[UCI]I804:24011-200000263851

2013년 2월

박사학위논문

프랙탈 구조를 갖는 고변환효율 2.45 ㎓ 렉테나의 설계 및 제작

조 선 대 학 교 대 학 원

정 보 통 신 공 학 과

박 정 진

프랙탈 구조를 갖는 고변환효율 2.45 ㎓ 렉테나의 설계 및 제작

Design and Fabrication of a High Conversion Efficiency 2.45 ㎓ Rectenna using Fractal Geometry

2013년 2월 25일

조 선 대 학 교 대 학 원

정 보 통 신 공 학 과

박 정 진

프랙탈 구조를 갖는 고변환효율 2.45 ㎓ 렉테나의 설계 및 제작

지 도 교 수　　최 동 유

이 논문을 공학박사학위신청 논문으로 제출함

2012년　10월

조 선 대 학 교　대 학 원

정 보 통 신 공 학 과

박 정 진

박정진의 박사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교 수 박 종 안 (인)

위 원 조선대학교 교 수 변 재 영 (인)

위 원 대진대학교 교 수 이 관 형 (인)

위 원 조선이공대학교 교 수 노 순 국 (인)

위 원 조선대학교 교 수 최 동 유 (인)

2012년 12월

조 선 대 학 교 대 학 원

목 차

표 목 차 ····· iii

그 림 목 차 ····· iv

ABSTRACT ····· vi

제 1 장 서 론 ····· 1

제 2 장 RF 방식의 무선전력전송 시스템 ····· 5
제 1 절 무선전력전송 ····· 5
1. 에너지 하베스팅 ····· 5
2. 전자유도 방식 ····· 14
3. 자기공명 방식 ····· 17
4. 마이크로파 방사 방식 ····· 20
제 2 절 렉테나 ····· 24
1. 렉테나 동향 ····· 24
2. 렉테나의 기본구조 및 동작원리 ····· 27
3. 렉테나의 변환효율 ····· 31
4. 정류용 다이오드 ····· 34
제 3 절 마이크로스트립 패치 안테나 ····· 39
1. 마이크로스트립 패치 안테나의 구조 ····· 39
2. 마이크로스트립 전송 선로 ····· 45
제 4 절 프랙탈 구조 ····· 48

제 3 장 설계 및 시뮬레이션 ····· 50
제 1 절 안테나 설계 및 시뮬레이션 ····· 50

1. FR4 기판에 설계한 안테나 ····· 52
2. Teflon 기판에 설계한 안테나 ····· 62
제 2 절 정류회로 설계 및 시뮬레이션 ····· 72
1. 반파 정류회로 ····· 74
2. 반파 배전압 정류회로 ····· 79

제 4 장 제작 및 측정 ····· 88
제 1 절 안테나 제작 및 측정 ····· 88
1. 안테나 제작 ····· 88
2. 안테나 측정 환경 ····· 89
3. 안테나 측정 및 결과 분석 ····· 91
제 2 절 렉테나 제작 및 측정 ····· 99
1. 렉테나 제작 ····· 99
2. 렉테나 측정 환경 ····· 101
3. 렉테나 측정 및 결과 분석 ····· 102

제 5 장 결 론 ····· 104

참 고 문 헌 ····· 106

표 목 차

표 2.1 국내·외 전파를 이용한 에너지 하베스팅 연구 현황 ····· 7
표 2.2 에너지 원천에 대한 ㎜ 단위에서 얻을 수 있는 에너지 하베스팅 양 ····· 8
표 2.3 안테나 송수신 시스템 파라미터 ····· 32
표 2.4 여러 종류의 다이오드 등가회로 파라미터 ····· 37
표 3.1 안테나 설계 파라미터 ····· 51
표 3.2 FR4 기판에 설계한 안테나 상세 크기 ····· 52
표 3.3 FR4 기판에 설계한 안테나의 시뮬레이션 결과 ····· 61
표 3.4 Teflon 기판에 설계한 안테나 상세 크기 ····· 62
표 3.5 Teflon 기판에 설계한 안테나의 시뮬레이션 결과 ····· 71
표 3.6 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2820) ····· 74
표 3.7 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2822) ····· 75
표 3.8 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2850) ····· 76
표 3.9 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-8202) ····· 77
표 3.10 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2820) ····· 79
표 3.11 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2822) ····· 81
표 3.12 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2850) ····· 83
표 3.13 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-8202) ····· 85
표 4.1 안테나 시뮬레이션 예측 값과 측정 값 비교 ····· 98
표 4.2 렉테나 출력전압과 변환효율 측정 결과 ····· 102
표 4.3 발표된 렉테나들과의 비교 ····· 103

그 림 목 차

그림 1.1 다양한 에너지 하베스팅 ····· 2
그림 2.1 태양 전지의 개발 효율 및 구조에 대한 발전 상황 ····· 9
그림 2.2 piezoelectric을 이용한 에너지 하베스팅 ····· 10
그림 2.3 TEG를 이용한 에너지 하베스팅 ····· 11
그림 2.4 테슬라의 무선에너지 전송기술 개념도 ····· 12
그림 2.5 렉테나를 활용한 RF 에너지 하베스팅 개념도 ····· 13
그림 2.6 전자 유도 방식 ····· 14
그림 2.7 LS전선이 공개한 휴대폰 무선 충전 시스템 ····· 15
그림 2.8 MIT 와이트리시티(witricity) 실험 개념도 ····· 17
그림 2.9 렉테나를 이용한 마이크로파 방사 방식 ····· 20
그림 2.10 태양 발전 위성의 태양 전지 ····· 21
그림 2.11 태양광 발전 시스템 ····· 25
그림 2.12 렉테나의 기본구조 ····· 27
그림 2.13 입력전력과 DC 변환효율과의 관계 ····· 28
그림 2.14 정류회로의 등가회로 ····· 29
그림 2.15 안테나 송수신 시스템 ····· 31
그림 2.16 p-n 다이오드와 쇼트키 다이오드의 특성 비교 ····· 34
그림 2.17 쇼트키 다이오드의 구조 ····· 35
그림 2.18 쇼트키 다이오드의 선형 등가회로 ····· 36
그림 2.19 접합 커패시터의 영향 ····· 38
그림 2.20 마이크로스트립 패치 안테나의 기본구조 ····· 39
그림 2.21 패치 안테나의 다양한 구조 ····· 41
그림 2.22 마이크로스트립 패치 안테나의 기본형태 ····· 42
그림 2.23 마이크로스트립 패치 요소의 일반적인 형태 ····· 43

그림 2.24 마이크로스트립 기판 ····· 45
그림 2.25 자연계에서 존재하는 프랙탈 ····· 49
그림 2.26 여러 가지 프랙탈 구조 예 ····· 49
그림 3.1 제안한 프랙탈 안테나 ····· 50
그림 3.2 HFSS를 이용하여 구현한 안테나 구조 ····· 51
그림 3.3 안테나의 반사손실 예측 값(FR4 기판) ····· 53
그림 3.4 안테나의 임피던스 정합 예측 값(FR4 기판) ····· 55
그림 3.5 안테나의 방사패턴 예측 값(FR4 기판) ····· 57
그림 3.6 안테나의 정재파비 예측 값(FR4 기판) ····· 59
그림 3.7 안테나의 반사손실 예측 값(Teflon 기판) ····· 63
그림 3.8 안테나의 임피던스 정합 예측 값(Teflon 기판) ····· 65
그림 3.9 안테나의 방사패턴 예측 값(Teflon 기판) ····· 67
그림 3.10 안테나의 정재파비 예측 값(Teflon 기판) ····· 69
그림 3.11 정류회로 구조 ····· 72
그림 4.1 제작한 안테나 ····· 88
그림 4.2 네트워크 분석기(E8362B) ····· 89
그림 4.3 네트워크 분석기를 이용한 안테나 특성 측정 ····· 89
그림 4.4 전파 무반향실 및 주요 사양 ····· 90
그림 4.5 안테나의 반사손실 측정 값 ····· 91
그림 4.6 안테나의 임피던스 정합 측정 값 ····· 93
그림 4.7 안테나의 방사패턴과 이득 측정 값 ····· 95
그림 4.8 제작한 2차 반복구조 렉테나 ····· 99
그림 4.9 렉테나 크기 ····· 100
그림 4.10 렉테나 출력전압 측정 ····· 101

ABSTRACT

Design and Fabrication of a High Conversion Efficiency 2.45 ㎓ Rectenna using Fractal Geometry

Park, Jung-Jin
Advisor : Prof. Choi, Dong-You, Ph. D
Dept. of Inform. & Commun. Eng.,
Graduate School of Chosun University

Wireless power transmission (WPT) has received significant attention demonstrating efficient RF to DC conversion capability for directive high power transmission applications. Rectifying antenna (rectenna) consisting of antenna and rectifying circuit can convert ambient RF energy to usable DC power. Over the last century, the development of rectenna for space solar power transmission (SSPT) as well as WPT had great achievement with specific functions and applications. Among various types of antenna used in rectennas, microstrip patch antennas are gaining popularity owing to their low profile, light weight, and low cost of manufacture using modern printed circuit technology. The miniaturized patch antennas of rectenna are advantageous for various applications such as RFID tagging systems, sensor batteries or capacitors, WLANs, WiMax, cognitive radio systems, etc. The

effective techniques to shrink down the antenna size are: use of high permittivity substrates, use of magnetic substrates, increase in electrical length, reactive loadings, short circuits, and superstrates. However, many of these techniques have complicated patch structures. Beside these techniques, application of fractal geometry is introduced for size reduction. Fractal refers to the class of geometrical shapes composed of multiple iterations of a single elementary shape. Fractal antennas can be designed in many shapes such as sierpinski triangle, koch curve, grid spiral array etc. The self similar property of fractal is useful to design multi frequency antennas such as sierpinski gasket and space filling property of fractal is useful to design small antennas such as sierpinski carpet.

The proposed rectenna consists of fractal antenna and rectifier circuit. Fractal geometry is applied to conventional antenna for optimization of its shape in order to make its size smaller than its fundamental counterpart. A simple space filling fractal, sierpinski carpet is etched on the edge fed microstrip patch antenna. The iteration is performed up to 3rd order. The antennas are simulated in finite element method of Ansoft HFSS (ver. 12). The size reductions of 13.8%, 20.0%, and 20.4% are observed after 1st, 2nd, and 3rd iterations respectively. Since 3rd iteration dimension and outputs are similar to the 2nd iteration, three antennas: generator, iteration 1, and iteration 2 are fabricated. The 2nd order iterated fractal is integrated with rectifier circuit to develop an efficient rectenna. Return loss and Smith chart of rectenna are measured using network analyzer (E8362B). Radiation pattern measurement is performed using antenna far field measurement system in anechoic chamber. The simulated and measured output illustrates better return loss, fine impedance matching and higher gain at 2.45 ㎓. One

can observe a small difference between measured and simulated data in return loss and impedance. Deviations are partly due to inaccuracies in antenna manufacturing process. The linear gain (10.52 dBi) horn antenna is used as a transmitter in rectenna measurements at 2.45 ㎓. The output DC voltage of the rectenna is measured with a voltmeter. Measurement of output DC voltage, DC power is carried out for various input power levels. The maximum rectification efficiency of 57% is obtained for input power level of 20 dBm having 30 ㎝ of distance between transmitter and receiver.

Hence, it is observed that the increment of iteration order of fractal antenna leads to a higher degree of miniaturization. Also, it is perceived that a high degree of complexity in the structure of the antenna is not required for miniaturization of patch antennas using fractal geometry. The measured results presented indicate that rectenna can work as RF recyclers with an output power level enough to be efficiently stored and reused, in our case specifically working in 2.45 ㎓ ISM band.

제 1 장 서 론

오늘날 인류에게 주 에너지 공급원으로 사용되었던 석유와 석탄으로 대표되는 화석연료, 그리고 20세기 새로이 등장한 핵연료는 사용 가능 량이 한정되어 있다. 또한 에너지원으로서의 활용에 있어서 부가적으로 발생되는 CO_x 및 NO_x로 인한 인체 및 환경 파괴 등에 대한 문제가 매우 심각한 시점에 이르고 있다. 특히 이산화탄소의 경우 지구온난화의 주범으로 꼽히고 있어 범지구적인 탄소량 줄이기 운동이나 탄소세를 부과함으로 그 사용량을 줄이고자 하는 노력이 이미 1991년도 12월 EU를 시작으로 하여 전 세계적으로 화석에너지의 효율적 사용을 권고하면서 각종 대체에너지 개발에 대해서 연구와 투자를 권고하기에 이르고 있다.[1] 이러한 상황하에서 우리가 처한 환경은 보다 근본적인 에너지를 얻을 수 있는 기술개발이 필요한 시점이다.

우리나라는 에너지 자립도가 3% 미만으로 대표적인 자원 빈국이다. 나머지 97%의 에너지를 수입에 의존하고 있으며, 현재 세계 10대 에너지 수입국 중에서는 미국, 일본, 독일, 이탈리아에 이어 5위를 차지하고 있다. 또한 전 세계 이산화탄소 배출량은 세계 9위를 차지하고 있으며, 1990년 ~ 2007년까지 탄소배출 증가율은 113%로 집계되어 OECD 국가 가운데 최고수준을 기록하고 있다.[2] 이에 화석에너지의 소비는 점차적으로 줄이는 것과 동시에 에너지 낭비를 막기 위한 전자제품의 에너지 효율 등급 향상 및 사용자의 에너지 절약 노력이 필요하다. 또한 환경을 훼손하지 않으면서도 안정적인 에너지 공급이 가능한 미래에너지 자원을 확보하기 위해 다양한 노력을 기울여야 할 때이다.

이러한 논의를 바탕으로 선진국에서는 이미 이에 대한 대체방법으로 다양한 방법들이 제안되어져 왔다. 태양열(solar power by heat transferring) 및 태양광(solar cell)을 이용하거나 지열 또는 해수면 온도차, 조력발전, 풍력에 의한 전기발전은 근래에 대체 에너지원으로 많은 관심들을 받아왔고, 현재 상업화에

박차를 가하고 있다.[3] 그러나 위에 언급한 기술들은 일정지역에서만 사용이 가능한 지역적인 한계나 자연적인 제약조건(날씨, 기상조건 등)과 효율 극대화를 위한 대면적화 및 일정크기 이상의 구조물이 필요한 한계점을 가지고 있다.

이러한 이유로 근간에는 이동통신 기술의 발달 및 전자기기의 소형화에 따라 주변에서 버려지는 전기에너지를 얻어낼 수 있는 에너지 하베스팅(energy harvesting)에 관한 연구가 많은 관심을 받고 있다. '에너지 하베스팅'은 자연에서 버려지는 에너지를 수확(harvesting) 또는 폐이용(scavenging)하여 저장하는 기술을 의미하며, 얻을 수 있는 전력 수준은 대략 ㎍W ~ ㎽ 급 정도이다.[4-5] 에너지 하베스팅의 대표적인 방법에는 빛을 이용하는 방법, 압전체를 이용하는 방법, 열을 이용하는 방법, 전자기 유도(inductive coupling) 작용을 이용하는 방법, RF를 이용하는 방법 등이 있다.

현재까지 제안되어 연구되고 있는 에너지 하베스팅을 위한 다양한 방법들은 그림 1.1과 같다.

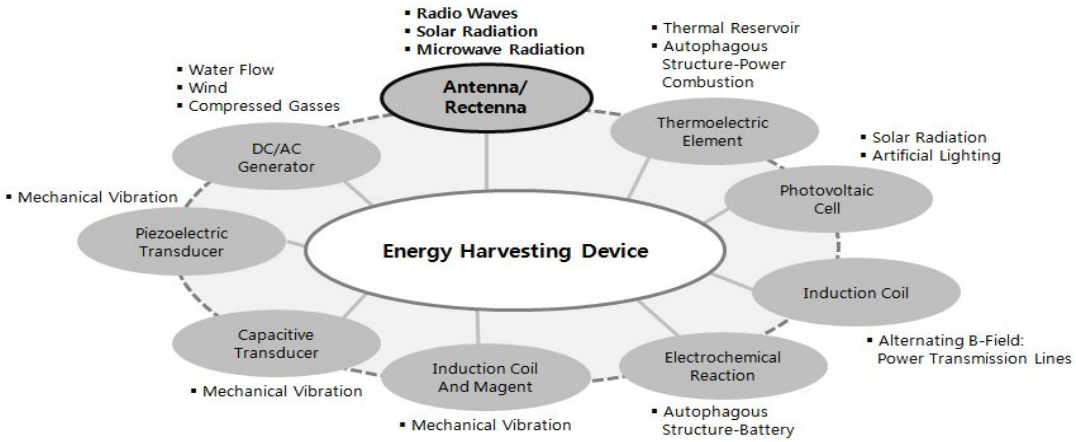


그림 1.1 다양한 에너지 하베스팅[5]

특히, 무선전력전송으로 대표되는 RF 에너지 하베스팅 기술은 전파를 활용하여 정보를 전송하는 무선통신 기술처럼 우리 주변에 산재되어 있는 무용성 전

파를 활용하여 에너지를 재생하는 기술로서 전자파 및 환경 문제와 매우 밀접한 관계에 있다.

무선전력전송이란 무선으로 전력을 전송하는 기술로 에너지기술과 IT기술을 융합하는 에너지-IT 융합 기술 관심도가 높아짐에 따라 연구되고 있는 에너지 하베스팅 기술이다.

이와 관련한 연구 분야는 2008년 이후 급부상하는 분야로서, 2008년 미국 MIT에서 발행하는 테크놀로지 리뷰지에 미래사회의 10대 유망기술 중 하나로 선정되었다.[2] 또한 우리나라 전기분야 정부출연연구소인 한국전기연구원(KERI)은 전 세계적으로 연구가 진행되고 있는 첨단 전기기술 중에서 향후 10년 내 실현 가능할 것으로 예측되는 기술들을 대상으로 기술적 완성도, 실형가능지수, 사회적 경제적 파급효과 등을 고려하여 '미래를 바꿀 KERI 10대 유망 전기 기술' 중의 하나로 무선전력전송 분야를 선정하였다.

또한 무선전력전송 기술은 산업, 의료, 과학 및 기타 여러 목적으로 사용분야가 날로 확대될 것으로 예측되며, 휴대와 이동의 편리를 위해 경량화 및 소형화에 연구가 집중되고 있는 추세이다.

무선전력전송 기술로 대표되는 렉테나(rectenna)는 정류기(rectifier)와 안테나(antenna)를 합성한 말로서 안테나와 정류기를 조합한 구조로 되어 있으며, 안테나로 RF 전력을 수신 받아 정류회로를 통해 RF 전력을 DC 전력으로 변환하는 무선전력전송 시스템의 핵심 소자이다.

이러한 렉테나의 성능을 평가하는 가장 중요한 기준은 수신 받은 RF 전력이 DC 전력으로 변환되는 변환효율이며, 정류회로에 20 dBm 이상의 입력전력이 수신될 때 80% 이상인 고효율 렉테나에 대한 연구도 진행되어 왔으나 고전력밀도를 가지는 환경을 위해서는 고전력의 방사가 필요하다. 고전력을 무분별하게 방사할 경우 다른 기기의 장애 및 인체에 유해한 영향을 끼칠 수 있어 국가별로 방사 전력 기준을 정하여 제안하고 있다. 저전력에서는 고변환효율을 얻기 힘들기 때문에 이전의 연구들은 주로 고전력밀도 환경에서 이루어져 실효성

이 떨어지므로 저전력밀도에서 고효율을 가지는 렉테나의 연구가 필요한 실정이다.

이에 본 논문에서는 기존 렉테나에 널리 활용되고 있는 마이크로스트립 사각 패치 안테나의 특성을 유지하면서, 소형 안테나를 구현할 수 있도록 프랙탈(fractal) 구조를 갖는 ISM 대역 2.45 ㎓ 마이크로스트립 패치 렉테나를 제작하였다. 그리고 제작한 렉테나는 송신전력 20 dBm 이하의 저전력밀도 환경에서도 사용 가능하도록 문턱전압이 낮은 Agilent 사의 zero bias 쇼트키 다이오드(HSMS-8202)를 반파 배전압 정류회로에 적용함으로써 고변환효율을 갖도록 설계하였다. 또한 설계한 렉테나는 시뮬레이션을 통하여 반사손실, 임피던스 정합, 이득, 정재파비, 변환효율 등의 특성을 분석하였으며, 이를 기반으로 제작한 렉테나의 특성을 분석하여 그 타당성을 확인하고자 한다.

이를 위해 제 2 장에서는 연구 전 선행이론으로서 무선전력전송, 렉테나, 마이크로스트립 패치 안테나, 프랙탈 구조 등에 대한 일반적인 이론을 고찰하였다.

제 3 장에서는 3차원 안테나 설계 프로그램인 Ansoft 사의 HFSS (High Frequency Structure Simulation) Ver. 12를 이용하여 프랙탈 개념을 응용한 Sierpinski-carpet 구조의 2.45 ㎓ 마이크로스트립 패치 렉테나를 설계하였고, Agilent 사의 ADS (Advanced Design System) 프로그램을 이용하여 정류회로를 설계하고 시뮬레이션을 수행하였다.

그리고 제 4 장에서는 시뮬레이션 결과를 바탕으로 렉테나를 제작하고 측정하여 결과를 분석 하였으며, 제 5 장에서는 연구 결과에 대한 결론을 맺는다.

제 2 장 RF 방식의 무선전력전송 시스템

제 1 절 무선전력전송

1. 에너지 하베스팅

유비쿼터스 환경으로 진입하면서 가까운 거리에서 다양한 개인 정보를 무선으로 주고 받고자하는 욕구가 커지며 WPAN (Wireless Personal Area Network)이 일반화되고 있다. 저속 및 고속의 데이터 전송 용량에 따라 무선망 구축이 Zigbee, Bluetooth, UWB와 60 ㎓ WPAN 등으로 표준화 되었다.[6]

이와 더불어 ISO/IEC-SC31 국제 표준화 기구에서 2006년 900 ㎒ 대역의 RFID를 표준화하면서 전 세계적으로 RFID의 사용이 급격히 증가하였다. RFID의 기본 개념은 ㎝ 이하의 거리에서 리더와 태그 간의 통신이며, 능동형 태그의 도입으로 수 십 미터에서도 사용이 가능하도록 하고 있어서 모든 사물에 IP를 부여하여 네트워크를 형성할 수 있는 유비쿼터스의 근간이 될 것으로 예측되고 있다. 현재는 보안 기술과 더불어 능동형 RFID의 저전력 회로구현에 집중적으로 개발 및 표준화를 이루어 가고 있지만 에너지 하베스팅 기술 연구는 초보적인 수준이다.[7]

에너지 하베스팅이란 주변 환경을 이용하여 에너지를 얻는 방법으로 사라져 없어질 에너지를 모아서 사용되어질 수 있는 에너지로 변환하는 기술이다. 이러한 기술은 배터리 없이 회로가 동작하도록 하는 WPAN 및 RFID 등에 적용되어 더욱 가벼우며 값싸게 통신을 이루도록 할 수 있어서 그 응용범위가 방대하다 할 수 있겠다. 또한 그냥 버려지는 에너지 자원을 재활용함으로써 에너지 낭비를 줄이며 깨끗한 자연환경을 후손에 넘겨줄 수 있는 미래 산업이기도 하

다.

이러한 에너지 하베스팅 방법으로는 태양광, 풍력, 지열 등 기존의 자연환경으로부터 에너지를 얻는 방법이 많이 알려져 있으나, RFID 및 WPAN의 이동용으로는 적합하지 못하고 작은 송수신 회로에 적용하기에는 필요면적이 좁아서 구동할 수 있는 전기에너지를 얻기에는 한계가 있다.

이에 전 세계적으로 다양한 방법으로 에너지를 얻고자하는 연구가 진행되고 있으며 이중 대표적인 방법으로는 빛을 이용한 solar cell, 열을 이용한 TEG (Thermal Electric Generator) 센서, 진동을 이용한 piezoelectric 센서, 그리고 가장 활발하게 연구 중인 ㎜ size의 안테나를 이용하여 RF 신호를 받아서 얻는 방법 등 여러 가지 에너지 하베스팅 방법들이 연구되고 있다.[8]

그 중 세계적으로 가장 활발히 진행되고 있는 연구는 안테나를 이용한 RF 신호를 받아서 에너지를 얻는 방법으로 국내·외 관련기술의 연구동향은 대부분 대전력 전력송신을 위한 연구가 주로 진행되고 있으나, 2009년 말 전파에 의한 에너지 하베스팅 연구결과들이 CES2009년에 발표되는 것을 시작으로 선진국 주도로 기초연구와 매우 제한적인 개념들이 제시되고 있는 실정이다. 이러한 국내·외 전파를 이용한 에너지 하베스팅 연구 현황을 정리한 결과는 표 2.1과 같다.

표 2.1 국내·외 전파를 이용한 에너지 하베스팅 연구 현황[8]

구분		현재상황	기술수준
국내	전기연구원	마이크로파를 이용한 고전력(수십 ㎾ 이상) 전송기술에 대한 기초연구를 수행한바 있음	초보단계
	ETRI	2008년도 말 무선전력송신에 대한 연구 및 기초연구 진행 중	기초단계
	전파연구원	전기연구원과 비슷	초보단계
	KAIST 및 대학	온라인 자동차 관련 고전력 자기유도 방식의 무선전력전송 연구를 진행 중이며, 목포대, 국민대 등 대학을 중심으로 렉테나 관련 일부 요소기술에 대한 연구를 수행한 바 있음	고전력 에너지 전송에 대한 연구진행
	삼성전기/전자	삼성의 경우 2009년 말부터 관심을 갖기 시작함	기초조사단계
국외	일본	40 m 고도에 50 ㎾ 전력을 송전하는 ETHER (Energy Transmission to a High Altitude Long Endurance Airship Experiment) 계획의 시험을 끝냈으며, SPS 2000 프로젝트를 2010년까지 미국의 썬 타워와 같은 개념의 300 ㎾ 급의 상용화 프로젝트를 추진 중	일정수준의 결과/기술획득
	미국(학계)	광대역 RF 에너지 하베스팅에 대한 연구는 University of Colorado의 Popovic 교수팀이 진행을 하고 있으며, University of San Diego의 Schubert 박사가 이끄는 연구팀도 현재 전자기파를 이용한 에너지 하베스팅을 연구하고 있는 중. 또한 MIT는 강한 자기공명을 이용한 무선전력전송을 최초로 발견	기초연구 확보 및 응용분야에 대한 연구 진행 중
	미국(업계)	intel Forum에서 무선전력전송을 이용하여 Bulb Lighting을 선보이기도 하였음	기초연구 확보 및 응용분야에 대한 연구 진행 중
	유럽	노키아가 전자기파를 통해서 전기를 재생하는 부분에 대해 연구를 계획하고 있다는 발표를 하였음. 영국에 자리 잡고 있는 노키아 연구소는 RFID의 기술에서 힌트를 얻어 기술을 전개하고자 한다고 하나 아직까지 구체적인 방향은 밝히지 않고 있음	응용연구 진행 중

RFID 태그와 의료용 센서 등에 적용 되는 에너지 하베스팅 기술은 기본적으로 ㎜ 단위의 구현이 필수적이다. 현재의 기술로 ㎜ 단위에서 얻을 수 있는 에너지의 양을 자연 에너지원에 대하여 분리하여 정리하면 표 2.2와 같다.

표 2.2 에너지 원천에 대한 ㎜ 단위에서 얻을 수 있는 에너지 하베스팅 양[10]

에너지 원천	에너지 변환 방법	애로사항	1㎤ 또는 1㎠에서 얻을 수 있는 전력 양	참고 문헌
RF	AC/DC 변환	작은 면적으로의 구현	100 ~ 200 ㎼ @ 200 ㎽ TX & 300 ㎒	[9]
빛	DC/DC 변환	작은 면적으로의 구현	10 ㎼ ~ 15 ㎽ @ 200 ㎽ TX & 300 ㎒ · outdoors : 0.15 ~ 15 ㎽ · indoors : < 10 ㎼	[10]
진동	AC/DC 변환	진동의 변화량	1 ~ 200 ㎼ · Piezoelectric : ~ 200 ㎼ · Electrostatic : 50 ~ 100 ㎼ · Electromagnetic : < 1 ㎼	[10]
열	DC/DC 변환	온도의 차이	15 ㎼ @ 10 ℃ gradient 일반적으로 10 ㎼ ~ 1 ㎽	[2][11]

가. 빛을 이용한 에너지 하베스팅

가장 널리 알려진 에너지 하베스팅 방법으로서 자연 환경의 빛(light)으로부터 solar cell을 이용하여 에너지를 얻게 되며, 현재까지 개발된 에너지 하베스팅 방법 중 가장 큰 전기에너지를 얻을 수 있다.

그러나, 빛으로부터 에너지를 얻기 때문에 환경의 의존도가 매우 크며, RFID 및 WPAN 등의 이동형 에너지원으로는 적합하지 못하다. 또한 작은 송수신 회로에 적용하기에는 필요 면적이 너무 넓어서 구동할 수 있는 전기에너지를 얻는 데는 한계가 있다.[10]

그 동안 연구된 태양 전지의 개발 효율 및 구조에 대한 발전 상황은 그림 2.1과 같다.

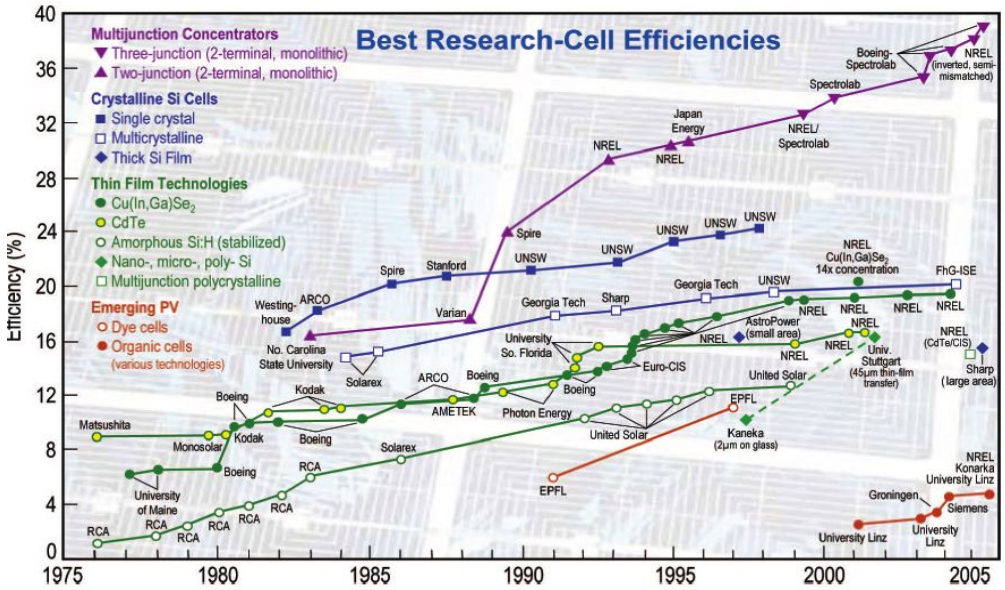
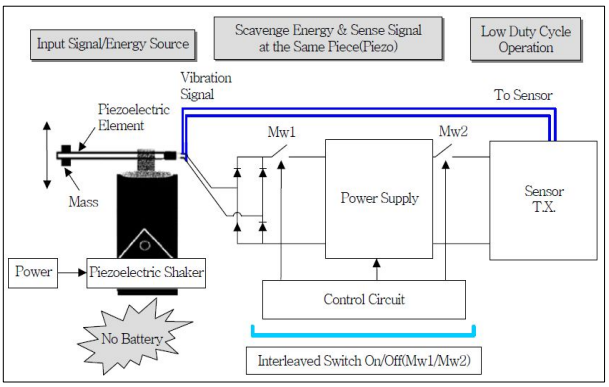


그림 2.1 태양 전지의 개발 효율 및 구조에 대한 발전 상황[12]

나. 압전체를 이용한 에너지 하베스팅

인덕터 코일의 진동으로 전류유기를 통해 전기에너지를 얻는 방법으로 piezoelectric 에너지 하베스팅 방법이 대표적으로 연구되어지고 있다.

이 방법은 임피던스 매칭의 오류로 인해 발생되는 전력 누수 현상을 줄이기 위해 진동의 정도에 따라 얻어지는 에너지 하베스팅 전압을 출력 부하 쪽으로 최대전력이 전달될 수 있도록 많은 주의가 필요하다.[13] 또한 움직임에 의한 에너지임으로 시간적 변화의 특성을 가지면서 연속적인 에너지 확보가 어렵다. 그리고 작은 사이즈로의 구현이 어려워 WPAN 및 RFID 등에의 응용은 거의 불가능하다.[13] Piezoelectric을 이용한 에너지 하베스팅은 그림 2.2와 같다.



(a) piezoelectric harvester 구조

(b) piezo shoes

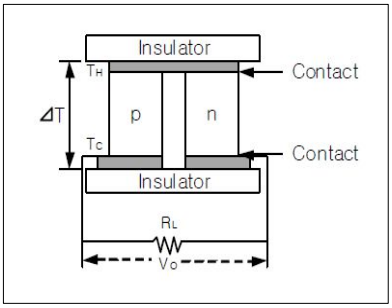
그림 2.2 piezoelectric을 이용한 에너지 하베스팅[13]

다. 열을 이용한 에너지 하베스팅

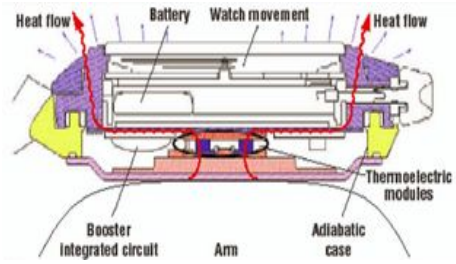
반도체에 열을 가하여 온도 차이가 발생하게 되면 n형 반도체와 p형 반도체 사이에 자유전자와 정공이 움직임으로써 전류와 전압이 발생하게 되어 전기에너지를 얻을 수 있다.

이러한 열을 이용한 예로, 체온과 같이 항상 온도의 차이를 얻을 수 있는 BAN (Body Area Network) 환경에서는 TEG (Thermo-Electric Generator)를 이용하여 전기에너지를 얻을 수 있다. 저가격으로 많이 개발되는 구조는 Poly-SiGe 기반 TEG이며, BiTe 기반 TEG는 30 ㎼/㎠인데 비하여 4.5 ㎼/㎠ 정도의 전기에너지를 얻을 수 있다.

단점으로는 작은 온도 변화량으로 최대 전기에너지를 얻어야 하는 회로 구현의 어려움과 더불어 WPAN 및 RFID 등의 분야에 응용이 어렵다. TEG를 이용한 에너지 하베스팅은 그림 2.3과 같다.



(a) TEG harvester 구조

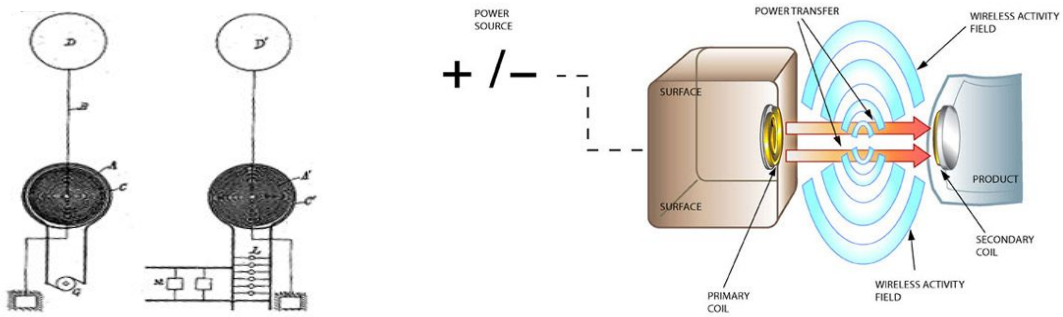


(b) TEG를 이용한 손목시계

그림 2.3 TEG를 이용한 에너지 하베스팅[13]

라. 전자기 유도방식을 이용한 에너지 하베스팅

무선에너지 전송기술은 1897년에 니콜라 테슬라(Nicola Tesla)가 무선으로 전력을 전송하는 것에 대한 제안(미국특허 645,576)하는 연구를 통해 많은 진전이 있었다. 이는 전자기 유도의 원리를 이용하여 전기모터나 변압기에 적용되었고, 이후 삶의 편리성을 추구하기 위한 무선 가전제품에 충전용으로 활용되어지고 있다. 이러한 방식의 무선에너지 전송을 통해 유선이 아닌 무선으로 전력을 송수신함으로써 새로운 에너지 전송기술을 선보였다.[14] 무선에너지 전송의 대부분은 자기유도방식을 통해 이루어지고 있으며 에너지 전송효율이 높아 많은 부분에 실용화되고 있다. 니콜라 테슬라의 무선에너지 전송기술 특허(US Patent 645,576)와 이를 응용한 무선 제품의 원리는 그림 2.4와 같다.



(a) 테슬라의 무선에너지 전송기술 (b) 무선에너지 전송기술 응용

그림 2.4 테슬라의 무선에너지 전송기술 개념도[14]

마. RF를 이용한 에너지 하베스팅

RF를 이용한 에너지 하베스팅의 대표적인 방법은 고변환효율 렉테나를 이용하여 주변에 산재된 RF 자원으로부터 전기에너지를 얻는 것이다.

이는 주변 환경에 에너지 소스원이 있어야 동작하는 다른 에너지 하베스팅 방법과는 달리 사용자가 원할 때 언제든지 송신장치를 이용하여 의도성 RF 자원을 상대 장치에 에너지로 제공할 수 있을 뿐만 아니라, 우리 주변에 무한히 산재되어 있는 비의도성 RF 에너지 자원을 활용하여 에너지를 얻을 수 있게 한다.[15] 렉테나를 활용한 RF 에너지 하베스팅에 대한 개념도는 그림 2.5와 같다.

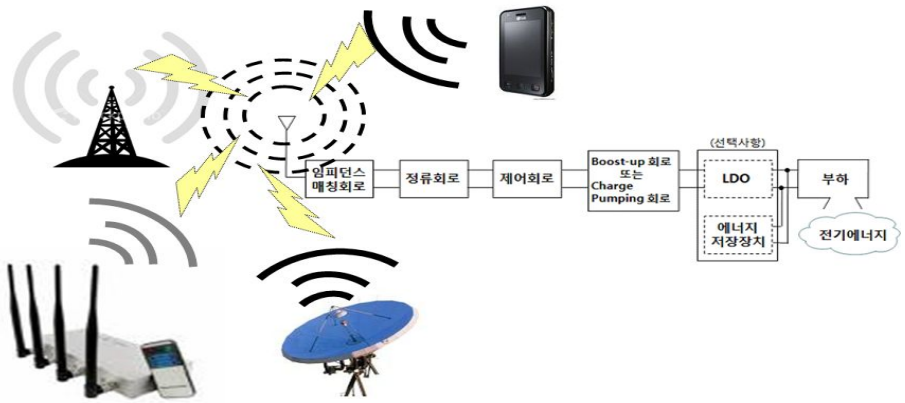


그림 2.5 렉테나를 활용한 RF 에너지 하베스팅 개념도[15]

2. 전자유도 방식

전자유도 방식은 그림 2.6처럼 두 개의 코일을 서로 인접시킨 후 한 개의 코일에 전류를 흘려보내면 이 때 발생한 자속(magnetic flux)이 다른 코일에 기전력을 일으키는 현상을 이용한 기술이다. 이 방식은 에너지 전송 효율이 뛰어나 최대 수백 ㎾의 전력을 전송할 수 있고 효율도 높지만 전송거리는 수 ㎝ 이내로 매우 짧다.[16]

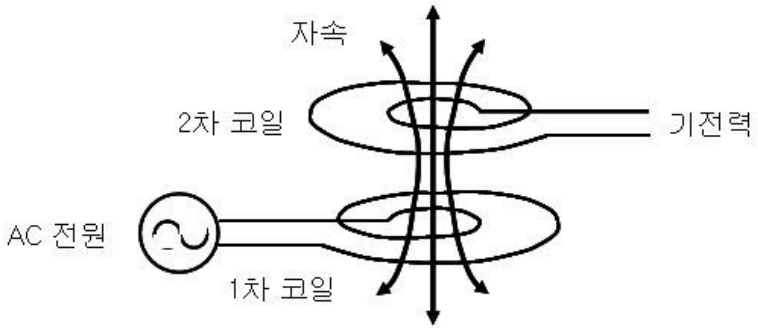


그림 2.6 전자유도 방식[17]

주위에 흔히 있는 전동칫솔이나 무선 전동기, 스마트카드, 핸드폰 충전패드 등은 이러한 전자기 유도 원리로 충전된다. 전자기 유도 현상을 이용한 방법은 1830년대 영국의 패러데이와 미국의 헨리가 자기적으로 유도되는 기전력에 대해 많은 실험을 수행하면서 시작되었다.

이러한 전자기 유도 충전 방식을 전동칫솔, 낚시찌, 전자태그, 휴대전화, 조명장치, 리모컨 등의 전자기기에 적용한 다양한 형태의 특허 출원이 발표되고 있으며, 국내에서는 LS전선이 휴대전화, MP3 등 다양한 소형기기에 별도의 연결선 없이 충전할 수 있는 무접점 충전기술(wireless charger)을 개발하여 상용제품에 적용하였다.

LS전선에서 공개한 휴대폰 무선 충전 시스템은 그림 2.7과 같다.[18]

그림 2.7 LS전선이 공개한 휴대폰 무선 충전 시스템

이러한 휴대폰용 비접촉식 충전기는 충전기와 단말기가 수 ㎜ 정도 떨어지게 되며, 접촉용 금속 핀은 없다.

이러한 비접촉식 충전기는 마우스 패드와 같은 전류 유도판에 전자기기를 올려놓으면 배터리가 충전되는 시스템으로, 단점은 전류 유도판 위에 충전할 기기 이외 다른 전력을 받아들이는 기기가 있다면 그 기기내의 커패시터와 같은 소자에 전력이 공급되어 과열되는 상황이 발생할 수 있다는 점이다.

모토로라와 미국의 다른 몇몇 기업들은 이미 이 기술을 활용한 휴대폰개발에 착수했다. 미국 애플은 2007년 2월에 아이폰(iPhone), 아이팟(iPod), PMP 및 기타 제품용 비접촉식 충전기와 관련된 특허를 출원하여 통신 업계의 높은 관심을 유도했다.

전자기 유도의 또 다른 사례로는 1990년대 중반에 출시된 13.56 ㎒ 주파수 대역을 사용하는 비접촉식 스마트카드가 있으며, 이 기술은 현재 교통카드, 습식 면도기 등의 전자제품과 손목시계, 차량용 충전기 등으로 빠르게 확장되고 있다.[19]

국내에서는 한국전기연구원이 전자기 유도 원리를 이용해 ㎾ 급의 전동기용 비접촉 무선 전원장치를 실용화하였으며, 전기연구소의 횡 자속 전동기는 아주 미세한 거리지만 무선으로 전력을 공급받고 있다. 전동기에는 전력을 공급하기 위한 선이 있어야 하는데 무선으로 전력을 공급함으로써 선에 의한 제약을 뛰어 넘을 수 있었다.

그 이외에 1995년 무렵부터 고전력에 응용하기 위해 전자기 유도를 연구하고 있는 일본 요코하마 국립대 공학부의 아츠오 가와무라(Atsuo Kawamura) 교수가 제안한 것처럼 전기 차량이나 전기 기차의 충전 등에도 응용되고 있다. 또한 일본 도쿄대 산업과학연구소 마코토 다카미야(Makoto Takamiya) 교수가 제안한 것처럼 벽이나 바닥과 같이 비교적 넓은 영역에서 비접촉식 전원 공급판으로부터 PC와 TV, 진공청소기, 조명 등에 전원을 직접 공급하는 응용 분야 등이 있을 수 있다.[20]

최근에는 바이오 분야에서도 소형 센서의 전원을 전자유도 방식을 사용하여 공급하는 연구가 여러 각도로 진행 중에 있다. 이러한 응용 사례를 살펴보면 생쥐 몸속에 혈압을 측정하는 소형 센서를 삽입하고 외부에서 전자기 유도방식으로 전원을 공급하는 시스템을 갖추어 실험하였다. 소형 센서는 크기가 6 ㎜ × 6 ㎜ × 2 ㎜로 20턴의 스파이럴 코일을 사용하고, 외부에 설치된 전원 인가용으로는 4턴의 25 ㎝ × 15 ㎝ 코일을 사용하여, 최대 1 ㎝ 정도 떨어져 있는 두 코일 간에 전원을 공급하는 방식의 실험이었다. 이 실험의 사용 주파수는 4 ㎒로 소비 전력이 300 ㎛W인 소형 센서가 동작되는 것을 확인하여 발표하였다.[21]

3. 자기공명 방식

그동안 니콜라 테슬라의 무선전력전송 방식은 높은 전압의 전기회로를 사용함에 따라 위험할 정도의 전기장이 발생해 실현되지 못했다. 또한 전자파 방사에 의한 무선전력전송 역시 송전되는 전자파가 사방으로 방사되어 손실이 크고 방해물이 없어야 하는 점 때문에 실용화에 장애가 되었다. 이러한 문제점을 극복할 수 있는 새로운 방법의 무선에너지 전송 방식이 최근에 소개되었다.[18]

최근에 주목받고 있는 자기공명 방식은 전기장이나 자기장을 이용하여 공진이 되도록 하여 전력을 전달하는 방식이다. 2007년 미국 MIT 마린 솔자익(Marin Soljacic) 교수는 science express지에 수 m 미만의 거리에서 구현이 가능한 비방사 공진 에너지 전송 기술(자기공명)을 소개하였다. 공진을 발생시키기 위해 구리선으로 감긴 직경 60 ㎝의 송전 코일에 10 ㎒의 주파수를 발생시켜 송신 코일로부터 2 m 떨어진 직경 60 ㎝의 수전 코일에 무선으로 에너지를 공급해 연결된 60 W의 백열전구에 불이 들어오는 실험을 성공시켰다. 이 방식의 장점은 기존의 전자유도 방식보다 먼 거리에서 그리고 마이크로파 방사 방식보다 높은 효율로 에너지를 전달할 수 있으며, 다른 생물체나 기기에 영향을 미치지 않으면서 에너지 손실이 크지 않다. 최대 출력은 수 W~수 ㎾ 정도이고 1 ~ 2 m 범위 내에서 무선전력전송이 가능하다. 이 기술을 이용하여 IDF2008에서는 intel의 WREL (Wireless Resonant Energy Link)을 발표하였으며, 개념도는 그림 2.8과 같다.

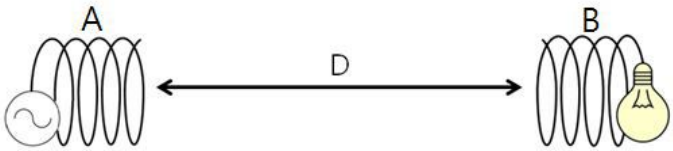


그림 2.8 MIT 와이트리시티(witricity) 실험 개념도

에너지 전달 효율을 전구의 밝기 대비로 측정하여보니, 40% 정도의 밝기를 보여줬다. MIT 측은 이 기술을 '무선 전기(wireless electricity)'의 합성어인 '와이트리시티(witricity)'라고 명명하였다.

MIT 연구팀이 발표한 이 기술은 자기결합 방식의 일종으로 공진현상을 활용한 것이다. 연구팀이 science express지에 게재한 연구보고서에 따르면 2개의 구리 코일을 같은 자장에서 공명하도록 파장을 맞추고, 한 코일은 전원과 연결하고, 다른 코일은 전구와 연결해 동일한 파장 내에서 전류를 흐르게 하는 방식이 이용되었다. 한 물체가 지닌 고유의 진동수와 같은 진동수가 가해지면 진폭이 증가하는 원리에 따른 실험이었다. 이것은 비방사성(non-radiative) 시스템으로 송신 코일에서 유도된 자기장이 수신부와 공진하여 에너지를 전달하는데 있어서 전력이 사방으로 흩어지지 않고 수신부에 도달할 수 있도록 자기장 에너지를 조율하는 것이다. 이러한 비방사성 에너지 기반 자기장 기술은 차세대 무선전원 시스템의 표본이 될 수 있을 것이다. 로봇 청소기가 별도의 충전기 잭에 연결하지 않아도 자동으로 전원을 지원 받아 청소할 수 있게 된 것도 좋은 예라 하겠다. 이러한 기술의 장점은 한정된 자원과 독성 화학물질이 함유된 배터리를 다양한 기기에 사용하는 것보다 무선전원 공급 장치를 사용하여 에너지의 낭비를 줄이고 친환경적인 기술을 지원할 수 있다는 것이다. 또한 기존 무선전력전송 기술개발에 있어 한계로 지적돼 온 인체에 유해한 전자파 문제의 영향을 거의 받지 않는다.

이러한 연구는 기존 방식의 70 ~ 80% 수준의 전기만 보낼 수 있어도 시장성이 있다고 판단되어 진다. 이를 위해 전류의 자기장 변환 효과가 구리보다 좋으면서 비싸지 않은 화합물 개발에 몰두하고 있다. 공진 현상을 이용하는 이 기술이 가지는 장점은 전력 송신에 자기장을 이용하므로 우리가 주로 사용하는 물건이나 인체에 미치는 영향이 아주 적어서 안전하다는 것이다. 또한 이 기술은 먼 거리에서는 효과가 없지만 일반 가정집 방 천장에 송신 장치를 설치할 경우, 집 안에서 전선 없이 전등을 켤 수 있고, 배터리 없이 노트북이나 게임기

를 사용하고 핸드폰이나 MP3 플레이어를 자동으로 충전하는 등 가전·정보 기기들의 자동 충전에 효율적으로 사용될 수 있다. 단점으로는 한정된 거리와 공간에서만 활용할 수 있으며, 고가의 수신기가 필요하고, 효율도 40 ~ 45%로 아직까진 낮은 편이다.

현재 intel에서도 WREL (Wireless Resonant Energy Link)기술을 연구 중에 있으며, 이 기술이 노트북 PC에서 구현될 경우 전력 송신 공명기의 몇 m 이내에서는 노트북 PC의 전력이 충전될 것으로 예상하고 있다.

4. 마이크로파 방사 방식

렉테나를 이용하는 마이크로파 방사 방식의 무선전력전송 시스템의 블럭도는 그림 2.9와 같다.

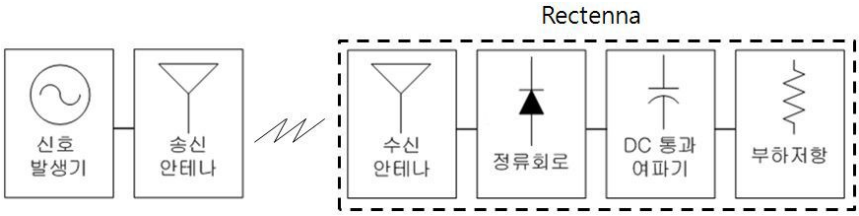


그림 2.9 렉테나를 이용한 마이크로파 방사 방식

렉테나는 수신 안테나와 정류기, DC 통과 필터 및 부하 저항으로 구성이 된다. 안테나는 마이크로파 신호를 수신하는 역할을 하며, 수신된 전력은 정류기로 전달이 되는데, 정류기는 일반적으로 비선형 소자인 쇼트키 다이오드로 구성이 된다. 그리고 마이크로파 주파수의 신호가 부하에 전달되는 것을 차단하고 DC 성분만이 부하에 전달되도록 하기 위해 DC 통과 필터가 다이오드와 부하저항 사이에 놓이게 된다.

이러한 마이크로파 방식의 무선 전력전달은 주파수 대역에 따라 차이가 있지만 일반적으로 수 ㎽ ~ 수 백 ㎽ 정도의 낮은 전력을 전송하고자 하는 방법에서 사용이 된다.

또한, 마이크로파 방식은 인공위성에서 태양 에너지를 저장하여 지상으로 전력을 송신하는 데도 쓰이는데, 대기에서 다른 전파보다 전력 송신 효율이 높은 2.45 ㎓ 주파수를 사용하여 무선전력전송이 이루어지고 있다. 이러한 태양광발전은 Peter Glaser 박사가 1968년에 '사이언스'지에 발표한 논문 'Power from the sun'을 바탕으로 기본 시스템이 구성되고 있다.[22]

적도 상공의 35,800 ㎞ 높이의 정지궤도에 놓인 태양 발전 위성(SPS : Solar

Power Satellite)은 반도체를 사용한 태양전지에 의하여 태양 에너지를 전기 에너지로 변환한다. 이렇게 변환된 전기에너지를 2.45 ㎓의 마이크로파 빔으로 바꾸어 지상의 수전시설로 보내고, 여기서 마이크로파를 직류 전류로 바꾸고 다시 상용의 교류 전류로 바꾸어서 공급하는 시스템이다. 태양 발전 위성의 태양전지는 그림 2.10과 같다.

그림 2.10 태양 발전 위성의 태양 전지

정지궤도상에 놓인 태양발전위성은 지구의 자전과 같은 속도로 궤도상을 이동하면서, 태양전지 면은 항상 태양의 방향을 향하고 있도록 자동 제어된다. 지상으로 전송되는 마이크로파는 전송퍼짐이 생기므로 지상 렉테나 크기는 직경 1 ㎞이상은 되어야 한다.

미국의 에너지부(DOE)와 항공우주국(NASA)의 구상에 의하면, 2000년 이후부터 매년 2기의 페이스로 발전 능력 500만 ㎾의 태양발전위성을 만들어 2030년에는 60기의 태양발전위성이 정지궤도상에 늘어서게 될 계획이다. 2030년의 미국의 전력 수요는 약 26조 ㎾로 예측되고 있어 60기의 태양발전위성에 의하여 약 10%가 충당하게 된다.

또한, 일본의 경우에는 2015년 ~ 2020년 정도에 10 ㎿~ 100 ㎿ 급의 위성

을 발사하고, 2040년도 1000 ㎿ 급 우주태양광 발전소 건설을 목표로 하고 있다.

이처럼 최근 미국 등 몇몇 선진국들이 새로운 대체에너지를 다른 곳이 아닌 하늘에서 얻어 지구로 이송하는 새로운 개념의 에너지 공급원을 찾아 추진하고 있다.

태양광 발전에 의한 무선전력전송에서 한 가지 유의해야 할 점은 인공위성에서 지상으로 전송하는 에너지 빔으로 인한 인체에 대한 유해 여부이다. 일본 아자부 대학 연구진들의 실험 결과로는 이 같은 에너지 빔에서 나오는 충격은 현재 전자레인지에서 비롯되는 영향 정도로 미미하다는 설명이다.

또한, 미국의 실험 결과에 의하면 미국의 전자파 허용 한도는 10 ㎽/㎠인데, 2.45 ㎓의 마이크로파를 수신하는 렉테나의 중심부에서는 23 ㎽/㎠로 허용 한도의 2배 이상이 된다. 그러나 렉테나 주변부에서는 0.1 ㎽/㎠로 전력밀도가 훨씬 낮아지는 것으로 판명되었다. 그러나 마이크로파 빔을 가로질러가는 날아다니는 새나 곤충 등에 대한 영향은 앞으로 연구해야할 과제로 남아 있다.

국내에서도 이미 한국전기연구원이 마이크로파 방식으로 무선전력전송 실험에 성공한 바 있다. 한국전기연구원에서 1996년부터 연구를 시작해 1998년 10 m 거리에서 200 W 정도의 전력 송신, 그리고 1999년 50 m 거리에서 1 ㎾의 전력송신에 성공한 사례가 있다.

현재는 정보통신 기술 발전에 맞춰 유비쿼터스 환경에 적용할 수 있도록 소규모로 된 마이크로 그리드 구조의 전기 에너지망을 계획 중이며, 이러한 망을 통한 지능형 무선전력전송 기술을 개발 중이다.

Powercast는 900 ㎒로 동작하는 송신기 및 수신기 칩을 개발했는데, 이들 칩을 이용해 거리는 수 미터까지 늘이고, 전력 레벨은 최고 100 ㎽ 정도까지 마이크로파 방식 무선전력전송을 구현하였다. 이와 같은 낮은 전력 레벨은 생각보다 제한적이지 않으며, 센서 네트워크상의 노드와 같은 디바이스에서 높은 전력 요구 이후에 긴 슬립 상태가 이어진다면 이 디바이스에 배터리를 추가하

고 마이크로파 전력 수신기를 이용해서 이 유닛을 충전하는 것을 고려할 수 있다.

그리고, 674 ㎒ ~ 680 ㎒ 주파수의 TV 방송 주파수 채널의 송신 전력을 사용한 사례가 소개되었다.[23] 960 ㎾ ERP의 TV 방송용 송신전력을 4 ㎞ 떨어진 거리에서 이득이 5 dBi인 수신 안테나로 방향을 적절히 조정·수신하여 LCD 장치가 포함된 온·습도계가 구동하는 사례를 발표하였다.

제 2 절 렉테나

1. 렉테나 동향

렉테나의 유래는 약 100년 전에 크로와티와 출신의 과학자 니콜라 테슬라가 무선전력전송 기술의 개념을 처음으로 제시하였으나 무선전력전송 시스템을 상업적으로 성공을 시키진 못했다. 그는 1900년대 초 발진기를 이용하여 150 ㎑ 라디오 주파수에 전기를 실어 전송하려고 시도했으나 실패하였다. 그의 실험 이후, 1920 ~ 1930년대에 미국과 일본은 적극적으로 무선전력전송을 위한 연구를 진행 하게 되었다.[24-25]

1950년대에는 고전력 마이크로관의 발전과 함께 Raytheon사의 Waltham이 무선전력전송을 시작하게 되었다.[26] 1958년에 15 ㎾의 평균전력을 갖는 S-band cross-field amplifying tube가 개발되고 81%의 DC-to-RF 변환효율을 기록하였다.[27] 1964년에 윌리엄 브라운(William Brown) 박사가 2.45 ㎓ 마이크로파 주파수로 전력을 공급해 무연료 헬리콥터를 날게 하는데 성공했다. 1968년 피터 글레이저 박사는 우주 공간에서 태양 전지판을 설치해 직류전압을 RF 전력으로 변환하여 지구에 송신하고, 지구에서 송신 받은 RF 전력을 다시 DC 전압으로 변환하는 태양광 발전용 무선전력전송 기술을 제안하였다. 태양광 발전이란 그림 2.11과 같이 고도 35,785 ㎞의 정지 궤도상에 있는 태양열 발전을 위한 위성으로서 우주 공간의 태양 전지판에서의 직류전압을 RF 전력으로 변환하여 지구로 전송하고, 지구에서 이 RF 전력을 다시 DC 전력으로 변환하는 기술이다. 정지궤도에 위성을 두게 되면 지상보다 2배 이상 되는 태양에너지를 이용해 날씨와 상관없이 태양열 발전을 할 수 있다. 특히 미국 항공우주국(NASA)과 에너지부(DOE)는 1973년 제트 추진 연구소(JPL : Jet Propulsion Laboratory)에서 30 ㎾의 무선전력전송의 가능성을 보였다. 이 후 무선전력전송 기술은 차세대 청정에너지

개발의 일환으로 꾸준히 연구가 진행되어 왔다.[28-30]

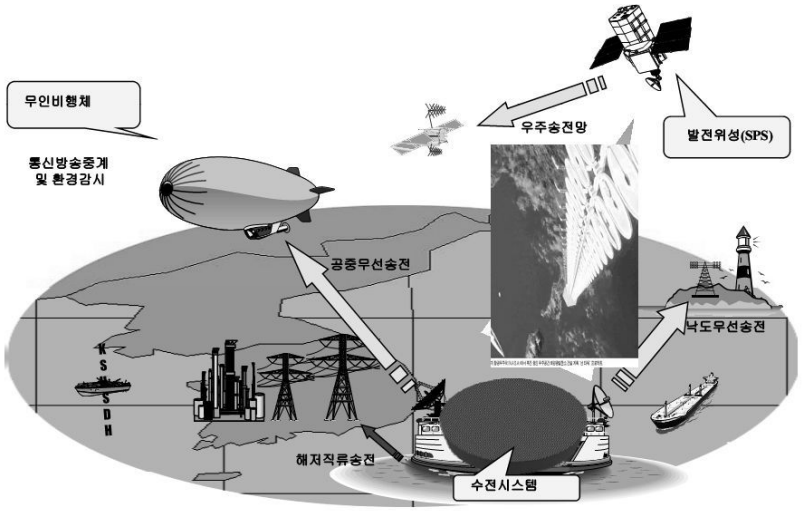


그림 2.11 태양광 발전 시스템

1977년에 Raytheon사의 Brown 박사가 설계한 렉테나는 GaAs-Pt 쇼트키(Schottky) 다이오드와 알루미늄 Bar-type의 다이폴 안테나를 이용하여 8 W의 입력 마이크로파 전력으로부터 90.6%의 변환효율을 기록하였으며, 이는 지금까지 설계된 렉테나 중 가장 높은 변환효율이다.[31] 이후 1982년, Raytheon사의 Brown 박사는 인쇄기법을 사용한 박막필름을 이용하여 다이폴 안테나를 이용한 렉테나를 설계하였다. 이 렉테나는 2.45 ㎓에서 85%의 변환효율을 기록하였으며 planar type 렉테나의 시초가 되었다.[32]

마이크로파 전력전송을 위한 주파수 대역은 Brown 박사의 렉테나 이후로 2.45 ㎓에 초점이 맞춰져 왔지만, Washington DC에 있는 ARCO 전력 기술사에서는 1991년에 35 ㎓에서 72%의 효율을 갖는 렉테나를 개발하였다.[33] 35 ㎓ 대역은 대기에 의한 손실이 작기 때문에 많은 관심을 받았지만, 35 ㎓ 대역에서 높은 전력 송신을 위한 구성요소들이 고가이고 비효율적이어서 상용화하기에는 부적합하였다.

이러한 고가의 구성요소에 의한 효율의 저하를 줄이기 위해 1990년대 후반부터

ISM 대역인 5.8 ㎓ 대역에서의 연구가 진행되기 시작하였다. 5.8 ㎓ 대역은 작은 구성요소와 2.45 ㎓ 이상의 넓은 전송범위 때문에 새로운 무선전력전송 주파수 대역으로서 각광받게 되었다. 계속된 연구로 1992년에 5.87 ㎓ 렉테나는 80%의 변환효율을 달성하였다.[34] 또한 같은 해에 10 ㎓ 와 35 ㎓ 대역에서의 소형, 저전력 렉테나 연구가 진행되기 시작하였고 각각 60%, 39%의 변환효율을 얻었다.[35] 1994년에 마이크로스트립 패치 안테나를 이용한 2.45 ㎓ 렉테나[36], 2000년에 원형편파 패치안테나를 이용한 5.8 ㎓ 렉테나[37], 2002년에 2.45 ㎓와 5.8 ㎓에서 동작하는 평면형 다이폴 안테나를 이용한 이중대역 렉테나[38]와 같은 다양한 소형 렉테나 연구가 진행되기 시작하였다.

최근에는 전기 자동차, 관내 검사용 로봇 등에 적용된 사례도 있으며, 특히 RFID 시스템의 수동형 태그에 저전력을 공급하는 것이 응용분야의 주요한 사례로 부각 되고 있다.

현 시대는 정보통신을 기반으로 하는 유비쿼터스 환경이 트렌드로 자리 잡고 있다. 유비쿼터스란 언제 어디서나 무선으로 네트워크에 연결할 수 있는 환경을 말하며 이러한 환경에서는 휴대기기의 사용이 증대된다. 이때 가장 문제가 되는 것이 휴대기기의 전원 문제라 할 수 있다. 휴대기기의 전원 장치인 배터리를 충전하기 위해서 유선이 아닌 무선전력전송 방식을 채용한다면 선(wire)으로부터의 완전해방을 의미한다.

또한, 센서 네트워크가 향후 큰 시장으로 성장할 것으로 예상되며, 소형 이동체 또는 전원공급이 어려운 환경에서 동작하는 시스템에 전원을 공급하는 무선전력전송 기술은 그 응용의 폭을 넓혀 갈 것으로 예상된다.

2. 렉테나의 기본구조 및 동작원리

1960년대 초반 Raytheon사의 W. C. Brown 박사가 처음 제안한 렉테나의 기본 구조는 그림 2.12와 같다.[32]

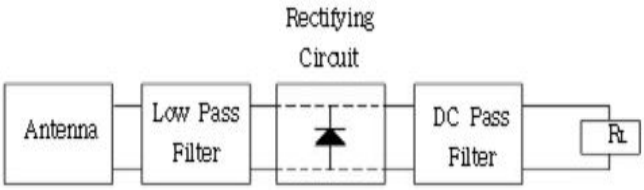


그림 2.12 렉테나의 기본구조

RF 전력을 수신하는 안테나는 이득과 크기가 클수록 더 많은 전력을 수신 할 수 있다.

안테나 다음에 이어지는 저역통과 필터(low pass filter)는 RF-to-DC 변환효율을 높이는 데에 크게 기여하며, 다이오드의 비선형성에 의하여 발생되는 고조파 신호 전력이 안테나를 통하여 재방사 되는 것을 차단한다. 이는 고조파 신호들을 저역통과 필터와 정류회로(rectifying circuit) 사이에 가두어 놓음으로써 변환효율을 높이고자 하는 것이다. 안테나가 받은 RF 전력을 그대로 정류회로에 흘려보내기 위한 것이라면 굳이 이를 사용 할 필요는 없다. 이는 안테나 자체가 공진기이므로 이미 주파수 선택이 이루어지기 때문이다. 만일 안테나 자체만으로도 다이오드에서 발생된 고조파 성분을 반사시킬 수 있다면 저역통과 필터를 사용할 필요가 없게 되어 렉테나를 소형화 할 수 있을 것이다.

저역통과 필터 다음에 이어지는 정류회로는 비선형성을 개선할 수 있는 쇼트키 다이오드가 부하와 병렬로 연결된 형태로 이루어진다.[39]

그림 2.12와 같은 렉테나의 기본 구조를 고려해 보았을 때, RF 전력 변환의 기

본원리는 다이오드 클램핑(clamping) 회로 또는 RF 믹서(mixer)에서의 대신호 해석과 유사하다.

또한, 변환효율을 극대화하기 위해서는 다이오드에 의해서 발생된 고조파 신호들을 저역통과 필터(또는 대역통과 필터)와 DC 통과 필터 사이에 가두고, 입력전력에 비하여 큰 항복전압과 작은 문턱전압을 갖는 다이오드를 사용하여, 다이오드의 입력 임피던스와 안테나의 입력 임피던스 간의 매칭을 해야 한다.

그러나 입사되는 신호가 대신호이기 때문에 입력전력의 크기에 따라 다이오드의 임피던스가 변하므로 다이오드에 입사되는 전력 크기를 미리 예측 한 다음 임피던스 매칭 회로를 설계하여야 한다.

앞서 언급하였듯이 다이오드에 입사되는 전력에 따라 변화효율이 달라지며, 입력전력에 따른 DC 변환효율 그래프는 그림 2.13과 같다.[35]

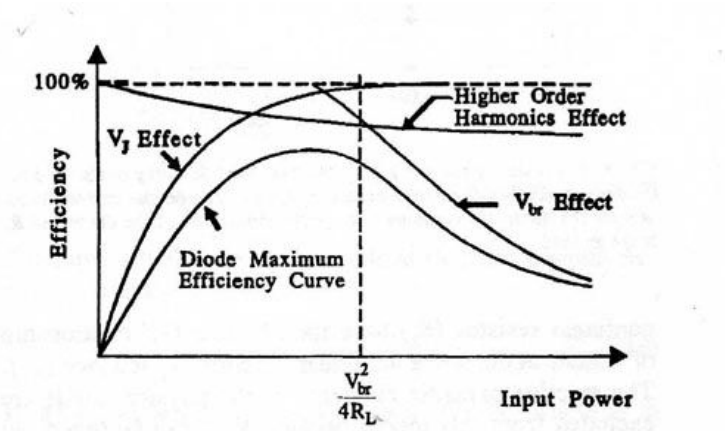


그림 2.13 입력전력과 DC 변환효율과의 관계[35]

그림 2.13에서 V_J 는 다이오드의 forward voltage drop (junction voltage), V_{br}은 다이오드의 항복 voltage, R_L은 부하저항이다.

작은 전력이 다이오드에 입사될 경우에는 변환효율이 낮게 나타난다. RF 신호의 입력 voltage swing이 다이오드의 V_J 보다 작거나 같으면 0에 가깝게 되고, V_J

보다 클수록 DC 변환효율도 증가하기 시작하여 100%의 효율이 된다. 그러나 이는 다이오드의 V_{br} 이 무한대이고, 다이오드에 의하여 발생되는 고조파 신호가 없다고 가정하였을 경우이다. 실제 상황에서는 다이오드에서 발생되는 고조파 신호의 영향으로 효율이 줄어들며, 다이오드에 입사되는 voltage swing의 크기가 V_{br} 이상이 되면 효율이 급격하게 감소하기 시작한다. 변환효율이 떨어지기 시작하는 입력전력은 다이오드에 입력될 수 있는 최대전력($V_{br}^2/4R_L$)으로 예측할 수 있다.

쇼트키 다이오드에 부하저항을 연결한 정류회로의 등가회로는 그림 2.14와 같다.

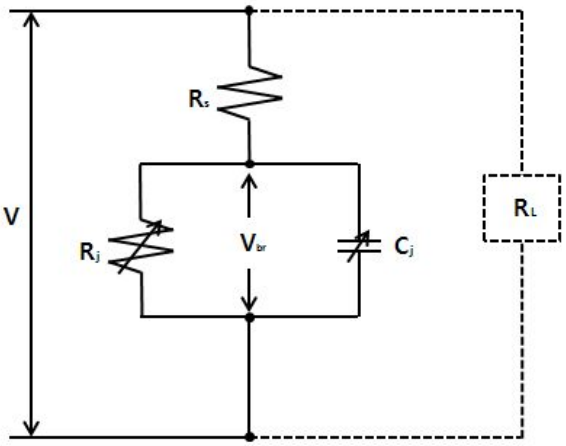


그림 2.14 정류회로의 등가회로

그림 2.14에서 렉테나의 변환효율은 세 가지 파라미터 V_{br}, C_j (zero biased junction capacitance), R_S (series resistance)에 의해 정의되며, 이들 파라미터는 다이오드를 구성하는 물질의 특성에 의해 결정된다.[40]

다이오드의 V_{br}이 junction voltage (0.3 V ~ 0.8 V) 보다 충분히 크다면 입력전력이 그림 2.13에 나와 있듯이 $V_{br}^2/4R_L$이 되기 전 까지는 변환효율을 거의 100%까지 증가시킬 수 있다. 반면, 30 ㎓ 이상의 높은 주파수에서 사용되는 렉테나를 설계할 경우에는 다이오드의 C_j가 0.1 ㎊ 이하로 작아지게 되는데, 이 때문에 R_S가 증

가하게 되고, 그 결과 V_{br}이 감소하게 된다. 이와 같은 다이오드 특성 때문에 같은 다이오드를 사용하더라도 주파수가 높아지게 되면 최대 변환효율은 낮아지게 된다.

3. 렉테나의 변환효율

렉테나의 변환효율은 식 (2.1)과 같다.

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \times 100\,(\%) \tag{2.1}$$

여기서 P_{DC} 는 변환된 DC 전력으로써, 렉테나 부하저항(R_L)에 걸리는 DC 전압을 측정 후 수식 V_{DC}^2/R_L 로 계산하여 구할 수 있다. 그리고 P_{RF} 는 렉테나의 수신전력이다.

안테나 수신전력의 개념을 살펴보기 위한 안테나 송수신 시스템은 그림 2.15와 같다.

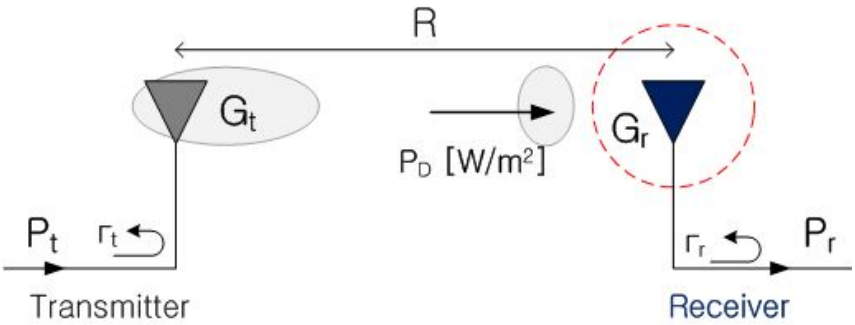


그림 2.15 안테나 송수신 시스템

그림 2.15 안테나 송수신 시스템의 파라미터는 표 2.3과 같다.

표 2.3 안테나 송수신 시스템 파라미터

구분	파라미터
R [m]	송수신 안테나간 거리
P_t [W]	송신안테나 입력전력
Γ_t	송신측 부정합에 의한 반사손실
G_t [dBi]	송신안테나 이득
P_D [W/m^2]	수신안테나에 입사되는 전력밀도
G_r [dBi]	수신안테나 이득
Γ_r	수신측 부정합에 대한 반사손실
P_r [W]	수신전력

수신전력 P_r은 식 (2.2)와 같다.

$$P_r = P_D A_{er} \quad [\mathrm{W}] \tag{2.2}$$

여기서, A_{er}은 유효수신면적(effective aperture)이고, P_D [W/㎡]는 수신안테나에 입사되는 전력밀도로서, 식 (2.3)과 같다.

$$P_D = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t \quad [\mathrm{W/m^2}] \tag{2.3}$$

수신안테나 이득 G_r은 식 (2.4)와 같다.

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{er} \quad [\mathrm{dBi}] \tag{2.4}$$

위 식 (2.2), (2.3), (2.4)를 이용하여 구한 Friis transmission equation은 식

(2.5)와 같다.[54]

$$P_r = P_t\left(1-|\Gamma_t|^2\right)\left(1-|\Gamma_r|^2\right)\left|\hat{\rho_t} \cdot \hat{\rho_r}\right|^2 \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} G_r G_t \qquad [\mathrm{W}] \qquad (2.5)$$

식 (2.5)는 송신단과 수신단의 부정합 손실 요인을 적용한 수식이다. $\left|\hat{\rho_t} \cdot \hat{\rho_r}\right|^2$ 는 polarization 부정합에 의한 손실을 나타낸다. 만일 송수신 안테나가 완벽히 정합되어 있다고 가정하면 자유공간 손실만 남게 되고 식 (2.5)는 식 (2.6)과 같이 근사화 할 수 있다.

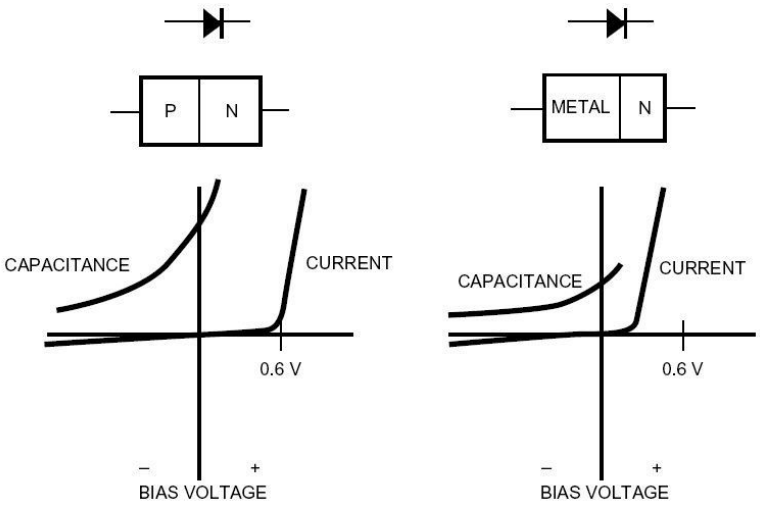
$$P_r = P_t \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} G_r G_t \qquad [\mathrm{W}] \qquad (2.6)$$

이에 본 논문에서는 측정한 부하저항 양단의 전압 값을 식 (2.1), (2.6)에 각각 적용하여 렉테나 효율을 구하고자 한다.

4. 정류용 다이오드

다이오드는 정류작업을 수행하는 렉테나의 중요 부분으로 수 ㎑ ~ 수 ㎒의 낮은 주파수에서는 p-n 접합 다이오드나 트랜지스터가 정류기 소자로 사용되지만, 1 ㎓ 이상의 마이크로파에서는 GaAs 혹은 Si 쇼트키 다이오드가 사용된다. 이는 마이크로파 무선전력전송 시스템에서는 수신기에 입사되는 전력이 매우 작으므로 turn-on 전압이 낮은 다이오드를 사용하여야 한다.

p-n 접합 다이오드와 쇼트키 다이오드의 특성 비교는 그림 2.16과 같다.



(a) p-n 접합 다이오드 (b) 쇼트키 다이오드

그림 2.16 p-n 다이오드와 쇼트키 다이오드의 특성 비교

그림 2.16의 결과, 쇼트키 다이오드의 경우 turn-on 전압이 일반적인 p-n 접합 다이오드에 비해 낮기 때문에 마이크로파 무선전력전송 시스템에서 주로 사용된다.[41]

쇼트키 다이오드는 금속-반도체의 접합으로 이루어진 다이오드로서 정류기와

스위칭 소자로 많이 쓰인다. 금속과 반도체를 접촉시켰을 때 발생하는 쇼트키 장벽에 의해 전류는 한 방향으로만 흐리기 쉽고 이를 통해 정류 작용이 일어난다.

일반 p-n 접합 다이오드의 경우 순방향 전압과 전류에 따라 약간 다르지만 약 0.8 V ~ 1 V 정도의 전압 강하가 있으나, 쇼트키 다이오드는 약 0.4 V ~ 0.5 V 정도로 순방향 전압 강하가 작아 낮은 전압, 대전류 정류 시에는 효율이 배정도로 높아진다. 또한 소수캐리어의 축적 효과가 없기 때문에 p-n 접합 다이오드에 비해 스위칭 속도가 빠르다는 장점이 있다. 스위칭 속도가 빠르면 회복시간이 짧아진다. 여기서 회복시간은 역방향 바이어스에서 순방향 바이어스가 될 때 순방향으로 신호를 얼마나 빨리 보낼 수 있는지를 의미한다. 또한 쇼트키 다이오드는 순방향 전압 손실이 적고 매우 빠른 스위칭 전환이 특징인 반도체 다이오드로 집적회로 등의 스위칭 특성 향상에 이용되며 초고주파 수신기 등에도 사용되지만, 누설 전류가 크고 항복전압이 낮은 단점이 있다.

일반적인 쇼트키 다이오드의 구조는 그림 2.17과 같다.

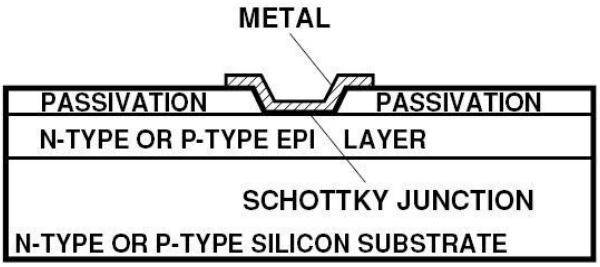


그림 2.17 쇼트키 다이오드 구조

그림 2.17의 쇼트키 다이오드의 구조를 보면 일반적인 p-n 접합 다이오드와 달리 금속이 접합되어 있어 전류가 다수 캐리어에 의해 이루어지므로 매우 작은 캐리어 lifetime을 갖게 된다. 이는 빠른 스위칭이 가능하다는 장점으로 마이크로파 주파수에서 대표되는 정류소자로 사용된다.

쇼트키 다이오드의 선형 등가회로는 그림 2.18과 같다.[42]

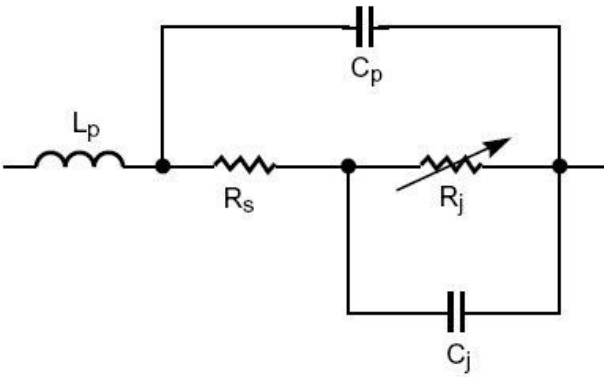


그림 2.18 쇼트키 다이오드의 선형 등가회로

그림 2.18에서 C_j는 쇼트키 칩의 기생 접합 커패시터이고, R_s는 쇼트키 칩의 기생 직렬저항, L_p와 C_p는 패키지에 의한 기생 성분, R_j는 다이오드의 접합 저항으로서, 이곳에서 RF 전력이 DC 출력전압으로 변환된다. 이상적인 경우 최대 출력에 대해 입사하는 RF 전압 모두가 R_j 양단에 나타나게 된다.

일반적으로 p형 쇼트키 다이오드는 n형 쇼트키 다이오드에 비해 turn on 전압이 낮아서 zero bias RF detector 등과 같은 회로에 응용할 수 있다. 그러나 이것은 매우 낮은 항복전압과 높은 직렬저항을 가지는 단점이 있다.

현재까지 발표된 문헌을 중심으로 렉테나에 사용된 주요 다이오드를 살펴보면 다음과 같다.

- 35 ㎓ 렉테나를 설계하기 위해 Ka 대역 Mixer에 사용되는 AlphaInc. 사의 GaAs 쇼트키 다이오드 DMK6606
- Agilent Technologies 사의 쇼트키 다이오드 HSMS-285x series
- Agilent Technologies 사의 마이크로파 Si 쇼트키 detector 다이오드 HSMS-286x series
- Agilent Technologies 사의 마이크로파 Si 쇼트키 barrier 다이오드

HSMS-282x series

- M/A Com 사의 Flip 칩 GaAs 쇼트키 barrier 다이오드 MA4E1317
- Alpha Inc. 사의 SMS7630-079 zero bias 다이오드

위에 나열한 각 다이오드의 등가회로 파라미터의 값은 표 2.4와 같다.[43-45]

표 2.4 여러 종류의 다이오드 등가회로 파라미터

다이오드 파라미터	L_p [nH]	R_s [Ω]	C_p [pF]	C_j [pF]	V_{bi} [V]	V_{br} [V]
DMK6606	0.2	4.85	0.1	0.13	-	-
MA40150-119	-	8	-	0.12	-	-
MA4E1317	-	4	-	0.02	0.7	7
HSMS-8202(n형)	2.3	6	0.08	0.18	0.3	4
HSMA-286x(n형)	-	6	-	0.18	0.35	7
HSMS-285x(p형)	-	25	-	0.18	0.25	3.8
HSMS-282x(n형)	-	6	-	0.7	0.34	15
SMS7630	-	20	-	0.14	0.2	-
MA4E2054A	-	11	-	0.13	0.4	3

표 2.4의 결과, V_{bi}는 문턱전압이며, V_{br}은 항복전압이다. 다이오드의 접합 커패시터 C_j는 접합 저항을 단락시켜 입사되는 RF 전력을 기생 직렬 저항 R_s에 인가되도록 하여 정류작용의 기능을 못하게 영향을 미칠 수 있다. 일반적으로 높은 주파수와 높은 R_j의 값에서 접합 커패시터는 출력전압에 더 큰 영향을 미친다. 접합 커패시터가 출력 전압에 미치는 효과는 식 (2.7)과 같다.[43]

$$M = \frac{1}{1 + w^2 C_j^2 R_s R_j} \tag{2.7}$$

여기서, M은 출력전압에 곱해지는 상수이며, ω는 각주파수이다. 접합 저항에

대한 M의 값은 그림 2.19와 같다.

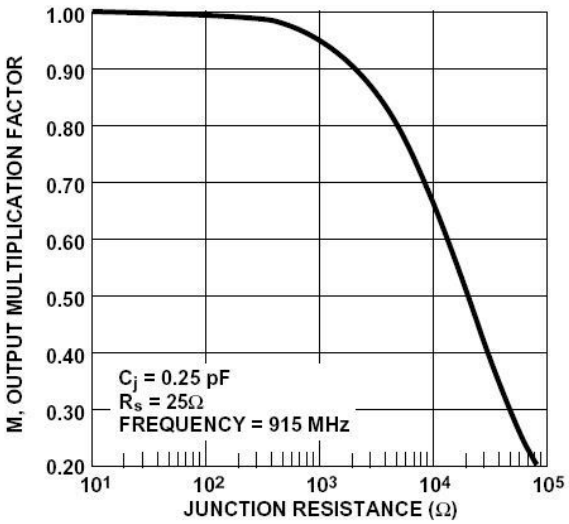


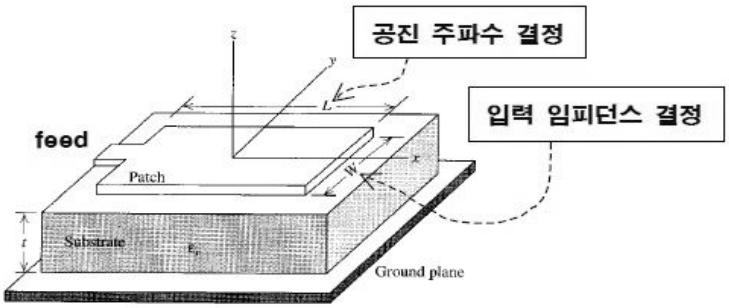
그림 2.19 접합 커패시터의 영향

그림 2.19의 결과, R_j가 250 Ω 이하인 경우 M의 값이 1이므로 출력전압의 크기가 그대로 출력되어 접합 커패시터가 미치는 영향이 미미하지만, 그 이상에서는 출력전압이 현저하게 줄어드는 것을 알 수 있다. 따라서 다이오드의 접합 저항을 250 Ω 이하로 하는 것이 중요하다. 그러나 렉테나의 경우 입력전력이 증가하거나 부하저항이 감소하게 되면 다이오드에 흐르는 전류의 값이 증가하게 되어 접합저항이 감소하게 된다. 즉 R_j의 값이 일정한 값이 아니고 어느 범위를 가지고 존재하게 된다. 그러므로 이러한 점을 감안하여 안테나와 다이오드 사이의 임피던스 정합을 수행해야 한다.

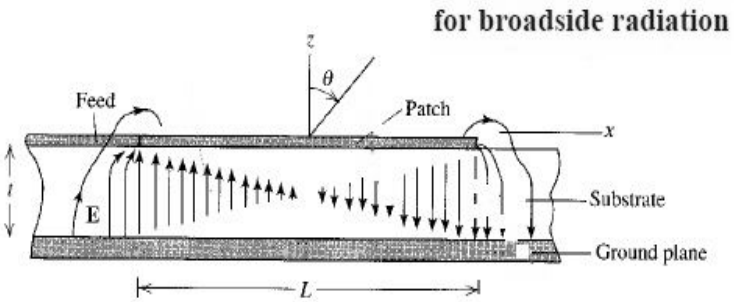
제 3 절 마이크로스트립 패치 안테나

1. 마이크로스트립 패치 안테나의 구조

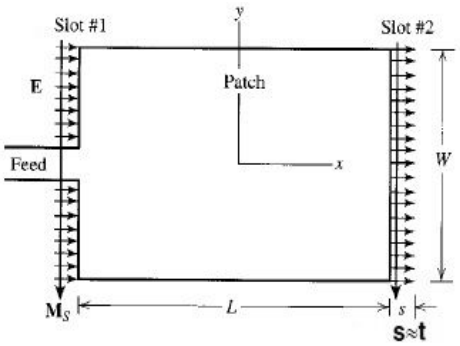
패치 안테나란 윗면이 개방되어 있는 마이크로스트립 선로가 개방 면을 통해 고주파를 방사하는 원리를 이용하여 제작된 소형 평면 안테나이고, 마이크로스트립 패치 안테나는 유전체 판의 한 면을 접지 판으로 하고, 다른 면은 스트립 선로나 슬로트 선로로 회로를 구성하는 형태이다. 만일 위쪽 금속이 길고 좁은 선로라면 마이크로스트립 전송선로가 형성되고, 적절한 파장 크기의 패치라면 이 소자는 마이크로스트립 안테나가 된다. 마이크로스트립 패치 안테나의 기본 구조는 그림 2.20과 같다.



(a) 가장자리 급전 마이크로스트립 패치 안테나를 분석하기 위한 구조



(b) 전계를 옆에서 본 모양



(c) 방사를 설명하기 위한 프린징 효과를 위에서 본 모양
그림 2.20 마이크로스트립 패치 안테나의 기본구조[46]

패치 안테나는 공진형 안테나이고 만족할 만한 대역폭을 얻기 위한 공진 특성은 마이크로스트립 패치 안테나 설계의 주 연구대상이다. 일반적인 패치 안테나에서는 수 % 정도의 대역폭만 얻을 수 있고, 또한 마이크로스트립 패치 안테나가 공진형 안테나라는 것은 UHF이하 주파수 대역에서는 크기가 매우 크다는 것을 의미하기 때문에 보통 1 ㎓ ~ 100 ㎓ 주파수 대역에서 주로 사용된다. 마이크로스트립 패치 안테나에서 고려해야 할 점은 급전회로망의 경우에는 전자장을 유전체 내부에 강하게 접속해야 하는 반면 패치의 경우에는 전자장을 공간으로 방사하기 위해 전자장이 유전체 내부에 느슨하게 접속해야 한

다. 이것은 높은 방사효율과 원하는 편파, 임피던스, 대역폭을 얻기 위해서 패치 안테나는 인쇄기판 방법으로 제작하기 때문에 제작이 쉽고 대량 생산에 적합하며 높이가 낮고 견고하다는 등의 여러 가지 특징이 있다.[46]

마이크로스트립 패치 안테나는 대역이 좁고 이득이 낮은 단점은 있으나, 같은 기판 위에 다른 마이크로 직접회로(IC) 소자들과 쉽게 결합할 수 있어 휴대폰과 같은 밀리미터 대역의 소형기기에 많이 사용되고 있다. 일반적인 패치 안테나의 다양한 구조는 그림 2.21과 같다.

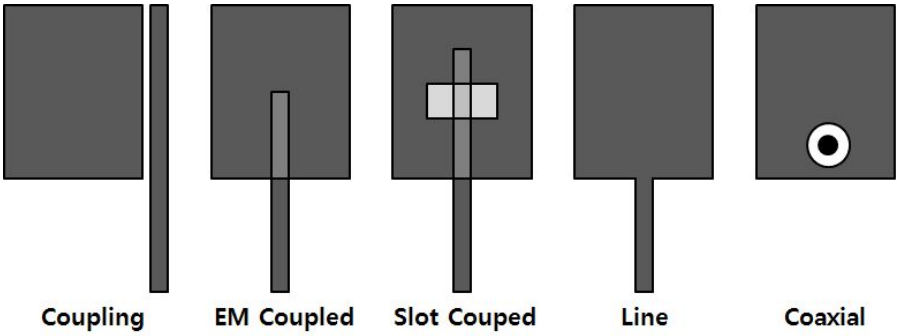


그림 2.21 패치 안테나의 다양한 구조

그림 2.21과 같이 전방향으로 한 마이크로스트립 패치 안테나를 네모형 패치 안테나, 원형으로 된 것을 원형 패치 안테나라고 하며 어레이 안테나의 개별 안테나 소자로도 이용된다.

마이크로스트립 패치 안테나의 가장 기본적인 형태는 그림 2.22와 같다.

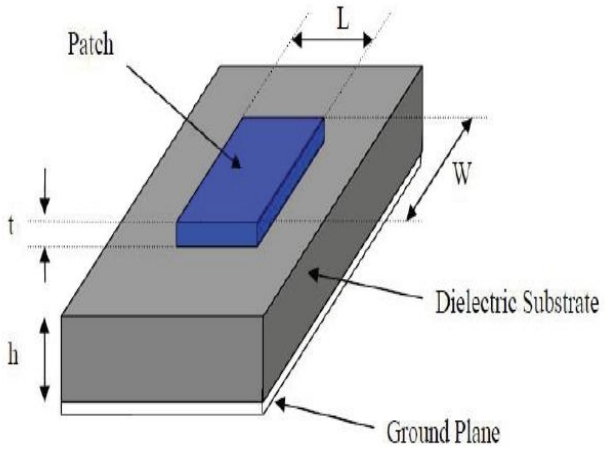


그림 2.22 마이크로스트립 패치 안테나의 기본형태

마이크로스트립 패치 안테나는 아주 얇은 금속체를 접지면 위에 올려놓은 형태로 되어 있다. 마이크로스트립 패치 안테나의 방사모드는 브로드사이드와 엔드파이어로 되어 있으며, 여기모드를 적당히 선정함으로써 방사모드가 결정된다. 패치의 형태가 사각형일 경우 마이크로스트립 패치 안테나에서 패치의 길이 L은 $0.3333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$의 ($\lambda_0$는 파장) 값을 나타내며 주로 안테나의 공진 주파수를 결정한다. 패치의 두께 t는 $t \ll \lambda_0$일 정도로 매우 얇은 것을 선택한다. 유전 기판의 높이 h는 $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$이다. 기판의 비유전율 ϵ_r은 $2.2 \le \epsilon_r \le 12$의 범위 안에 있다. 마이크로스트립 패치 안테나에서 방사소자의 폭 W는 임피던스에 영향을 주며, 방사소자의 길이 L은 안테나의 공진 주파수에 영향을 준다.[47]

마이크로스트립 패치 안테나는 주로 패치의 가장자리와 기준 평면 사이의 프린징 필드로 인해 방사한다. 우수한 안테나 성능을 위해서는 유전율이 낮고 두께는 두꺼운 유전 기판을 사용하는 것이 좋다. 그 이유는 효율성이 더 높고 대역폭이 크며 방사가 잘 되기 때문이다. 하지만 이러한 구성으로 인해 안테나의 크기는 커진다. 소형화된 마이크로스트립 패치 안테나를 만들기 위해서는 유전율이 높은 기판을 사용해야 하는데, 이는 효율성이 떨어지고 대역폭을 좁게 만

든다. 따라서 안테나 치수와 안테나 성능 간의 상쇄 관계를 반드시 인지해야 한다.[48]

마이크로스트립 패치 요소의 일반적인 형태는 그림 2.23과 같다.

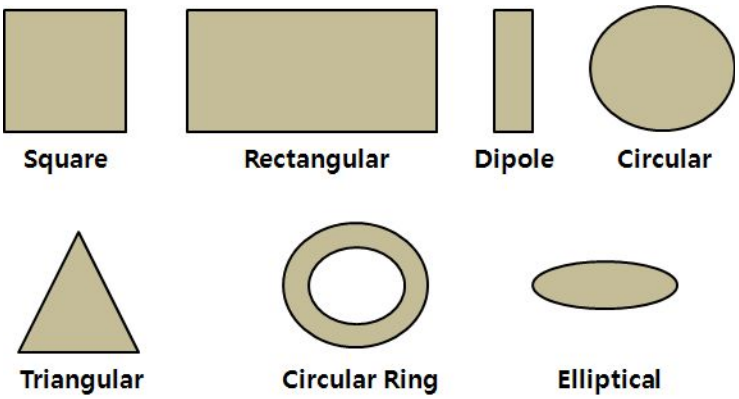


그림 2.23 마이크로스트립 패치 요소의 일반적인 형태

마이크로스트립 패치 안테나는 간단한 구조로 인해 무선 애플리케이션에서 인기가 높아지고 있으며, 이는 휴대폰, 호출기 같은 휴대용 무선 장비에 내장된 안테나에서 호환성이 높다. 또한 미사일의 원격 측정 및 통신 안테나는 두께가 얇아야 하기 때문에 마이크로스트립 패치 안테나의 형태를 보이는 경우가 많다. 마이크로스트립 패치 안테나가 성공적으로 사용된 또 다른 영역은 바로 위성통신이다.

마이크로스트립 패치 안테나의 주요 장점으로는 무게가 가볍고 부피가 작음, 호스트 표면에 쉽게 적용할 수 있는 간단한 평면 구성, 제작비용이 적게 들기 때문에 대량 생산 가능, 원형 분극과 선형 분극모두 지원 가능, 마이크로파 내장 회로(MIC)에 쉽게 내장 가능, 이중 및 삼중 주파수 작동 가능 등을 들 수 있다.[49-50]

마이크로스트립 패치 안테나를 기존 안테나와 비교했을 때 단점으로는, 좁은 대역폭, 낮은 효율성, 전력 처리 용량의 적음, 표면파 여기 등을 들 수 있다.

마이크로스트립 패치 안테나는 안테나의 품질 요인(Q)이 매우 높다. 이는 안테나와 관련된 손실을 표시하는 것으로, Q가 커지면 대역폭이 좁아지고 효율성이 떨어진다. 유전 기판의 두께를 두껍게 하면 Q를 줄일 수 있다. 하지만 두께를 늘릴수록 소스가 전달한 총 전력의 많은 부분이 표면파로 들어간다. 이러한 표면파에 대한 기여는 궁극적으로 유전밴드에 분산되고, 안테나 특성의 품질을 떨어뜨리기 때문에 원치 않은 전력 손실로 계산할 수 있다. 낮은 이득과 낮은 전력 용량과 같은 다른 문제들은 구성 시 어레이 형태로 구성함으로서 극복할 수 있다.[51]

2. 마이크로스트립 전송 선로

저주파 회로 기판에서의 선로는 같은 양의 선로를 얼마나 좁은 공간에서 짧은 거리로 구현하는가가 중요한 요소이다. 반면에 접지의 위치는 중요하지 않고, 신호선과 접지간의 거리 또한 고려하지 않는다.

그러나 고주파 회로에서의 선로의 길이는 회로 소자 값 자체가 되며, 신호선과 접지간의 사이에 다른 선로가 지나간다면 그 영향 또한 크기 때문에 접지의 위치가 매우 중요하다.

또한 고주파가 될수록 선로의 내부가 아닌 외부 표면에만 전류가 흐르려는 경향이 커지고, 안테나처럼 방사하려는 경향이 강해지기 때문에 선로 금속 자체로 신호를 보내기 힘들다.

따라서 이런 고주파의 여타 조건들을 만족시키기 위해 고주파용 회로 기판인 마이크로스트립 기판을 많이 사용한다. 마이크로스트립 기판의 특징은 작고 가벼우며 대량 생산 및 집적화가 용이하여 크기를 임의대로 조절 할 수 있으나 상대적으로 기판 값이 비싸며 높은 전력을 다룰 수 없다는 단점이 있다.

마이크로스트립 기판의 구조는 그림 2.24와 같다.

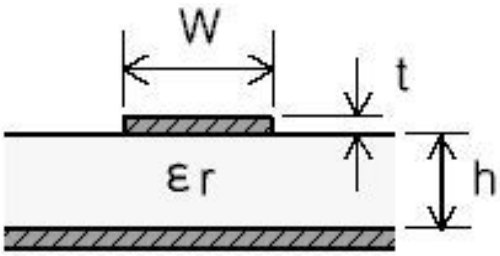


그림 2.24 마이크로스트립 기판

그림 2.24에서 W는 마이크로스트립 선로 폭, t는 금속 두께, h는 유전 기판의 두께, ϵ_r은 비유전율이다. 하단의 도체면은 접지가 되고 일정 두께의 유전체 기

판을 올린 후 유전체위의 도체면에 선로 형상을 구현한다. 즉, 상단 표면에 있는 도체가 신호선이 된다.

마이크로스트립 기판에서 신호는 상단의 선로와 하단의 접지 사이에 필드 형태로 유기되어 전달된다. 마이크로스트립 기판은 전기장과 자기장이 진행 방향에 모두 수직은 TEM 모드 대신 도체의 가장자리 부근에서 발생되는 균일하지 않는 전자기장이 분포하여 선로 옆으로 휘는 프린징 전계(fringing field)가 존재하여 quasi-TEM 모드를 사용한다.

마이크로스트립 기판에서는 이 quasi-TEM 모드를 사용하기 때문에 기판의 유전율이 그대로 수식에 적용되지 않으므로 실효 유전상수(effective dielectric constant) ϵ_e의 계산이 필요하며 전자장 일부가 유전체 안에 있고 일부는 공기 중에 있으므로 $1<\epsilon_e<\epsilon_r$의 관계를 만족하고, ϵ_e는 기판의 두께와 선로 폭에 의해 결정된다. 실효 유전상수 ϵ_e는 식 (2.8)과 같다.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \tag{2.8}$$

여기서, W는 마이크로스트립 선로 폭, h는 유전 기판의 두께를 나타낸다.

마이크로스트립 선로의 폭은 임피던스를 결정한다. 선로의 폭이 넓을수록 임피던스는 작고, 선로의 폭이 좁을수록 임피던스는 크다. 일반적인 마이크로스트립 선로의 폭과 높이, 임피던스의 관계는 식 (2.9)와 같다.

$$Z_0 = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\dfrac{8h}{W} + \dfrac{W}{4h}\right) & [\Omega]\,(W/h \le 1) \\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}\left[W/h + 1.393 + 0.667\ln(W/h + 1.444)\right]} & [\Omega]\,(W/h > 1) \end{cases} \tag{2.9}$$

특성 임피던스 Z_o와 비유전율 ϵ_r로부터 마이크로스트립 선로의 폭과 기판 두께의 비는 식 (2.10)과 같다.

$$\frac{W}{h}=\begin{cases}8e^{A}/(e^{2A}-2) & (W/h \le 2)\\ \frac{2}{\pi}[B-1-\ln(2B-1)+\frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r}\left\{\ln(B-1)+0.39-\frac{0.61}{\epsilon_r}\right\}] & (W/h > 2)\end{cases} \quad (2.10)$$

여기서, A와 B는 식 (2.11), (2.12)와 같다.

$$A=\frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}}+\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1}(0.23+\frac{0.11}{\epsilon_r}) \quad (2.11)$$

$$B=377\pi/(2Z_0\sqrt{\epsilon_r}) \quad (2.12)$$

마이크로스트립 기판의 비유전율, 유전 기판의 두께, 금속 두께, 선로 폭 등에 의해 전송 선로의 특성 임피던스가 정해진다. 비유전율이 높은 기판을 사용하면 관내 파장이 짧아져서 회로를 작게 만들 수 있다.

제 4 절 프랙탈 구조

프랙탈 개념은 라틴어로 쪼개진이라는 fractus에서 유래되었으며, 불규칙하고 복잡한 구조를 갖는 모양들이 쪼개져서 생기는 여러 개의 불규칙한 모양의 조각들을 연상시키기 때문에 fractus를 변형시킨 fractal이란 용어가 만들어졌다.[52]

1940년대에 L. J. Chu와 H. Wheeler가 소형 안테나의 성능에 대한 기본적인 제안들을 정립하였다.

1950년대부터 1960년대에는 University of Illinois at Urbana-Champaign, University of California, Ohio State University의 여러 연구팀들이 주파수와 무관한 안테나의 개념을 도입하였다. 이와 함께 자기 비례성(self scaling) 개념이 스파이럴 안테나와 대수주기 다이폴 안테나에 적용되기 시작하였다.

1970년대에는 Benoit B. Mandelbrot가 프랙탈(fractal)이라는 용어를 처음 만들어 냈으며, 이 용어는 유클리드 기하학의 전통적인 규칙을 따르지 않는 기하학적 객체 집단을 묘사하는데 사용하게 되었다. 나중에 Mandelbot는 이러한 프랙탈 형태가 자연에서의 가장 일반적인 형태임을 언급하였다.

1980대에는 University of Pennsylvania의 D.J.Jaggard의 연구팀이 프랙탈 전기역학(fractal electrodynamics)이란 용어를 만들었고, 이것은 전자기학과 프랙탈 기하학이 결합된 학문 영역으로서, 프랙탈 형태와 전자기파의 상호 작용이 조사되었고 공통적인 프랙탈 특징들과 산란 전자기파들 간의 어떤 관련성들이 정립되게 되었다.

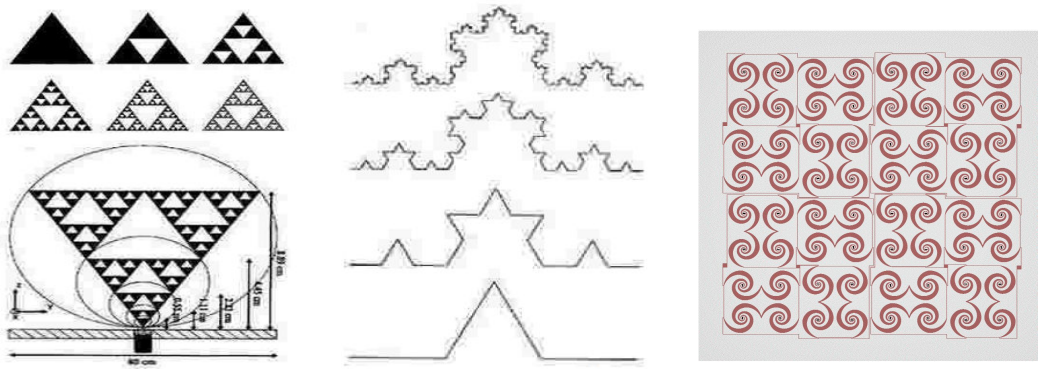
1990년대에는 스페인의 Universitat Politecnica de Catalunya의 C. Puente 연구팀에 의해 프랙탈 다중대역 안테나인 sierpinski antenna 등이 개발되었으며, University of Boston의 N.Cohen (現 fractal antenna system의 CTO)에 의해 프랙탈을 이용한 소형 안테나 koch monopole 등이 도입되게 되었다.[53]

그림 2.25는 자연계의 여러 가지 복잡한 지정학적 형태와 연관시켜 보면, 해안선과 나뭇잎의 형태로 단순한 규칙과 계속적인 반복을 통해서 만들어진 구조로서 전체의 구조가 하부구조에 비슷하게 반복되는 자기 유사성의 특징을 보인다.

(a) 해안선 (b) 나뭇잎

그림 2.25 자연계에서 존재하는 프랙탈[54]

프랙탈 안테나의 구조에는 sierpinski gasket, koch curve, fractal tree, sierpinki carpet 등이 있으며, 다중 주파수대역의 수신이 가능한 프랙탈 안테나의 구조 예는 그림 2.26과 같다.[11]



(a) sierpinski triangle 구조 (b) kuch curve 구조 (c) grid spiral array 구조

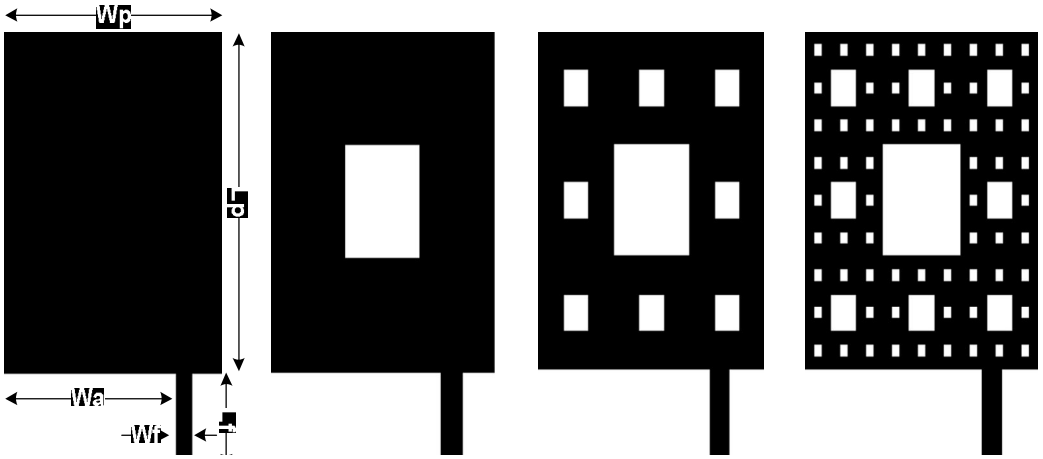
그림 2.26 여러 가지 프랙탈 구조 예[52]

제 3 장 설계 및 시뮬레이션

제 1 절 안테나 설계 및 시뮬레이션

프랙탈 구조는 나뭇잎과 가지 등의 자연적 구조에서 착안된 기하학적 구조이며 자기 유사성을 갖는 구조로서 일반적으로 평면 안테나의 크기축소에 사용되고 있다. 이 구조는 동일한 패턴의 반복으로 전기적 길이가 증가하며 구조 반복 차수가 증가할수록 다중공진의 특성을 강하게 보이게 된다.

이에 본 논문에서는 소형화 및 경량화를 위하여 프랙탈 구조 중 급전이 용이한 sierpinski carpet 구조의 2.45 ㎓ 대역 마이크로스트립 패치 안테나를 설계하고, 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 제안한 프랙탈 안테나의 구조는 그림 3.1과 같다.



(a) 기본구조 (b) 1차 반복구조 (c) 2차 반복구조 (d) 3차 반복구조

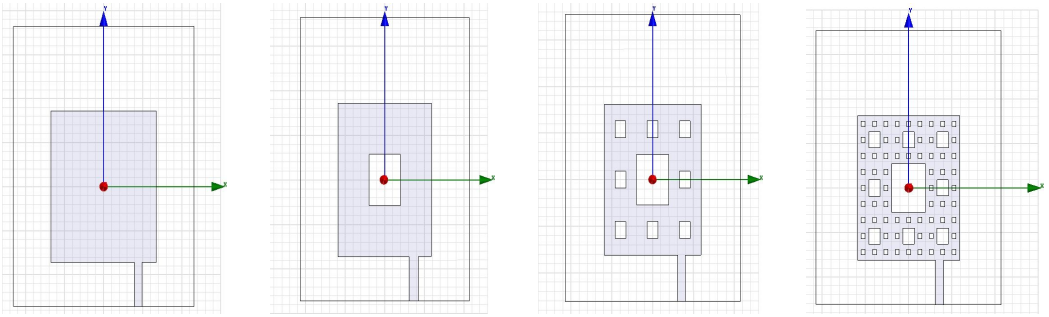
그림 3.1 제안한 프랙탈 안테나

안테나의 기본적인 구조는 기판의 위쪽 면에 패치 안테나를 설계하고 급전부를 두었으며, 반대쪽인 아래쪽 면 전체를 그라운드로 하였다. 본 논문에서 제안한 렉테나의 안테나부는 안테나 제작용 기판으로 많이 사용되는 FR4와 Teflon을 이용하여 설계하였다. 제안한 프랙탈 안테나의 설계 주요 파라미터는 표 3.1과 같다.

표 3.1 안테나 설계 파라미터

파라미터	FR4 기판	Teflon 기판
공진 주파수	2.45 ㎓	2.45 ㎓
비유전율(ε_r)	4.7	2.2
손실 탄젠트	0.019	0.0009
기판 두께	1.6 ㎜	1.6 ㎜

제안한 렉테나의 안테나부 설계는 3차원 초고주파 해석 시뮬레이션 설계 프로그램인 Ansoft 사의 HFSS(ver. 12)를 이용하여 동일 크기의 연속된 사각 슬롯을 이용한 평면형 프랙탈 마이크로스트립라인 패치 안테나로 설계하였다. HFSS를 이용하여 구현한 안테나 구조는 그림 3.2와 같다.



(a) 기본구조 (b) 1차 반복구조 (c) 2차 반복구조 (d) 3차 반복구조

그림 3.2 HFSS를 이용하여 구현한 안테나 구조

1. FR4 기판에 설계한 안테나

FR4 기판에 설계한 안테나의 상세 크기는 표 3.2와 같다.

표 3.2 FR4 기판에 설계한 안테나 상세 크기

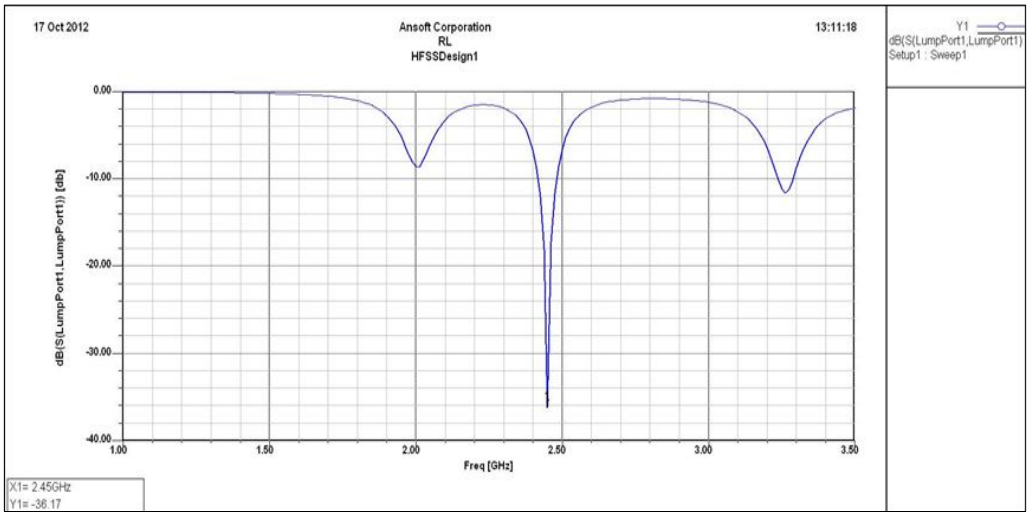
(단위 : ㎜)

안테나	W_p	L_p	W_a	W_f	L_f	기판 두께	안테나 면적(㎟)	상대 면적율(%)
기본구조	27	34.41	21.26	2	10	1.6	929.07	100.0
1차 반복구조	23.58	34.41	18.05	2.3	10	1.6	811.39	87.3
2차 반복구조	23.66	32.40	18.02	1.9	10	1.6	766.61	82.5
3차 반복구조	23.66	32.4	17.96	1.9	10	1.6	766.58	82.5

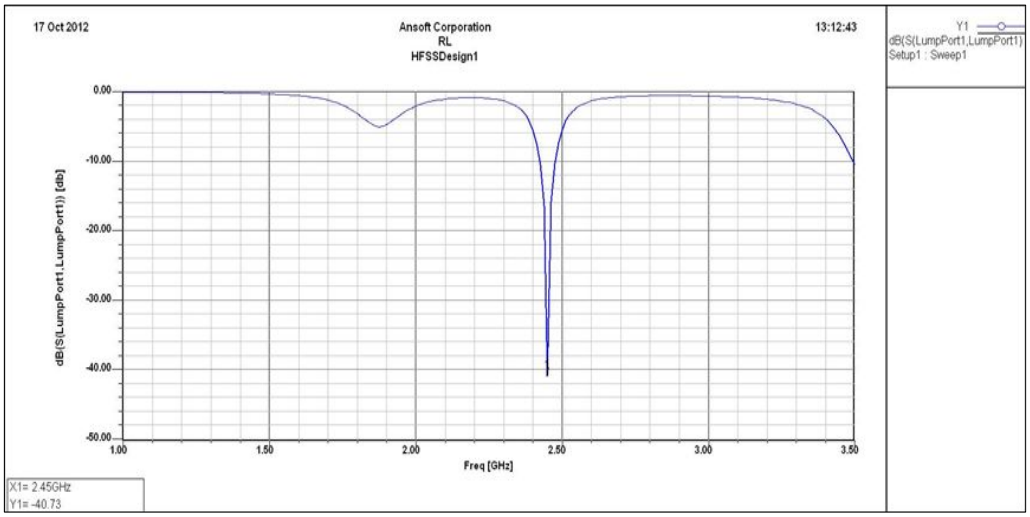
표 3.2의 결과, FR4 기판에 2.45 ㎓ 주파수에서 50 Ω으로 임피던스 매칭을 시킨 안테나의 상대 면적율은 기본구조에 비하여 1차 반복구조는 12.7%, 2차 반복구조는 17.5%, 3차 반복구조는 17.5% 축소되었다. 특히, 3차 반복구조는 2차 반복구조와 거의 같은 축소율을 나타내었다.

가. 반사손실 시뮬레이션 결과

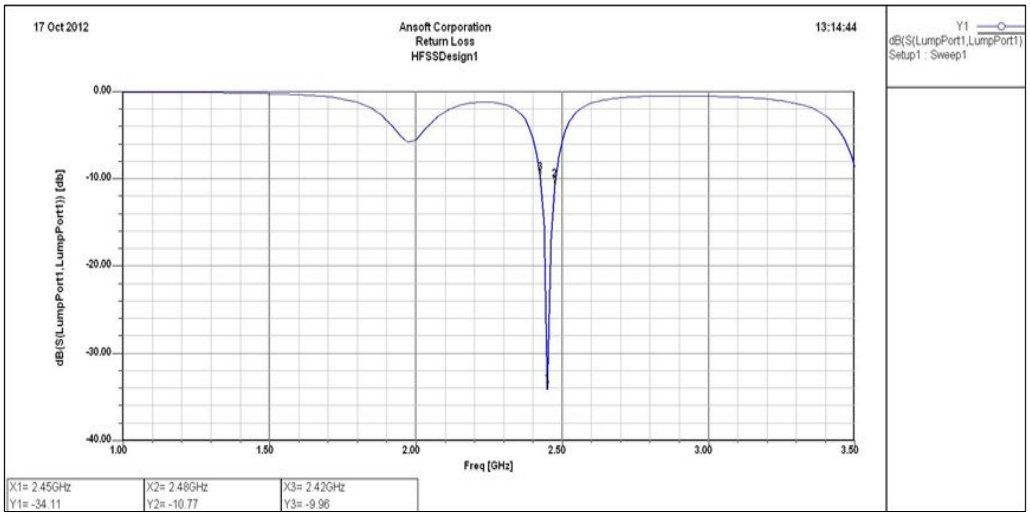
HFSS로 FR4 기판에 설계한 안테나의 반사손실 시뮬레이션 결과는 그림 3.3과 같다.



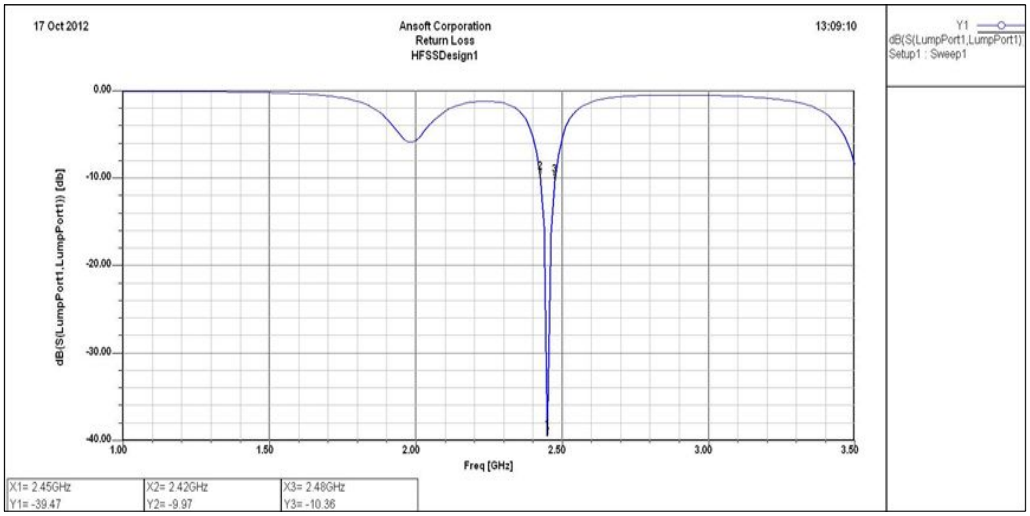
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



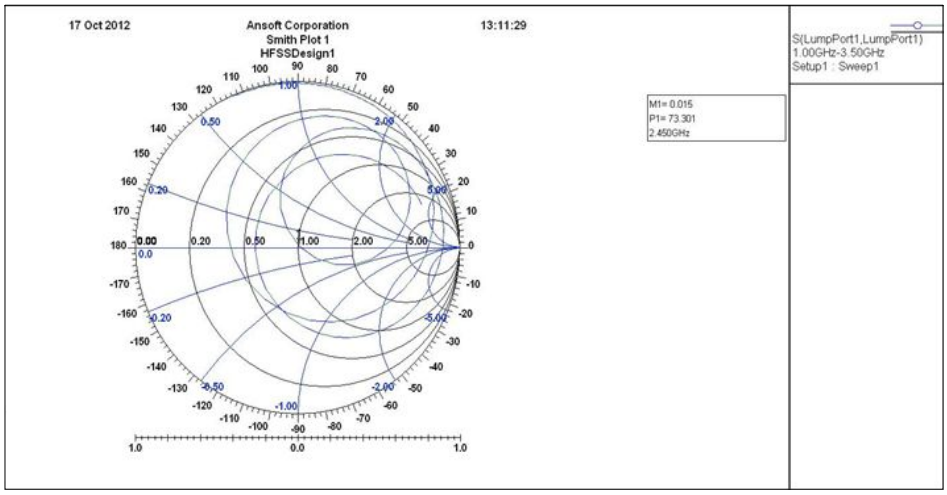
(d) 3차 반복구조

그림 3.3 안테나의 반사손실 예측 값(FR4 기판)

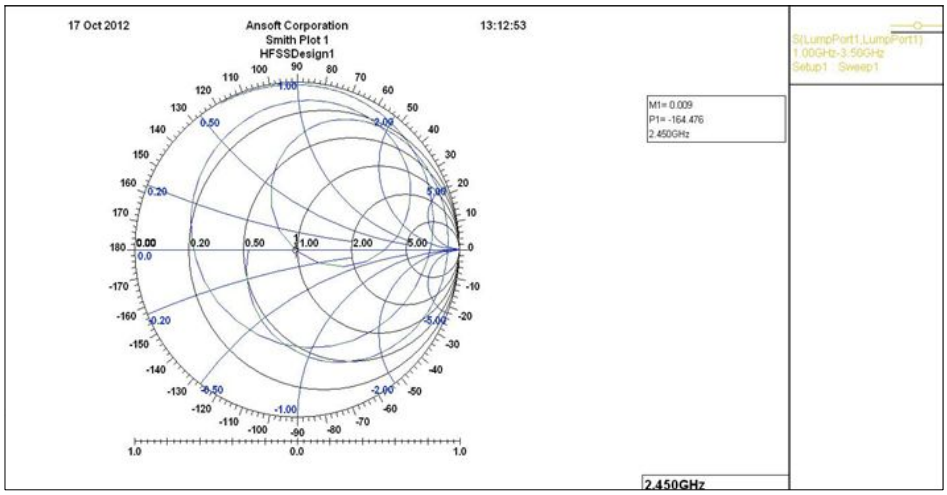
그림 3.3의 결과, 모든 구조가 2.45 ㎓에서 공진되었으며, -10 dB 기준 대역폭은 60 ㎒이다. 또한, 안테나의 반사손실 예측 값은 기본구조 - 36.17 dB, 1차 반복구조 - 40.73 dB, 2차 반복구조 - 34.11 dB, 3차 반복구조 - 39.47 dB이다.

나. 임피던스 정합 시뮬레이션 결과

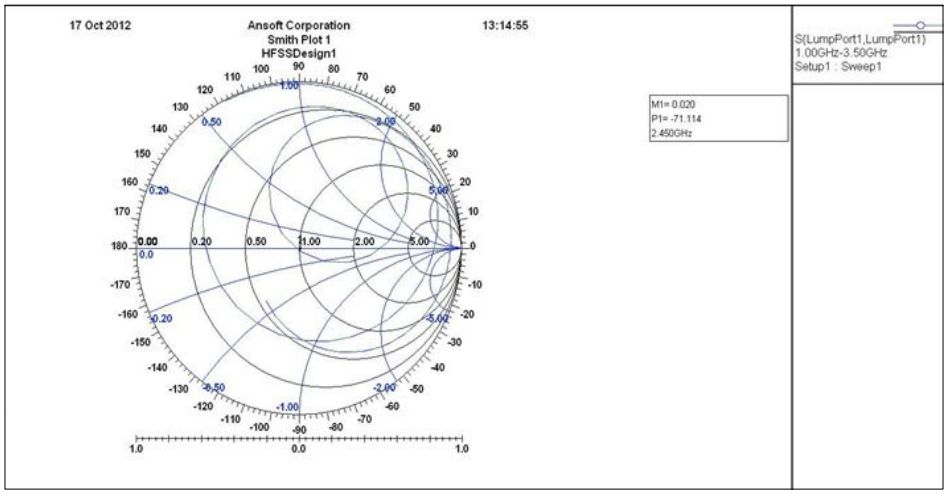
HFSS로 FR4 기판에 설계한 안테나의 임피던스 정합 시뮬레이션 결과는 그림 3.4와 같다.



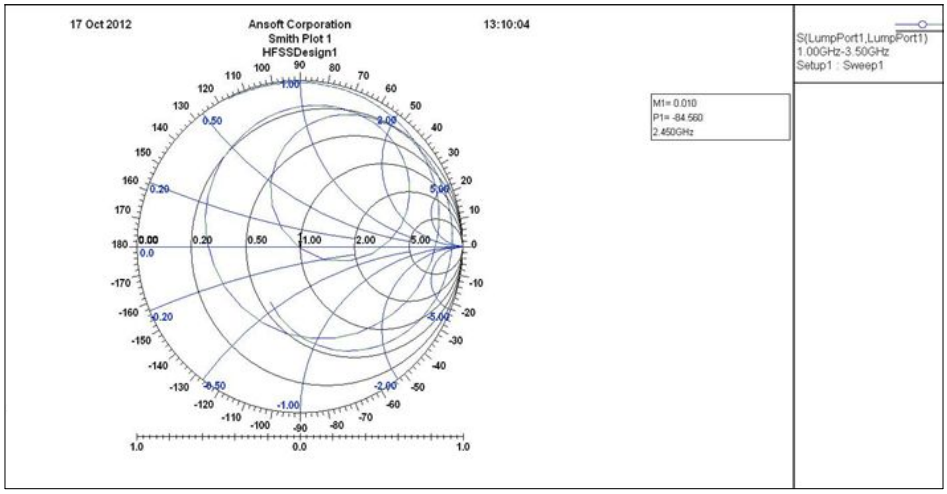
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



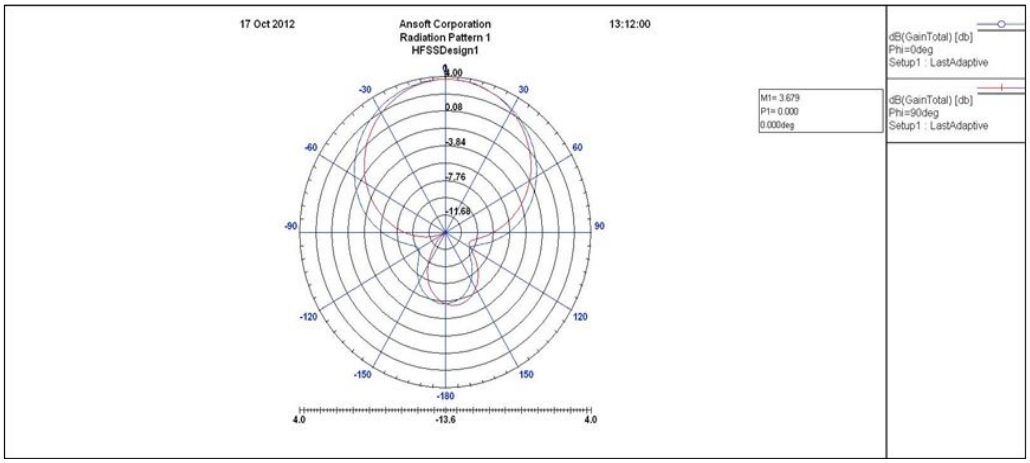
(d) 3차 반복구조

그림 3.4 안테나의 임피던스 정합 예측 값(FR4 기판)

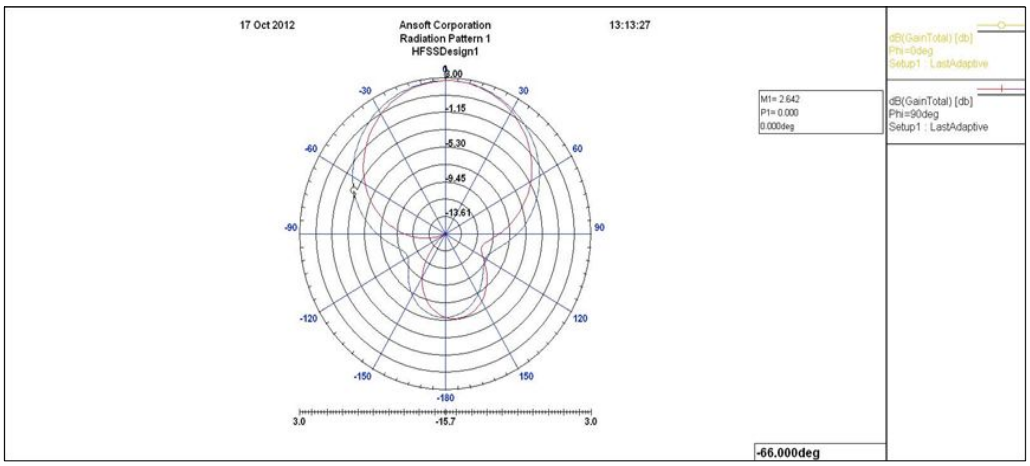
그림 3.4의 결과, 안테나의 임피던스 정합 예측 값은 기본구조 50.42 Ω, 1차 반복구조 49.13 Ω, 2차 반복구조 50.63 Ω, 3차 반복구조 50.13 Ω이다.

다. 방사패턴 시뮬레이션 결과

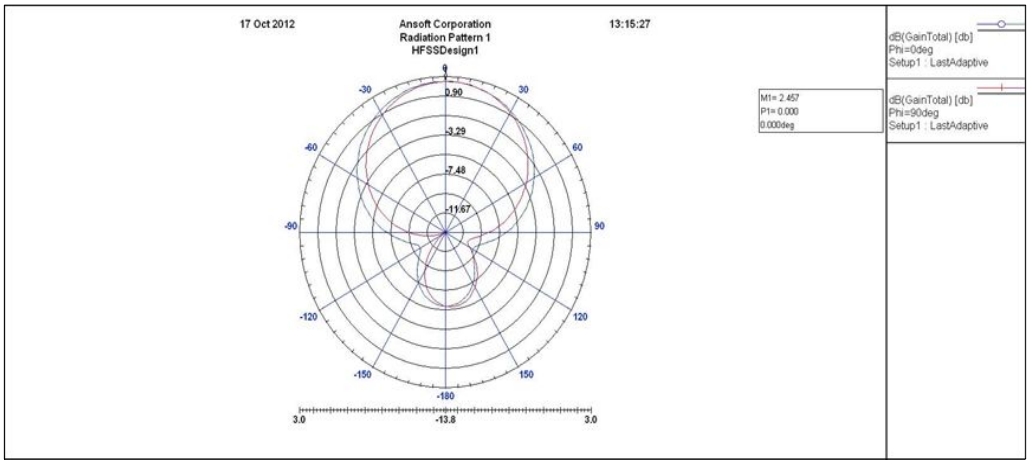
HFSS로 FR4 기판에 설계한 안테나의 E평면 방사패턴 시뮬레이션 결과는 그림 3.5와 같다.



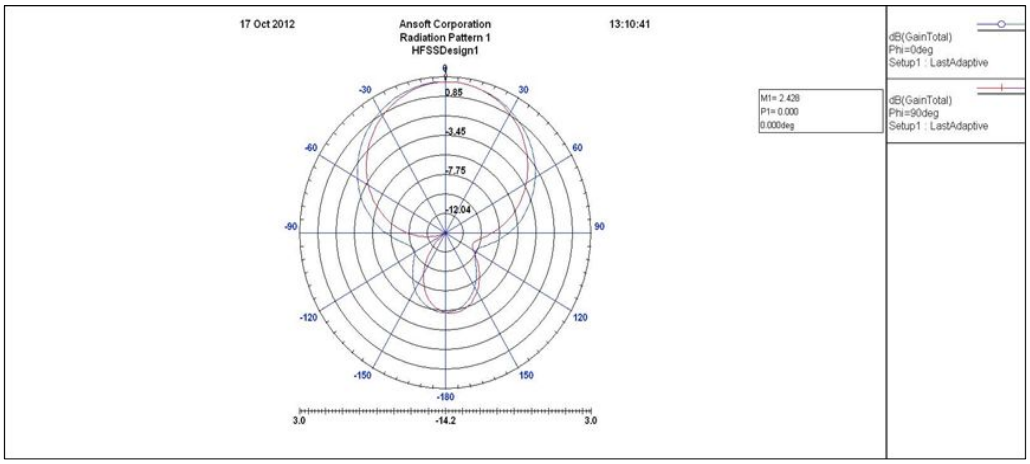
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



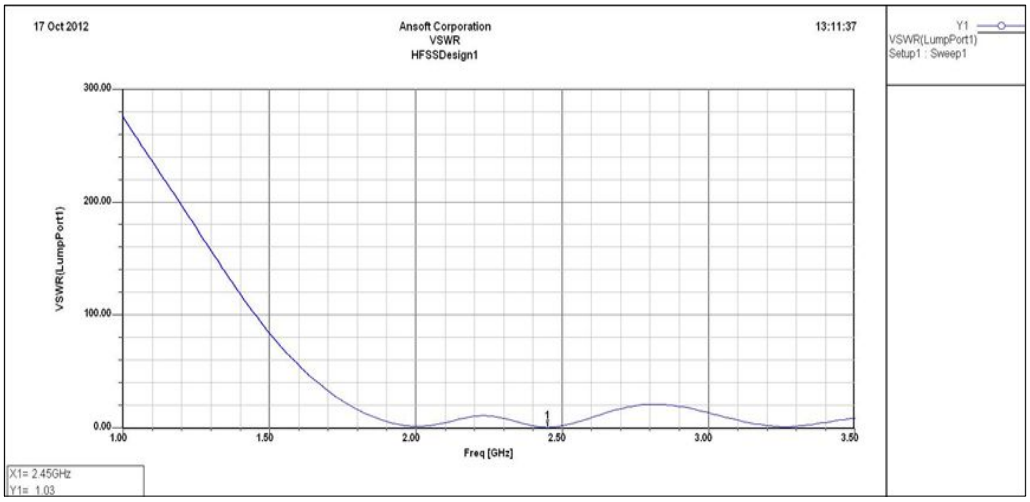
(d) 3차 반복구조

그림 3.5 안테나의 방사패턴 예측 값(FR4 기판)

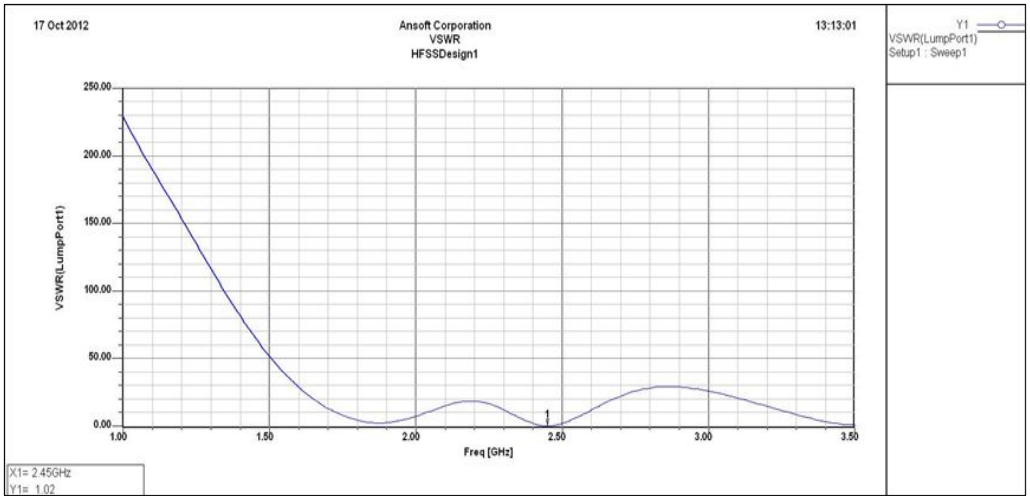
그림 3.5의 결과, 안테나의 이득 예측 값은 2.45 ㎓에서 기본구조 3.68 dBi, 1차 반복구조 2.64 dBi, 2차 반복구조 2.46 dBi, 3차 반복구조 2.43 dBi이다.

라. 정재파비 시뮬레이션 결과

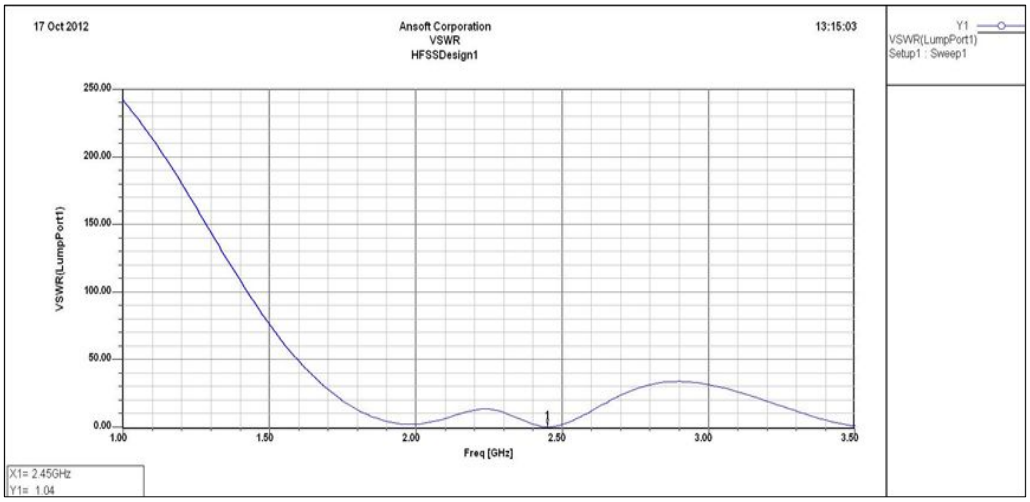
HFSS로 FR4 기판에 설계한 안테나의 정재파비 시뮬레이션 결과는 그림 3.6과 같다.



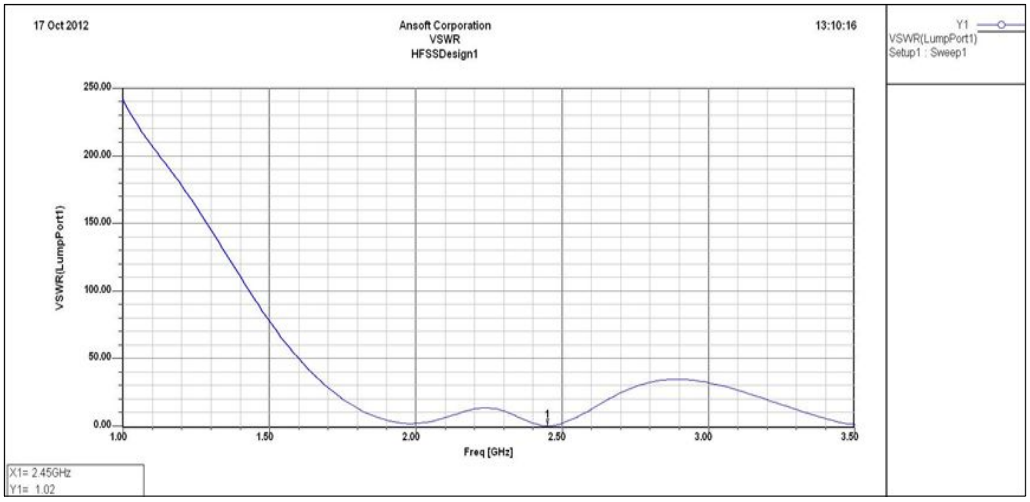
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



(d) 3차 반복구조

그림 3.6 안테나의 정재파비 예측 값(FR4 기판)

그림 3.6의 결과, 안테나의 정재파비 예측 값은 기본구조 1.03, 1차 반복구조 1.02, 2차 반복구조 1.04, 3차 반복구조 1.02이다.

이상과 같이 FR4 기판에 설계한 2.45 ㎓ 대역 프랙탈 마이크로스트립 패치 안테나 시뮬레이션 결과는 표 3.3과 같다.

표 3.3 FR4 기판에 설계한 안테나의 시뮬레이션 결과

안테나	반사손실 (dB)	대역폭 (㎒)	임피던스 (Ω)	이득 (dBi)	정재파비	안테나 면적(㎟)	상대 면적율(%)
기본구조	-36.17	60	50.42	3.68	1.03	929.07	100.0
1차 반복구조	-40.73	60	49.13	2.64	1.02	811.39	87.3
2차 반복구조	-34.11	60	50.63	2.46	1.04	766.61	82.5
3차 반복구조	-39.47	60	50.13	2.43	1.02	766.58	82.5

표 3.3의 결과, 반복 차수가 증가함에 따라 반사손실은 -40.73 dB에서 -34.11 dB까지 나타나고, 대역폭은 60 ㎒로 같은 값을 유지하였다. 그리고, 임피던스는 50 Ω에 매칭되었으며, 이득은 3.68 dBi에서 2.43 dBi로 반복 차수가 증가함에 따라 점차 감소하였다. 또한, 정재파비는 1로 나타나고 있으며, 안테나 면적은 2차 반복구조까지는 반복 차수가 증가할수록 점점 작아졌으나, 3차 반복구조는 거의 변화가 없었다.

2. Teflon 기판에 설계한 안테나

Teflon 기판에 설계한 안테나의 상세 크기는 표 3.4와 같다.

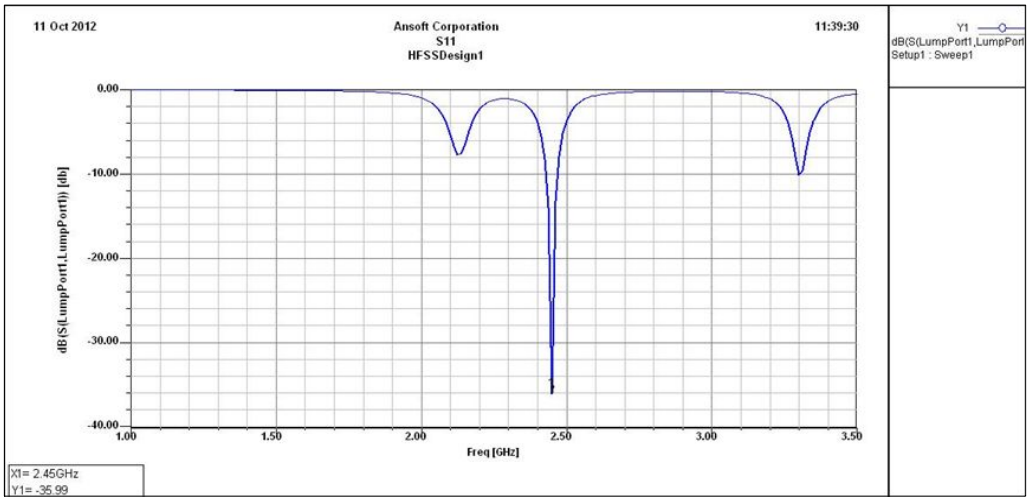
표 3.4 Teflon 기판에 설계한 안테나 상세 크기 (단위 : ㎜)

안테나	W_p	L_p	W_a	W_f	L_f	기판 두께	안테나 면적(㎟)	상대 면적율(%)
기본구조	39.45	46.8	29.82	1.56	10	1.6	1846.26	100.0
1차 반복구조	34.02	46.77	25.4	1.21	10	1.6	1591.22	86.2
2차 반복구조	33.89	43.58	23.4	1.29	10	1.6	1476.93	80.0
3차 반복구조	33.74	43.58	23.4	1.2	10	1.6	1470.39	79.6

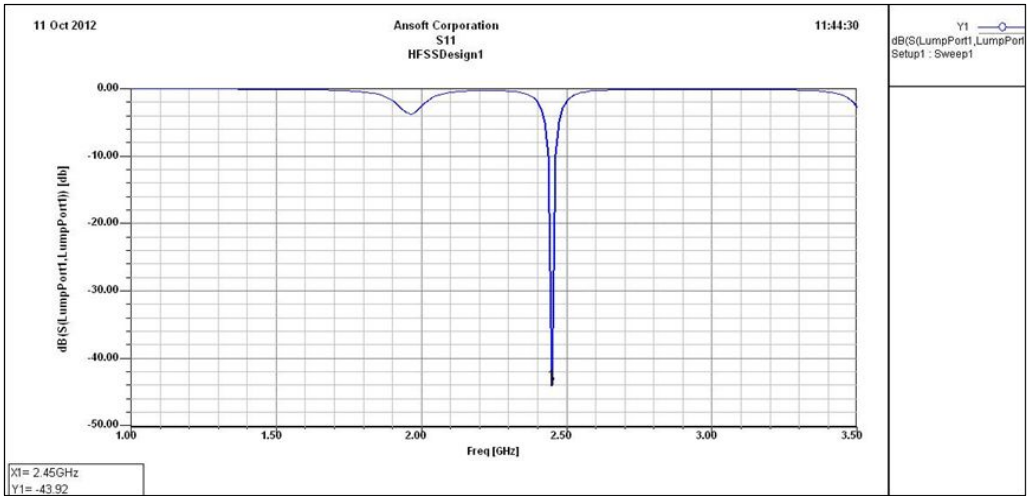
표 3.4의 결과, Teflon 기판에 2.45 ㎓ 주파수에서 50 Ω으로 임피던스 매칭을 시킨 안테나의 상대 면적율은 기본구조에 비하여 1차 반복구조는 13.8%, 2차 반복구조는 20.0%, 3차 반복구조는 20.4% 축소되었다. 특히, 3차 반복구조는 2차 반복구조와 거의 같은 축소율을 나타내었다.

가. 반사손실 시뮬레이션 결과

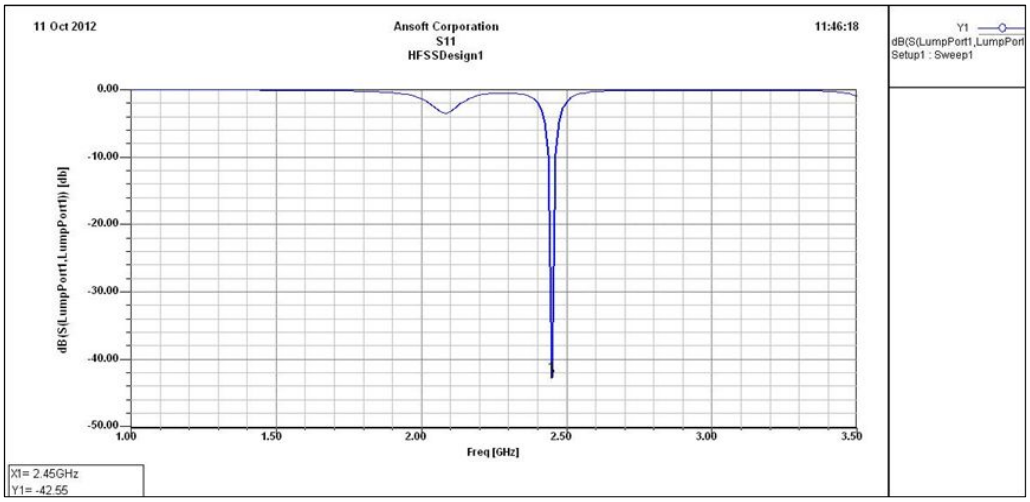
HFSS로 Teflon 기판에 설계한 안테나의 반사손실 시뮬레이션 결과는 그림 3.7과 같다.



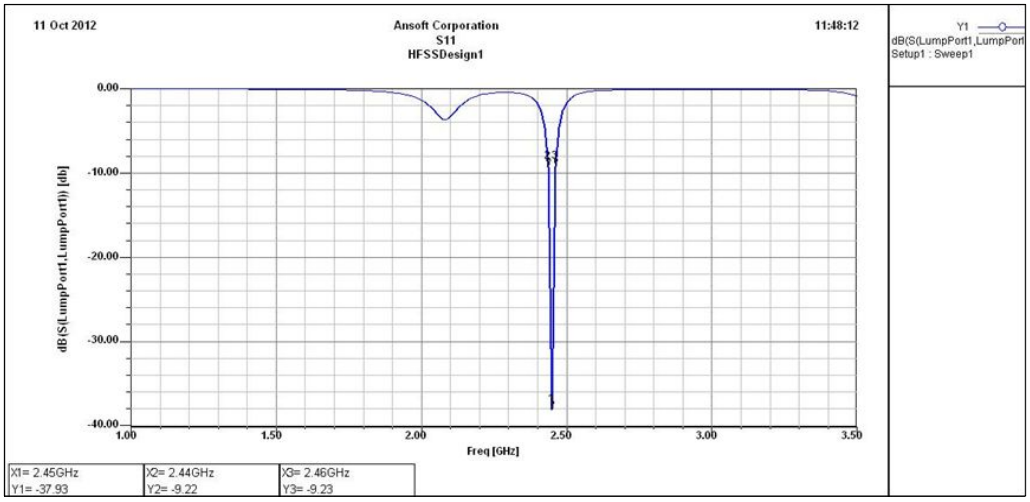
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



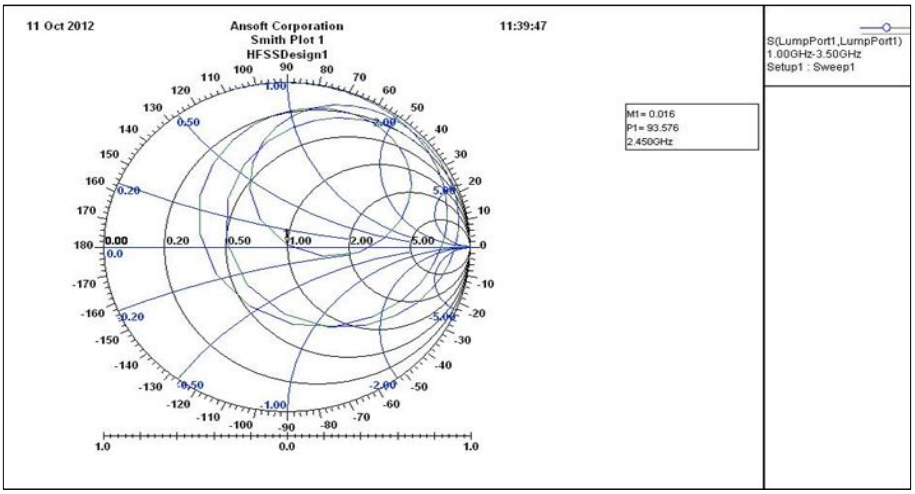
(d) 3차 반복구조

그림 3.7 안테나의 반사손실 예측 값(Teflon 기판)

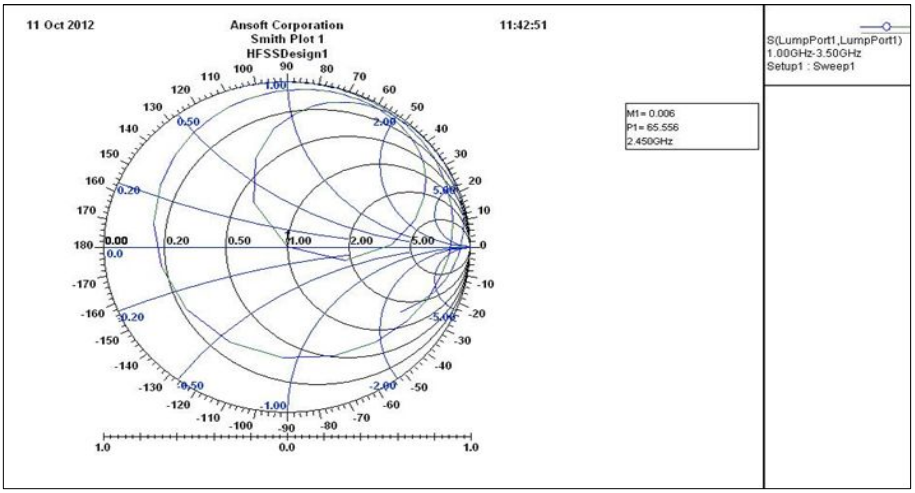
그림 3.7의 결과, 모든 구조가 2.45 ㎓에서 공진되었으며, -10 dB 기준 대역폭은 기본구조 40 ㎒, 1차 반복구조 20 ㎒, 2차 반복구조 20 ㎒, 3차 반복구조 20 ㎒이다. 또한, 안테나의 반사손실 예측 값은 기본구조 -35.99 dB, 1차 반복구조 -43.92 dB, 2차 반복구조 -42.55 dB, 3차 반복구조 -37.93 dB이다.

나. 임피던스 정합 시뮬레이션 결과

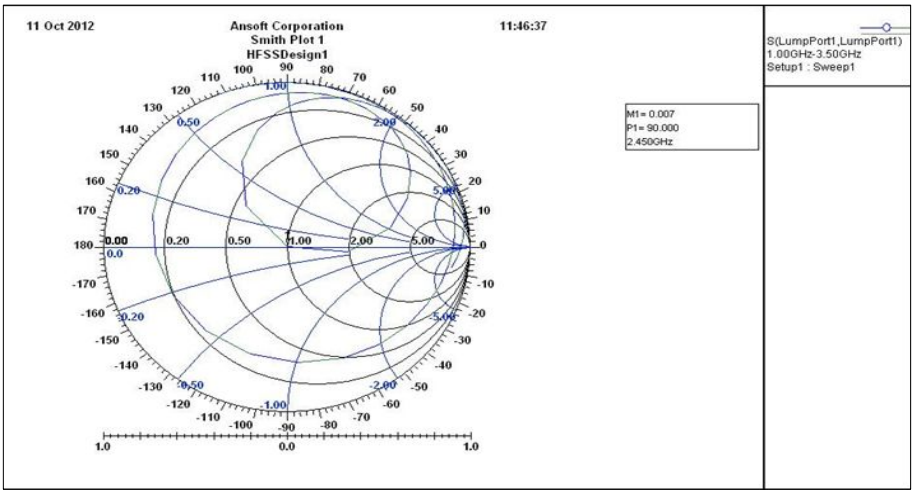
HFSS로 Teflon 기판에 설계한 안테나의 임피던스 정합 시뮬레이션 결과는 그림 3.8과 같다.



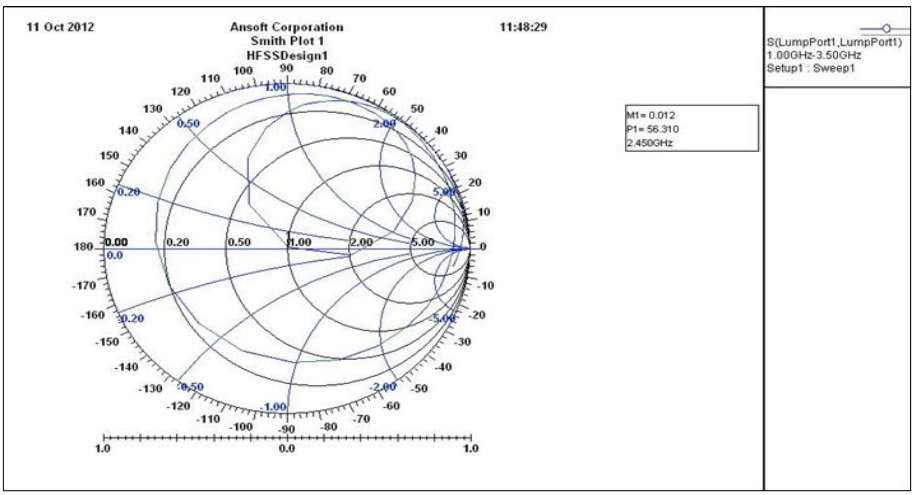
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



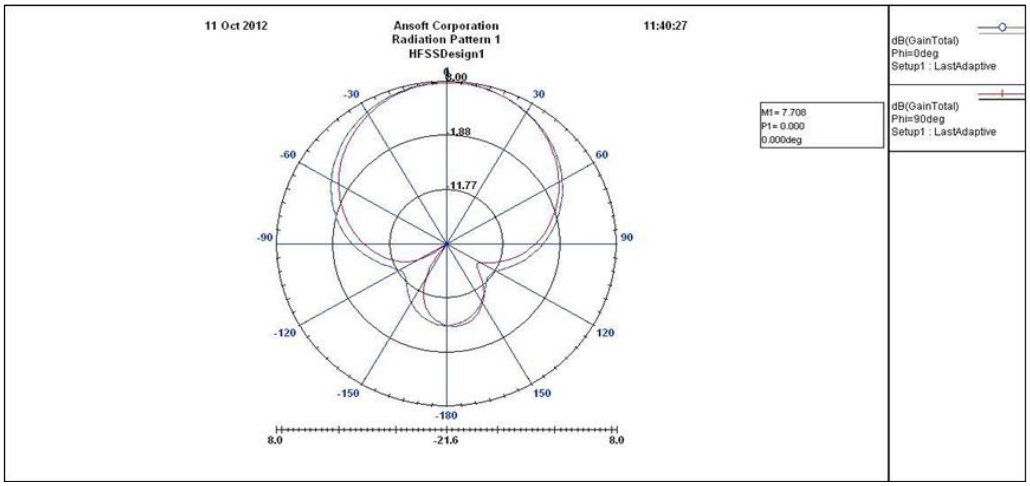
(d) 3차 반복구조

그림 3.8 안테나의 임피던스 정합 예측 값(Teflon 기판)

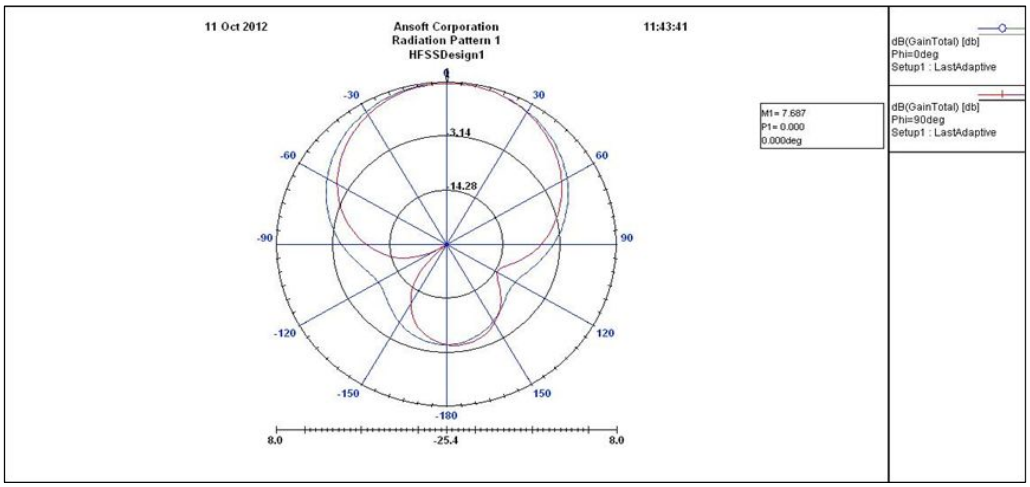
그림 3.8의 결과, 안테나의 임피던스 정합 예측 값은 기본구조 49.86 Ω, 1차 반복구조 50.27 Ω, 2차 반복구조 50.04 Ω, 3차 반복구조 50.70 Ω이다.

다. 방사패턴 시뮬레이션 결과

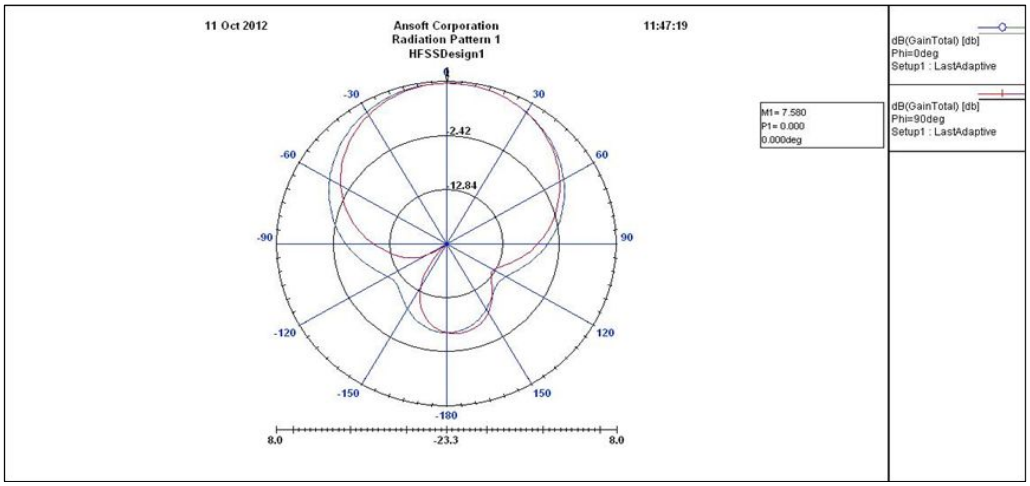
HFSS로 Teflon 기판에 설계한 안테나의 E평면 방사패턴 시뮬레이션 결과는 그림 3.9와 같다.



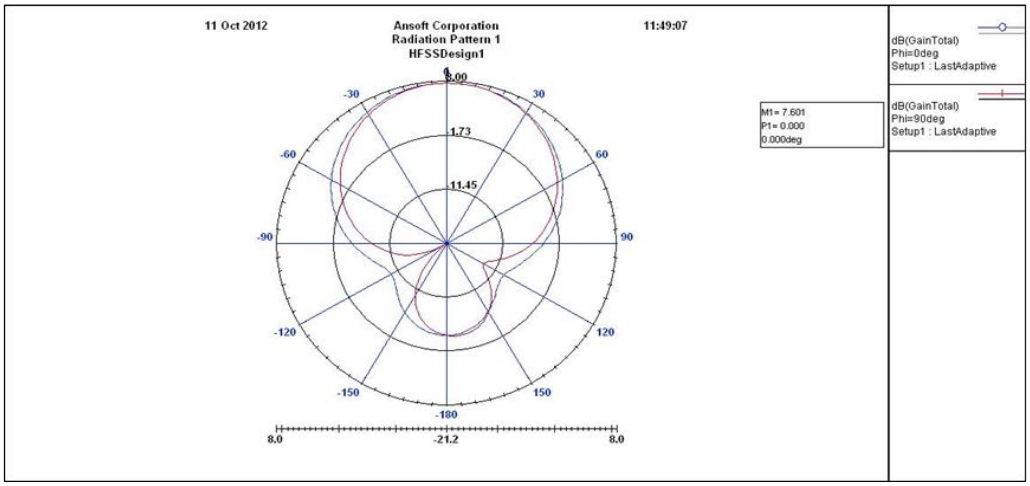
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



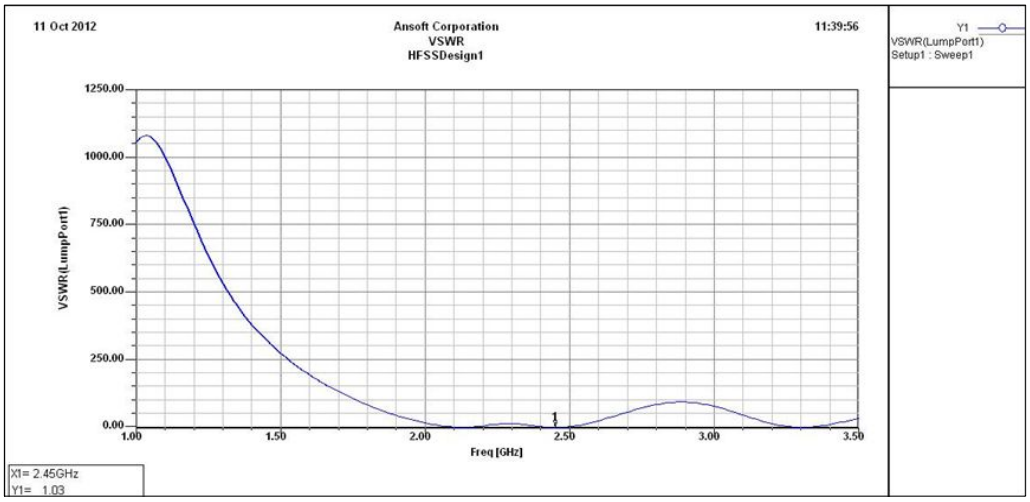
(d) 3차 반복구조

그림 3.9 안테나의 방사패턴 예측 값(Teflon 기판)

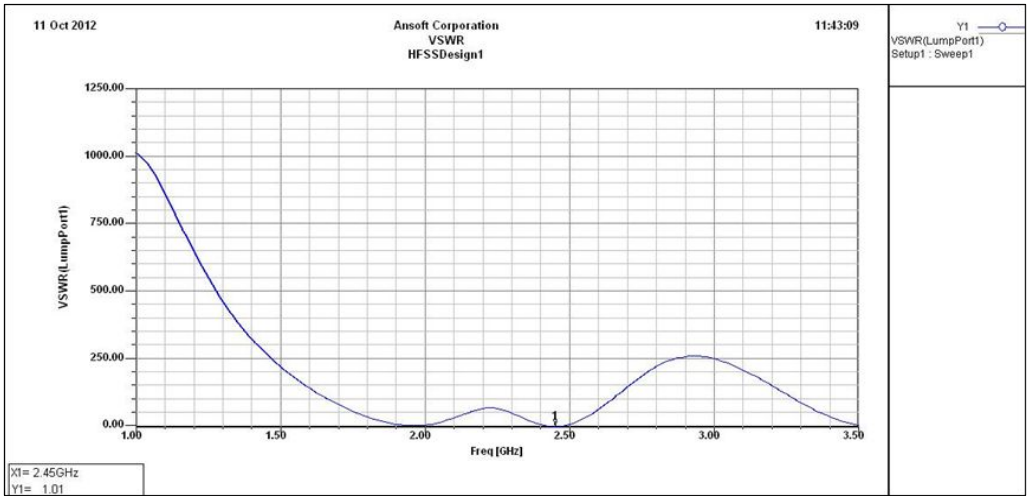
그림 3.9의 결과, 안테나의 이득 예측 값은 2.45 ㎓에서 기본구조 7.71 dBi, 1차 반복구조 7.69 dBi, 2차 반복구조 7.58 dBi, 3차 반복구조 7.60 dBi이다.

라. 정재파비 시뮬레이션 결과

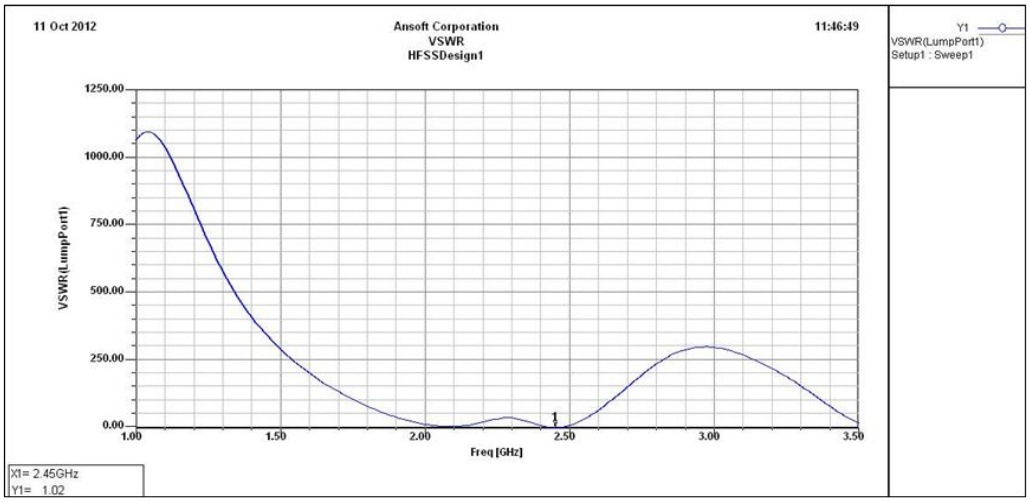
HFSS로 Teflon 기판에 설계한 안테나의 정재파비 시뮬레이션 결과는 그림 3.10과 같다.



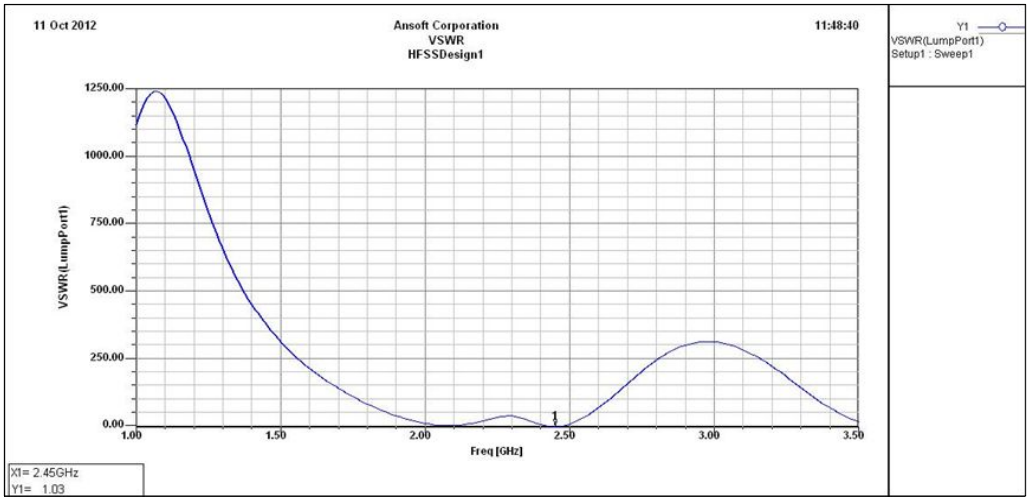
(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조



(d) 3차 반복구조

그림 3.10 안테나의 정재파비 예측 값(Teflon 기판)

그림 3.10의 결과, 안테나의 정재파비 예측 값은 기본구조 1.03, 1차 반복구조 1.01, 2차 반복구조 1.02, 3차 반복구조 1.03이다.

이상과 같이 Teflon 기판에 설계한 2.45 ㎓ 대역 프랙탈 마이크로스트립 패치 안테나 시뮬레이션 결과를 정리하면 표 3.5와 같다.

표 3.5 Teflon 기판에 설계한 안테나의 시뮬레이션 결과

안테나	반사손실 (dB)	대역폭 (㎒)	임피던스 (Ω)	이득 (dBi)	정재파비	안테나 면적(㎟)	상대 면적율(%)
기본구조	-35.99	40	49.86	7.71	1.03	1846.26	100.0
1차 반복구조	-43.92	20	50.27	7.69	1.01	1591.22	86.2
2차 반복구조	-42.55	20	50.04	7.58	1.02	1476.93	80.0
3차 반복구조	-37.93	20	50.70	7.60	1.03	1470.39	79.6

표 3.5의 결과, 반복 차수가 증가함에 따라 반사손실은 -43.92 dB에서 -35.99 dB로 나타나고, 대역폭은 기본구조는 40 ㎒, 반복구조는 20 ㎒로 같은 값을 유지하였다. 그리고, 임피던스는 50 Ω에 매칭되었으며, 이득은 최대 7.71 dBi에서 최소 7.58 dBi로 거의 비슷하였다. 또한, 정재파비는 1로 나타나고 있으며, 안테나 면적은 2차 반복구조까지는 반복 차수가 증가할수록 점점 작아졌으나, 3차 반복구조는 거의 변화가 없었다.

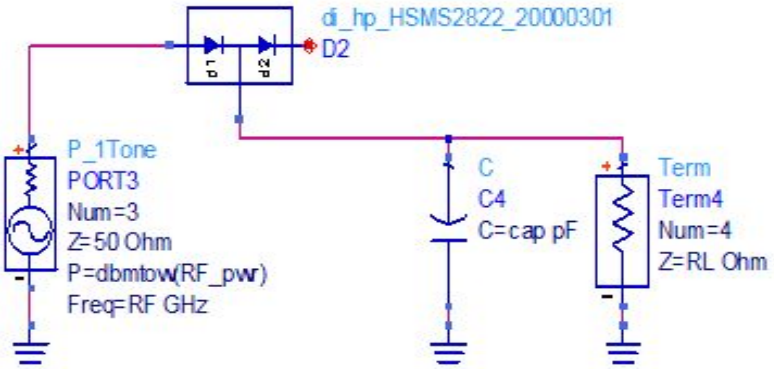
FR4 기판과 Teflon 기판을 각각 사용하여 설계한 안테나의 특성을 비교·분석한 표 3.3, 3.5의 결과, 안테나 면적은 FR4 기판의 안테나가 더 작았으나, 축소율은 Teflon 기판의 안테나가 높음을 알 수 있었다.

안테나 특성 중 임피던스 매칭, 정재파비는 두 안테나 모두 비슷하였으나, 대역폭의 경우 FR4 기판의 안테나가 보다 넓었으며, 반사손실과 이득의 경우 Teflon 기판의 안테나가 보다 우수한 특성을 나타내었다.

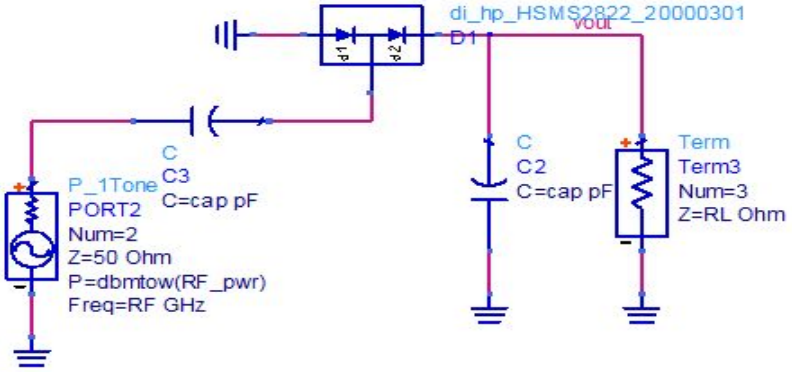
이상과 같은 시뮬레이션 결과를 바탕으로, 본 논문에서는 FR4 기판의 안테나에 비해 이득이 약 3배 가까이 높은 Teflon 기판에 2차 반복구조까지 실제 안테나로 제작 및 측정하였다. 3차 반복구조 안테나를 제작하지 않은 이유는 2차 반복구조에 비해 구조는 복잡하지만 특성과 면적은 거의 유사하기 때문이다.

제 2 절 정류회로 설계 및 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 렉테나에 사용하고자 하는 정류회로는 그림 3.11과 같은 반파 정류회로와 반파 배전압 정류회로이다.



(a) 반파 정류회로



(b) 반파 배전압 정류회로

그림 3.11 정류회로 구조

고변환효율을 얻기 위하여 ADS 프로그램의 하모닉 발란스(harmonic balance) 방식을 이용하여 일반적인 정류회로에 널리 사용되는 4가지 쇼트키

다이오드(HSMS-2820, HSMS-2822, HSMS-2850, HSMS-8202)에 대하여 입력전력에 대한 출력전압과 변환효율 등을 시뮬레이션 하였다. 하모닉 발란스 방식은 회로 시뮬레이션 중 비선형 소자가 포함된 경우에 주로 사용하는 방식으로 증폭기, 발진기, 혼합기 설계 등에서 주로 사용하는 방식이다.

1. 반파 정류회로

HSMS-2820 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (a)의 반파 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 400 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.6과 같다.

표 3.6 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2820)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100 Ω	출력전압	0.021	0.031	0.044	0.059	0.076	0.096	0.120	0.146	0.177	0.211
	변환효율	1.1	1.9	3.1	4.4	5.8	7.3	9.1	10.7	12.5	14.1
200 Ω	출력전압	0.035	0.051	0.070	0.092	0.118	0.148	0.182	0.222	0.266	0.317
	변환효율	1.5	2.6	3.9	5.3	7.0	8.7	10.4	12.4	14.1	15.9
300 Ω	출력전압	0.045	0.065	0.088	0.115	0.146	0.182	0.224	0.270	0.324	0.384
	변환효율	1.7	2.8	4.1	5.6	7.1	8.8	10.6	12.2	13.9	15.5
400 Ω	출력전압	0.053	0.075	0.101	0.132	0.167	0.207	0.253	0.305	0.365	0.432
	변환효율	1.8	2.8	4.0	5.5	7.0	8.5	10.1	11.7	13.3	14.8
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100 Ω	출력전압	0.251	0.295	0.346	0.402	0.466	0.538	0.620	0.711	0.814	0.930
	변환효율	15.8	17.4	19.0	20.3	21.7	23.0	24.3	25.3	26.4	27.4
200 Ω	출력전압	0.374	0.438	0.511	0.593	0.686	0.791	0.909	1.041	1.191	1.359
	변환효율	17.6	19.1	20.7	22.1	23.5	24.9	26.1	27.2	28.2	29.2
300 Ω	출력전압	0.452	0.529	0.615	0.713	0.823	0.947	1.087	1.244	1.422	1.621
	변환효율	17.1	18.6	20.0	21.3	22.6	23.7	24.9	25.9	26.8	27.7
400 Ω	출력전압	0.507	0.593	0.689	0.798	0.920	1.058	1.213	1.387	1.583	1.804
	변환효율	16.1	17.5	18.8	20.0	21.2	22.2	23.2	24.1	24.9	25.7

표 3.6의 결과, 부하저항 200 Ω, 입력전력 0.032 W(15 dBm)일 때 출력전압 1.359 V, 변환효율 29.2%로 가장 높게 나타났다.

HSMS-2822 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (a)의 반파 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 400 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.7과 같다.

표 3.7 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2822)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100 Ω	출력전압	0.021	0.032	0.044	0.059	0.077	0.097	0.120	0.147	0.187	0.212
	변환효율	1.1	2.0	3.1	4.4	5.9	7.5	9.1	10.8	13.9	14.2
200 Ω	출력전압	0.035	0.051	0.071	0.093	0.119	0.149	0.184	0.223	0.267	0.318
	변환효율	1.5	2.6	4.0	5.4	7.1	8.8	10.7	12.5	14.2	16.0
300 Ω	출력전압	0.046	0.065	0.089	0.116	0.148	0.184	0.225	0.272	0.325	0.385
	변환효율	1.8	2.8	4.2	5.6	7.3	9.0	10.6	12.4	14.0	15.6
400 Ω	출력전압	0.054	0.076	0.102	0.133	0.168	0.209	0.255	0.307	0.367	0.434
	변환효율	1.8	2.9	4.1	5.6	7.1	8.7	10.3	11.8	13.4	14.9
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100 Ω	출력전압	0.252	0.297	0.347	0.404	0.468	0.540	0.621	0.713	0.816	0.932
	변환효율	16.0	17.6	19.1	20.5	21.9	23.2	24.3	25.5	26.5	27.5
200 Ω	출력전압	0.375	0.440	0.513	0.595	0.688	0.793	0.911	1.044	1.193	1.361
	변환효율	17.7	19.3	20.9	22.3	23.7	25.0	26.2	27.3	28.3	29.3
300 Ω	출력전압	0.454	0.530	0.617	0.715	0.825	0.949	1.089	1.247	1.424	1.624
	변환효율	17.3	18.7	20.1	21.5	22.7	23.8	24.9	26.0	26.9	27.8
400 Ω	출력전압	0.509	0.595	0.691	0.800	0.922	1.060	1.215	1.389	1.586	1.807
	변환효율	16.3	17.7	18.9	20.1	21.3	22.3	23.3	24.2	25.0	25.8

표 3.7의 결과, 부하저항 200 Ω, 입력전력 0.032 W(15 dBm)일 때 출력전압 1.361 V, 변환효율 29.3%로 가장 높게 나타났다.

HSMS-2850 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (a)의 반파 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 400 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.8과 같다.

표 3.8 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2850)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100 Ω	출력전압	0.053	0.064	0.076	0.090	0.107	0.125	0.147	0.170	0.197	0.228
	변환효율	7.1	8.2	9.2	10.2	11.4	12.4	13.6	14.5	15.4	16.4
200 Ω	출력전압	0.084	0.100	0.119	0.141	0.166	0.194	0.226	0.261	0.302	0.348
	변환효율	8.9	10.0	11.2	12.5	13.8	14.9	16.1	17.1	18.2	19.1
300 Ω	출력전압	0.105	0.126	0.149	0.175	0.205	0.239	0.278	0.321	0.371	0.426
	변환효율	9.2	10.6	11.7	12.9	14.0	15.1	16.3	17.2	18.3	19.1
400 Ω	출력전압	0.122	0.145	0.171	0.201	0.234	0.273	0.316	0.365	0.420	0.483
	변환효율	9.3	10.5	11.6	12.7	13.7	14.8	15.8	16.7	17.6	18.4
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100 Ω	출력전압	0.262	0.301	0.345	0.394	0.450	0.512	0.582	0.661	0.742	0.786
	변환효율	17.2	18.1	18.9	19.5	20.3	20.8	21.4	21.9	21.9	19.5
200 Ω	출력전압	0.399	0.457	0.523	0.597	0.680	0.773	0.878	0.993	1.065	1.102
	변환효율	20.0	20.8	21.7	22.4	23.1	23.7	24.3	24.7	22.6	19.2
300 Ω	출력전압	0.488	0.559	0.638	0.727	0.827	0.940	1.067	1.186	1.240	1.268
	변환효율	19.9	20.8	21.5	22.2	22.8	23.4	23.9	23.5	20.4	16.9
400 Ω	출력전압	0.553	0.632	0.721	0.821	0.933	1.060	1.200	1.308	1.350	1.371
	변환효율	19.2	19.9	20.6	21.2	21.8	22.3	22.7	21.4	18.1	14.9

표 3.8의 결과, 부하저항 200 Ω, 입력전력 0.020 W(13 dBm)일 때 출력전압 0.993 V, 변환효율 24.7%로 가장 높게 나타났다.

HSMS-8202 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (a)의 반파 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 400 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.9와 같다.

표 3.9 반파 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-8202)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100 Ω	출력전압	0.029	0.040	0.053	0.069	0.087	0.108	0.132	0.160	0.191	0.227
	변환효율	2.1	3.2	4.5	6.0	7.6	9.3	11.0	12.8	14.5	16.3
200 Ω	출력전압	0.048	0.064	0.084	0.107	0.134	0.165	0.200	0.240	0.286	0.337
	변환효율	2.9	4.1	5.6	7.2	9.0	10.8	12.6	14.4	16.3	18.0
300 Ω	출력전압	0.061	0.081	0.105	0.133	0.166	0.202	0.245	0.292	0.347	0.408
	변환효율	3.1	4.4	5.8	7.4	9.2	10.8	12.6	14.2	16.0	17.5
400 Ω	출력전압	0.071	0.094	0.121	0.153	0.189	0.230	0.277	0.330	0.390	0.458
	변환효율	3.2	4.4	5.8	7.4	8.9	10.5	12.1	13.6	15.1	16.6
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100 Ω	출력전압	0.267	0.313	0.365	0.423	0.488	0.562	0.645	0.738	0.843	0.961
	변환효율	17.9	19.5	21.1	22.5	23.8	25.1	26.2	27.3	28.3	29.2
200 Ω	출력전압	0.395	0.461	0.535	0.619	0.713	0.820	0.939	1.073	1.224	1.394
	변환효율	19.6	21.2	22.7	24.1	25.4	26.7	27.8	28.9	29.8	30.7
300 Ω	출력전압	0.477	0.555	0.643	0.742	0.854	0.979	1.121	1.280	1.459	1.661
	변환효율	19.1	20.5	21.8	23.1	24.3	25.4	26.4	27.4	28.2	29.1
400 Ω	출력전압	0.535	0.621	0.719	0.829	0.952	1.091	1.247	1.423	1.620	1.843
	변환효율	18.0	19.2	20.5	21.6	22.7	23.6	24.5	25.4	26.1	26.9

표 3.9의 결과, 부하저항 200 Ω, 입력전력 0.032 W(15 dBm)일 때 출력전압 1.394 V, 변환효율 30.7%로 가장 높게 나타났다.

표 3.6 ~ 표 3.9의 결과, 반파 정류회로의 경우 HSMS-8202 다이오드를 사용하여 입력전력 0.032 W(15 dBm), 부하저항 200Ω 일 때 출력전압 1.394 V, 변환효율 30.72%로 가장 높게 나타났다.

2. 반파 배전압 정류회로

HSMS-2820 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (b)의 반파 배전압 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 1000 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.10과 같다.

표 3.10 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2820)(1)

부하 저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100Ω	출력전압	0.001	0.003	0.007	0.013	0.024	0.040	0.062	0.090	0.123	0.168
	변환효율	0.0	0.0	0.1	0.2	0.6	1.3	2.4	4.1	6.0	8.9
200Ω	출력전압	0.003	0.006	0.012	0.024	0.041	0.067	0.100	0.144	0.197	0.260
	변환효율	0.0	0.0	0.1	0.4	0.8	1.8	3.2	5.2	7.7	10.7
300Ω	출력전압	0.004	0.009	0.018	0.033	0.055	0.087	0.129	0.182	0.246	0.322
	변환효율	0.0	0.1	0.2	0.5	1.0	2.0	3.5	5.5	8.0	10.9
400Ω	출력전압	0.005	0.011	0.022	0.040	0.067	0.104	0.151	0.211	0.283	0.369
	변환효율	0.0	0.1	0.2	0.5	1.1	2.1	3.6	5.6	8.0	10.8
500Ω	출력전압	0.007	0.014	0.026	0.047	0.077	0.118	0.170	0.236	0.315	0.409
	변환효율	0.0	0.1	0.2	0.6	1.2	2.2	3.6	5.6	7.9	10.6
부하 저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100Ω	출력전압	0.217	0.275	0.341	0.417	0.503	0.601	0.712	0.836	0.975	1.131
	변환효율	11.8	15.1	18.4	21.9	25.3	28.7	32.0	35.0	37.8	40.5
200Ω	출력전압	0.334	0.420	0.519	0.631	0.758	0.901	1.062	1.242	1.443	1.666
	변환효율	14.0	17.6	21.3	25.1	28.7	32.2	35.6	38.7	41.4	43.9
300Ω	출력전압	0.412	0.515	0.634	0.769	0.921	1.093	1.285	1.501	1.744	2.021
	변환효율	14.2	17.6	21.2	24.8	28.3	31.6	34.7	37.6	40.4	43.1
400Ω	출력전압	0.470	0.586	0.720	0.872	1.047	1.247	1.478	1.745	2.048	2.389
	변환효율	13.9	17.1	20.5	23.9	27.4	30.9	34.5	38.2	41.7	45.1
500Ω	출력전압	0.519	0.647	0.796	0.971	1.178	1.418	1.693	2.004	2.350	2.734
	변환효율	13.5	16.7	20.1	23.7	27.8	31.9	36.2	40.3	44.0	47.3

표 3.10 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2820)(2)

부하저항	입력전력(dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력(W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
600Ω	출력전압	0.008	0.016	0.030	0.053	0.086	0.130	0.187	0.257	0.342	0.444
	변환효율	0.0	0.1	0.2	0.6	1.2	2.2	3.7	5.5	7.8	10.4
700Ω	출력전압	0.009	0.018	0.034	0.058	0.094	0.141	0.202	0.277	0.368	0.478
	변환효율	0.0	0.1	0.3	0.6	1.3	2.3	3.7	5.5	7.7	10.3
800Ω	출력전압	0.010	0.020	0.037	0.063	0.101	0.151	0.215	0.295	0.392	0.511
	변환효율	0.0	0.1	0.3	0.6	1.3	2.3	3.6	5.5	7.6	10.3
900Ω	출력전압	0.011	0.022	0.040	0.068	0.107	0.160	0.227	0.312	0.416	0.545
	변환효율	0.0	0.1	0.3	0.6	1.3	2.3	3.6	5.4	7.7	10.4
1000Ω	출력전압	0.012	0.024	0.043	0.072	0.113	0.168	0.239	0.328	0.439	0.579
	변환효율	0.0	0.1	0.3	0.7	1.3	2.2	3.6	5.4	7.7	10.6
부하저항	입력전력(dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력(W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
600Ω	출력전압	0.584	0.707	0.877	1.081	1.318	1.590	1.897	2.236	2.611	3.026
	변환효율	14.3	16.6	20.3	24.5	29.0	33.5	37.8	41.8	45.2	48.3
700Ω	출력전압	0.610	0.771	0.964	1.193	1.456	1.750	2.078	2.436	2.832	3.271
	변환효율	13.4	16.9	21.0	25.6	30.3	34.8	38.9	42.5	45.6	48.3
800Ω	출력전압	0.658	0.837	1.052	1.303	1.584	1.894	2.235	2.607	3.021	3.479
	변환효율	13.6	17.5	21.9	26.7	31.4	35.6	39.4	42.6	45.4	47.8
900Ω	출력전압	0.706	0.904	1.139	1.407	1.700	2.021	2.372	2.755	3.183	3.658
	변환효율	13.9	18.1	22.8	27.7	32.1	36.0	39.4	42.3	44.8	47.0
1000Ω	출력전압	0.755	0.971	1.222	1.501	1.803	2.132	2.491	2.884	3.324	3.815
	변환효율	14.3	18.8	23.7	28.4	32.5	36.1	39.2	41.7	44.0	46.0

표 3.10의 결과, 부하저항 700 Ω, 입력전력 0.032 W(15 dBm)일 때 출력전압 3.271 V, 변환효율 48.3%로 가장 높게 나타났다.

HSMS-2822 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (b)의 반파 배전압 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 1000 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.11과 같다.

표 3.11 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2822)(1)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100Ω	출력전압	0.007	0.013	0.022	0.033	0.047	0.065	0.088	0.117	0.152	0.194
	변환효율	0.1	0.3	0.8	1.4	2.2	3.4	4.9	6.9	9.2	11.9
200Ω	출력전압	0.014	0.025	0.040	0.061	0.086	0.118	0.157	0.204	0.260	0.326
	변환효율	0.2	0.6	1.3	2.3	3.7	5.5	7.8	10.4	13.5	16.8
300Ω	출력전압	0.020	0.036	0.057	0.085	0.120	0.163	0.215	0.278	0.351	0.437
	변환효율	0.3	0.9	1.7	3.0	4.8	7.0	9.7	12.9	16.3	20.1
400Ω	출력전압	0.026	0.046	0.072	0.107	0.156	0.202	0.266	0.340	0.428	0.529
	변환효율	0.4	1.1	2.1	3.6	6.1	8.1	11.2	14.5	18.2	22.1
500Ω	출력전압	0.032	0.055	0.086	0.126	0.178	0.237	0.309	0.394	0.493	0.607
	변환효율	0.5	1.2	2.3	4.0	6.3	8.9	12.0	15.6	19.4	23.3
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100Ω	출력전압	0.243	0.300	0.365	0.438	0.520	0.613	0.716	0.831	0.958	1.101
	변환효율	14.8	18.0	21.1	24.2	27.0	29.8	32.3	34.6	36.5	38.3
200Ω	출력전압	0.402	0.488	0.587	0.699	0.825	0.967	1.126	1.305	1.506	1.732
	변환효율	20.3	23.8	27.3	30.8	34.0	37.1	40.0	42.7	45.1	47.4
300Ω	출력전압	0.535	0.648	0.775	0.919	1.080	1.260	1.462	1.689	1.944	2.231
	변환효율	24.0	27.9	31.7	35.4	38.9	42.0	45.0	47.7	50.1	52.5
400Ω	출력전압	0.645	0.777	0.926	1.094	1.282	1.493	1.729	1.994	2.292	2.625
	변환효율	26.1	30.1	34.0	37.7	41.1	44.3	47.2	49.8	52.3	54.5
500Ω	출력전압	0.736	0.883	1.049	1.235	1.445	1.681	1.944	2.240	2.573	2.944
	변환효율	27.2	31.1	34.9	38.4	41.8	44.9	47.7	50.3	52.7	54.8

표 3.11 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2822)(2)

부하저항	입력전력(dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력(W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
600Ω	출력전압	0.037	0.063	0.098	0.144	0.200	0.267	0.347	0.441	0.549	0.672
	변환효율	0.6	1.3	2.5	4.4	6.7	9.4	12.7	16.2	20.0	23.8
700Ω	출력전압	0.041	0.071	0.110	0.160	0.221	0.294	0.381	0.481	0.597	0.728
	변환효율	0.6	1.4	2.7	4.6	7.0	9.8	13.1	16.6	20.3	23.9
800Ω	출력전압	0.046	0.078	0.120	0.174	0.240	0.318	0.410	0.516	0.638	0.777
	변환효율	0.7	1.5	2.9	4.8	7.2	10.0	13.3	16.7	20.3	23.9
900Ω	출력전압	0.050	0.084	0.130	0.187	0.257	0.339	0.436	0.547	0.675	0.820
	변환효율	0.7	1.6	3.0	4.9	7.3	10.1	13.3	16.7	20.2	23.6
1000Ω	출력전압	0.054	0.090	0.135	0.199	0.272	0.358	0.459	0.575	0.707	0.857
	변환효율	0.7	1.6	2.9	5.0	7.4	10.2	13.3	16.6	19.9	23.2
부하저항	입력전력(dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력(W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
600Ω	출력전압	0.813	0.971	1.150	1.352	1.580	1.835	2.121	2.443	2.804	3.207
	변환효율	27.7	31.4	34.9	38.4	41.6	44.6	47.3	49.9	52.2	54.2
700Ω	출력전압	0.878	1.047	1.237	1.451	1.693	1.964	2.269	2.612	2.997	3.427
	변환효율	27.7	31.2	34.6	37.9	40.9	43.8	46.4	48.8	51.1	53.1
800Ω	출력전압	0.934	1.111	1.311	1.536	1.789	2.075	2.395	2.756	3.161	3.614
	변환효율	27.4	30.8	34.0	37.1	40.0	42.8	45.2	47.6	49.7	51.6
900Ω	출력전압	0.983	1.168	1.376	1.609	1.873	2.170	2.504	2.880	3.303	3.776
	변환효율	27.0	30.2	33.3	36.2	39.0	41.6	44.0	46.2	48.3	50.1
1000Ω	출력전압	1.027	1.218	1.433	1.675	1.948	2.255	2.600	2.989	3.426	3.916
	변환효율	26.5	29.6	32.5	35.3	37.9	40.4	42.7	44.8	46.7	48.5

표 3.11의 결과, 부하저항 500 Ω, 입력전력 0.032 W(15 dBm)일 때 출력전압 2.944 V, 변환효율 54.8%로 가장 높게 나타났다.

HSMS-2850 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (b)의 반파 배전압 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 1000 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.12와 같다.

표 3.12 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2850)(1)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100Ω	출력전압	0.057	0.069	0.084	0.100	0.119	0.140	0.165	0.192	0.224	0.260
	변환효율	8.2	9.5	11.2	12.6	14.2	15.6	17.2	18.5	20.0	21.4
200Ω	출력전압	0.099	0.120	0.144	0.172	0.203	0.239	0.279	0.325	0.377	0.436
	변환효율	12.3	14.4	16.4	18.6	20.6	22.7	24.6	26.5	28.3	30.1
300Ω	출력전압	0.133	0.160	0.192	0.227	0.268	0.315	0.367	0.427	0.495	0.571
	변환효율	14.8	17.0	19.5	21.6	23.9	26.3	28.3	30.5	32.5	34.4
400Ω	출력전압	0.160	0.193	0.230	0.273	0.321	0.376	0.438	0.509	0.589	0.680
	변환효율	16.1	18.6	21.0	23.5	25.8	28.1	30.3	32.5	34.5	36.6
500Ω	출력전압	0.183	0.220	0.262	0.310	0.365	0.427	0.497	0.577	0.667	0.769
	변환효율	16.8	19.3	21.8	24.2	26.6	29.0	31.2	33.4	35.4	37.4
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100Ω	출력전압	0.301	0.347	0.399	0.458	0.524	0.600	0.684	0.780	0.888	1.008
	변환효율	22.8	24.0	25.2	26.4	27.5	28.6	29.5	30.5	31.4	32.1
200Ω	출력전압	0.502	0.577	0.662	0.758	0.865	0.987	1.124	1.278	1.452	1.629
	변환효율	31.7	33.2	34.7	36.2	37.4	38.7	39.9	40.9	42.0	42.0
300Ω	출력전압	0.657	0.754	0.864	0.988	1.127	1.284	1.462	1.662	1.887	2.099
	변환효율	36.1	37.8	39.4	41.0	42.3	43.7	45.0	46.1	47.3	46.4
400Ω	출력전압	0.782	0.897	1.027	1.173	1.339	1.525	1.734	1.970	2.233	2.468
	변환효율	38.4	40.1	41.8	43.3	44.8	46.2	47.4	48.6	49.6	48.2
500Ω	출력전압	0.884	1.014	1.161	1.326	1.512	1.721	1.956	2.221	2.515	2.736
	변환효율	39.3	41.0	42.7	44.3	45.7	47.1	48.3	49.4	50.4	47.3

표 3.12 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-2850)(2)

부하 저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
600Ω	출력전압	0.203	0.243	0.289	0.342	0.402	0.470	0.547	0.634	0.733	0.844
	변환효율	17.3	19.6	22.1	24.6	26.9	29.2	31.5	33.6	35.6	37.5
700Ω	출력전압	0.220	0.263	0.313	0.370	0.434	0.507	0.589	0.683	0.789	0.909
	변환효율	17.4	19.7	22.2	24.6	26.9	29.2	31.3	33.4	35.4	37.3
800Ω	출력전압	0.235	0.281	0.334	0.394	0.462	0.539	0.626	0.725	0.837	0.964
	변환효율	17.3	19.7	22.1	24.4	26.7	28.8	30.9	32.9	34.9	36.7
900Ω	출력전압	0.249	0.297	0.352	0.415	0.486	0.567	0.659	0.763	0.880	1.013
	변환효율	17.3	19.6	21.8	24.1	26.2	28.4	30.4	32.4	34.3	36.1
1000Ω	출력전압	0.261	0.311	0.369	0.434	0.508	0.592	0.688	0.796	0.918	1.055
	변환효율	17.1	19.3	21.6	23.7	25.8	27.8	29.9	31.8	33.5	35.2
부하 저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
600Ω	출력전압	0.970	1.113	1.273	1.454	1.657	1.885	2.141	2.429	2.750	2.901
	변환효율	39.4	41.2	42.8	44.4	45.8	47.0	48.2	49.3	50.2	44.4
700Ω	출력전압	1.044	1.196	1.368	1.562	1.779	2.023	2.298	2.606	2.926	3.018
	변환효율	39.1	40.8	42.4	43.9	45.2	46.4	47.6	48.6	48.7	41.1
800Ω	출력전압	1.107	1.268	1.450	1.654	1.884	2.142	2.431	2.756	3.055	3.107
	변환효율	38.5	40.1	41.7	43.1	44.4	45.6	46.6	47.6	46.4	38.2
900Ω	출력전압	1.162	1.331	1.521	1.734	1.974	2.244	2.546	2.882	3.148	3.174
	변환효율	37.7	39.3	40.7	42.1	43.3	44.4	45.4	46.3	43.8	35.4
1000Ω	출력전압	1.211	1.386	1.583	1.804	2.053	2.333	2.647	2.980	3.221	3.228
	변환효율	36.8	38.3	39.7	41.0	42.1	43.2	44.2	44.5	41.3	33.0

표 3.12의 결과, 부하저항 500 Ω, 입력전력 0.025 W(14 dBm)일 때 출력전압 2.515 V, 변환효율 50.4%로 가장 높게 나타났다.

HSMS-8202 다이오드를 사용하여 그림 3.11 (b)의 반파 배전압 정류회로 구현 시, 정류회로의 입력전력을 -4 dBm ~ 15 dBm, 부하저항을 100 Ω ~ 1000 Ω까지 가변하며 출력전압과 변환효율을 시뮬레이션 한 결과는 표 3.13과 같다.

표 3.13 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-8202)(1)

부하저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력 (W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
100Ω	출력전압	0.034	0.047	0.063	0.082	0.104	0.129	0.158	0.191	0.228	0.271
	변환효율	2.9	4.4	6.3	8.5	10.8	13.2	15.8	18.3	20.7	23.2
200Ω	출력전압	0.060	0.082	0.109	0.141	0.178	0.220	0.268	0.322	0.384	0.454
	변환효율	4.5	6.7	9.4	12.5	15.8	19.2	22.7	26.0	29.4	32.6
300Ω	출력전압	0.080	0.110	0.145	0.186	0.233	0.287	0.349	0.420	0.500	0.590
	변환효율	5.4	8.1	11.1	14.5	18.1	21.8	25.6	29.5	33.2	36.7
400Ω	출력전압	0.097	0.132	0.173	0.221	0.277	0.340	0.413	0.495	0.589	0.695
	변환효율	5.9	8.7	11.9	15.4	19.2	23.0	26.9	30.7	34.5	38.2
500Ω	출력전압	0.111	0.150	0.196	0.250	0.312	0.383	0.464	0.556	0.660	0.779
	변환효율	6.2	9.0	12.2	15.7	19.5	23.3	27.2	31.0	34.7	38.4
부하저항	입력전력 (dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력 (W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
100Ω	출력전압	0.319	0.373	0.435	0.506	0.585	0.675	0.777	0.892	1.002	1.168
	변환효율	25.6	27.8	30.0	32.2	34.2	36.2	38.1	39.9	40.0	43.1
200Ω	출력전압	0.534	0.624	0.725	0.840	0.970	1.117	1.282	1.468	1.678	1.914
	변환효율	35.8	38.8	41.7	44.4	47.0	49.6	51.8	54.0	56.0	57.9
300Ω	출력전압	0.693	0.809	0.940	1.087	1.254	1.442	1.653	1.890	2.157	2.456
	변환효율	40.2	43.5	46.7	49.6	52.4	55.1	57.5	59.7	61.7	63.6
400Ω	출력전압	0.815	0.950	1.103	1.275	1.469	1.686	1.930	2.204	2.512	2.857
	변환효율	41.7	45.0	48.2	51.2	53.9	56.5	58.8	60.9	62.8	64.5
500Ω	출력전압	0.912	1.062	1.232	1.422	1.636	1.877	2.146	2.449	2.788	3.170
	변환효율	41.8	45.0	48.1	50.9	53.5	56.0	58.1	60.1	61.9	63.6

표 3.13 반파 배전압 정류회로 변환효율 예측 값(HSMS-8202)(2)

부하저항	입력전력(dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
	입력전력(W)	0.000	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.002	0.002	0.003	0.003
600Ω	출력전압	0.123	0.166	0.216	0.275	0.342	0.419	0.506	0.606	0.719	0.846
	변환효율	6.3	9.2	12.3	15.9	19.5	23.2	26.9	30.7	34.3	37.7
700Ω	출력전압	0.134	0.179	0.233	0.295	0.367	0.449	0.542	0.648	0.767	0.903
	변환효율	6.4	9.1	12.3	15.7	19.2	22.9	26.5	30.1	33.5	36.8
800Ω	출력전압	0.143	0.191	0.248	0.313	0.388	0.474	0.572	0.683	0.809	0.950
	변환효율	6.4	9.1	12.2	15.4	18.8	22.3	25.8	29.2	32.6	35.7
900Ω	출력전압	0.152	0.202	0.261	0.329	0.407	0.497	0.598	0.714	0.844	0.991
	변환효율	6.5	9.0	12.0	15.1	18.4	21.8	25.1	28.4	31.5	34.5
1000Ω	출력전압	0.159	0.211	0.272	0.343	0.424	0.516	0.622	0.741	0.875	1.027
	변환효율	6.4	8.9	11.7	14.8	18.0	21.1	24.4	27.5	30.5	33.4
부하저항	입력전력(dBm)	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	입력전력(W)	0.004	0.005	0.006	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.025	0.032
600Ω	출력전압	0.991	1.153	1.335	1.540	1.771	2.029	2.319	2.644	3.010	3.419
	변환효율	41.1	44.2	47.1	49.8	52.3	54.5	56.6	58.4	60.1	61.6
700Ω	출력전압	1.056	1.227	1.420	1.637	1.881	2.154	2.461	2.804	3.190	3.623
	변환효율	40.0	42.9	45.7	48.2	50.5	52.7	54.6	56.3	57.9	59.3
800Ω	출력전압	1.110	1.290	1.492	1.700	1.973	2.258	2.579	2.938	3.341	3.793
	변환효율	38.7	41.5	44.1	45.5	48.7	50.6	52.5	54.1	55.5	56.9
900Ω	출력전압	1.157	1.343	1.553	1.788	2.051	2.347	2.679	3.052	3.469	3.938
	변환효율	37.4	40.0	42.5	44.7	46.7	48.6	50.3	51.9	53.2	54.5
1000Ω	출력전압	1.197	1.389	1.605	1.847	2.119	2.424	2.766	3.150	3.581	4.064
	변환효율	36.0	38.5	40.8	42.9	44.9	46.7	48.3	49.7	51.1	52.2

표 3.13의 결과, 부하저항 400 Ω, 입력전력 0.032 W(15 dBm)일 때 출력전압 2.857 V, 변환효율 64.5%로 가장 높게 나타났다.

표 3.10 ~ 표 3.13의 결과, 반파 배전압 정류회로의 경우 HSMS-8202 다이오드를 사용하여 입력전력 0.032 W(15 dBm), 부하저항 400 Ω 일 때 출력전압 2.857 V, 변환효율 64.5%로 가장 높게 나타났다.

이에, 본 논문에서는 렉테나 제작 시 HSMS-8202 쇼트키 다이오드와 부하저항 400 Ω을 사용한 반파 배전압 정류회로를 채택하였다.

제 4 장 제작 및 측정

제 1 절 안테나 제작 및 측정

1. 안테나 제작

PADs 프로그램을 이용하여 PCB (Printed Circuit Board) Artwork Design 방식으로 Teflon 기판에 실제 제작한 안테나는 그림 4.1과 같다.

(a) 기본구조 (b) 1차 반복구조 (c) 2차 반복구조

그림 4.1 제작한 안테나

2. 안테나 측정 환경

안테나 반사손실과 임피던스 정합 측정은 전파 무반향실이 아닌 일반 실험실에서 Agilent사의 네트워크 분석기(E8362B)를 이용하였고, 주요 사양은 다음과 같다.

- 직접 수신기 액세스가 가능한 143 dB의 다이내믹 레인지
- 1 ㎑ IFBW에서 0.002 dB 미만의 트레이스 노이즈
- 26 μs/point 미만의 측정 속도
- 채널당 최대 16,001 포인트의 32개 측정 채널

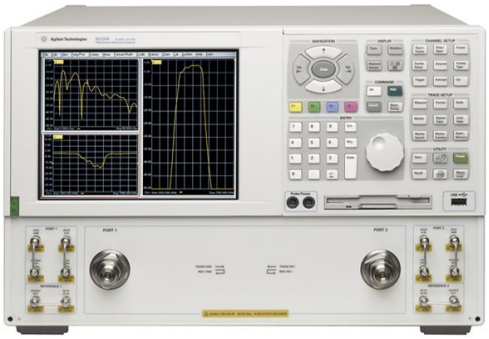


그림 4.2 네트워크 분석기(E8362B)

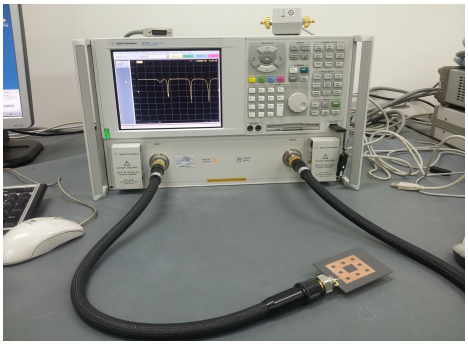
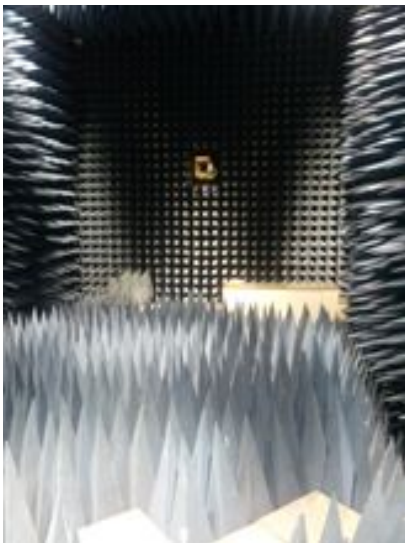


그림 4.3 네트워크 분석기를 이용한 안테나 특성 측정

안테나 방사패턴과 이득 측정은 전파 무반향실을 이용하였으며, 주요 사양은 그림 4.4와 같다.



(a) 송단 포지셔너

(b) 수단 포지셔너

- 챔버 Size : 14×7×6.7 (m^3)
- 챔버 Type : Rectangular Type
- 측정 주파수 범위 : 200 ㎒~50 ㎓
- 용도 : 안테나 패턴 및 이득 측정

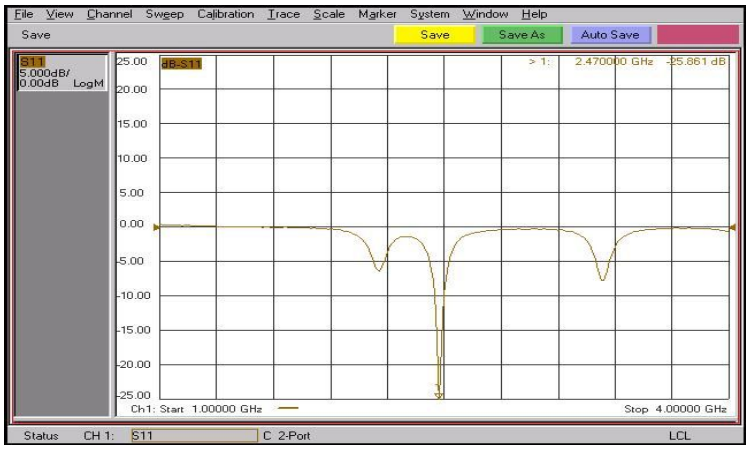
(c) 컨트롤 박스

그림 4.4 전파 무반향실 및 주요 사양

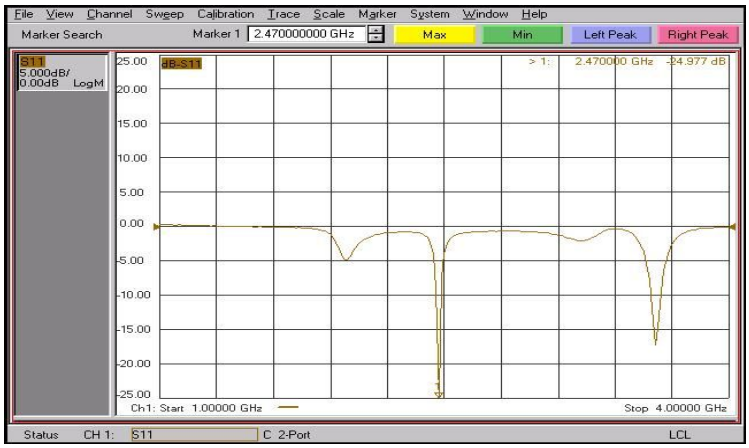
3. 안테나 측정 및 결과 분석

가. 반사손실 측정 결과

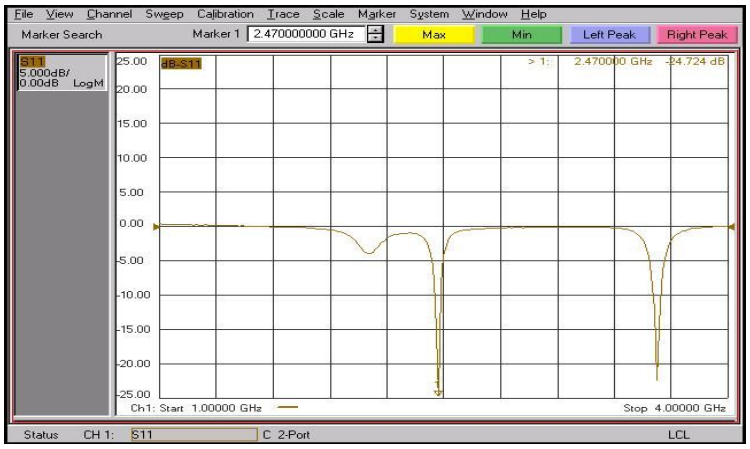
네트워크 분석기를 이용하여 안테나의 반사손실을 측정한 결과는 그림 4.5와 같다.



(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



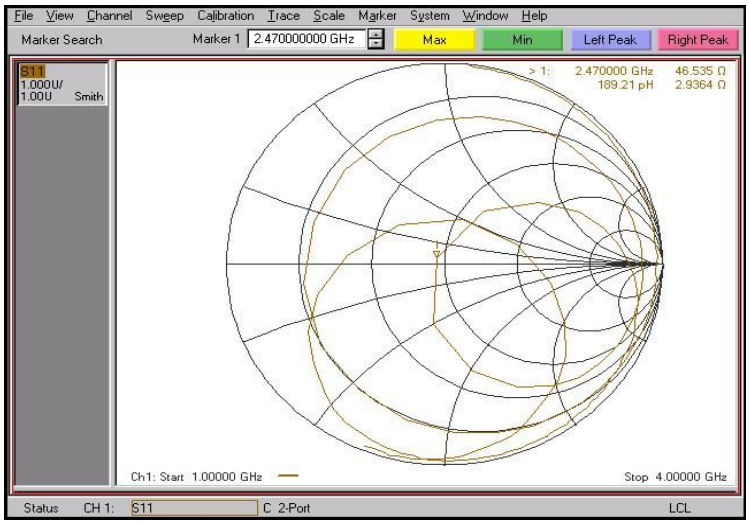
(c) 2차 반복구조

그림 4.5 안테나의 반사손실 측정 값

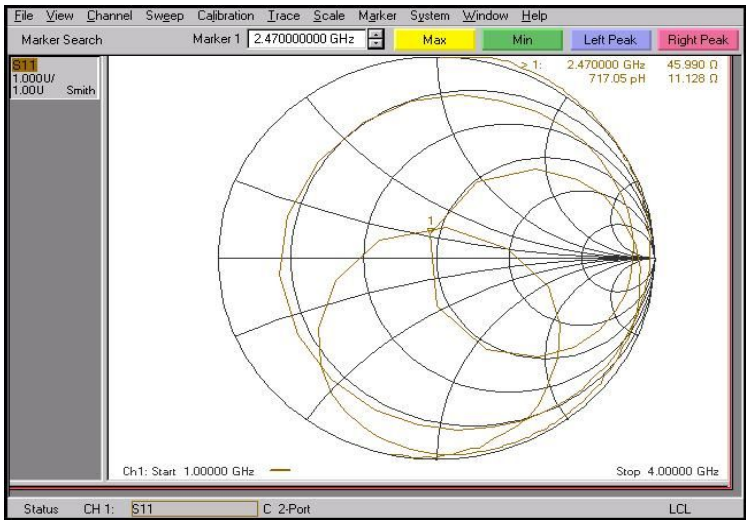
그림 4.5의 결과, 안테나의 반사손실 측정 값은 모든 구조가 2.47 ㎓에서 공진되는 가운데, 기본구조 -25.86 dB, 1차 반복구조 -24.98 dB, 2차 반복구조 -24.72 dB이다.

나. 임피던스 정합 측정 결과

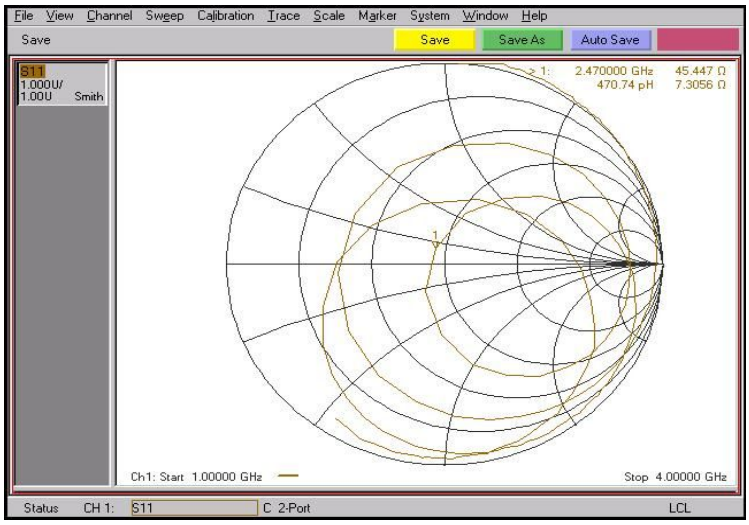
네트워크 분석기를 이용하여 안테나의 임피던스 정합을 측정한 결과는 그림 4.6과 같다.



(a) 기본구조



(b) 1차 반복구조



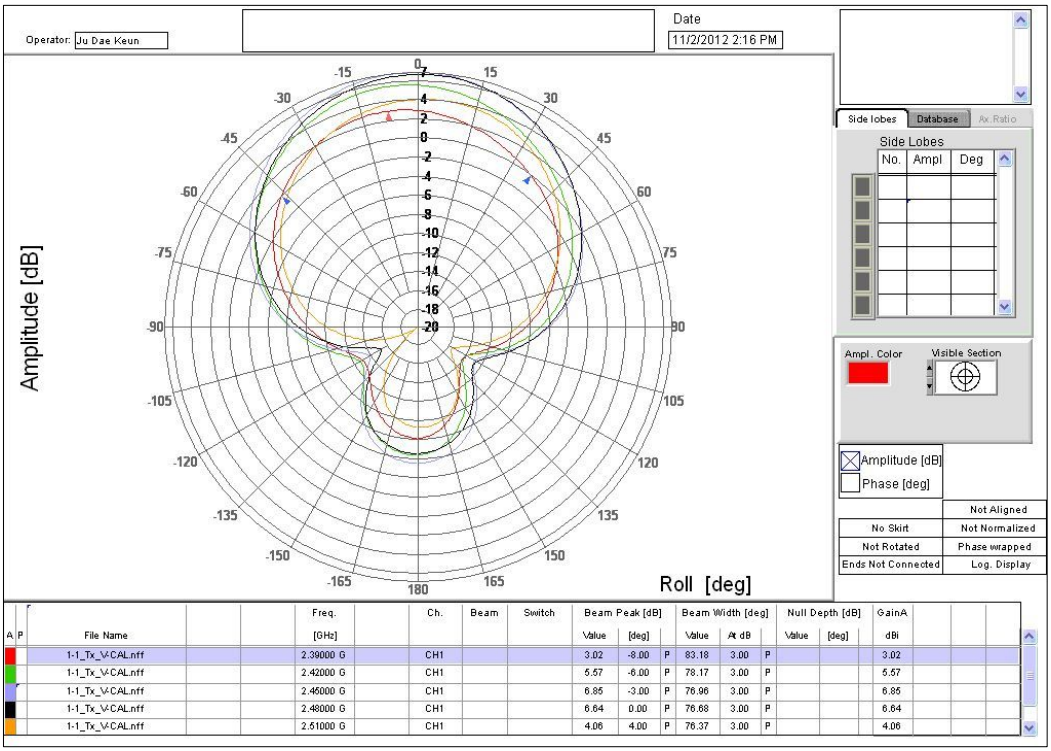
(c) 2차 반복구조

그림 4.6 안테나의 임피던스 정합 측정 값

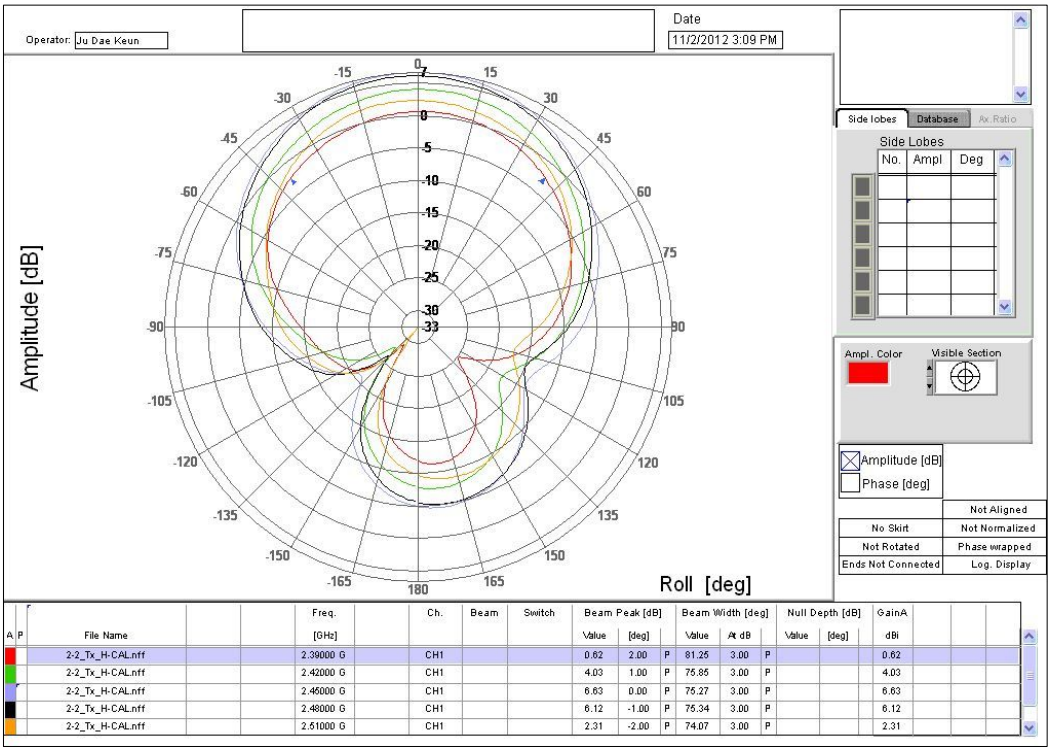
그림 4.6의 결과, 안테나의 임피던스 정합 측정 값은 공진주파수 2.47 ㎓에서 기본구조 46.535 Ω, 1차 반복구조 45.990 Ω, 2차 반복구조 45.447 Ω이다.

다. 방사패턴 및 이득 측정 결과

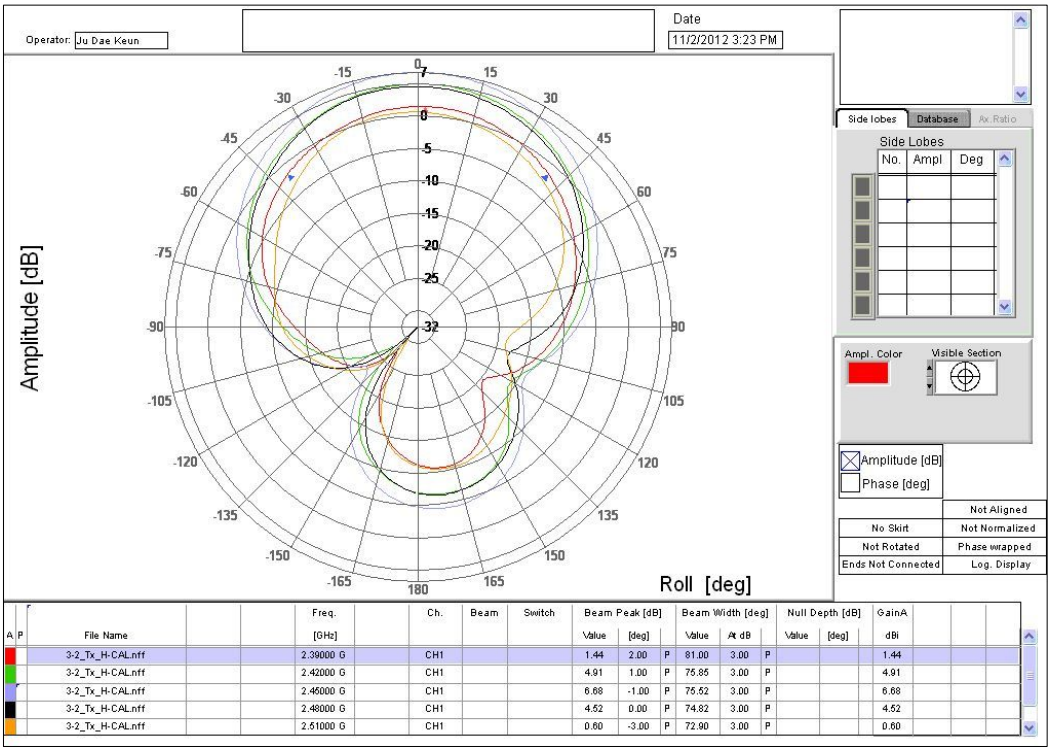
전파 무반향실에서 측정한 안테나의 E평면 방사패턴과 이득을 측정한 결과는 그림 4.7과 같다. 이때, 2.39 ㎓부터 2.51 ㎓까지 0.03 ㎓씩 주파수를 증가시키며 측정하였다.



(a) 기본구조


Operator: Ju Dae Keun
Date
11/2/2012 3:09 PM
Amplitude [dB]
Roll [deg]
Side lobes
Database
Ax. Ratio
Side Lobes
No.
Ampl
Deg
Ampl. Color
Visible Section
Amplitude [dB]
Phase [deg]
Not Aligned
No Skirt
Not Normalized
Not Rotated
Phase wrapped
Ends Not Connected
Log. Display
A P File Name Freq. [GHz] Ch. Beam Switch Beam Peak [dB] Value [deg] Beam Width [deg] Value At dB Null Depth [dB] Value [deg] GainA dBi
2-2_Tx_H-CAL.nff 2.39000 G CH1 0.62 2.00 P 81.25 3.00 P 0.62
2-2_Tx_H-CAL.nff 2.42000 G CH1 4.03 1.00 P 75.85 3.00 P 4.03
2-2_Tx_H-CAL.nff 2.45000 G CH1 6.63 0.00 P 75.27 3.00 P 6.63
2-2_Tx_H-CAL.nff 2.48000 G CH1 6.12 -1.00 P 75.34 3.00 P 6.12
2-2_Tx_H-CAL.nff 2.51000 G CH1 2.31 -2.00 P 74.07 3.00 P 2.31

(b) 1차 반복구조



(c) 2차 반복구조

그림 4.7 안테나의 방사패턴과 이득 측정 값

그림 4.7의 결과, 안테나 이득 측정 값은 모든 구조가 2.45 ㎓에서 가장 높았으며, 기본구조 6.85 dBi, 1차 반복구조 6.63 dBi, 2차 반복구조 6.68 dBi이다. 또한, 3 dB 반전력 빔폭은 기본구조 76.96°, 1차 반복구조 75.27°, 2차 반복구조 75.52°이다.

안테나 시뮬레이션 예측 값과 제작한 안테나의 측정 값을 비교한 결과는 표 4.1과 같다.

표 4.1 안테나 시뮬레이션 예측 값과 측정 값 비교

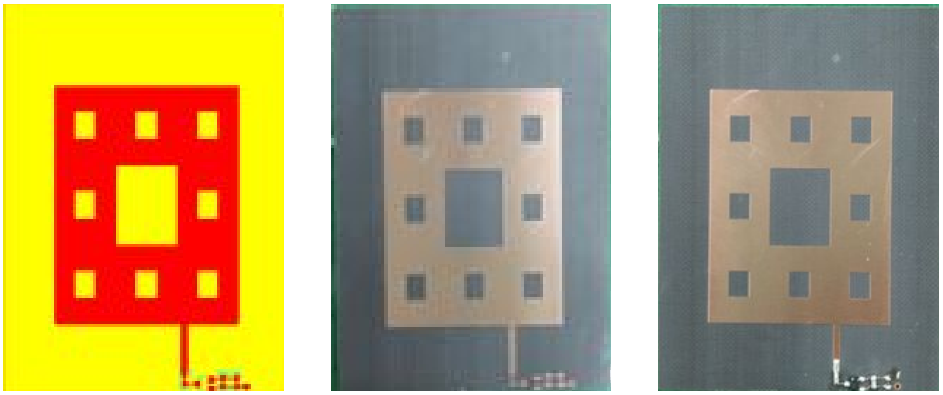
구분	예측 값			측정 값		
	반사손실 [dB]	임피던스 [Ω]	이득 [dBi]	반사손실 [dB]	임피던스 [Ω]	이득 [dBi]
기본구조	-35.99	49.86	7.71	-25.68	46.54	6.85
1차 반복구조	-43.92	50.27	7.69	-24.98	45.99	6.63
2차 반복구조	-42.55	50.04	7.58	-24.72	45.45	6.68

표 4.1의 결과, 안테나 시뮬레이션 예측 값과 측정 값의 차이는 제작 과정과 측정 과정 중의 환경에 기인한 오차로 판단된다. 특히, 일반 실험실에서 측정한 안테나 반사손실은 2.47 ㎓에서 최소 반사손실을 얻었고, 전파 무반향실에서 측정한 안테나 이득은 2.45 ㎓에서 최대 이득을 얻음으로서 측정 시 공진주파수가 약간 차이가 있음을 확인 할 수 있었다. 이는 측정 과정 중의 환경에 기인한 오차로서 가장 안정된 환경인 전파 무반향실에서 측정한 공진주파수 2.45 ㎓가 정확한 것으로 판단된다.

제 2 절 렉테나 제작 및 측정

1. 렉테나 제작

PADs 프로그램을 이용하여 PCB Artwork Design 방식으로 Telfon 기판에 실제 제작한 반파 배전압 정류회로를 채택한 2차 반복구조 렉테나는 그림 4.8과 같다. 이때, 반파 배전압 정류회로는 시뮬레이션 결과 가장 높은 변환효율을 얻은 HSMS-8202 쇼트키 다이오드와 부하저항 400 Ω을 이용하여 구성하였다. 또한, 렉테나의 안테나부로서 2차 반복구조를 선택한 이유는 다른 구조들과 유사한 특성을 나타내면서도 차지하는 면적이 가장 작기 때문이다.



(a) PCB Artwork (b) 제작한 렉테나 (c) 부품 실장된 렉테나

그림 4.8 제작한 2차 반복구조 렉테나

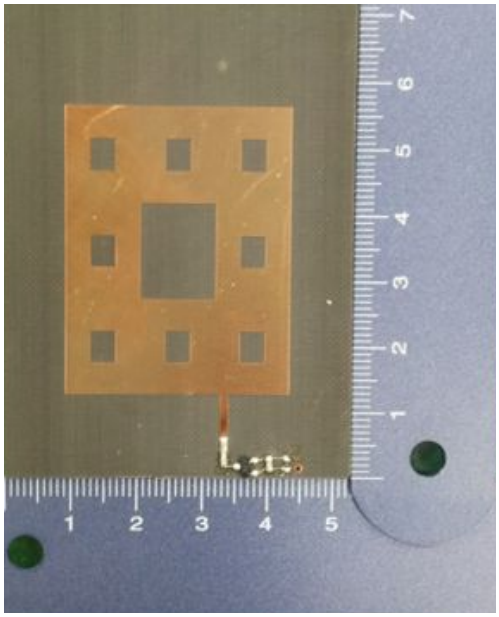


그림 4.9 렉테나 크기

2. 렉테나 측정 환경

렉테나의 출력전압을 측정하기위해 Agilent사의 RF 신호발생기(E4426B), 혼안테나(10.52 dBi), 전압 측정기를 이용하였다. 측정 조건은 송신 안테나와 렉테나를 30 ㎝ 이격시킨 가운데, RF 신호발생기 출력을 0 dBm부터 20 dBm까지 5 dBm 단위로 조정하면서 측정하였고, RF 신호발생기에는 별도의 증폭기는 사용하지 않았다.

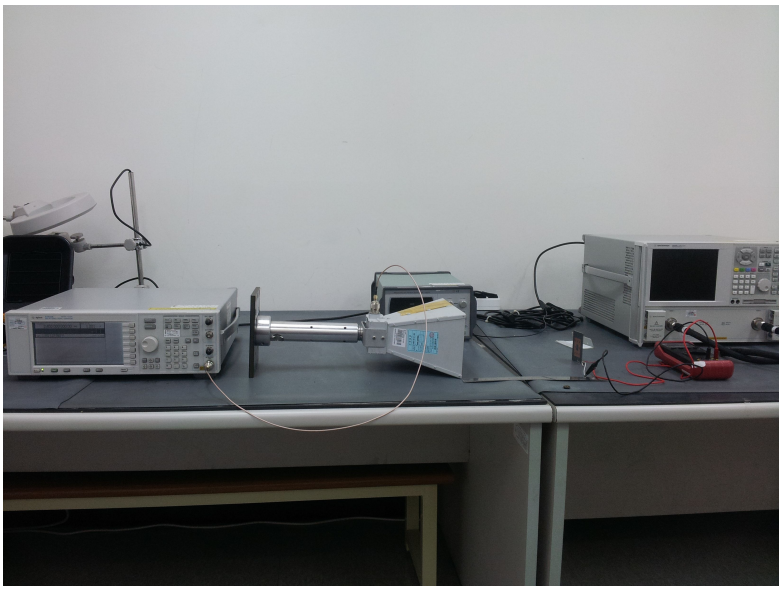


그림 4.10 렉테나 출력전압 측정

3. 렉테나 측정 및 결과 분석

측정한 출력전압을 바탕으로 식 (2.1), (2.6)을 이용하여 구한 변환효율은 표 4.2와 같다.

표 4.2 렉테나 출력전압과 변환효율 측정 결과

구분	결과				
입력전력(P_t) [dBm]	0	5	10	15	20
입력전력(P_t) [W]	0.001	0.003	0.010	0.032	0.100
수신전력(P_{RF}) [W]	0.00007408	0.00023424	0.00074079	0.00234259	0.00740786
입력전력밀도(P_D) [㎽/㎠]	0.007408	0.023424	0.074079	0.234259	0.740786
출력전압(V_{DC}) [V]	0.08	0.18	0.38	0.7	1.3
부하저항(R_L) [Ω]	400	400	400	400	400
수신전력(P_{DC}) [W]	0.000016	0.000081	0.000361	0.001225	0.004225
송신안테나 이득(G_t) [dBi]	10.52	10.52	10.52	10.52	10.52
수신안테나 이득(G_r) [dBi]	6.68	6.68	6.68	6.68	6.68
송수신거리(R) [m]	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3
변환효율(η) [%]	21.6	34.6	48.7	52.3	57.0

표 4.2의 결과, 최대 출력전압과 최대 변환효율은 입력전력 20 dBm 일 때 1.3 V와 57.0%이다.

기존에 발표된 2.45 ㎓ 대역 렉테나들과 본 연구 결과를 비교하면 표 4.3과 같다.

표 4.3 발표된 렉테나들과의 비교

구 분	참고문헌 [39]	참고문헌 [55]	참고문헌 [56]	참고문헌 [57]	본 연구
타입	rec. patch	ring slot	circular slot	fractal patch	fractal patch
증폭기 사용	사용	사용	사용	사용	사용안함
입력전력밀도 [㎽/㎠]	0.3	10.0	16.5	3.5	0.74
송수신 거리 [㎝]	115	-	30	100	30
변환효율 [%]	41.6	65.0	78.0	54.7	57.0
렉테나 크기 [㎠]	10.9×3.6	4.0×4.3	6.0×6.0	4.9×6.0	3.3×5.3
발표년도	2011	2007	2008	2012	-

표 4.3의 결과, 렉테나 측정 환경을 비롯하여 증폭기 사용 여부, 안테나 크기와 형태, 입력전력밀도, 정류회로 등이 달라 직접적인 비교는 어려우나, 증폭기를 사용하지 않은 저전력밀도 환경 속에서 안테나 크기 대비 본 논문의 렉테나 변환효율 57.0%는 비교적 우수한 것으로 판단된다.

제 5 장 결 론

무선전력전송을 위한 렉테나의 주요 평가 기준이 RF 전력을 DC 전력으로 변환하는 변환효율이며, 이를 개선하기 위해 본 연구에서는 마이크로스트립 패치 안테나의 특성을 유지하면서 소형 안테나를 구현하기 위하여 프랙탈 구조를 갖는 2.45 ㎓ 마이크로스트립 패치 렉테나를 설계하였다.

제안한 렉테나는 송신전력 20 dBm 이하의 저전력밀도 환경에서도 사용 가능하도록 문턱전압이 낮은 zero bias 쇼트키 다이오드를 반파 배전압 정류회로에 적용함으로써 고변환효율을 갖도록 설계하였다. 그리고 설계된 렉테나는 시뮬레이션을 통하여 특성을 분석하였으며, 이를 기반으로 제작한 렉테나를 측정하고 그 특성을 분석하여 다음과 같은 결과를 확인하였다.

- HFSS 프로그램과 ADS 프로그램을 이용하여 FR4 기판과 Teflon 기판에 기본구조, 1차 반복구조, 2차 반복구조, 3차 반복구조의 프랙탈 개념을 응용한 ISM 대역 2.45 ㎓ 대역 마이크로스트립 패치 안테나를 설계하여 시뮬레이션 하였다. 그 결과, Teflon 기판에 설계한 안테나의 이득이 FR4 기판에 설계한 안테나 이득보다 약 3배정도 높았다. 또한, 2차 반복구조까지는 반복 차수가 증가할수록 안테나 특성은 일정하게 유지되는 가운데 전체 면적이 약 20% 정도 축소되었으며, 3차 반복구조는 2차 반복구조와 큰 차이가 없었다.
- 시뮬레이션 결과를 바탕으로 실제 안테나 제작은 이득이 높은 Teflon 기판을 사용하였고, 기본구조, 1차 반복구조, 2차 반복구조까지만 제작하였다.
- 안테나 반사손실 측정값은 기본구조 -25.68 dB, 1차 반복구조 -24.98 dB, 2차 반복구조 -24.72 dB였다.
- 안테나 임피던스 정합 측정값은 일반 실험실의 경우 기본구조 46.54 Ω, 1차 반복구조 45.99 Ω, 2차 반복구조 45.45 Ω이였으며, 전파 무반향실의 경우 모

든 구조에서 50 Ω이였다. 이는 측정 환경에서 기인한 것으로 판단된다.

- 안테나 이득 측정값은 기본구조 6.85 dBi, 1차 반복구조 6.63 dBi, 2차 반복구조 6.68 dBi였다.
- 안테나 면적은 기본구조에 비해 1차 반복구조 13.81% 축소, 2차 반복구조 20.0% 축소할 수 있었다.
- 렉테나는 송신 안테나와 30 ㎝ 이격시킨 가운데 1.3 V의 출력전압과 57.0%의 변환효율을 얻었다.
- 렉테나 측정 환경을 비롯하여 증폭기 사용 여부, 안테나 크기와 형태, 입력전력, 정류회로 등이 달라 타 연구 결과들과 직접적인 비교는 어려우나, 증폭기를 사용하지 않은 저전력밀도 환경 속에서 안테나 크기 대비 비교적 우수한 변환효율을 얻을 수 있었다.

본 논문에서 제안한 렉테나는 대기 중이거나 사용되지 않는 무용성 전파에너지를 사용할 수 있는 에너지로 재활용함으로써 대체 에너지 분야의 새로운 기술로써 전력효용성 및 변환효율을 높일 수 있을 것이며, 에너지 비용저감, 녹색융합, 에너지 효율 극대화를 통해 신재생 에너지에 대한 사회적, 시대적 요구를 해소할 수 있을 것으로 기대된다.

향후에는 안테나 크기 대비 이득을 보다 향상시키고, 렉테나의 변환효율을 더욱 높이기 위한 연구를 진행함으로써 소형화 및 경량화 되고 있는 다양한 응용분야의 무선통신 시스템의 연계성에 부합하는 렉테나를 설계하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] Renewable Energy Policy Network for the 21 century (REN21), Renewable Global Status Report May. 2009.

[2] 이영기, 이성규, 박강호, 강만구, 김종대, “에너지 하베스팅 기술과 IT용 디바이스 응용,” 정보통신연구진흥원, 주간기술동향, 1343호, 2008. 4.

[3] Johansson T.B., Kelly H., Reddy A. K. N., Williams R. H., Renewable energy: Sources for fuels and electricity, Washington DC (USA), 1993.

[4] 유병곤, “MEMS 기술을 이용한 에너지 하베스팅 기술,” 전자통신동향분석, vol. 23, no. 6, 2008. 12.

[5] Joseph A. Paradiso and Thad Starner, “Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics,” *Pervasive Computing*, pp. 18-27, Jan. 2005.

[6] 오인열, 조진용, 예성혁, “융복합 시나리오로 바라본 지능형 RF,” *ICET 기술과 미래-KTF 연구개발 논문집*, 제4권, 3호, pp. 40-58, 2007. 9.

[7] 한석균, “초저전력 Wake-up Radio 기술,” 지능형 RF연구센터 뉴스레터, 제7호, 테크니컬 칼럼, 2009. 2.

[8] 오인열, 정구희, 나극환, “무선 단말기 지원 Energy Harvesting 기술,” 정보통신연구진흥원, IT 기획시리즈 그린IT 주간기술동향 통권 1398호, 2009. 5.

[9] E. Torres, G. Rincor-Mora “Energy-harvesting chips and the quest for everlasting life,” *IEEE Georgia* Tech. Analog and Power IC Design Lab, Jun. 2005.

[10] Romani A, “Dynamic switching conversion for piezoelectric energy harvesting systems,” *IEEE Sensors*, pp. 689-692, 26-29 Oct. 2009.

[11] Doms I, “Integrated Capacitive Power-Management Circuit for Thermal Harvesters with Ouput Power 10 to 1,000 ㎼,” *ISSCC 2009*, pp. 300-302, Feb. 2009.

[12] M. E.-D Ahmad, “Energy harvesting using a cheap easy to fabricated FM rectenna,” The online Journal on Electronics and Electrical Engineering, vol. 1, no. 1, pp. 20, 2009.

[13] Report of a National Science Foundation-intelligence Community workshop, Chantlly, VA, Apr. 2007.

[14] Tolgay U, “Wireless Energy Transmission Using Electrically Small Antennas,” Session TU4B-4 of RWS 2009, SanDiego, pp. 526-529, Jan. 2009.

[15] M. Ferrari, “Characterization of Themod electric Modules for Powering Autonomous Sensors,” IMTC 2007, Poland, pp. 1-3, May. 2007.

[16] Park Y.J., Microwave wireless power transmission, KERI, 2008.

[17] 강승열, “무선 에너지 전송 기술,” ETRI 전자통신동향분석 제23권 제6호, pp. 59-69. 2008.

[18] 정기욱, “USN 환경을 위한 무선 에너지 기술,” 정보통신연구진흥원, 주간 기술동향, 1337호, pp. 26-34, 2008. 3.

[19] J. O. McSpadden and J. C. Mankins, “Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology,” IEEE Microwave Magazine, pp. 46-57, Dec. 2002.

[20] Tetsuo Nozawa, “Battery charging goes wireless,” Nikkei Electronics Asia, pp. 16-24, Jun. 2007.

[21] 박동국, 서홍은, 조익현, 김예지, “2.45 ㎓대 저전력 렉테나에 관한 연구,” 한국전자파학회논문지, 제20권, 제9호, 2009. 9.

[22] William C. Brown, “Experiments involving a microwave beam to power and position ahelicopter,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron*, Dec. 2002.

[23] Alanson S.etal, “Experimental results with two wireless power transfer systems,” IEEE Radio and Wireless Symp. 2009, pp. 16-19, Jan. 2009.

[24] H. Yagi and S. Uda, “On the fesasibility of power transmission by electronic waves,” Proc. 3rd Pan Pacific Sci. Congr., vol. 2, pp. 1305-1313, Sep. 1996.

[25] H. Yagi and S. Uda, “Electric light without current,” *Literary Dig.*, vol. 112, no. 3, Jan. 1992.

[26] W. C. Brown, “The history of power transmission by radio waves,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 1230-1242, Sep. 1984.

[27] W. C. Brown, “Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system,” Raytheon Co. Tech. Rep. PT-4964, NASA Rep. CR-135 194, Aug. 1977.

[28] James O. Mcspadden,& John C. Mankins, “Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology,” *IEEE Microwave Magazine.*, pp. 46-57. 2002.

[29] 표철식, 박상준, 최종석 “훤히 보이는 RFID/USN,” ETRI, 2008.

[30] Arseny Dolgov, Regan Zane, and Zoya Popovic, “Power management system for online low power RF energy harvesting optimization,” *IEEE Trans. Circuits and Systems*, vol. 57, no. 7, pp. 1802-1811. 2010.

[31] W. C. Brown, “Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system,” Raytheon Co. Tech. Rep. PT-4964, NASA Report No. CR-135194, NASA Contact No. NAS 3-19722, pp. 66, Aug. 1977.

[32] W. C. Brown and J. F. Triner, “Experimental thin-film, etched-circuit rectenna,” *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 185-187, Jun. 1982.

[33] P. Koert, J. Cha, and M. Macina, “35 ㎓ and 94 ㎓ rectifying antenna

systems," *SPS'91-Power from Space Dig.*, pp. 541-547, Aug. 1991.

[34] J. O. McSpadden, L. Fan, and K. Chang, "Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8 ㎓ rectenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2053-2060, Dec. 1998.

[35] T. W. Yoo and K. Chang, "Theoretical and experimental development of 10 and 35 ㎓ rectennas," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 1259-1266, Jun. 1992.

[36] J. O. McSpadden and K. Chang, "A dual polarized circular patch rectifying antenna at 2.45 ㎓ for microwave power conversion and detection," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1749-1752, 1994.

[37] Y. H. Suh, C. Wang, and K. Chang, "Circularly polarized truncated-corner square patch microstrip rectenna for wireless power transmission," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 7, pp. 600-601, Mar. 2000.

[38] Y. H. Suh and K. Chang, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45-and 5.8-㎓ wireless power transmission," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, pp. 1784-1789, Jan. 2002.

[39] 홍태의, "고조파 억압 필터를 이용한 무선전력전송용 고효율 렉테나," 박사학위 논문, 2011. 2.

[40] S. M. Sze, Physics of Semiconductor Devices. New York, Wiiley, Ch. 2 and Ch. 5, 1981. 9.

[41] Agilent Technologies, "Non-rf applications for the surface mount Schottky diode pairs HSMS-2802 and HSMS-2822," Application Note 1069, Jan. 2010.

[42] Agilent Technologies, "Designing the virtual battery," Application Note 1088, Jan. 2010.

[43] Agilent Technologies, “The Zero bias Schottky detector diode,” Application Note 969, Jan. 2010.

[44] OET Bulletin65, “Evaluating Compliance With FCC Guidelines for Human Exposure to Radiofrequency Electromagnetic Fields”, Jun. 2011.

[45] J. Hagerty, F. Helmbrecht, W. McCalpin, R. Zane, and Z. Popovic, “Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-52, no. 3, pp. 1014-1024, Mar. 2004.

[46] 김근식, “무용성 공중 전파 활용을 위한 저전력 렉테나 설계,” 조선대학교 석사학위논문, 2012. 8.

[47] S. T. Fang, “A novel polarization diversity antenna for WLAN applications,” in Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., Salt Lake City, USA, pp. 282-285, Jul. 2000.

[48] Tzung-Wern Chiou, Kin-Lu Wong, “Broad-band dual-polarized single microstrip Patch antenna with high isolation and low cross polarization,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 30, pp. 399-401, Mar. 2002.

[49] C. S. you and W. Hwang, “Design of Load-bearing Antenna Structures by Embedding Technology of Microstrip Antenna in composite Sandwich Structure,” *Composit Structure*, vol. 71, no 3-4, pp. 378-382, Jul. 2005.

[50] P. S. Hall, J. S. Dahele, and P. M. Haskins, “Microstrip patch antennas on thick Substrates,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation Society International Symposium,* pp. 458-462, Jun. 1989.

[51] 김명동, “이동통신용 마이크로스트립 패치 안테나 설계에 관한 연구,” 상지대학교 석사학위논문, 2011. 2.

[52] 전수진, “910 ㎒ 대역 렉테나 설계 및 효율 분석,” 석사학위 논문, 2010. 12.

[53] 안희순, “프랙탈 개념을 이용한 UWB 안테나 설계,” 석사학위논문, 2008. 2.

[54] Peitg en, Jurg en s, an d Saupe, “Chaos and F ractals N ew F ron tiers of S cience,” *springer - verlag New York , In c.* pp . 89-93 1992.

[55] Y. J. Ren, M. F. Farooqui, and K. Chang, “A compact dual-frequency rectifting antenna with high-orders harmonic-rejection,” *IEEE Trans. Antennas and propagation,* vol. 55, no. 7, pp. 2111-2113, Jul. 2007.

[56] T. C. Yo, C. M. Lee, C. M. Hsu, and C. H. Luo, “Compact circulary polarized rectenna with unbalanced circular slots,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation,* vol. 56, no. 3, pp. 882-886, Mar. 2008.

[57] 조세영, 고영호, “프랙탈 구조를 이용한 무선전력전송용 렉테나의 소형화,” 한국정보기술학회 논문지, 제 10권, 제 01호, 2012. 1.