quad [\bar{E}(S) - 0] \times \hat{n} = \bar{M}_s \quad [78-88].$$

Equations (1-5) and (5-5) are the same. This means that the boundary conditions for the equivalent problem are the same as for the original problem. Because of this, there are no differences between the equivalent problem and the main problem in terms of the fields outside volume v [78-88]. A complete conductor can be placed on a part of the surface s since the fields in the equivalent problem are zero inside volume v [78]. Due to the zero tangential component E , the magnetic surface current density M_s on this part of the surface is zero. As a result, J_s on this part s is equal to the real electric current density that radiates from the complete conductor when present in the conductor. If there is an aperture or opening in the conductor, you will have electric and magnetic currents. Radiation caused by sources on an arbitrary surface, including conductor parts, is generally difficult to calculate [78-88]. Using the image method simplifies the problem if the surface s is an infinitely wide plane. Antennas with a flat aperture are common for slot antennas. Due to this, such simplifications of the analysis are usually not problematic. However, although an antenna may not have a physical planar aperture, we can define equivalent planar aperture surface(s) for it [78-88].

A tangent field on s must be known in order to use this method. Equivalent surface currents (which act in free space) can be used to calculate fields outside the half-space of the source (for example, $z > 0$) using the half-space fields (for example, $z > 0$) [78-88]. As can be seen in Figure 5.6, this is an equivalent system. The vector potential can be used to calculate the radiation fields caused by the density of surface currents. A comparison between slotted and patch antennas is given in Table 5.1.

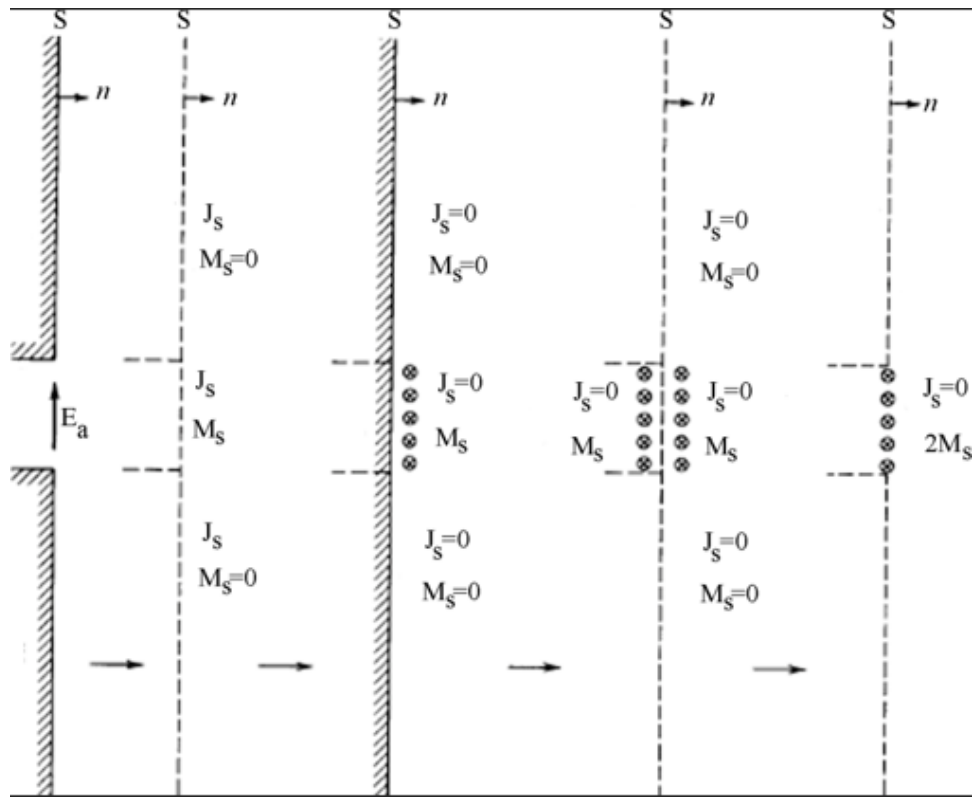


Figure 70: Arrangement of equivalent currents for a flat surface with an opening [78-88].

Table 5.1 Qualitative comparison between patch and slotted microstrip antennas

Characteristic	Patch	Slot
Tolerance in Fabrication	Critical	Not very critical
Shape Flexibility	Any shape	Limited
Radiation fields	Unidirectional	Unidirectional and omnidirectional
Bandwidth	Narrow	Wide
Spurious radiation	Moderate	Low
Cross-polarization level	Low	Very low
End-fire antenna	Not possible	Possible
Isolation between radiating elements	Fair	Good

5.4. Description of the provided CPSSA's for UWB applications

A novel CPW-fed ultra-wideband circularly polarized square slot antenna (CPSSA) is presented [87]. The proposed single layer antenna comprised of a square ground plane embedded with two unequal size inverted-L strips around two opposite corners, which is capable of generating a resonant mode for UWB impedance-bandwidth, and excites two orthogonal vectors. In comparison to the previous CPSSA structures, impedance bandwidth and the axial ratio bandwidth (AR) of antenna are increased, which is 4 times wider than the impedance bandwidth for previous proposed design. The designed CPSS antenna has a size of $60 \times 60 \text{ mm}^2$ and operates over the frequency band between 2.74 and 13 GHz for and measured to exhibit 32.2% a CP bandwidth. Throughout this work, the improvement process of the axial ratio (AR) and S_{11} properties is completely presented and discussed. The proposed CPW-fed ultra-wideband circularly polarized square slot antenna (CPSSA) is a novel design that offers improved performance compared to previous CPSSA structures. The single-layer antenna consists of a square ground plane embedded with two unequal-sized inverted-L strips located around two opposite corners. This design enables the generation of a resonant mode for UWB impedance-bandwidth and excites two orthogonal electric (E) vectors. This design offers the advantage of an improved radiation performance in terms of gain and directivity, as well as a low cross-polarization level. Additionally, the proposed structure eliminates the need for a double-layer structure, thus reducing the size and manufacturing costs.

The wider impedance bandwidth and CP bandwidth of the proposed CPSSA design make it well-suited for UWB communication applications. The compact size and improved performance make it an attractive solution for a variety of applications requiring a compact, circularly polarized antenna with a wide operating bandwidth. This is because the wider impedance bandwidth allows for the antenna to be used with a greater range of frequencies. The improved performance of the CPSSA design over other designs also makes it more efficient and reliable in terms of transmission and reception. The compact size makes it ideal for applications where space is limited.

In the past few years, the rapid development of wireless communication has urged the need for multiband, dual band and UWB antennas. Specifically, its commercial application on the UWB systems has been further developed after FCC assigned an unlicensed 3.1 – 10.6 GHz bandwidth (with less than -41.3 dBm/MHz effective isotropic radiated power (ERIP)) [78–88]. Printed antennas with different feeding structures (coplanar waveguide type, coaxial and microstrip) and different shapes have been found as suitable candidates to fulfill UWB systems requirements [78–88]. On the other hand, for deploying a transmitter and a receiver without causing a polarization mismatch between them, circular

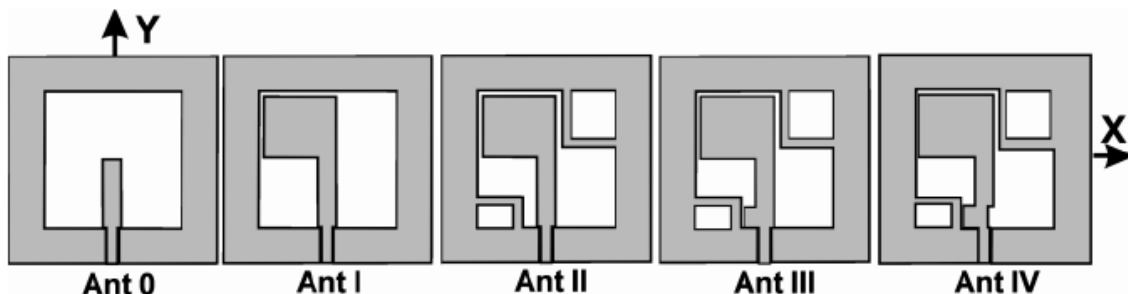


Figure 72 :Four improved prototypes of the proposed CPSS antenna.

5.5. Simulations and Laboratory Tests of Designed CPSSA

The geometry of the proposed single layer CPW-fed CPSS antenna has been illustrated through Fig. 5.1. As it is indicated in the Fig.5.1, the proposed antenna consists of a rectangular main patch ($x \times y$) embedded to feed line ($L_f + lt + lm$). It has two inverted-L strips around two opposite corners. A tuning slit has been cut and removed from feed line and a tuning vertical stub has been embedded in the feeding structure [78-88]. Two main features have been incorporated within the design: one mainly for enhancing the impedance bandwidth and the other for enlarging the ARBW. The feed line consists of a rectangular patch in conjunction with two inverted-L strips accounting for the enhancement of the ARBW. The simulation results show that embedding $x \times y$ rectangle patch to fed mechanism (Ant 0-Ant IV) and increasing x and y parameters increase the impedance bandwidth. However, the combination of the feed line with a rectangular patch and the inverted-L strips that lead to a large ARBW may not guarantee a satisfying impedance matching [78-88]. Therefore, two tuning stubs are embedded in the feeding structure to widen the impedance bandwidth. The proposed CPSS antenna is printed on a commercially cheap FR4 substrate with permittivity of 4.4, a loss tangent of 0.024 and compact dimension of $60 \times 60 \times 0.8 (= h) \text{ mm}^3$. The width W_f of the CPW feedline is fixed at 3 mm to achieve $50\text{-}\Omega$ characteristic impedance [78-88]. The horizontal feed section ($\pm X$ direction) is separated from the right and left hand of the feed by a gap of $g = 0.3 \text{ mm}$. The feed line is terminated with a standard SMA connector. The circular polarization mechanism of the proposed CPSS antenna is principally related to the two unequal size inverted-L strips placed around two opposite corners of the square slot with $lx \times ly$ and $dx \times dy$ dimensions. By embedding inverted-L grounded metallic strips, it is expected that a wide-band CP operation will be generated [78-88].

5.5.1. Results, and Discussions

The simulated CPSSA structures have been fabricated using conventional printed circuit techniques (PCB). The performances of the CPSS antenna at parametric studies have been investigated to find optimized parameters using commercial Ansoft HFSS (ver.11.1) software. The impedance bandwidth and Axial Ratio of the CPSSA are measured using the Agilent 8722ES network analyzer. To simplify the comparison of the proposed antenna design with antennas introduced in [71] and [78], the same parameters including $L = 40mm$, $G = 60mm$ and width of inverted-L strips equal to $1mm$ have been selected [78-88].

At first, for clarifying the improvement process, four prototype of the CPSS antenna are defined as follows (Fig.2) [78-88]:

Antenna I. includes only a rectangular patch;

Antenna II. contains a rectangular patch and two inverted-L grounded strips;

Antenna III. has a rectangular patch, two inverted-L grounded strips and a vertical tuning stub ($w_n \times \ell_n$);

Antenna IV. contains a rectangular patch, two inverted-L grounded strips, a vertical tuning stub and a rectangular tuning slit with optimized parameters.

The antennas III and IV have (ℓ_t , w_t , ℓ_t and ℓ_n) parameters. These parameters, based on the parametric analysis of the proposed CPSS antenna by HFSS, are optimized to achieve the maximum impedance bandwidth and a wide CPBW. The simulated S_{11} curves for four CPSS antennas are plotted in Fig.5.3. As shown in Fig.5.3, embedding of inverted-L metal strips to ground plane has a great effect on the ARBW of Ant I. The $3dB$ ARBW achieved for the Ant II is about 12% (5.35 – 6 GHz). The simulation results in Fig.5.3 indicates that, this structure (the inverted-L grounded strips) that leads to large ARBW may not have a satisfying impedance matching [78-88]. The simulation results in Fig.5.3 also show that if, ly , lx , dy and dx of the inverted-L strips are set equal to $15mm$ (= $0.375L$) [71], [78] 3-dB fractional ARBW will be reduced to 0%. Through extensive simulations and experiments, we have found that increasing ly , lx and decreasing dy and dx , based on optimized results presented in TABLE 5.1, not only increases the amount of ARBW to 12% (relative to the center frequency of 5652MHz) but also improve impedance bandwidth in lower frequencies between 4 – 6GHz. Therefore, a tuning stub and a slit are added in feeding structure to widen the impedance bandwidth (called Ant III and Ant IV) [78-88]. Our simulations show that if part of the tuning vertical stub is widened, impedance matching in the 3-dB AR band can be greatly improved. The vertical tuning stub is formed by extending the feed section to left by a length of ℓ_n and a width of w_n . As revealed in Figs.5.3 and 5.4, the Axial Ratio curve of Ant III is very similar to that of

Ant IV, where their S_{11} variations are quite different. Note that Ant III has already attained a 3dB ARBW of 31% (5.28 – 7.2 GHz) [78-88].

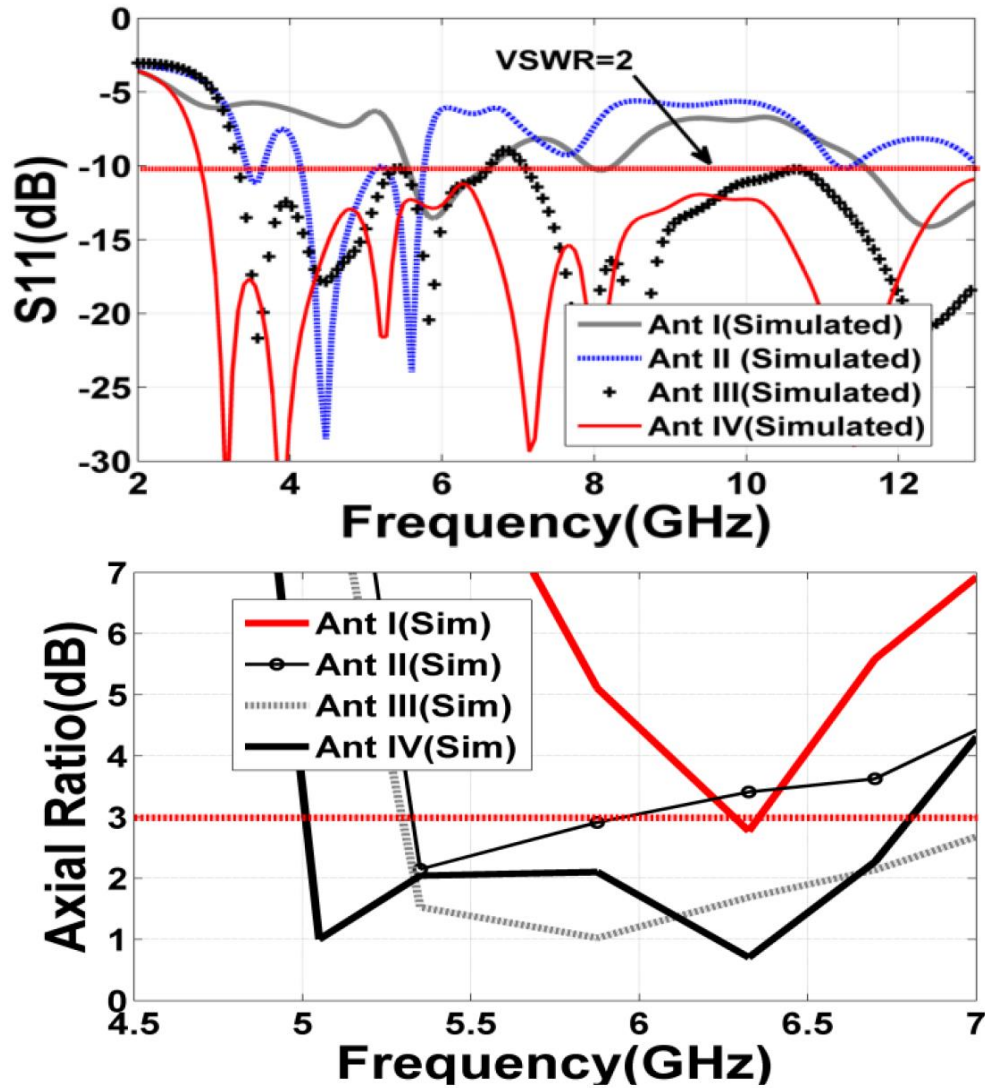


Figure 73: Simulated S_{11} and AR for antenna I-IV; (For CPSS antennas with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I).

The vertical tuning stub adjusted to $ln = 3.3\text{mm}$ and $Wn = lt = 6\text{mm}$ forms Band I (3.4 – 6.6 GHz) and Band II (7.2 – 13GHz). The vertical tuning stub is very close to the inverted-L grounded strip around the lower left corner of the slot leaving little space for further extension of the vertical tuning stub. In Ant IV with the vertical tuning stub fixed at $ln = 3.3\text{mm}$ and $w_n = 6\text{mm}$, we then added a tuning slit by shifting the vertical feed section to the left by a width of $w_n = 1.5\text{mm}$. By adjusting the vertical tuning slit to $lt = 6\text{mm}$ and $w_t = 1.5\text{mm}$, the impedance bandwidth has been increased to 130% (2.8 –

13GHz) [78-88]. Note that Ant IV has already attained a 3dB axial ratio bandwidth of 29.8% (5 – 6.75 GHz). Fig. 5.4 indicates the close correspondence between the measured and simulated S_{11} curves for the Ant IV with optimized Values presented in TABLE 5.1. As also indicated in Fig.5.4, the measured impedance bandwidth for Ant IV has an operating frequency range from 2.67 to 13GHz and 3dB ARBW of 32.2% (4993 – 6945 MHz). Both tuning vertical stub and slit, when properly widened, can not only enhance the coupling among the feed line and inverted-L strips (lower left corner), but also further perturb the current distribution in the square slot so that the 3 dB Axial Ratio bandwidth (AR) would be shifted to around a lower frequency as shown in Fig.5.3, yet preserving the large 3-dB ARBW [78-88].

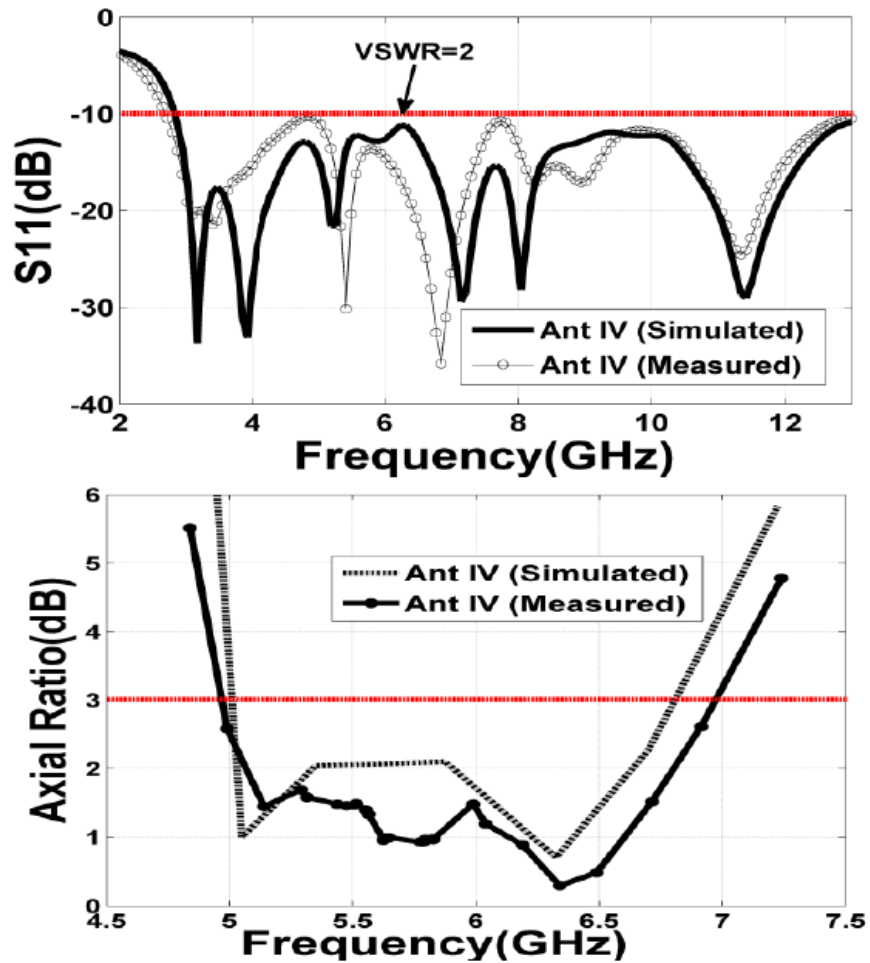


Figure 74: Simulated and measured S_{11} and AR for antenna IV.

The simulation results for Ant IV shows that tuning slit has a great effect on impedance matching (Fig. 5.4). Generally, for providing good impedance characteristics and ARBW over the application bands, the parameters of proposed antenna should be equal to the

values shown in TABLE.5.1. The photograph of the realized CPSS antenna is shown in Fig. 5.5. We simulate the time-varying surface current distribution on the Ant IV at 6.42 GHz, the minimum point of AR. The simulation results of surface current distribution for Ant IV are shown in Fig. 5.6. It is observed that the surface current distribution in 180° and 270° are equal in magnitude and opposite in phase of 0° and 90° .

If the current rotates in the clock wise (CW) direction, the antenna can radiate the right-handed circular polarization (RHCP). The simulated and measured maximum gain is shown in Fig. 5.7. It can be seen the both simulated and measured gain are between 3 – 4.13 *dBic* within the 3 – *dB* axial ratio bandwidth from 4993 – 6945MHz. The measured peak gain is 4.2 *dB* at 8.38 GHz while the simulated peak gain is 4.32 *dB*. The measured results of the normalized radiation patterns of the CPSS antenna IV are presented in Fig.5.8. The radiation pattern is left hand circular polarization (LHCP) for $z > 0$ and right-hand circular polarization (RHCP) for $z < 0$, as can be deduced from surface current distributions in Fig. 5.6. It is also interesting to notice that the proposed CPSS antenna has 132% impedance bandwidth, which is 4 times and 2 times wider than the impedance bandwidth in [71],[78] and [80] with similar CP technique, respectively. Moreover, the proposed CPSS antenna has 32.2% FCPBW, which is equal to with FCPBW in [71] and 16% smaller than FCPBW in [78].

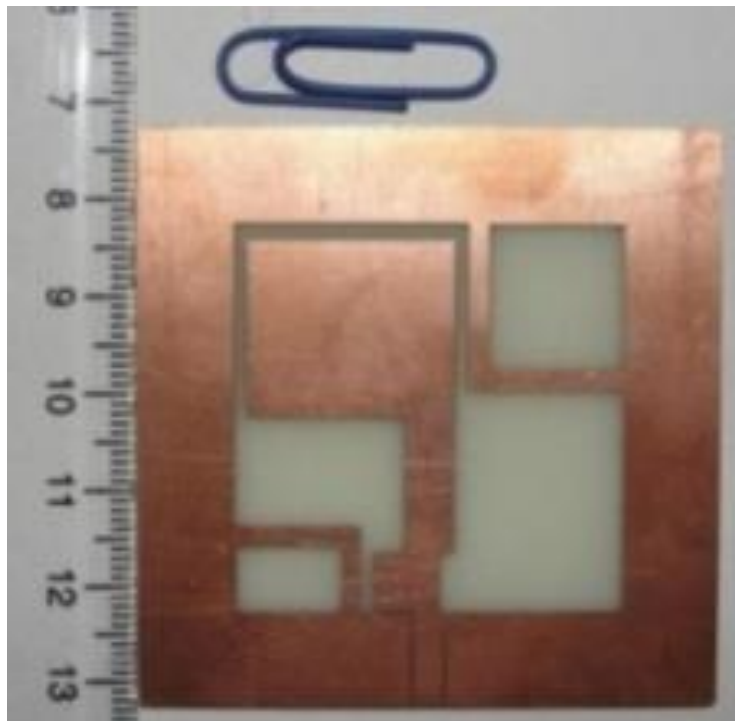


Figure 75: The photograph of realized CPSS antenna IV built with PCB techniques. (CPSS antennas with optimized values of the design parameters summarized in TABLE I).

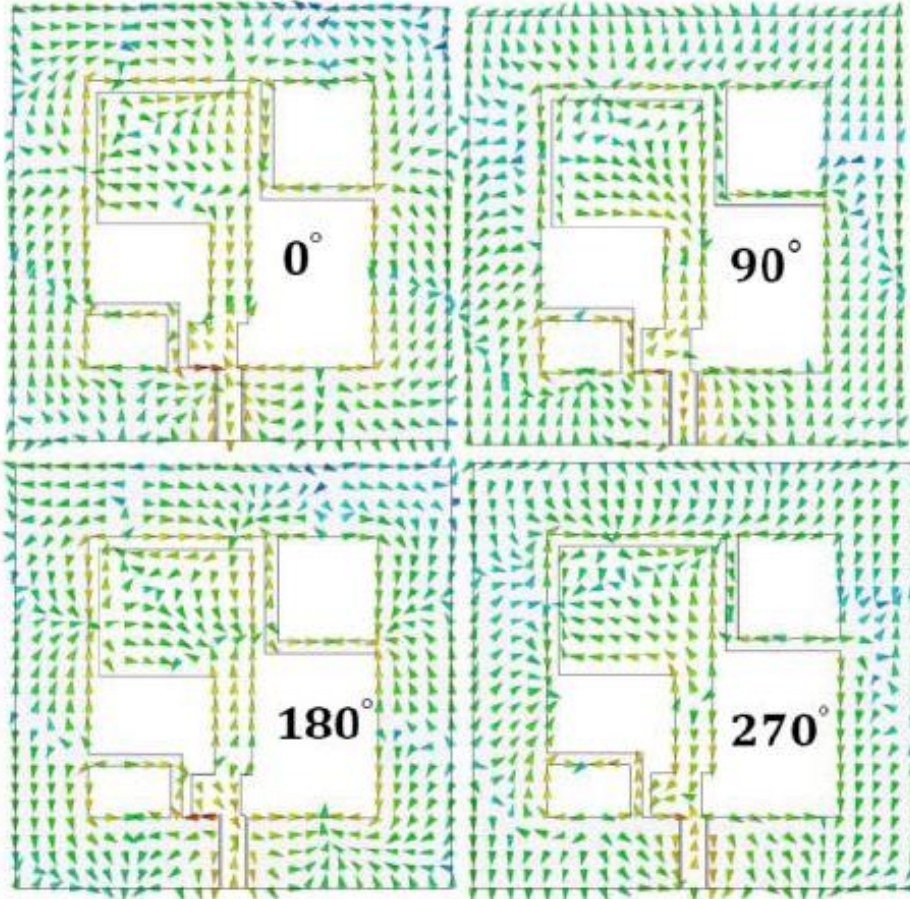


Figure 76: Distribution of the surface current on the feed and ground of the CPSS antenna at 6.42GHz in 0° , 90° , 180° and 270° phase.

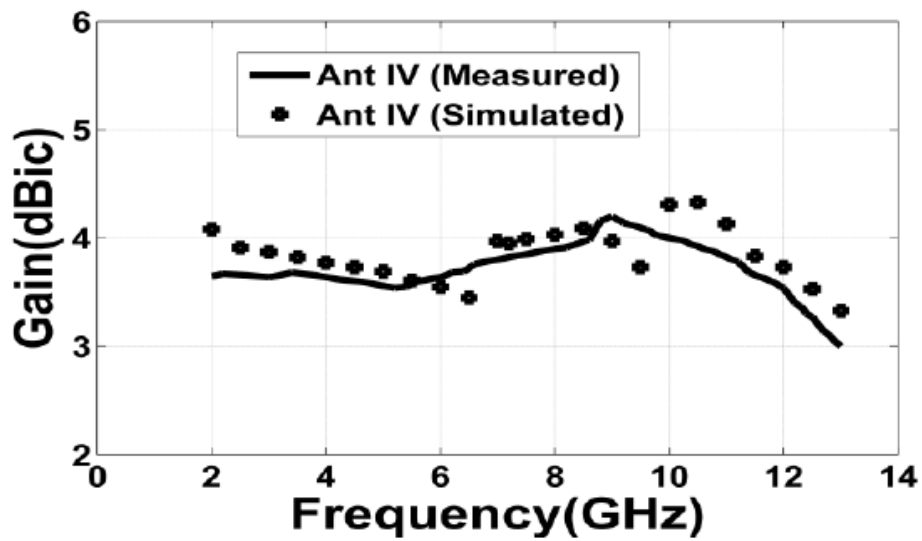


Figure 77: Measured and simulated Ant IV gains in the +z direction.

Because slotted antennas are bidirectional, the above antenna will have left-handed polarization in the positive direction of the Z-axis and right-handed polarization in the negative direction of the Z-axis due to the fact that slotted antennas are bidirectional. The results of a simulation of the three-dimensional radiation pattern of the antenna in question are shown in figure 5.14. As you can see, it indicates that the desired antenna pattern is bidirectional. This figure illustrates the measurement results of normalized radiation patterns for antenna 4 as shown in figure 5.15. This thesis presents a square slot antenna with a bandwidth of 132%, which is 4 times the impedance bandwidth of the reference [78], and 2 times the impedance bandwidth of the reference [85], [87].

This is very interesting because the square slot antenna has 4 times the impedance bandwidth of the reference [78]. In spite of this, all the antennas mentioned above have used similar design techniques in order to create their antennas. It is also noteworthy that the antenna in question possesses 2.32% circular polarization, that is, it possesses the same circular polarization width as reference [78] and it possesses a circular polarization bandwidth that is 16% smaller than that of reference [85].

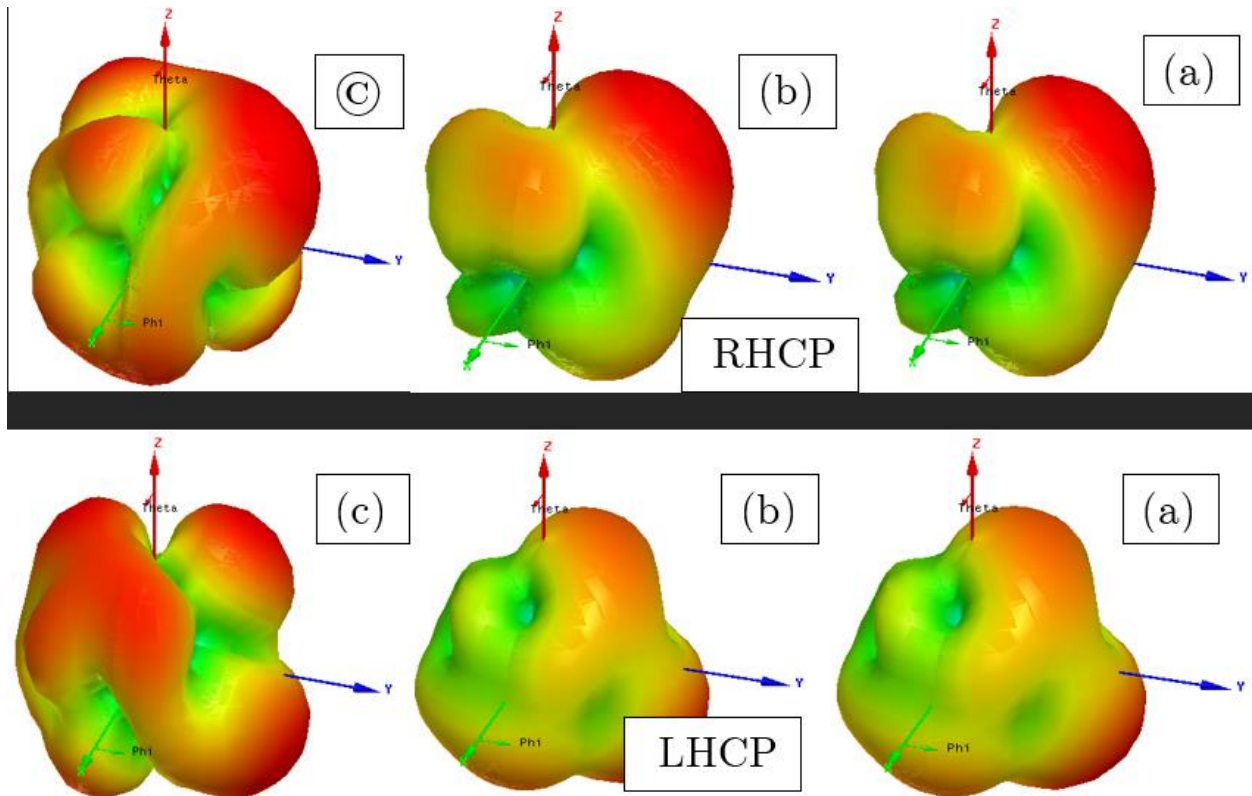


Figure 78 :3D radiation pattern of antenna 4, (1) RHCP and (2) LHCP at frequencies: (a) 5.12, (b) 5.73, (c) 6.42 GHz.

Table.5.2

Summary of the measurement and simulation results for the aforementioned 1 to 4 slot antennas with new inverted L-strips

($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.024$, $h = 0.8\text{mm}$, $G = 60\text{mm}$, $L = 40\text{mm}$, $w_f = 3\text{mm}$, $g = 0.3\text{mm}$)

	lx <i>mm</i>	ly <i>mm</i>	dx <i>mm</i>	dy <i>mm</i>	Wt <i>mm</i>	lt <i>mm</i>	Wn <i>mm</i>	ln <i>mm</i>	<i>BW</i>	f_c <i>MHz</i>	<i>3dB ARBW</i> <i>GHz,%</i>
									(<i>VSWR = 2</i>) $f_l - f_u$, <i>MHz</i>		
Ant I	0	0	0	0	0	0	0	0	5446-6824 1154-1362	0	0
Ant II	15.5 (0.387L)	16.5 (0.412L)	21 (1.9L)	13 (0.325L)	1.5 (0.037L)	6 (0.151L)	6	3.3	4021-5824	5652	12
Ant III	15.5 (0.387L)	16.5 (0.412L)	21 (1.9L)	13 (0.325L)	1.5 (0.037L)	6 (0.151L)	6	3.3	3421-6610 7202-1305	6240	31
Ant IV (Simulated)	15.5	16.5	21	13	1.5	6	6	3.3	2844-13045	5919	29.8
Ant IV (Measured)	15.5	16.5	21	13	1.5	6	6	3.3	2674-13124	5969	32.2
Ref.[1]	15	15	15	15	0	0	0	0	1600-3055	2665	27.4
Ref.[8]	15	15	15	15	0	0	0	0	2023-3421	2745	48.8
Ref.[10]	15	15	15	15	1.5	6	6	4.8	2000-7071	3575	85

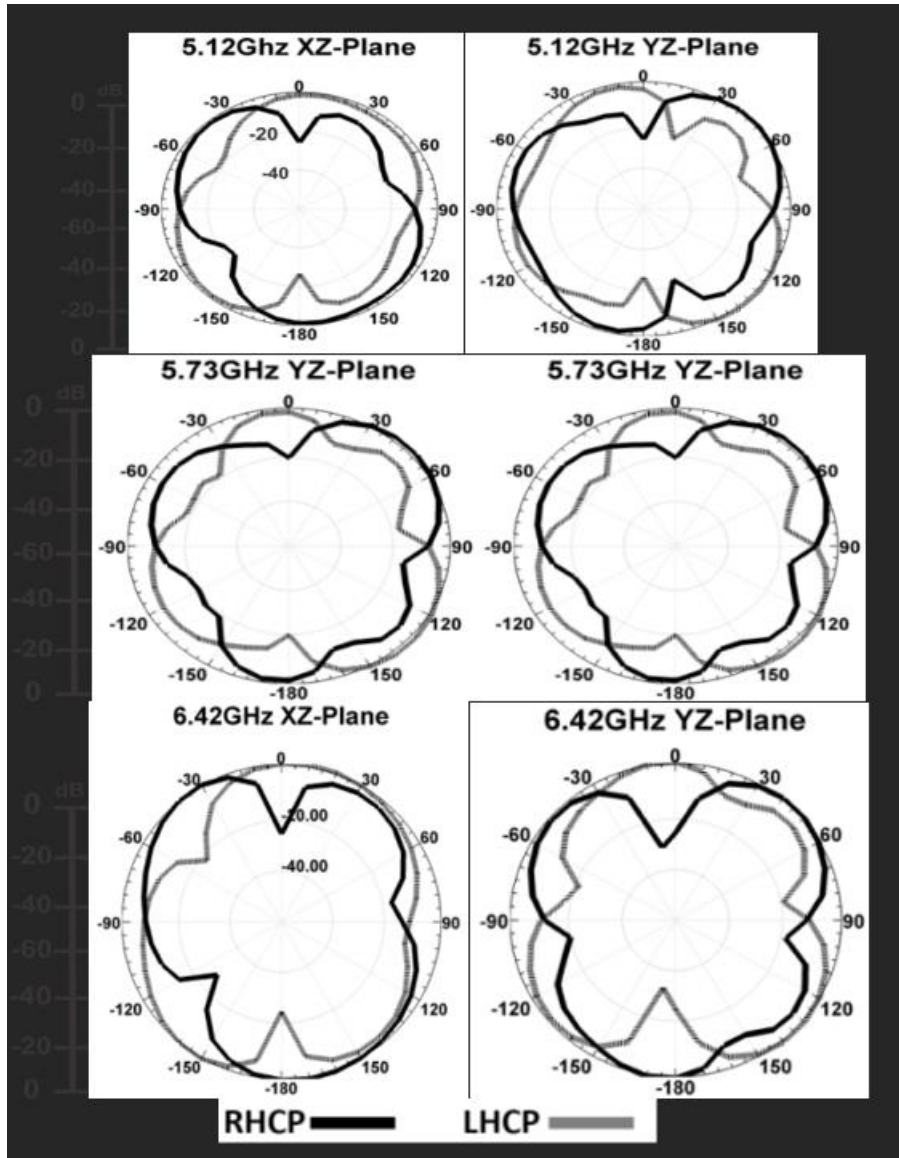


Figure 79: Measured radiation pattern for antenna 4 (IV) made at frequencies of 5.12, 5.73, and 6.42 GHz.

5.6. Conclusion

A new design circularly polarized square slot antenna has been proposed and implemented. The antenna structure is very simple, yet the measured FCPBW can be enhanced to 32.2% with a fractional impedance bandwidth of greater than 132%. The proposed antenna uses two inverted-L strips for the excitation of two orthogonal resonant modes for CP radiation. In addition, the antenna design is compact, which results in an omnidirectional radiation pattern with a low profile and low cost. The antenna also has high gain and low cross-polarization levels, which makes it suitable for a variety of applications. Our simulation results show that the modified feed structure plays an important role in increasing the impedance bandwidth. The vertical tuning stub and slit have effectively

widened the impedance bandwidth apart from slightly broadening the 3-dB AR band. The maximum antenna gain was measured, and was found to have a maximum value of 4.2dBi. As a result, the proposed simple CPSS antenna can be used in future mobile devices such as IEEE 802.11a technologies.

In conclusion, this is a great description of the proposed circularly polarized square slot antenna and its characteristics. The use of two inverted-L strips for excitation of orthogonal resonant modes, along with the modified feed structure, has contributed to the enhancement of the FCPBW and impedance bandwidth. The addition of the vertical tuning stub and slit has further broadened the impedance bandwidth and slightly increased the 3-dB AR band. The measured maximum antenna gains of 4.2 dBi suggests that this antenna could be a useful candidate for application in mobile devices using IEEE 802.11a technologies. It's great to see that the proposed antenna is both simple in structure and efficient in performance. Furthermore, this antenna's ability to maintain a low profile and still achieve a moderate gain makes it an ideal choice for mobile communication applications.

Chapter Six

6. Suggestions

A fractal geometry was introduced for the first time in 1975 as a means of mathematically defining structures whose dimensions cannot be limited to whole numbers. Structures such as these have been used in the past in order to investigate complex structures in nature that can be difficult to analyze using Euclidean structures that are based on Euclidean geometry. Among the examples of this phenomenon in nature are the length of coastlines, the density of clouds, as well as the branches and leaves of trees. As nature is not limited to Euclidean geometry structures, antenna design should not be limited to Euclidean structures. As a result of the search for structures whose dimensions are not limited to integers, geometric structures with improved features have been designed, compared to structures like Euclidean geometry. For example, fractal antenna designs have been developed which enable antenna structures to be made smaller, while still maintaining their efficiency. Additionally, these fractal antenna structures can be designed to operate in a wide range of frequencies, providing increased performance and more flexibility in antenna design.

This thesis shows how antenna engineering horizons for fractal geometry can be broadened by a collection of several new fractal structures made as antennas. Fractal characteristics suggest that antennas can be miniaturized and input impedance can be improved compared to other structures. The structure of some fractals allows them to cover only certain bands of an entire band when they are designed as antennas. A modified Pythagorean fractal as well as a ring fractal are the only fractals investigated in this thesis for miniaturization. In order to accomplish the goal of this thesis, a large number of fractals could have been used; however, only two were used, and the majority are patented or have been put off for future publications either due to manufacturing difficulties. In order to investigate multi-band mode, improve input impedance, and reduce size, three examples of ring fractals were used. Using a fractal can minimize the dimensions of antennas, which is the primary benefit of using a ring fractal. This is because the ring fractal is able to create a self-similar structure that replicates its size and shape over multiple iterations. This self-similarity allows it to create a compact antenna while still maintaining the desired characteristics of the antenna. Additionally, the modified Pythagorean Fractal was used to optimize the antenna's bandwidth and gain.

In comparison to other multi-band antennas, this antenna has a miniaturized structure created by a circular fractal structure, reducing its dimensions by 56%. Using this fractal leads to a multiband mode of this antenna, which covers WiMAX, WLAN, and Bluetooth. A modified Pythagorean fractal was used as the second fractal. This fractal has been redesigned in a way to reduce not only its dimensions, but also the problem that the fingers overlapped when the fractal steps were increased. To develop a new method for designing miniaturized antennas and also to investigate the structural properties of the fractal in antenna design, five new antennas were designed using this fractal. Furthermore, the designer of the presented designs wanted to explore multi-band and multi-resonance fractal self-similarity features. In simulation studies, studying the surface currents of these antennas reveals which part of the antenna leads to multi-band and multi-resonance characteristics.

The next step in the development of the CPSSA is the development of array structures for applications in L-band and S-band. Dedicated feed networks for these antennas are sequentially rotated.

References

1. Fractal antennas: Design, Characterizations, and Applications, J.Gianvittorio, UCLA, 2000.
2. A.J. Crilly, R.A. Earnshaw, H. Jones, editors. Applications of Fractals and Chaos: The Shape of Things, Berlin: Springer-Verlag, 1993.
3. C. Puente, J. Romeu, R. Bartoleme, and R. Pous, "Fractal multiband antenna based on Sierpinski gasket," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 1-2, 1996.
4. C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 46, pp. 517-524, 1998.
5. N. Cohen, "Fractal antenna applications in wireless telecommunications," in Professional Program Proc. of Electronics Industries Forum of New England, 1997, IEEE, pp. 43-49, 1997.
6. C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 9-10, 1998.
7. B.B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*, New York: W.H. Freeman, 1983.
8. H.O. Peitgen, H. Jurgens, and D. Saupe, *Chaos and Fractals: New Frontiers of Science*, New York: Springer-Verlag, 1992.
9. K.J. Falconer, *Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications*, New York: Wiley, 1990.
10. G.P. Cherepanov, A.S. Balankin, and V.S. Ivanova, "Fractal fracture mechanics, *Engineering Fracture Mechanics*, vol. 51, pp. 997-1033, 1995.
11. J.H. Jeng, V.V. Varadan, and V.K. varadan, "Fractal finite element mesh generation for vibration problems," *J. Acous. Soc. Amer.*, vol. 82, pp. 1829-1833, 1987.
12. A.E. Jacquin, "Fractal image coding: A review," *Proc. IEEE*, vol. 81, pp. 1451-1465, 1993.
13. B. Wohlberg and G. DeJager, "Review of the fractal image coding literature," *IEEE Trans. Image Processing*, vol. 8, pp. 1716-1729, 1999.
14. M.F. Barnsley and L.P. Hurd, *Fractal Image Compression*, Wellesley, MA: A.K.Peters, 1993.
15. هلاله ابراهيم زاده، پروژه ي کارشناسي ارشد، 1389، دانشگاه اروميه، اروميه، ايران
16. D.L. Jaggard, "Fractal electrodynamics: Wave interactions with discretely selfsimilar structures," in *Electromagnetic Symmetry*, Taylor, pp. 231-280, 1995.
17. D.L. Jaggard, "On fractal electrodynamics," in *Recent Advances in Electromagnetic Theory*, Springer Verlag, pp. 183-224, 1990.

18. D.L. Jaggard, "Fractal electrodynamics: From super antennas to superlattices," *Fractals in Engineering*, Springer, pp. 204-221, 1997.
19. J. Romeu and Y. Rahmat-Samii, "Dual band FSS with fractal elements," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 702-703, 1999.
20. S. G. Sankaran, "A Brief Overview of Wireless Systems and Standards." *Atheros Communications. USA2007*.
21. S. A. Schelkunoff, "Electromagnetic Waves," New York, Van Nostrand, 1943.
22. S. A. Schelkunoff, "Advanced Antenna Theory," New York, Wiley, 1952.
23. V. H. Rumsey, "Frequency Independent antennas," New York, Academic Press, 1966.
24. P. E. Mayes, "Frequency-Independent Antennas and Broadband Derivatives Thereof," *Proc. Of the IEEE*, vol. 80, No. 1, pp. 103-112, Jan1992.
25. J. D. Dyson, "The Equiangular Spiral Antennas." *IRE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. AP-7, pp. 181-187, April1959.
26. H. G. Booker, "Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials," *Journal of IEEE(London)*, vol. 93, part IIIA, No. 4, pp. 620-626, April1946.
27. Y. Mushiaki, "The Input Impedance of Slit Antennas," *IEE of Japan*, vol. 69(3), pp. 87-88, 1949.
28. J. D. S. Langley, P. S. Hall, P. Newham, "Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays," *IEE Proc. Microwaves, Antennas and propagation*, vol. 143, pp. 97-102, April1996.
29. K. S. Yngvesson, "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substates," *IEEE Trans. On Antennas and Propag*, vol. 33, no. 12, pp. 1392-1400, Dec1985.
30. R. Eshtiaghi; "Study of the printed elliptical monopole antennas and design a new one"; MSc Thesis, Urmia University, 2009, Urmia, Iran.
31. K. P. Ray, "Design aspects of printed monopole antennas for ultra-wide band applications," *International journal of antennas and propagation*2008.
32. K. Kim, S. Park, "Analysis of the small band-rejected antenna with the parasitic strip for UWB," *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 54, no. 6, 2006.
33. N. Azenui, H. Yang, "printed crescent patch antenna for Ultra-wideband Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett*, vol. 6, 2007.
34. G. Yuan, O. Ban-Leong, P. Popov, "Band-notched ultra-wideband ring monopole antenna," *Microwave and Optical Tech.Lett*, vol. 48, no. 1, jan2006.
35. Ch. Huang, W. Hsia, "Planar ultra-wideband antenna with a frequency notch characteristic," *Microwave and Optical Tech.Lett*, vol. 49, no. 2, Feb2007.
36. A. M. Abbosh, A. E. Bialkowski, "Design of ultra-wideband planar monopole antennas of circular and elliptical shape," *IEEE Trans on antennas and Propag*, vol. 46, no. 1, Jan2008.
37. D. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd. New York: Wiley, 2005.
38. C. Balanis, *Antenna Theory; Analysis and Design*, Third ed. New York: Wiley, 2005.

39. M. N. Suma, R. K. Raj, P. C. Bybi, and P. Mohanan, "A compact dualband planar monopole antenna for DCS/2.4-GHZ WLAN applications," *IEEE Microw. Wireless Component. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 275-277, 2006.
40. H. Wang and M. Zheng, "Triple-band wireless local area network monopole antennas," *IEE Proc. Microw. Antennas*, vol. 2, no. 40, pp. 367-372, 2008.
41. C. Y. Pan, T. S. Horng, W. S. Chen, and C. H. Huang, "Dual wideband printed monopole antenna for wlan/wimax applications," *IEEE Antennas. Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, no. 15, pp. 149-151, 2007.
42. F. J. Wang, X. Yang, I. Zheng, G. P. Gao, "Aband-notched ring monopole antenna," *Microwave and Optical Tech.Lett.*, vol. 50, no. 7, pp. 1882-1884, Apr2008.
43. J. Kim, W. Son, W. S. Lee, and J. W. Yu, "Integrated planar monopole antenna with microstrip-ring resonator," *Proc. Int. Conf. Antennas and Propag.*, 2007.
44. A. M. Abbosh, "Ultra-wideband planar antenna with spurline for subband rejection," *Microwave and Optical Tech.Lett.*, vol. 50, no. 3, March2008.
45. K. Ray and Y. Rang, "Ultrawideband printed elliptical monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, 2007.
46. A. M. Abbosh and E. Bialkowski, "Design of ultrawideband planar monopole antennas of circular and elliptical shape," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 1, pp. 17-23, 2008.
47. J. H. Jung, H. Choo, and I. Park, "Design and performance of small electromagnetically coupled monopole antenna for broadband operation," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 1. no. 2, pp. 536-541, 2006.
48. G. Augustin, S. V. Shynu, P. Mohanan, C. K. Aanandan, and K. Vasudevan, "Compact dual-band antenna for wireless access point," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 9, 2006.
49. Y. Gao, B. Ooi, A. Popov, and C. Sing, "Dualband hybrid antenna for wlanapplications," In *Proc. Int. Conf. Antennas and Propag.*, pp. 276-980, 2006.
50. K. L. Wong, *Planar Antennas for Wireless Communications*. Hoboken, NJ: Wiley, 2003.
51. Y. L. Kuo and K. L. Wong, "Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 9, pp. 2187-2192, Sep. 2003.
52. H. D. Chen, J. S. Chen, and Y. T. Cheng, "Modified inverted-L monopole antenna for 2.4/5 GHz dual-band operations," *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 1567-1568, Oct. 2003.
53. B. S. Yildirim, "Low-profile and planar antenna suitable for WLAN/ Bluetooth and UWB application," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 438-441, 2006.
54. W. C. Liu, "Wideband dual-frequency double inverted-L CPW-fed monopole antenna for WLAN application," *IEE Proc. Microw., Antennas Propag.*, vol. 152, pp. 505-510, 2005.

55. T. H. Kim and D. C. Park, "Compact dual-band antenna with double L-slits for WLAN operations," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 249–252, 2005.
56. J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3500–3504, Nov. 2005.
57. R. Eshtiaghi, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "Electromagnetically coupled band-notched elliptical monopole antenna for UWB applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1397–1402, Apr. 2010.
58. H. Tang, R. Donnan, and C. Parini, "Printed multiple ring fractal antennas," in *Proc. Int. Conf. Commun., Circuits Syst.*, May 27–30, 2005, vol. 1, pp. 489–492.
59. C. T. P. Song, P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 4, pp. 722–729, Apr. 2003.
60. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shirzad, "Multiband ring fractal antenna for mobile devices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 863–866, 2010.
61. B. Manimegalai, S. Raju, and V. Abhaikumar, "A multifractal cantor antenna for multiband wireless applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 359–362, 2009.
62. C. T. P. Song, P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. pp. 722–729, Apr. 2003.
63. S. R. Best, "The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 1, pp. 112–115, 2002.
64. M. Nagshavarian-Jahromi, "Novel wideband planar fractal monopole antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, pp. 3844–3849, Dec. 2009.
65. J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications," *IEEE Antenna Propag. Mag.*, vol. 44, no. 1, pp. 20–36, Feb. 2002.
66. C. Puente-Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama, "The Koch monopole: A small fractal antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 11, pp. 1773–1781, Nov. 2000.
67. J. M. Gonzalez-Arbesu, S. Blanch, and J. Romeu, "Are space-filling curves efficient small antennas?," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 147–150, 2003.
68. K. J. Vinoy, J. K. Abraham, and V. K. Varadan, "Fractal dimension and frequency response of fractal shaped antennas," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jun. 2003, vol. 4, pp. 222–225.
69. S. Elaydi, *Discrete Chaos: With Applications in Science and Engineering*, 1st ed. Boca Raton, FL: Chapman & Hall/CRC, 2008, p. 293.

70. "Pythagoras tree," [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Pythagoras_tree
71. "De boom van Pythagoras," (in German) 2005 [Online]. Available: <http://www.wisfaq.nl/show3archive.asp?id=32367&j=2005>.
72. G. Jacquenot, "Pythagoras tree," 2010 [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/26816pythagoras-tree>
73. Z. N. Chen, X. H. Wu, J. F. Li, N. Yang, and M. Y. W. Chia, "Considerations for source pulses and antennas in UWB radio systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 7, pp. 1739–1748, Jul. 2004.
74. K. Chung, S. Hong, and J. Choi, "Ultra wide-band printed monopole antenna with band-notch filters," *Microw., Antennas Propag.*, vol. 1, no. 2, pp. 518–522, 2007.
75. T. G. Ma and S. K. Jeng, "Planar miniature tapered-slot-fed annular slot antennas for ultra wide-band radios," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 3, pp. 1194–1202, Mar. 2005.
76. D. D. Krishna, M. Gopikrishna, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "Ultra-wideband slot antenna for wireless USB dongle applications," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 18, pp. 1057–1058, 2008.
77. J. Y. Sze and C. C. Chang, "Circularly polarized square slot antenna with a pair of inverted-L grounded strips," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 149–151, 2008.
78. J.-Y. Sze, K.-L. Wong, and C.-C. Huang, "Coplanar waveguide-fed square slot antenna for broadband circularly polarized radiation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 2141–2144, Aug. 2003.
79. R. P. Xu, X. D. Huang, and C. H. Cheng, "Broadband circularly polarized wide-slot antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, pp. 1005–1007, May 2007.
80. I. C. Deng, J. B. Chen, Q. X. Ke, J. R. Chang, W. F. Chang, and Y. T. King, "A circular CPW-fed slot antenna for broadband circularly polarized radiation," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, pp. 2728–2733, Nov. 2007.
81. Y. B. Chen, X. F. Liu, Y. C. Jiao, and F. S. Zhang, "CPW-fed broadband circularly polarised square slot antenna," *Electron Lett.*, vol. 42, pp. 1074–1075, Sep. 2006.
82. C. Chen and E. K. N. Yung, "Dual-band dual-sense circularly-polarized CPW-fed slot antenna with two spiral slots loaded," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 6, pp. 1829–1833, Jun. 2009.
83. T. Y. Han, Y. Y. Chu, L. Y. Tseng, and J. S. Row, "Unidirectional circularly-polarized slot antennas with broadband operation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp. 1777–1780, Jun. 2008.
84. J.-Y. Sze, C.-I. G. Hsu, Z.-W. Chen, and C.-C. Chang, "Broadband CPW-fed circularly polarized square slot antenna with lightning-shaped feed line and inverted-L grounded strips," *IEEE Trans Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 973–977, Mar. 2010.

85. M.-J. Chiang, T.-F. Hung, and S.-S. Bor., "Dual-band circular slot antenna design for circularly and linearly polarized operations," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 12, pp. 2717–2721, Dec. 2010.
86. N. Felegari, J. Nourinia, C. Ghobadi, and J. Pourahmadazar, "Broadband CPW-fed circularly polarized square slot antenna with three inverted-L-shape grounded strips," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 274–277, 2011.
87. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shirzad, "Multiband ring fractal antenna for mobile device," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 863–866, 2010.
88. Atheros Communications. USA2007.



طراحی و ساخت آنتن های فراپهن باند جدید با ساختارهای هندسی نوین (فراکتال و اقلیدسی)

جواد پوراحمدآذر

دانشکده فنی و مهندسی

گروه برق

رشته مخابرات – گرایش میدان

پایان نامه برای دریافت درجه کارشناسی ارشد

استاد راهنمای اول: دکتر چنگیز قبادی

استاد راهنمای دوم: دکتر جواد نوری نیا

تیر 1390

پایان نامہ

..... شماره مورد پذیرش هیئت محترم داوران با رتبه

و نمبرہ قرار گرفت.

1- استاد راهنما و رئیس هیئت داوران : دکتر چنگیز قبادی

2- استاد مشاور : دکتر جواد نوری نیا

3- داور خارجی : دکتر مهدی چهل امیرانی

4- داور داخلی : دکتر داریوش نظریپور

5- نماینده تحصیلات تکمیلی : دکتر میر مقصود گلزان

تقدیم به

مادر بزرگوارم که همچون شمعِ پرتو راهم بوده، هست

و خواهد بود

و

برادر عزیزم

تقدیر و تشکر

نویسنده در این قسمت وظیفه خود می‌داند که از کلیه افرادی که در پیشرفت این پایان‌نامه از هیچ کمکی دریغ نکردند کمال تشکر را ابراز نماید. از اساتید گرانقدر جناب آقایان **دکتر چنگیز قبادی و دکتر جواد نوری‌نیا** به خاطر زحماتی که طی مراحل تحصیل متحمل شده‌اند و راهنمایی‌های ارزشمند **دکتر محمدنقی آذرمنش** در حل مشکلات طراحی کمال سپاسگذاری و قدردانی خویش را ابراز نمایم. از تمامی عزیزانی که در **مرکز تحقیقات مخابرات ایران** اینجانب را در انجام پایان‌نامه همراهی و مساعدت نمودند کمال تشکر و قدردانی را دارم. این پایان‌نامه تحت حمایت **مرکز تحقیقات مخابرات ایران** می‌باشد و تمامی مراحل تست آنتن در آزمایشگاه آنتن این مرکز صورت گرفته است.

چکیده

در این پایان نامه پس از بررسی و مطالعه روشهای گذشته برای بهبود عملکرد آنتنهای تک قطبی از جمله بررسی ساختارهای مختلف هندسه ی اقلیدسی و فراکتالی، ابتدا آنتن های جدید تک قطبی با ساختارهای هندسه فراکتالی ارائه شده و به نحوی بهینه سازی شده اند که بتوانند باند فرکانسی UWB را پوشش دهند و یا دارای کاربرد چند بانده برای تمامی تکنولوژی های مهم از جمله Bluetooth و WiMax برای این محدوده فرکانسی باشند. آنتنهای پیشنهادی روی زیرلایه FR4 با ابعاد $1 \text{ mm}^3 \times 25 \times 25$ قرار گرفته و به نحوی بهینه سازی شده اند که بتوانند پهنای باند از 2/5 تا 14 گیگاهرتز را پوشش داده و یا دارای حالت چند بانده برای این محدوده فرکانسی باشند و سپس سعی شده به بررسی آنتنهای شکافدار مربعی با پلاریزاسیون دایروی برای کاربردهای فرایهنگ باند پرداخته شود. در طرح پیشنهادی برای آنتن های شکافدار طراح سعی در بهینه سازی تکنیک مرسوم برای ایجاد پلاریزاسیون دایروی و افزایش پهنای باند آنتن برای کاربرد فرایهنگ باند را داشته است. آنتن شکافدار پیشنهادی روی زیرلایه FR4 با ابعاد $60 \times 60 \times 0.8 \text{ mm}^3$ قرار گرفته و به نحوی بهینه سازی شده که بتواند پهنای باند از 2/5 تا 14 گیگاهرتز را پوشش داده و همچنین دارای پلاریزاسیون دایروی برای پوشش فرکانسی WiMax و WLAN باشد.

در ابتدا، سه آنتن تک قطبی جدید از نوع آنتنهای ترکیبی با درجه آزادی بالا با استفاده از هندسه ی فراکتالی طراحی و پیشنهاد شده اند. این آنتن ها ترکیبی هستند از المان تشعشی فراکتالی حلقوی اصلی با تغذیه مستقیم خط میکروستریپ و المان تشعشی پارازیتیک با تغذیه غیر مستقیم و از طریق کوپلاژ الکترومغناطیسی. با تغییر دادن ساختار و پارامترهای المان تشعشی اصلی با ساختار فراکتال حلقوی میتوان به عملکرد چند بانده WiMAX/WLAN/Bluetooth دست یافت. در آنتنی که به منظور استفاده در سیستم های UWB طراحی شده است، با ایجاد حلقه های پی در پی با استفاده از ویژگی خود تشابهی هندسه ی فراکتالی حالت چند بانده ایجاد شده و سپس با افزودن المان پارازیتیک کاردیوید، میتوان پهنای باند امپدانس در باندهای ایجاد شده را به میزان قابل توجهی افزایش داد.

در ادامه سعی شده با استفاده از تئوری فیثاغورس در ریاضیات، فراکتال جدیدی با نام فراکتال درختی فیثاغورس تغییر یافته ایجاد گردد. در فرایند طراحی این فراکتال سعی شده با تغییر نوع مثلث تئوری فیثاغورس درجه ی آزادی فراکتال افزایش یابد تا طراح بتواند به مطالعه ی بیشتر این فراکتال در کاربردهای الکترومغناطیسی از جمله طراحی آنتن پردازد و سپس با استفاده از آنتن های مونوپل چاپی به مطالعه ی این ساختار فراکتالی با خواص منحصر پرداخته ایم و نتیجه ی آن معرفی شش آنتن جدید با هندسه ی فراکتالی برای کاربردهای فرایهنگ باند بوده است. هر شش آنتن روی زیرلایه FR4 با ابعاد $1 \text{ mm}^3 \times 25 \times 25$ قرار گرفته اند. و آنتن های پیشنهادی UWB به نحوی بهینه سازی شده اند، که بتوانند پهنای باند از 3 تا 12 گیگاهرتز را پوشش دهند.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
1	مقدمه
	فصل اول
3	آشنایی با هندسه ی فراکتال ها
3	1-1 مقدمه
5	1-2 مشخصات فراکتال ها
6	1-3 انواع فراکتالها و آشنایی با هندسه رایج در طراحی آنتنهای فراکتال
6	1-3-1 فراکتال سرپینسکی دو بعدی و سه بعدی
7	2-3-1 فراکتال کچ
8	3-3-1 فراکتال هیلبرت
8	4-3-1 فراکتال درختی
9	4-1 کاربرد فراکتالها
9	1-4-1 مفهوم فراکتال بکار برده شده در طراحی آنتنها
10	1-5 المانهای آنتن فراکتال نتیجه گیری
11	1-6 نتیجه گیری
	فصل دوم
12	روشهای طراحی آنتنهای تک قطبی یا مونوپل چاپی برای کاربردهای فرابهن باند UWB
12	1-2 مقدمه
12	2-2 روشهای طراحی و بهبود عملکرد آنتن تک قطبی برای کاربردهای UWB
13	1-2-2 روش پایه برای طراحی فرکانس پایین در آنتنهای فرابهن باند
15	2-2-2 روش پایه برای طراحی فرکانس- بالا در آنتنهای مونوپل چاپی فرابهن باند
20	3-2-2 المان تشعشی حلقوی آنتن تک قطبی

- 22 4-2-2 برش قطاع متقارن درالمان تشعشعی آنتن
- 23 5-2-2 آنتن‌های تک‌قطبی E و EC
- 28 2-3 روش‌های طراحی و بهبود عملکرد آنتن تک قطبی چاپی دو بانده برای کاربردهای WLAN/WiMax
- 28 1-3-2 روش مبنا برای طراحی آنتن‌های دو یا چندباند و خم کردن المان تشعشعی
- 30 2-3-2 استفاده از اثر بارگذاری خازنی و القایی
- 31 3-3-2 استفاده از المان پارازیتیکی
- 34 2-4 نتیجه‌گیری

فصل سوم

- 35 بررسی آنتن‌های پیشنهادی فراکتال چند بانده برای دستگاه های موبایل
- 35 1-3 مقدمه
- 36 2-3 مشخصات آنتن مونوپل ارائه شده و جزئیات طراحی آن
- 36 3-3 نتایج شبیه سازی و مشاهدات آزمایشگاهی آنتن فراکتال حلقوی چندباند
- 45 3-4 نتیجه‌گیری

فصل چهارم

- 46 بررسی آنتن‌های تک قطبی پیشنهادی در این پایان نامه با فراکتال فیثاغورس درختی برای کاربردهای فرایپهن باند
- 46 1-4 مقدمه
- 47 2-4 فراکتال درختی فیثاغورس تغییر یافته و تغییر نیافته
- 48 3-4 توصیف نحوه طراحی و ساختار آنتن تک قطبی با فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته
- 49 4-4 نتایج شبیه سازی و مشاهدات آزمایشگاهی آنتن فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته
- 54 4-5 نتیجه‌گیری

فصل پنجم

- 55 بررسی آنتن های اسلات مربعی با ساختار هندسی جدید برای کاربرد های فرایپهن باند
- 55 1-5 مقدمه

56	2-5 بررسی آنتن های اسلات یا شکافدار میکرواستریپ
57	3-5 فرآیند تشعشع از آنتن های شکافدار
60	4-5 آنتن شکافدار مربعی با پلاریزاسیون دایروی ارائه شده.
61	5-5 نتایج شبیه سازی و بررسی های آزمایشگاهی آنتن اسلات ارائه شده
68	5-6 نتیجه گیری
	فصل ششم
70	پیشنهادات
72	مقالات منتشره
73	مراجع

فهرست شکل‌ها

- 3 شکل 1-1: حرکت حشره ای کوچک از فاصله ی بسیار دور به سمت یک صفحه.
- 4 شکل 1-2: محاسبه ی طول خط ساحلی قاره آمریکا.
- 5 شکل 1-3: برگ سرخس ساده ترین ساختار فراکتالی موجود در طبیعت.
- 7 شکل 1-4: دو ساختار فراکتال سرپینسکی.
- 8 شکل 1-5: مراحل تشکیل فراکتال کچ دانه برفی.
- 8 شکل 1-6: مراحل تشکیل فراکتال هیلبرت.
- 9 شکل 1-7: فراکتال درختی.
- 11 شکل 1-8: چند نمونه از المانهای آنتن فراکتال.
- 13 شکل 1-2: اشکال متداول آنتن‌های تک قطبی چاپی با ساختار تغذیه ی متفاوت.
- 14 شکل 2-2: تغییرات طول p با تغییر فزکانس لبه ی پایین باند در آنتن‌های تک قطبی گروه 2.
- 15 شکل 2-3: ساختار آنتن تک قطبی بیضوی.
- 16 شکل 2-4: نمودار اسمیت برای چهار ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با $2A = 48 \text{ mm}$ و $2B$.
- 17 شکل 2-5: نمودار تلفات بازگشتی برای چهار ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با $2A = 48 \text{ mm}$ و $2B$ متغییر.
- 17 شکل 2-6: توزیع جریان سطحی روی المان تشعشی و زمین آنتن برای ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با .
- 18 شکل 2-7: نمودار پترن تشعشی صفحه H برای ساختار آنتن تک قطبی بیضوی.
- 19 شکل 2-8: نمودار پترن تشعشی صفحه E برای ساختار آنتن تک قطبی بیضوی.
- 19 شکل 2-9: نمودار بهره و راندمان تشعشی آنتن تک قطبی بیضوی.
- 20 شکل 2-10: ساختار آنتن تک قطبی حلقوی [25].
- 20 شکل 2-11: نمودار تغییرات تلفات بازگشتی آنتن شکل 2-10 [25] بر اساس تغییر در شعاع داخلی r .
- 21 شکل 2-12: پترن تشعشی آنتن شکل 2-22 [25] در :
- 21 شکل 2-13: نمودار بهره برای آنتن 2-10 [25].
- 22 شکل 2-14: : ساختار آنتن دایروی با برش متقارن در المان تشعشی [26].
- 22 شکل 2-15: نمودار تغییرات تلفات بازگشتی آنتن شکل 2-14 [26] بر اساس تغییر در زاویه M .

- شکل 2-16: پترن تشعشعی آنتن شکل 2-14 [26] در صفحه H در فرکانسهای: (الف) 4 و (ب) 10 گیگاهرتز. 23
- شکل 2-17: پترن تشعشعی آنتن شکل 2-14 [16] در صفحه E در فرکانسهای: (الف) 4 و (ب) 10 گیگاهرتز. 23
- شکل 2-18: نمودار تغییرات بهره برای آنتن شکل 2-14 [26]. 23
- شکل 2-19: ساختار آنتنهای تکقطبی UWB. 25
- شکل 2-20: پترن تشعشعی سه بعدی آنتن تکقطبی E در فرکانسهای مختلف. 25
- شکل 2-21: تغییرت بهره بر اساس فرکانس برای چهار آنتن تکقطبی. 26
- شکل 2-22: تغییرات تلفات بازگشتی آنتن با فرکانس برای زیر لایه R04003C با ارتفاع مختلف. 27
- شکل 2-23: تغییرات تلفات بازگشتی آنتن با فرکانس برای زیر لایه DuPont951 با ارتفاع مختلف. 28
- شکل 2-24: تغییرات تلفات بازگشتی آنتن با فرکانس برای زیر لایه RT6010LM با ارتفاع مختلف. 28
- شکل 2-25: مقایسه فرکانسهای f_L حاصل از شبیه‌سازی و محاسبه در زیر لایه DuPont951 با ارتفاع 0/5. 28
- شکل 2-26: ساختار آنتن تکقطبی: (الف) ساده تک بانده، (ب) خمیده تک بانده، (پ) خمیده. 29
- شکل 2-27: نمودار تلفات بازگشتی آنتنهای شکل 2-26. 29
- شکل 2-28: آنتن تکقطبی اولیه مرجع [31]. 30
- شکل 2-29: نمایش توزیع جریان سطحی در آنتن شکل 2-28. 30
- شکل 2-30: اعمال بارگذاری سلفی و ضد-خازنی برای آنتن شکل 2-28. 31
- شکل 2-31: نمودار تلفات بازگشتی برای آنتن شکل 2-30 با اعمال بارگذاریهای سلفی و ضد-خازنی. 31
- شکل 2-32: ساختار آنتن تکقطبی دوبانده با المان پارازیتیکی. 31
- شکل 2-33: نمودار تلفات بازگشتی بر اساس فرکانس برای آنتن شکل 2-44 با تغییر در مقادیر طول المان پارازیتیک و فاصله آن از زمین 32
- شکل 2-34: نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری تلفات بازگشتی برای آنتن شکل 2-32 با وبدون المان پارازیتیک. 33
- شکل 2-35: نمودار پترن تشعشعی برای فرکانسهای: (الف) 2/5، (ب) 3/5، (پ) 5/5 گیگاهرتز 33
- شکل 2-36: نمودار بهره برای فرکانسهای: (الف) 2/5، (ب) 3/5، (پ) 5/5 گیگاهرتز 34
- شکل 3-1: ساختار هندسی مرحله چهارم فراکتال تک قطبی چند بانده ارائه شده برای کاربردهای 37
- .WLAN/WiMAX

- 38 شکل 2-3: نتایج شبیه سازی برای هر چهار مرحله از آنتن فراکتال تک قطبی با و بدون عنصر پارازیتیک.
- 38 شکل 3-3: نتایج شبیه سازی برای مرحله چهارم از آنتن فراکتالی تک قطبی با مقادی متفاوتی از g_L and G .
- 40 شکل 3-4: نتایج شبیه سازی برای مرحله چهارم از فراکتال حلقوی با مقادیر متفاوت پارامترهای عنصر پارازیتیکی (r_1, r_2) ، G .
- 40 شکل 3-5: نتایج شبیه سازی برای مرتبه چهارم فراکتال حلقوی با مقادیر مثبت و منفی (r_1, r_2) و $G=3mm$.
- 41 شکل 3-6: نتایج اندازه گیری آنتن مذکور با مقادیر بهینه شده که در جدول 3-1 خلاصه شده است.
- 42 شکل 3-7: نتایج اندازه گیری پترن های تشعشی آنتن مذکور برای فرکانس های 2/84، 4/12، 6/45، 6/95 و 9/82 گیگاهرتز با مقادیر خلاصه شده در جدول 3-1.
- 43 شکل 3-8: پترن تشعشی اندازه گیری شده ی آنتن فراکتال تک قطبی در فرکانس های 5/8، 5/2، 2/6، 2/45 گیگاهرتز (الف) صفحه H (ب) صفحه E با مقادیر اشاره شده در جدول 3-1 و پترن تشعشی سه بعدی آنتن مذکور در فرکانسهای الف) 5/8 و ب) 2/6 گیگاهرتز.
- 43 شکل 3-9: گین اندازه گیری شده در فرکانس های تحت پوشش آنتن: الف) 2/4 گیگاهرتز ب) 2/6 گیگاهرتز ج) 5/2 گیگاهرتز د) 5/8 گیگاهرتز.
- 43 شکل 3-10: عکس آنتن فراکتالی مونوپل ساخته شده با خاصیت چند بانده.
- 44 شکل 3-11: جریان های سطحی برای آنتن مرتبه 4 برای فرکانسهای الف) 2/8، ب) 4/1، ج) 6/3 و د) 9/5 گیگاهرتز.
- 47 شکل 4-1: توصیف هشت مرحله از فراکتال تغییر نیافته ی فیثاغورس.
- 48 شکل 4-2: توصیف پنج مرحله ی اول از فراکتال تغییر یافته با رنگ های سیاه و سفید.
- 48 شکل 4-3: پنج مرحله ی اول از ساختار فراکتال تغییر نیافته از بالا به پایین با رنگ های مختلف: آنتن یک (مرحله ی اول) - آنتن دوم (مرحله ی دوم) - آنتن سوم (مرحله ی سوم) - آنتن چهارم (مرحله ی چهارم) - آنتن پنجم (مرحله ی پنجم).
- 49 شکل 4-4: پنج مرحله از آنتن مونوپل ساخته شده.
- 50 شکل 4-5: نتایج شبیه سازی برای مرتبه سوم فراکتال با مقادیر متفاوت g_L and G .
- 50 شکل 4-6: نتایج شبیه سازی و اندازه گیری S_{11} برای آنتن های (Ant I-III) با مقادیر بهینه.

- 53 شکل 4-7: نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده برای آنتن های فراکتالی با مقادیر بهینه شده طبق جدول 4-4-1.
- 53 شکل 4-8: پترن تشعشی E برای پنج مرحله ی نخست فراکتال آنتن مذکور.
- 53 شکل 4-9: پترن تشعشی H برای پنج مرحله ی نخست فراکتال آنتن مذکور.
- 54 شکل 4-10: نتایج اندازه گیری group delay، $|S_{21}|$ و gain برای مرتبه ی سوم فراکتال MPTF.
- 54 شکل 4-11: نتایج اندازه گیری gain برای مرتبه ی سوم فراکتال MPTF.
- 56 شکل 5-1: آنتن های شکافدار مایکرواستریپ.
- 58 شکل 5-2: امواج ثانویه برای ایجاد جبهه امواج متوالی. (موج صفحه‌ای)
- 58 شکل 5-3: امواج ثانویه برای ایجاد جبهه امواج متوالی. (موج کروی)
- 58 شکل 5-4: موج صفحه‌ای تابنده بریک شکاف در یک پرده که پراش لبه‌ای باعث گسترش تشعشعات از شکاف می‌شود.
- 59 شکل 5-5: اصل هم ارزی. (a) مسئله اصلی، (b) مسئله هم ارز.
- 60 شکل 5-6: آرایش جریان‌های معادل برای یک سطح مسطح با روزنه.
- 61 شکل 5-7: ساختار هندسی آنتن شکاف دار مربعی ارائه شده برای کاربرد های فرابهن باند.
- 61 شکل 5-8: چهار طرح بهبود یافته از آنتن مذکور.
- 63 شکل 5-9: نتایج شبیه سازی AR و S_{11} برای آنتن های 1 تا 4.
- 64 شکل 5-10: نتایج شبیه سازی و اندازه گیری AR و S_{11} برای آنتن 4.
- 65 شکل 5-11: ساختار هندسی آنتن شکاف دار مربعی ارائه شده برای کاربردهای فرابهن باند.
- 65 شکل 5-12: توزیع جریان های سطحی در ساختار آنتن 4 در فرکانس 6/42 گیگاهرتز.
- 66 شکل 5-13: نتایج گین شبیه سازی و اندازه گیری شده برای آنتن 4 در راستای محور Z.
- 67 شکل 5-14: پترن تشعشی سه بعدی آنتن 4، RHCP (1) و LHCP (2) در فرکانسهای: (الف) 5/12،
67 (ب) 5/73، (پ) 6/42 گیگاهرتز.
- 68 شکل 5-15: پترن تشعشی اندازه گیری شده برای آنتن 4 ساخته شده در فرکانس های 5/12، 5/73، 6/42 گیگاهرتز

فهرست جدول‌ها

- 25 جدول 1-2: مقادیر حاصل از محاسبه و بهینه‌سازی برای پارامترهای طراحی آنتن‌های تک‌قطبی.
- 27 جدول 2-2: پارامترهای طراحی محاسبه شده برای آنتن تک‌قطبی با زیر لایه های مختلف (میلیمتر).
- 32 جدول 3-2: نتایج شبیه‌سازی براساس تغییر در مقادیر عرضی المان پارازیتیکی.
- 39 جدول 1-3: مقادیر بهینه ی آنتن فراکتالی مرتبه 4 فراکتال.
- 52 جدول 1-4: خلاصه ی نتایج اندازه گیری و شبیه سازی آنتن های فراکتالی جدید با فراکتال فیثاغورس درختی.
- 60 جدول 1-5: مقایسه کیفی بین آنتن های میکرواستریپ پچ و شکافدار.
- 67 جدول 2-5: خلاصه ی نتایج اندازه گیری و شبیه سازی شده برای آنتن های شکاف دار 1 تا 4 مذکور با طراحی جدید.

مقدمه

رشد روز افزون و سریع استفاده از شبکه‌های بی‌سیم در صنایع مخابراتی، در ابعاد و اهداف مختلف، چشم‌انداز آینده ای روشن را برای این فناوری که بستر مشترک ارتباطی است و خدمات سه گانه صوتی، تصویری و دیتا را به صورت یکجا ارائه میکند را نوید می‌دهد. در این فناوری از امواج الکترومغناطیس با طول موجهای چند میلیمتر تا چند سانتیمتر استفاده می‌گردد. از نظر فرکانسی این مقدار بین مقادیر نزدیک به یک گیگاهرتز تا چند ده گیگاهرتز می‌باشد. از بخش‌های مهم این فناوری برای ایجاد ارتباط، بکاربردن آنتن مناسب در دوسوی فرستنده و گیرنده است که به نحو مطلوبی بتواند نیاز شبکه‌های بی‌سیم را برآورده سازد. فرکانس‌های کاری که در بالا ذکر شد، جهت تخصیص به سیستمها، جهت اعمال کنترل و مدیریت لازم، به نواحی یا باند های فرکانسی کاملاً مشخص و استاندارد تقسیم شده از سوی مجامع علمی معتبر نظیر IEEE و FCC به گونه‌ای که کلیه سیستم ها می‌بایست در محدوده فرکانسی تعیین شده کار نمایند.

امروزه مطالعات آکادمیک و صنعتی گسترده ای جهت توسعه تکنولوژی های بی‌سیم مذکور، در حال انجام است. یکی از بخش‌های عمده این تحقیقات روی آنتن‌های فراپهن باند و چندباند می‌باشد تا بتوانند نیاز روز شبکه‌های بی‌سیم را فراهم آورند. آنتن یکی از بخش‌های اساسی یک سیستم مخابراتی است و از این نکته نظر که سیگنال حاوی اطلاعات را بین موجبر میکروویوی و فضا کوپل می‌کند، دارای اهمیت فراوانی است. آنتن‌هایی که برای هر یک از فناوری‌های مذکور طراحی میشوند باید پهنای باند امیدانسی تعیین شده را پوشش داده و در عین حال در کل پهنای باند امیدانسی مزبور پترن تشعشی و گین ثابت و مناسب داشته و حداقل تأخیر زمانی را به سیگنال ورودی اعمال کنند. سیستم‌های مخابراتی عموماً به دو دسته آنتن‌های ایستگاه پایه¹ و آنتن‌های قابل حمل² نیاز دارند. در مقابل، میتوان گفت که موفقیت روزافزون شبکه‌های بی‌سیم مدیون آنتن‌های قابل حمل در ابعاد کوچک است و مهندسیین مخابرات را بر آن داشته تا به طراحی آنتن‌هایی روی بیاورند که عملکرد مطلوب‌تری داشته، سبک‌تر و کوچک‌تر باشند و به راحتی با سایر اجزای مدارات MMIC³ مجتمع شوند و در عین حال دارای عملکردی مطلوب برای استفاده در این سیستم ها باشند. از این رو مهندسیین طراحی آنتن سعی در برآورده ساختن عملکرد های فوق با ساختارهای هندسی مختلف نظیر اقلیدسی و فراکتالی بوده اند تا به سبب ویژگی خودتشابهی و صفحه پرکن هندسه ی فراکتالی که از یک نظم در حالت بی نظمی پیروی میکند، آنتن هایی با عملکردی بهتر و ابعاد مینیاتوریزه طراحی کنند. همچنین این طراحان کوشیده اند که با استفاده از ساختارهای هندسی اقلیدسی نظیر دایره، مربع، مستطیل، لوزی و غیره تکنیک های جدیدی در طراحی آنتن های چاپی برای بهبود پترن، تغییر پلاریزاسیون و سایر عملکردهای آنها معرفی کنند تا بتوانند نیازهای این صنعت را برآورده سازند. از انواع آنتن‌های قابل حمل می توان به آنتن های مونوپل یا تک قطبی، اسلات، PIFA و غیره را نام برد. از انواع آنتن‌های قابل حمل، آنتن مونوپل یا تک قطبی صفحه‌ای عمودی و چاپی است که به علت داشتن پهنای امیدانسی وسیع و پترن تشعشی همه جهته و پارامترهای طراحی زیاد، دو کاندید مناسب برای فناوری بی‌سیم هستند. از سال 1973 تا به امروز ساختارهای مختلفی از انواع آنتن‌های تک قطبی معرفی و تحلیل شده‌اند. در عین حال ساختار سه‌بعدی آنتن‌های تک قطبی عمودی و صفحه زمین بزرگ آنها که باعث حذف نصف پترن تشعشی این آنتن‌هاست، باعث عدم انتخاب این آنتن‌ها برای استفاده در شبکه‌های بی‌سیم شده- است. از سویی دیگر، آنتن‌های تک قطبی چاپی⁴ را می‌توان به همراه سایر قطعات مدارات RF روی یک زیرلایه مشترک بکاربرد. قابل ذکر است که این آنتن‌ها دارای پترن تشعشی مشابه با پترن آنتن‌های دی‌پل را دارند. این آنتن‌ها عموماً بر روی زیرلایه FR4 با قیمت ساخت بسیار پایین و تانژانت تلفاتی مناسب پیاده‌سازی می‌شوند، صفحه زمین نیز از زیر المان تشعشع کننده حذف

¹ Base station

² Portable

³ Multi input Multi output integrated circuits

⁴ Printed Monopole Antennas

می‌شود و با این کار فاکتور کیفیت در رزوناتور کاهش یافته و پهنای امپدانسی بالا در $2 < VSWR^5$ حاصل می‌شود. تغذیه این رزوناتور از طریق خط میکروستریپ 50 اهم و یا CPW^6 و یا سایر تکنیک‌هایی دارد که میتواند در ساختار آن صورت گیرد.

هدف از این پایان نامه در حالت کلی، مطالعه و بررسی دو نوع از آنتن‌های چاپی، تک قطبی و شکافدار با ساختارهای مختلف هندسی بوده است و سعی شده در طراحی آنتن‌های تک قطبی از ساختارهای فراکتال جدید برای کاربردهای فراباند و چند بانده استفاده شود و در طراحی آنتن اسلات ارائه شده با استفاده از هندسه ی اقلیدسی تکنیکی جدید برای افزایش پهنای باند امپدانسی و پوشش تکنولوژی بیسیم مذکور از طریق پلاریزاسیون دایروی که دارای عملکرد بهتری در مقایسه با پلاریزاسیون خطی در برابر تغییرات آب و هوا می باشد، پرداخته است. این مطالعه شامل قسمتهای مختلفی است که در فصل‌های جداگانه آورده شده‌اند. در **فصل اول** مروری بر هندسه ی فراکتالی صورت می‌گیرد. در **فصل دوم**، روش عمومی برای تحلیل و طراحی آنتن‌های تک قطبی چاپی آمده است و مطالعه سیستماتیک روی ساختار یک آنتن تک قطبی با ساختاری ساده برای تفسیر نحوه عملکرد پارامترهای مختلف این آنتن، صورت گرفته است. هدف از این بخش مطالعه تکنیک‌های مختلفی است که تاکنون برای بهبود عملکرد این نوع از آنتنها اعم از بهبود پهنای باند امپدانسی، تطبیق امپدانسی، گین، پترن و سایر مشخصات آنتن معرفی شده و با استفاده از روش های تحلیلی، نرم‌افزاری و یا تجربی به اثبات رسیده‌اند. در **فصل سوم** به بررسی سه نوع جدیدی از آنتن تک قطبی با ساختار فراکتالی حلقوی می پردازیم. هدف از این بخش، معرفی آنتنی جدید است که دارای کاربرد چند بانده با پوشش فرکانسی تکنولوژی های بیسیم و ابعاد مینیاتوریزه برای دستگاه های قابل حمل میباشد. در **فصل چهارم** به معرفی فراکتال طراحی شده ی جدید با درجه ی آزادی بالا پرداخته و سپس به طراحی آنتن تک قطبی جدید با استفاده از این فراکتال برای کاربردهای فراباند باند می پردازیم. هدف از این بخش، معرفی پنج آنتن جدید است که دارای کاربرد فراباند با قابلیت کنترل رزونانس های آن است و در نهایت در **فصل پنجم**، یک ساختار اسلات مربعی جدید معرفی شده است که در آنها از تکنیکی نو برای بهبود پهنای باند امپدانسی آنتن اسلات استفاده شده است. این ساختارها با استفاده از نرم‌افزار $HFSS^7$ تحلیل شده و جواب‌های حاصل با نتایج بدست آمده از تست عملی با دستگاه تحلیل گر شبکه $Agilent8722es$ در مرکز تحقیقات مخابرات ایران مقایسه گردیده‌اند که دارای تطابق بسیار خوبی هستند. هر نه نمونه از آنتن های ارائه شده برای استفاده در شبکه $WPAN$ و $WiMax/Wi-Fi$ ، برطبق فناوری UWB طراحی شده‌اند.

⁵ Voltage standing wave ratio

⁶ Coplanar wave guide

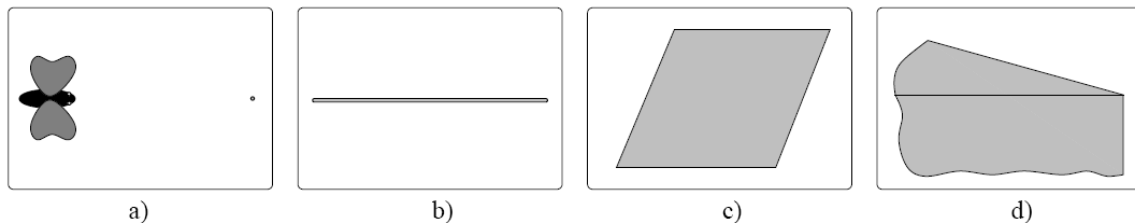
⁷ High frequency structure synthesizer

فصل اول

آشنایی باهندسه فراکتال ها

۱-۱ مقدمه

هندسه فراکتال بخاطر ویژگیهای منحصر بفردی که در طبیعت از خود نشان می دهد، جایگاه منحصر بفردی را برای خود در علوم پیدا کرده است [1]. واژه فراکتال در سال 1976 توسط ریاضیدان لهستانی به نام بنوئیت مندلیبات وارد دنیای ریاضیات شد. فراکتال ها اساسا در علوم برای توصیف برگ های درختان و گیاهان، اشکال بخار آب که ابرها را تشکیل می دهند، فرسایش تصادفی که چهره ی کوه ها را تشکیل می دهند، خطوط شکسته ای که خط ساحلی یا کنگره ی برگ های درختان را تشکیل می دهند و بسیاری دیگر از این مثال ها در طبیعت مورد استفاده قرار می گیرند [2]. مندلیبات وقتی که بر روی تحقیقی در رساله ی دکتری خود در سال 1976 پیرامون محاسبه ی طول سواحل انگلیس مطالعه می نمود به این نتیجه رسید که این طول هرگاه با مقیاس بزرگ اندازه گرفته شود، کمتر از زمانی است که از مقیاس کوچکتر استفاده شود. از لحاظ واژه، مندلیبات اصطلاح فراکتال را از واژه لاتین Fractus به معنای سنگی که به شکل نامنظم شکسته شده باشد، گرفت تا بر ماهیت بی نظمی و قطعه قطعه شونده (بریده بریده) که از مشخصه های اصلی این فرم است، تاکید داشته باشد [1].



شکل 1-1: حرکت حشره ای کوچک از فاصله ی بسیار دور به سمت یک صفحه [1].

پیچیدگی وضعیت را می توان بصورت زیر خلاصه و تجسم کرد که در شکل 1-1، به تصویرکشیده شده و پرواز پشه میکروسکوپی به سمت یک تکه کاغذ را نشان می دهد تا توجیح کرد. همانطوریکه شکل فوق نشان می دهد، پشه در ابتدا بسمت یک شی در فاصله ی دور حرکت می کند، بنابراین آن را به عنوان ذره ی صفر بعدی می بیند. و هنگامی که در شکل 1-1 ب به شی نزدیکتر می شود، آنرا به عنوان یک خط تک بعدی می بیند و زمانیکه بر فراز آن در شکل 1-1 ج پرواز می کند، شی فوق را به عنوان یک صفحه ی دو بعدی می بیند و با نزدیکتر شدن بیشتر در شکل 1-1 د زمانیکه عمق جسم را می بیند، ساختار سه بعدی شکل می گیرد و زمانیکه به شی بسیار نزدیکتر می شود، تنها صفحه ی دو بعدی را می بیند و در انتها بر روی یک صفحه ی دو بعدی می نشیند که متشکل از شبکه های تک بعدی خطی، از فیبر است.



شکل 1-2: محاسبه ی طول خط ساحلی قاره آمریکا [1].

یکی دیگر از معماهای کلاسیک در ریاضیات، عبارت است از: نیاز به هندسه ی فراکتالی برای محاسبه ی خط ساحلی قاره هاست، همانند خط ساحلی شمال قاره ی آمریکا که در شکل 1-2 نشان داده شده است [1]. به عنوان مثال در این آزمایش اگر از یک خط کش 1 کیلومتری برای اندازه گیری استفاده شود، در مجموع تعداد کل خط کش های استفاده شده برابر اندازه ی تقریبی طول خط ساحلی خواهد بود [1]. این در حالی است که، اگر خط کشی با طول تنها 1 متر استفاده شود و این آزمایش تکرار گردد، نتایج متفاوت خواهد بود زیرا در هنگام اندازه گیری جدید داخل غارها و تالاب ها نیز اندازه گیری خواهد شد و در صورتیکه این مقیاس اندازه گیری کوچکتر گردد، تا مقیاس اتمیک طول ساحلی اندازه گیری شده باز هم افزایش خواهد یافت. حال به این نکته توجه شود که، این محدوده ی خط ساحلی که اندازه ی آن با کاهش مقیاس اندازه گیری افزایش می یابد درون کره زمین با حجم محدود قرار دارد [1]. از اینرو برای حل چنین مشکلی نیازمند هندسه ای هستیم که چنین مشکلی را بهتر از هندسه ی اقلیدسی حل کند. هندسه ی اقلیدسی دارای بعدهای کاملی چون تک بعدی چون خط و دوبعدی چون صفحه می باشد. بنیوت ماندلبرت برای اولین بار کلمه ی فراکتال به معنی ابعاد کسری را برای ابعاد که بعدهای آن در طبقه بندی بعدهای کامل نمی گنجیدند، مطرح کرد.

یکی از خصوصیات برخی از فراکتالها، در مثال محاسبه ی طول خط ساحلی مطرح شد، که دارای طولی نامحدود بود که در یک حجم محدود گنجد. فراکتال های استفاده شده در این پایان نامه، دارای ساختارهایی با پیچیدگی نامحدود با طبیعت خود تشابهی هستند. این به این معنی است که با نزدیک شدن به ساختار مورد نظر ساختار کلی تکرار می گردد [1].



شکل 1-3: برگ سرخس ساده ترین ساختار فراکتالی موجود در طبیعت [1].

مثالی از این خودتشابهی در طبیعت را می توان در برگ سرخس که در شکل 1-3 نشان داده شده است را مشاهده کرد. ساختار کل سرخس دوباره در برگ ها تکرار می گردد، در واقع اگر در ساختار برگ سرخس زوم کنیم فرآیند تکرار هم چنان ادامه دارد [1].

ایده ی ابعاد مابین هندسه ی فراکتالی و هندسه ی اقلیدسی رنجهای مختلفی از کاربردها را برای هندسه ی فراکتالی گشوده که سیستم های الکترومغناطیسی از آن جمله هستند، که می توانند برای توسعه ی مشخصات تشعشع کننده ها و رفلکتورها مورد استفاده قرار گیرند. بنابراین استفاده از این هندسه در مقایسه با هندسه ی اقلیدسی عملکرد بهتری را می تواند ارائه دهد. مندلیبرت رابطه میان فراکتالها و طبیعت را با استفاده از اکتشافات *Gaston Julia, Felix Hausdorff-Fato Pierre* بررسی کرد. او نشان داد که فراکتال های زیادی در طبیعت وجود دارند و آن فراکتالها می توانند بطور دقیقی پدیده های طبیعی را مدل کنند [1]. او گونه های جدیدی از فراکتال ها را برای مدل کردن ساختار های پیچیده مانند درختان و کوه ها معرفی کرد. مندلیبرت یک فراکتال را بعنوان یک شکل هندسی ناصاف و کج و کوله تعیین کرد که می تواند به قطعات کوچکتر تقسیم شود و هر کدام یک کپی در اندازه کوچکتر از کل (جزیی از کل) باشد. اگر چه معیار شخصی بعنوان آنچه که فراکتال ها را وضع می کند، وجود ندارد اما یک تعداد خصیصه و ویژگی هایی وجود دارد که ویژگی های فراکتال را مشخص می کند. فرهنگستان زبان و ادب فارسی نیز واژه برخال و همچنین برای واژه فرکتالی واژه برخالی را تصویب کرده است. هندسه فرکتالی (*Fractal Geometries*) در مقابل هندسه اقلیدسی که به برقرار بودن نظم در تمام سطوح تاکید دارد، به نظم حاصل از تکرار بینهایت بی نظمی اشاره می کند [1].

۱-۲ مشخصات فراکتالها

فراکتالها اشکال هندسی همچون مربع، مثلث، دایره و مستطیل هستند. اما مشخصه منحصر به فردی دارند که در ساختارهای اقلیدسی یافت نمی شوند. این اشکال در واقع ترکیب خاصی از همان اشکال اقلیدسی معمول چون دایره، مربع و غیره هستند به گونه هایی که آنها را از بقیه متمایز ساخته است. تمایز فراکتالها با دیگر ساختارها در این است که، اجزای تشکیل دهنده آنها، به شکل کل ساختار در مقیاس های کوچکتر هستند. این خاصیت بارز، خود تشابهی یا مشابهت به خود نام دارد. در واقع شکل هر یک از اجزای مختلف یک فراکتال بیانگر شکل کلی فراکتال در مقیاس متفاوت است. خاصیت مشابهت بخود از خصوصیات مهم فراکتالها است. این ویژگی بسیار مهم در فراکتالها باعث جلب توجه روز افزون در حوزه هایی همچون ریاضی، هنر و بخشهای

مختلف رشته های مهندسی از جمله مخابرات میدانی، کدینگ، هوافضا و مکانیک شده است. بنابراین یک تعداد نامحدودی از کپی های کوچک از تمام جسم در هر بخش از ساختار وجود خواهد داشت. اغلب نسخه های با مقیاس کوچکتر از تمام ساختار با تمام جسم یکسان نیستند مثلاً ممکن است مورب و یا با خود تشابهی فاکتور مقیاس متفاوت و نسبت به محور مختصات بصورت متفاوت فشرده شده باشند. در این حالت جسم خوانده می شود. از این ویژگی، مشخصه مهم دیگری به نام پر کردن فضای Space-curving حاصل شده است که در آن محیط فراکتال بدون افزایش سطح آن افزایش می یابد. این مسئله باعث بوجود آمدن بعد غیر صحیح در فراکتالها می شود. خط، مربع و مکعب به ترتیب 1 و 2 و 3 بعدی میباشند، اما بعد یک فراکتال میتواند عدد غیر صحیحی همچون 1/154 باشد. پس سه ویژگی مهم در فراکتالها که منجر به کاربردهای متفاوتی برای آنها شده است، عبارتند از:

- خود تشابهی
- پرکردن فضا
- بعد غیر صحیح

بعد یک فراکتال از رابطه 1-1 بدست میاید:

$$D = \frac{\log(N)}{-\log(S)} \quad (1-1)$$

۱-۳ انواع فراکتالها و آشنایی با هندسه رایج در طراحی آنتنهای فراکتال

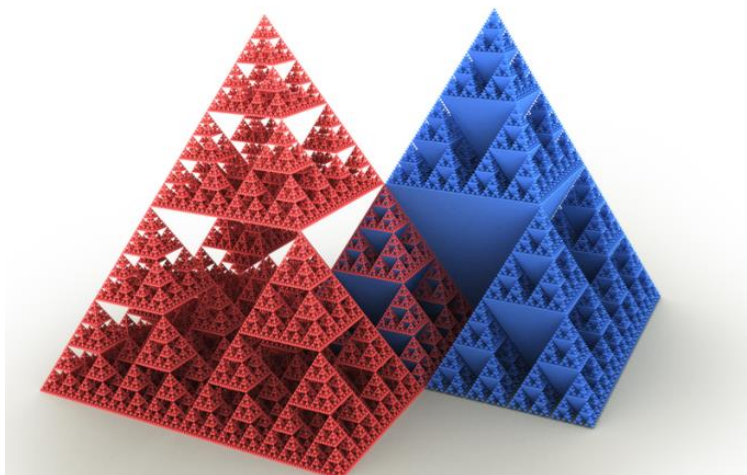
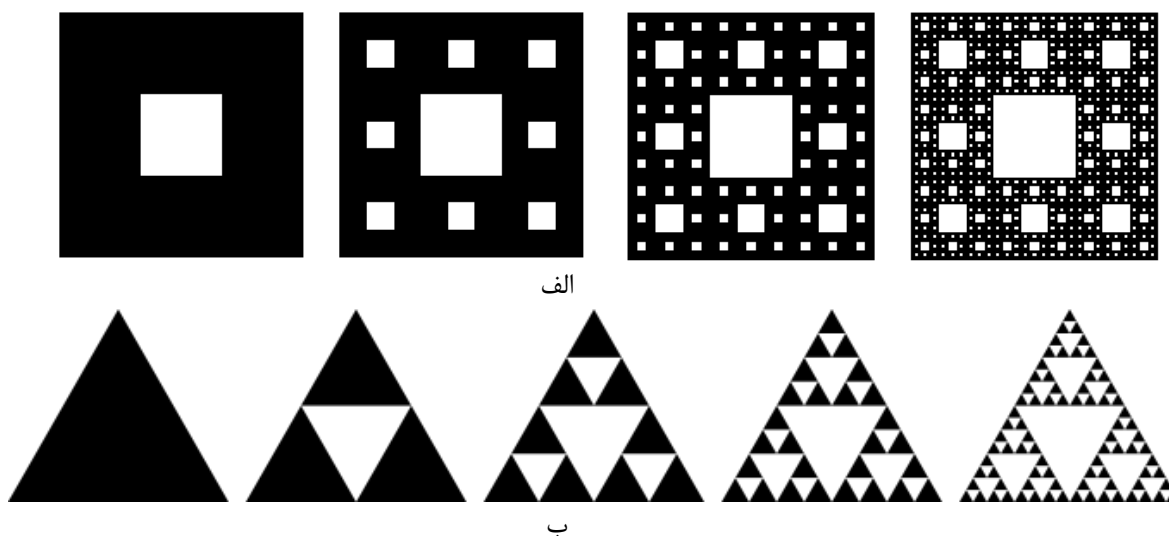
با توجه به مشخصات مهم فراکتالها یعنی خود تشابهی و پرکردن فضا، فراکتالها کاربردهای متنوعی در حوزه الکترومغناطیس داشته اند. خاصیت خود تشابهی، منجر به کاربردهای متنوعی در زمینه طراحی و ساخت آنتنهای چند بانندی خصوصاً آنتنهای میکرواستریپ شده است. در حالیکه خاصیت پرکردن فضا کاربرد وسیعی در کاهش ابعاد در آنتنها و فیلترهای میکرواستریپ دارد. در این بخش مرور مختصری بر هندسه های رایج فراکتال که در توسعه طرحهای جدید آنتنها بکار برده میشود، خواهیم داشت که عبارتند از [10-1]:

- سرپینسکی
- کج
- هیلبرت
- درخت

۱-۳-۱ فراکتال سرپینسکی دو بعدی و سه بعدی

اولین فراکتال سرپینسکی کارپت است [3]. این نوع فراکتال در دو نوع سرپینسکی گسکت و سرپینسکی کارپت وجود دارد. شکل 1-4 این دو نوع فراکتال را نشان می دهد. چند مرحله اولیه در ساختار سرپینسکی گاسکت در شکل 1-4 نشان داده شده است. شیوه ساختن هندسی این فراکتال با یک مثلث متساوی الاضلاع در مرحله صفر شروع می شود. مرحله بعدی در ساختار این فراکتال، برداشتن مثلث مرکزی با نوکهایی که در نقطه میانی اضلاع مثلث اصلی نشان داده شده در شکل 1-4 است. این پروسه برای سه مثلث باقی مانده، همانگونه که در مرحله 2 شکل 1-4 زیر مشخص شده است ادامه مییابد. فراکتال سرپینسکی گاسکت بوسیله انجام دادن این پروسه تکرارپذیر به تعداد بی نهایت بار ایجاد می شود. همانگونه که از شکل دیده می شود، سرپینسکی گاسکت یک مثال از فراکتال خودتشابه است. از نقطه نظر طراحی آنتن، مثلثهای سیاه هادی فلزی را نشان میدهند، در حالیکه مثلث های سفید نواحی که فلز آنها از بین برده شده است را نشان میدهد. در فراکتال سرپینسکی مرتبه اول N تعداد المانهای

شبيهه به يكدیگر يعنی تعداد مثلثهای مشابه برابر 3 و مقیاس آنها نسبت به مثلث اولیه برابر 0/5 است. شکل 1-4 مراحل تشکیل هردو فراکتال سرپینسکی کارپت و گسکت را از چپ به راست را نشان می دهد.

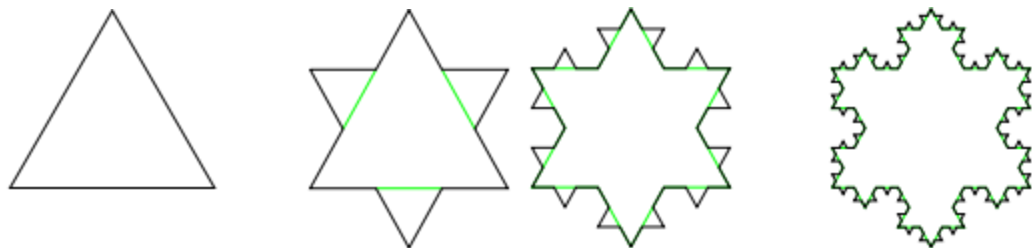


ج

شکل 1-4: دو ساختار فراکتال سرپینسکی: الف) (سرپینسکی کارپت) ب) (سرپینسکی گاسکت دو بعدی) ج) (سرپینسکی گاسکت سه بعدی).

۲-۳-۱ فراکتال کچ

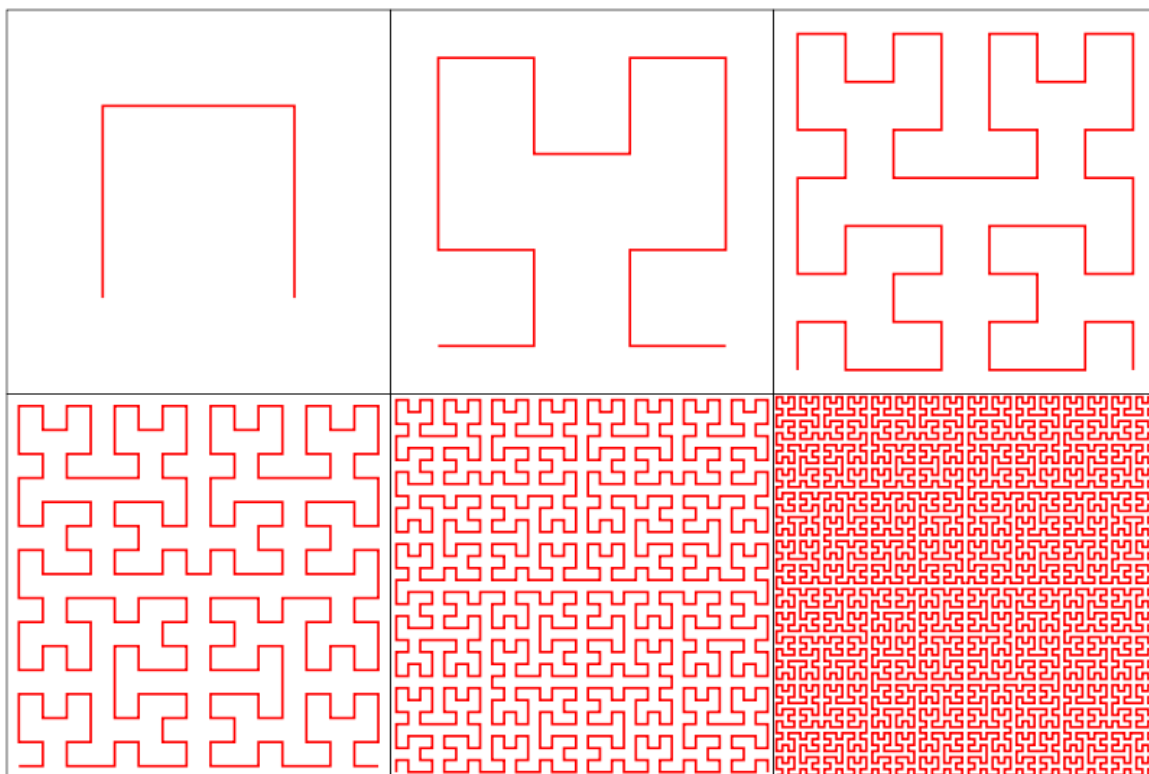
این نوع فراکتال نیز در دو نوع دانه برف و جزیره وجود دارد [3] و [5]. شکلهای 1-5 این دو نوع فراکتال را نشان میدهد. این فراکتال بعنوان یک مثلث متساوی الاضلاع آغاز میشود. به هر حال، برعکس سرپینسکی گسکت، که بطور منظم با برداشتن مثلثهای کوچک و کوچکتر از ساختار اصلی ایجاد میشود، کچ دانه برفی به وسیله اضافه کردن مثلثهای کوچک و کوچکتر به ساختار اصلی با یک روند تکرار پذیر ساخته می شود، این پروسه بطور مشخصی در شکل 5-1 نشان داده شده است.



شکل 1-5: مراحل تشکیل فراکتال کچ دانه برفی.

۱-۳-۳ فراکتال هیلبرت

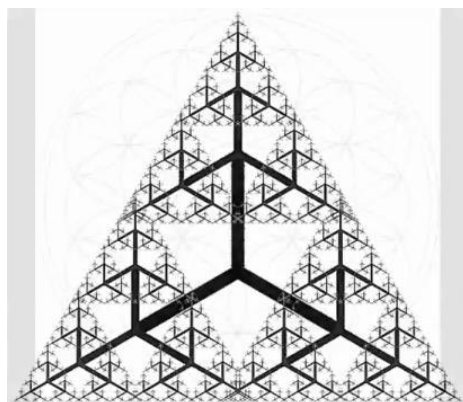
خواص سطح پر کن فراکتال هیلبرت آنها را برای استفاده در طراحی آنتنهای فراکتال مطرح ساخت. چهار مرحله اولیه در ساختار فراکتال هیلبرت در شکل 1-6 نشان داده شده است. فراکتال هیلبرت مثالی از فراکتال با خواص سطح پرکن است که نقاط متقاطع ندارد.



شکل 1-6: مراحل تشکیل فراکتال هیلبرت.

۱-۳-۴ فراکتال درختی

ساختار فراکتال درختی نیز در توسعه متدلوژی طراحی آنتن ها و سطوح انتخابگر کاربرد زیادی دارند. یک مثال از فراکتال درختی سه شاخه در شکل زیر نشان داده شده است. این ساختار با نام درخت سه گانه یا Ternary Tree شناخته میشود، که مشابه هندسه سرپینسکی گاسکت میباشد. درحقیقت هندسه درخت سه گانه نشان داده شده در شکل 1-7 میتواند بعنوان یک مدل سیمی برابر مرحله چهارم فراکتال سرپینسکی گاسکت نشان داده شده در شکل 1-7 تعبیر شود.



شکل 1-7: فراکتال درختی.

بعضی از هندسه های متداول فراکتال که کاربردهایی در طراحی آنتن‌ها پیدا کرده اند، در شکل 5-1 نشان داده شده اند. Minkowski Island و Koch Flake عمدتاً برای توسعه و گسترش طرح‌های جدیدی برای حلقه‌های مینیاتوری، پیچ و مایکرواستریپ استفاده شده اند.

۱-۴ کاربرد فراکتالها

امروزه کاربرد فراکتالها در فیزیک، شیمی، زیست‌شناسی، اقتصاد، زمین‌شناسی، پردازش تصویر، گرافیک کامپیوتری، طراحی آنتن و... گسترده شده است. استفاده از هندسه فراکتال در الکترومغناطیس یک موضوع جدید و جالب در تکنیک‌های آرایه، کاهش دادن پراکندگی است. تحقیق و تفحص برای بکارگیری این توابع ریاضی در مسائل اندازه و آنتن‌های چند بانده می‌باشد. اخیراً سعی شده است از هندسه فراکتال در طراحی آنتن‌ها بکار برده شود. استفاده از فراکتال‌ها در طراحی آنتن‌ها مزیت‌هایی دارد که طراحان را برای بکار بردن آنها ترغیب می‌کند. هندسه فراکتال از نظر ریاضی پیچیدگی و ظرفیت‌های زیادی دارد. اما در اینجا سعی شده است با یک بررسی اجمالی، به کاربرد آن در طراحی آنتن‌ها پرداخته شود.

۱-۴-۱ مفهوم فراکتال بکار برده شده در طراحی آنتن‌ها

میان ابعاد آنتن و طول موج سیگنال ارتباط تنگاتنگی وجود دارد. این امر معمولاً بعنوان یکی از قیود دست و پاگیر در طراحی آنتن به شمار می‌آید. هنگامی که اندازه یک آنتن خیلی کوچکتر از طول موج عملکرد آن ساخته می‌شود، راندمان آن آنتن به شدت کم می‌شود، مقاومت تشعشعی آن کاهش می‌یابد، درحالی که بطور نسبی، انرژی راکتیو ذخیره شده در مجاورت آنتن به شدت افزایش می‌یابد [7]. هر دو پدیده، آنتن کوچک را برای تطبیق کردن با مدار تغذیه مشکل می‌سازد و هنگامی که تطبیق شدند، آنتن‌ها ضریب کیفیت زیاد و عرض باند خیلی باریک، را نشان می‌دهند. اصطلاحاً اینگونه آنتن‌ها را آنتن‌های کوچک الکتریکی می‌نامند. دکتر کاهن، براساس یک آنالیز روش عددی ممان، نشان داد که حلقه‌های فراکتال مینکوفسکی یک فرکانس رزونانس پایین، نسبت به اندازه الکتریکی آنها دارند [8]، [9] و [10].

آنتن‌ها عموماً برای کار در یک بازه فرکانس محدود (معمولاً در حدود 10 تا 40٪ حول طول موج مرکزی) طراحی می‌شوند. این امر اندازه آنتن را در حدود نصف یا ربع طول موج تحمیل می‌کند. این مسئله برای مدت‌های زیادی بصورت یک محدودیت ذاتی به شمار می‌رفت، تا اینکه در سال 1961 ایده آنتن‌های مستقل از فرکانس (پهن باند) مطرح شد [11]. آنتن‌های مارپیچی، آرایه‌های دوقطبی لگاریتمی متناوب و... نمونه‌هایی از آنتن‌های مستقل فرکانسی هستند. با طرح تئوری فراکتال توسط مندلبرت [2]

ایده ساختار آنتن مستقل از مقیاس (و بنابراین مستقل از فرکانس) مورد توجه قرار گرفت. از ایده مشابهت بخود در ساختارهای فراکتالی میتوان برای طراحی این آنتن ها جهت بهبود نسبت اندازه آنتن به طول موج در آنها استفاده کرد. در سال 1993 فراکتال ها بعنوان کاندیدی برای طراحی آرایه هایی که در چند باند فرکانسی کار میکنند، مطرح شدند. دکتر جاگارد نشان داده بود که، امواج الکترومغناطیسی در برخورد با سطوح فراکتالی دارای خواص ویژه ای می شوند [12]. امروزه مسئله مورد توجه در تحقیقات آنتن های فراکتالی در زمینه آنتن هایی که در چندین باند فرکانسی کار می کنند، میباشد. کاربرد دیگر فراکتال ها در طراحی آنتن های کوچک است. تلاشهای زیادی برای توسعه آنتن های سائز کوچک و پهن باند انجام شده است که از آن جمله آنتن های مستقل فرکانسی است [11]. یکی از خواص اصلی آنتن های کلاسیک مستقل فرکانسی توانایی آنها برای بازگشت به هندسه فراکتال است. چندین آنتن خودتشابهی همان شکل تحت اطلاعات قطعی مقیاس است، که خاصیت مستقل فرکانسی می تواند بعنوان آنتن فراکتال سازماندهی شود، نظیر آنتن های لگاریتمی و حلزونی اگرچه آنها با فراکتال ها ایجاد نشده اند.

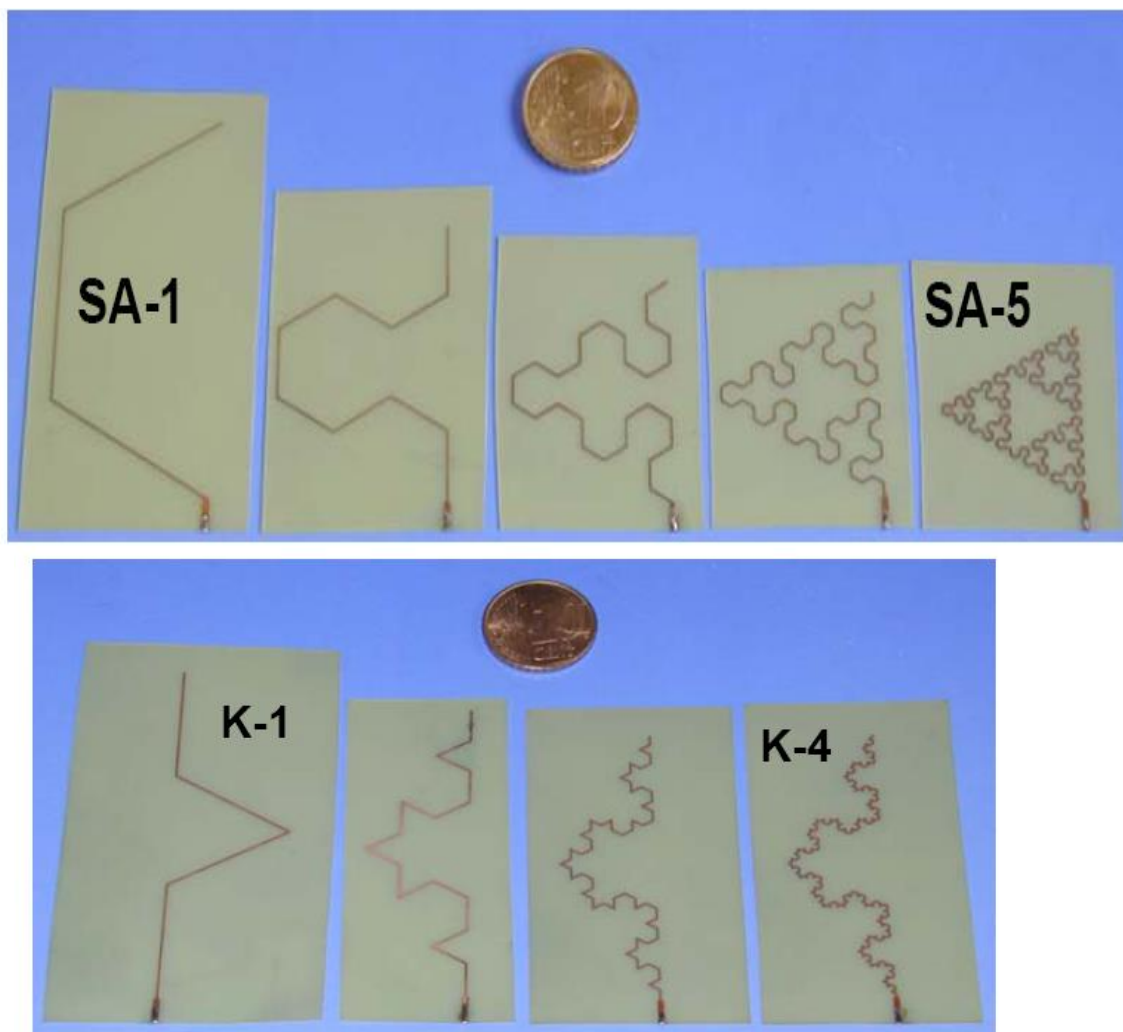
فراکتال ها برای مینیاتوریزه کردن آنتن ها به وسیله بهره گیری از توانایی فاصله پر کردن، طول الکتریکی بزرگ به حجم های فیزیکی کوچک میتوانند استفاده شوند [13] و [14]. همچنین از خاصیت خودتشابهی برای طراحی آنتن ها استفاده می شود که خاصیت های مشابه در باندهای فرکانسی مختلف وابسته به هندسه درجه بندی شده است. فراکتالها یک دسته از ساختارها با خواص خیلی منحصر بفرد را ارائه میکنند که میتوانند برای طراحی های آنتن استفاده شوند. فراکتال ها نمای کرانی صفحه پرکن هستند، به معنی اشکال الکتریکی بزرگ که بطور مؤثری به داخل آرایه های کوچک بسته بندی می شوند. از آنجا که طول های الکتریکی نقش مهمی در طراحی آنتن بازی میکند، این بسته بندی کردن میتواند بعنوان یک تکنیک مینیاتوری کامیاب و عملی استفاده شود، بنابراین مفهوم عمومی فراکتال ها برای توسعه المانهای مختلف آنتن و آرایه ها میتواند بکار گرفته شود. بکارگیری فراکتال ها برای المانهای آنتنهای رزونانسی کوچکتر، به آنتنها این اجازه را میدهد که چند بانده یا باند وسیع شوند. بکارگیری فراکتال ها برای آنتنهای آرایه ای، آرایه های چند بانده یا باند وسیع را توسعه می دهند. واقعیت آن است که اکثر فراکتال ها پیچیدگی نامحدودی دارند و جزئیات میتوانند برای کاهش اندازه آنتن مورد استفاده قرار گیرند. حتی میتوانند به چندین باند فرکانسی آرایه ها با مفهوم و معنی صفحه پرکن برسند، زیرا بخش های مختلفی از آنتن مشابه با بقیه در مقیاس های متفاوتی هستند [15].

دکتر کاهن، اولین فردی بود که یک المان آنتن را با استفاده از مفهوم فراکتال ها گسترش داد، او اثبات کرد که، مفهوم فراکتال میتواند برای کاهش قابل چشمگیر اندازه آنتن بکار برده شود [5]. Puete توانایی چند باندهی فراکتال ها را بوسیله مطالعه کردن رفتار مونوپل سرپینسکی و دای پل اثبات کرد [2]، [3] و [6]. مونوپل سرپینسکی یک رفتار مشابه در چندین باند برای هر دو پترن تشعشی و افت برگشتی ورودی را توصیف میکنند. فراکتال های دیگری برای بدست آوردن آنتنهای فرایه پهن باند یا چند بانده استفاده شده اند [14] تا [19]. یک فایده عملی آشکار از یک آنتن فراکتال آن است که یک آنتن رزونانسی در فضای کوچکتر است.

۵-۱ المانهای آنتن فراکتال

مفهوم فراکتال می تواند برای کاهش اندازه آنتن از قبیل دای پل کچ، مونوپل کچ، حلقه کچ و حلقه مینوکوفسکی استفاده شود، همچنین مفهوم فراکتال می تواند برای رسیدن به عرض باند چندگانه و افزایش عرض باند هر باند تکی به واسطه خودتشابهی در هندسه از قبیل دای پل سرپینسکی، پیچ و Conter Slot و دای پل درخت فراکتال استفاده شود. در طرح های دیگر، ساختار فراکتال برای رسیدن به پاسخ باند وسیع مانند حلقه های فراکتالی چاپی استفاده شود. چند نمونه از المانهای آنتن فراکتال در شکل 1-7 ارائه می شود. همچنین مفهوم کلی فراکتال در طراحی و آنالیز آرایه ها به وسیله آنالیز کردن آرایه با استفاده از تئوری

فراکتال یا قرار دادن المانها در ترتیب فراکتال میتواند بکار برده شود. ترتیب فراکتال یا المانهای آرایه، یک آرایه نازک شده را می تواند ایجاد کند و به عملکرد چند باندهی برسد.



شکل 8-1: چند نمونه از المانهای آنتن فراکتال.

۱-۶ نتیجه گیری

ایده ی ابعاد مابین هندسه ی فراکتالی و هندسه ی اقلیدسی رنجهای مختلفی از کاربردها را برای هندسه ی فراکتالی گشوده که سیستم های الکترومغناطیسی از آن جمله هستند که، می توانند برای توسعه ی مشخصات تشعشع کننده ها و رفلکتور ها مورد استفاده قرار گیرند. بنابراین استفاده از این هندسه در مقایسه با هندسه ی اقلیدسی عملکرد بهتری را می تواند ارائه دهد.

فصل دوم

روشهای طراحی آنتنهای تک قطبی یا مونوپل چاپی برای کاربردهای فرایهن باند UWB

۲-۱ مقدمه

آنتن تک قطبی چاپی ساختار ویژه‌ای داشته و بنابراین روشهای طراحی خاص خود را می‌طلبد. در این آنتن‌ها صفحه زمین از زیر المان تشعشع کننده حذف شده و لذا تقارن سه بعدی ساختار تا حدودی، نسبت به آنتنهای تک قطبی عمودی و یا آنتنهای میکرواستریپ ساده که دارای زمین کامل هستند، بهم خورده است. این مساله باعث شده که روش‌های نرمال تحلیل و طراحی این آنتن‌ها مثل روش خط انتقال میکرواستریپ و یا مدل Cavity جوابگو نباشند. در آنتنهای مونوپل، برخلاف آنتنهای دوقطبی و تک قطبی تک رزونانسی، فرکانس رزونانس مطرح نبوده و به جای آن نحوه تأثیر پارامترهای طراحی آنتن روی فرکانس لبه پایین باند و پهنای باند امیدانسی، مورد بررسی قرار می‌گیرند. فرکانس لبه پایین باند، در طراحی اولیه، به حداکثر ارتفاع عمودی آنتن بستگی دارد. در حالیکه، پهنای باند آنتن به نحوه تطبیق امیدانسی مدهای مختلف آنتن با خط تغذیه، در ارتباط است. روشهای متداول برای تحلیل، طراحی و بهینه‌سازی این آنتن‌ها مبتنی بر استفاده از نرم‌افزارهای تحلیل مدارات فرکانس بالا مثل HFSS، Computer Simulation Technique می‌باشد. در سالهای اخیر، در کنار روش‌های معمول طراحی، یکسری فرمول‌های تحلیلی برای تخمین عملکرد و یافتن دپد اولیه در طراحی آنتنهای تک قطبی چاپی در فرکانس‌های پایین و ترسیم چند نمودار برای کمک در طراحی باند بالای آنتنها، مطرح شده است که در این فصل گردآوری و به تفصیل بررسی شده‌اند. در ادامه به مطالعه تکنیک‌های مختلفی در طراحی این آنتنها می‌پردازیم، که تاکنون برای بهبود عملکرد آنتن اولیه اعم از بهبود پهنای باند امیدانسی، تطبیق امیدانسی، گین، پترن و سایر مشخصات آنتن معرفی شده و با استفاده از روش‌های تحلیلی، نرم‌افزاری و یا تجربی به اثبات رسیده‌اند [21] و [22].

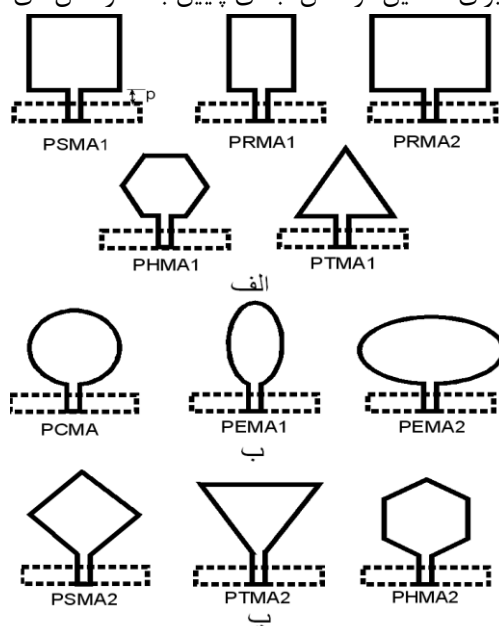
۲-۲ روش‌های طراحی و بهبود عملکرد آنتن تک قطبی برای کاربردهای UWB

آنتن مونوپل چاپی پهنای امیدانسی بالا و پترن تشعشعی همه جهته داشته و به دو روش می‌توان به تحلیل آن پرداخت. در روش اول، فرض بر این است که این آنتن حالت خاصی از آنتن میکروستریپی است، که صفحه ی زمین زیر المان تشعشع کننده در بی-نهایت قرار گرفته و آنتن روی دو زیرلایه چاپ شده است. اولی هوا با ضریب دی الکتریک 1 و دومی با ضریب دی الکتریک ϵ_r غیر از 1 (4.4 اگر این زیر لایه FR4 انتخاب شود). با این فرض آنتن مونوپل چاپی معادل آنتنی است که روی یک زیرلایه با ضریب دی الکتریک نزدیک به 1 و با ارتفاع زیاد قرار گرفته و می‌دانیم که این حالت منجر به پوشش پهنای باند بسیار وسیعی خواهد شد. در روش دوم، آنتن تک قطبی چاپی همانند آنتن تک قطبی عمودی مورد بررسی قرار می‌گیرد و همانطور که می‌دانیم، آنتن تک قطبی عمودی شامل سیلندر فلزی است که، عمود بر صفحه ی زمین بسیار بزرگ قرار گرفته و پهنای باند آن با افزایش شعاع سیلندر، افزایش می‌یابد. آنتن چاپی را می‌توان معادل با آنتن عمودی در نظر گرفت که قطر مؤثر بزرگی داشته و با ماده دی

الکترونیک غیر از هوا احاطه شده است. روش اخیر در محاسبه ی لبه پایین باند در ساختارهای متداول برای آنتن تک قطبی چاپی استفاده می‌شود [22-30].

۲-۲-۱ روش پایه برای طراحی فرکانس پایین در آنتن‌های فرایه‌ن باند UWB

طرح‌ها و اشکال متداول آنتن‌های تک قطبی چاپی عبارتند از: آنتن مربعی^۸، آنتن مستطیلی^۹، آنتن چندضلعی^{۱۰}، آنتن مثلثی^{۱۱}، آنتن دایروی^{۱۲} و در نهایت آنتن بیضوی^{۱۳}. این اشکال با ساختارهای تغذیه ی متفاوت در شکل 1-2 آورده شده‌اند. پسوند 1 و 2 به محل اتصال تغذیه ی میکرواستریپی به المان تشعشع کننده مربوط می‌شود. تمام این آنتن‌ها روی زیرلایه ی FR4 با ارتفاع 1/6 میلی‌متر و تانژانت تلفاتی 0/01 قرار گرفته‌اند. اگر فرمول استاندارد که در مورد آنتن‌های تک قطبی استوانه‌ای عمودی بکاربرده شده است، به صورت مناسبی اصلاح شود، از آن می‌توان برای تخمین فرکانس لبه ی پایین باند در آنتن‌های تک قطبی چاپی استفاده کرد.



شکل 1-2: اشکال متداول آنتن‌های تک قطبی چاپی با ساختار تغذیه ی متفاوت.

در قدم اول رابطه مورد استفاده در آنتن‌های تک قطبی صفحه‌ای عمودی به صورت زیر اصلاح می‌شود: اگر L حداکثر ارتفاع المان تشعشع کننده بوده و r شعاع مؤثر آنتن استوانه‌ای معادل باشد، فرکانس لبه پایین باند از رابطه (1-2) بدست می‌آید. در این عبارت r از طریق معادل قراردادن مساحت آنتن تک قطبی استوانه‌ای معادل با مساحت آنتن صفحه‌ای موردنظر بدست می‌آید. در این عبارت p فاصله افقی انتهای زمین از المان تشعشع کننده است.

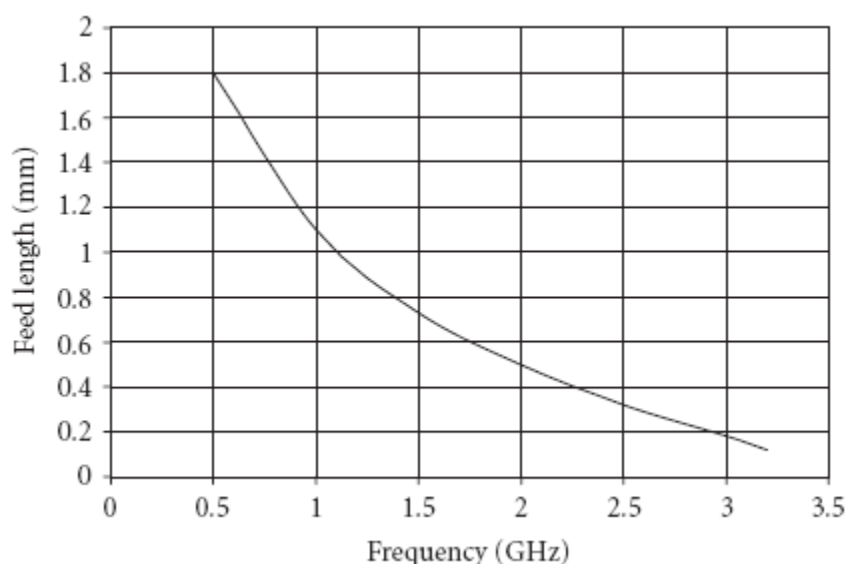
$$f_L = \frac{72}{(L+r+p)} \text{ GHz} \quad (2-1)$$

1. Planar Square Monopole Antenna (PSMA)
2. Planar Rectangular Monopole Antenna (PRMA)
3. Planar Hexagonal Monopole Antenna (PHMA)
4. Planar Triangle Monopole Antenna (PTMA)
5. Planar Circular Monopole Antenna (PCMA)
6. Planar Elliptical Monopole Antenna (PEMA)

در آنتن‌های چاپی وجود زیرلایه با ضریب دی‌الکتریک بیش از 1، باعث افزایش ابعاد مؤثر آنتن شده و این امر منجر به کاهش فرکانس لبه پایین باند خواهد شد. بر این اساس رابطه (2-1) برای محاسبه فرکانس لبه پایین باند به صورت (2-2) اصلاح خواهد شد [30].

$$f_L = \frac{72}{(L+r+p) \times k} \text{ GHz} \quad (2-2)$$

با مراجعه به انواع ساختارهای تک قطبی چاپی که در شکل 2-1 آمده است، L و r مناسب برای هر ساختار را می‌توان محاسبه کرد. برای آنتن دایروی با شعاع A ، $L = 2A$ و $r = A/4$ و برای آنتن بیضوی 1 با قطر بزرگ $2A$ و قطر کوچک $2B$ ، $L = 2A$ و $r = B/4$ و برای آنتن بیضوی 2، $L = 2B$ و $r = A/4$ است. با بکارگیری روش اول ذکر شده برای آنتن‌های تک قطبی چاپی، که در آن صفحه ی زمین در بی‌نهایت فرض می‌شود، فاکتور k ارزش محاسباتی هم‌تای $\sqrt{\epsilon_{eff}}$ را دارد. مقدار تجربی k برای زیرلایه ی FR4 با ارتفاع $1/6$ برابر $1/15$ بدست آمده است و با حداکثر خطای 10٪، فرکانس لبه پایین باند را تخمین می‌زند [30].



شکل 2-2: تغییرات طول p با تغییر فرکانس لبه ی پایین باند در آنتن‌های تک قطبی گروه 2.

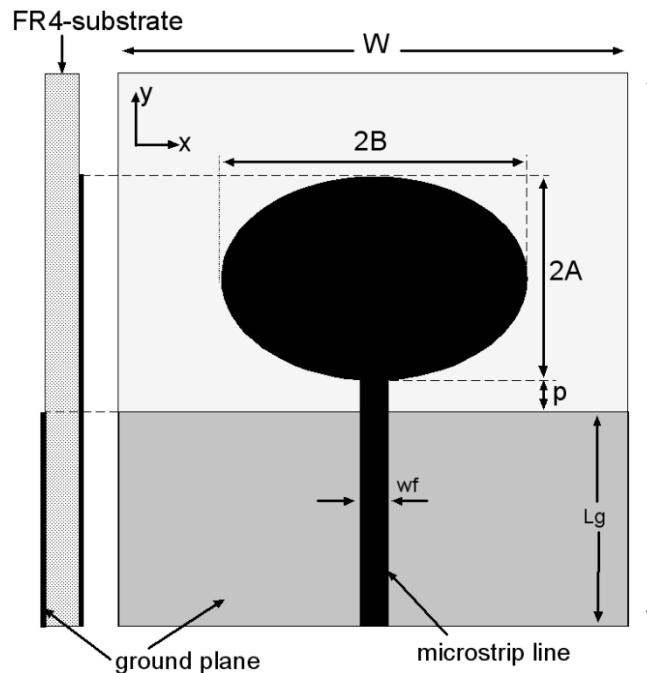
پارامتر دیگری که در تعیین فرکانس لبه پایین باند، مؤثر می‌باشد، طول مؤثر خط تغذیه است که با p نشان داده شده است. سه پارامتر عمده‌ای که در تعیین p مؤثر هستند عبارتند از [30]:

- میزان انحنای خط فاصل انتهایی زمین
- انحنای خط فاصل پایینی المان تشعشع کننده
- فاصله افقی انتهای زمین از ابتدای المان تشعشع کننده.

این سه پارامتر بصورت هم‌زمان یک شبکه تطبیق کننده امپدانسی را برای رزونانس‌های هم‌جوار آنتن مونوپل چاپی فراهم می‌کنند و لذا پارامترهای این شبکه باید بهینه سازی شوند تا پهنای باند امپدانسی و فرکانس لبه پایین مطلوب بدست آید. مطابق شکل 2-1 در آنتن‌هایی با المان‌های تشعشعی با اشکال مختلف که از مکان‌های متفاوتی تغذیه شده‌اند، به دلیل متفاوت بودن سه پارامتر مذکور طول p متفاوت خواهد بود. بر اساس این تفاوت اشکال متداول آنتن‌های تک قطبی چاپی در سه دسته گروه‌بندی شده‌اند:

- در گروه 1- الف خط تغذیه در محل ورود به المان تشعشع کننده تغییری ناگهانی در لبه می‌بیند.
- در آنتن‌های گروه 1- ب از خط تغذیه به بیچ تشعشع کننده تغییرات آرامی دیده می‌شود.

• در دسته ی سوم که در شکل 1-ت آمده است پیچ از محل گوشه تغذیه شده است. برای بدست آوردن p مطلوب برای داشتن فرکانس لبه پایین خاص (مورد نظر) و حداکثر پهنای باند امپدانس، روش زیر بکار می‌رود. با استفاده از نرم‌افزار HFSS بازه فرکانسی 0/5 الی 3/2 گیگاهرتز که تمام فرکانسهای لبه پایین باند شبکه بی‌سیم را پوشش می‌دهد، در نظر می‌گیریم. در این بازه مقدار بهینه p را برای داشتن حداکثر پهنای باند امپدانس بدست می‌آوریم و منحنی تغییرات p را بر حسب فرکانس لبه پایین باند رسم می‌کنیم. این منحنی برای سه دسته‌بندی مذکور متفاوت خواهد بود. در شکل 2-2 منحنی موردنظر برای دسته‌بندی دوم یعنی PCMA و PEMA آمده است [30].



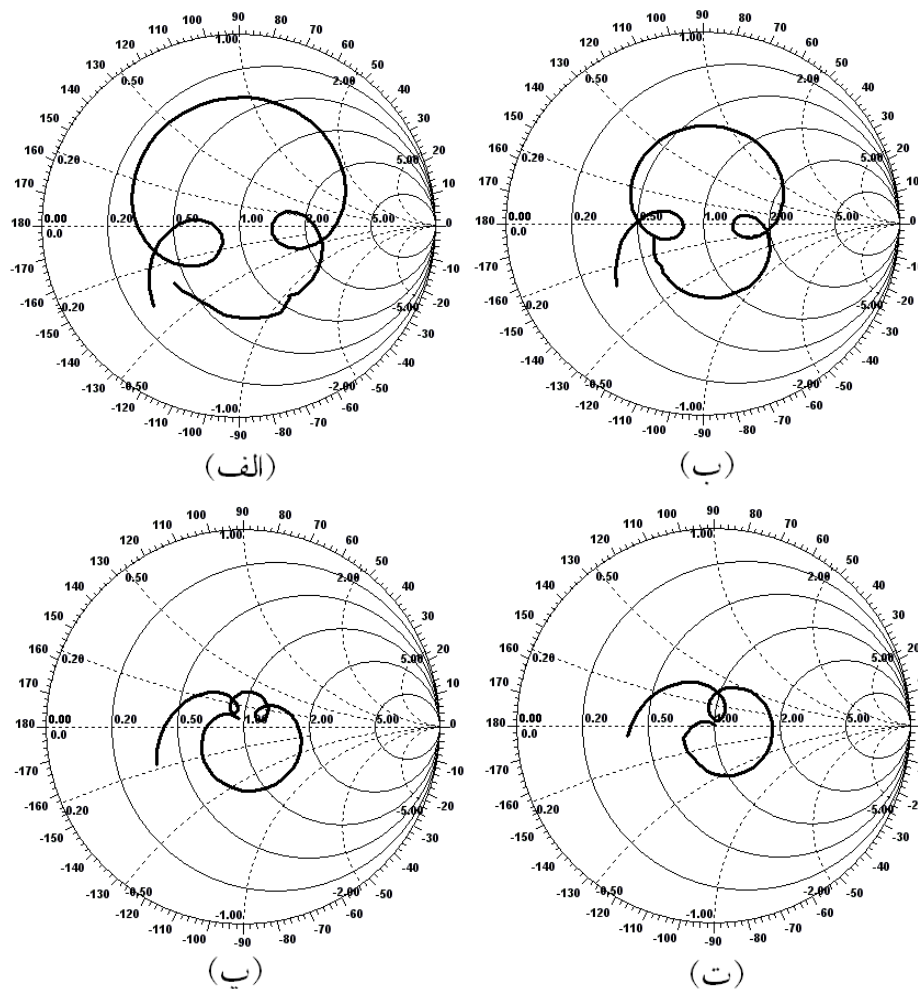
شکل 2-3: ساختار آنتن تک قطبی بیضوی.

۲-۲-۲ روش پایه برای طراحی فرکانس- بالا در آنتن‌های مونوپل چاپی فرا پهن باند UWB

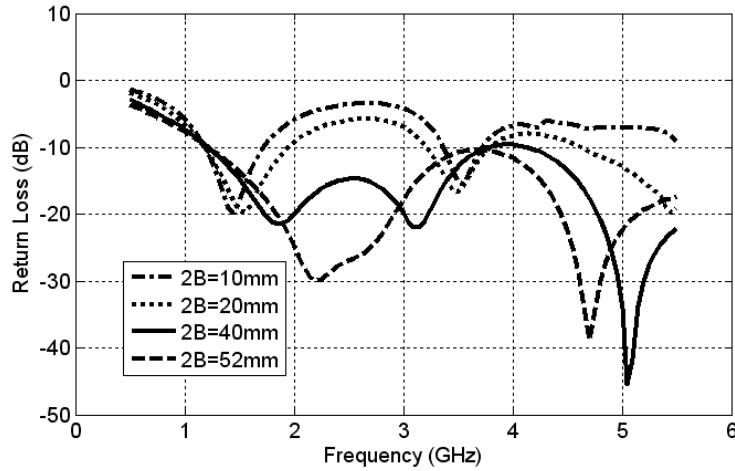
همانطور که ذکر شد، آنتن مونوپل چاپی را می‌توان معادل آنتن مونوپل استوانه‌ای عمودی با شعاع بزرگ فرض کرد. با این فرض مدهای جریانی مختلف مرتبه بالا در المان تشعشع کننده فلزی تحریک می‌شوند. اگر تغذیه آنتن بهینه بوده و ابعاد عرضی آن به حد کافی بزرگ باشد، تمام مدهای رزونانسی موجود پهنای باند امپدانس بالایی داشته و لذا تحت تغییرات امپدانس کمتری قرار می‌گیرند. تمام پارامترهای آنتن از جمله شکل و اندازه آن باید بنحوی بهینه‌سازی شوند که در نمودار اسمیت، امپدانس تمام مدهای رزونانسی در داخل دایره ی واحد $VSWR=2$ قرارگیرند. با این کار پهنای امپدانس بسیار بالایی بدست خواهد آمد. این مسأله را با مثالی از آنتن‌های تک قطبی بیضوی شرح داده و اثبات می‌کنیم [30].

آنتن مورد بررسی در شکل 2-3 آورده شده است و شامل یک المان تشعشعی بیضوی با قطراصلی $2A$ و قطرفرعی $2B$ بوده که روی زیرلایه ی FR4 با ضریب دی الکتریک $4/4$ ، ارتفاع $1/6$ میلی‌متر و تانژانت تلفاتی $0/01$ قرار گرفته‌است. با استفاده از منحنی شکل 2-2، طول p لازم برای داشتن فرکانس لبه پایین $1/1$ گیگاهرتز برابر 1 میلی‌متر بدست می‌آید. قطر اصلی پیچ بیضوی را در سانتیمتر $2A = 4/8$ ثابت نگه می‌داریم تا فرکانس ورود تقریباً ثابت بماند. برای بررسی اثر تغییرات قطر عرضی پیچ تشعشعی روی امپدانس ورودی و در نهایت روی پهنای باند امپدانس، 4 مقدار مختلف از $2B$ بترتیب 10، 20، 40 و 52 میلی‌متر انتخاب

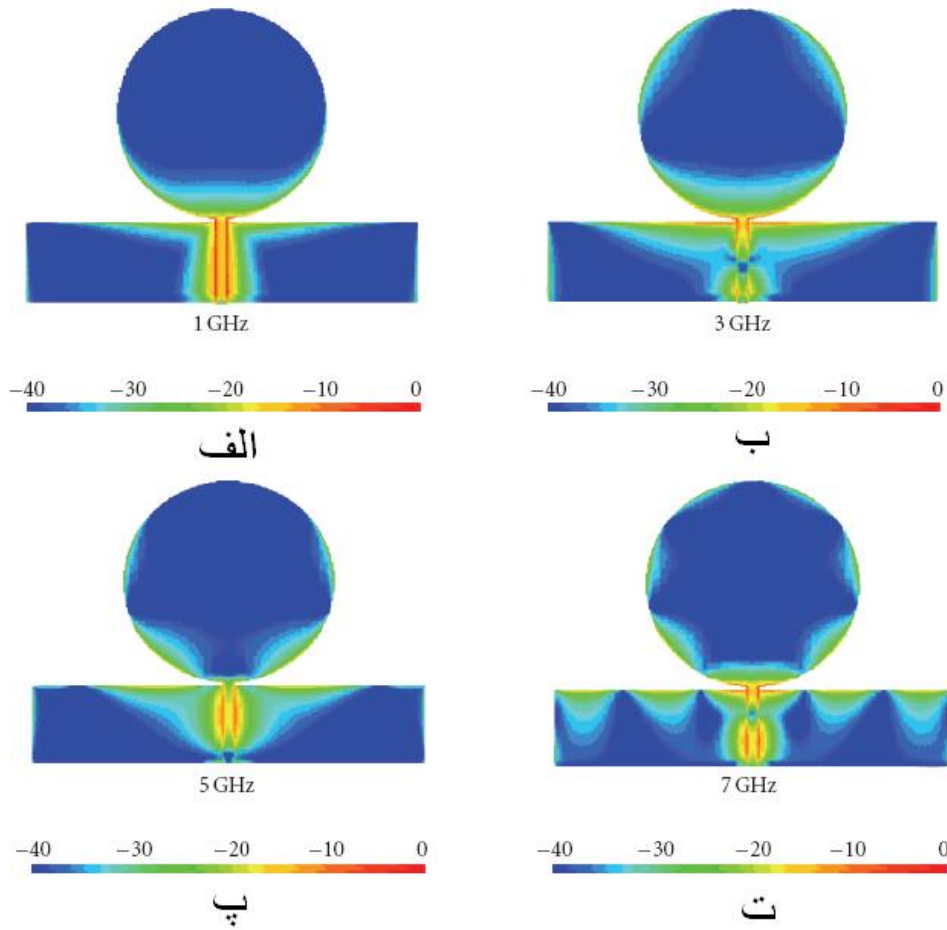
شده است [30]. ساختار آنتن مونوپل با چهار مقدار ذکر شده با استفاده از نرم افزار HFSS به صورت پارامتری تا فرکانس 5 گیگاهرتز تحلیل شده و نتایج تحلیل کامپیوتری به صورت مکان تغییرات امپدانس در نمودار اسمیت و نمودارهای تلفات بازگشتی مربوطه، در شکل 4-2 و 5-2 آمده است. با مشاهده و تحلیل نمودار اسمیت مشاهده می شود که المان تشعشی در $10 \text{ mm} = 2B$ همانند یک آنتن تک قطبی سیمی رفتار کرده و تفاوت امپدانس بین چند حلقه ی مختلف رزونانسی و نیز در داخل خود حلقه ها بسیار زیاد است. خاطرنشان می شود که این حلقه ها هر یک نماینده یکی از مدهای رزونانسی المان بیضوی تشعشع کننده هستند. با افزایش شعاع عرضی $2B$ ، تغییرات امپدانس کاهش یافته و باعث می شود که حلقه ها کوچکتر شده و به هم نزدیکتر شوند و در نهایت پهنای باند امپدانس افزایش یابد. این تغییرات در شکل 4- الف تا 4- ت دیده می شود [30].



شکل 4-2: نمودار اسمیت برای چهار ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با میلی متر $2A = 48$ و $2B$: (الف) 10 میلی متر، (ب) 20 میلی متر، (پ) 40 میلی متر، (ت) 52 میلی متر.



شکل 2-5: نمودار تلفات بازگشتی برای چهار ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با $48=2A$ میلیمتر و $2B$ متغییر.

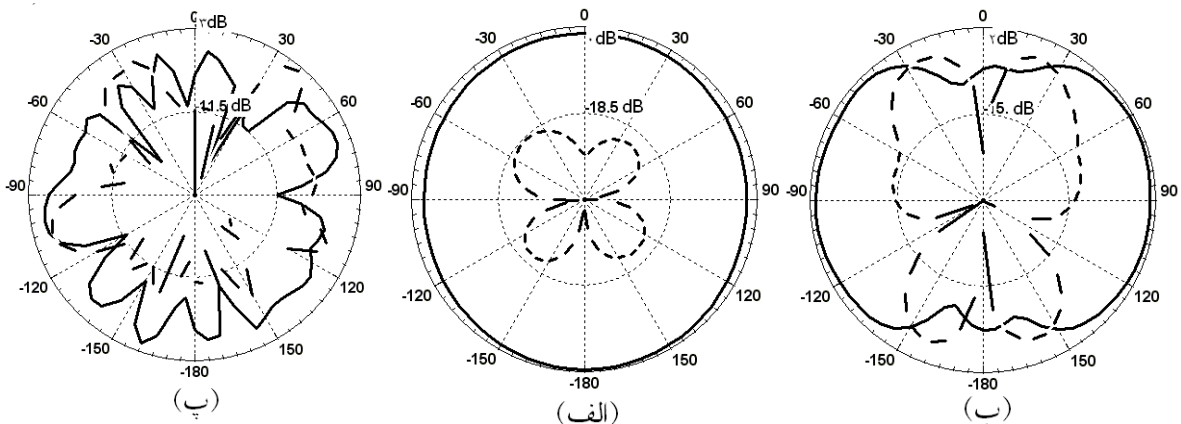


شکل 2-6: توزیع جریان سطحی روی المان تشعشی و زمین آنتن برای ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با $48=2A$ میلیمتر و $52=2B$ میلیمتر در فرکانس‌های (الف) 1، (ب) 3، (پ) 5 و (ت) 7 گیگاهرتز.

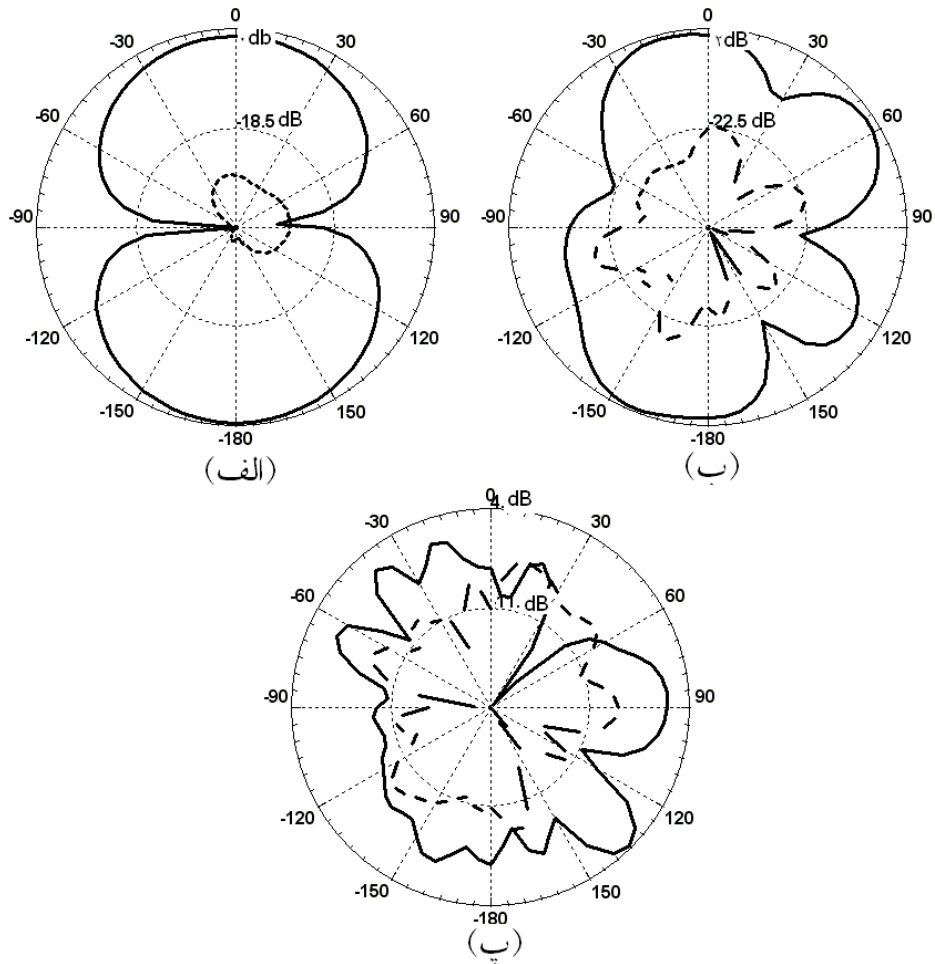
نمودار تغییرات تلفات بازگشتی برحسب فرکانس و در چهار مقدار مذکور در شکل 5 آمده است. در ادامه آنتن مورد نظر را که با مقادیر $48=2A$ میلیمتر و $48=2B$ میلیمتر بهینه شده است، تا فرکانس 16 گیگاهرتز تحلیل می‌کنیم و توزیع جریان‌های سطحی را در المان تشعشی و زمین زیر آن بررسی کنیم. نتایج این تحلیل در شکل 2-6 آمده است. شکل 2-6 - الف توزیع جریان سطحی آنتن در فرکانس 1 گیگاهرتز در حوالی فرکانس رزونانس اول را نشان می‌دهد:

در این فرکانس جریان سطحی عموماً حول و حوش محیط المان بیضوی و در محل تغذیه توزیع شده و فقط نیم سیکل اول جریان دیده می‌شود که بیانگر مد اصلی رزونانسی است. از طرف دیگر، روی زمین جریان در حوالی لبه بالایی توزیع شده و اهمیت طول p را در فرآیند بهینه‌سازی نشان می‌دهد. توزیع جریان در فرکانس 3 گیگاهرتز در شکل 2-6 - ب دیده می‌شود: در این شکل تعداد سیکل‌های جریان سه برابر فرکانس اصلی است. از شکل 2-6 مشاهده می‌شود که با افزایش فرکانس به 5 و 7 گیگاهرتز تعداد سیکل‌های جریانی نیز چندین برابر شده ولی دامنه جریان کاهش یافته و به سایر لبه‌های المان تشعشی کشیده می‌شود.

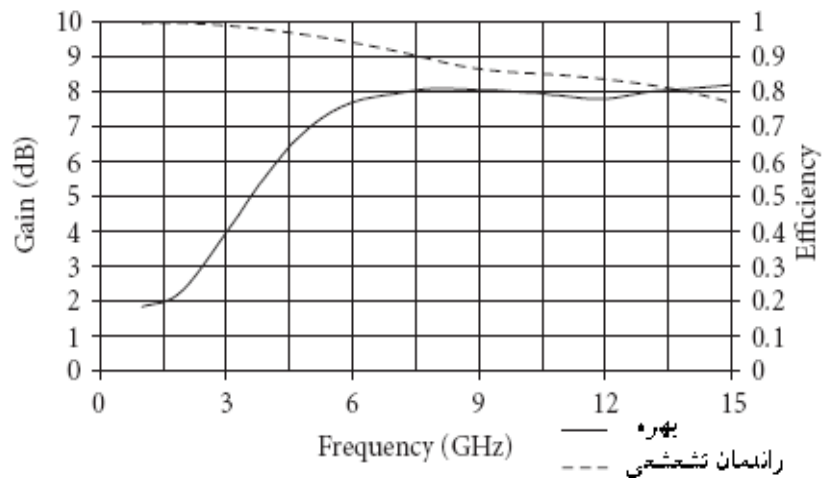
در ادامه به بررسی پترن تشعشی و بهره آنتن می‌پردازیم. نمودار پترن آنتن در صفحه H و در فرکانسهای 2، 6، 10 و 14 گیگاهرتز در شکل 2-7 آمده است. مشاهده می‌شود که در فرکانسهای پایین پترن همه جهته (حالت ایده‌آل برای آنتن‌های تک-قطبی سیمی) بوده و با افزایش فرکانس دایرکتیویته پترن بالا رفته و در عین حال رفته رفته مولفه کراس بزرگتر شده و در فرکانس 14 گیگاهرتز قابل قیاس با مولفه E می‌شود. همچنین نمودار پترن آنتن در صفحه E و در فرکانسهای مذکور در شکل 2-8 آورده شده است. از این شکل مشاهده می‌شود که در فرکانسهای پایین پترن صفحه E به شکل عدد 8 (حالت ایده‌آل برای آنتن‌های تک‌قطبی سیمی) بوده و با افزایش فرکانس کج شده و مولفه کراس نیز بزرگتر می‌شود. بهره و راندمان تشعشی این آنتن نیز در شکل 2-9 رسم شده است. میزان بهره با افزایش فرکانس افزایش یافته و در نهایت به اشباع می‌رسد. راندمان تشعشی نیز در بازه 1 تا 15 گیگاهرتز از 100٪ به 80٪ کاهش می‌یابد. با افزایش فرکانس تا 6 گیگاهرتز مساحت مؤثر آنتن افزایش یافته و لذا گین آنتن از $1/84$ به $7/7$ dB می‌رسد ولی پس از آن با کاهش راندمان تشعشی نرخ افزایش بهره کاهش یافته و به افزایش $0/5$ dB از 6 تا 15 گیگاهرتز می‌رسد.



شکل 2-7: نمودار پترن تشعشی صفحه H برای ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با $48=2A$ میلیمتر و $52=2B$ میلیمتر در فرکانسهای (الف) 1، (ب) 6 و (پ) 10 گیگاهرتز.



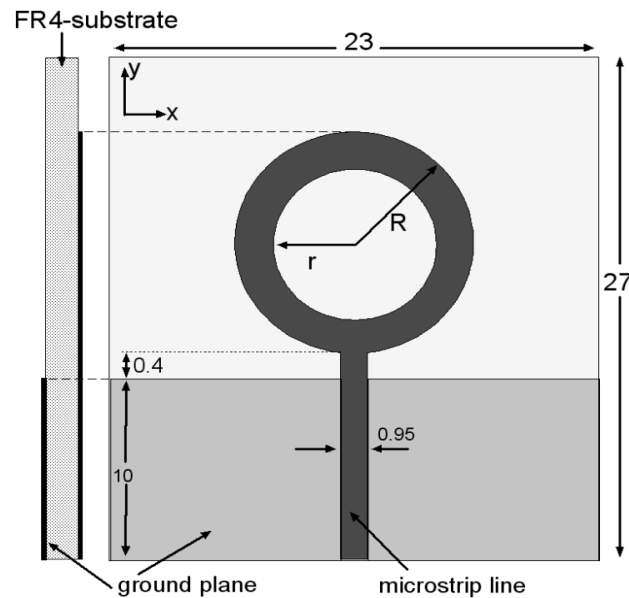
شکل 2-8: نمودار پترن تشعشی صفحه E برای ساختار آنتن تک قطبی بیضوی با $2A=48$ میلیمتر و $B=52$ میلیمتر در فرکانس های (الف) 1، (ب) 6 و (پ) 10 گیگاهرتز.



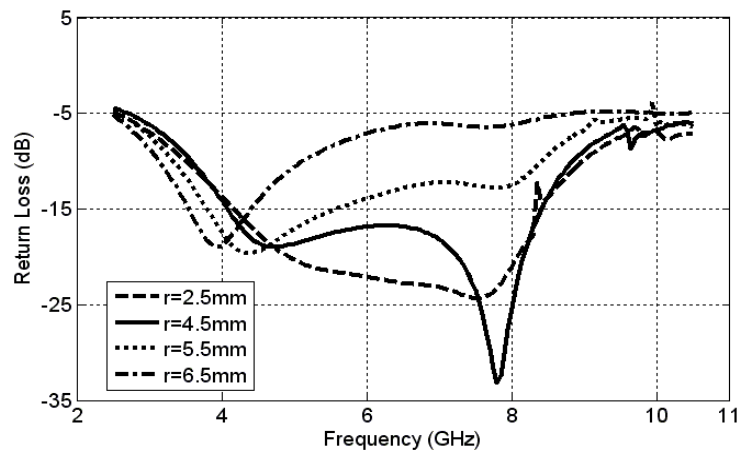
شکل 2-9: نمودار بهره و راندمان تشعشی آنتن تک قطبی بیضوی با $2A=48$ میلیمتر و $B=52$ میلیمتر.

۳-۲-۲ المان تشعشعی حلقوی آنتن تک قطبی

با توجه به توضیحاتی که در بخش 1-2 آورده شد، چگالی جریان سطحی در محیط المان تشعشعی بیشتر از سایر مناطق بوده و لذا می‌توان در ساختار آنتن به جای المان بیضوی کامل از المان تشعشعی بیضوی استفاده کرد [30]. با این کار فضای خالی در داخل آنتن برای کارگذاری سایر المان‌های RF نیز فراهم می‌شود و در عین حال با تنظیم شعاع‌های داخلی (r) آنتن حلقوی کارکرد فرایهین باند UWB آنتن حفظ شده و به دلیل کاهش فلز بکار رفته در آنتن از تلفات حرارتی آن نیز کاسته شده و امکان بالا رفتن راندمان تشعشعی نیز فراهم می‌شود. یک نمونه از ساختار آنتن حلقوی که در مرجع [25] معرفی شده است، در شکل 2-10 آورده شده است. نتایج مطالعه ی پارامتریک برای بدست آوردن مقدار r مناسب در شکل 2-11 مشاهده می‌شود. با بررسی این نمودارها $r=4/5$ میلی‌متر بدست می‌آید [30].

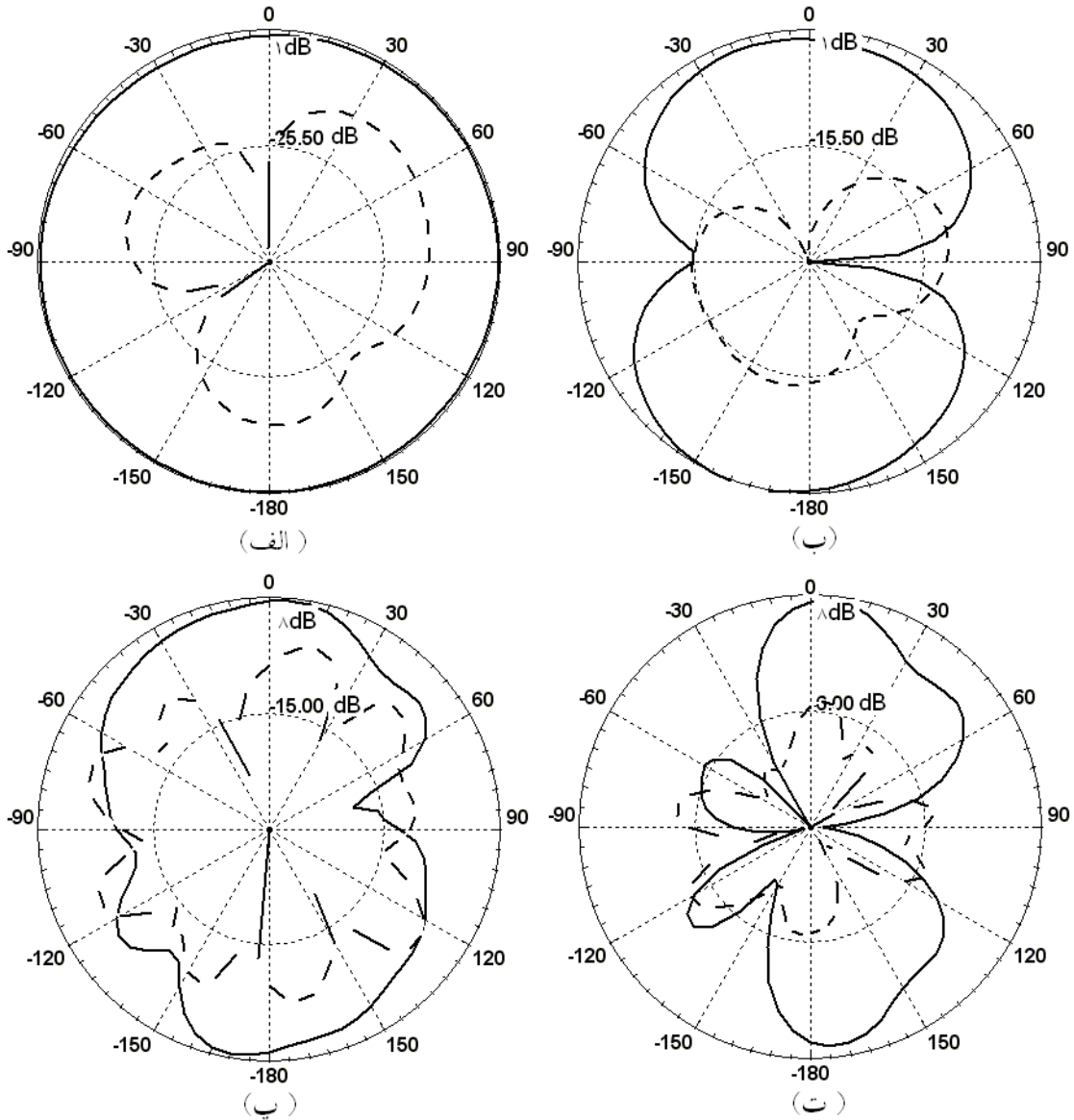


شکل 2-10: ساختار آنتن تک قطبی حلقوی [25].

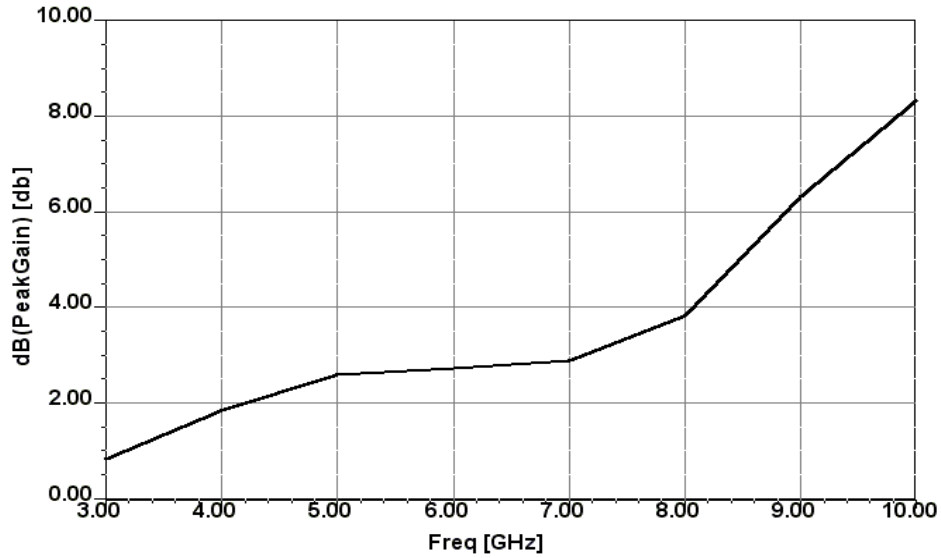


شکل 2-11: نمودار تغییرات تلفات بازگشتی آنتن شکل 2-10 [25] بر اساس تغییر در شعاع داخلی r .

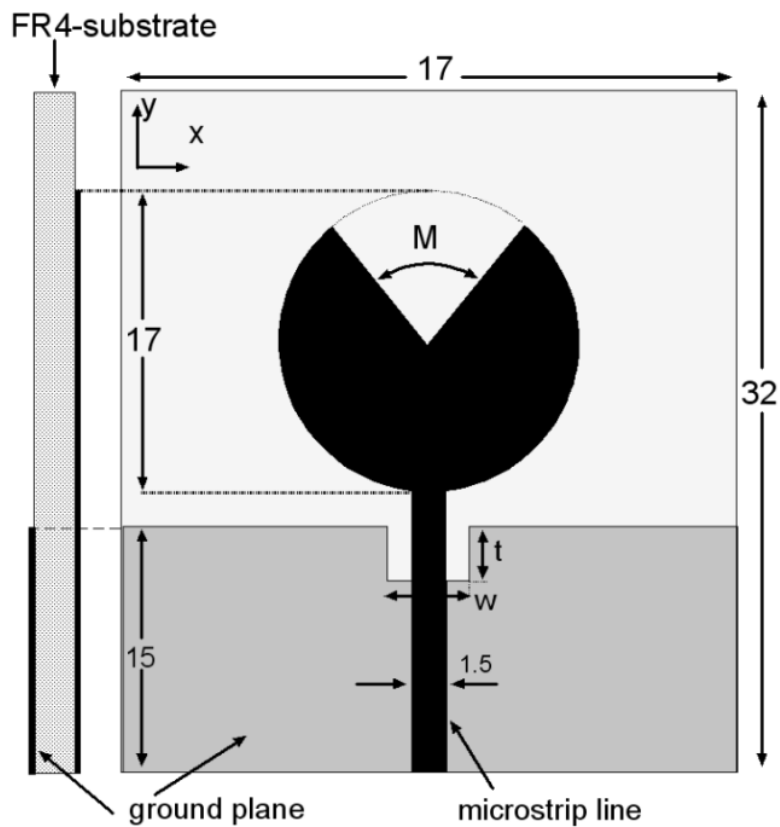
با انتخاب $r=4/5$ میلیمتر به بررسی پترن تشعشی آنتن در صفحات H و E در فرکانسهای رزونانس $3/5$ و 10 گیگاهرتز می-پردازیم. این نمودارها در شکل 2-12 آمده و مشاهده می‌شود که پترن تشعشی در صفحه ی H در فرکانس‌های پایین کاملاً همه جهته بوده و با افزایش فرکانس کمی از حالت ایده‌آل خارج می‌شود. پترن در صفحه ی E در فرکانس‌های پایین مشابه پترن آنتن-های تک قطبی ایده‌آل بوده و با افزایش فرکانس کمی کج می‌شود. نمودار بهره آنتن در شکل 2-13 آمده است. مشاهده می‌شود که تغییرات بهره آنتن حلقوی مورد نظر در کل پهنای باند فرکانسی حدود 6 dB است.



شکل 2-12: پترن تشعشی آنتن شکل 2-22 [25] در: (الف) صفحه H در فرکانس $3/5$ گیگاهرتز، (ب) صفحه E در فرکانس $3/5$ گیگاهرتز، (پ) صفحه H در فرکانس 10 گیگاهرتز و (ت) صفحه E در فرکانس 10 گیگاهرتز.



شکل 2-13: نمودار بهره برای آنتن شکل 2-10 [25].

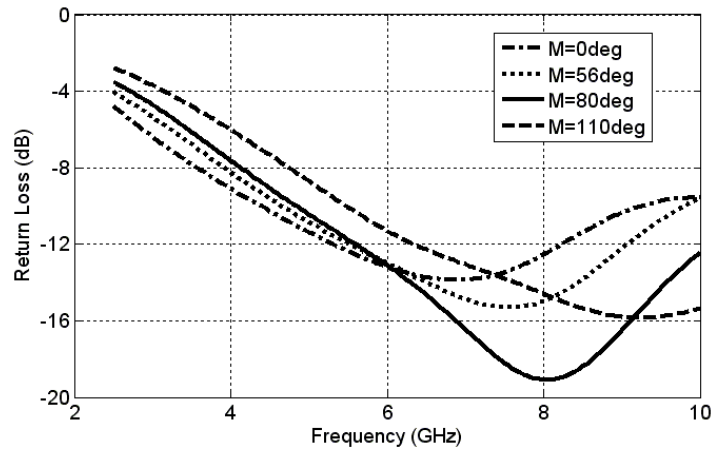


شکل 2-14: ساختار آنتن دایروی با برش متقارن در المان تشعشعی [26].

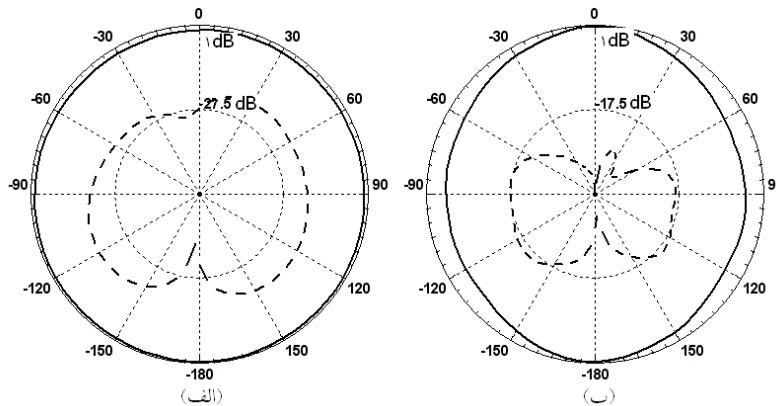
۴-۲-۲ برش قطاع متقارن در المان تشعشعی آنتن

ساختار آنتن تک قطبی با برش متقارن قطاعی در المان تشعشعی در شکل 2-14 آمده است. طرح این ساختار و نحوه بررسی آن از مرجع [26] گرفته شده است. در این ساختار المان تشعشعی دایروی با شعاع $8/5$ میلیمتر روی زیر لایه FR4 با ارتفاع

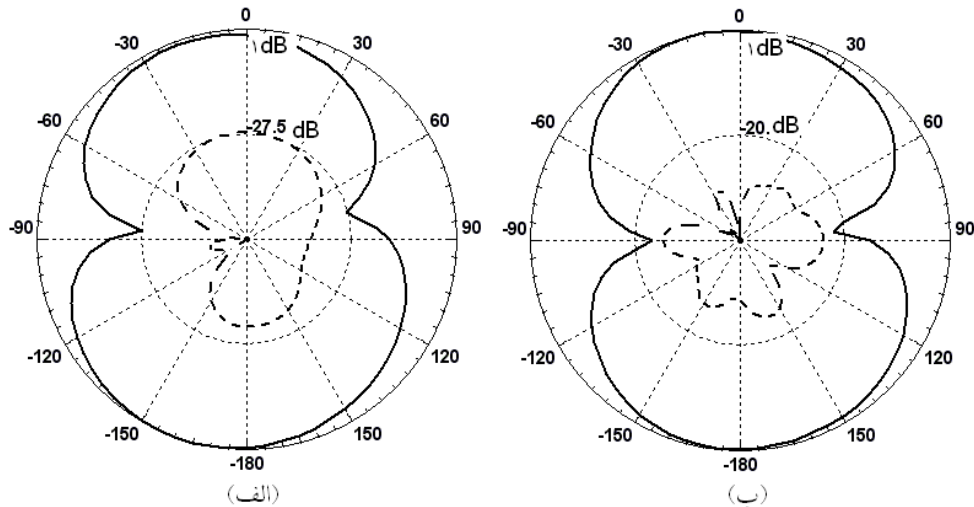
0/8 میلیمتر قرار دارد. ابعاد زمین و سایر مشخصات آنتن در شکل 2-14 آمده است. تغییرات نمودار تلفات بازگشتی آنتن با تغییر در اندازه M در شکل 2-15 آمده است. مشاهده می‌شود که با افزایش زاویه M از 0 تا 180 درجه، پهنای باند امیدانسی 6٪ و فرکانس لبه پایین باند 25٪ افزایش یافته است. با انتخاب $M = 80^\circ$ به بررسی پترن تشعشی آنتن در صفحات E و H در فرکانسهای رزونانس 4 و 10 گیگاهرتز می‌پردازیم. این نمودارها بترتیب در شکل‌های 2-16 و 2-17 آمده و مشاهده می‌شود که پترن در صفحه H در تمام فرکانس‌های باند کاملاً همه جهته بوده و پترن در صفحه E در تمام فرکانس‌های باند مشابه پترن آنتن‌های تک قطبی ایده‌آل است. نمودار بهره آنتن در شکل 2-18 آمده است. مشاهده می‌شود که تغییرات بهره آنتن مورد نظر در کل پهنای باند فرکانسی حدود 4 dB است.



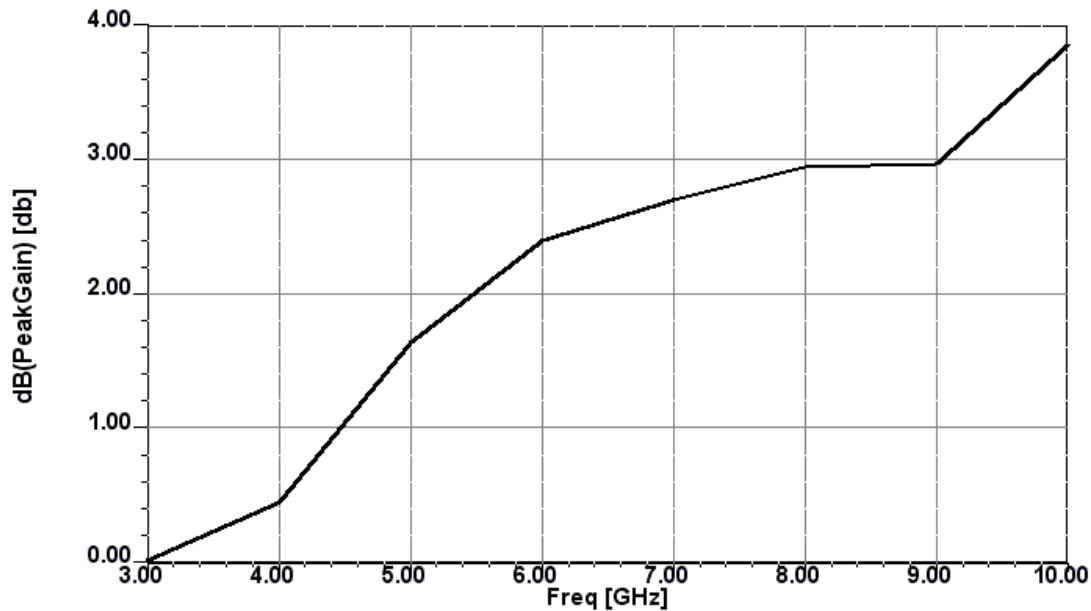
شکل 2-15: نمودار تغییرات تلفات بازگشتی آنتن شکل 2-14 [26] بر اساس تغییر در زاویه M .



شکل 2-16: پترن تشعشی آنتن شکل 2-14 [26] در صفحه H در فرکانسهای: (الف) 4 و (ب) 10 گیگاهرتز.



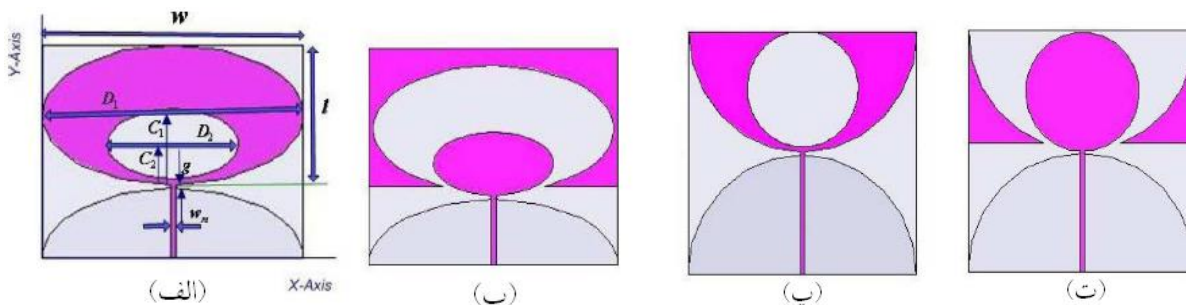
شکل 2-17: پترن تشعشعی آنتن شکل 2-14 [16] در صفحه E در فرکانسهای: (الف) 4 و (ب) 10 گیگاهرتز.



شکل 2-18: نمودار تغییرات بهره برای آنتن شکل 2-14 [26].

۲-۲-۵ آنتن‌های تک‌قطبی E و EC

در این بخش دیدگاه تازه‌ای برای تحلیل آنتن‌های تک‌قطبی ارائه شده و براساس این دیدگاه دو نوع آنتن تک‌قطبی E و EC معرفی شده است [27]. در ساختار شکل 2-19 (الف) و 2-19 (ب) المان تشعشعی آنتن‌ها با حذف صفحه مشترک دو دایره یا بیضی از صفحه بزرگتر ساخته شده و آنتن‌های تک‌قطبی E نامیده می‌شوند. المان تشعشعی در آنتن‌های شکل 2-19 (ب) و 2-19 (ت) مکمل ساختار E بوده و آنتن‌های EC نامیده شده‌اند. در این آنتن‌ها شکافی از جنس زیرلایه بین المان تشعشعی و زمین ایجاد شده است که از نقطه نظر نویسندگان این مقاله نقش مهمی در عملکرد UWB آنتن ایفا می‌کند. میزان بازشدگی این شکاف فرکانس لبه پایین آنتن را تعیین می‌کند و لذا باید برابر $\lambda/2$ فرکانس لبه پایین دلخواه انتخاب شود.



شکل 19-2: ساختار آنتن‌های تک‌قطبی فراپهن باند: (الف) آنتن بیضوی E، (ب) آنتن بیضوی EC، (پ) آنتن دایروی E و (ت) آنتن دایروی EC.

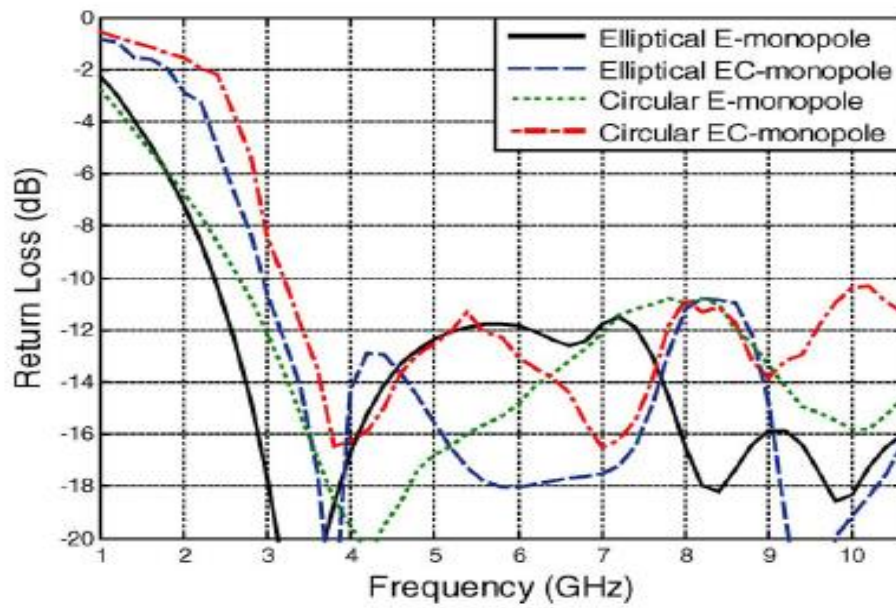
روش کلی برای طراحی خط تغذیه در [28] آمده است. در این روش باید مقادیر ارتفاع و ضریب دی الکتریک زیرلایه مشخص شده باشد. عرض خط تغذیه که در شکل 19-2 با w_m نمایش داده شده به نحوی انتخاب می‌شود که امپدانس مشخصه خط تغذیه برابر 50 اهم شود. برای شروع باید فرکانس لبه پایین باند (f_L) مشخص شده و ضریب دی الکتریک مؤثر برای ترکیب زیرلایه و هوا محاسبه شود. قابل ذکر است که در این مقاله برای محاسبه ضریب دی الکتریک مؤثر از تقریب مرتبه اول استفاده شده و در این صورت $\epsilon_{eff} = (\epsilon_r + 1) / 2$ در تقریب‌های مرتبه بالاتر، ارتفاع زیرلایه و فرکانس کاری آنتن نیز در محاسبه ϵ_{eff} مؤثر هستند که در اینجا از آنها صرف‌نظر شده است. بر اساس روش طراحی که در [29] آمده است، طول و عرض المان تشعشی جدا از ساختار تغذیه به ترتیب برابر ربع $\lambda/4$ و نصف طول موج الکتریکی $\lambda/4$ مؤثر در فرکانس f_L انتخاب می‌شود.

بنابراین $w = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}f_L}} = \lambda_{eff}/2$ و $l = \frac{c}{4\sqrt{\epsilon_{eff}f_L}} = \lambda_{eff}/4$ و بر اساس این انتخاب اقطار $D_1 = w$ و $D_2 = w/2$

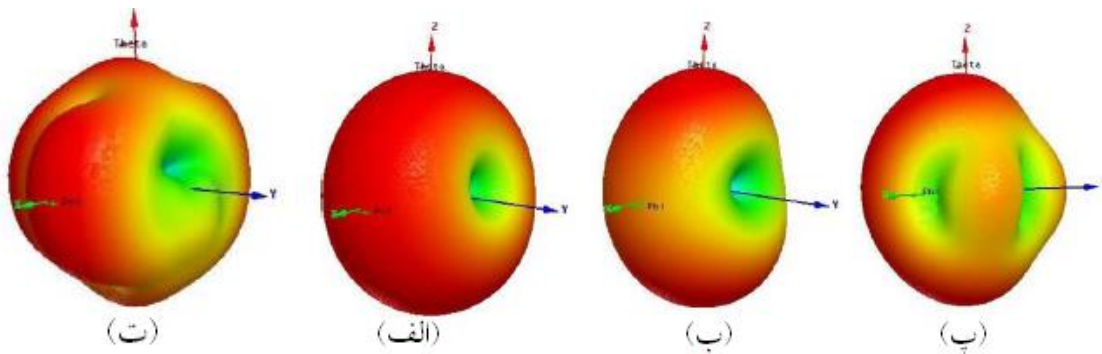
و لذا نسبت اقطار در بیضی‌ها $R_1 = R_2 = 0/5$ و در دایره‌ها برابر 1 است. همانطور که از شکل 19-2 مشاهده می‌شود، صفحه ی زمین برای آنتن‌های بیضوی، نیم-بیضی شکل و برای آنتن‌های دایروی به شکل نیم دایره انتخاب شده است. با این انتخاب انحنای زمین نسبت به المان تشعشی به بهترین حالت خود رسیده و همانطور که در بخش 2-2-2 گفته شد می‌توان تطبیق امپدانسی را به این صورت بهبود بخشید. مراکز دوایر و بیضی‌های کوچک و بزرگ در چهار آنتن نیز به صورتی انتخاب شده که تقارن ساختار به هم نریزد و فاصله ی افقی آنها از زمین در آنتن‌های E برابر $C_1 = D_1 R_1 / 2$ و $C_2 = D_2 R_2 / 2 + w_m$ و در آنتن‌های EC برابر $C_2 = D_2 R_2 / 2$ اولین ساختاری که در این بخش طراحی شده متشکل از زیرلایه DuPont 951 با ضریب دی الکتریک 7/8، تانژانت تلفاتی 0/0015 و ارتفاع 1 میلی‌متر است. با فرض فرکانس f_L برابر 2/5 گیگاهرتز، پارامترهای طراحی برای کاربرد فراپهن باند که با استفاده از رابطه‌های طراحی مذکور بدست آمده اند، برای چهار آنتن شکل 19-2 در جدول 1-2 گردآوری شده‌اند. چهار ساختار مذکور توسط نرم افزار HFSS برای تلفات بازگشتی کمتر از 10 دی بی و پهنای باند امپدانسی بین 3/1 تا 10/6 گیگاهرتز بهینه سازی شده و نتایج این بهینه‌سازی نیز در جدول 1-2 آمده و با نتایج حاصل از فرمولاسیون مقایسه شده‌اند. از جدول 1-2 برداشت می‌شود که تفاوت آنالیز کامپیوتری و فرمولاسیون کمتر از 10 درصد بوده و لذا روابط ذکر شده تقریباً دقیق می‌باشند. در ادامه نمودار تلفات بازگشتی چهار آنتن تک‌قطبی E و EC بر اساس فرکانس در شکل 19-2 آورده شده‌اند. این شکل نشان می‌دهد که هر چهار ساختار در باند فراپهن باند کار کرده و پهنای باند امپدانسی بین 3/1 تا 10/6 گیگاهرتز را پوشش می‌دهند و فرکانس لبه پایین باند در آنتن‌های E کمتر از آنتن‌های EC است. پترن سه بعدی آنتن تک قطبی E در شکل 20-2 آمده است. از این شکل مشاهده می‌شود که همانند سایر آنتن‌های تک قطبی پترن در فرکانس‌های پایین ایده‌آل بوده و با افزایش فرکانس دچار کج شدگی یا ایجاد صفرهای متعدد در پترن مواجه می‌شویم. باقی ساختارهای E و EC نیز به همین منوال هستند [30].

جدول 1-2: مقادیر حاصل از محاسبه و بهینه‌سازی برای پارامترهای طراحی آنتن‌های تک‌قطبی (همه واحدها بر حسب میلی‌متر).

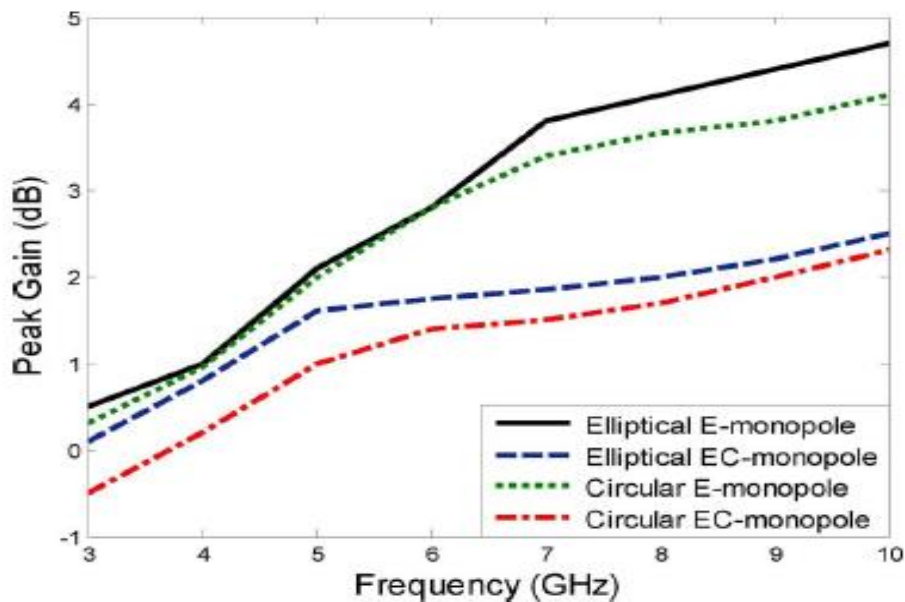
پارامترهای طراحی	مقادیر حاصل از روابط طراحی	تک‌قطبی بیضوی-E بهینه شده	تک‌قطبی دایروی-E بهینه شده	تک‌قطبی بیضوی-EC بهینه شده	تک‌قطبی دایروی-EC بهینه شده
w	28/6	30	30	30	30
l	14/3	15/5	16	15	15
D ₁	28/6	30	28/6	29	28/5
D ₂	14/3	14	13	13/2	13
w _m	1/2	1/2	1/25	1/15	1/15



شکل 2-19: مقایسه نمودار تلفات بازگشتی چهار آنتن تک‌قطبی E و EC بر اساس فرکانس.



2-20: پترن تشعشی سه بعدی آنتن تک‌قطبی E در فرکانسهای: (الف) 3، (ب) 5، (ب) 7 و (ت) 10 گیگاهرتز.

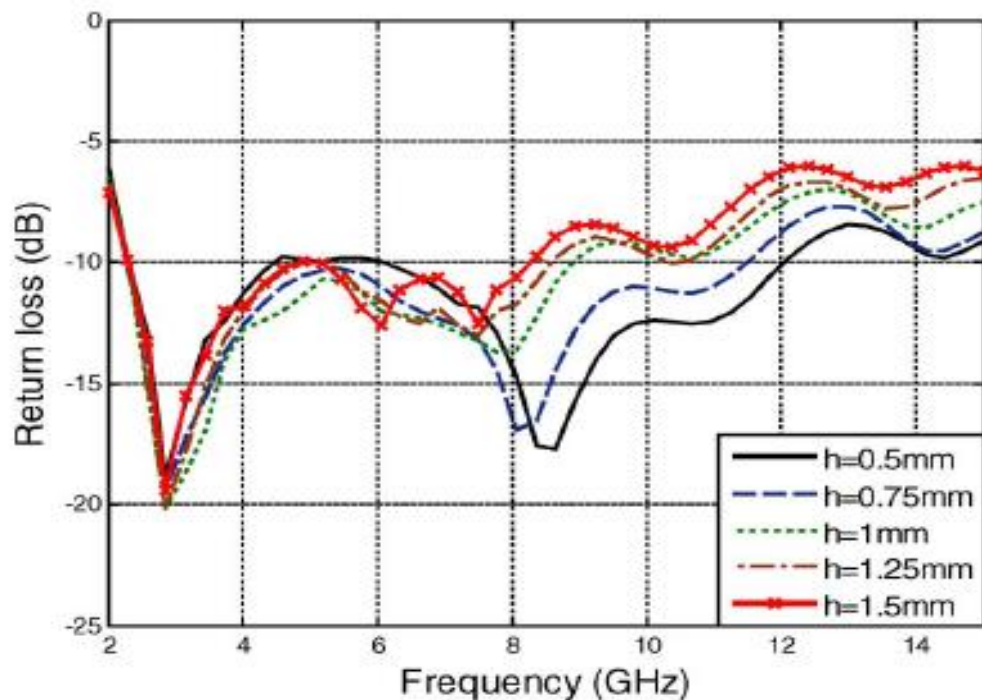


شکل 2-21: تغییرات بهره بر اساس فرکانس برای چهار آنتن تک قطبی.

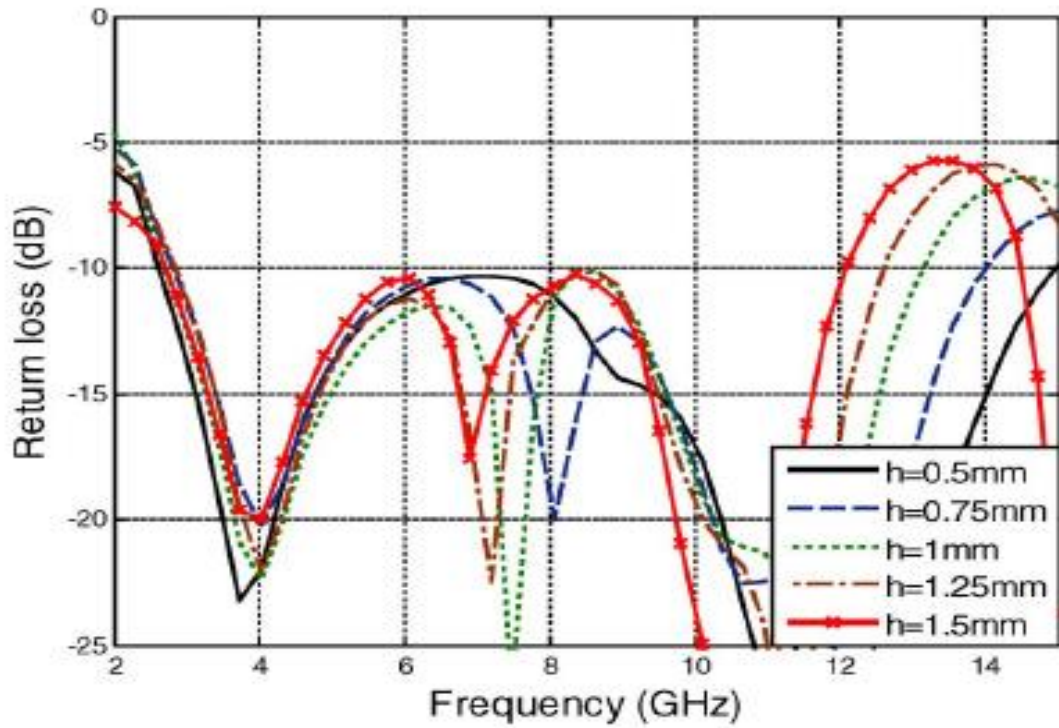
تغییرات بهره آنتن‌های تک قطبی بر اساس فرکانس در شکل 2-21 آمده است. از این شکل مشاهده می‌شود که تغییرات بهره برای آنتن‌های E در محدوده UWB بین 0/5 و 4/7 dB و برای آنتن‌های EC بین -0/5 و 2/5 dB است. و این تغییرات نشان می‌دهد که در کل بهره آنتن‌های E بالاتر از آنتن‌های EC است. برای بررسی میزان صحت روابط طراحی در زیر لایه‌های مختلف، در ادامه پارامترهای طراحی برای دو زیر لایه دیگر نیز در جدول 2-2 گردآوری شده و نتایج شبیه‌سازی در اشکال 2-22 تا 2-24 با ضرایب دی الکتریک و ارتفاع زیر لایه متفاوت آمده اند [30]. از این نمودارها برمی‌آید که اثر تغییر ارتفاع زیر لایه در فرکانس‌های پایین و با ضریب دی الکتریک پایین بسیار ناچیز بوده و این اثر با بالا رفتن فرکانس و ضریب دی الکتریک مشخص تر می‌شود. تا اینجا فرکانس لبه پایین باند ثابت در نظر گرفته شده بود. این بار زیر لایه را با ضریب 7/8 و ارتفاع 0/5 میلیمتر ثابت در نظر گرفته و فرکانس f_L را از 1/5 تا 3 گیگاهرتز تغییر می‌دهیم. نمودار تلفات بازگشتی برای این تغییرات برای فرکانس‌های 1 تا 6 گیگاهرتز در شکل 2-25 آمده است. مشاهده می‌شود که فرکانس f_L حاصل و فرضی حدود 5٪ با هم اختلاف داشته و از مجموع این نتایج برداشت می‌شود که فرمولاسیون ارائه شده با دقت خوبی عملکرد آنتن‌های تک قطبی E و EC را در کاربردهای UWB شبیه‌سازی می‌کند [30].

جدول 2-2: پارامترهای طراحی محاسبه شده برای آنتن تک قطبی با زیر لایه های مختلف (تمام مقادیر بر حسب میلیمتر).

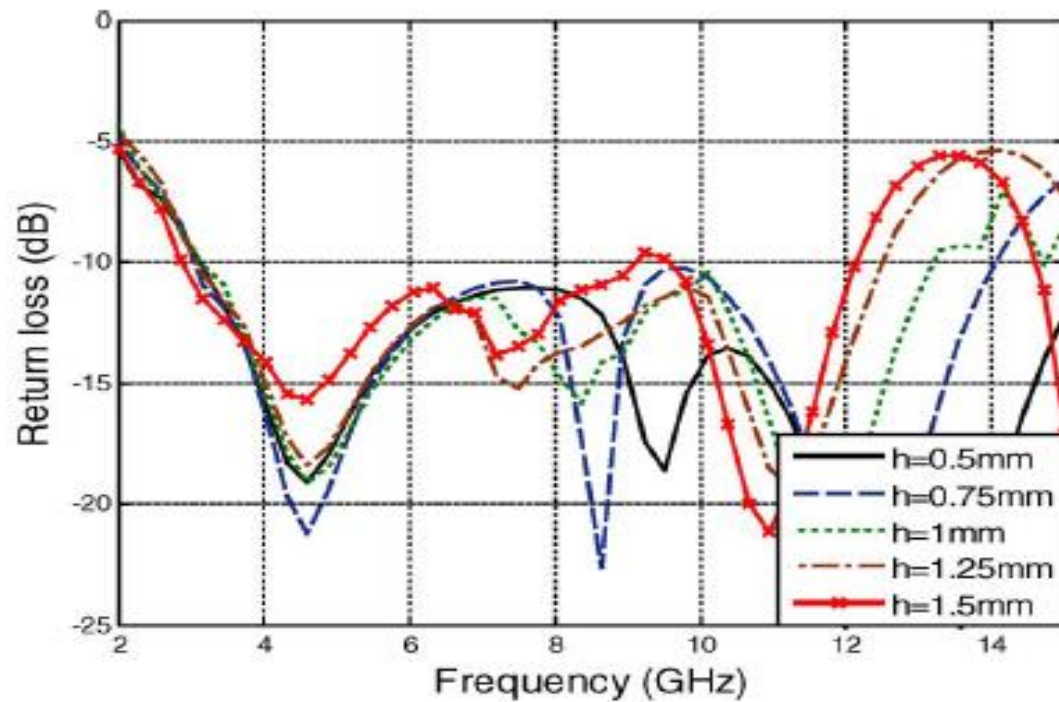
w	l	D ₁	D ₂	W _m	نوع زیر لایه و ارتفاع های مختلف
40/6	20/3	40/6	20/3	1/15	R04003C
				1/7	h=0/5mm
				2/3	h=0/75mm
				2/9	h=1mm
				3/45	h=1/25mm
28/6	14/3	28/6	14/3	0/58	h=1/5mm
				0/9	DuPont951
				1/2	h=0/5mm
				1/5	h=0/75mm
				1/8	h=1mm
25/4	12/7	25/4	12/7	0/46	h=1/25mm
				0/68	h=1/5mm
				0/92	RT6010LM
				1/15	h=0/5mm
				1/4	h=0/75mm



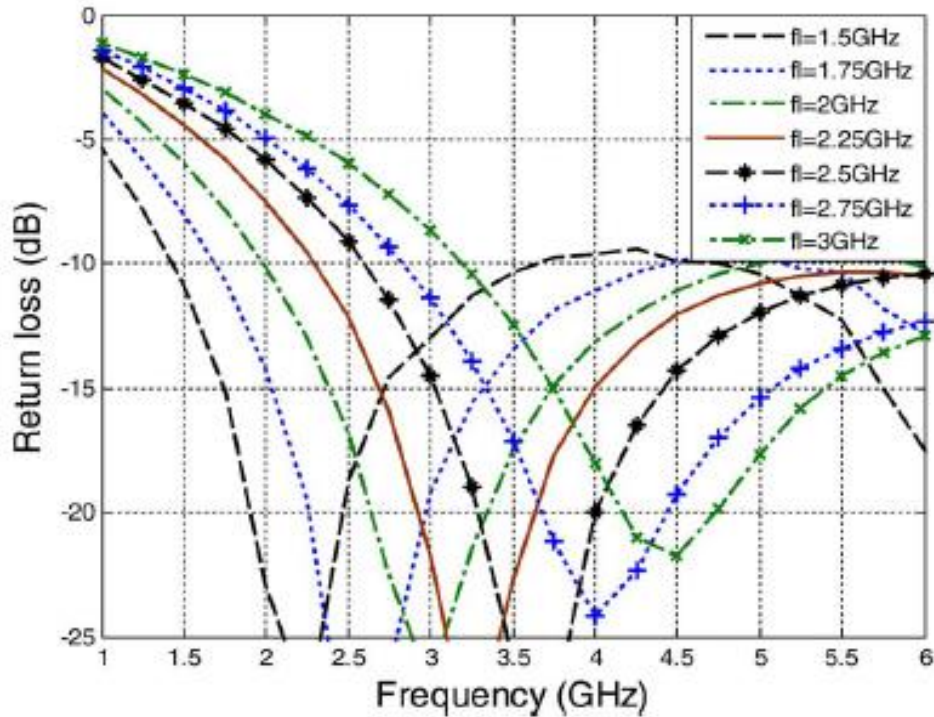
شکل 2-22: تغییرات تلفات بازگشتی آنتن با فرکانس برای زیر لایه R04003C با ارتفاع مختلف [30].



شکل 2-23: تغییرات تلفات بازگشتی آنتن با فرکانس برای زیر لایه DuPont951 با ارتفاع مختلف [30].



شکل 2-24: تغییرات تلفات بازگشتی آنتن با فرکانس برای زیر لایه RT6010LM با ارتفاع مختلف [30].



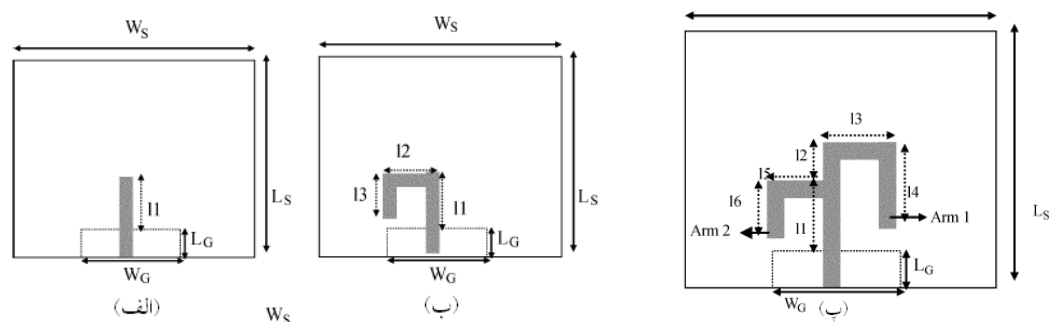
شکل 2-25: مقایسه فرکانس‌های f_L حاصل از شبیه‌سازی و محاسبه در زیر لایه DuPont951 با ارتفاع 0/5 میلی‌متر [30].

۲-۳ روش‌های طراحی و بهبود عملکرد آنتن تک قطبی چاپی دو بانده برای کاربردهای WLAN/WiMax

۲-۳-۱ روش مبنا برای طراحی آنتن‌های دو یا چندبانه و خم کردن المان تشعشعی

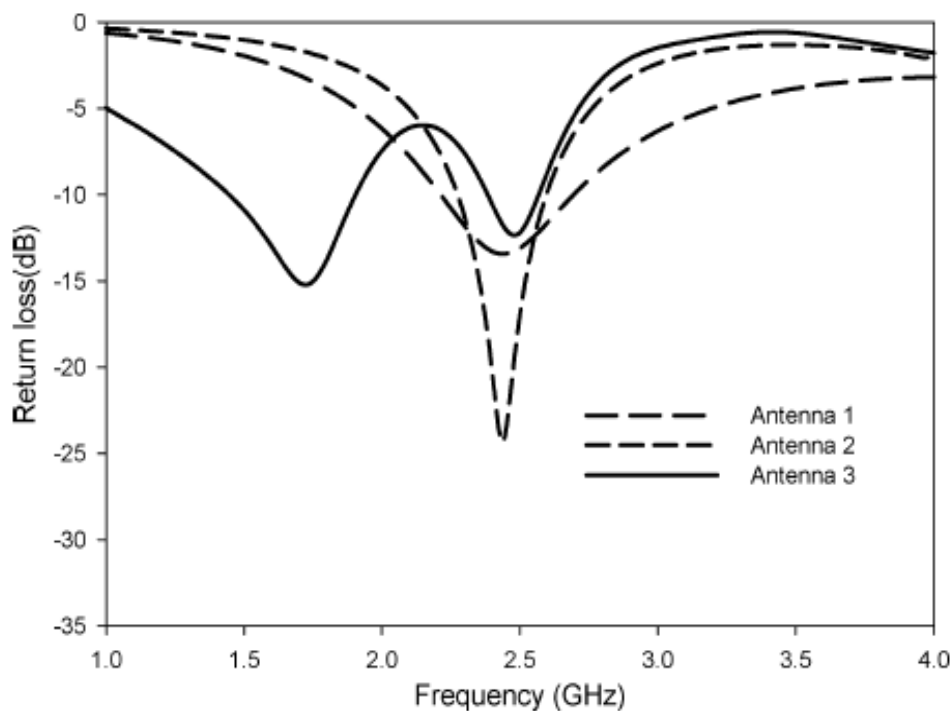
هدف این بخش بررسی فرآیند طراحی ساختار آنتن تک‌قطبی سیمی ساده و اصلاح آن به منظور داشتن آنتن دوبنده است که در مرجع [30] معرفی شده است. در شکل 2-24 مراحل طراحی در سه قسمت نشان داده شده است. ساختار 2-26 (الف) آنتن تک قطبی $\lambda/2$ و با خط تغذیه 50 اهم تحریک می‌شود. علی‌رغم اینکه این آنتن پهنای باند دلخواه را حول فرکانس رزونانس مربوط به $\lambda/2$ را پوشش می‌دهد ولی این ساختار حدود 85٪ فضا را در مقایسه با ابعاد آنتن پیچ با همان پاسخ فرکانسی اشغال می‌کند. برای بهبود این امر و کاهش ابعاد آنتن، ساختار فوق مطابق شکل 2-26 (ب) تصحیح شده است. در این ساختار المان تشعشعی خم شده و لذا فضای کمتر و حدود 76٪ آنتن پیچ استاندارد با همان پاسخ فرکانسی را اشغال می‌کند. این المان طول برابر $\lambda/4$ نیاز دارد تا در فرکانس رزونانس ساختار (الف) کار کند. ولی با خم کردن المان تشعشعی آنتن بارگذاری شده و بین لبه ی زمین و قسمت افقی ساختار آنتن کوپلاژ خازنی ایجاد می‌شود. با این کار از پهنای باند آنتن کاسته می‌شود و اما در ساختار 2-26 (پ) المان تشعشعی خم شده با طول متفاوت به ساختار آنتن (ب) اضافه می‌شود. با این کار مسیر جریان دیگری برای تولید رزونانس متفاوت در ساختار آنتن ایجاد می‌شود و در نتیجه آنتن به صورت دوبنده کار می‌کند. بازوی اول باید در فاصله $\lambda/4$ و بازوی دوم

در فاصله $\lambda/4$ از صفحه ی زمین واقع شوند. المان‌های تشعشعی فوق روی زیر لایه FR4 با ارتفاع 1/6 میلیمتری و ضریب دی الکتریک 4/36 قرار گرفته و با خط تغذیه 50 اهم تغذیه می‌شوند. همانند آنتن‌های قبلی طول و عرض صفحه ی زمین طوری بهینه شده‌اند که بیشترین پهنای باند ممکن در کنار تطبیق امپدانس قابل قبول حاصل شود.

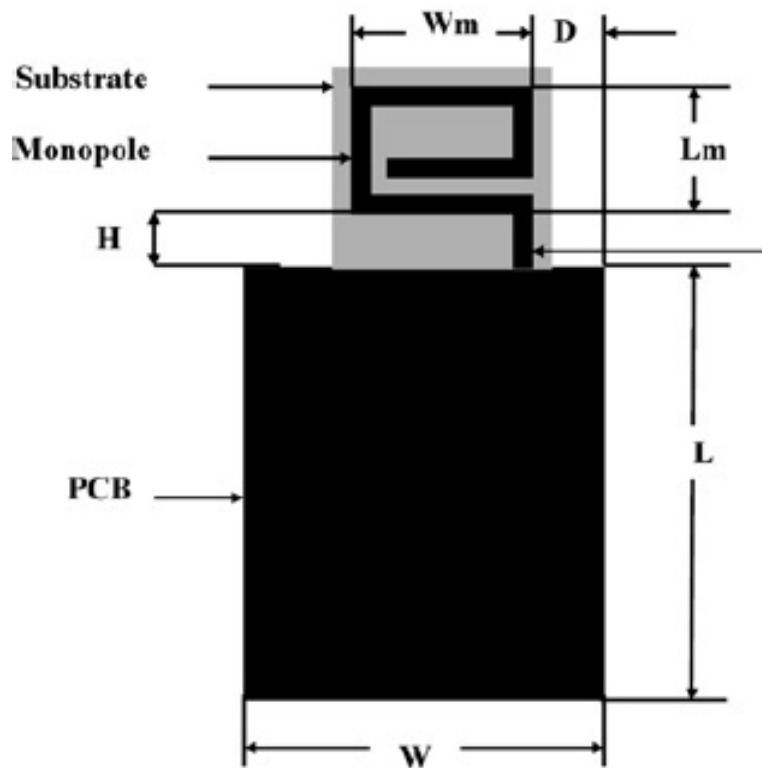


شکل 2-26: ساختار آنتن تک قطبی: (الف) تک قطبی ساده تک بانده، (ب) تک قطبی خمیده تک بانده، (پ) تک قطبی خمیده دوبانده.

شکل 2-27 تلفات بازگشتی سه آنتن فوق را نشان می‌دهد. از این شکل مشاهده می‌شود که آنتن 2-26 (الف) در فرکانس 2/41 گیگاهرتز رزونانس داشته و پهنای باند 500 مگاهرتز را حول فرکانس رزونانس پوشش می‌دهد. با توجه به اینکه ابعاد آنتن قابل مقایسه با ابعاد پیچ استاندارد با همان پاسخ فرکانسی است. آنتن 2-26 (ب) در فرکانس 2/44 گیگاهرتز رزونانس داشته، پهنای باند 400 مگاهرتز را پوشش می‌دهد و فضای برابر 76٪ پیچ استاندارد را اشغال می‌کند. آنتن 2-26 (پ) در دو مد رزونانسی 1/725 و 2/45 گیگاهرتز کار کرده و باند پایین با پهنای 500 مگاهرتز باند فرکانسی DCS و باند بالا با پهنای 220 مگاهرتز باند فرکانسی WLAN-2/4 را پوشش می‌دهند [30].



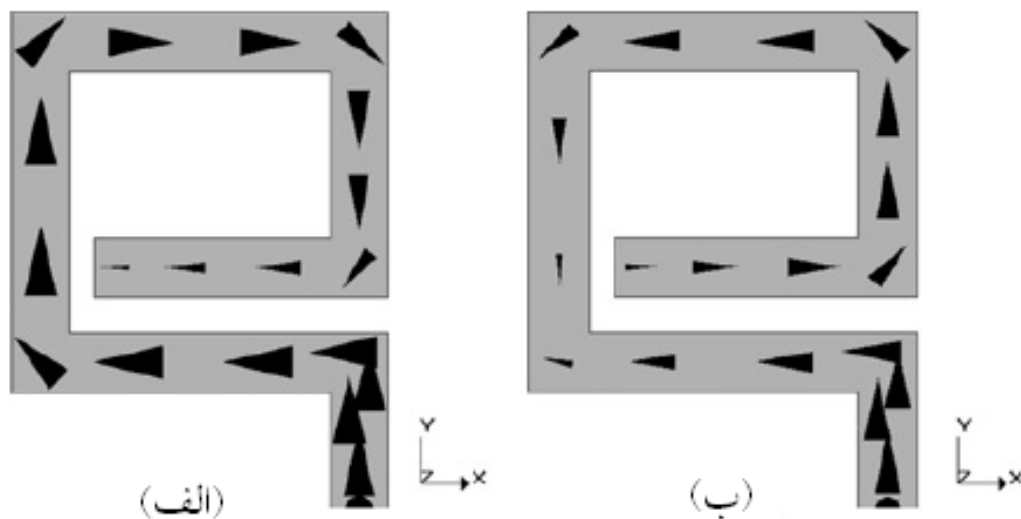
شکل 2-27: نمودار تلفات بازگشتی آنتن‌های شکل 2-26.



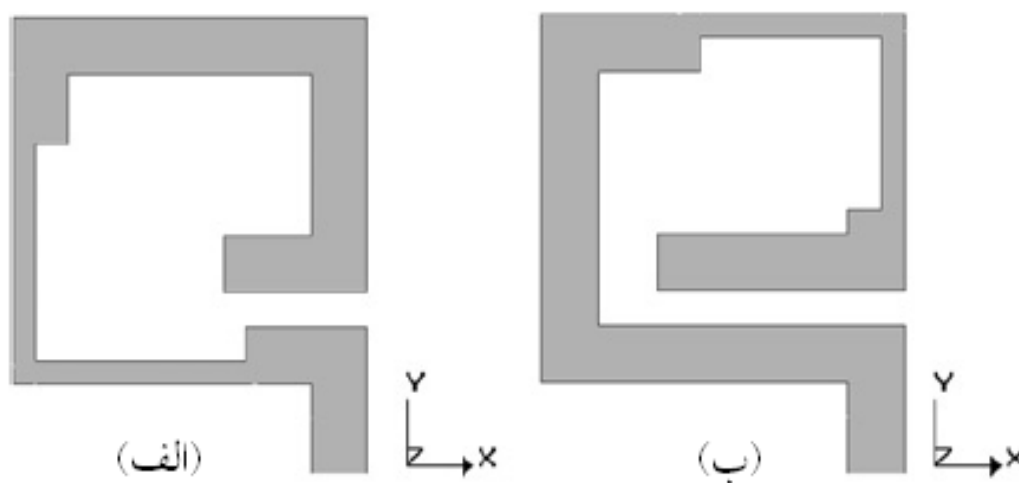
شکل 2-28: آنتن تک قطبی اولیه مرجع [31].

۲-۳-۲ استفاده از اثر بارگذاری خازنی و القایی

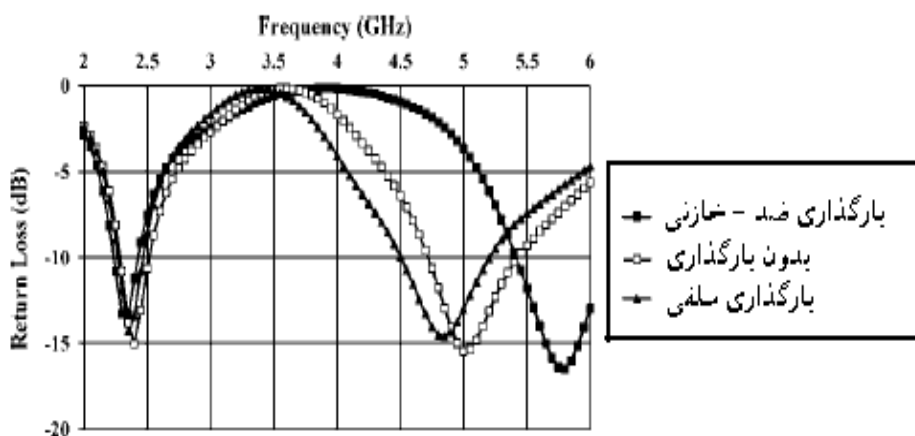
در این بخش اثر بارگذاری خازنی و سلفی مطالعه می‌شود. از این اثر در مرجع [31] برای تنظیم نسبت فرکانس‌های رزونانس استفاده شده است. طبیعت ذاتی خازن، متمرکز ساختن میدان‌های الکتریکی و خاصیت سلف تمرکز بخشیدن به میدان‌های مغناطیسی است. لذا در طول الکتریکی ثابت [30]، اگر چگالی میدان الکتریکی یا مغناطیسی در ناحیه‌ای از آنتن افزایش یابد طول موثر الکتریکی نیز افزایش یافته و فرکانس رزونانس آنتن کاهش می‌یابد، به این پدیده **اثر بارگذاری خازنی یا سلفی** گفته می‌شود. عکس این مطلب نیز صادق بوده و با کاهش میدان الکتریکی یا مغناطیسی در ناحیه‌ای از آنتن طول موثر کاهش یافته و فرکانس رزونانس وابسته با آن ناحیه افزایش می‌یابد. به پدیده فوق اثر بارگذاری ضد-خازنی یا ضد-سلفی گفته می‌شود. با توجه به آنتن تک قطبی که در شکل 2-28 معرفی شده و توزیع جریان آن که در شکل 2-29 نشان داده شده، نسبت فرکانس‌های رزونانس آنتن با پهن و باریک کردن المان تشعشعی قابل کنترل می‌باشد. در شکل 2-30 ساختار تغییر یافته آنتن اولیه و در شکل 2-31 تلفات بازگشتی مربوط به این تغییرات قابل مشاهده است.



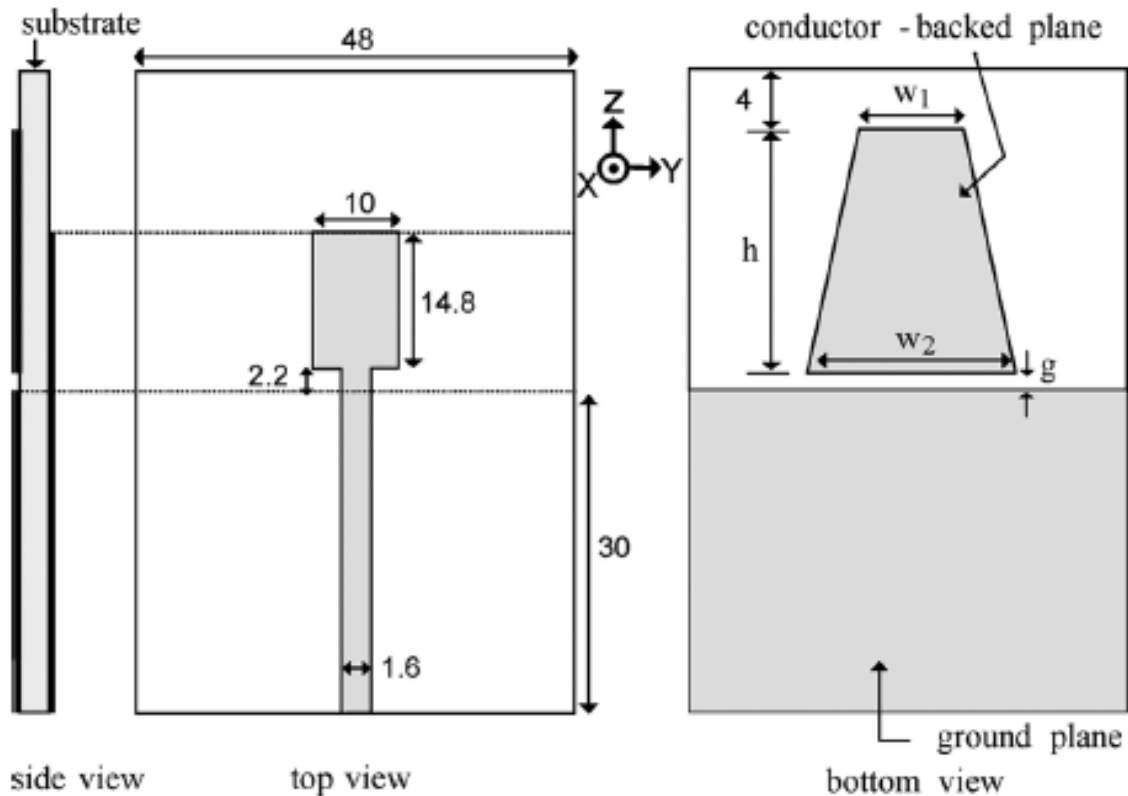
شکل 2-29: نمایش توزیع جریان سطحی در آنتن شکل 2-28.



شکل 2-30: اعمال بارگذاری سلفی و ضد-خازنی برای آنتن شکل 2-28.



شکل 2-31: نمودار تلفات بازگشتی برای آنتن شکل 2-30 با اعمال بارگذاری‌های سلفی و ضد-خازنی.

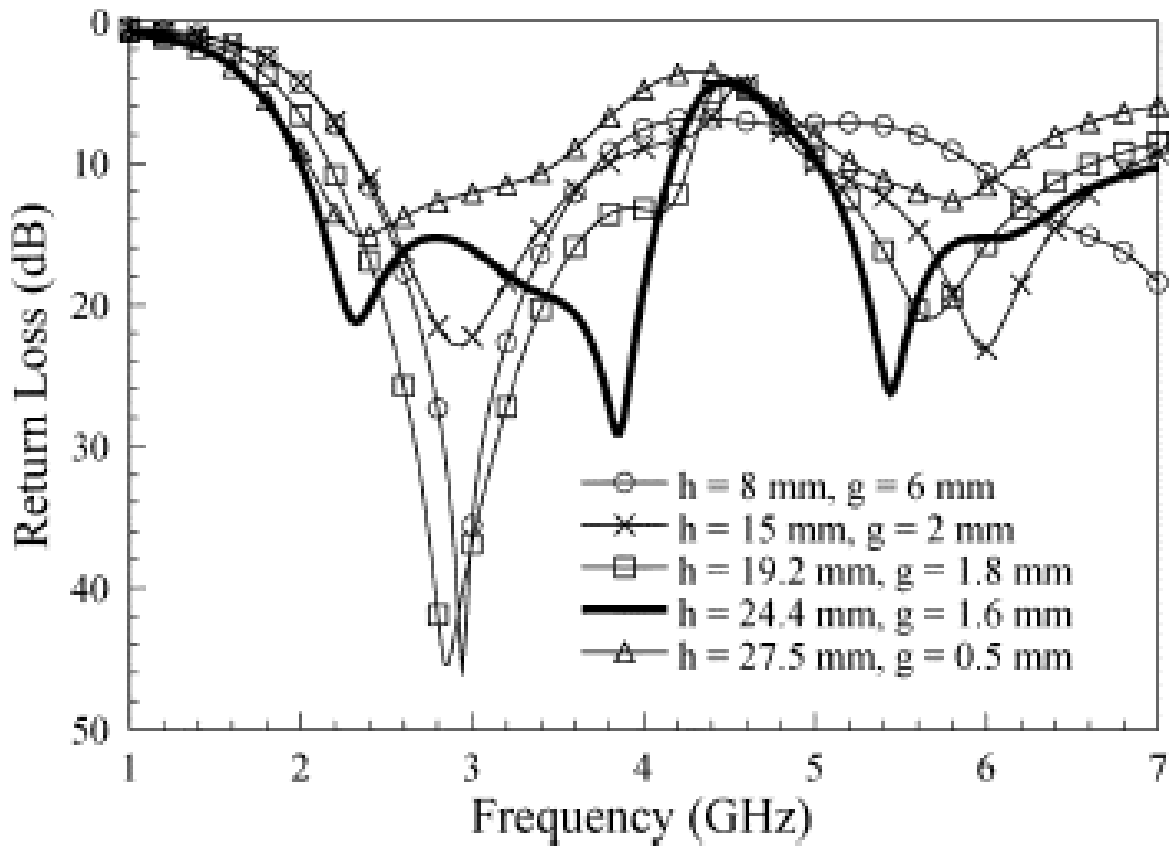


شکل 2-32: ساختار آنتن تک قطبی دوبانده با المان پارازیتیکی.

۲-۳-۳ استفاده از المان پارازیتیکی

در بخش 2-3-1 دیدیم که روش مبنا برای تولید دو رزونانس جدا در آنتن و داشتن عملکرد دو بانده، ایجاد دو مسیر متفاوت جریان الکتریکی سطحی است. در این بخش روش دیگری ارائه می‌شود که در مرجع [32] معرفی شده و ساختار مورد نظر در شکل 2-32 نشان داده شده است. در این ساختار المان تشعشعی مربعی شکل با ابعاد تعیین شده با خط میکروستریپ 50 اهم تغذیه شده و روی زیرلایه FR4 با ارتفاع 0/8 میلیمتر قرار گرفته است. المان پارازیتیک با ابعاد پارامتری در زیر المان تشعشعی قرار گرفته است. در ساختار مورد نظر المان تشعشعی به تنهایی مدهای رزونانسی اصلی و بالاتر را در فرکانسهای 3/2 و 7/3 گیگاهرتز تولید می‌کند. المان پارازیتیک که در زیر المان تشعشعی قرار گرفته به صورت الکتریکی به آن کوپل شده است. اگر ابعاد المان پارازیتیک و فاصله آن از صفحه زمین به درستی تنظیم شود، رزونانس جدید بین دو رزونانس اصلی و فرعی قبلی ایجاد شده و عملکرد دو بانده با پهنای امپدانس مناسب تولید می‌شود. نمودار تلفات بازگشتی بر اساس فرکانس برای آنتن فوق با تغییر در مقادیر طول المان پارازیتیک و فاصله آن از زمین، در شکل 2-33 آمده است. از این شکل برمی‌آید که طول (h) 24/4 میلیمتر و فاصله (g) 1/6 میلیمتر بهترین پهنای باند امپدانس را بدست می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی بر اساس تغییر در مقادیر عرضی المان پارازیتیک نیز در جدول 2-3 گردآوری شده‌اند. مقادیر بهینه برای عرض بزرگ (w_2) و کوچک (w_1) در المان پارازیتیک که از جدول 2-3 حاصل شده‌اند، بترتیب برابر 17 و 12 میلیمتر هستند. نمودار تلفات بازگشتی برای آنتن فوق با و بدون المان پارازیتیک نیز در شکل 2-34 آمده است. از این شکل برمی‌آید که با اضافه کردن المان پارازیتیک رزونانس جدید تولید شده و پهنای باند امپدانس افزایش یافته است. نتایج اندازه‌گیری نیز با نتایج شبیه‌سازی در این شکل مقایسه شده و مطابقت خوبی با هم نشان می‌دهند. پترن تشعشعی آنتن فوق در صفحات xy ، xz و yz در نمودارهای 2-35 (الف) تا (پ) آمده است. از مرور کلی بر

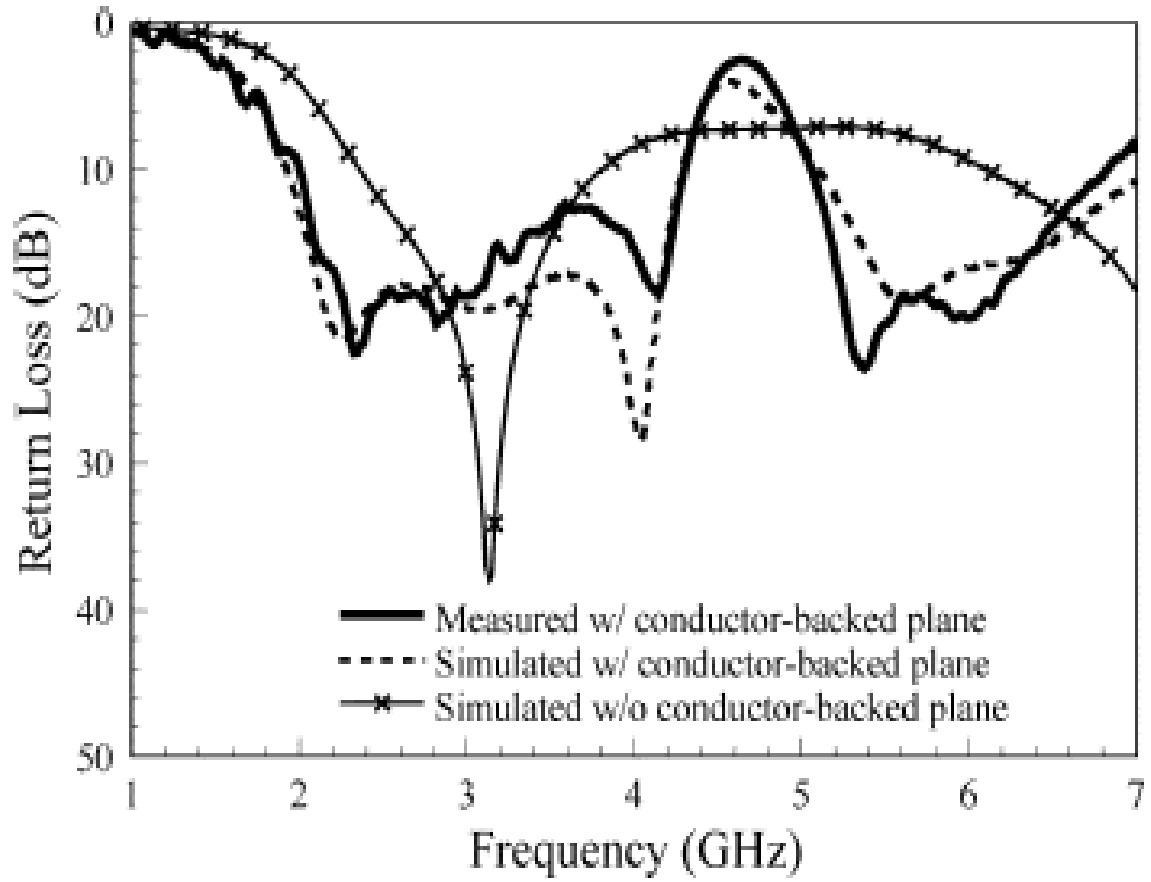
این نمودار برمی‌آید که پترن این آنتن شبیه سایر آنتن‌های تک‌قطبی دیگر است که در بخش‌های قبلی توضیح داده شد البته با این تفاوت که خرابی پترن در فرکانسهای پایین‌تر صورت می‌گیرد [30].



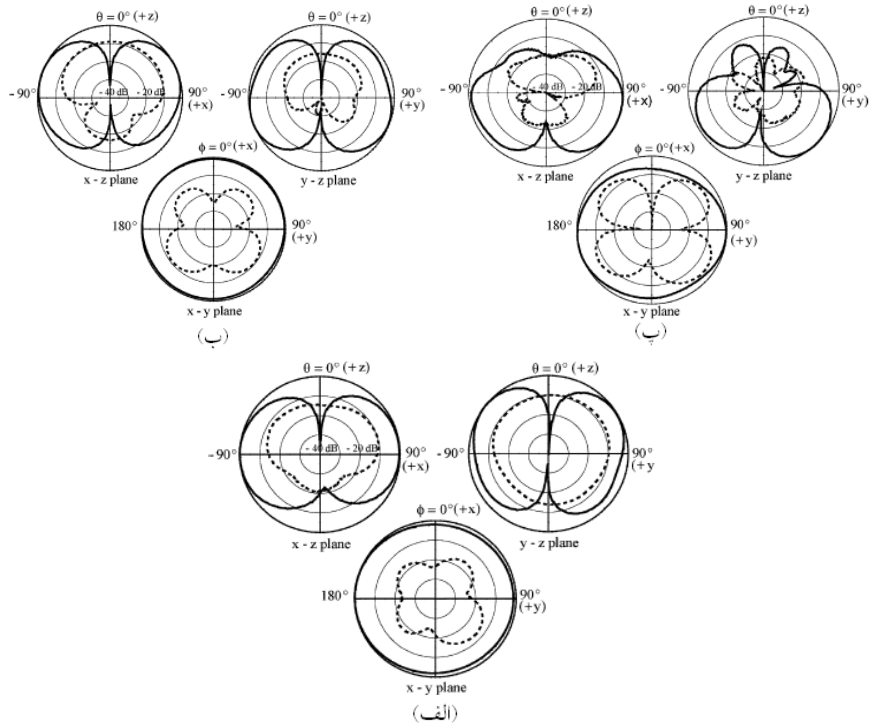
شکل 2-33: نمودار تلفات بازگشتی بر اساس فرکانس برای آنتن شکل 2-44 با تغییر در مقادیر طول المان پارازیتیک و فاصله آن از زمین.

جدول 2-3: نتایج شبیه‌سازی براساس تغییر در مقادیر عرضی المان پارازیتیک.

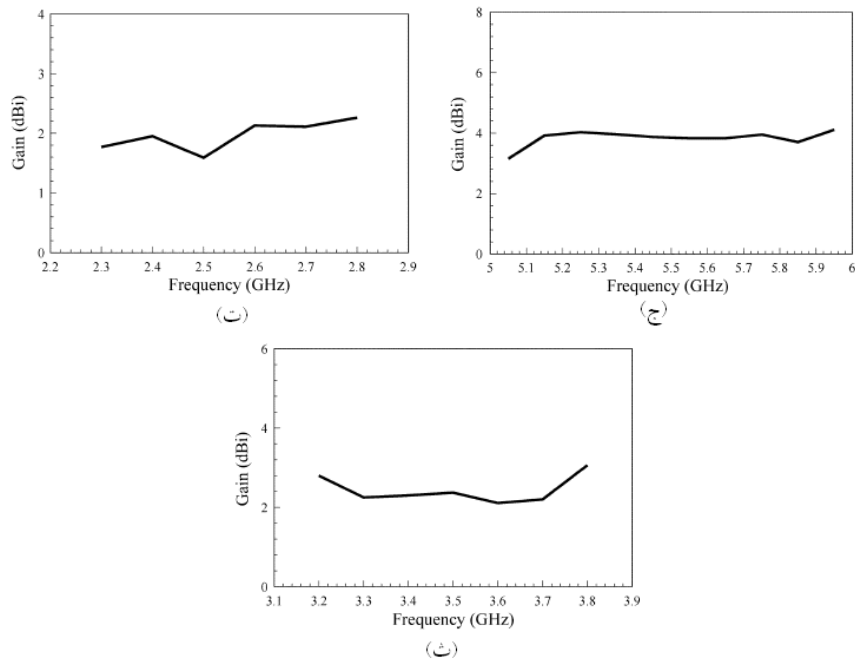
w1 و w2 (میلیمتر)	رنج فرکانسی باند اول و پهنای باند آن (گیگاهرتز)	رنج فرکانسی باند دوم و پهنای باند آن (گیگاهرتز)
17 و 4	2/06 ، 4/2-14/08	1/72 ، 6/5-90/18
17 و 12	2/16 ، 4/2-16	2/01 ، 7/5-03/02
17 و 16	2/24 ، 4/1-18/94	1/98 ، 6/4-94/96
11 و 12	1/41 ، 3/1-35/94	2/96 ، 8/5-30/34
22 و 12	2/11 ، 4/2-15/04	0/74 ، 5/4-71/97



شکل 2-34: نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری تلفات بازگشتی برای آنتن شکل 2-32 با وبدون المان پرازیتیک.



شکل 2-35: نمودار پترن تشعشعی و گین برای فرکانس‌های: (الف) 2/5، (ب) 3/5، (پ) 5/5



شکل 2-36: نمودار بهره برای بازه‌های فرکانسی: (ت) 2/3-2/8، (ث) 3/2-3/8، (ج) 5/5-5/95 گیگاهرتز.

علت این امر تشعشع المان پارازیتیک در فرکانسهای بالا و متاثر نمودن پترن المان تشعشعی اصلی است. نمودار بهره آنتن در سه بازه فرکانسی نیز در شکل 2-35 آمده است که ثابت بودن نسبی پترن را در کل بازه نشان می‌دهد [30-49].

۲-۴ نتیجه گیری

در آنتنهای تک قطبی چایی فرکانس لبه پایین باند، در طراحی اولیه، به حداکثر ارتفاع عمودی آنتن بستگی خواهد داشت. درحالیکه، پهنای باند آنتن به نحوه تطبیق امپدانس مدهای مختلف آنتن با خط تغذیه، در ارتباط خواهد بود و براساس پهنای باند موردنیاز برای طراحی ترکیبی از تکنیک هایی چون المان پارازیتیک و نصف زمین و غیره قابل استفاده است.

فصل سوم

بررسی آنتن پیشنهادی فراکتال حلقوی چند بانده برای دستگاه های موبایل

۳-۱ مقدمه

در این بخش به بررسی آنتن فراکتال جدیدی می پردازیم که در نوع خود منحصر بفرد بوده و دارای ساختاری ترکیبی با استفاده از تکنیک های معرفی شده در فصول 1 و 2 این پایان نامه است. این آنتن از نوع مونوپل بوده و دارای خط میکرواستریپ بهمراه پیچ فراکتالی دایروی برای ایجاد حالت چند بانده که با یک عنصر پارازیتیک کوپل شده، می باشد. همچنین ساختار آن دارای یک زمین نیم بیضوی است که در صفحه پشتی پیچ اصلی چاپ شده است. این آنتن برای دستگاه های موبایل که از ماژول Wireless Local-Area Network (WLAN) پشتیبانی می کنند طراحی شده است. در مقایسه با ساختارهای مونوپل با کارکردهای چندباند، آنتن مینیاتوریزه ی فوق تنها دارای ابعادی برابر با 25 در 25 میلیمتر مربع با ضخامت 1 میلیمتر است، که در مقایسه با سایر ساختارهای مشابه (144%) 15 برابر در مقایسه با ابعاد آنها کوچکتر شده است. کاهش 15 برابری ابعاد آنتن مذکور اتفاقی نبوده و با استفاده از ترکیب چند تکنیک مشهور در طراحی آنتن صورت گرفته است که عبارتند از: استفاده از ساختار میکرواستریپ، استفاده از فراکتال مناسب با عملکرد چند بانده و استفاده از عنصر پارازیتیک. مطالعات اولیه نشان می دهد که تنها افزایش مراحل فراکتال سبب ایجاد رزونانس های جدید شده و پهنای باند امیدانسی مناسب را برای کاربردهای چند بانده را منجر می شود و در ادامه به بررسی کلی نحوه طراحی و بهبود مرحله به مرحله ی عملکرد این آنتن فراکتالی با خاصیت چند بانده معرفی شده در این پایان نامه خواهیم پرداخت. آنتن های با ابعاد کوچک برای دستگاه های مدرن موبایل بسیار مناسبند. برای مثال، کامپیوتر های قابل حمل یا Laptop، دستگاه های قابل حمل و Cell phones ها که دارای یک ماژول Wireless Local Area Network (WLAN) که از Worldwide Interoperability برای Microwave Access (WiMAX) پشتیبانی می کنند در همراهی روند گسترش فعلی می توانند به ماژول WLAN نسل سوم ارتقا یابند [51]. بنابراین برای این نوع از دستگاهها که از تکنولوژی فوق پشتیبانی می کنند، پشتیبانی از چندین باند فرکانسی با تطبیق امیدانسی مناسب که عبارتند از:

2400 تا 2484 مگاهرتز (specified by IEEE 802.11b/g)، 2500 تا 2569 مگاهرتز (specified by IEEE 802.16e) و 5150 تا 5350 مگاهرتز و 5725 تا 5825 مگاهرتز (specified by IEEE 802.11a) اجباری است. تعداد زیادی از این نوع آنتنها در مراجع [52-54] بطور جامع اشاره شده است، که اغلب دارای مشکلاتی چون بزرگ بودن ابعاد آنتن و عدم پشتیبانی از باند های فوق بطور یکجا و یا همپوشانی با سایر باند های فرکانسی از مشکلات طراحی این نوع آنتن های چند بانده می باشد. تعدادی دیگر از این نوع آنتنها در مراجع بررسی شده اند که مطالعه آنها در درک نحوه طراحی این آنتن ها و مقایسه ی آنها با آنتن مذکور و مشکلات طراحی این نوع از آنتنهای میکرواستریپ را آشکارتر می سازد [55-56]. ساختار آنتن فراکتالی چند بانده مذکور متشکل از یک ساختار هایبرید با پیچ فراکتالی حلقوی با ساختار فراکتالی خودتشابه با ابعاد بسیار مناسب برای دستگاه های قابل حمل، تطبیق امیدانسی و خصوصیات پترن تشعشی مناسب ارائه می گردد. نتایج مطالعات شبیه سازی و اندازه گیری نشان می دهد که، افزایش مراحل فراکتال و افزودن عنصر پارازیتیک در صفحه ی پشتی نتنها منجر به افزایش پهنای باند امیدانسی شده، بلکه سبب بهبود تطبیق امیدانسی برای کاربردهای WiMAX /WLAN بطور قابل توجهی می گردد. علاوه بر این، پترن های تشعشی آنتن نظیر دیپل نیز برای تمامی باندها بدست می آید.

۳-۲ مشخصات آنتن مونوپل ارائه شده و جزئیات طراحی آن

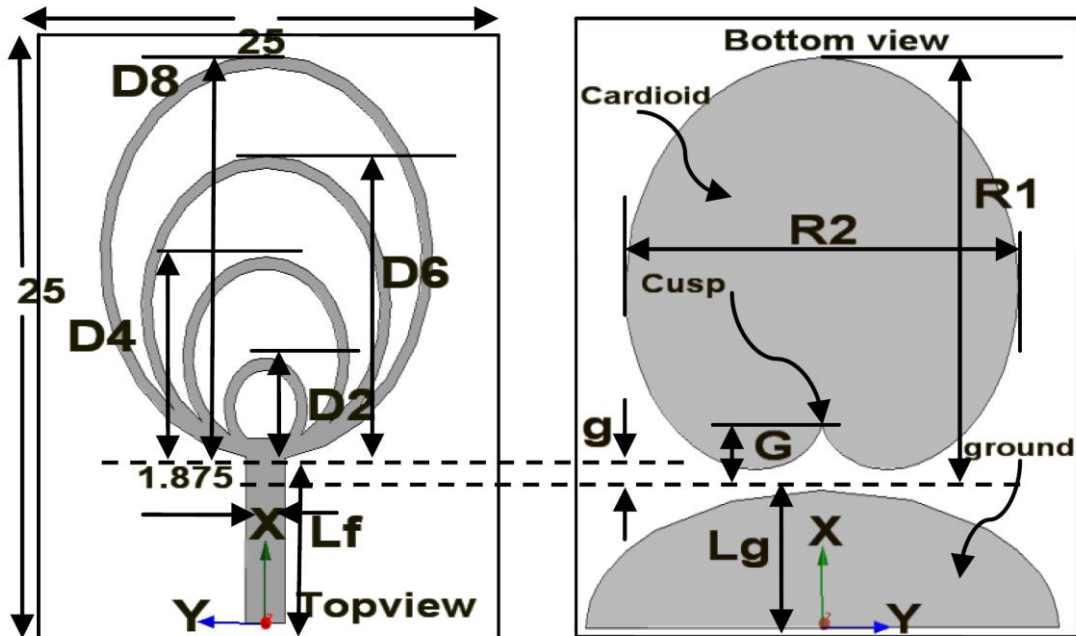
شکل 3-1 ابعاد آنتن کوچک فراکتالی چند بانده مورد نظر را نشان می دهد که متشکل از چندین حلقه ی 1 میلیمتری ، یک زمین نیم بیضوی و یک صفحه ی پارازیتیک قلب شکل یا کاردیوید در صفحه ی پشتی آنتن می باشد. آنتن فراکتال مذکور بر روی یک زیرلایه ی FR4 با مشخصات تانژانت تلفات 0/024، ضریب گذردهی الکتریکی 4/4 و ابعاد 25 در 25 میلیمتر مربع چاپ شده است. پهنای خط میکرواستریپ برابر 1/875 میلیمتر طبق معادلات میدانی برای بدست آوردن امپدانس مشخصه ی 50 اهم اختیار شده است. در صفحه ی XY شکل 3-1، چهار حلقه ی دایروی با اقطار خارجی $D_2 < D_4 < D_6 < D_8$ چاپ شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که، بازای افزایش مراحل فراکتال چندین رزونانس جدید بازای افزودن حلقه های جدید بر ساختار پیشین یا حلقه های پیشین ایجاد می گردد. پیچ فراکتالی آنتن مورد نظر دارای فاصله ی هوایی g ، 1/5 میلیمتری با زمین نیم بیضوی است که دارای ابعاد I_g 6 میلیمتری و W_g 25 میلیمتری بوده و در صفحه ی پشتی زیر لایه ی آنتن چاپ شده است. چنانچه که در شکل 3-1 توصیف شده است، در زیر پیچ فراکتالی و در صفحه ی پشتی یعنی صفحه ی YX چاپ شده و در جهت طولی دارای تقارن می باشد. صفحه ی کاردیوید شکل رسانای صفحه ی پشتی منجر به پاسخ رزونانسی شده و هم چنین بعنوان یک عنصر پارازیتیک عمل می کند که بصورت الکتریکی به مونوپل مذکور با ساختار فراکتالی کوپل شده است. ساختار کاردیوید یا قلب شکل دارای طول R_1 و پهنای R_2 است و نقطه ی کاسپ Cusp که در شکل 3-1 نشان داده شده است و دارای فاصله ی G با صفحه ی زمین است، در صفحه ی پشتی زیر لایه چاپ شده و با زمین بیضوی هم صفحه می باشد. کاردیوید یا همان عنصر پارازیتیک مکان هندسی نقاطی از صفحه است که منجر به تشکیل شکل قلب شده و می توان آنرا از طریق معادله ی 3-1 مدل سازی کرد:

$$\begin{aligned}x(t) &= 2r_1(\cos(t) - 0.5 \cos(2t)) \quad (3-1) \\y(t) &= 2r_2(\sin(t) - 0.5 \sin(2t))\end{aligned}$$

پارامترهای r_1, r_2 ، این معادله بدون واحد بود و شعاعهایی از دایره می باشند که، این شکل را بوجود می آورند. در صورتیکه مقادیر r_1, r_2 مثبت باشند نقطه Cusp که در شکل 3-1 نشان داده شده است، 180 درجه در جهت عقربه های ساعت چرخش خواهد داشت. اگر چگالی الکتریکی یا مغناطیسی آنتن در بخشی از آن افزایش یابد، طول الکتریکی آنتن نیز افزایش خواهد یافت که با نام اثر لودینگ خازنی یا سلفی نامیده می شود [57] و [58]. بر پایه ی شرایط کوپلینگ ما بین پیچ فراکتالی و پیچ پارازیتیک با شکل کاردیوید، قراردادن پیچ پارازیتیک کاردیوید سبب افزایش چگالی میدان الکتریکی ما بین پیچ های فراکتال و کاردیوید در زیر لایه می شود که ناشی از شرایط اثر خازنی یا لودینگ خازنی است و منجر به افزایش طول الکتریکی آنتن می گردد.

۳-۳ نتایج و مشاهدات آنتن فراکتال حلقوی چندبانه

ساختار آنتن جدید ارائه شده با استفاده از نرم افزار (HFSS, ver.11) برای بدست آوردن پارامترهای بهینه ی آن شبیه سازی شده است. در طی فرآیند شبیه سازی، سعی شده با اضافه نمودن نوارهای فلزی استریپ و بلوک هایی در قسمت تغزیه ی میکرواستریپ آنتن مذکور، کلیه ی شرایط امپدانس بزرگ SMA و تاثیرات لحیم کاری بد بر تطبیق امپدانس 50 اهم مورد توجه قرار گیرد. در ابتدای امر برای طبقه بندی و روشن ساختن فرآیند بهینه سازی، چهار مرحله از پیچ فراکتالی بر اساس شکل 3-1 توصیف می شود:

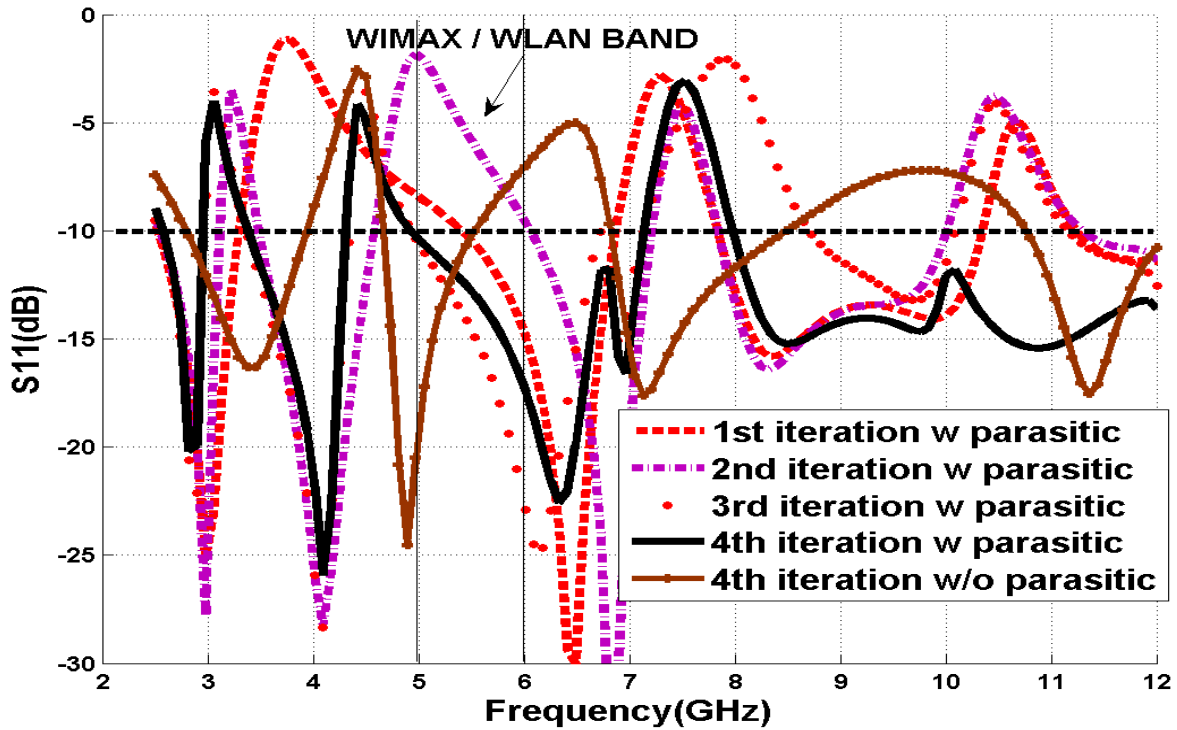


شکل 3-1: ساختار هندسی مرحله چهارم فراکتال تک قطبی چند بانده ارائه شده برای کاربردهای WLAN/WiMAX. $W_{sub}=25$, $L_{sub}=25$, $W_f=1.875$, $L_f=6.5$, $D_2=4$, $D_4=8$, $D_6=12$, $D_8=16$, $G=3$, $g=0.5$, $R_1=18$, $R_2=21$, $W_{sub}h=1$, $L_g=6$ (Unit : mm)

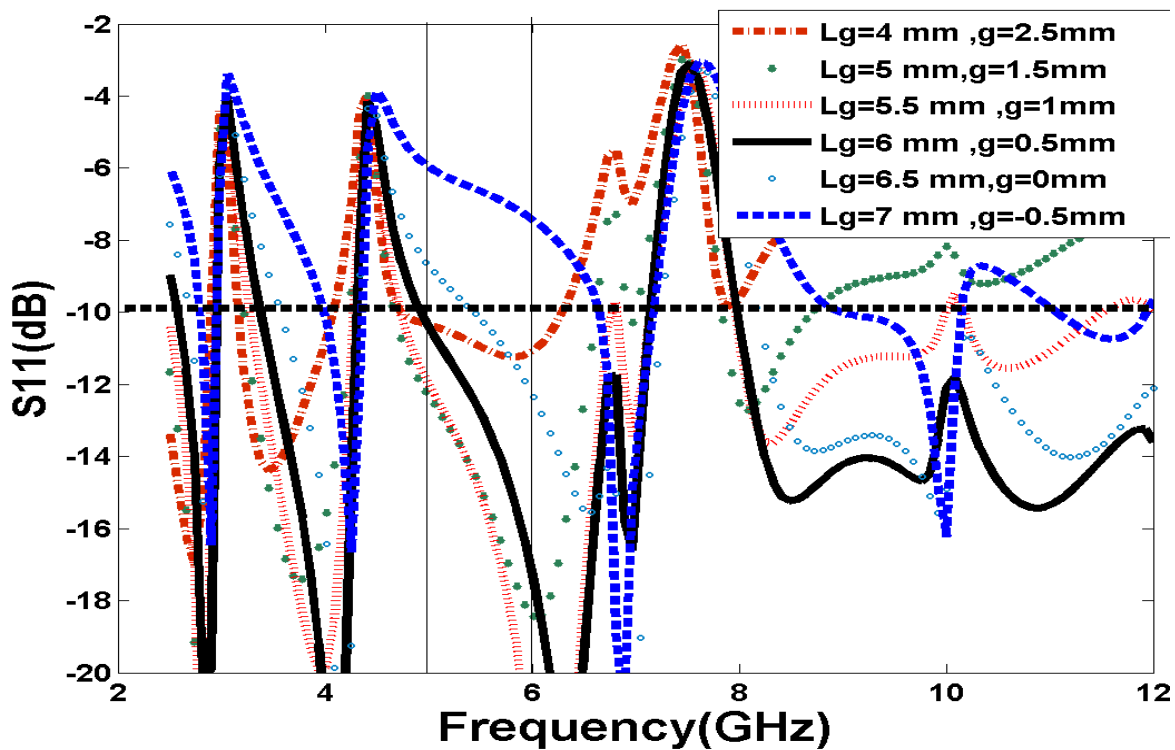
مراحل تولید فراکتال حلقوی معرفی شده:

- **مرحله اول:** این مرحله متشکل از تنها یک حلقه با قطر خارجی D_8 می باشد؛
- **مرحله دوم:** این مرحله شامل حلقه ی جدید بوده که به مرحله ی اول افزوده شده است و در مجموع دارای دو حلقه با اقطار خارجی D_6, D_8 می باشد؛
- **مرحله سوم:** مرحله سوم چنانکه از نام این مرحله پیداست، دارای سه حلقه بوده که در واقع در نتیجه ی افزودن یک حلقه به مرحله ی دوم ایجاد شده است و اقطار خارجی این حلقه ها عبارتند از D_2, D_4, D_6, D_8 ؛
- **مرحله چهارم:** شامل چهار حلقه می باشد که بترتیب دارای اقطار خارجی D_2, D_4, D_6, D_8 هستند؛

نتایج شبیه سازی بر هر چهار مرحله از آنتن فراکتالی جدید ارائه شده در شکل 3-2 آورده شده است. نتایج شبیه سازی ها در شکل 3-2 در طی افزایش مراحل فراکتال پهنای باند امپدانس ی افزایش یافته، بنابراین ماکزیمم پهنای باند لازم را برای مرحله چهارم فراکتال فوق خواهیم داشت که پهنای باند مذکور فرکانس های WIMAX/WLAN را در حالت چند بانده پوشش می دهند. آنتن مذکور دارای چهار پارامتر اساسی (r_1, r_2, G, L_g) در ساختار خود بوده، بهمین دلیل تنظیم پارامترهای مذکور برای تحت پوشش قرار دادن باندهای زیر 2400-2484 مگاهرتز، 2500-2569 مگاهرتز و 5150-5350/5725-5825 مگاهرتز تطبیق امپدانس خوب و بیشترین پهنای باند را در فرکانس های فوق الذکر را الزامی می سازد. نتایج شبیه سازی برای مرتبه ی چهارم فراکتال با مقادیر مختلف L_g و g در شکل 3-3 نشان داده شده است. نتایج حاکی از آنست که، در صورت افزایش طول L_g ، پهنای باند امپدانس ی تا $6/5$ میلیمتر افزایش خواهد یافت، بر همین اساس فاصله هوایی بین زمین و پچ فراکتالی تاثیر زیادی بر تطبیق امپدانس ی آنتن های مذکور با مراحل مختلف فراکتال خواهد داشت. هم چنین نتایج شبیه سازی نشان می دهد که، با افزایش فاصله هوایی از $0/5$ تا $2/5$ میلیمتر، لبه ی پایینی باند فرکانسی اول یا Band I از فرکانس $2/5$ گیگاهرتز به فرکانس $2/35$ گیگاهرتز شیفت یافته و سبب کاهش 100 درصدی پهنای باند چهارم یا Band IV خواهد شد.



شکل 3-2: نتایج شبیه سازی برای هر چهار مرحله از آنتن فراکتال تک قطبی با و بدون عنصر پارازیتیک.



شکل 3-3: نتایج شبیه سازی برای هر چهار مرحله از آنتن فراکتالی تک قطبی با مقادیر متفاوتی از L_g and g ($r_1 = -8$, $r_2 = -8$, $R_1=18\text{mm}$, $R_2=21\text{mm}$, $W_f=1.875\text{mm}$, $h=1\text{mm}$, $G=3\text{mm}$)

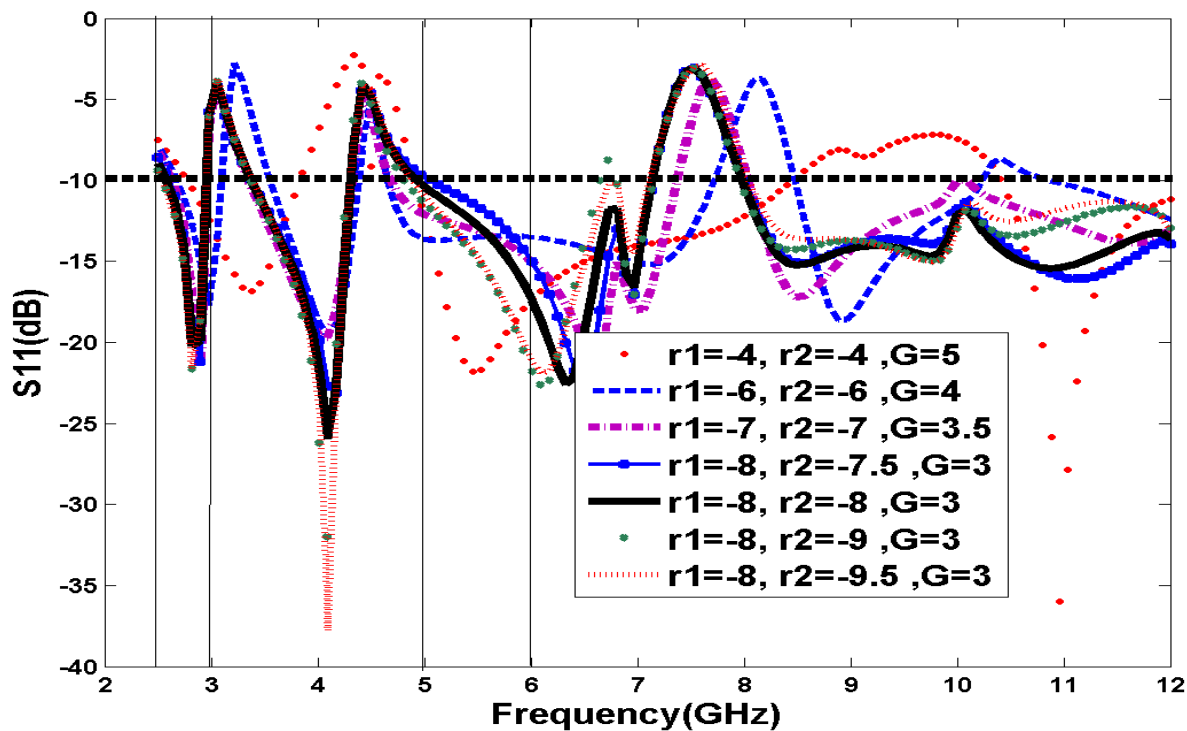
بنابراین با افزایش g یا فاصله هوایی تا 0/5 میلیمتر، انحنای زمین سبب بهبود تطبیق امپدانسی شده و انحنای بالای زمین سبب کاهش گسستگی های توزیع جریان در سطح زمین در مقایسه با سایر ساختارها می گردد. از سوی دیگر، با کاهش g از 0 به 1 میلیمتر، لبه پایینی باند سوم Band III از فرکانس 5/35 گیگاهرتز به فرکانس 4/8 گیگاهرتز شیفت خواهد یافت. بنابراین ماکزیمم پهنای باند امپدانسی برای 0/5 میلیمتر g ، L_g 6 میلیمتر بدست خواهد آمد. اشکال 3-4 و 3-5، نمودارهای S_{11} شبیه سازی برای مرحله چهارم فراکتال مذکور با طول های بهینه L_g 6 میلیمتر برای مقادیر مختلف r_1 (r_2, G) را نشان می دهد. بر این اساس، با تیونینگ دقیق ابعاد r_2, r_1 و فاصله ی هوایی G با عنصر پارازیتیک، مسیر جریان سطحی فعلی قابل انعطاف تر بوده و مدهای رزونانسی بالاتر در آنتن تحریک خواهد شد. شکل 3-4 نشان می دهد که، بازای مقادیر 4- تا 8- برای پارامترهای r_2, r_1 ، در عنصر پارازیتیک با شکل کاردیوید فرکانس مرکزی باند اول از فرکانس 3/3 به 2/7 گیگاهرتز شیفت یافته و همچنین پهنای باند امپدانسی از 30٪ به 18٪ کاهش خواهد یافت. در ضمن، باند جدیدی در محدوده فرکانسی 3/2 تا 4 گیگاهرتز (1:1.25، 25٪) یا Band II ایجاد خواهد شد. لبه ی پایینی باند چهارم یا باند جدید ایجاد شده که در نتیجه ی هم پوشانی باندهای چهارم و پنجم در شکل 3-2، شکل گرفته است، از فرکانس 8/3 به 8 گیگاهرتز کاهش خواهد یافت. بازای r_1 برابر 8- و هم چنین مقادیر متفاوت r_2 از 7/5- به 9/5-، لبه ی بالایی باند سوم یا Band III از فرکانس 7 به فرکانس 6/6 گیگاهرتز کاهش خواهد یافت و سبب ایجاد باند فرکانسی جدیدی در محدوده فرکانسی 6/8 تا 7 گیگاهرتز خواهد شد. شکل 3-6 نمودارهای شبیه سازی S_{11} برای آنتن های مذکور با مقادیر بهینه که در جدول 3-1 آمده است را نشان می دهد. چنانچه در این شکل مشهود است، پهنای باند امپدانسی آنتن اندازه گیری شده دارای خاصیت چند بانده بوده و دارای باند های زیر می باشد: باند اول 2/42 تا 3 گیگاهرتز، باند دوم 3/3 تا 4/25 گیگاهرتز، باند سوم 5/1 تا 7/2 گیگاهرتز و باند چهارم 8/1 تا 12 گیگاهرتز که در مجموع پهنای باند فرکانسی 2/5 تا 12 گیگاهرتز را پوشش می دهد. در حالت کلی، برای بدست آوردن بهترین تطبیق امپدانسی در سرتاسر باندهای تحت پوشش آنتن مذکور، تمامی مقادیر پارامترهای آنتن باید با مقادیر جدول 3-1 تطابق داشته باشد. عکس آنتن ساخته شده ی مذکور در شکل 3-10 نشان داده شده است.

جدول 3-1 مقادیر بهینه ی آنتن فراکتالی مرتبه 4 فراکتال:

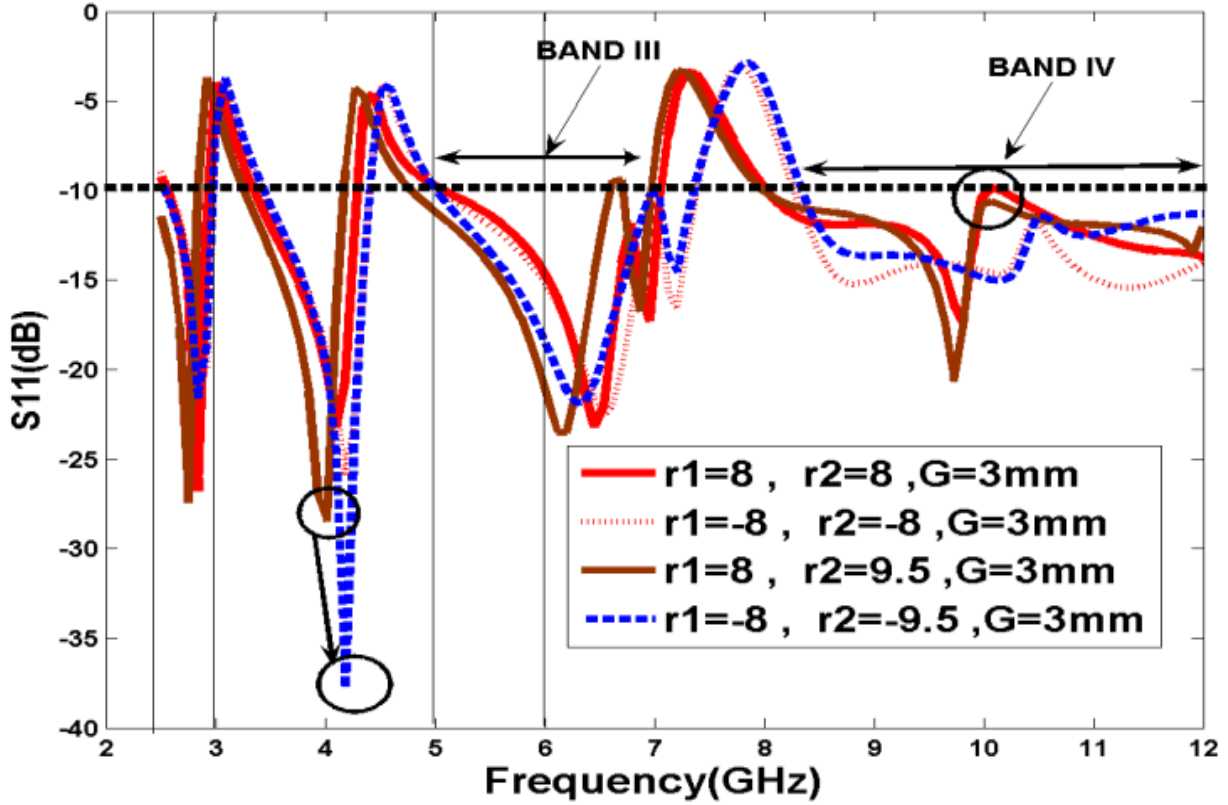
r_1	r_2	R_1	R_2	L_g	G	g	W_f
-7	-7	16mm	18mm	6mm	3.5mm	0.5mm	1.875mm
-8	-8	18mm	21mm	6mm	3mm	0.5mm	1.875mm
-8	-9.5	18mm	24mm	6mm	3mm	0.5mm	1.875mm

شکل 3-6 نتایج شبیه سازی را برای آنتن فراکتالی ساخته شده را نشان می دهد، که حاکی از تطابق خوب بین نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده است. نتایج شبیه سازی و اندازه گیری نمودارهای S_{11} برای آنتن فراکتالی مورد نظر در شکل های 3-2 تا 3-3، چهار رزونانس ایجاد شده در این نمودارها را بخاطر ایجاد 4 حلقه 1 میلیمتری در راستای خط میکرواستریپ یا در جهت محور X ها در شکل 3-1 را نشان می دهند. در ساختار آنتن مورد نظریک فاصله ی کوپلینگ ما بین پچ فراکتالی و زمین بیضوی وجود دارد، که می تواند برای کنترل مشخصات تطبیق امپدانسی مورد استفاده قرار گیرد. نتایج اندازه گیری پترن تشعشعی آنتن فراکتالی مورد نظر برای رزونانس های آنتن و باندهای WiMAX/WLAN بترتیب در شکل های 3-7 و 3-8 نشان داده شده اند. نتایج نشان می دهد که، پلاریزاسیون CO و پلاریزاسیون cross در صفحات E(xz)-plane و H(yz)-plane طبق جهت های محورهای مختصات در شکل 3-1 نشان داده شده است. پترن تشعشعی آنتن مذکور نشان می دهد که برای صفحات H همه جهته و بصورت شکل همبرگر می باشد و صفحات E آن نیز دارای شکل 8 انگلیسی تا فرکانس های 10 گیگاهرتز می باشد، که با سایر

آنتن های مونوپل تطابق کامل را دارد. شکل 3-9 نشان می دهد که، آنتن مذکور دارای مقادیر ماکزیمم گین 0/84، 1/09، 0/89 و 1/08 دی بی در فرکانس های 2/4، 5/2، 2/6 و 5/8 گیگاهرتز در محدوده فرکانسی تحت پوشش WiMAX/WLAN می باشد.

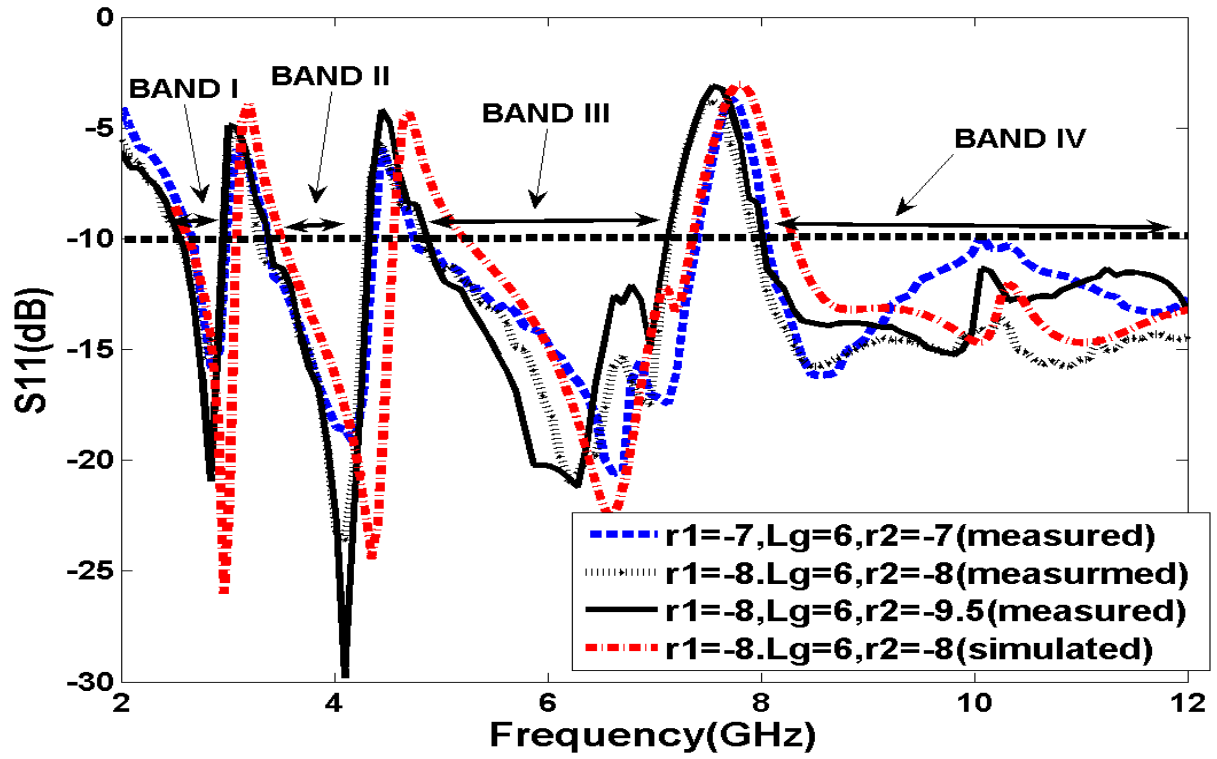


شکل 3-4: نتایج شبیه سازی برای مرحله چهارم از فرکانس حلقوی یا مقادیر متفاوت پارامترهای عنصر پرازیتیکی.

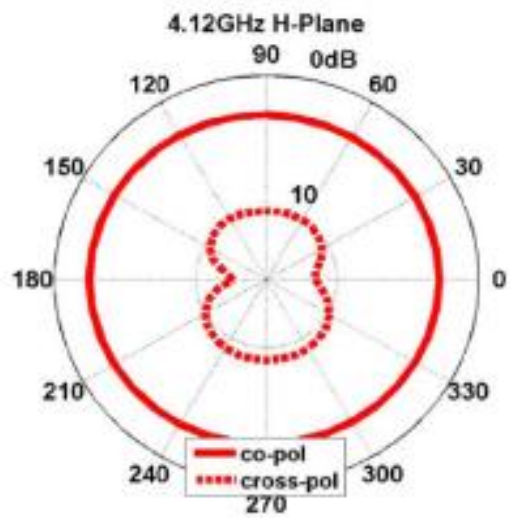
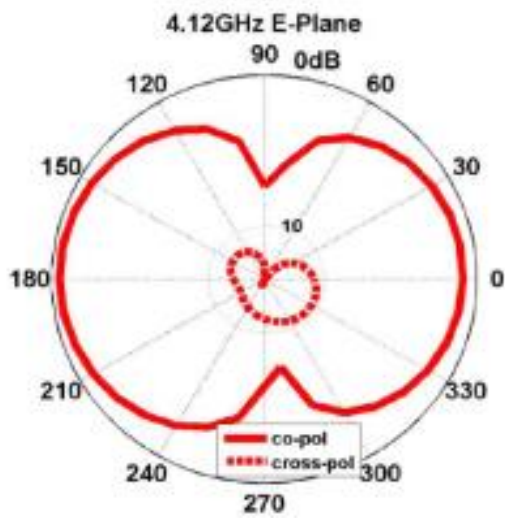
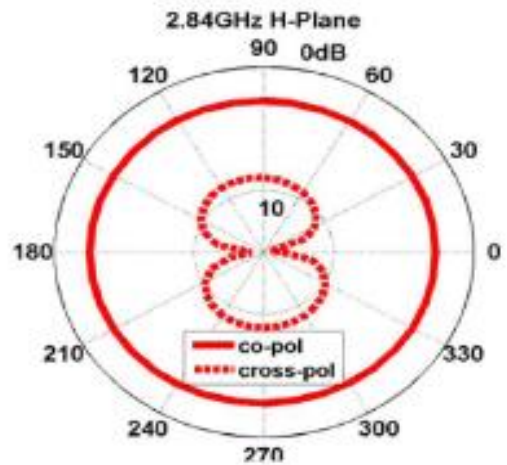
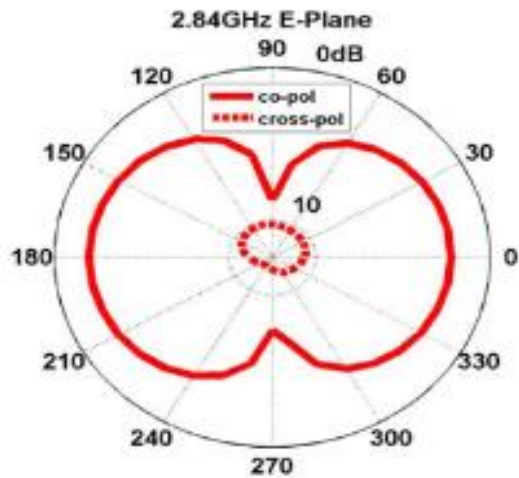


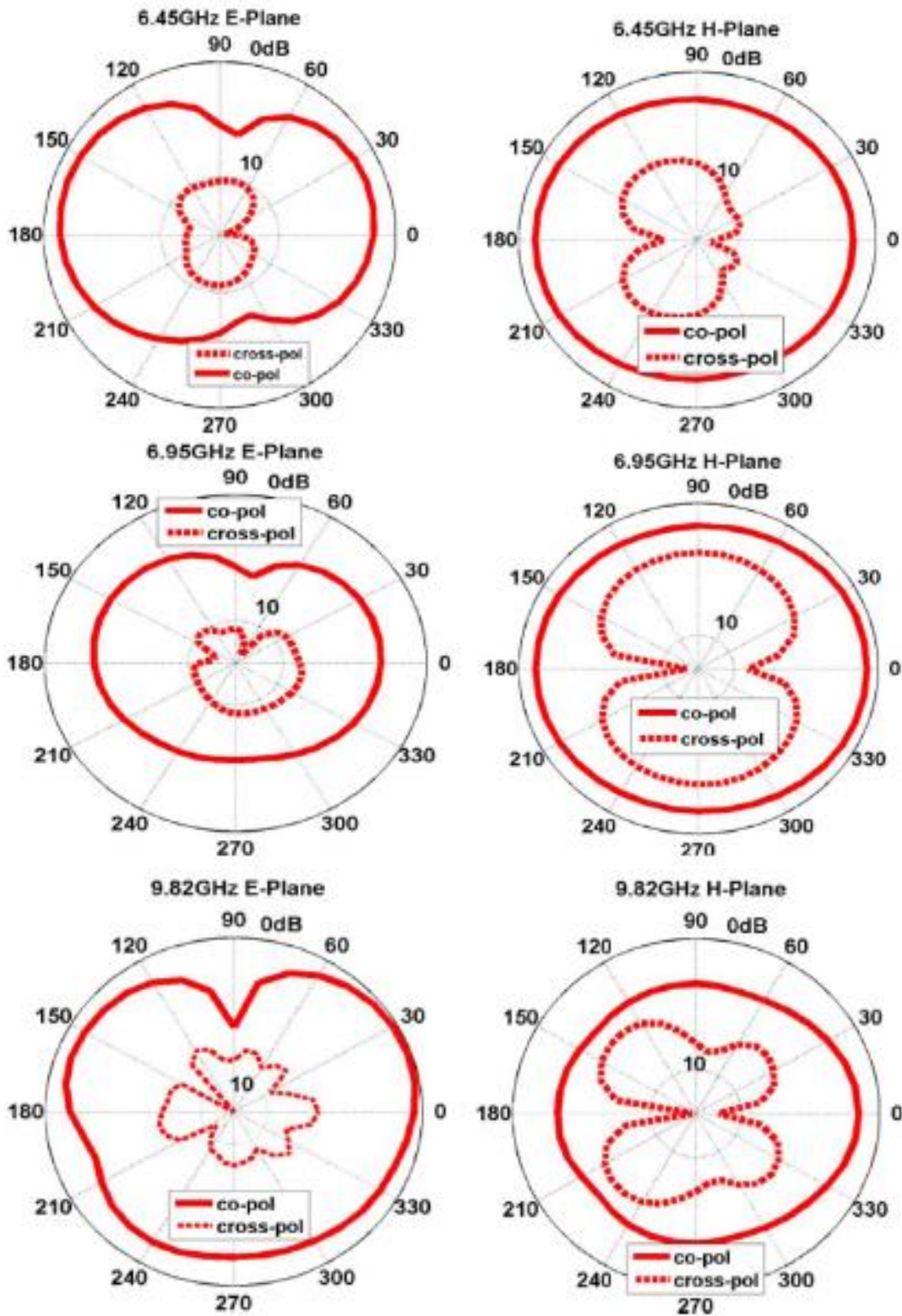
شکل 3-5: نتایج شبیه سازی برای مرتبه چهارم فراکتال حلقوی با مقادیر مثبت و منفی (r_1, r_2) و $G=3\text{mm}$.

براساس کلیه مطالب ارائه شده در این فصل، بالاخص بخش 3-3، توجه به این نکته که آنتن مذکور دارای ابعاد 625 میلیمتر مربع (25 در 25 میلیمتر) بوده که کمتر از مساحت آنتن ارائه شده در مرجع [59] با ابعاد 95×95 میلیمتر مربع و ضخامت 5/5 میلیمتر است، می باشد. همچنین بر خلاف آنتن ارائه شده در مرجع [60] ساختار صفحه ی زمین ارائه شده هیچ محدودیتی در اندازه و سایز ندارد و می تواند برخلاف زمین دایروی مرجع مورد نظر دارای ساختارهای هندسی مختلفی باشد. شکل 3-10 ساختار آنتن فراکتالی ساخته شده را نشان می دهد.

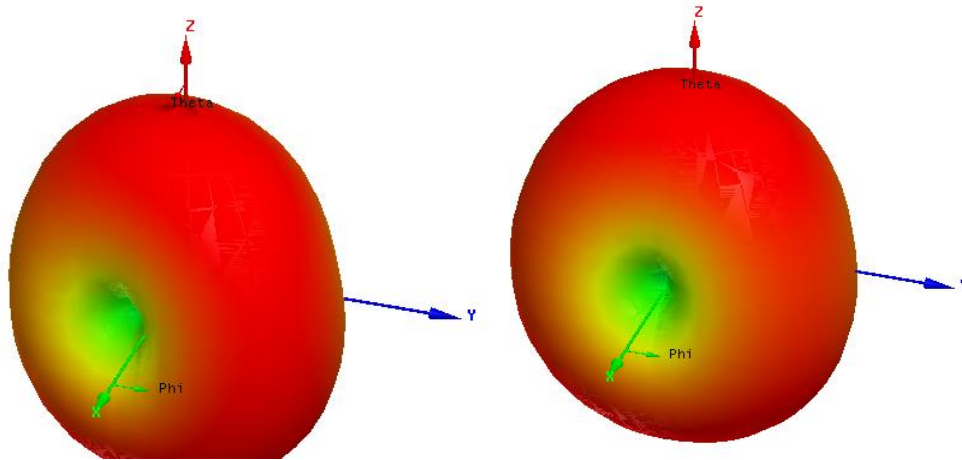
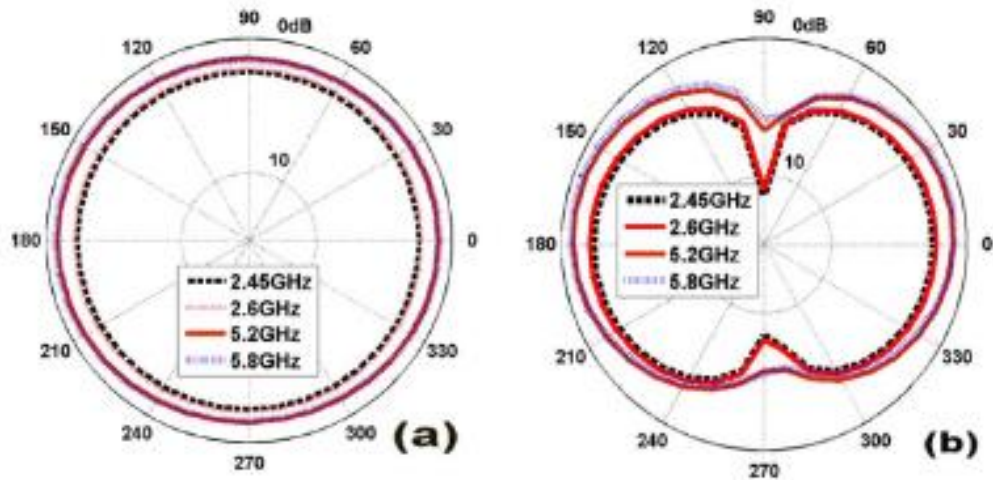


شکل 3-6: نتایج اندازه گیری آنتن مذکور با مقادیر بهینه شده که در جدول 3-1 خلاصه شده است.





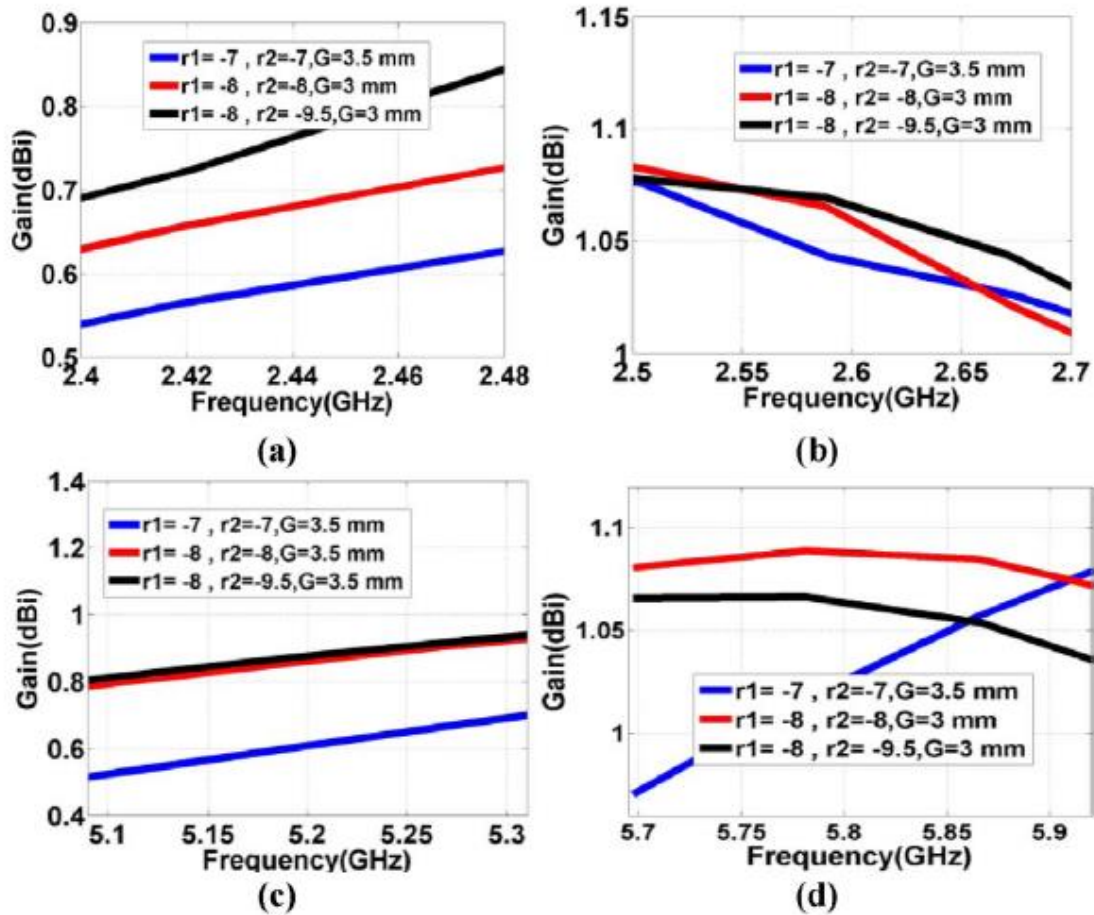
شکل 3-7: نتایج اندازه گیری پترن های تشعشی آنتن مذکور برای فرکانس های 2/84، 4/12، 6/45، 6/95 و 9/82 گیگا هرتز با مقادیر خلاصه شده در جدول 3-1.



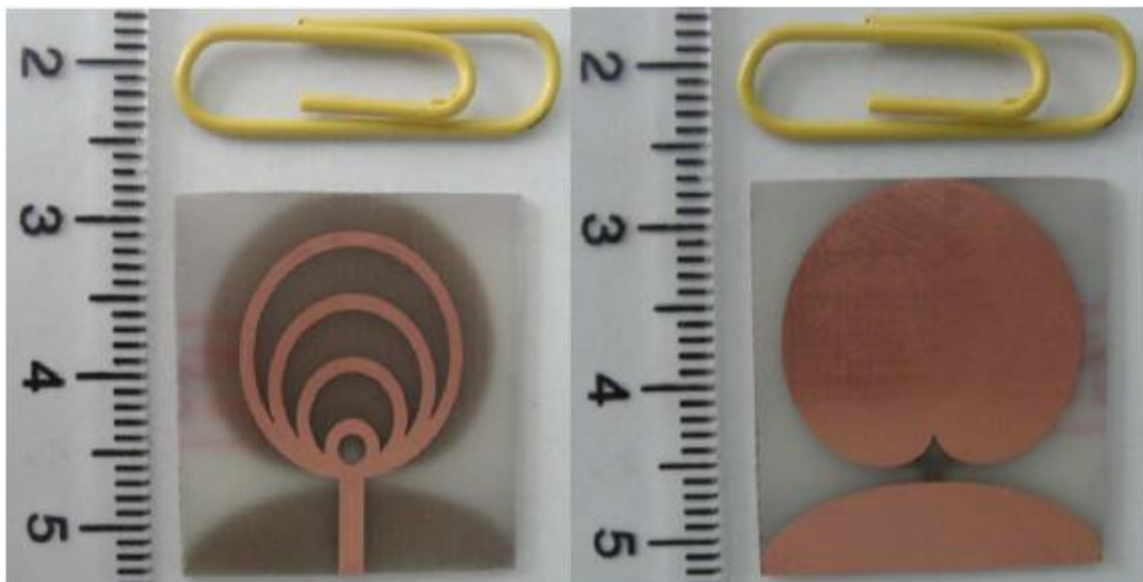
الف

ب

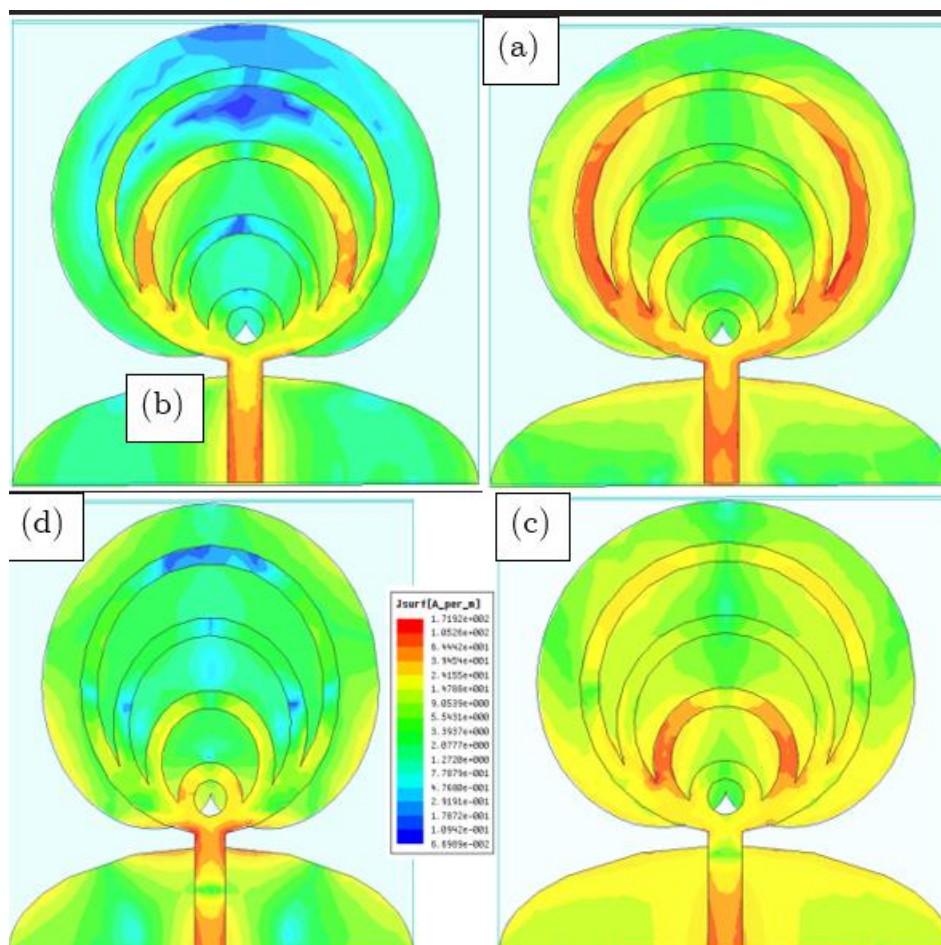
شکل 3-8: پترن تشعشی اندازه گیری شده ی آنتن فراکتال تک قطبی در فرکانس های 2/45، 2/6، 5/2، 5/8 گیگاهرتز الف) صفحه H ب) صفحه E با مقادیر اشاره شده در جدول 3-1 و پترن تشعشی سه بعدی آنتن مذکور در فرکانسهای الف) 5/8 و ب) 2/6 گیگاهرتز.



شکل 3-9: گین اندازه گیری شده در فرکانس های تحت پوشش آنتن: الف) 2/4 گیگاهرتز ب) 2/6 گیگاهرتز ج) 5/2 گیگاهرتز د) 5/8 گیگاهرتز.



شکل 3-10: عکس آنتن فراکتالی مونوپل ساخته شده با خاصیت چند بانده.



شکل 3-11: جریان های سطحی برای آنتن مرتبه 4 برای فرکانسهای الف) 2/8، ب) 4/1، ج) 6/3 و د) 9/5 گیگاهرتز.

برای اینکه بدانیم کدام بخش از آنتن در رزونانسهای آنتن تاثیر گذار است به مطالعه ی جریان های سطحی آنتن مرتبه 4 فراکتال حلقوی می پردازیم. شکل 3-11 جریانهای سطحی آنتن فراکتالی مورد نظر را در فرکانسهای 2/8، 4/1، 6/3، 9/5 گیگاهرتز را نشان می دهد. جریانهای سطحی آنتن 4 دید کلی از اینکه، آنتن فوق الذکر چگونه خاصیت چند بانندی را از خود نشان می دهد را ارائه می دهد. نتایج حاکی از آنست که خاصیت خود تشابهی فراکتال حلقوی منجر به خاصیت چند بانندی در آنتن فوق الذکر شده و تعداد حلقه ها با تعداد باند ها و رزونانس های ایجاد شده تطابق کامل را دارد. توزیع جریانها برای آنتن 4 که در فرکانس 2/8 گیگاهرتز رزونانس اول آنتن در شکل 3-11 الف نشان میدهد که، جریان ها در حلقه ی اول توزیع شده و در این فرکانس ماکزیمم توزیع جریان در این حلقه صورت گرفته است. این در حالی است که بر اساس شکل های 3-11 ب و 3-11 ج و 3-11 د ماکزیمم توزیع جریان در فرکانس 4/1 گیگاهرتز (رزونانس دوم)، فرکانس 6/3 گیگاهرتز (رزونانس سوم) و فرکانس 9/5 گیگاهرتز (رزونانس چهارم) بترتیب در حلقه های دوم، سوم و چهارم می باشد و حاکی از خاصیت چند بانندی آنتن فوق الذکر است.

۳-۴ نتیجه گیری

در این فصل به بررسی نوع جدیدی از آنتن فرکتالی چندباند با ابعاد مینیاتوریزه پرداختیم، که دارای خاصیت منحصر بفرد و جالبی در نوع خود بود. نشان دادیم که با افزایش مراحل تکرار حلقه های آنتن مذکور پهنای باند و تطبیق امپدانس آنتن در باند های تحت پوشش افزایش یافته و در مرتبه 4 فراکتال بهترین نتایج بدست می آید. نتایج اندازه گیری شده نشان می دهد، که آنتن فوق دارای پهنای باند و پترنهای همه جهته تا فرکانس های 10 گیگاهرتز می باشد. بعنوان نتیجه گیری کل براساس نتایج نهایی آنتن، آنتن ارائه شده دارای ساختار بسیار ساده و در عین حال قابل مقایسه با سایر ساختارهای پیچیده برای حالت چند بانده می باشد و برای کاربردهای مختلفی از سیستم های قابل حمل و سیار که از تکنولوژی WIMAX/WLAN پشتیبانی می کنند، مناسب می باشد.

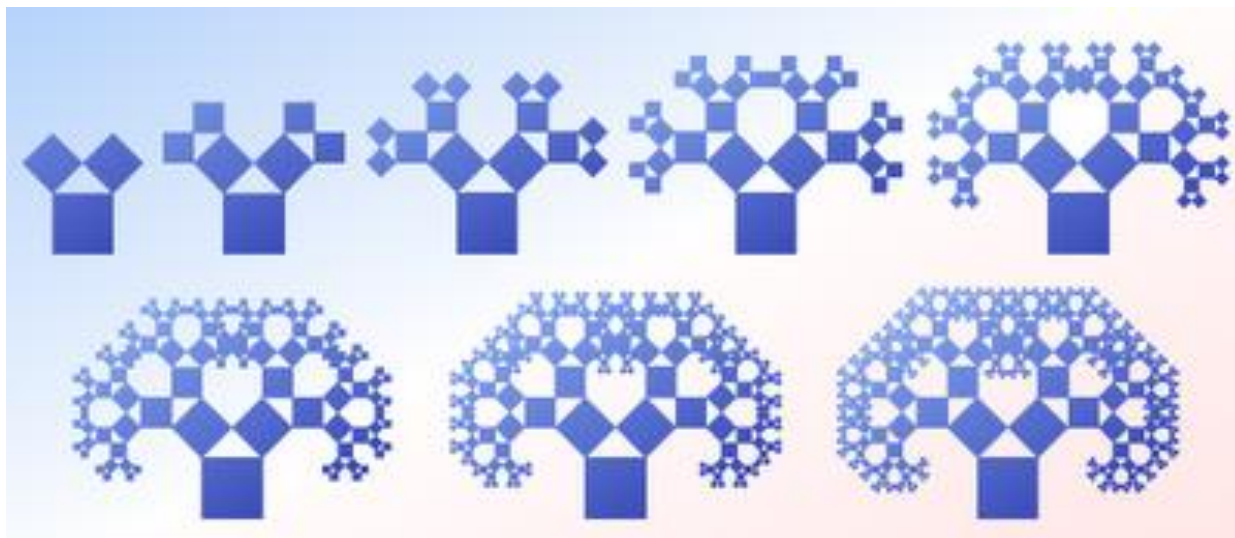
فصل چهارم

بررسی آنتن‌های تک قطبی پیشنهادی در این پایان نامه با فراکتال فیثاغورس درختی برای کاربردهای فرایپهن باند

۴-۱ مقدمه

در این بخش به بررسی آنتن فراکتال جدیدی می پردازیم، که در نوع خود منحصر بفرد بوده و در مقایسه با آنتن های پیشین رفتار منحصر بفردی را از خود نشان می دهد. آنتن مذکور دارای ساختار مایکرواستریپ با استفاده از یک نوع فراکتال جدید با نام Modified Pythagorean Tree Fractal (MPTF) یا فراکتال تغییر یافته ی درختی فیثاغورس، که پیش از این به دلیل پیچیدگی مورد توجه قرار نگرفته بود، استفاده کرده و به بررسی رفتار آن در آنتن مونوپل چاپی می پردازد. نتایج نشان می دهد، که با افزودن فراکتال مذکور MPTF به پیچ تی شکل T مرسوم نتنها پهنای باند افزایش می یابد بلکه رزونانسهای جدیدی نیز ایجاد خواهد شد. مطالعات انجام شده نشان می دهد، که با افزودن دفعات تکرار فراکتال تغییر یافته ی فیثاغورس درختی رزونانسهای جدیدی ایجاد خواهد شد که، نشان از خاصیت خود تشابهی این فراکتال داشته و در نمودار اسمیت تعداد لوپ های هر آنتن تصدیق کننده نتایج بدست آمده است. آنتن مذکور علاوه بر این نتایج منحصر بفرد دارای ابعاد کوچک 25 میلیمتر در 25 میلیمتر با ضخامت 1 میلیمتر بوده و عملکرد آن محدوده فرکانسی 2/6 تا 11/12 گیگاهرتز را برای $VSWR < 2$ پوشش می دهد. استفاده از مفهوم چند فراکتالی در طراحی فراکتال مذکور آنتن طراحی شده را برای کنترل پهنای باند، تعداد رزونانس آن قابل انعطاف می سازد و در ادامه به بررسی کلی نحوه طراحی و بهبود عملکرد این آنتن ارائه شده خواهیم پرداخت.

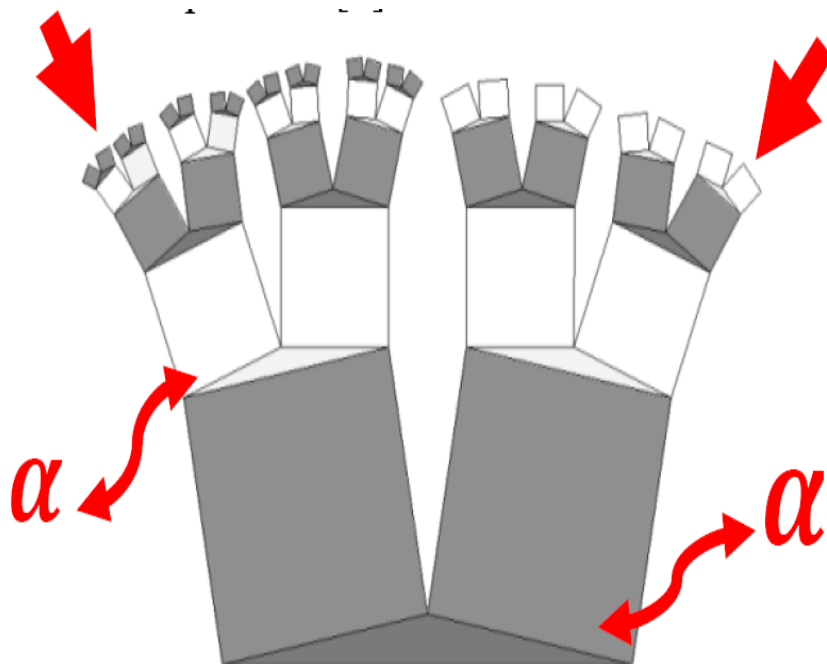
در سال های اخیر رشد سریع مخابرات بیسیم استفاده از آنتنهای دوبانده، چندباند و فرایپهن باند را طلبیده است. مخصوصا کاربرد آنتن ها در سیستم های فرایپهن باند بعد از اختصاص بازه فرکانسی از 3/1 تا 10/6 گیگاهرتز توسط FCC برای کاربرد های تجاری رشد روز افزون یافته است. بر همین اساس آنتن های Planar با روش های تغزیه (coplanar waveguide type) coaxial and microstrip و ساختارهای متفاوت، انتخاب مناسبی برای تطابق با نیازهای سیستم های فرایپهن باند بوده است. همانطوریکه در فصل 1-1 این پایان نامه اشاره شد ساختارهای فراکتال بدلیل دارا بودن خصوصیات خود تشابهی [63-61] و صفحه پرکن مفاهیمی منحصر بفرد در طراحی نسل جدیدی از آنتن های دوبانده، چندباند، پهن باند و فرایپهن باند می باشند [69-61]. در این طرح ارائه شده، آنتن مونوپل چاپی با ساختار فراکتال تغییر یافته ی درختی فیثاغورس، برای اولین بار برای کاربرد های فرایپهن باند ارائه می شود. نتایج شبیه سازی و اندازه گیری حکایت از آن دارد، که ساختار ارائه شده دارای قابلیت مینیاتوریزه کردن بسیار عالی بدلیل ساختار خودتشابهی فراکتال مذکور می باشد، بدون آن که تاثیری بر روی پهنای باند و راندمان آنتن مونوپل داشته باشد. هم چنین نتایج مطالعات حاکی از آنست، که با افزایش دفعات تکرار فراکتال مذکور پترن تشعشی آنتن مذکور مانند ساختارهای اقلیدسی مذکور بوده و تاثیری بر روی پترن تشعشی آن ندارد. علاوه بر این فراکتال یا طرح پیشنهادی علاوه بر نتایج فوق دارای درجه آزادی بالایی در مقایسه با آنتنهای ساخته شده با ساختارهای اقلیدسی مرسوم نظیر دایره، مربع، مستطیل، بیضی و مثلث می باشد که، به طراح این امکان را برای کاهش و حتی کنترل پهنای باند آنتن در سطح مطلوب را می دهد [70].



شکل 4-1: توصیف هشت مرحله از فراکتال تغییر نیافه ی فیثاغورس.

۴-۲ : فراکتال درختی فیثاغورس تغییر یافته و تغییر نیافته

فراکتال درختی فیثاغورس تغییر نیافته در سال 1942 توسط ریاضیدان آلمانی Albert E. Bosman ابداع شد [71]. فراکتال فیثاغورس درختی، فراکتال دوبعدی است که، توسط شکل هندسی مربع ایجاد می شود [70]-[73]. این فراکتال بخاطر این که برپایه ی تئوری معروف دانشمند یونانی فیثاغورس بر روی اضلاع مثلث قائم الزاویه ی متساوی الساقین ایجاد می شود با این نام خوانده می شود. فراکتال درختی فیثاغورس توسط مربع ایجاد شده و دارای خاصیت خود تشابهی می باشد. پس از این مربع، دو مربع دیگر، هر یک از ضلع کوچک با ضرب خطی $2\sqrt{1/2}$ ساخته شده به طوری که از گوشه و کنار مربع همزمان جفت اند [70-73]، روش تکرار همان است و سپس به صورت بازگشتی به دو مربع کوچکتر، تا بی انتها این فرایند چنانچه در شکل 4-1 نشان داده شده تکرار می شود. شکل 4-1 روند ساخت و ساز را برای پنج مرحله از این فراکتال را نشان می دهد. مرحله n ام از این فراکتال 2^n مربع با اندازه ی $(\frac{1}{2}\sqrt{2})^n$ به ساختار فراکتال افزوده و درون مساحت 1، این فراکتال را ایجاد می کند [70]-[73]. بنابراین مساحت فراکتال درختی ممکن است به نظر برسد که بدون مرز تا بی نهایت رشد ($n \rightarrow \infty$) می کند [69]-[73]. این در حالی است که با شروع مرحله ی پنجم تعدادی از مربع ها با هم، هم پوشانی پیدا می کنند و در کل مساحت فراکتال محدود بوده و در محدوده ی 6×4 می گنجد. برای حل این مشکل و تاخیر در هم پوشانی انگشتهای فراکتال تغییر نیافته، در مرحله ی چهارم این فراکتال در شکل 4-1، فراکتال جدیدی بانام فیثاغورس درختی تغییر یافته با حذف ضلع بزرگ مرحله ی اول فراکتال تغییر نیافته ی فیثاغورس و تغییر نوع مثلث این ساختار از مثلث قائم الزاویه ی متساوی الاضلاع به مثلث متساوی الساقین با زاویه ی آلفا (α) برابر با 10 درجه ننتها این مشکل حل می شود، بلکه ارتفاع فراکتال را برای طراحی آنتن های کوچکتر فراهم می کند.

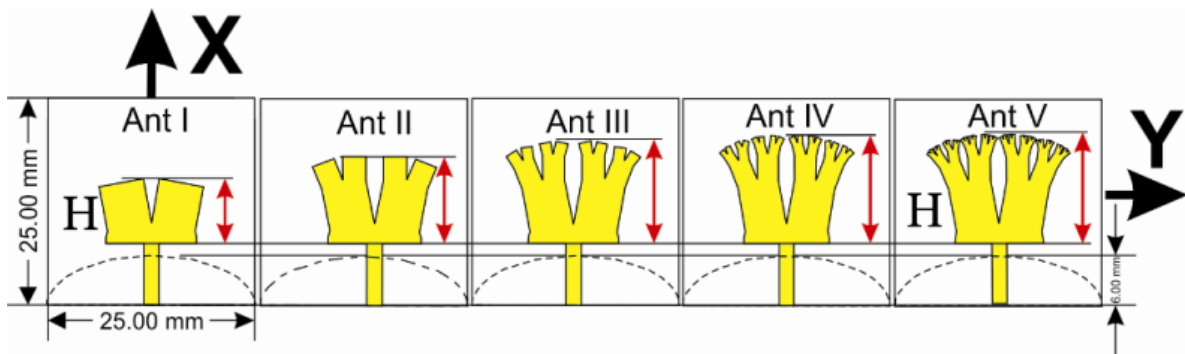
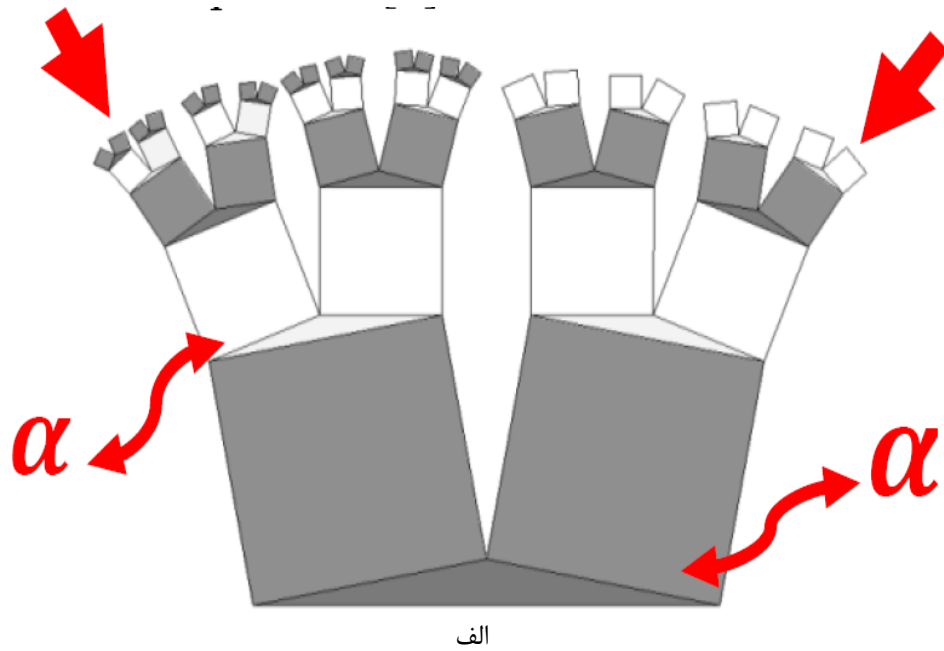


شکل 4-2: توصیف پنج مرحله ی اول از فراکتال تغییر یافته با رنگ های سیاه و سفید.

تغییر نوع مثلث در ساختار فراکتال تغییر نیافته سبب افزایش درجه ی آزادی این فراکتال در مقایسه با سایر ساختارهای اقلیدسی و حتی برخی فراکتالهای دیگر می شود، و نیز همچنین برای طراح این امکان را فراهم می کند که، ساختار فراکتالی جدیدی نیز معرفی کند. هدف طراح از استفاده و معرفی این فراکتال کنترل پهنای باند امپدانس و رزونانس های آنتن طراحی شده بوده است. شکل 4-2 نشان دهنده ی کل ساختار فراکتال تغییر یافته است، که با رنگ های متفاوت نشان داده شده است. در این شکل مراحل تکرار فرد فراکتال با رنگ سیاه و مراحل زوج با رنگ سفید نشان داده شده است. توجه شود که تمامی مثلث ها از نوع متساوی الساقین و با زاویه ی آلفا (α) برابر با 10 درجه و سایر زوایای مربع ها و مثلث ها طبق قوانین هندسی قابل محاسبه می باشد.

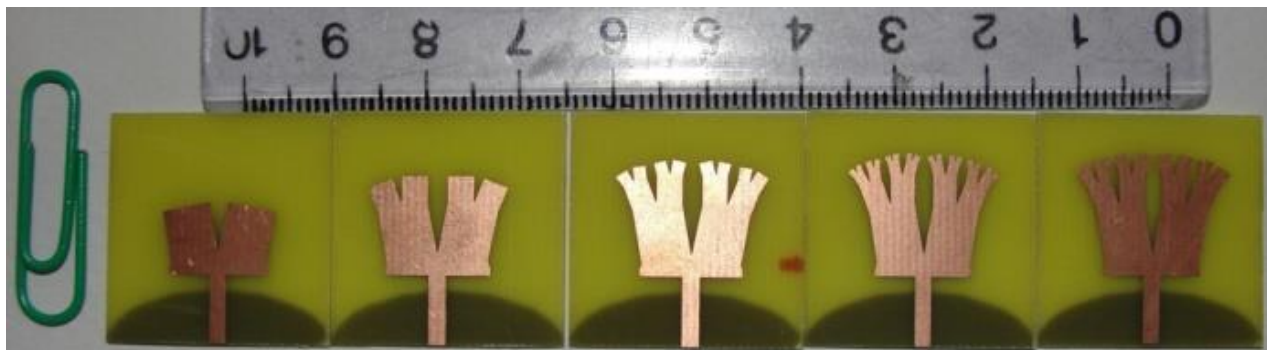
3-4 توصیف نحوه طراحی و ساختار آنتن تک قطبی با فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته

شکل 4-2 و 3-4 هر دو ساختار فراکتال و پنج آنتن تک قطبی کوچک مورد نظر را نشان می دهند که، متشکل از فراکتال تغییر یافته و یک زمین نیم بیضوی است. آنتن مذکور بر روی یک زیر لایه ی ارزان قیمت از نوع FR4-epoxy glass با ویژگی های زیرتانژانت تلفات 0/024 و ضریب گذردهی الکتریکی 4/4 در ابعاد 25 میلیمتر در 25 میلیمتر با تکنیک مدار چاپی مرسوم چاپ شده است. پهنای خط میکرواستریپ طبق محاسبات میدانی برای بدست آمدن تطبیق امپدانس 50 اهم برابر 1/875 میلیمتر انتخاب شده و طول آن نیز برابر $L_f = 7/5$ میلیمتر انتخاب شده است [61]. مطالعات نشان می دهند که با افزایش تنها مراحل فراکتال بر روی پچ T شکل بدون تغییر سایر پارامترهای آنتن، رزونانسهای جدیدی تولید خواهد شد [61]. پچ فراکتالی آنتن مورد نظر دارای فاصله ی هوایی $g = 1/5$ میلیمتر با زمین نیم بیضوی است، که بترتیب دارای پهنای و طول $L_g = 6$ میلیمتر، $W_g = 25$ میلیمتر بوده و در صفحه ی پشتی زیر لایه ی آنتن چاپ شده است. در ساختار آنتن مورد نظر پچ تی شکل اصلی رزونانس اصلی را قبل از اتصال فراکتال فیثاغورس را فراهم می سازد. عکس پنج مرحله از آنتن مورد نظر کوچک را در شکل 4-4 می توان مشاهده کرد.



ب

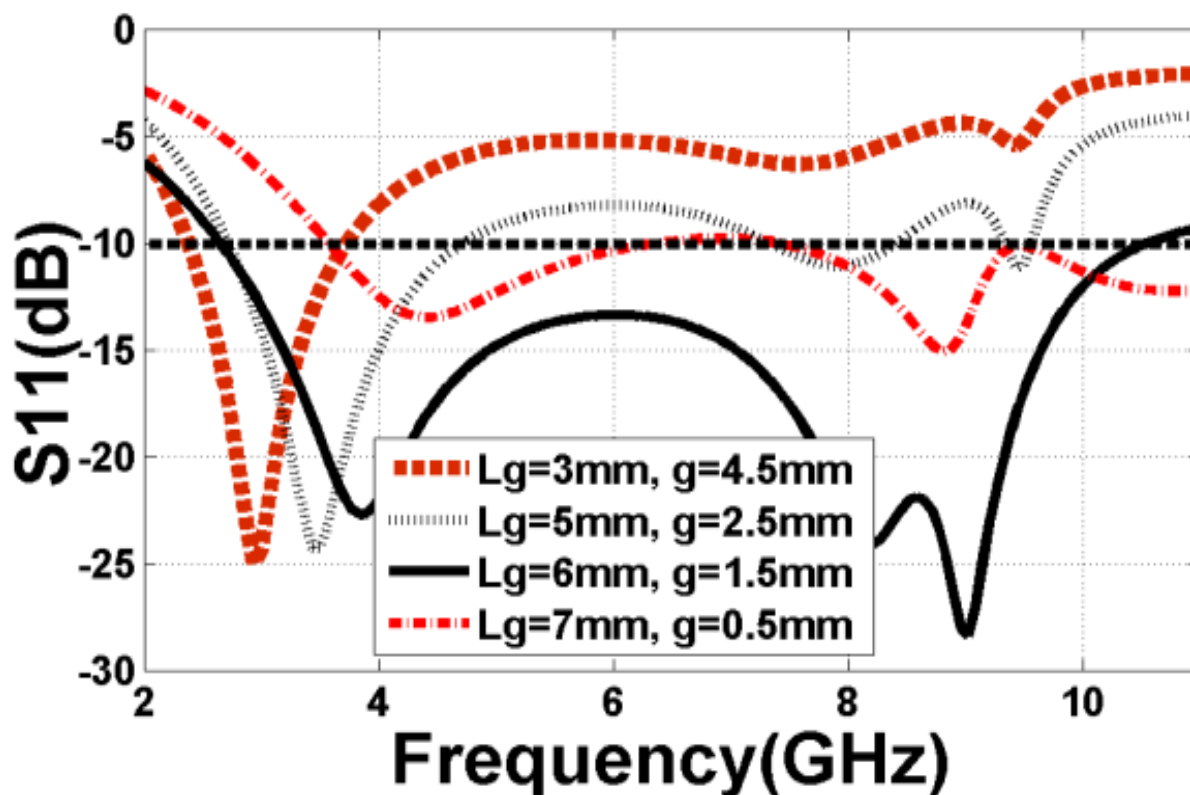
شکل 3-4 الف و ب : پنج مرحله ی اول از ساختار فراکتال تغییر نیافته از بالا به پایین با رنگ های مختلف: آنتن یک (مرحله ی اول) - آنتن دوم (مرحله ی دوم) - آنتن سوم (مرحله ی سوم) - آنتن چهارم (مرحله ی چهارم) - آنتن پنجم (مرحله ی پنجم)



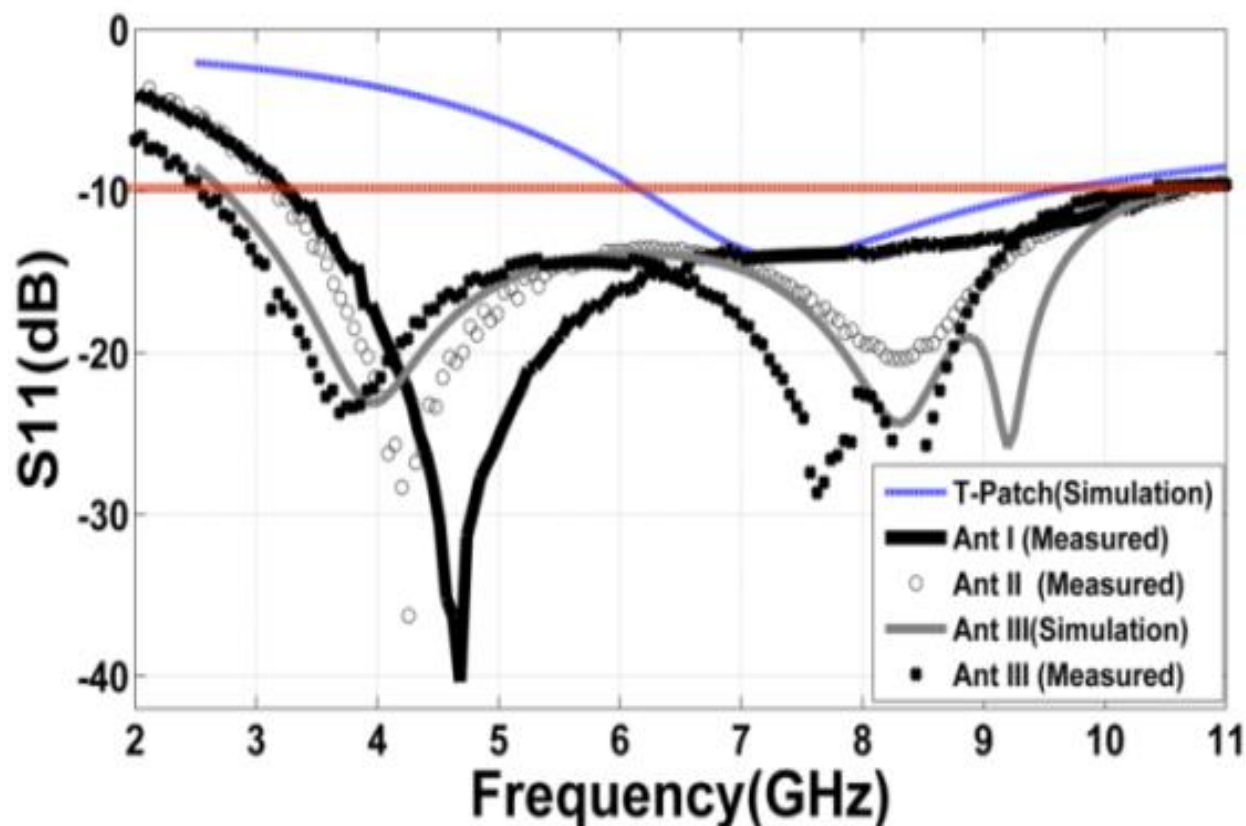
شکل 4-4: پنج مرحله از آنتن مونوپیل ساخته شده.

۴-۴ نتایج شبیه سازی و مشاهدات آزمایشگاهی آنتن فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته

ساختارهای فراکتال تغییر یافته ی فیثاغورس درختی نتنها شبیه سازی شده بلکه بعنوان آنتنهای تک قطبی توسط تکنیک های مرسوم مدار چاپی ساخته شده است. کلیه ی عملکرد های آنتن فراکتالی درختی تغییر یافته و مراحل مختلف آن توسط نرم افزار (HFSS(Ver.11 شبیه سازی شده است. پهنای باند و سایر پارامترهای آنتنهای مورد نظرا استفاده از دستگاه تحلیلیگر شبکه Agilent8722ES اندازه گیری شده است. در این بخش به بررسی کلی نتایج شبیه سازی و اندازه گیری آنتنهای فراکتال درختی تغییر یافته مورد نظر با استفاده از پارامتر های بهینه خواهیم پرداخت. در ابتدا، طراحی آنتن مذکور از یک مونوپل تی شکل با طول 11 میلیمتر و عرض 1/5 میلیمتر تی شکل آغاز می شود، که دارای تنها یک رزونانس در فرکانس 7/75 گیگاهرتز بوده و نتایج شبیه سازی حاکی از آنست که، دارای پهنای باند 45/16٪ با نسبت 1.58 به 1 می باشد. در آنتن مذکور زمین نیم بیضوی بعنوان یک مدار تطبیق امپدانس عمل کرده و به عنوان تکنیکی موثر برای افزایش باند از آن استفاده شده است [61]. بر همین اساس (g, L_g) که از پارامتر های مهم این مدار هستند، بر پایه ی آنالیز پارامتری برای مرتبه ی سوم فراکتال یا همان آنتن سوم برای بدست آوردن ماکزیمم پهنای باند امپدانسی بهینه سازی می شود.



شکل 4-5: نتایج شبیه سازی برای مرتبه سوم فراکتال با مقادیر متفاوت L_g and g .
 ($W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_f=7.5$) (Unit : mm)



شکل 4-6: نتایج شبیه سازی و اندازه گیری S_{11} برای آنتن های (Ant I-III) با مقادیر بهینه.
 $(W_{sub}=25, L_{sub}=25, W_f=1.875, L_f=7.5)$ (Unit : mm).

دلیل انتخاب مرتبه سوم فراکتال به این خاطر است، که چون طول مونوپول مستقیماً به فرکانس پایین بستگی دارد و افزایش مراحل فراکتال تاثیر زیادی بر این طول ندارد بنابراین بررسی اثرات پارامترهای (g, L_g) بر روی مرتبه سوم فراکتال با طول وسط می تواند مقادیر پارامترهای بدست آمده برای ماکزیمم پهنای باند امپدانسی را بر روی سایر مراحل نیز بسط دهد. نمودارهای S_{11} بدست آمده، برای مرحله ی سوم فراکتال از فراکتال تغییر یافته ی درختی با مقادیر متفاوت (g, L_g) در شکل 4-5 رسم شده است. نتایج شکل 4-5 حاکی از آن است که، بازای افزایش L_g پهنای باند امپدانسی نیز تا $7/5$ میلیمترافزایش خواهد یافت. چنانچه در این شکل نشان داده شده است، تغییرات کوچکی در پهنای gap یا فاصله ی هوایی بین پیچ و زمین نیم بیضوی تاثیر شگرفی بر روی تطبیق امپدانسی مرحله ی سوم آنتن فراکتال دارد. هم چنین نتایج شبیه سازی حاکی از آنست، که بازای کاهش این فاصله، با افزایش میزان انحنای بیضوی زمین تطبیق امپدانسی بهبود خواهد یافت. با این حال، بازای مقادیر $1/5$ میلیمتری g و 6 میلیمتری L_g ماکزیمم پهنای امپدانسی را خواهیم داشت. نتایج نمودارهای شبیه سازی S_{11} برای پنج مرحله از فراکتال در شکل های 4-6 و 4-7 رسم شده است. نتایج شبیه سازی در شکل های 4-6 و 4-7 حاکی از آنست که، افزایش مراحل فراکتال بر روی پیچ سبب تولید رزونانس های جدیدی به تعداد مرتبه ی فراکتال خواهد شد. شکل های 3-4 و 4-4 نشان می دهد که، بازای افزایش مراحل فراکتال تنها تعداد انگشتان افزایش می یابد بلکه طول انگشت ها نیز کاهش می یابد. چنانچه شکل های 4-6 و 4-7 نشان می دهد ساختار فراکتال سبب فشرده شدن لبه ی پایین پهنای باند فرکانسی می شود، که ناشی از نتایج و خاصیت صفحه پرکنی فراکتال مورد نظر در جهت X محورهای مختصات که می توان دلیل آنرا ناشی از افزایش طول الکتریکی آنتن دانست. در مجموع، نتایج شبیه سازی نشان می دهد که، اگر اندازه ی انگشتان فراکتال درختی فیثاغورس را بصورت V - shape براساس اندازه های انگشت های فراکتال در آنتن های 2 تا 5 بدون تغییر مرتبه ی فراکتال از مرتبه ی اول تغییر دهیم،

پهنای باند امیدانسی آنتن فوق الذکر در لبه ی بالایی پهنای باند کاهش خواهد یافت. بنابراین، افزایش پهنای باند امیدانسی مراحل فراکتال ناشی از خاصیت صفحه پرکن و طرح خاص این فراکتال می باشد. اگر چه با افزایش مراحل فراکتال طول انگشتان فراکتال فوق الذکر کاهش می یابد، اما مراحل 4 و 5 فراکتال دارای ارتفاع تقریبی $H = 13/4$ میلیمتری یکسانی هستند، بنابراین دارای تعداد یکسانی از رزونانس ها خواهند بود. فرکانس رزونانس آنتن فراکتال درختی تغییر یافته را می توان طبق رابطه ی 4-1 با پارامتر های ذیل پیش بینی کرد: که در این معادله C سرعت نور در خلا، h طول طولانی انگشت آنتن تک قطبی و δ دلتا فاکتور scale فراکتال فوق الذکر که برابر 1/24 است، می باشد [62-63].

$$f_n \approx \frac{C \times 0.24}{h} \left[\frac{1}{\delta_n} \right] \quad (4-1)$$

برای روشن ساختن مراحل طراحی آنتن فراکتال مورد نظر در شکل 4-4، پنج آنتن مختلف به صورت زیر تعریف می شود:

- **آنتن 1**، آنتن اول یا همان مرحله اول فراکتال مذکور دارای دو انگشت با طول 5/5 میلیمتر بوده و نتایج شبیه سازی این آنتن در شکل 4-5 حاکی از آنست که این آنتن دارای یک رزونانس در فرکانس 4/82 گیگاهرتز بوده و دارای پهنای باند 107% در بازه ی 3/21 تا 6/8 گیگاهرتزی باشد، که در مقایسه با آنتن تک قطبی با پیچ تی شکل دارای افزایش پهنای باند 61/84% است؛
 - **آنتن 2**، دومین مرحله ی فراکتال مذکور با نام آنتن 2 خطاب شده که دارای چهار انگشت با طول 2/8 میلیمتری باشد. نتایج شبیه سازی برای این آنتن در شکل 4-5 نشان می دهد که آنتن 2 دارای دو رزونانس اصلی در فرکانس های 4/36 و 8/34 گیگاهرتز می باشد. همچنین این آنتن دارای پهنای باند 111% در بازه ی 3/08 تا 10/82 گیگاهرتزی باشد؛
 - **آنتن 3**، طبق نامگذاری سایر مراحل فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته، سومین مرتبه ی فراکتال آنتن 3 نامیده شده و نتایج شبیه سازی و اندازه گیری نشان می دهد که آنتن فوق دارای 8 انگشت 1/4 میلیمتری و سه رزونانس اصلی در فرکانس های 3/96، 7/62 و 8/39 گیگاهرتزی باشد. این آنتن دارای پهنای باند 121% در محدوده فرکانسی 2/68 تا 11 گیگاهرتزی باشد؛
 - **آنتن 4**، چهارمین مرحله ی فراکتال مذکور با نام آنتن 4 خطاب شده که دارای 16 انگشت با طول 0/7 میلیمتری می باشد. نتایج شبیه سازی برای این آنتن در شکل 4-5 نشان می دهد، که آنتن 4 دارای سه رزونانس اصلی در فرکانس های 3/79، 7/23 و 7/96 گیگاهرتزی باشد. همچنین این آنتن دارای پهنای باند 121% در بازه ی 2/83 تا 11/12 گیگاهرتزی باشد. دلیل آنکه آنتن مذکور دارای تعداد فرکانس رزونانسی یکسان در مقایسه با آنتن 3 می باشد این است که، طول انگشتان فراکتال مرتبه 4 مذکور دارای اختلاف جزئی با مرتبه 3 فراکتال است. بهمین خاطر، دارای تعداد رزونانس یکسانی هستند؛
 - **آنتن 5**، طبق نام گذاری سایر مراحل فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته، پنجمین مرتبه ی فراکتال آنتن 5 نامیده شده و نتایج شبیه سازی و اندازه گیری نشان می دهد، که آنتن فوق دارای 32 انگشت 0/4 میلیمتری و چهار رزونانس اصلی در فرکانس های 4/11، 7/22 و 8/26 گیگاهرتزی باشد. این آنتن دارای پهنای باند 123/3% در محدوده فرکانسی 2/64 تا 11/14 گیگاهرتز می باشد و تنها دلیل تعداد رزونانس یکسان این آنتن با آنتن های 3 و 4 این است که، طول انگشتان فراکتال مرتبه 5 مذکور دارای اختلاف جزئی با مرتبه 3 و 4 فراکتال است. بهمین خاطر، دارای تعداد رزونانس یکسانی هستند.
- بنابراین طبق نتایج اندازه گیری برای آنتن های 1 تا 5 پهنای امیدانسی برای $VSWR < 2$ بترتیب عبارت است از: 7/74، 8/32، 8/29 و 8/5 گیگاهرتز که نشان می دهد، بازای افزایش تنها مراحل فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته بدون تغییر سایر پارامترهای آنتن مونوپل، پهنای باند آنتن افزایش یافته و بدین ترتیب ماکزیمم پهنای باند را برای کاربردهای فراپهن باند خواهیم

داشت. همچنین، نتایج نشان می دهد، که با افزایش مراحل فراکتال در جهت X محورهای مختصات پهنای باند بطور قابل توجهی در لبه ی پایینی باند فرکانسی بهبود می یابد [61]. نتایج شکل 4-7 نشان می دهد، که پهنای باند فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته مذکور از فرکانس های 2/64 تا 11/14 گیگاهرتز برابر 8/5 گیگاهرتز بوده که تقریبا 3 برابر آنتن پایه ی تی شکل است. نتایج اندازه گیری و محاسبات در جدول 4-1 نشان می دهد که η بهره ی تشعشعی آنتن های مذکور افزایش یافته و بالطبع منجر به کاهش ضریب کیفیت که از مشخصات و رفتار های معمول آنتن های فراکتالی است، میگردد [66-68].

جدول 4-1

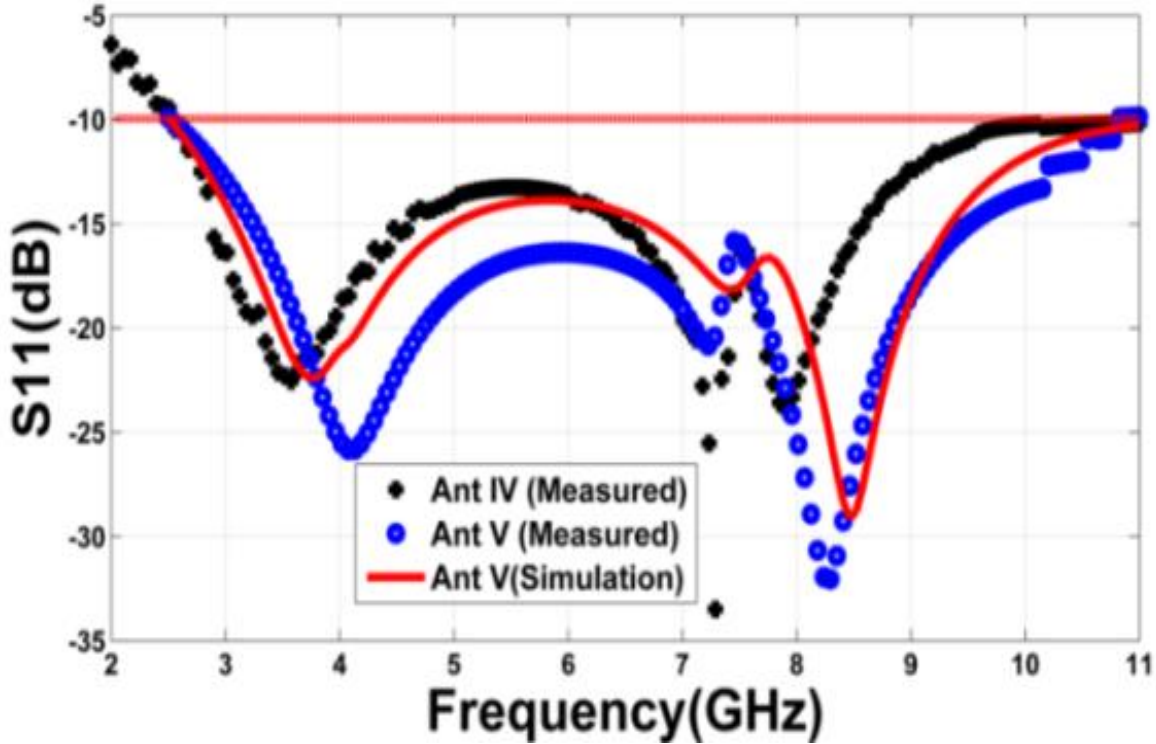
خلاصه ی نتایج اندازه گیری و شبیه سازی آنتن های فراکتالی جدید با فراکتال فیثاغورس درختی

η بهره ی تشعشعی آنتن و Q ضریب کیفیت آنتن

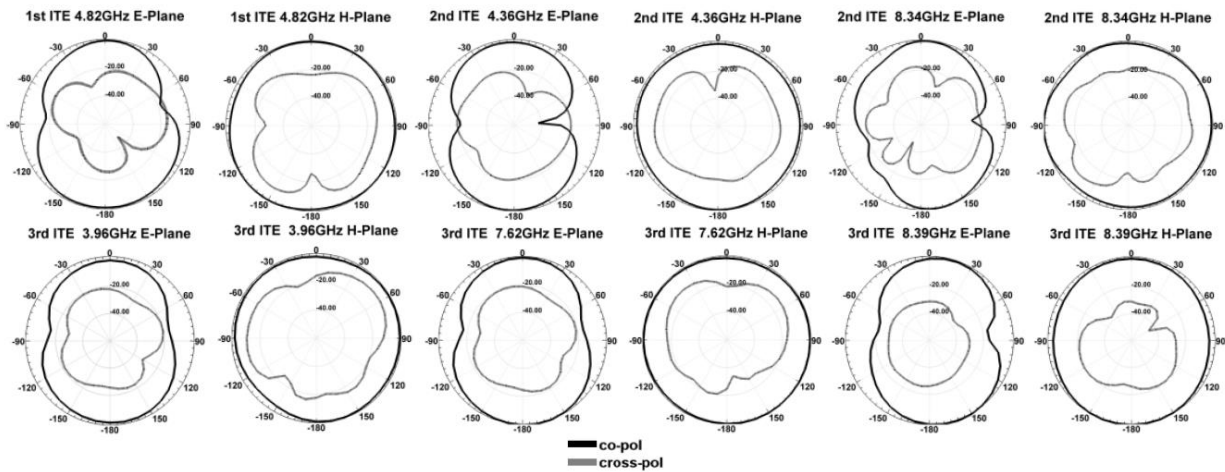
($\epsilon_r = 4.4$, $\tan\delta = 0.024$, $h = 1\text{mm}$, $g = 1.5\text{mm}$, $w_f = 1.875\text{mm}$, $L_g = 6\text{mm}$)

	f_n GHz	S_{11} dB	f_c GHz	H mm	η %	Q	f_c Gain dBi	BW %	BW (VSWR = 2) $f_t - f_b$, GHz, %
Ant I	4.82	-41	6.945	7.8	72	48	1.47	107	3.210-10.68, 107
Ant II	4.36, 8.34	-38, -22	6.952	10.6	76	40	1.62	111	3.080-10.82, 111
Ant III	3.96, 7.62, 8.39	-25, -29, -46	6.902	12.4	85	35	1.65	121	2.680-11.02, 121
Ant IV	3.79, 7.23, 7.96	-24, -39, -34	6.865	13.36	87	24	1.64	121	2.834-11.12, 121
Ant V	4.11, 7.22, 8.26	-26, -22, -34	6.893	13.41	91	18	1.69	123	2.644-11.14, 123

همچنین، نتایج اندازه گیری آنتنهای فراکتال فیثاغورس درختی تغییر یافته ی مذکور برای رزونانس های آن طبق جدول 4-1 در شکل 4-9 نشان داده شده است. پترنهای تشعشعی نرمالیزه شده برای آنتنهای مذکور نشان می دهد، که دارای شکلی همه جهته یا (donut shape) در صفحه ی Plane H(yz) و همچنین شکل 8 انگلیسی در صفحه ی plane E(xz) با درجه ی مناسبی از cross در تمامی باندهای فرکانسی این آنتنها می باشد. پترن تشعشعی آنتنهای مذکور متشابه پترن تشعشعی آنتنهای مونوپل با اشکال اقلیدسی است. ماکزیمم گین محاسبه شده برای آنتنهای 1 تا 5 فراکتالی مذکور بترتیب متناسب است با 1/9, 3/2, 4/2, 1/5 و 1/20 dBi در فرکانس های 4/88, 5/8, 8/78 و 3/56 گیگاهرتز است. چنانچه در شکل 4-10 و جدول 4-1 نشان داده شده است، گین اندازه گیری شده در فرکانس مرکزی باند عملکردشان تقریبا ثابت می باشد. در طراحی آنتنهای فراپهن باند، تنها محاسبه ی پارامترهای عملکردی آنتن نظیر گین، پترن تشعشعی، S_{11} و غیره کافی نمی باشد و نیازمند اندازه گیری تابع تبدیل آنتن مذکور بعنوان آنتن فرستنده و گیرنده است. مطالعات نشان می دهد که، برای کاربردهای فراپهن باند، این تابع انتقال باید تا حد ممکن در باند فرکانسی که در آن آنتن کار می کند، باید یکنواخت باشد [74-77]. هم چنان تاخیر گروه و S_{21} اندازه گیری شده در باند مورد نظر باید دارای تغییرات زیادی نباشند و همچنین باید در آن محدوده فرکانسی مقدار ثابتی داشته باشند.



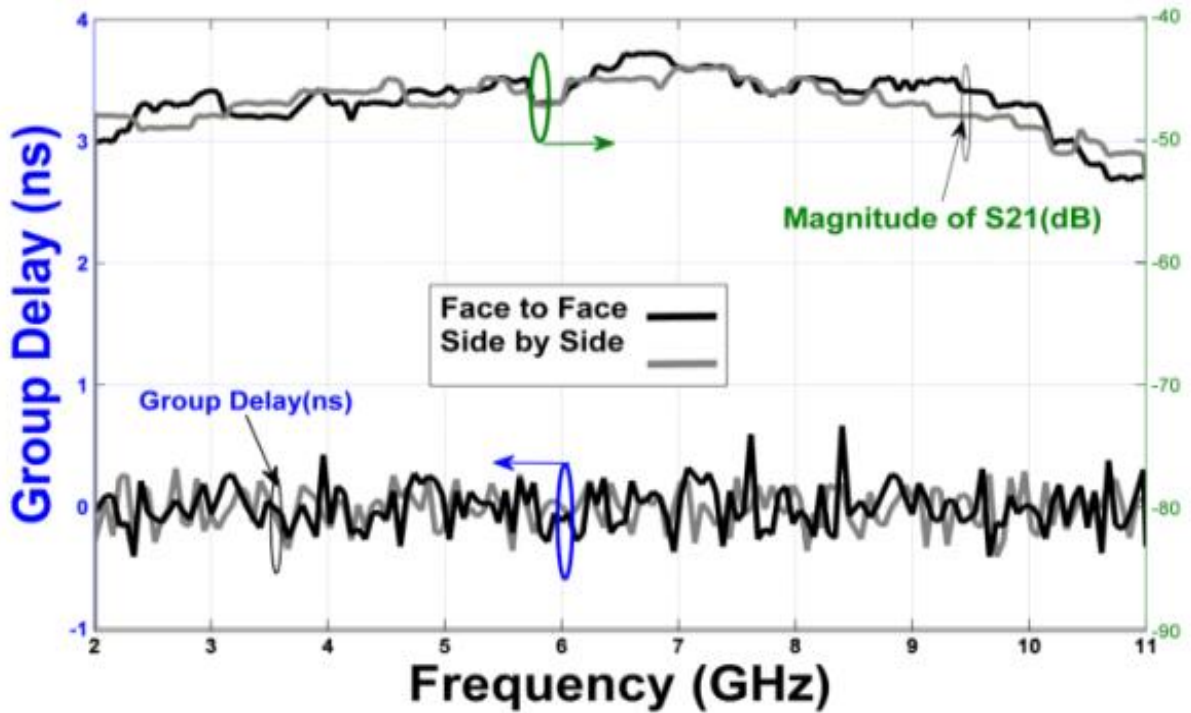
شکل 4-7: نتایج شبیه سازی و اندازه گیری شده برای آنتنهای فراکتالی با مقادیر بهینه شده طبق جدول 4-1.



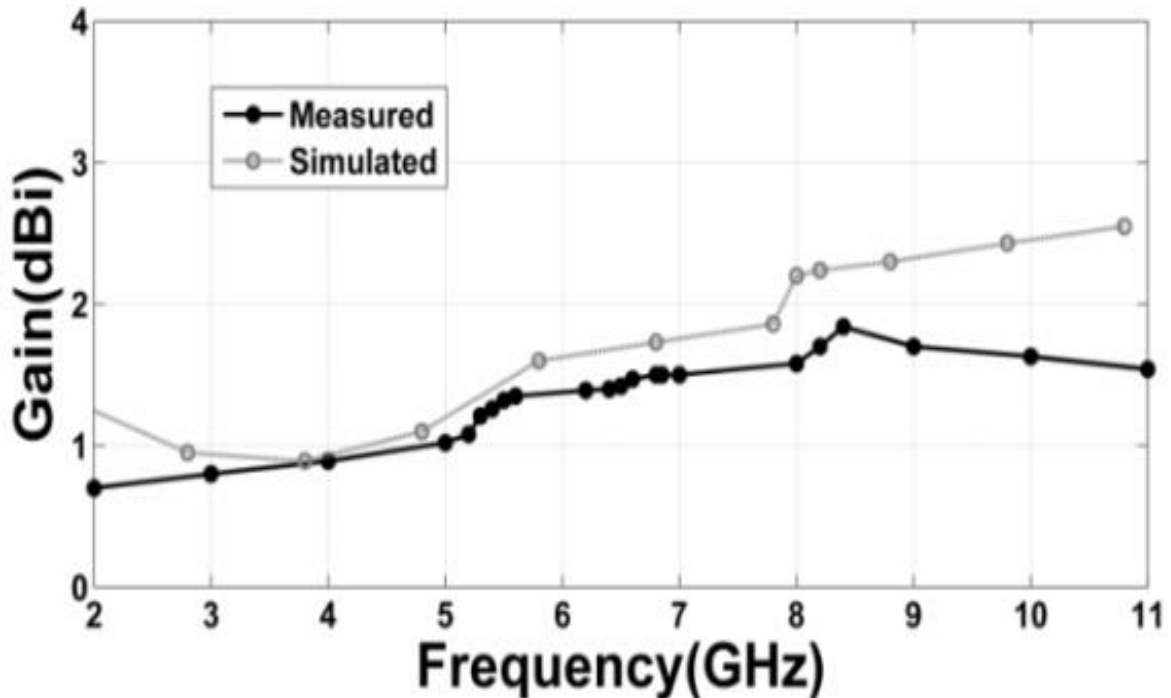
شکل 4-8 و 9: پترن تشعشی E و پترن تشعشی H برای پنج مرحله ی نخست فراکتال آنتن مذکور.

اندازه گیری این دو کمیت بوسیله ی تحریک دو نمونه مشابه از آنتن فراکتالی مرتبه سوم در حالت های کنارهم و روبروی هم انجام شده است. تابع انتقال سیستم که برابر $|S_{21}(f)|$ یک شبکه ی دو پورته است، در اطاق تست آنتن مرکز تحقیقات مخابرات ایران توسط دو جفت از آنتن مذکور اندازه گیری شده است. فواصل ما بین دو جفت از این آنتن ها در هنگام اندازه گیری برابر 1 متر بوده که نتایج اندازه گیری برای فاصله ی 1متر در شکل 4-10 نشان داده شده است. شکل 4-10 نتایج اندازه گیری برای S_{21} ، group delay، برای هر دو حالت side by side و face to face را برای آنتن MPTF رانشان می دهد [74-77]. چنانچه در شکل 4-10 نیز واضح است، برای حالت face-to-face، اندازه ی $|S_{21}(f)|$ تقریباً برابر 47 دی بی در سرتا سر محدوده ی کار آنتن ثابت می باشد، که حاکی از عملکرد بدون اعوجاج آنتن در هنگام ارسال و دریافت پالس های UWB

است [73-76]. هم چنین شکل 4-10 نشان می دهد که مقدار تاخیر گروه اندازه گیری شده برای آنتن مذکور دارای تغییرات کمتر 0/6 نانو ثانیه می باشد.



شکل 4-10: نتایج اندازه گیری group delay، $|S_{21}|$ و gain برای مرتبه ی سوم فراکتال MPTF.



شکل 4-11: نتایج اندازه گیری group delay، $|S_{21}|$ و gain برای مرتبه ی سوم فراکتال MPTF.

و در انتها نتایج اندازه گیری و شبیه سازی حاکی است، که آنتنهای مذکور دارای رفتار منحصر بفرد و ابعاد کوچکی در مقایسه با آنتنهای مشابه ارائه شده در سال های اخیر بوده و برای نخستین بار معرفی و طراحی شده اند.

۴-۵ نتیجه گیری

در این فصل به مطالعه ی یک نوع جدیدی از آنتنهای فراکتال با خاصیت خود تشابهی با ابعاد بسیار کوچک پرداختیم. مشاهده کردیم که با افزایش مراحل فراکتال فوق الذکر و بهینه سازی پارامترهای آنتن، تطبیق امپدانسی و بهبود پهنای باند امپدانسی مشاهده می شود، که می تواند ناشی از نتایج و بخشی از خصوصیات صفحه پرکنی این فراکتال باشد. فرکانس کار این آنتنها نشان می دهد، که این آنتنها برای کاربردهای فرایپهن باند مناسب بوده و نتایج شبیه سازی و اندازه گیری آنتنهای فوق الذکر را برای کاربردهای مخابرات فرایپهن باند مناسب می داند.

فصل پنجم

بررسی آنتن اسلات مربعی با ساختار هندسی جدید برای کاربرد های فرایهن باند

۵-۱ مقدمه

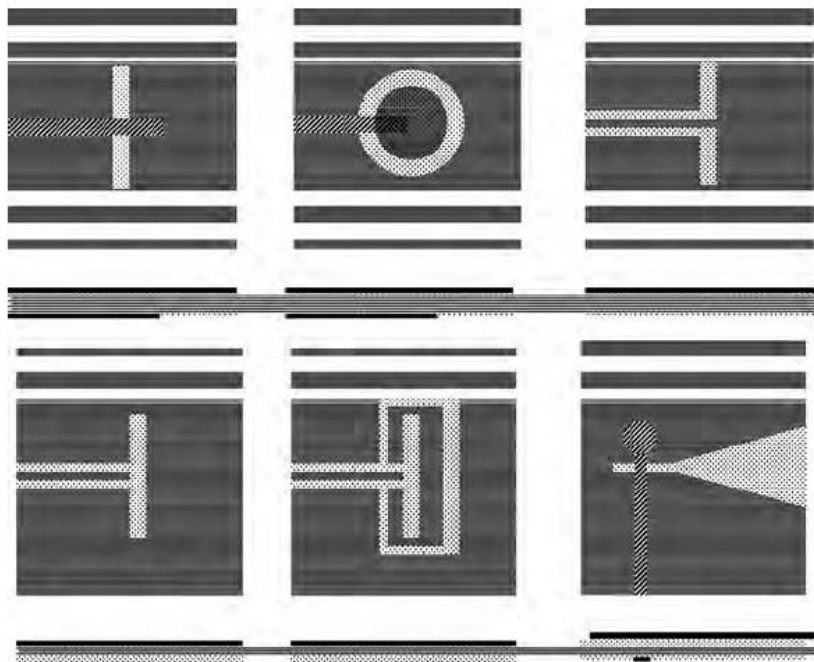
در این فصل به بررسی نوع جدیدی از آنتن طراحی شده ی شکافدار یا اسلات از نوع اسلات مربعی با پلاریزاسیون دایروی برای کاربرد های فرایهن باند می پردازیم که با نام اختصاری CPSSA خواهیم نامید. آنتن ارائه شده دارای ساختاری تک لایه بوده و متشکل از زمین مربعی که با دو زائده ی L شکل برای تولید پلاریزاسیون دایروی در دو گوشه ی زمین مربعی تشکیل شده است، و زائده های L شکل که توانایی تولید مدهای رزونانسی برای تحریک دو جریان E عمود بر هم را دارا می باشند، برای تولید پلاریزاسیون دایروی ایجاد شده اند. ساختار ارائه شده در مقایسه با سایر ساختارهای اسلات مربعی پیشین، پهنای باند امپدانس و نسبت محوری در مقایسه با سایر ساختارها افزایش یافته است، که پهنای باند امپدانس آنتن ارائه شده 4 برابر ساختارهای قبلی است. آنتن اسلات طراحی شده که دارای ابعاد 60×60 میلیمتر مربع با ضخامت $0/8$ میلیمتر علاوه بر پوشش فرکانسی $2/67$ تا 13 گیگاهرتز که پهنای باند 132% اختصاص یافته برای کاربردهای فرایهن باند را که توسط FCC اختصاص یافته است را پوشش می دهد. علاوه بر این، آنتن مذکور دارای پلاریزاسیون دایروی در محدوده ی $4/9$ تا $6/9$ گیگاهرتز با نسبت $1:1/5$ می باشد که 32% از پهنای باند کل را به خود اختصاص داده و در سایر باندها دارای پلاریزاسیون خطی می باشد. در انتها به بررسی فرآیند طراحی این نوع آنتنها و مقایسه ی آنتن ارائه شده میپردازیم. در سالهای اخیر، رشد سریع و روز افزون مخابرات بی سیم منجر به رشد سریع آنتنهای چند بانده، دو بانده و حتی فرایهن باند شده است و گسترش استفاده از این نوع آنتنها بعد از اختصاص باند فرکانسی $3/1$ تا $10/6$ گیگاهرتز توسط FCC برای کاربردهای تجاری گسترده تر شده است. آنتنهای چاپی با نوع های مختلفی از تغذیه چون *coplanar waveguide type*، کوکس و میکرواستریپ با ساختار های متنوع و کارکردهای متفاوت بهترین انتخاب برای رفع نیازهای سیستم های فرایهن باند هستند. از سوی دیگر، برای گسترش ارتباطات بین یک فرستنده و گیرنده بدون مشکل عدم تطابق پلاریزاسیون بین آنها، پلاریزاسیون دایروی به دلیل فراهم ساختن تحرک بهتر و عدم تضعیف در برابر تغییرات آب و هوایی، بهترین و محبوب ترین انتخاب در مخابرات بی سیم برای افزایش کارایی سیستم می باشند [78] و [79]. در سالهای اخیر، طراحی های متفاوتی برای آنتنهای شکافدار که باند وسیعی از عملکرد خود را با پلاریزاسیون دایروی پوشش می دهند، برای غلبه بر مشکلات این نوع آنتنها از قبیل باریک بودن پهنای باند امپدانس و نسبت محوری آنها انجام شده است [78-89]. در میان آنتن های شکاف دار آنتن شکاف مربعی توانایی فراهم ساختن پهنای باند امپدانس و *axial ratio* وسیع را دارا می باشد. همچنین، پلاریزاسیون دایروی راستگرد و چپگرد بسادگی با استفاده از تکنیک های مختلف در این آنتنها قابل دستیابی است [78-89]. برخی از این تکنیک ها که در سالهای اخیر برای طراحی این نوع از آنتنها با پلاریزاسیون دایروی که دارای پهنای باند وسیعی است معرفی شده اند عبارتند از:

تعبیه ی دو نوار زمین شده ی L شکل در دو گوشه ی مخالف شکاف مربعی [78]، تعبیه ی نوار تی شکل زمین شده که در جهت عمود بر راستای پلاریزاسیون و خط تغذیه ی CPW قرار گرفته است [79]، تعبیه ی شکاف حلزونی در صفحه ی زمین [83]، تعبیه ی خط تغذیه ی با شکل صاعقه گون به همراه دو نوار زمین شده ی L شکل در دو گوشه ی مخالف شکاف مربعی [85]، استفاده از قوس تعبیه شده به شکل مبتنی بر نوار فلزی برای قطبش مدور و خطی [86]. آنتن شکاف دار یا اسلات ارائه شده، برای کاربردهای فرایهن باند از تکنیک های دو نوار زمین شده ی L شکل در دو گوشه ی مخالف شکاف مربعی برای

تولید پلاریزاسیون دایروی و زائده هایی مستطیلی تعبیه شده در خط تغذیه برای افزایش پهنای باند خود بهره جسته است [78-88]. نتایج بدست آمده برای آنتن مذکور چه بصورت شبیه سازی و چه بصورت اندازه گیری حاکی از آن است، که پلاریزاسیون بدست آمده برای این آنتن دارای پهنای باند 2/32٪ بوده که این محدوده فرکانسی استانداردهای بیسیم، تکنولوژی هایی چون IEEE 802.11a را پوشش می دهند، که شامل باندهای فرکانسی زیر میگردد 5150-5350/5725-5825 مگاهرتز.

5-2 بررسی آنتنهای اسلات یا شکافدار میکرواستریپ

نمای کلی این آنتنها در شکل 5-1 آورده شده است: مزیت عمده این آنتنها آنست که در حالت تغذیه هم صفحه (CPW) جهت اتصال آنتن به ادوات اکتیو مانند پین دیودها و عناصر MEMS نیازی به دریل و سوراخ کردن زیرلایه آنتن مورد نظر نیست. باید توجه داشت، که آنتنهای میکرواستریپ اسلات یا شکافدار دارای تشعشع دو طرفه می باشند و این تشعشع نسبت به آنتن متقارن می باشد.



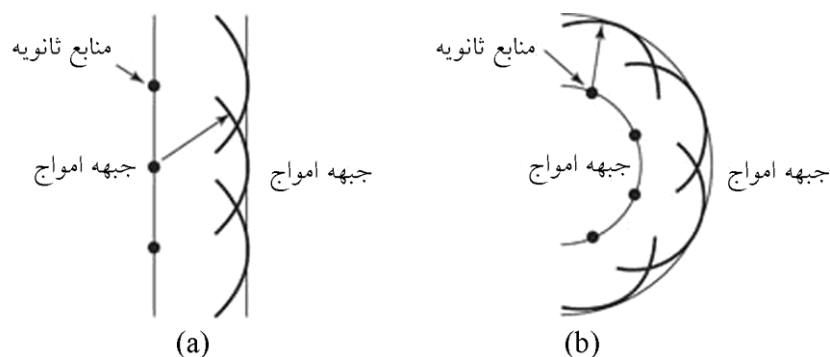
شکل 5-1: آنتنهای شکافدار میکرواستریپ.

5-3 فرآیند تشعشع از آنتنهای شکافدار

تشعشع روزنه‌ای تا دوران جنگ جهانی دوم بطور وسیعی در طراحی آنتن توسط طراحان مورد استفاده قرار نگرفته بود، مفاهیم اصلی در سال 1690 که هایگنس با یک روش ساده خمش و پراش امواج نوری را حول یک جسم توضیح داد، در دسترس بودند. طبق اصل هایگنس در اپتیک فیزیکی هر نقطه روی یک جبهه موج به عنوان یک منبع ثانویه امواج کروی تلقی می‌شود. جبهه موج بعدی پوش این امواج ثانویه است. اپتیک هندسی پیش بینی می‌کند، نوری که از یک شکاف به یک پرده می‌تابد، یک ناحیه روشن و یک ناحیه سایه کاملاً تاریک با یک مرز تیز و مشخص را بین آنها ایجاد می‌کند. چنین پیش بینی حتی برای روزنه‌ها یا Aperture های بسیار بزرگ نسبت به یک طول موج تقریباً صادق است. مفهوم منابع ثانویه را برای امواجی که از یک شکاف خارج می‌شوند، به کار می‌بریم. بنابراین، امواج ثانویه یک گسترش امواج و در نتیجه یک اختلاط هموار نواحی روشن و سایه را نشان می‌-

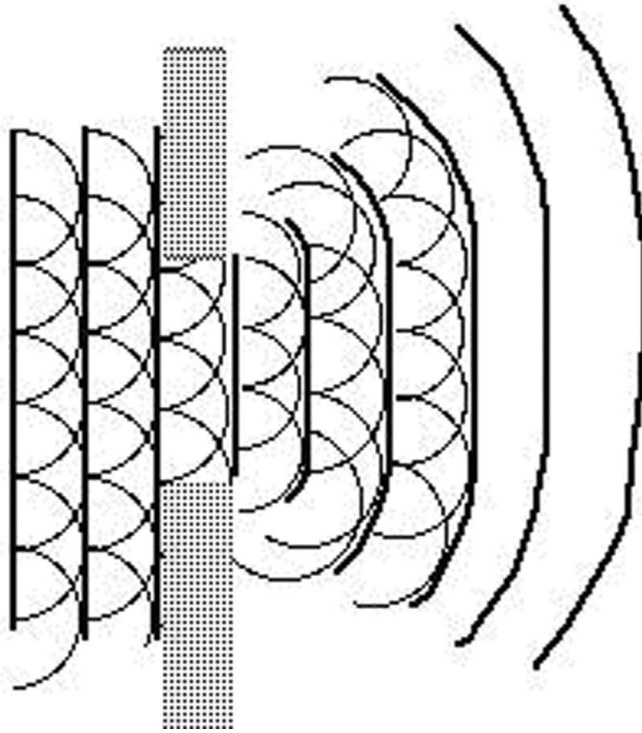
دهد. مسائل مطرح شده در این فصل همانند هر مسئله الکترومغناطیسی توسط معادلات ماکسول و شرایط مرزی توصیف می‌شود. می‌دانیم که طبق قضیه ی یگانگی، اگر یک تابع در یک معادله دیفرانسیل صدق کرده و شرایط مرزی مسئله را ارضا کند، تنها جواب مسئله می‌باشد.

جواب معادلات ماکسول (شامل منابع) همراه با شرایط مرزی یگانه است. بطور کلی، محاسبه تشعشعات ناشی از منابع روی یک سطح اختیاری شامل قسمتهای هادی مشکل است. در هر حال، اگر سطح یک صفحه بی نهایت پهناور باشد، حل مسئله از طریق کاربرد روش تصویری ساده می‌شود. بسیاری از آنتنهای عملی شکافدار دارای یک روزنه مسطح هستند. در نتیجه، معمولاً چنین ساده سازی تحلیل، مشکلی بوجود نمی‌آورد. در هر حال، اگر چه یک آنتن ممکن است که یک روزنه فیزیکی مسطح نداشته باشد، معهداً می‌توانیم یک سطح روزنه مسطح معادل را برایش تعریف کنیم. این روش تنها موقعی مفید است که میدانهای مماسی روی سطح شکاف معلوم باشند. در ادامه با ثابت فرض کردن توزیع میدان بر سطح شکاف مستطیلی و دایروی، پترن تشعشعی آن محاسبه شده است. تشعشع روزنه‌ای توسط اصل هایگنس که با یک روش ساده خمش و پراش امواج نوری را حول یک جسم توضیح داد، درک تشعشع روزنه‌ای را بسیار ساده کرده است. طبق اصل هایگنس در اپتیک فیزیکی هر نقطه روی یک جبهه موج به عنوان یک منبع ثانویه امواج کروی تلقی می‌شود. جبهه موج بعدی پوش این امواج ثانویه است. در شکل 5-2 نحوه ساختن یک موج صفحه‌ای و یک موج کروی ناشی از امواج ثانویه نشان داده شده است. پوش امواج ثانویه جبهه موج جدید را تشکیل می‌دهد. اپتیک هندسی (ردگیری اشعه) پیش بینی می‌کند، نوری که از یک شکاف به یک پرده می‌تابد، یک ناحیه روشن و یک ناحیه سایه کاملاً تاریک با یک مرز تیز و مشخص را بین آنها ایجاد می‌کند. چنین پیش بینی حتی برای روزنه‌های بسیار بزرگ (نسبت به یک طول موج) تقریباً صادق است. مفهوم منابع ثانویه را برای امواجی که از یک شکاف خارج می‌شوند، به کار می‌بریم. بنابراین، امواج ثانویه یک گسترش امواج و در نتیجه یک اختلاط هموار نواحی روشن و سایه را نشان می‌دهد. این اصل بطور نظری بیان شده و موسوم به اصل هایگنس یا اصل هم ارزی می‌باشد.



شکل 5-3 و 5-2: امواج ثانویه برای ایجاد جبهه امواج متوالی. (a) موج صفحه‌ای (b) موج کروی.

موج صفحه ای تابشی



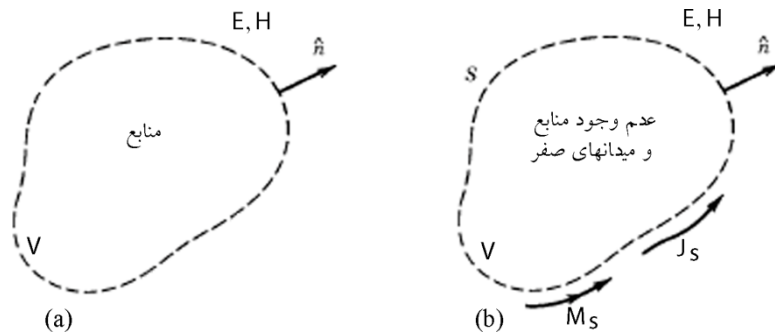
شکل 5-4: موج صفحه‌ای تابنده بزرگ شکاف در یک پرده که پراش لبه‌ای باعث گسترش تشعشعات از شکاف می‌شود.

فرض کنید که منابع الکترومغناطیسی در یک حجم V با سطح خارجی S قرار داشته باشند. بردار واحد برونسوی عمود بر سطح S در شکل 5-4 (a) نشان داده شده است. میدانهای E و H خارج از سطح را می‌توان توسط حذف منابع داخل V و استقرار چگالی جریانهای الکتریکی و مغناطیسی سطحی روی سطح S به دست آورد. به شکل 5-4 (b) رجوع شود.

$$\bar{J}_s = \hat{n} \times \bar{H}(S) \quad \text{منابع الکتریکی روی سطح (1-5)}$$

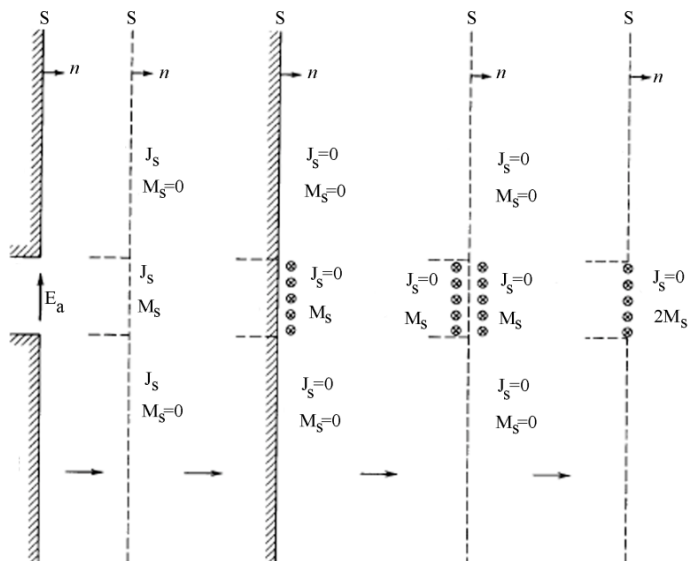
$$\bar{M}_s = \bar{E}(S) \times \hat{n} \quad \text{منابع مغناطیسی روی سطح (2-5)}$$

میدانهای $H(s)$ و $E(s)$ توسط منابع اصلی ایجاد شده و روی سطح S محاسبه شده‌اند. بنابراین، با اطلاع از میدانهای مماسی روی یک سطح ناشی از منابع اصلی، می‌توانیم میدانها را در تمام نقاط خارج از سطح از طریق کاربرد چگالی جریانهای سطحی هم ارز J_s و M_s (اغلب موسوم به منابع هایگنس) بدست آوریم.



شکل 5-5: اصل هم ارزی. (a) مسئله اصلی، (b) مسئله هم ارز.

نسبتاً بسادگی می توان این شکل قضیه هم ارزی را با میدان های صفر داخل حجم (موسوم به اصل هم ارزی لاو) اثبات کرد. این مسئله همانند هر مسئله الکترومغناطیسی توسط معادلات ماکسول و شرایط مرزی توصیف می شود. می دانیم که طبق قضیه یگانگی اگر یک تابع در یک معادله دیفرانسیل صدق کرده و شرایط مرزی مسئله را اقماع کند، تنها جواب مسئله می باشد. جواب معادلات ماکسول (شامل منابع) همراه با شرایط مرزی یگانه است. در مسئله هم ارز منابع خارج از حجم V تغییر نمی کنند، زیرا اصولاً وجود ندارند. شرایط مرزی نیز تغییر نمی کنند، همانطوری که در زیر توضیح داده خواهد شد. در مسئله هم ارز، میدان ها داخل حجم V صفر بوده و جریانهای سطحی توسط معادلات (5-1) و (5-2) داده شده اند. برای آنکه شرایط مرزی یکسان باشند، اختلاف بین میدان های داخلی و خارجی (مماس بر سطح S) باید با مسئله اصلی یکسان باشد. شرایط مرزی عبارتند از $\bar{M}_s = [\bar{E}(S) - 0] \times \hat{n}$ و $\bar{J}_s = \hat{n} \times [\bar{H}(S) - 0]$ که با معادلات (5-1) و (5-5) یکسانند. بنابراین، شرایط مرزی برای مسئله هم ارز یکسان هستند. بنابراین، میدان های خارج از حجم V در مسئله اصلی و مسئله هم ارز یکسان هستند. از آنجا که میدان ها در مسئله هم ارز در حجم V درون سطح S صفر هستند، می توانیم یک هادی کامل را روی قسمتی از این سطح قرار دهیم. چگالی جریان سطحی مغناطیسی M_s روی این قسمت از سطح صفر است، زیرا مولفه مماسی E صفر است. بنابراین، J_s روی این قسمت S برابر چگالی جریان الکتریکی واقعی بوده که روی هادی کامل القا شده و در حضور هادی تشعشع می کند. اگر یک روزنه یا دهانه در هادی وجود داشته باشد، هر دو جریان الکتریکی و مغناطیسی J_s و M_s روی دهانه وجود خواهد داشت بطور کلی، محاسبه تشعشعات ناشی از منابع روی یک سطح اختیاری شامل قسمتهای هادی مشکل است. در هر حال، اگر سطح S یک صفحه بی نهایت پهناور باشد، مسئله از طریق کاربرد روش تصویری ساده می شود. بسیاری از آنتنهای عملی شکافدار دارای یک روزنه مسطح هستند. در نتیجه، معمولاً چنین ساده سازی تحلیل، مشکلی بوجود نمی آورد. در هر حال، اگر چه یک آنتن ممکن است، که یک روزنه فیزیکی مسطح نداشته باشد، بنابراین می توانیم یک سطح روزنه مسطح معادل (S) را برایش تعریف کنیم. این روش تنها موقعی مفید است که میدان های مماسی روی S معلوم باشند. می توانیم میدان ها را در نیم فضای (مثلاً $Z > 0$) خارج از نیم فضای منبع ($Z < 0$) با استفاده از جریانهای سطحی معادل (که در فضای آزاد عمل می کنند) محاسبه کنیم. این سیستم معادل در شکل 5-6 نشان داده شده است. میدان های تشعشعی ناشی از چگالی جریان های سطحی را می توان توسط محاسبه پتانسیل برداری بدست آورد.



شکل 5-6: آرایش جریان‌های معادل برای یک سطح مسطح با روزنه.

مقایسه ای بین آنتنهای شکافدار و پیچ در جدول 5-1 آورده شده است.

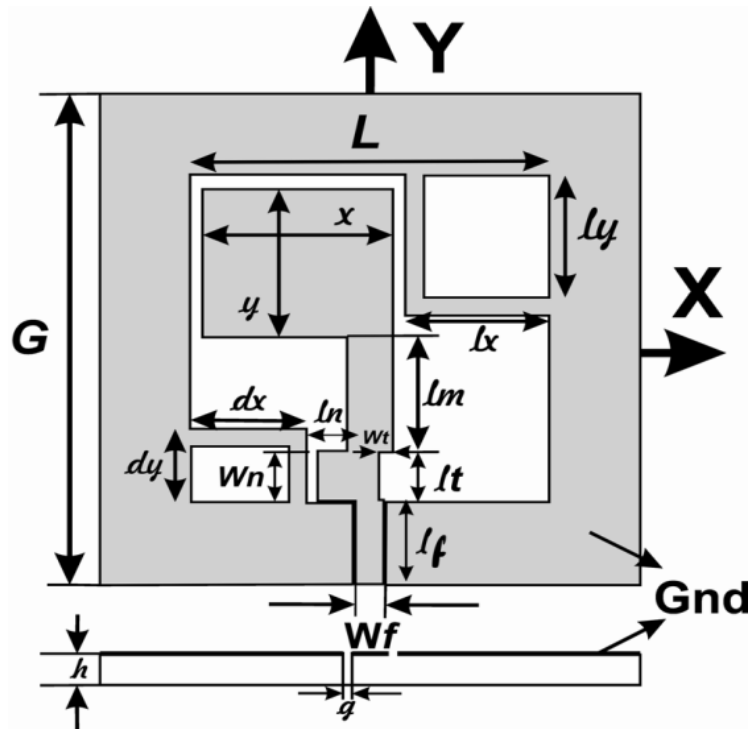
جدول 5-1 مقایسه کیفی بین آنتنهای میکرواستریپ پیچ و شکافدار

Characteristic	Patch	Slot
Tolerance in Fabrication	Critical	Not very critical
Shape Flexibility	Any shape	Limited
Radiation fields	Unidirectional	Unidirectional and omnidirectional
Bandwidth	Narrow	Wide
Spurious radiation	Moderate	Low
Cross-polarization level	Low	Very low
End-fire antenna	Not possible	Possible
Isolation between radiating elements	Fair	Good

۴-۵ آنتن شکافدار مربعی با پلاریزاسیون دایروی ارائه شده

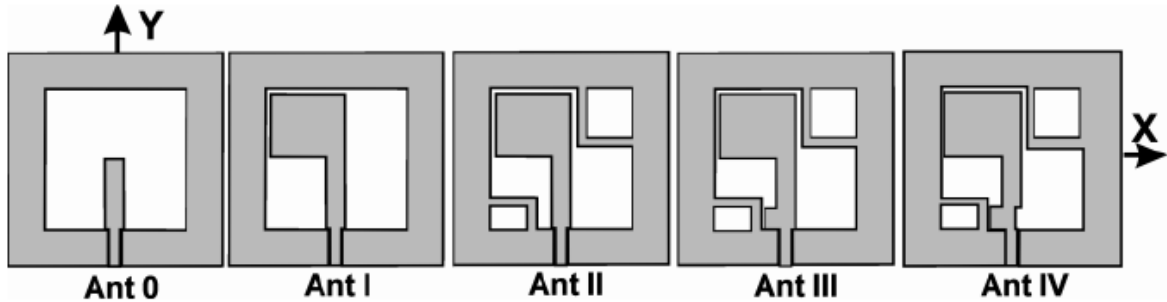
ابعاد هندسی آنتن مذکور که دارای ساختاری تک لایه و روش تغذیه ی CPW است، در شکل 5-10 به تفصیل، توضیح داده شده است. چنانچه در شکل 5-10 مشخص است، آنتن مذکور متشکل از یک پیچ اصلی مستطیلی با ابعاد $(x \times y)$ است، که به تغذیه ی اصلی با مشخصات زیر $(L_f + l_t + l_m)$ متصل شده است، هم چنین دارای دو نوار L شکل تعبیه شده در دو گوشه ی شکاف مربعی است. یک نوار مستطیلی بعنوان تیونینگ از خط تغذیه بریده شده است، و نواری مشابه نیز به خط تغذیه برای افزایش پهنای باند برای تیونینگ افزوده شده است. در حین فرآیند طراحی دو مشخصه اصلی از جمله افزایش پهنای باند و افزایش پهنای باند پلاریزاسیون دایروی مد نظر بوده است. خط تغذیه متشکل از یک پیچ مستطیلی به همراه دو نوار L شکل تعبیه شده در زمین برای افزایش پهنای باند نسبت محوری مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که، تعبیه ی پیچ مستطیلی به مکانیزم تغذیه در آنتنهای I تا IV و افزایش پارامترهای X و Y آن منجر به افزایش پهنای باند امیدداری می گردد. این در حالی

است که، ترکیب خط تغذیه با پیچ مستطیلی و تعبیه نوار L شکل که منجر به افزایش پهنای باند AR می گردند، تضمین کننده ی تطبیق امپدانسی مورد نظر نیستند. بنابراین، دو زائده مستطیلی برای تنظیم پهنای امپدانسی در ساختار تغذیه تعبیه شده است. آنتن فوق الذکر بر روی یک زیر لایه ی ارزان از نوع FR4 با مشخصات فنی تانژانت تلفات 0/024 و ضریب گذردهی الکتریکی 4/4 چاپ شده است. آنتن مذکور دارای ابعاد 60×60 میلیمتر مربع میباشد. پهنای خط تغذیه ی W_f آنتن مذکور دارای ابعاد 3 میلیمتری بوده که برای بدست آوردن امپدانس مشخصه ی 50 اهم براساس معادلات میدانی طراحی شده است. خط تغذیه ی مورد نظر دارای فاصله ی هوایی g 0/3 میلیمتر در جهت ($\pm X$ direction) بر طبق شکل 5-10 می باشد. مکانیزم پلاریزاسیون دایروی آنتن مذکور مستقیماً به دو نوار L شکل تعبیه شده در دو گوشه ی شکاف مربعی با ابعاد غیریکسان که دارای ابعاد $l_x \times l_y$ و $dx \times dy$ بستگی دارد و با افزودن این دو نوار پلاریزاسیون دایروی، پهن باند ایجاد خواهد شد.



شکل 5-7: ساختار هندسی آنتن شکاف دار مربعی ارائه شده برای کاربردهای فرابهن باند.

($G = 60, L = 40, W_f = 3, L_f = 10.3, g = 0.3, h = 0.8, l_x = 15.5, l_y = 16.5, l_n = 3.3, W_n = 6,$
 $l_t = 6, W_t = 1.5, l_m = 14, dx = 13, dy = 9, x = 21, y = 18$) (Unit mm).



شکل 8-5: چهار طرح بهبود یافته از آنتن مذکور.

۵-۵ نتایج شبیه سازی و بررسی های آزمایشگاهی آنتن اسلات ارائه شده

آنتن شکافدار شبیه سازی شده با استفاده از تکنیک مرسوم مدار چاپی ساخته شده است. کلیه ی فرآیند شبیه سازی برای آنتن مورد نظر و مطالعات پارامتریک آن توسط نرم افزار تجاری HFSS (ver.11.1) صورت گرفته است. اندازه گیری مشخصات آنتن توسط آنالیزور شبکه ی Agilent 8722ES صورت گرفته است. برای سادگی فرآیند مقایسه ی آنتن طراحی شده با آنتن های پیشین که در مراجع [78] و [85] آمده است، برخی از پارامترهای آنتن مذکور نظیر L 40 میلیمتر، G 60 میلیمتر و پهنای نوارهای زمین شده ی L شکل برابر 1 میلیمتر انتخاب شده است.

در ابتدا، برای روشن سازی فرایند طراحی، چهار طرح از آنتن فوق الذکر طبق شکل 8-5 بصورت زیر تعریف شده است:

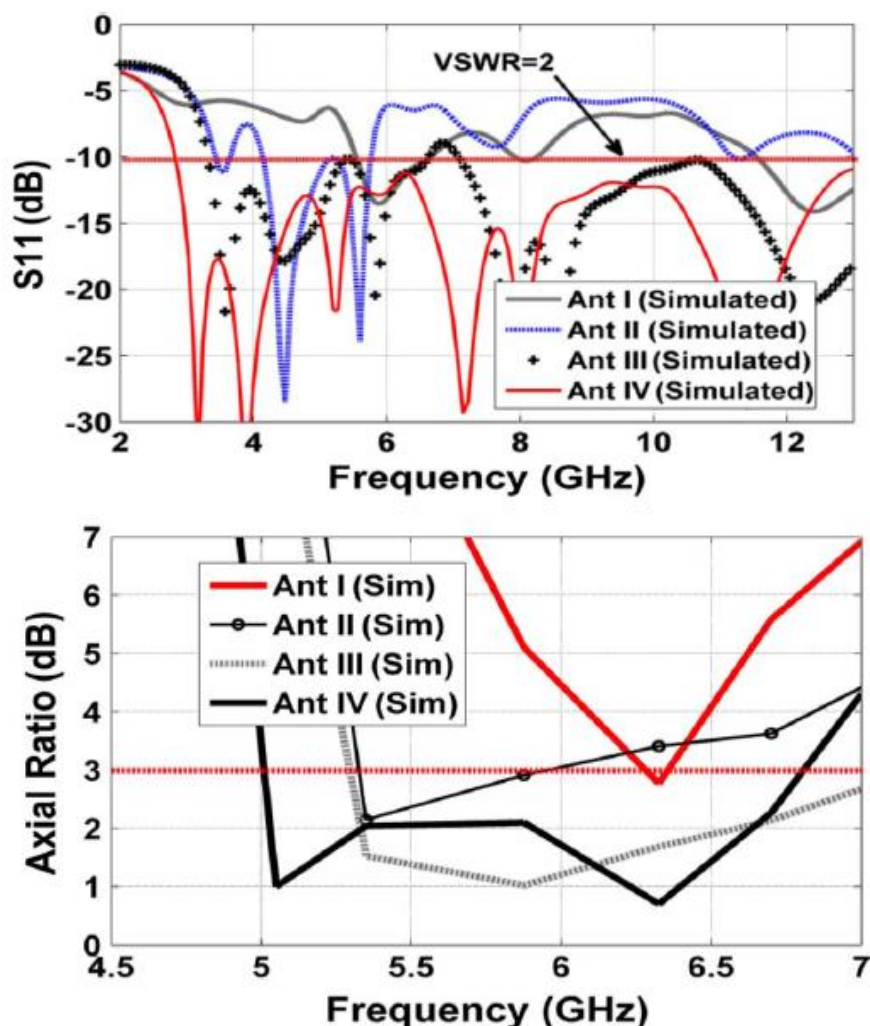
- **آنتن 1**، تنها شامل یک پچ مستطیلی افزوده شده به مکانیزم خط تغزیه است؛
- **آنتن 2**، علاوه بر پچ مستطیلی شامل دو نوار L شکل تعبیه شده در صفحه ی زمین می باشد؛
- **آنتن 3**، دارای پچ مستطیلی، دو نوار L شکل تعبیه شده در صفحه ی زمین و یک نوار تنظیم کننده ی پهنای باند امپدانسی با ابعاد $(w_n \times \ell_n)$ می باشد؛
- **آنتن 4**، نوع ارتقا یافته ی آنتنهای 1 تا 4 می باشد، که یک نوار مستطیلی بعنوان شکاف برای تطبیق امپدانسی بیشتر در ساختار خط تغزیه ایجاد شده است؛

آنتنهای 3 و 4 دارای پارامترهای اساسی $(\ell_t, w_t, \ell_n$ and $\ell_n)$ می باشند که، تنظیم این پارامترها برای دستیابی به عملکرد مورد نظر اجباری است. کلیه ی فرآیند مطالعاتی و بهینه سازی پارامترهای فوق برای دستیابی به نتیجه مطلوب یعنی حداکثر پهنای باند امپدانسی و پلاریزاسیون دایروی توسط نرم افزار HFSS صورت گرفته است. نتایج شبیه سازی نمودارهای S_{11} برای هر چهار طرح بهینه شده ی فوق الذکر در شکل 8-5 رسم شده است. چنانچه در شکل 8-5 مشخص است، تعبیه ی نوارهای L شکل در ساختار زمین تاثیر زیادی بر پهنای باند نسبت محوری یا Axial Ratio در آنتن 1 می گردد. پهنای باند Axial ratio (AR) با دامنه ی 3 دی بی بدست آمده برای آنتن 2 تقریباً برابر 12٪ بوده که محدوده فرکانسی 5/35 تا 6 گیگاهرتز را پوشش می دهد. نتایج شبیه سازی در شکل 8-5 حاکی از آنست که، ساختار نوارهای L شکل منجر به افزایش پهنای باند AR می گردد، اما تضمین کننده ی تطبیق امپدانسی مطلوب نیست. نتایج شکل 8-5 همچنین نشان می دهد که، اگر مقادیر پارامترهای نوارهای L شکل تعبیه شده در صفحه ی زمین که عبارتند از dx, dy, lx, ly برابر 15 میلیمتر که $0.375 L$ اندازه ی شکاف مربعی است، انتخاب گردد پهنای باند پلاریزاسیون دایروی به اندازه ی 0٪ کاهش خواهد یافت [78]-[85].

در طی شبیه سازی و اندازه گیری های گسترده نتیجه ی حاصل حاکی از آنست که با افزایش مقادیر lx, ly و کاهش مقادیر dx و dy بر پایه ی نتایج ثبت شده در جدول 2-5 نتنها پهنای باند Axial Ratio تا 12٪ افزایش خواهد یافت بلکه سبب بهبود پهنای باند امپدانسی در فرکانسهای پایین از 4 تا 6 گیگاهرتز خواهد گردید. از این رو برای حل مشکل باریک بودن پهنای باند امپدانسی، از میان تکنیکهای مختلف ارائه شده، تکنیک تغییر ساختار خط تغزیه از طریق حذف بخشی از خط تغزیه

انتخاب گردیده و همچنین تکنیک افزودن نوار مستطیلی برای کنترل پهنای باند برای نخستین بار استفاده شده است، که این تغییرات بر روی آنتن مذکور با نام های آنتن 3 و آنتن 4 نام گذاری شده اند.

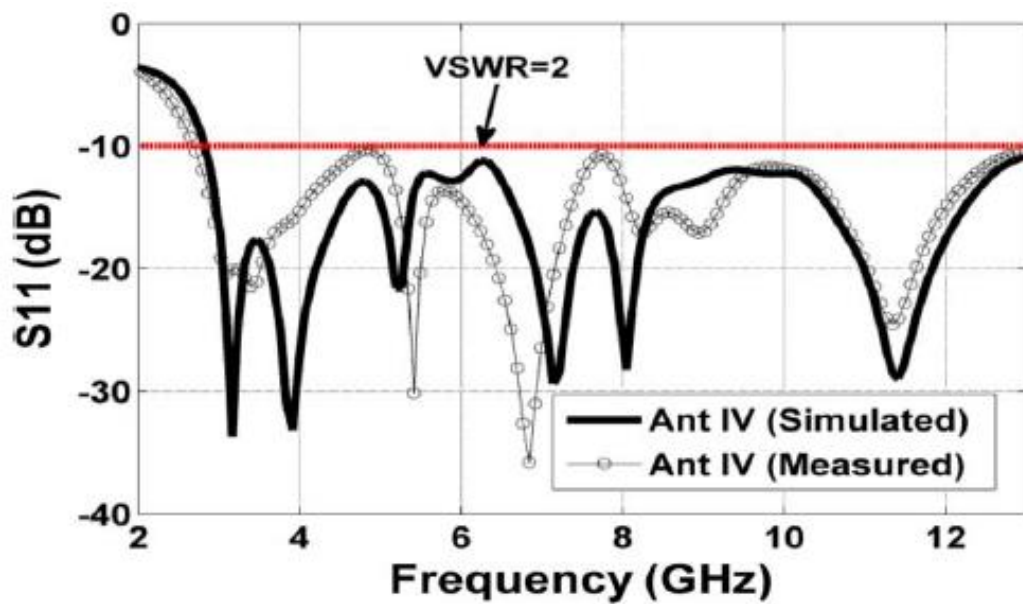
نتایج شبیه سازی نشان می دهند، در صورتیکه بخشی از خط تغذیه به سمت چپ با طول l_n و پهنای w_n گسترده گردد، سبب بهبود قابل توجه پهنای باند امپدانسی خواهد گردید. چنانچه که در شکل های 5-8 و 9-5 مشخص است، نمودار Axial Ratio آنتن 3 بسیار شبیه به آنتن 4 بوده، اما تغییرات نمودارهای S_{11} بسیار متفاوت می باشد. پهنای باند Axial Ratio بدست آمده برای آنتن 3 برابر 31٪ در محدوده ی 5/28 تا 7/2 می باشد.



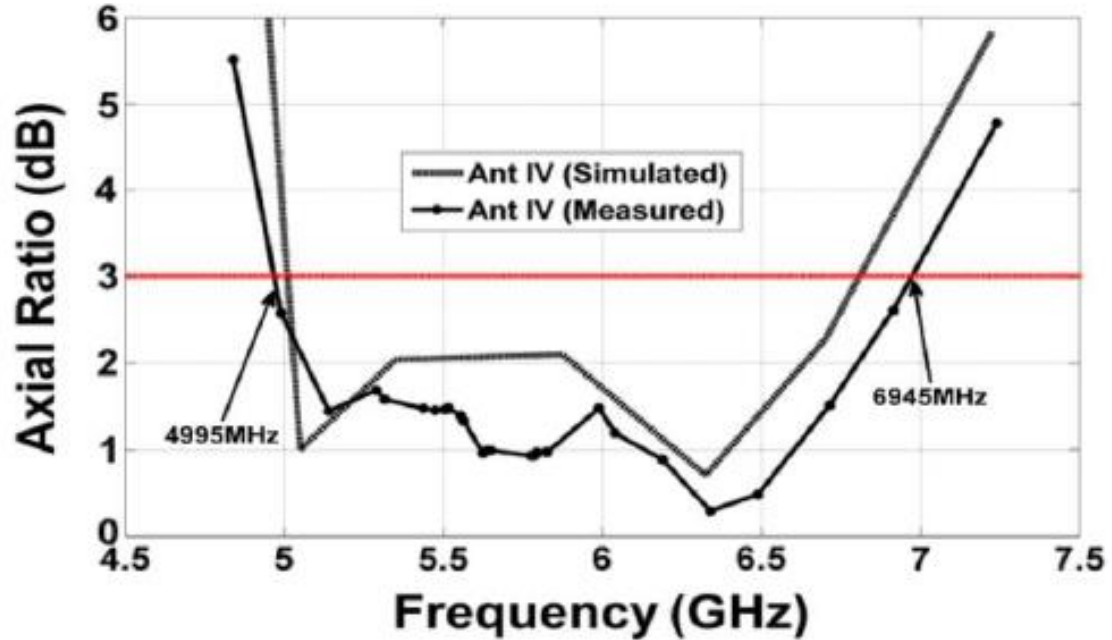
شکل 5-9: نتایج شبیه سازی S_{11} و AR برای آنتن های 1 تا 4.

مقادیر پارامترهای نوار تنظیم کننده ی امپدانس برابر 3/3 میلیمتری ln و پهنای آن نیز در 6 میلیمتر تثبیت شده که منجر به تشکیل باندهای 6/6-3/4 گیگاهرتز Band I و 13-7/2 گیگاهرتز Band II می گردد. شبیه سازی ها نشان می دهد، پهنای باند امپدانسی بدست آمده برای آنتن 3 مطلوب نبوده، بر همین اساس شکافی نواری در ساختار تغذیه به سمت چپ با پهنای w_n 1/5 میلیمتری افزوده شده است. با تنظیم پارامترهای این شکاف با مقادیر l_t 6 میلیمتر و w_t 1/5 میلیمتر که توسط نرم افزار HFSS صورت گرفته پهنای باند امپدانسی آنتن 3 که با نام آنتن 4 نامیده می شود و تا 130٪ در محدوده ی 2/8 تا 13 گیگاهرتز افزایش

خواهد یافت و دارای پهنای باند AR 8/29% در محدوده فرکانسی 5 تا 6/75 گیگاهرتز خواهد بود. شکل 5-10 حاکی از تطابق مناسبی بین نتایج شبیه سازی و اندازه گیری نمودارهای S_{11} برای آنتن 4 با مقادیر بهینه شده براساس جدول 5-2 می باشد. همچنین شکل فوق نشان می دهد که، پهنای باند امپدانسی اندازه گیری شده برای آنتن 4 محدوده فرکانسی 2/64 تا 13 گیگا هرتز و پهنای باند پلاریزاسیون دایروی آن 32/2٪ بوده که محدوده فرکانسی 4993 تا 6945 مگاهرتز را پوشش می دهد. براساس نتایج بدست آمده، اگر هردو تکنیک افزایش پهنای باند که عبارت است از افزودن و کاستن زائده ها به ساختار تغذیه، نشان می دهد در صورتیکه بدرستی پهنای این زائده ها بدرستی تنظیم گردد، نتنها منجر به افزایش کوپلینگ ما بین خط تغذیه و نوارهای L شکل می گردد، بلکه منجر به آشفتگی توزیع جریان در شکاف مربعی میگردد، که سبب شیفت پهنای باند Axial Ratio به سمت فرکانس های پایین تر می گردد، که به وضوح در شکل 5-10 قابل رویت است. عکس آنتن ساخته شده ی فوق الذکر در شکل 5-11 نشان داده شده است.

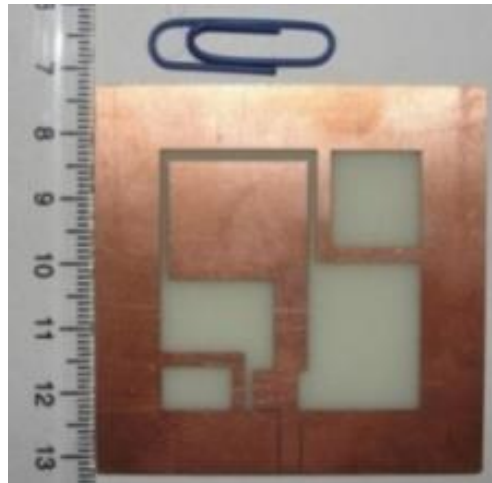


الف



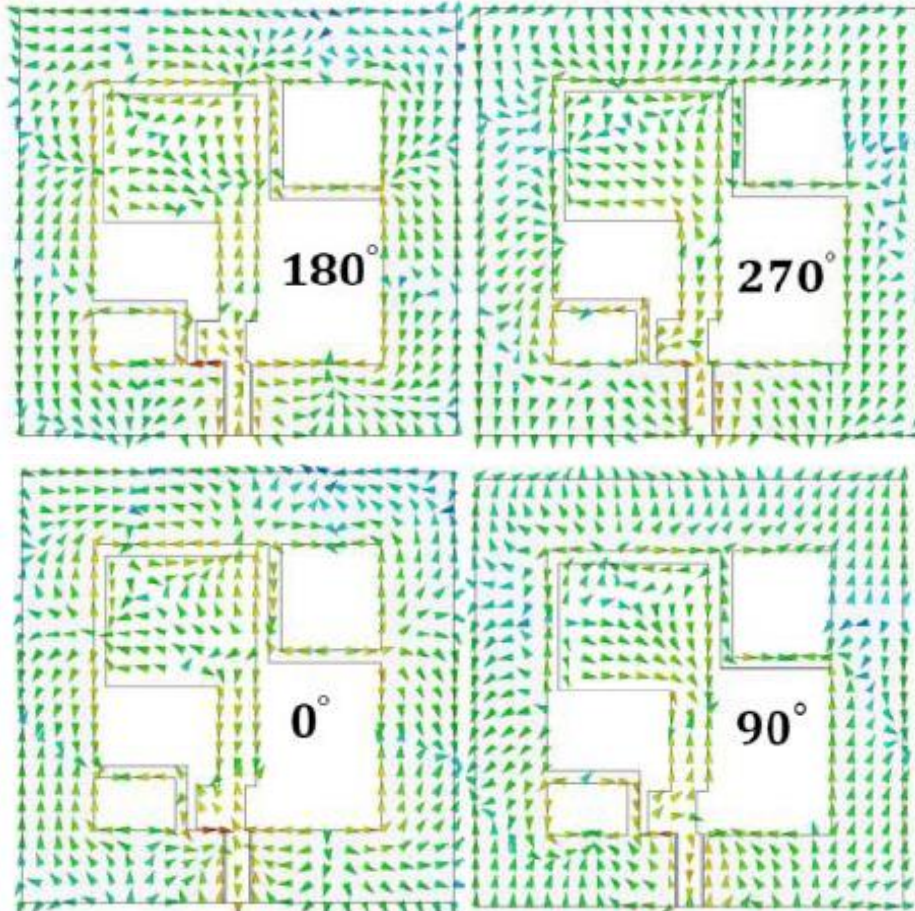
ب

شکل 5-10: نتایج شبیه سازی و اندازه گیری: الف) S_{11} و ب) AR برای آنتن 4.



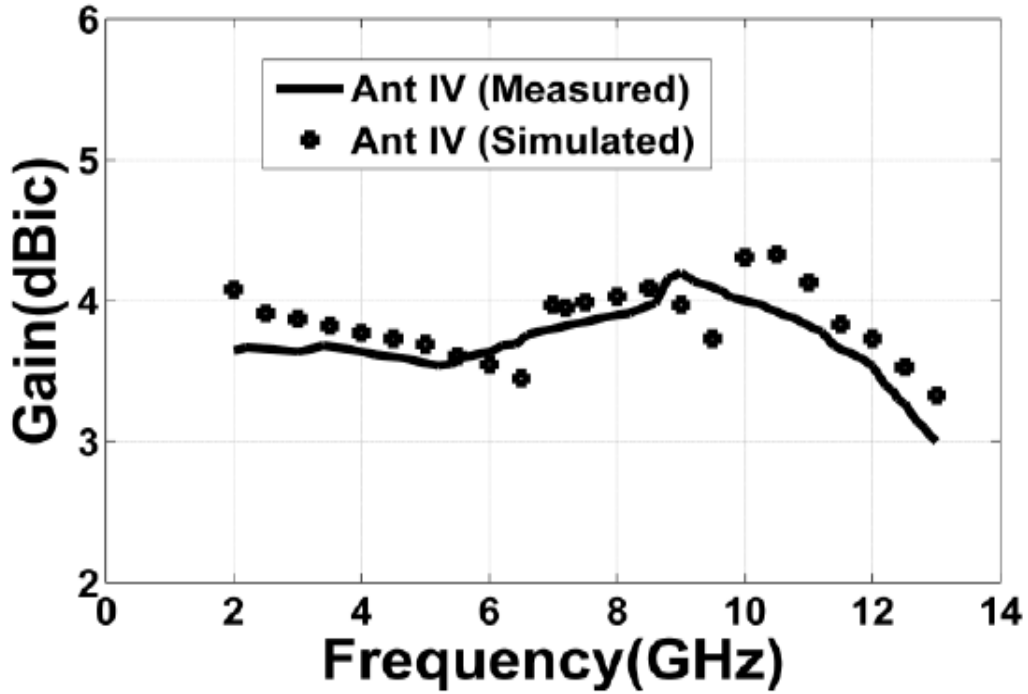
شکل 5-11: عکس آنتن 4 ساخته شده ی فوق الذکر بروش تکنیک مدار چاپی.

توزیع جریانهای سطحی تغییر پذیر با زمان آنتن 4 در فرکانس 6/42 گیگاهرتز (شکل 5-16)، فرکانسی که کمترین مقدار AR را داراست، حاکی از آنست که این جریان ها بترتیب در فازهای 180 درجه و 270 درجه دارای دامنه یکسان ولی جهت های عکس هم در فازهای صفر درجه و 90 درجه می باشند. جریانهای سطحی نشان می دهند، در صورتیکه این جریانها در جهت گردش عقربه های ساعت بگردند، پلاریزاسیون دایروی تولیدی راستگرد و در غیر اینصورت چپگرد خواهد بود.



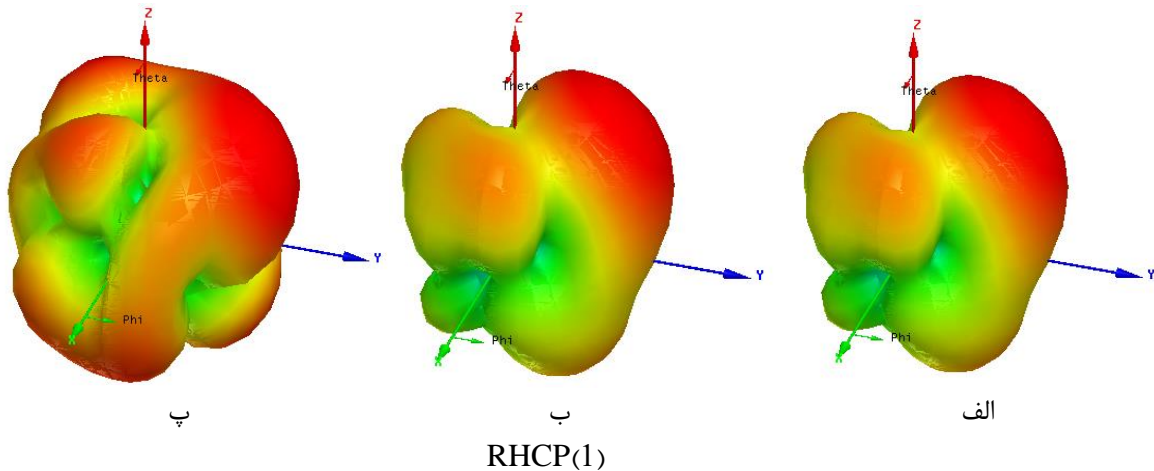
شکل 5-12: توزیع جریانهای سطحی در ساختار آنتن 4 در فرکانس 6/42 گیگاهرتز.

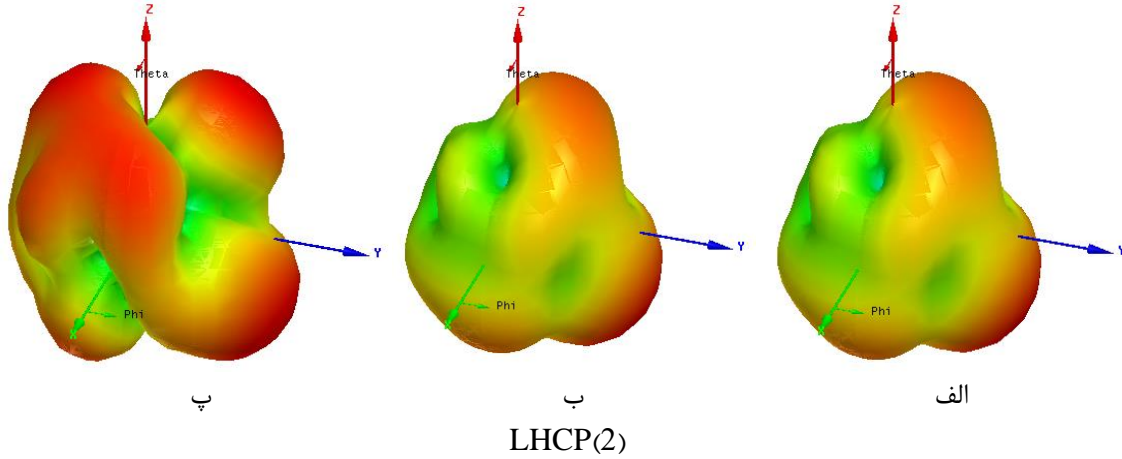
شکل 5-13، ماکزیمم گین اندازه گیری و شبیه سازی شده را برای آنتن 4 ساخته شده را نشان می دهد، که حاکی از تطابق هر دوی این نتایج می باشد. هر دوی مقادیر ماکزیمم گین اندازه گیری و شبیه سازی شده در محدوده فرکانسی 4993-6945 مگاهرتز که محدوده ی پلاریزاسیون دایروی آنتن فوق الذکر است بین 3 تا 4/13 $dBic$ می باشد.



شکل 5-13: نتایج گین شبیه سازی و اندازه گیری شده برای آنتن 4 در راستای محور Z.

با توجه به اینکه آنتنهای شکاف دار دو جهته هستند، آنتن فوق در جهت مثبت محور Z پلاریزاسیون چپگرد و برای جهت منفی محور Z دارای پلاریزاسیون راستگرد خواهد بود و شکل 5-14 نتایج شبیه سازی پترن تشعشی سه بعدی را برای آنتن موردنظر را نشان میدهد که حاکی از دو جهته بودن پترن آنتن مورد نظر است. شکل 5-15، نتایج اندازه گیری پترنهای تشعشی نرمالیزه شده را برای آنتن 4 را نشان می دهد. یادآوری این نکته جالب توجه است که، آنتن شکاف دار مربعی ارائه شده در این پایان نامه دارای پهنای باند 132٪ که بترتیب 4 برابر مرجع [78] و 2 برابر پهنای باند امپدانسی مرجع [85]، [87] می باشد. این در حالی است که، تمامی آنتنهای فوق از تکنیکهایی مشابه در طراحی خود بهره جسته اند. علاوه بر این، آنتن فوق الذکر دارای 32/2٪ پلاریزاسیون دایروی است، که برابر پهنای پلاریزاسیون دایروی مرجع [78] بوده و 16٪ کوچکتر از پهنای باند پلاریزاسیون دایروی در مرجع [85] می باشد.



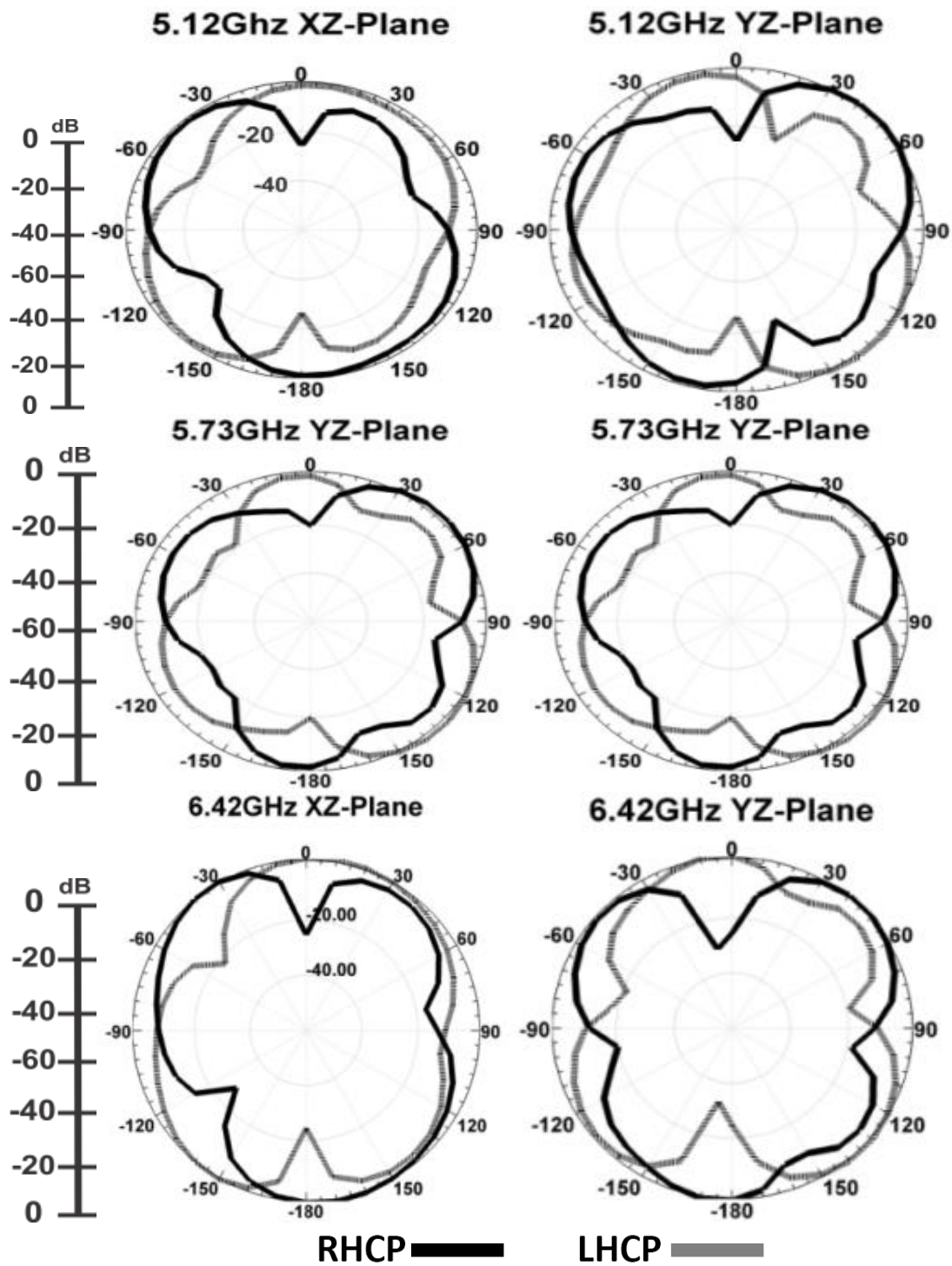


شکل 5-14: پترن تشعشعی سه بعدی آنتن 4، RHCP (1) و LHCP (2) در فرکانسهای: (الف) 5/12، (ب) 5/73، (پ) 6/42 گیگاهرتز.

جدول 5-2

خلاصه ی نتایج اندازه گیری و شبیه سازی شده برای آنتنهای شکاف دار 1 تا 4 مذکور با طراحی جدید
 $(\epsilon_r = 4.4, \tan\delta = 0.024, h = 0.8\text{mm}, G = 60\text{mm}, L = 40\text{mm}, w_f = 3\text{mm}, g = 0.3\text{mm})$

	l_x mm	l_y mm	dx mm	dy mm	Wt mm	lt mm	Wn mm	ln mm	BW	f_c MHz	$3dB\ ARBW$ GHz, %
									$(VSWR = 2)$ $f_l - f_u, MHz$		
Ant I	0	0	0	0	0	0	0	0	5446-6824 1154-1362	0	0
Ant II	15.5 (0.387L)	16.5 (0.412L)	21 (1.9L)	13 (0.325L)	1.5 (0.037L)	6 (0.151L)	6	3.3	4021-5824	5652	12
Ant III	15.5 (0.387L)	16.5 (0.412L)	21 (1.9L)	13 (0.325L)	1.5 (0.037L)	6 (0.151L)	6	3.3	3421-6610 7202-1305	6240	31
Ant IV (Simulated)	15.5	16.5	21	13	1.5	6	6	3.3	2844-13045	5919	29.8
Ant IV (Measured)	15.5	16.5	21	13	1.5	6	6	3.3	2674-13124	5969	32.2
Ref.[1]	15	15	15	15	0	0	0	0	1600-3055	2665	27.4
Ref.[8]	15	15	15	15	0	0	0	0	2023-3421	2745	48.8
Ref.[10]	15	15	15	15	1.5	6	6	4.8	2000-7071	3575	85



شکل 5-15: پترن تشعشعی اندازه گیری شده برای آنتن 4 ساخته شده در فرکانس های 5/12، 5/73، 6/42 گیگاهرتز

۵-۶ نتیجه گیری

در این فصل به بررسی طرح جدیدی از آنتن شکافدار مربعی با پلاریزاسیون دایروی ارائه شده در این پایان نامه برای کاربرد های فراپهن باند، که دارای ساختاری بسیار ساده، پهنای باند امپدانسی 132٪ و پلاریزاسیون دایروی 32/2٪ بود، پرداختیم. برای تولید پلاریزاسیون دایروی از تکنیک تعبیه ی نوارهای L شکل بهره جسته و برای افزایش پهنای باند امپدانسی نیز از زائده های تعبیه شده در ساختار تغذیه بهره جستم. نتایج بدست آمده برای آنتن ارائه شده نشان داد که، تغییر ساختار خط تغذیه نقشی مهم و حیاتی در افزایش پهنای باند امپدانسی داشته است. ماکزیمم گین اندازه گیری شده برای آنتن مذکور برابر 4/2 dBi بود. در انتها نتایج آزمایشگاهی بدست آمده نشان میدهد که، آنتن فوق برای کاربردهای فراپهن باند مناسب بوده و همچنین برای تکنولوژی IEEE 802.11a با پلاریزاسیون دایروی مناسب می باشد.

فصل ششم

پیشنهادهای

هندسه ی فراکتالی برای نخستین بار در سال 1975 بعنوان راهی برای تعریف ریاضی وار ساختارهایی که بعد آنها نمی تواند به عددی کامل محدود شود ارائه شده است. این ساختارها در گذشته برای بررسی ساختارهای پیچیده موجود در طبیعت که با استفاده از ساختارهای اقلیدسی تحلیل آنها مشکل بوده مورد استفاده قرار گرفته اند. این مثال ها در طبیعت عبارتند از طول خطوط ساحلی، چگالی ابرها و شاخه ها و برگهای درختان.

همچنان که طبیعت به ساختارهای هندسه ی اقلیدسی محدود نشده طراحی آنتن نیز نباید در ساختارهای اقلیدسی محدود گردد. جستجو در ساختارهایی که ابعاد آنها در اعداد صحیح محدود نشده است منجر به طراحی ساختارهایی هندسی با خصوصیات بهبود یافته، در مقایسه با سایر ساختارها نظیر هندسه ی اقلیدسی تا به امروز شده است. در این پایان نامه مجموعه ای از چند ساختار فراکتالی نوین ساخته شده بعنوان آنتن، حکایت از باز بودن افقهای مهندسی آنتن برای هندسه ی فراکتالی را دارد. خصوصیات فراکتال ها حاکی از امکان مینیاتوریزه کردن آنتنها و بهبود امپدانس ورودی در مقایسه با سایر ساختارها را دارد. برخی از فراکتال ها در صورت طراحی به عنوان آنتن ننتنها دارای خصوصیات چندباند می باشند بلکه بنا به ساختارشان تنها باندهای خاصی را برای کل باند پوشش می دهند. در این پایان نامه مینیاتوریزه کردن آنتنها تنها برای فراکتال حلقوی و فراکتال فیثاغورس تغییر یافته مورد بررسی قرار گرفته است. تعداد بسیار زیادی از فراکتال ها قابلیت استفاده در ای پایان نامه را داشتند که تنها دو مورد برای طراحی استفاده شدند. سه نمونه از فراکتال حلقوی برای بررسی حالت چند باند، بهبود امپدانس ورودی و کاهش سایز مورد استفاده قرار گرفتند. مزیت اولیه ی استفاده از فراکتال حلقوی چگونه یک فراکتال می تواند سبب مینیاتوریزه کردن ابعاد آنتن گردد می باشد. با استفاده از ساختار فراکتال حلقوی ابعاد آنتن تا 56٪ کاهش یافته و دارای ساختاری مینیاتوریزه در مقایسه با سایر آنتن های چند باند می گردد. دومین مزیت استفاده از این فراکتال خاصیت خودتشابهی آن است که منجر به حالت چندباندگی این آنتن می گردد که منجر به پوشش Wimax و WLAN و Bluetooth می گردد.

دومین فراکتال استفاده شده فراکتال تغییر یافته ی فیثاغورس می باشد که با طراحی مجدد این فراکتال ننتنها ابعاد آن کاهش یافته بلکه مشکل این فراکتال که با افزایش مراحل فراکتال انگشتان این فراکتال با هم همپوشانی پیدا می کردند حل شده است. دلیل طراحی پنج آنتن جدید با این فراکتال بدست آوردن روشی موثر جدید برای طراحی آنتن های مینیاتوریزه بوده و همچنین بررسی ویژگی های ساختاری فراکتال مذکور در طراحی آنتن بوده است. همچنین در طراحی های ارائه شده، هدف طراح بررسی ویژگی های خودتشابهی فراکتال برای کاربردهای چندباند و چند رزونانسه بوده است. بررسی جریان های سطحی این آنتن ها در مطالعات شبیه سازی دید کلی از اینکه کدام یک از بخش آنتن منجر به خاصیت چند باند و چند رزونانسه می شود را ارائه می دهد.

بنابراین فراکتال‌ها اساساً برای کاربردهای منحصر بفردی بدلیل خصوصیات منحصر بفردشان نظیر خودتشابهی، صفحه پرکن و خصوصیات بهبود امیدانسی می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند. یکی از کاربردهای ای فراکتال‌ها استفاده از این ساختارها در طراحی سطوح انتخابگر فرکانسی است که میتواند در آینده از آن استفاده شود.

در انتها با بررسی آنتنهای اسلات مربعی، طراح سعی کرده آنتنی جدید با استفاده از ساختارهای اقلیدسی ارائه دهد که منجر به افزایش پهنای باند از طریق افزایش کوپلینگ بین زمین و پیچ تشعشعی شده است. سپس با استفاده از تکنیک استفاده از زائده‌های L شکل پلاریزاسیون دایروی برای محدوده فرکانسی 4 تا 7 گیگاهرتز طراحی شده تا آنتن دارای پلاریزاسیون دوگانه بوده و همچنین دارای پهنای باند امیدانسی برای محدوده فرکانسی 2/6 تا 13 گیگاهرتز باشد که در مقایسه با سایر ساختارهای ارائه شده دارای پهنای باندی 132٪ است که 70٪ بهبود را نشان می‌دهد.

References

1. Fractal antennas: Design, Characterizations, and Applications, J.Gianvittorio, UCLA, 2000.
2. A.J. Crilly, R.A. Earnshaw, H. Jones, editors. *Applications of Fractals and Chaos: the Shape of Things*, Berlin: Springer-Verlag, 1993.
3. C. Puente, J. Romeu, R. Bartoleme, and R. Pous, "Fractal multiband antenna based on Sierpinski gasket," *Electron. Lett.*, vol. 32, pp. 1-2, 1996.
4. C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, "On the behavior of the Sierpinski multiband fractal antenna," *IEEE Trans. Ant. Propagat.*, vol. 46, pp. 517-524, 1998.
5. N. Cohen, "Fractal antenna applications in wireless telecommunications," in *Professional Program Proc. of Electronics Industries Forum of New England*, 1997, IEEE, pp. 43-49, 1997.
6. C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, J. Ramis, and A. Hijazo, "Small but long Koch fractal monopole," *Electron. Lett.*, vol. 34, pp. 9-10, 1998.
7. B.B. Mandelbrot, *The Fractal Geometry of Nature*, New York: W.H. Freeman, 1983.
8. H.O. Peitgen, H. Jurgens, and D. Saupe, *Chaos and Fractals: New Frontiers of Science*, New York: Springer-Verlag, 1992.
9. K.J. Falconer, *Fractal Geometry: Mathematical Foundations and Applications*, New York: Wiley, 1990.
10. G.P. Cherepanov, A.S. Balankin, and V.S. Ivanova, "Fractal fracture mechanics, *Engineering Fracture Mechanics*, vol. 51, pp. 997-1033, 1995.
11. J.H. Jeng, V.V. Varadan, and V.K. varadan, "Fractal finite element mesh generation for vibration problems," *J. Acous. Soc. Amer.*, vol. 82, pp. 1829-1833, 1987.
12. A.E. Jacquin, "Fractal image coding: A review," *Proc. IEEE*, vol. 81, pp. 1451-1465, 1993.
13. B. Wohlberg and G. DeJager, "Review of the fractal image coding literature," *IEEE Trans. Image Processing*, vol. 8, pp. 1716-1729, 1999.
14. M.F. Barnsley and L.P. Hurd, *Fractal Image Compression*, Wellesley, MA: A.K.Peters, 1993.
15. هلاله ابراهيم زاده، پروژه ی کارشناسی ارشد، 1389، دانشگاه ارومیه، ارومیه، ایران
16. D.L. Jaggard, "Fractal electrodynamics: Wave interactions with discretely selfsimilar structures," in *Electromagnetic Symmetry*, Taylor, pp. 231-280, 1995.
17. D.L. Jaggard, "On fractal electrodynamics," in *Recent Advances in Electromagnetic Theory*, Springer Verlag, pp. 183-224, 1990.
18. D.L. Jaggard, "Fractal electrodynamics: From super antennas to superlattices," *Fractals in Engineering*, Springer, pp. 204-221, 1997.
19. J. Romeu and Y. Rahmat-Samii, "Dual band FSS with fractal elements," *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 702-703, 1999.
20. S. G. Sankaran, "A Brief Overview of Wireless Systems and Standards." *Atheros Communications. USA2007*.
21. S. A. Schelkunoff, "Electromagnetic Waves," New York, Van Nostrand, 1943.
22. S. A. Schelkunoff, "Advanced Antenna Theory," New York, Wiley, 1952.
23. V. H. Rumsey, "Frequency Independent antennas," New York, Academic Press, 1966.
24. P. E. Mayes, "Frequency-Independent Antennas and Broadband Derivatives Thereof," *Proc. Of the IEEE*, vol. 80, No. 1, pp. 103-112, Jan1992.
25. J. D. Dyson, "The Equiangular Spiral Antennas." *IRE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. AP-7, pp. 181-187, April1959.
26. H. G. Booker, "Slot Aerials and their Relation to Complementary Wire Aerials," *Journal of IEEE(London)*, vol. 93, part IIIA, No. 4, pp. 620-626, April1946.
27. Y. Mushiaka, "The Input Impedance of Slit Antennas," *IEE of Japan*, vol. 69(3), pp. 87-88, 1949.

28. J. D. S. Langley, P. S. Hall, P. Newham, "Balanced antipodal Vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays," *IEE Proc. Microwaves, Antennas and propagation*, vol. 143, pp. 97-102, April 1996.
29. K. S. Yngvesson, "Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substates," *IEEE Trans. On Antennas and Propag.*, vol. 33, no. 12, pp. 1392-1400, Dec 1985.
30. R. Eshtiaghi; "Study of the printed elliptical monopole antennas and design a new one"; MSc Thesis, Urmia University, 2009, Urmia, Iran.
31. K. P. Ray, "Design aspects of printed monopole antennas for ultra-wide band applications," *International journal of antennas and propagation* 2008.
32. K. Kim, S. Park, "Analysis of the small band-rejected antenna with the parasitic strip for UWB," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 6, 2006.
33. N. Azenoui, H. Yang, "printed crescent patch antenna for Ultra wideband Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.*, vol. 6, 2007.
34. G. Yuan, O. Ban-Leong, P. Popov, "Band-notched ultra-wideband ring monopole antenna," *Microwave and Optical Tech.Lett.*, vol. 48, no. 1, Jan 2006.
35. Ch. Huang, W. Hsia, "Planar ultra-wideband antenna with a frequency notch characteristic," *Microwave and Optical Tech.Lett.*, vol. 49, no. 2, Feb 2007.
36. A. M. Abbosh, A. E. Bialkowski, "Design of ultra-wideband planar monopole antennas of circular and elliptical shape," *IEEE Trans on antennas and Propag.*, vol. 46, no. 1, Jan 2008.
37. D. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd. New York: Wiley, 2005.
38. C. Balanis, *Antenna Theory; Analysis and Design*, Third ed. New York: Wiley, 2005.
39. M. N. Suma, R. K. Raj, P. C. Bybi, and P. Mohanan, "A compact dualband planar monopole antenna for DCS/2.4-GHZ WLAN applications," *IEEE Microw. Wireless Component. Lett.*, vol. 16, no. 5, pp. 275-277, 2006.
40. H. Wang and M. Zheng, "Triple-band wireless local area network monopole antennas," *IEE Proc. Microw. Antennas*, vol. 2, no. 40, pp. 367-372, 2008.
41. C. Y. Pan, T. S. Horng, W. S. Chen, and C. H. Huang, "Dual wideband printed monopole antenna for wlan/wimax applications," *IEEE Antennas. Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, no. 15, pp. 149-151, 2007.
42. F. J. Wang, X. Yang, I. Zheng, G. P. Gao, "A band-notched ring monopole antenna," *Microwave and Optical Tech.Lett.*, vol. 50, no. 7, pp. 1882-1884, Apr 2008.
43. J. Kim, W. Son, W. S. Lee, and J. W. Yu, "Integrated planar monopole antenna with microstrip-ring resonator," *Proc. Int. Conf. Antennas and Propag.*, 2007.
44. A. M. Abbosh, "Ultra wideband planar antenna with spurline for subband rejection," *Microwave and Optical Tech.Lett.*, vol. 50, no. 3, March 2008.
45. K. Ray and Y. Rang, "Ultrawideband printed elliptical monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, 2007.
46. A. M. Abbosh and E. Bialkowski, "Design of ultrawideband planar monopole antennas of circular and elliptical shape," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 1, pp. 17-23, 2008.
47. J. H. Jung, H. Choo, and I. Park, "Design and performance of small electromagnetically coupled monopole antenna for broadband operation," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 2, pp. 536-541, 2006.
48. G. Augustin, S. V. Shynu, P. Mohanan, C. K. Aanandan, and K. Vasudevan, "Compact dual-band antenna for wireless access point," *Electron. Lett.*, vol. 42, no. 9, 2006.
49. Y. Gao, B. Ooi, A. Popov, and C. Sing, "Dualband hybrid antenna for wlan applications," *In Proc. Int. Conf. Antennas and Propag.*, pp. 276-980, 2006.
50. K. L. Wong, *Planar Antennas for Wireless Communications*. Hoboken, NJ: Wiley, 2003.
51. Y. L. Kuo and K. L. Wong, "Printed double-T monopole antenna for 2.4/5.2 GHz dual-band WLAN operations," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 9, pp. 2187-2192, Sep. 2003.
52. H. D. Chen, J. S. Chen, and Y. T. Cheng, "Modified inverted-L monopole antenna for 2.4/5 GHz dual-band operations," *Electron. Lett.*, vol. 39, pp. 1567-1568, Oct. 2003.

53. B. S. Yildirim, "Low-profile and planar antenna suitable for WLAN/ Bluetooth and UWB application," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 438–441, 2006.
54. W. C. Liu, "Wideband dual-frequency double inverted-L CPW-fed monopole antenna for WLAN application," *IEE Proc. Microw., Antennas Propag.*, vol. 152, pp. 505–510, 2005.
55. T. H. Kim and D. C. Park, "Compact dual-band antenna with double L-slits for WLAN operations," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 249–252, 2005.
56. J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3500–3504, Nov. 2005.
57. R. Eshtiaghi, J. Nourinia, and C. Ghobadi, "Electromagnetically coupled band-notched elliptical monopole antenna for UWB applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1397–1402, Apr. 2010.
58. H. Tang, R. Donnan, and C. Parini, "Printed multiple ring fractal antennas," in *Proc. Int. Conf. Commun., Circuits Syst.*, May 27–30, 2005, vol. 1, pp. 489–492.
59. C. T. P. Song, P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 4, pp. 722–729, Apr. 2003.
60. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shirzad, "Multiband ring fractal antenna for mobile devices," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 863–866, 2010.
61. B. Manimegalai, S. Raju, and V. Abhaikumar, "A multifractal cantor antenna for multiband wireless applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 359–362, 2009.
62. C. T. P. Song, P. S. Hall, and H. Ghafouri-Shiraz, "Multiband multiple ring monopole antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. pp. 722–729, Apr. 2003.
63. S. R. Best, "The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 1, pp. 112–115, 2002.
64. M. Nagshavarian-Jahromi, "Novel wideband planar fractal monopole antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 12, pp. 3844–3849, Dec. 2009.
65. J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Fractal antennas: A novel antenna miniaturization technique, and applications," *IEEE Antenna Propag. Mag.*, vol. 44, no. 1, pp. 20–36, Feb. 2002.
66. C. Puente-Baliarda, J. Romeu, and A. Cardama, "The Koch monopole: A small fractal antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 11, pp. 1773–1781, Nov. 2000.
67. J. M. Gonzalez-Arbesu, S. Blanch, and J. Romeu, "Are space-filling curves efficient small antennas?," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 147–150, 2003.
68. K. J. Vinoy, J. K. Abraham, and V. K. Varadan, "Fractal dimension and frequency response of fractal shaped antennas," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jun. 2003, vol. 4, pp. 222–225.
69. S. Elaydi, *Discrete Chaos: With Applications in Science and Engineering*, 1st ed. Boca Raton, FL: Chapman & Hall/CRC, 2008, p. 293.
70. "Pythagoras tree," [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Pythagoras_tree
71. "De boom van Pythagoras," (in German) 2005 [Online]. Available: <http://www.wisfaq.nl/show3archive.asp?id=32367&j=2005>.
72. G. Jacquenot, "Pythagoras tree," 2010 [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/26816pythagoras-tree>
73. Z. N. Chen, X. H. Wu, J. F. Li, N. Yang, and M. Y. W. Chia, "Considerations for source pulses and antennas in UWB radio systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 7, pp. 1739–1748, Jul. 2004.
74. K. Chung, S. Hong, and J. Choi, "Ultra wide-band printed monopole antenna with band-notch filters," *Microw., Antennas Propag.*, vol. 1, no. 2, pp. 518–522, 2007.
75. T. G. Ma and S. K. Jeng, "Planar miniature tapered-slot-fed annular slot antennas for ultra wide-band radios," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 3, pp. 1194–1202, Mar. 2005.

76. D. D. Krishna, M. Gopikrishna, C. K. Aanandan, P. Mohanan, and K. Vasudevan, "Ultra-wideband slot antenna for wireless USB dongle applications," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 18, pp. 1057–1058, 2008.
77. J. Y. Sze and C. C. Chang, "Circularly polarized square slot antenna with a pair of inverted-L grounded strips," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 149–151, 2008.
78. J.-Y. Sze, K.-L. Wong, and C.-C. Huang, "Coplanar waveguide-fed square slot antenna for broadband circularly polarized radiation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 2141–2144, Aug. 2003.
79. R. P. Xu, X. D. Huang, and C. H. Cheng, "Broadband circularly polarized wide-slot antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, pp. 1005–1007, May 2007.
80. I. C. Deng, J. B. Chen, Q. X. Ke, J. R. Chang, W. F. Chang, and Y. T. King, "A circular CPW-fed slot antenna for broadband circularly polarized radiation," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, pp. 2728–2733, Nov. 2007.
81. Y. B. Chen, X. F. Liu, Y. C. Jiao, and F. S. Zhang, "CPW-fed broadband circularly polarised square slot antenna," *Electron Lett.*, vol. 42, pp. 1074–1075, Sep. 2006.
82. C. Chen and E. K. N. Yung, "Dual-band dual-sense circularly-polarized CPW-fed slot antenna with two spiral slots loaded," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 6, pp. 1829–1833, Jun. 2009.
83. T. Y. Han, Y. Y. Chu, L. Y. Tseng, and J. S. Row, "Unidirectional circularly-polarized slot antennas with broadband operation," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp. 1777–1780, Jun. 2008.
84. J.-Y. Sze, C.-I. G. Hsu, Z.-W. Chen, and C.-C. Chang, "Broadband CPW-fed circularly polarized square slot antenna with lightning-shaped feed line and inverted-L grounded strips," *IEEE Trans Antennas Propag.*, vol. 58, no. 3, pp. 973–977, Mar. 2010.
85. M.-J. Chiang, T.-F. Hung, and S.-S. Bor., "Dual-band circular slot antenna design for circularly and linearly polarized operations," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 12, pp. 2717–2721, Dec. 2010.
86. N. Felegari, J. Nourinia, C. Ghobadi, and J. Pourahmadazar, "Broadband CPW-fed circularly polarized square slot antenna with three inverted-L-shape grounded strips," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 274–277, 2011.
87. J. Pourahmadazar, C. Ghobadi, J. Nourinia, and H. Shirzad, "Multiband ring fractal antenna for mobile device," *IEEE Antenna Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 863–866, 2010.