

저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 <u>이용허락규약(Legal Code)</u>을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer 🗖





2014년 2월석사학위논문

배열 패치 안테나 구조를 갖는 렉테나 설계 및 구현

조선대학교 대학원

정 보 통 신 공 학 과

김 선 웅

배열 패치 안테나 구조를 갖는 렉테나 설계 및 구현

Design and Implementation of Rectenna using Array Patch Antenna

2014년 2월 25일

조 선 대 학 교 대 학 원

정보통신공학과

김 선 웅

배열 패치 안테나 구조를 갖는 렉테나 설계 및 구현

지도교수 최동유

이 논문을 석사학위신청 논문으로 제출함 2013년 10월

> 조 선 대 학 교 대 학 원 정 보 통 신 공 학 과

> > 김 선 웅

김선웅의 석사학위논문을 인준함

위원장 조선대학교 교수 <u>한 승조 (인)</u> 위 원 조선대학교 교수 <u>변 재 영 (인)</u> 위 원 조선대학교 교수 <u>최 동 유 (인)</u>

2013년 11월

조선대학교 대학원

목 차

표 목 차	······iii
그 림 목 차	iv
ABSTRACT	vi
제 1 장 서 론	
제 2 장 렉테나의 이론적 고찰	3
제 1 절 무선전력전송 및 획득 시스템의 기술 개	발동향3
제 2 절 마이크로스트립 패치 안테나	······5
1. 마이크로스트립 전송선로	5
2. 마이크로스트립 패치 안테나 구조	8
제 3 절 마이크로파 렉테나의 개념	
제 3 장 설계 및 시뮬레이션	14
제 1 절 단일 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션 "	15
제 2 절 배열 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션 …	19
1. 1×2 배열 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션·	20
2. 2×2 배열 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션·	24
제3절 정류회로 설계 및 시뮬레이션	
제 4 장 제작 및 측정	34
제1절 안테나 제작 및 측정	34
1. 반사손실 측정	
2. 임피던스 정합 측정	38

3. 정재파비 측정	40
제 2 절 렉테나 제작 및 측정	······ 43
1. 렉테나 측정 환경	44
2. 렉테나 측정 및 변환효율 분석	45
제 5 장 결 론	······ 51
참 고 문 헌	53

표 목 차

丑	2-1.	무선전력전송 기술의 분류3
丑	2-2.	안테나 송·수신 구성 파라미터 ······12
丑	3-1.	단일 패치 안테나 상세 크기15
丑	3-2.	제안한 안테나의 예측 값 비교28
丑	3-3.	Villard 전압 체배기 정류회로 변환효율 예측 값33
丑	4-1.	안테나 시뮬레이션 예측 값과 실측 값 비교41
丑	4-2.	렉테나 출력전압 실측 값46
丑	4-3.	렉테나 변환효율 측정 조건47
丑	4-4.	렉테나 변환효율 실측 값49
丑	4-5.	기존 렉테나들과의 비교50

그 림 목 차

그림	2-1. 마이크로스트립 기판6
그림	2-2. 마이크로스트립 패치 안테나의 기본구조8
그림	2-3. 일반적인 렉테나 블록도10
그림	2-4. 안테나 송·수신 구성11
그림	3-1. 제안한 안테나 구조14
그림	3-2. 단일 패치 안테나 구조15
그림	3-3. 단일 패치 안테나 반사손실 예측 값16
그림	3-4. 단일 패치 안테나 임피던스 정합 예측 값17
그림	3-5. 단일 패치 안테나 정재파비 예측 값17
그림	3-6. 단일 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값18
그림	3-7. T-junction 전력 분배기 ······19
그림	3-8. 1×2 배열 패치 안테나 구조20
그림	3-9. 1×2 배열 패치 안테나 반사손실 예측 값21
그림	3-10. 1×2 배열 패치 안테나 임피던스 정합 예측 값21
그림	3-11. 1×2 배열 패치 안테나 정재파비 예측 값22
그림	3-12. 1×2 배열 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값23
그림	3-13. 2×2 배열 패치 안테나 구조24
그림	3-14. 2×2 배열 패치 안테나 반사손실 예측 값25
그림	3-15. 2×2 배열 패치 안테나 임피던스 정합 예측 값25
그림	3-16. 2×2 배열 패치 안테나 정재파비 예측 값26
그림	3-17. 2×2 배열 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값27
그림	3-18. 다양한 정류회로 구조29
그림	3-19. Villard 전압 체배기 정류회로 구조30
그림	3-20. Villard 전압 체배기 정류회로 설계

그림 3-21. Villard 전압 체배기 정류회로 줄력전압 예측 값32	
그림 4-1. 에칭공정을 통한 안테나 제작34	
그림 4-2. 제작한 안테나 반사손실 실측 값	
그림 4-3. 제작한 안테나 임피던스 정합 실측 값39	
그림 4-4. 제작한 안테나 정재파비 실측 값41	
그림 4-5. 에칭공정을 통한 렉테나 제작43	
그림 4-6. 렉테나 측정 구성도44	
그림 4-7. 렉테나 출력전압 실측 값45	
그림 4-8. 렉테나 변환효율 실측 값48	

ABSTRACT

Design and Implementation of Rectenna using Array Patch Antenna

Sun Woong Kim

Advisor: Prof. Dong You Choi, Ph.D.

Depart. of Info. and comm. Engg.,

Graduate School of Chosun University

In this thesis, an antenna has been proposed for the operation of mobile devices such as Zigbee. The presented rectenna operates at ISM (Industrial Scientific Medical) band of 2.45 GHz and consists of 2×2 array patch antenna and Villard voltage double rectifier circuit for high conversion efficiency. 2×2 array patch antenna is fabricated in FR4 substrate having thickness of 1.6 mm and dielectric constant of 4.7. The proposed 2×2 array patch antenna resonates at 2.56 GHz with return loss of 38.36 dB, VSWR of 1.0244, and its impedance is matched to 50 Ω . The fabricated rectenna has maximum conversion efficiency of 59.8% at an input power lever of 15 dBm and load resistance of 500 Ω .

Therefore, the designed rectenna operating at 2.45 GHz can be widely used in WLAN (Wide Area Network), Bluetooth, RFID (Radio Frequency Identification) based wireless communication system and in other wireless applications.

제 1 장 서 론

진보된 기술을 통해 휴대형 디바이스는 보다 스마트하게 진화되고 있으며, 이러한 휴대형 디바이스에서 사용자의 편의성과 기능이 늘어남에 따라 필요한 전력소비도 증가하게 된다. 그 결과 사용자들은 배터리로 동작하는 디바이스를 자주 충전하게 되고, 디바이스를 재충전할 수 있는 보다 편리하고 효율적인 방법을 찾고 있다. 이러한 논의를 바탕으로 많은 연구자 및 개발자들에 의해 이에 대한 대처방안으로써 다양한 방법들이 제안되어져 왔으며, 본 논문에서는 무선전력전송 시스템의 렉테나(rectenna)에 대하여 연구하였다.

무선전력전송 시스템 중에서 렉테나는 전자기파를 이용한 방식을 말하며 정류안테나라고도 한다. 이 개념은 1960년대에 W. C. Brown에 의해서 처음으로소개된 이래 마이크로파 구동 헬리콥터, 우주에서 수집된 태양광 에너지를 RF로 변환하여 지구상의 렉테나로 송신하는 태양광 우주 발전 시스템, 마이크로파 전력으로 동작시키는 비행기, 마이크로파로 전력을 전송하며 전기적으로 조종이 가능한 기구 등 다양한 분야로 연구되어 왔다^[1-5].

렉테나란 정류기(rectifier)와 안테나(antenna)의 합성어로서 수신된 마이크로 파를 DC로 변환시켜주는 시스템이다. 렉테나의 RF-to-DC 변환효율은 전체 시스템의 효율 개선에 가장 큰 영향을 미친다. 이러한 렉테나는 현재까지 다양하게 연구되어지고 있으며, 다이오드에 20 dBm 이상의 큰 입력 전력이 있을 때,최대 70 ~ 80%의 변환효율을 얻을 수 있다^{[6][7]}. 그러나 이를 위해 높은 전력을 무분별하게 방사할 경우 다른 기기의 장애 및 인체에 해로운 영향을 끼칠수 있어 국가별로 전력 레벨에 대한 제한을 두고 있으며, 전자기파에 의한 인체의 영향을 고려하여 허용 전력 밀도에 대한 제한도 두고 있다. 미국의 경우, ISM (Industrial Scientific Medical) 대역의 무선기기는 최대 1 W 이내로 방사전력의 제한을 두고 있으며, ANSI/IEEE C95.1-1992에 의하면 ISM 대역인

2.45 GHz 주파수에서 인체 노출 허용 전력 밀도의 한계는 2 mW/cm²로 되어 있다 [8]

본 논문에서는 ISM 대역의 2.45 础 주파수에서 동작하는 안테나를 제안하기 위하여 안테나 및 정류회로의 특성을 시뮬레이션을 통하여 분석하였으며, 이를 기반으로 제작한 렉테나의 특성을 분석하여 그 타당성을 확인하고자 한다.

이를 위해 제 2 장에서는 렉테나 및 마이크로스트립 패치 안테나의 이론에 대해 고찰하였다. 제 3 장에서는 HFSS (High Frequency Structure Simulation)와 Designer 회로해석 프로그램을 이용하여 안테나 및 정류회로를 설계하였고, 이를 시뮬레이션을 통해 검증하였다. 제 4 장은 시뮬레이션을 통해 얻어진 결과를 토대로 실제 렉테나를 제작 및 측정하였고, 제 5 장에서 연구결과에 대한 결론을 도출하였다.

제 2 장 렉테나의 이론적 고찰

제 1 절 무선전력전송 및 획득 시스템의 기술 개발동향

무선전력전송 기술은 전송거리에 따라 크게 네 가지 방식으로 분류할 수 있으며 표 2-1과 같다.

표 2-1. 무선전력전송 기술의 분류

분 류 전송거리		특 징					
원거리 전송	수 km ~ 수백 km	수 邱 주파수 사용(5.8 邱 등)고출력 전송 가능인체 영향 등 문제 제기					
근거리 전송 (radiative 방식)	수 m ~ 10 m 내외	- 수십 Mb ∼ 수 Gb 주파수 사용 - 저출력 전송 - UHF RFID에서 사용					
근거리 전송 (non-radiative 자기공명방식)	수 m 내외	- 2007년 제안 - 수십 W 전송 가능 - 개발초기단계(MIT, Intel 등) - 10 ₩ 주파수 사용					
접촉식 전송 (유도결합 이용) 수 cm 내외		- Inductive coupling - 실용화가 많이 이루어짐(무선면도 기 등) - Powercast, Philips 등 - 125 版, 135 版 등의 주파수 사용 - 저가의 고출력 소자가 가능함					

이 중에서 원거리 전송방식은 고출력의 마이크로파를 이용하는 방식으로 과거부터 연구되어 왔으나, 인체 영향 및 직진성 등의 문제로 상용화되지는 못하였다.

근거리 전송 방사(radiation) 방식은 UHF (Ultra High Frequency) 대역의 RFID/USN 주파수 대역 또는 2.4 础의 ISM 대역을 이용한 RFID 서비스를 의미하며, 유통/물류 분야에서 2000년대 초반부터 상용화되었으나 방사 손실에의해 최대 수십 째의 전력전송만이 가능하다.

유도결합을 이용한 접촉식 전송 방식은 수 mm의 거리에서 접촉식으로 수 W의 전력을 전송하는 방식으로 125 kbk 혹은 13.56 kbk의 주파수를 사용하며, 교통카드, 무선면도기, 전동칫솔 등에서 상용화되었으나 전송거리가 최대 수 cm 이내라는 한계가 있다^{[9][10]}.

2007년 MIT의 마린 솔자익(Marin Soljacic) 교수팀이 제안한 비방사 (non-radiative) 방식의 자기공명의 경우, 두 매체가 같은 주파수로 공진할 때전자파가 근거리 자기장을 통해 한 매체에서 다른 매체로 이동하는 공진결합 (resonant coupling) 방식에 기반을 두고 있으며, 2 m 거리에서 60 W의 대전력전송을 시연하였다고 발표함으로써 향후 미래 유망기술로 대두되고 있다. 그러나 자기공명의 경우 공진기의 Q (quality factor) 값이 매우 커야 하는데, 실제상용화시에는 부하 조건에 따른 임피던스의 변화, 주변 도체의 영향 등으로 Q 값을 높게 유지할 수 없어 아직까지 상용화되지 못하고 있다.

무선전력전송 기술이 상용화될 경우 기술별로 가능한 적용분야는 광범위하다. 최대 수 cm 이내의 거리에서는 유도결합 방식이 상용되며, 수 W의 휴대용가전기기 충전에서부터 수 kW의 전기자동차의 전력공급 등 다양한 응용 분야에서 이용될 수 있을 것이다. 한편, 비방사 방식의 자기공명의 경우 수십 cm에서수 m 까지의 거리에서 가전기기 또는 조명용 전력전송에 사용될 것으로 보인다. 반면, 방사 방식에서는 소출력의 경우 전자태그에 사용되며 근역장(near field) 안테나를 사용한다면 1 m 이하의 PC 주변기기 등의 무선전력전송에도 사용될 수 있다[11].

제 2 절 마이크로스트립 패치 안테나

마이크로스트립 패치 안테나는 중량이 가볍고, 적합성이 뛰어나며 비용이 저렴하다는 장점이 있다. 또한, 출력된 스트립 라인 피딩 네트워크와 활성 장치에 통합이 가능하며 이는 안테나 엔지니어링에서 비교적 새로운 영역이다. 마이크로스트립 구조의 방사 특성은 1950년대 중반부터 알려지기 시작하였고, 이러한유형의 안테나는 미사일에 적합한 안테나가 필요했던 1970년대에 사용되기 시작하였다. 직사각형과 원형의 마이크로스트립 패치 안테나는 다양한 구성으로 광범위하게 사용되었다. 대규모 통합을 바탕으로 한 전자 회로 소형화에서의 혁명이 오늘날 마이크로스트립 패치 안테나의 발전에 크게 기여하였다.

1. 마이크로스트립 전송선로

저주파 회로 기판에서의 선로는 같은 양의 선로를 얼마나 좁은 공간에서 짧은 거리로 구현하는가가 중요한 요소이다. 또한, 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 접지의위치가 매우 중요하다. 또한, 고주파가 될수록 선로의 내부가 아닌 외부 표면에만 전류가 흐르려는 경향이 커지고, 안테나처럼 방사하려는 경향이 강해지기때문에 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 다를 수 없다는 단점이 있다.

마이크로스트립 기판의 구조는 그림 2-1과 같이 하단의 도체면은 접지가 되

고 일정 두께의 유전체 기판을 올린 후 유전체위의 도체면에 선로 형상을 구현한다. 즉, 상단 표면에 있는 도체가 전송선로가 된다. 여기서, W는 마이크로스트립 선로 폭, t는 금속 두께, h는 기판의 두께, ε_r 은 비유전율이다.

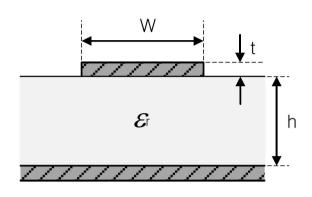


그림 2-1. 마이크로스트립 기판

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 균일하지않는 전기장이 분포하여 선로 옆으로 휘는 프린징 전계(fringing field)가 존재하여 quasi-TEM 모드를 사용한다. 마이크로스트립 기판에서는 이 quasi-TEM 모드를 사용하기 때문에 기판의 비유전율이 그대로 수식에 적용되지 않으므로 실효 유전상수(effective dielectric constant) (ε_e)의 계산이 필요하다. 전자장 일부가 유전체 안에 있으며 일부는 공기 중에 있으므로 $1<\varepsilon_e<\varepsilon_r$ 의 관계를 만족하고, ε_e 는 기판의 두께와 선로 폭에 의해 결정된다. 실효 유전상수 (ε_e)는 식 (2-1)과 같다.

$$\varepsilon_e = \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2}\right) \left(1 + 12\frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{2-1}$$

마이크로스트립 선로의 폭은 임피던스를 결정하며, 선로의 폭이 넓을수록 임 피던스는 작고, 선로의 폭이 좁을수록 임피던스는 크다. 일반적인 마이크로스트 립 선로의 폭과 높이 그리고 임피던스의 관계는 식 (2-2)와 같다.

$$Z_{0} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{e}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & [\Omega] \quad (W/h \le 1) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{e}[W/h + 1.393 + 0.667\ln(W/h + 1.444)]}} & [\Omega] \quad (W/h > 1) \end{cases}$$
(2-2)

특성 임피던스 (Z_0) 와 비유전율 (ε_r) 로부터 마이크로스트립 선로의 폭과 기판두 께의 비는 식 (2--3)과 같다.

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} 8e^{A}/(e^{2A} - 2) & (W/h \le 2) \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right\} \right] & (W/h > 2) \end{cases}$$
(2-3)

여기서, A와 B는 식 (2-4), (2-5)와 같다.

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right) \tag{2-4}$$

$$B = 377\pi/(2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}) \tag{2-5}$$

마이크로스트립 기판의 비유전율, 기판의 두께, 금속 두께, 선로 폭 등에 의해 전송선로의 특성 임피던스가 정해진다. 또한, 비유전율이 높은 기판을 사용하면 관내 파장이 짧아져서 회로를 작게 만들 수 있다^[13].

2. 마이크로스트립 패치 안테나 구조

마이크로스트립 패치 안테나의 가장 기본적인 구조는 아주 얇은 금속체를 접지면 위에 올려놓은 형태로서 그림 2-2와 같다.

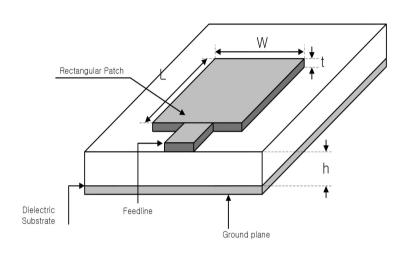


그림 2-2. 마이크로스트립 패치 안테나의 기본구조

마이크로스트립 패치 안테나의 방사모드는 브로드사이드와 엔드파이어로 되어 있으며, 여기모드를 적당히 선정함으로서 방사모드가 결정된다. 패치의 형태가 사각형일 경우 마이크로스트립 패치 안테나에 길이(L)는 $0.3333\lambda_o < L < 0.5\lambda_o(\lambda_o$ 는 자유공간상의 파장)이며 주로 안테나의 공진주파수를 결정한다. 패치의 두께(t)는 $t \ll \lambda_o$ 일 정도로 얇아야 하며, 유전기판의 높이(h)는 $0.003\lambda_o < h < 0.05\lambda_o$ 이고, 기판의 비유전율(ε_r)은 $2.2 \le \varepsilon_r \le 12$ 범위 안에 있다. 마이크로스트립 안테나에서 방사소자 폭(W)은 임피던스에 영향을 주며, 방사소자의 길이(L)는 안테나의 공진주파수에 영향을 준다 $^{[14]}$.

마이크로스트립 패치 안테나를 설계하기 위해서는 몇 가지의 설계 조건을 만족해야 하는데, 안테나 기판의 비유전율 (ε_r) 과 기판의 높이(h) 그리고 안테나가동작하는 동작주파수 (f_r) 등이다.

특히, 패치 안테나의 방사소자 폭(W)은 효율적인 방사를 결정하는 변수로서식 (2-6)과 같다 $^{[15]}$.

$$W = \frac{V_0}{2f_r} \left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{2-6}$$

패치 안테나의 방사소자 길이(L)는 패치 안테나의 동작주파수를 결정하는 변수로서 식 (2-7)과 같다.

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_e \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}}} - 2\Delta L \tag{2-7}$$

 ΔL 은 식 (2-8)과 같다.

$$\Delta L = 0.412h \frac{\left(\varepsilon_e + 0.3\right)\!\!\left(\frac{W}{h}\!\!+\!0.264\right)}{\left(\varepsilon_e - 0.258\right)\!\!\left(\frac{W}{h}\!\!+\!0.8\right)} \tag{2-8}$$

제 3 절 마이크로파 렉테나의 개념

렉테나는 정류기와 안테나의 합성어이며 마이크로파를 직접 DC로 변환하는 시스템으로서 기본구조는 그림 2-3과 같다.

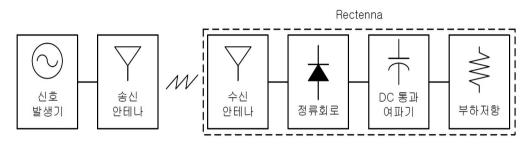


그림 2-3. 일반적인 렉테나 블록도

대기를 통해 안테나로 수신된 마이크로파 신호를 다이오드 및 여파기로 구성된 정류기를 통과시키면 DC 전력을 얻을 수 있다. 기존 연구들에서는 고조파제어를 통한 RF-to-DC 변환효율의 향상을 위해 다이오드의 입·출력단의 용도에 맞는 여파기를 각각 사용했다. 정류기의 입력단에 여파기를 사용하면 다이오드의 비선형 동작으로 인하여 발생한 고조파가 안테나로 재방사 되는 것을 방지하고, 여파기의 종단 임피던스로 안테나와 다이오드의 임피던스를 정합할수 있어 회로 구현의 용이성과 효율향상을 기대할 수 있다. 또한 출력단에 여파기를 사용하면 다이오드에서 발생한 고조파 성분을 차단하여 출력 DC 전력의 분산을 막아 RF-to-DC 변환효율의 향상을 기대할 수 있다. 하지만 여파기를 이용하면 여파기의 종단 임피던스가 임의의 임피던스를 갖기 때문에 회로구현이 복잡해지며, 큰 삽입손실로 인한 시스템 효율에 악영향을 끼칠 수 있다. 또한, 수신된 RF 전력은 직류전압을 포함하지 않기 때문에 다이오드의 DC 출력은 정류된 신호로부터 얻을 수 있다. 따라서, 고조파 성분이 부하에 소비되는 전력을 차단하면 RF-to-DC 변환효율을 향상시킬 수 있다.

렉테나의 변환효율은 식 (2-9)와 같다.

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \times 100 \,(\%)$$
(2-9)

여기서, P_{DC} 는 수신된 마이크로파로 부터 변환된 DC 전력으로서 렉테나 부하저항 (R_L) 에 걸리는 DC 전압 (V_{DC}) 을 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 송·수신 구성은 그림 2-4와 같다.

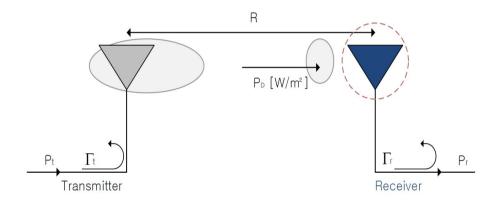


그림 2-4. 안테나 송·수신 구성

안테나 송·수신 구성의 파라미터는 표 2-2와 같다.

표 2-2. 안테나 송·수신 구성 파라미터

구분	파라미터			
R [m]	송·수신 안테나간의 거리			
P_t [W]	송신안테나 입력전력			
$\Gamma_{ m t}$	송신측 부정합에 의한 반사손실			
G _t [dBi]	송신안테나 이득			
$P_D [W/m^2]$	수신안테나에 입사되는 전력밀도			
G _r [dBi]	수신안테나 이득			
$\Gamma_{\rm r}$	수신측 부정합에 대한 반사손실			
P _r [W]	수신안테나 수신전력			

수신전력(Pr)은 식 (2-10)과 같다.

$$P_r = P_D A_{er} \qquad [W] \tag{2-10}$$

여기서, A_{er} 은 유효수신면적(effective aperture)이고, P_D 는 수신안테나에 입사되는 전력밀도로서 식 (2-11)과 같다.

$$P_D = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t \quad \text{[W/m}^2\text{]}$$
 (2-11)

수신안테나 이득(G_r)은 식 (2-12)와 같다.

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{er} \qquad [\text{dBi}] \tag{2-12}$$

위의 식 (2-10), (2-11), (2-12)를 이용하여 구한 Friis transmission equation

은 식 (2-13)과 같다^[17].

$$P_{r} = P_{t} \left(1 - |\Gamma_{t}|^{2} \right) \left(1 - |\Gamma_{r}|^{2} \right) \left| \hat{\rho_{t}} \cdot \hat{\rho_{r}} \right|^{2} \frac{\lambda^{2}}{(4\pi R)^{2}} G_{r} G_{t} \qquad [W]$$
 (2-13)

식 (2-13)은 송신단과 수신단의 부정합 손실 요인을 적용한 수식이다. $|\hat{\rho_t} \cdot \hat{\rho_r}|^2$ 는 polarization 부정합에 의한 손실을 나타낸다. 만일 송·수신 안테나가 완벽히 정합되어 있다고 가정하면 자유공간 손실만 남게 되고 식 (2-13)은 식 (2-14)와 같이 근사화 할 수 있다.

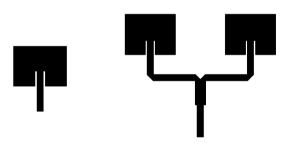
$$P_r = P_t \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} G_r G_t$$
 [W] (2-14)

이에 본 논문에서는 측정한 부하저항 양단의 전압 값을 식 (2-9), (2-14)에 각각 적용하여 렉테나 변환효율을 구하고자 한다.

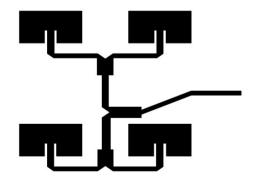
제 3 장 설계 및 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 렉테나의 안테나 동작주파수는 ISM (Industrial Scientific and Medical) 대역의 2.45 때이다. 2.45 때 대역의 주파수는 WLAN (Wireless Local Area Network), Bluetooth, RFID (Radio Frequency IDentification) 기반의 무선 통신 시스템 및 무선 어플리케이션에 널리 사용되고 있다.

렉테나에 사용된 안테나는 마이크로스트립 패치 안테나로서 단일 패치 안테나에 패치의 수가 증가할수록 높은 이득 특성을 갖도록 유도하였다. 설계된 안테나의 구조는 그림 3-1과 같다.



(a) 단일 패치 안테나 (b) 1×2 배열 패치 안테나



(c) 2×2 배열 패치 안테나 그림 3-1. 제안한 안테나 구조

제 1 절 단일 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션

안테나는 유전율 4.7, 두께 1.6 ㎜의 FR4 epoxy 기판을 사용하여 설계하였으며 상단에는 패치 안테나, 하단에는 그라운드가 위치한다. 제안한 단일 패치 안테나의 구조 및 크기는 그림 3-2, 표 3-1과 같다.

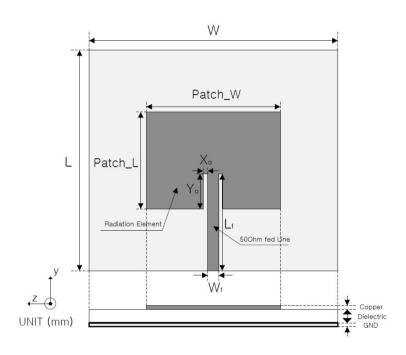


그림 3-2. 단일 패치 안테나 구조

표 3-1. 단일 패치 안테나 상세 크기

(단위: mm)

안테나	Patch_W	Patch_L	W	L	W_f	L_f	X_o	Y_o
단일 패치 안테나	35.75	27.8	80	70	2.8	28	0.85	9

단일 패치 안테나 면적은 993.85 ㎡의 사각 구조이며, inset-fed 구조를 통해 안테나의 패치와 급전선이 연결되는 부분에 두 개의 슬롯을 통하여 임피던스를 정합하였다.

제안한 단일 패치 안테나의 반사손실(return loss. S) 시뮬레이션 결과는 그림 3-3과 같다.

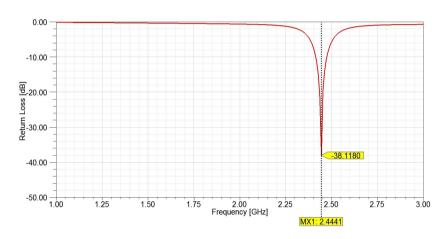


그림 3-3. 단일 패치 안테나 반사손실 예측 값

그림 3-3의 결과, 단일 패치 안테나 반사손실 예측 값은 2.44 때 대역에서 -38.11 dB이다.

제안한 단일 패치 안테나의 임피던스 정합 시뮬레이션 결과는 그림 3-4와 같다.

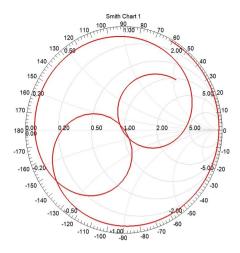


그림 3-4. 단일 패치 안테나 임피던스 정합 예측 값

그림 3-4의 결과, 단일 패치 안테나의 임피던스 정합 예측 값은 51 Ω 이다.

정재파비(standing wave ratio)란 전자파 신호를 전송할 때 전송선로 상에 생기는 정재파의 크기를 나타내는 것으로 정재파 최대값과 최소값의 비에 의해 구할 수 있다. 보통 전압 정재파비를 사용하는 경우가 많으며 1 ~ ∞의 범위의 값이 되는데 1에 가까울수록 정합상태가 좋음을 의미한다. 제안한 단일 패치 안테나 정재파비 시뮬레이션 결과는 그림 3-5와 같다.

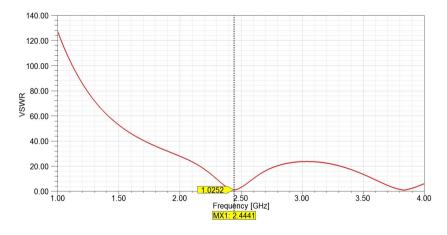
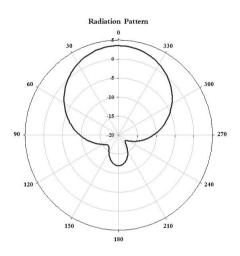


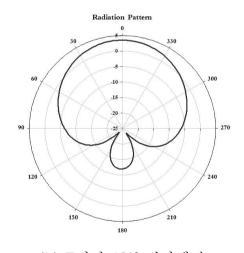
그림 3-5. 단일 패치 안테나 정재파비 예측 값

그림 3-5의 결과, 단일 패치 안테나 정재파비 예측 값은 1.0252이다.

제안한 단일 패치 안테나 E평면상 90°, 180°에서의 방사패턴 시뮬레이션 결과는 그림 3-6과 같다.



(a) E평면 90° 방사패턴



(b) E평면 180° 방사패턴 그림 3-6. 단일 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값

그림 3-6의 결과, 단일 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값은 90°와 180°에서 모두 3.51 dBi의 이득을 보였으며, 반전력 빔폭은 각각 58°, 68°이다.

제 2 절 배열 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션

배열 안테나에서는 전력을 효율적으로 분배할 수 있는 급전 구조가 가장 중요한 설계 요소 중 하나이며, 급전 구조는 전력 분배기와 임피던스 정합회로로 구성된다. 본 논문에서는 두 개의 출력 포트로 동일한 전력을 분배하는 T-junction 전력 분배기를 사용하였고, 입력과 출력에 동일한 임피던스 특성을 갖기 위해 $\lambda/4$ 변환기(transformer)를 T-junction 전력 분배기에 삽입하였다.

그림 3-7은 입력단의 포트 1로부터 출력단의 포트 2와 포트 3으로 동일한 전력으로 분배하는 T-junction 전력 분배기와 $\lambda/4$ 변환기가 결합된 급전 구조이다. 각 포트는 50 Ω 의 마이크로스트립 선로로 구성되어 있으며, 식 (3-1)에 의하여 $\lambda/4$ 변환기의 임피던스는 35.35 Ω 에 해당한다 $^{[18]}$.

$$Z_1 = Z_0 / \sqrt{2} \tag{3-1}$$

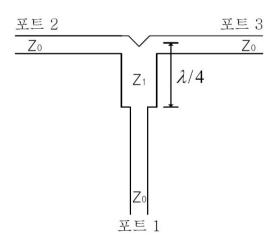


그림 3-7. T-junction 전력 분배기

제안한 안테나는 단일 패치 안테나에 T-junction 전력 분배기를 사용하여 1×2 배열 패치 안테나와 2×2 배열 패치 안테나를 설계하였다.

1. 1×2 배열 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션

제안한 단일 패치 안테나에 T-junction 전력 분배기를 사용하여 1×2 배열 패치 안테나를 FR4 epoxy 기판에 설계하였으며, 그림 3-8과 같다.

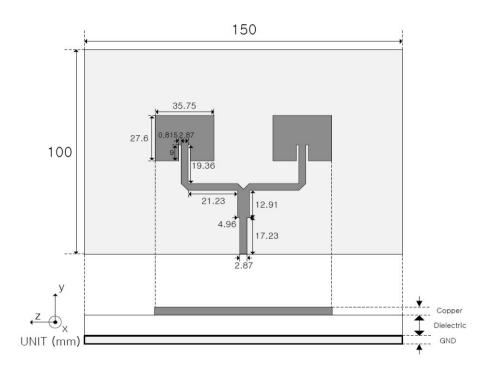


그림 3-8. 1×2 배열 패치 안테나 구조

제안한 1×2 배열 패치 안테나의 반사손실 시뮬레이션 결과는 그림 3-9와 같다.

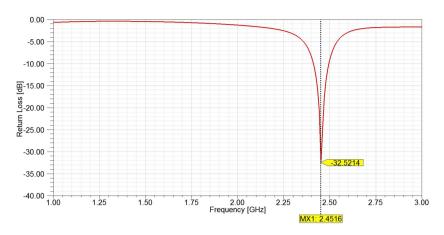


그림 3-9. 1×2 배열 패치 안테나 반사손실 예측 값

그림 3-9의 결과, 1×2 배열 패치 안테나 반사손실 예측 값은 2.45 때 대역에서 -32.52 dB이다.

제안한 1×2 배열 패치 안테나의 임피던스 정합 시뮬레이션 결과는 그림 3-10과 같다.

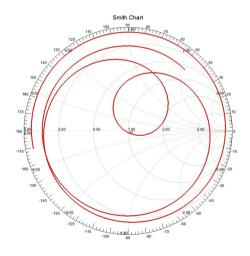


그림 3-10. 1×2 배열 패치 안테나 임피던스 정합 예측 값

그림 3-10의 결과, 1×2 배열 패치 안테나의 임피던스 정합 예측 값은 50.88 Ω이다.

제안한 1×2 배열 패치 안테나 정재파비 시뮬레이션 결과는 그림 3-11과 같다.

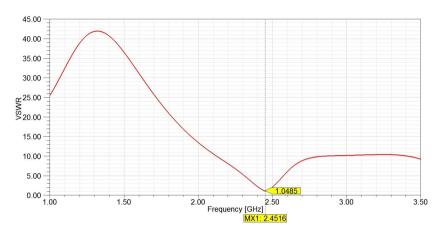
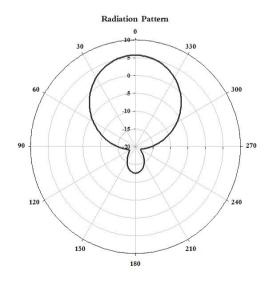
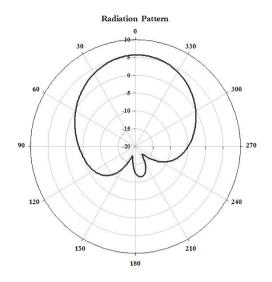


그림 3-11. 1×2 배열 패치 안테나 정재파비 예측 값

그림 3-11의 결과, 1×2 배열 패치 안테나 정재파비 예측 값은 1.0485이다. 제안한 1×2 배열 패치 안테나 E평면상 90°, 180°에서의 방사패턴 시뮬레이션 결과는 그림 3-12와 같다.



(a) E평면 90° 방사패턴



(b) E평면 180° 방사패턴 그림 3-12. 1×2 배열 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값

그림 3-12의 결과, 1×2 배열 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값은 90°와 180°에서 모두 5.72 dBi이득을 보였으며, 반전력 빔폭은 각각 55°, 77°이다.

2. 2×2 배열 패치 안테나 설계 및 시뮬레이션

제안한 1×2 배열 패치 안테나에 T-junction 전력 분배기를 사용하여 2×2 배열 패치 안테나를 설계하였으며, 그림 3-13과 같다.

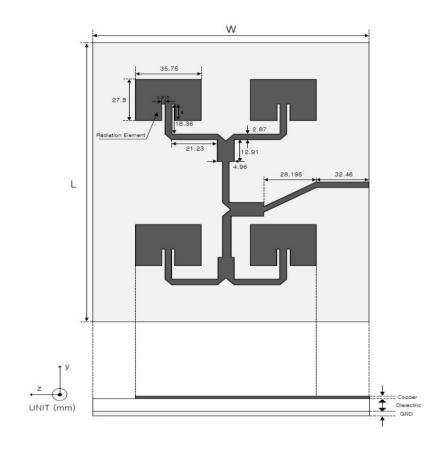


그림 3-13. 2×2 배열 패치 안테나 구조

제안한 2×2 배열 패치 안테나의 반사손실 시뮬레이션 결과는 그림 3-14와 같다.

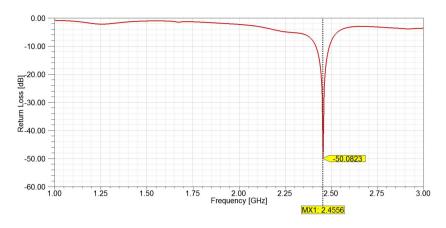


그림 3-14. 2×2 배열 패치 안테나 반사손실 예측 값

그림 3-14의 결과, 2×2 배열 패치 안테나 반사손실 예측 값은 2.45 础 대역에서 -50.08 dB이다.

제안한 2×2 배열 패치 안테나의 임피던스 정합 시뮬레이션 결과는 그림 3-15와 같다.

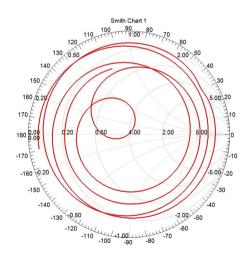


그림 3-15. 2×2 배열 패치 안테나 임피던스 정합 예측 값

그림 3-15의 결과, 2×2 배열 패치 안테나의 임피던스 정합 예측 값은 49.72 Ω 이다

제안한 2×2 배열 패치 안테나 정재파비 시뮬레이션 결과는 그림 3-16과 같다.

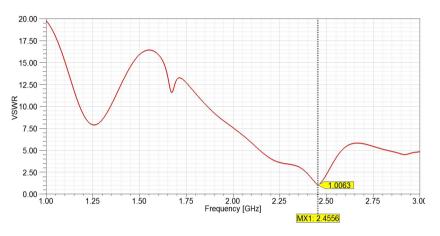
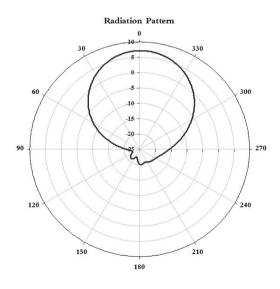
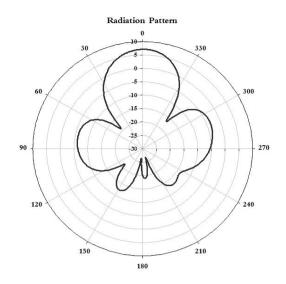


그림 3-16. 2×2 배열 패치 안테나 정재파비 예측 값

그림 3-16의 결과, 2×2 배열 패치 안테나 정재파비 예측 값은 1.0063이다. 제안한 2×2 배열 패치 안테나 E평면상 90°, 180°에서의 방새패턴 시뮬레이션 결과는 그림 3-17과 같다.



(a) E평면 90° 방사패턴



(b) E평면 180° 방사패턴 그림 3-17. 2×2 배열 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값

그림 3-17의 결과, 2×2 배열 패치 안테나 E평면 방사패턴 예측 값은 90°와 180°에서 모두 7.14 dBi의 이득을 보였으며, 반전력 빔폭은 각각 58°, 39°이다.

제안한 단일 패치 안테나와 1×2 배열 패치 안테나, 2×2 배열 패치안테나의 예측 값을 비교한 결과는 표 3-2와 같다.

표 3-2. 제안한 안테나의 예측 값 비교

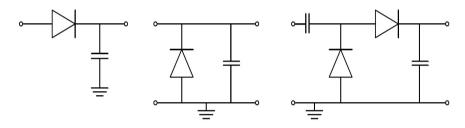
구 조	공진주파수 [대2]	반사손실 [dB]	임피던스 [Ω]	정재파비	안테나 이득 [dBi]
단일 패치 안테나	2.44	-38.11	51.15	1.0252	3.51
1×2 배열 패치 안테나	2.45	-32.52	50.88	1.0485	5.72
2×2 배열 패치 안테나	2.45	-50.08	49.72	1.0063	7.14

표 3-2의 결과, 제안한 2×2 배열 패치 안테나는 단일 패치 안테나 및 1×2 배열 패치 안테나에 비해 반사손실 예측 값은 각각 -11.97 dB, -17.56 dB 낮았으며, 정재파비 예측 값은 1.0063으로 가장 높은 임피던스 정합상태를 확인하였다. 안테나 이득도 두 안테나에 비해 각각 3.68 dBi, 1.47 dBi 높은 이득을 보였다.

따라서, 2×2 배열 패치 안테나가 다른 안테나에 비해 가장 우수한 특성을 나타냈다.

제 3 절 정류회로 설계 및 시뮬레이션

렉테나의 정류회로는 RF-to-DC 변환효율을 결정하는 매우 중요한 요소이다. 정류기는 다이오드의 한쪽 방향으로만 전류를 통과시키는 성질을 이용한 것으로서 주기적으로 양과 음의 두 방향으로 변환하는 교류전압을 직류전압으로 변환시키는 장치이다. 높은 동작주파수에서 RF-to-DC 정류회로라고 불리는 이회로는 다이오드의 배열에 따라 그림 3-18과 같이 몇 가지 형태로 구성할 수있다.



(a) 직렬 연결 구조 (b) 병렬 연결 구조 (c) Villard 전압 체배기 그림 3-18. 다양한 정류회로 구조

그림 3-18의 (a), (b)처럼 단일 다이오드를 직렬이나 병렬로 구성하거나, 그림 3-18의 (c)처럼 복수의 다이오드를 이용하여 정류회로를 구성할 수도 있다. 그림 3-18의 (c)와 같은 회로는 출력 직류전압을 증폭시키기 위하여 주로 사용되며 Villard 전압 체배기 정류회로로 불린다.

이상적인 다이오드는 가장 기본적인 비선형 소자이며 기준 방향에 대해 양의 전압이 공급되면 다이오드 양단에 걸리는 전압이 0 V가 되어 전압 강하는 없고 전류만 흐르는 단락회로처럼 동작한다. 이때, 단일 다이오드로 구성된 정류기에 마이크로파 신호가 인가되면 신호의 피크 전압은 그대로 커패시터에 충전되어 출력 직류전압은 $V_{out} \approx V_{in.peak}$ 가 된다. 그러나 다이오드가 순방향으로만 동작하기 위해서는 문턱전압이 필요하므로, 정류기의 출력 직류전압은

 $V_{out} = V_{in.peak} - V_{th}$ 로 나타낼 수 있다.

정류기의 출력 직류전압은 사용된 다이오드 개수에 비례하며, 식 (3-2)와 같이 일반화할 수 있다.

$$V_{out} = N(V_{in.peak} - V_{th}) \tag{3-2}$$

여기서, V_{out} 는 출력 직류전압, $V_{in.peak}$ 는 입력된 신호의 피크 전압, V_{th} 는 문턱 전압 그리고 N은 다이오드의 개수를 의미한다 $^{[13]}$.

보다 구체적인 Villard 전압 체배기 정류회로는 그림 3-19와 같으며, D_1 과 D_2 는 다이오드, C_1 과 C_2 는 커패시터, R_L 은 부하저항을 각각 나타낸다. 처음 반주기 동안 D_1 과 D_2 가 ON이 되어 C_1 과 C_2 에 E_m 만큼 충전이 된다. 다음 반주기 동안 D_1 이 OFF되고 C_1 에 충전된 전압이 D_2 로 방전하면서 이미 E_m 만큼 충전된 C_1 의 E_m 이 가해져 충전되면서 $2E_m$ 이 된다.

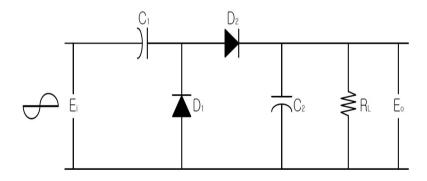


그림 3-19. Villard 전압 체배기 정류회로 구조

정류회로에 사용되는 다이오드는 렉테나의 변환효율을 높이기 위해서 높은 동작 주파수와 낮은 문턱전압이 요구된다. 이러한 조건을 충족시키기 위하여 Avago사의 쇼트키 다이오드인 HSMS-8202를 사용하였다.

다이오드의 낮은 문턱전압과 낮은 전력에서의 동작을 확인하기 위하여 Ansys사의 Designer 회로 시뮬레이션 툴을 이용하여 출력전압 및 변환효율을 확인하였다^[19]. Designer 회로 시뮬레이션 툴을 이용하여 설계된 Villard 전압체배기 정류회로는 그림 3-20과 같다.

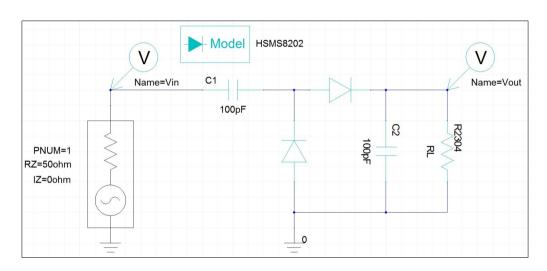


그림 3-20. Villard 전압 체배기 정류회로 설계

Viilard 전압 체배기 정류회로의 입력전력을 $2.45~ \odot$ 대역에서 $-4~ \mathrm{dBm}(0.39~ \odot)$ $\sim 5~ \mathrm{dBm}(3.16~ \odot)$, 부하저항을 $100~ \Omega~ \sim 1~ \mathrm{k}\Omega$ 까지 가변하며 출력전압과 변환효율에 대해 시뮬레이션 한 결과는 그림 3-21, 표 3-3과 같다.

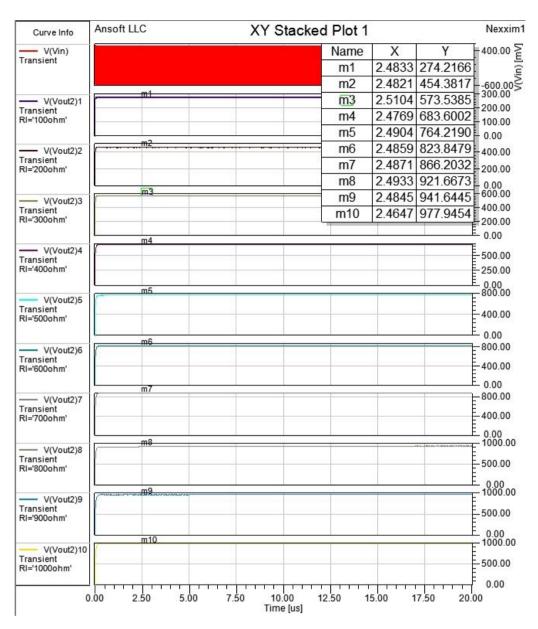


그림 3-21. Villard 전압 체배기 정류회로 출력전압 예측 값

표 3-3. Villard 전압 체배기 정류회로 변환효율 예측 값

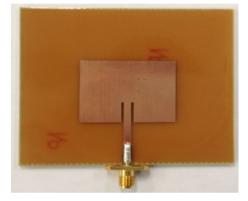
부하	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
저항	입력전력 (mW)	0.3981	0.5012	0.6310	0.7943	1.0	1.2589	1.5849	1.9953	2.5119	3.1623
100.0	출력전압 [V]	0.029	0.042	0.057	0.078	0.099	0.126	0.154	0.194	0.228	0.28
100Ω	변환효율 [%]	2.11	3.52	5.14	7.66	9.80	12.61	14.96	18.85	20.69	24.79
200Ω	출력전압 [V]	0.052	0.072	0.098	0.13	0.171	0.207	0.258	0.31	0.384	0.459
200 \$2	변환효율 [%]	3.39	5.17	7.61	10.64	14.62	17.01	20.99	24.08	29.35	33.31
300 Ω	출력전압 [V]	0.069	0.095	0.128	0.171	0.217	0.277	0.332	0.406	0.5	0.568
30032	변환효율 [%]	3.98	6.00	8.65	12.27	15.69	20.31	23.18	27.54	33.17	34.01
400Ω	출력전압 [V]	0.084	0.114	0.152	0.201	0.257	0.325	0.389	0.48	0.589	0.683
40052	변환효율 [%]	4.43	6.48	9.15	12.72	16.51	20.97	23.86	28.87	34.52	36.88
500Ω	출력전압 [V]	0.096	0.13	0.172	0.227	0.289	0.361	0.435	0.534	0.66	0.761
300 52	변환효율 [%]	4.63	6.74	9.37	12.97	16.70	20.70	23.87	28.58	34.68	36.63
부하 저항	입력전력 (dBm)	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
저항	입력전력 (mW)	0.3981	0.5012	0.6310	0.7943	1.0	1.2589	1.5849	1.9953	2.5119	3.1623
600Ω	출력전압 [V]	0.107	0.143	0.189	0.247	0.314	0.394	0.475	0.569	0.719	0.82
60032	변환효율 [%]	4.79	6.80	9.43	12.80	16.43	20.55	23.72	27.04	34.29	35.44
700Ω	출력전압 [V]	0.117	0.155	0.204	0.266	0.338	0.418	0.509	0.633	0.767	0.862
70052	변환효율 [%]	4.91	6.85	9.42	12.70	16.32	19.82	23.35	28.69	33.45	33.57
900.0	출력전압 [V]	0.126	0.166	0.216	0.284	0.358	0.443	0.536	0.649	0.809	0.92
800Ω	변환효율 [%]	4.98	6.97	9.24	12.69	16.02	19.48	22.65	26.39	32.56	33.45
900Ω	출력전압 [V]	0.133	0.176	0.228	0.3	0.376	0.46	0.559	0.666	0.844	0.958
500.82	변환효율 [%]	4.93	6.86	9.15	12.59	15.70	18.67	21.90	24.70	31.50	32.24
1kΩ	출력전압 [V]	0.14	0.185	0.238	0.313	0.391	0.478	0.585	0.698	0.875	0.974
11/90	변환효율 [%]	4.92	6.83	8.97	12.33	15.28	18.14	21.59	24.42	30.47	30.00

표 3-3의 결과, 부하저항 400 Ω, 최대 입력전력 5 dBm(3.1623 mW)일 때 변환 효율이 36.88%로 가장 높게 나타났다.

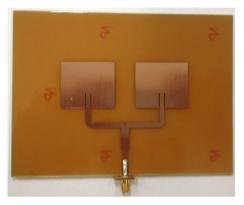
제 4 장 제작 및 측정

제 1 절 안테나 제작 및 측정

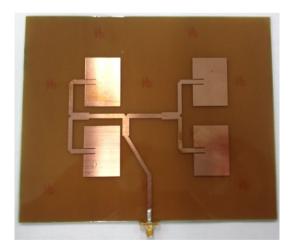
시뮬레이션 한 결과를 바탕으로 실제 제작한 안테나는 그림 4-1과 같다.



(a) 단일 패치 안테나



(b) 1×2 배열 패치 안테나



(c) 2×2 배열 패치 안테나 그림 4-1. 에칭공정을 통한 안테나 제작

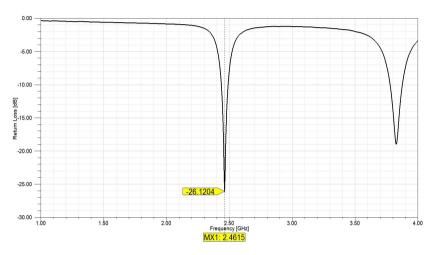
제작한 안테나는 유전율 4.7, 유전체 높이 1.6 mm, 손실 탄젠트 0.019인 FR4 epoxy 기판을 사용하였으며 에칭공정으로 제작하였다.

에칭(etching) 이란, photo 공정에서 pattern을 wafer 표면상에 옮긴 후 원하는 부분을 남겨둔 채 필요 없는 부분을 화학적 또는 물리적으로 제거하는 공정이다. 에칭의 종류에는 습식 식각(wet etching)과 건식 식각(dry etching) 등이었다. 습식 식각은 화학 반응을 이용하여 식각을 행하는데 화학약품에 포함된 성분이 식각시키려는 물질과 화학 반응을 일으켜 식각 부분을 녹이는 방법이다. 건식 식각은 화학 약품대신 Gas를 사용하여 플라즈마 상태에서 물리적 반응을 일으켜 식각하는 방법이다. 본 논문에서는 습식 식각의 방법을 이용하여안테나 및 렉테나를 제작하였다.

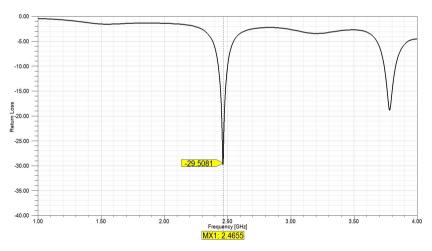
제작한 안테나는 Agilent사의 네트워크 분석기(N5230A)를 통하여 안테나 반 사손실 및 임피던스 정합, 정재파비 등을 측정하였다.

1. 반사손실 측정

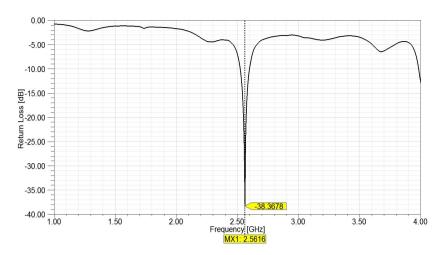
네트워크 분석기를 이용한 반사손실 실측 값은 그림 4-2와 같다.



(a) 단일 패치 안테나 반사손실 실측 값



(b) 1×2 배열 패치 안테나 반사손실 실측 값

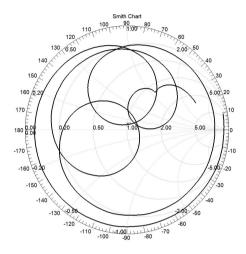


(c) 2×2 배열 패치 안테나 반사손실 실측 값 그림 4-2. 제작한 안테나 반사손실 실측 값

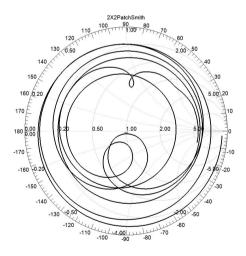
그림 4-2의 결과, 반사손실 실측 값은 단일 패치 안테나는 2.46 础 대역에서 -26.12 dB, 1×2 배열 패치 안테나는 2.46 础 대역에서 -29.51 dB, 2×2 배열 패치 안테나는 2.56 础 대역에서 -38.36 dB이다.

2. 임피던스 정합 측정

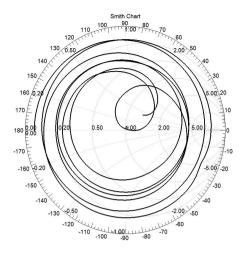
네트워크 분석기를 이용한 임피던스 정합 실측 값은 그림 4-3과 같다.



(a) 단일 패치 안테나 임피던스 정합 실측 값



(b) 1×2 배열 패치 안테나 임피던스 정합 실측 값

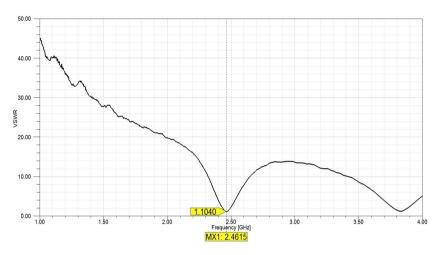


(c) 2×2 배열 패치 안테나 임피던스 정합 실측 값 그림 4-3. 제작한 안테나 임피던스 정합 실측 값

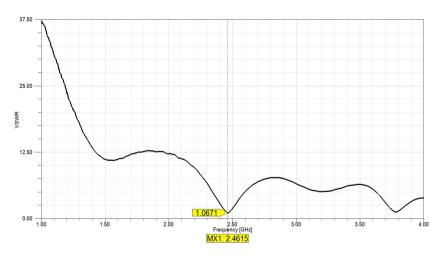
그림 4-3의 결과, 임피던스 정합 실측 값은 단일 패치 안테나는 2.46 때 대역에서 49 Ω , 1×2 배열 패치 안테나는 2.46 때 대역에서 48 Ω , 2×2 배열 패치 안테나는 2.56 대 대역에서 50 Ω 이다.

3. 정재파비 측정

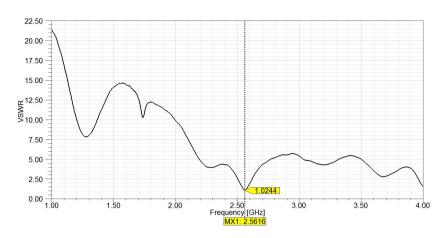
네트워크 분석기를 이용한 정재파비 실측 값은 그림 4-4와 같다.



(a) 단일 패치 안테나 정재파비 실측 값



(b) 1×2 배열 패치 안테나 정재파비 실측 값



(c) 2×2 배열 패치 안테나 정재파비 실측 값 그림 4-4. 제작한 안테나 정재파비 실측 값

그림 4-4의 결과, 정재파비 실측 값은 단일 패치 안테나는 2.46 때 대역에서 1.1040, 1×2 배열 패치 안테나는 2.46 때 대역에서 1.0671, 2×2 배열 패치 안테나는 2.56 때 대역에서 1.0244이다.

안테나 시뮬레이션 예측 값과 제작한 안테나의 실측 값을 비교한 결과는 표 4-1과 같다.

표 4-1. 안테나 시뮬레이션 예측 값과 실측 값 비교

		예측 값		실측 값			
구분	반사손실 [dB]	임피던스 [Ω]	정재파비	반사손실 [dB]	임피던스 [Ω]	정재파비	
단일 패치안테나	-38.11	51.15	1.0252	-26.12	49	1.1040	
1×2 배열 패치 안테나	-32.52	50.88	1.0485	-29.50	48	1.0671	
2×2 배열 패치 안테나	-50.08	49.72	1.0063	-38.36	50	1.0244	

표 4-1의 결과, 안테나 예측 값과 실측 값은 다소 큰 차이가 보인다. 이는 에 청공정으로 제작하는 과정간의 손실로 생각된다. 그러나 2×2 배열 패치 안테나의 경우 예측 값에 비해 실측 값의 결과는 전반적으로 낮지만, 다른 안테나에비해 특성이 우수하여 렉테나의 최종 안테나로 선정하였다.

제 2 절 렉테나 제작 및 측정

 2×2 배열 패치 안테나에 Villard 전압 체배기 정류회로를 적용하여 실제 제작한 렉테나는 그림 4-5와 같다. 이때, 정류회로는 HSMS-8202 쇼트키 다이오드를 사용하였으며, 부하저항은 $100~\Omega~\sim~800~\Omega~$ 까지 가변하며 출력전압 및 변환효율을 측정하였다.

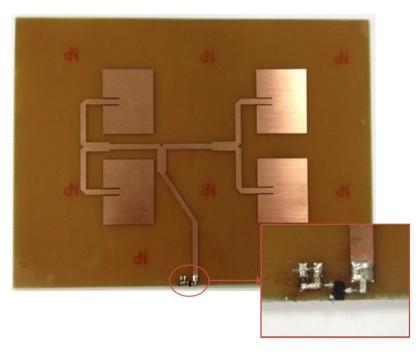


그림 4-5. 에칭공정을 통한 렉테나 제작

1. 렉테나 측정 화경

그림 4-6은 렉테나 출력전압 및 변환효율을 측정하기 위한 구성도이다. 송신 안테나를 통해 방사된 마이크로파는 수신렉테나로 입사되며, 입사된 마이크로 파는 정류기를 통해 직류로 변환된다.

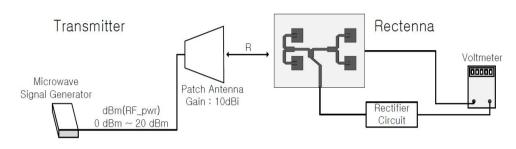
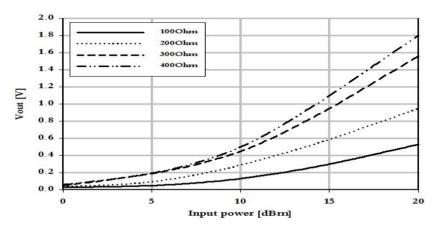


그림 4-6. 렉테나 측정 구성도

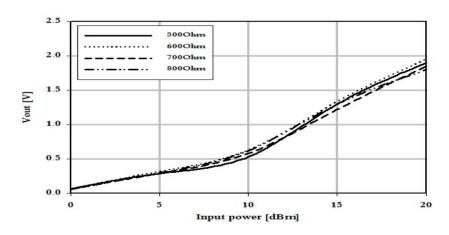
출력전압 및 변환효율을 측정하기 위해 송신측에는 상용화된 패치 안테나(10 dBi)와 Agilent사의 RF 신호발생기(N9310A)를 사용하였으며, 수신측에는 전압 측정기를 통해 출력전압을 측정하였다. 송신안테나와 렉테나의 거리는 20 cm, RF 신호발생기는 0 dBm ~ 20 dBm까지 5 dBm 단위로 가변하여 측정하였다.

2. 렉테나 측정 및 변환효율 분석

입력전력 0 dBm(1 mW) ~ 20 dBm(100 mW), 부하저항 100 Ω ~ 800 Ω일 때렉테나의 출력전압 실측 값은 그림 4-8, 표 4-2와 같다.



(a) 출력전압 (부하저항 100 Ω ~ 400 Ω)



(b) 출력전압 (부하저항 500 Ω ~ 800 Ω)그림 4-7. 렉테나 출력전압 실측 값

표 4-2. 렉테나 출력전압 실측 값

부하저항	입력전력	출력전압	부하저항	입력전력	출력전압
	0 dBm	0.03 V		0 dBm	0.068 V
	5 dBm	0.05 V		5 dBm	0.29 V
100 Ω	10 dBm	0.13 V	500 Ω	10 dBm	0.53 V
	15 dBm	0.3 V		15 dBm	1.27 V
	20 dBm	0.53 V		20 dBm	1.9 V
	0 dBm	0.04 V		0 dBm	0.07 V
	5 dBm	0.095 V		5 dBm	0.32 V
200 Ω	10 dBm	0.29 V	600 Ω	10 dBm	0.63 V
	15 dBm	0.59 V		15 dBm	1.34 V
	20 dBm	0.95 V		20 dBm	1.95 V
	0 dBm	0.052 V		0 dBm	0.063 V
	5 dBm	0.19 V		5 dBm	0.29 V
300 Ω	10 dBm	0.45 V	700 Ω	10 dBm	0.58 V
	15 dBm	0.95 V		15 dBm	1.22 V
	20 dBm	1.56 V		20 dBm	1.85 V
	0 dBm	0.06 V		0 dBm	0.06 V
	5 dBm	0.195 V		5 dBm	0.3 V
400	10 dBm	0.5 V	800 Ω	10 dBm	0.62 V
	15 dBm	1.1 V		15 dBm	1.3 V
	20 dBm	1.8 V		20 dBm	1.8 V

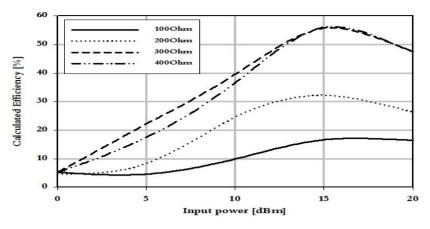
그림 4-8, 표 4-2의 결과, 입력전력 20 dBm(100 mW)에서 부하저항 600 ♀일 때 1.95 V의 최대 출력전압을 보였다.

렉테나 변환효율 측정 조건은 표 4-3과 같다.

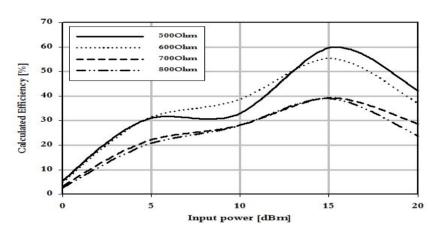
표 4-3. 렉테나 변환효율 측정 조건

구분	측정 조건					
입력전력(P _t) [dBm]	0	5	10	15	20	
송·수신거리(R) [m]	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	
송신안테나 이득(G _t) [dBi]	10	10	10	10	10	
수신 안테나 이득(G _r) [dBi]	7.14	7.14	7.14	7.14	7.14	

렉테나 실험을 통해 측정된 출력전압은 식 (2-9), (2-14)을 이용하여 산출된 RF-to-DC 변환효율은 그림 4-9, 표 4-4와 같다.



(a) 변환효율 (부하저항 100 Ω ~ 400 Ω)



(b) 변환효율 (부하저항 500 Ω ~ 800 Ω)그림 4-8. 렉테나 변환효율 실측 값

표 4-4. 렉테나 변환효율 실측 값

부하저항	입력전력	변환효율	부하저항	입력전력	변환효율
	0 dBm	5.27%		0 dBm	5.42%
	5 dBm	4.63%		5 dBm	31.19%
100 Ω	10 dBm	9.90%	500 Ω	10 dBm	32.94%
	15 dBm	16.67%		15 dBm	59.81%
	20 dBm	16.47%		20 dBm	42.33%
	0 dBm	4.69%		0 dBm	4.79%
	5 dBm	8.36%		5 dBm	31.64%
200 Ω	10 dBm	24.65%	600 Ω	10 dBm	38.78%
	15 dBm	32.27%		15 dBm	55.49%
	20 dBm	26.46%		20 dBm	37.16%
	0 dBm	5.28%		0 dBm	3.32%
	5 dBm	22.31%		5 dBm	22.28%
300 Ω	10 dBm	39.58%	700 Ω	10 dBm	28.18%
	15 dBm	55.78%		15 dBm	39.42%
	20 dBm	47.56%		20 dBm	28.67%
	0 dBm	5.27%		0 dBm	2.63%
	5 dBm	17.62%		5 dBm	20.86%
400 Ω	10 dBm	36.64%	800 Ω	10 dBm	28.19%
	15 dBm	56.09%		15 dBm	39.17%
	20 dBm	47.49%		20 dBm	23.74%

그림 4-9, 표 4-4의 결과, 입력전력 15 dBm(31.62 mW)에서 부하저항 500 ♀일 때 59.81%의 최대 변환효율을 보였다.

본 논문에서 제안한 렉테나와 기존에 발표된 렉테나들의 비교결과는 표 4-5 와 같다.

표 4-5. 기존 렉테나들과의 비교

구 분	참고문헌 [20]	참고문헌 [21]	참고문헌 [22]	참고문헌 [23]	본 연구
타입	ring slot	circular slot	rec. patch	fractal patch	array patch
송신단 증폭기 사용	사용	사용	사용	사용	사용안함
입력전력밀도 [mW/cm ²]	10.0	16.5	0.3	3.5	0.54
송수신 거리 [cm]	-	30	115	100	30
유전율 $[arepsilon_r]$	2.2	4.4	2.5	4.4	4.7
변환효율 [%]	65.0	78.0	41.6	54.7	59.8
안테나 이득 [dBi]	3.6	3.36	3.09	6.1	7.14

표 4-4의 결과, 렉테나 측정 구성 및 안테나의 형태가 서로 달라 변환효율의 직접적인 비교는 어려우나, 증폭기를 사용하지 않은 저전력밀도 환경 속에 안테나 이득 대비 본 논문의 렉테나 변환효율 59.8%는 비교적 우수한 것으로 판단된다.

제 5 장 결 론

우리 주변에 산재되어 있는 마이크로파를 활용하여 Zigbee와 같은 모바일 기기의 구동을 위한 방법으로서 ISM 대역의 2.45 때 대역에서 동작하는 렉테나를 설계 및 제안하였다. 이를 위해 본 논문에서는 단일 패치 안테나에 T-junction 전력 분배기를 사용하여 1×2 배열 패치 안테나와 2×2 배열 패치 안테나를 통해 높은 안테나 이득의 특성을 유도하였다.

제안한 렉테나의 정류회로는 문턱전압이 낮고 고주파 영역에서 고속의 스위 칭이 가능한 zero bias 쇼트키 다이오드를 사용하였으며, 20 dBm 이하의 저전력 밀도 환경에서 동작하는 Villard 전압 체배기 정류회로를 설계하여 변환효율을 분석하였다.

설계한 안테나와 Villard 전압 체배기 정류회로는 HFSS 및 Designer 툴을 통해 시뮬레이션 하였으며, 이를 기반으로 한 안테나 및 렉테나의 주요 실측 결과는 다음과 같다.

- 제작한 안테나 반사손실 실측 값은 단일 패치 안테나의 경우 2.46 cm 대역에서 -26.12 dB, 1×2 배열 패치 안테나의 경우 2.46 cm 대역에서 -29.50 dB, 2×2 배열 패치 안테나의 경우 2.56 cm 대역에서 -38.36 dB이다.
- 제작한 안테나 임피던스 정합 실측 값은 단일 패치 안테나의 경우 2.46
 때 대역에서 49 Ω, 1×2 배열 패치 안테나의 경우 2.46 때 대역에서 48
 Ω, 2×2 배열 패치 안테나의 경우 2.56 때 대역에서 50 Ω이다.
- 제작한 안테나 정재파비 실측 값은 단일 패치 안테나의 경우 1.1040,
 1×2 배열 패치 안테나의 경우 1.0671, 2×2 배열 패치 안테나의 경우
 1.0244이다.

- 제작한 2×2 배열 패치 안테나와 Villard 전압 체배기 정류회로로 구성한 렉테나의 최대 변환효율은 입력전력 15 dBm, 부하저항 500 Ω일 때 59.81%의 변환효율을 보였다.

본 논문에서 제안한 렉테나는 대기에서 산재되어 있는 ISM 대역 마이크로파를 정류회로를 통하여 DC 전력으로 재활용함으로써 전기 에너지 활용의 공간적 제약을 극복할 수 있을 것으로 기대된다.

향후에는 다양한 방법을 통하여 높은 이득의 소형 및 경량화 안테나를 제작하여 Zigbee와 같은 모바일 기기에 연계할 수 있도록 변환효율이 높은 렉테나를 설계하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] W. C. Brown, et al., U.S. Patent 3 434 678, Mar. 25, 1969.
- [2] W. C. Brown, "Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a Helicopter," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, Vol. AES-5, No. 5, pp. 629-702, 1969.
- [3] W. C. Brown, "Solar Power Satellite Program Rev. Doe/NASA Satellite Power System Concept Develop. Evaluation Program," Final Proc. Conf. 800491, 1980.
- [4] J. Schlesak, A. Alden and T. Ohno, "A Microwave Powered High Altitude Platform," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 283-285, 1988.
- [5] W. C. Brown, "Design Study for a Ground Microwave Power Transmission System for Use with a High-Altitude Powered Platform," NASA Final Contractor Report 168344, Raytheon Rpt. PT-6052, 1983.
- [6] J. O. McSpadden, L. Fan and K. Chang, "A Highconversion Efficiency 5.8GHz Rectenna," IEEE MTT-S Dig., pp. 547-550, 1997.
- [7] J. O. McSpadden, L. Fan and K. Chang, "Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8GHz Rectenna," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 45, pp. 2053–2060, Dec. 1998.
- [8] J. U. M. Araiza, "Wireless Transmission of Power for Sensors in Context Aware Spaces," Mater of Science in Media Arts and Sciences at MIT, Jun. 2002.
- [9] M. Soljacic Etal, "Wireless Power Transfer Via Strongly Coupled Magneticresonances," Science, pp. 83–86, Jun. 2007.
- [10] 강승열, 김용해, 이명래, 정태형, "무선에너지전송기술," ETRI, 전자통신동향분 석 Vol. 23, pp. 59-69, Dec. 2008.

- [11] 김정환, "무선전력획득을 위한 렉테나 설계 및 구현," 석사학위논문, 2010. 02.
- [12] 정용채, "에너지 수확 시스템을 위한 고효율 렉테나 설계," *전자공학회지*, 제39 권, 제8호, 2012. 08.
- [13] Peitg en, Jurg en s, an d Saupe, "Chaos and F ractals N ew F ron tiers of S cience," springer verlag, New York, pp. 89–93, 1992.
- [14] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," Proc. IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 79–81, Jan. 1992.
- [15] 전수진, "910 MHz 대역 렉테나 설계 및 효율 분석," 석사학위논문, 2010. 12.
- [16] S. T. Fang, "A Novel Polarization Diversity Antenna for WLAN Application," in Proc. IEEE Antenna and Propagation Society Int. Symp., Salt Lake City, USA, pp. 282–285, Jul. 2000.
- [17] Constantine A. Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, Third edition, A John Wily & Sons, INC. Publication.
- [18] 김현철, "ITS의 DSRC 통신을 위한 노변기지국용 원형 편파 패치 배열 안테나설계," 석사학위논문, 2011. 08.
- [19] 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.
- [20] D. Y. Choi, Sika Shrestha, J. J. Park and S. K. Noh, "Design and Performance of an Efficient Rectenna Incorporating a Fractal Structure," *International Journal of Communication System*, No. 2013, pp. 1–19, Jul. 2013.
- [21] 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.
- [22] 홍태의, "고조파 억압 필터를 이용한 무선전력전송용 고효율 렉테나," 박사학

위 논문, 2011. 2.

[23] 조세영, 고영호, "프랙탈 구조를 이용한 무선전력전송용 렉테나의 소형화," 한 국정보기술학회 논문지, 제10권, 제01호, 2012. 01.