

工學碩士 學位論文

쇼트키 다이오드를 사용한 마이크로파-DC
電力變換器의 變換效率에 관한 研究

A study on the Conversion Efficiency of Microwave
to DC Power Converter using Schottky diode

指導教授 朴 東 國

2004 年 8 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 子 通 信 工 學 科

朴 慶 大

本 論 文 을 朴 慶 大 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

主 審 梁 圭 植 ㉑

副 審 孫 慶 洛 ㉑

副 審 朴 東 國 ㉑

2004 年 8 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 子 通 信 工 學 科

朴 慶 大

목 차

Abstract

제 1 장 서 론	1
1.1 연구의 배경	1
1.2 연구의 내용 및 구성	2
제 2 장 마이크로파-DC 전력변환기	4
2.1 다이오드 이론	4
2.2 쇼트키 다이오드 전력검출기	8
2.3 임피던스 정합회로	12
제 3 장 마이크로파-DC 전력변환기 설계 및 모의실험	17
3.1 마이크로파-DC 전력변환기 설계	17
3.2 모의실험 결과	24
제 4 장 제작 및 실험 결과	26
4.1 제작 및 측정	26
4.2 실험결과 및 고찰	27
제 5 장 결 론	31
참고문헌	32

표 차 례

<표 3-1> HSMS 8202 SPICE 파라미터	17
<표 3-2> 입력전력에 따른 정규화한 입력 임피던스	22
<표 3-3> 임피던스 정합 후 정규화한 입력 임피던스	24

그 림 차 례

<그림 2-1> 다이오드의 $i - v$ 특성곡선	5
<그림 2-2> 단일 쇼트키 다이오드 전력검출기	9
<그림 2-3> 다이오드 등가회로	11
<그림 2-4> 피크-투-피크 전력검출기	12
<그림 2-5> L형식 임피던스 정합회로망	13
<그림 2-6> 단일 스텝 임피던스 정합	14
<그림 3-1> AppCad를 사용한 HSMS-8202의 입력전력에 따른 출력전압	18
<그림 3-2> 제안된 마이크로파-DC 전력변환기의 블록도	19
<그림 3-3> 제안된 전력변환부 회로	20
<그림 3-4> 입력전력에 대한 전력변환부의 임피던스 및 반사손실	21
<그림 3-5> 스미스차트를 이용한 임피던스 정합과정	22
<그림 3-6> 임피던스 정합부를 삽입한 전력변환기 회로	23
<그림 3-7> 정합된 전력변환기의 입력임피던스 및 반사손실 변화	25

<그림 4-1> 제작된 마이크로파-DC 전력변환기	26
<그림 4-2> 부하저항에 따른 출력전압 ($P_{in} = 9dBm$)	28
<그림 4-3> 부하저항에 따른 변환효율 ($P_{in} = 9dBm$)	28
<그림 4-4> 입력전력에 따른 출력전압 ($R_L = 2.2k\Omega$)	29
<그림 4-5> 입력전력에 따른 변환효율 ($R_L = 2.2k\Omega$)	30
<그림 4-6> 부하저항에 따른 변환효율 ($P_{in} = 10dBm$)	30

Abstract

Wireless power transmission has been studied extensively for many years and has mainly been developed at 2.45 GHz, 5.8 GHz and 30 GHz. In the wireless power transmission system, the incident microwave power is converted into DC power by the rectifying circuitry, which is basically a high efficiency detector. The power conversion efficiency that is defined as the ratio of the DC output power to incident microwave power is key parameter to specify the system.

In this paper, a rectifying circuitry that efficiently converts L-band microwave power into useful DC power is suggested. The circuitry consists of two Schottky diodes, HSMS8202, and two capacitors. Simulative experiment observed output voltage with AppCAD, a RF device simulator. A impedance matching circuit for transmitting a received microwave power into the rectifying circuitry is designed by using the ADS simulation tool. To measure the conversion efficiency of the fabricated rectifying circuitry, the microwave power up to 14dBm is supplied to the rectifying circuitry by a signal generator. The fabricated rectifying circuitry acquired about 70% conversion efficiency at 1.65 GHz when input microwave power is 10dBm and a load resistance is 2.2 k Ω .

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경

19세기 중반 Heinrich Hertz는 높은 주파수 전력과 그것을 정류하는 수신기 종단과의 방전간격(Spark-gap)에 의해 자유공간에서 전자파가 전달되는 것을 증명하였다^[1]. 19세기말 Nicola Tesla의 방전유도실험이 시도된 후^[2], 1959년 William C. Brown는 무인헬기용 구동전원으로 마이크로파를 이용한 송전방식을 제안하였고 이에 대한 실험을 통해 무선으로 전력을 송전 및 수전하는 시스템에 대한 기본개념이 확립되었다^[3].

1968년 Peter Glaser에 의해 미래의 대체에너지를 확보하기 위한 수단으로 제안된 우주태양광발전(Solar power satellite)시스템은 우주공간에 설치된 태양전지판에 의해 생성되는 DC전압을 지구로 송전하기 위해 RF전력으로 변환하고, 지구에서는 수전된 RF전력을 DC전압으로 변환하여 이용하는 것이다. 또한 1973년 NASA JPL에서 30kW의 무선전력전송(Wireless power transmission)의 가능성을 보였고^[4], 그 이후로 각국에서 기술의 실현을 위해 꾸준히 연구 개발되고 있다.

국내에서는 한국전기연구소에서 새로운 전기에너지의 공간 이용과 장기적인 우주태양광발전의 연구를 위해 무선전력전송시스템 실용화 연구를 추진하고 있다.

무선전력전송은 전력에너지를 마이크로파로 변환시켜 에너지를 전달하는 새로운 개념의 전력전송 방식으로 전선 없이 전기에너지를 공간을 통

해 보낼 수 있는 전파전송의 원리로서 라디오나 무선전화기등과 같이 무선통신 방식에서 이용하는 신호의 개념이 아닌 전기 에너지를 보내는 것으로 보통의 통신이 반송파에 신호를 실어 보내는 것이라면 무선전력전송은 반송파만을 보내는 것이다. 이러한 무선전력전송을 하기위해 송전단은 마이크로파 발진장치, 전원장치, 송전용 고이득 혼(Horn)안테나로 구성되며, 수전단은 고효율 정류안테나 및 마이크로파-DC 변환효율을 높이기 위한 정류장치로 구성된다^[5]. 또한 RFID(Radio Frequency-Identification)와 같은 대상물에 부착되는 태그(Tag)는 리더기(Reader)에서 송출한 RF신호를 전원으로 변환하여 내장된 컨트롤러와 메모리를 동작시키는 전력으로 공급하게 한다^[6].

1.2 연구의 내용

본 논문에서는 마이크로파를 이용하여 전력을 송전한 후 수전단에서 입사되는 마이크로파가 전력변환기를 통하여 DC전력으로 변환되는 효율에 관해 연구하였다. 나아가 그 응용분야로 공중파 중계기에서 송출하는 전파를 송전단으로 하고 수전단의 수전안테나 및 마이크로파-DC 전력변환기를 구성하여 마이크로파 전력에너지를 DC전력으로 활용하는데 그 목적이 있다. 본 논문에서는 무선전력수전을 연구하기 위해서 송전단은 신호발생기를 사용하였으며, 수전단은 쇼트키 다이오드를 사용한 마이크로파-DC 전력변환기를 설계 및 제작하여 주파수에 따른 입력전력과 부하를 변화시키면서 그에 따른 변환효율에 대해 고찰하였다.

먼저 2장에서는 다이오드의 이론에 대한 간략한 설명과 쇼트키 다이오드 전력검출기의 종류와 특성에 대해 논하고, 또한 마이크로파-DC 전력

변환기에서 중요한 요소인 임피던스 정합회로 및 방법에 관하여 간략하게 설명하였다. 3장에서는 RF디바이스 시뮬레이터인 AppCad를 이용하여 본 실험에 사용된 쇼트키 다이오드 HSMS-8202의 전력검출특성을 모의실험을 하였으며, 또한 비선형 회로 시뮬레이터(Nonlinear circuit-simulator)인 ADS를 사용하여 임피던스 정합회로를 설계하여 마이크로-DC 전력변환기 설계 및 모의실험의 과정과 결과에 대해 설명하였고, 4장에서는 위의 모의실험을 토대로 실제 제작 및 측정에 의한 데이터를 산출하여 위의 실험에 대한 결과를 설명하였다. 마지막 5장에서는 본 논문의 결론 및 향후과제에 대해 언급하였다.

제 2 장 마이크로파-DC 전력변환기

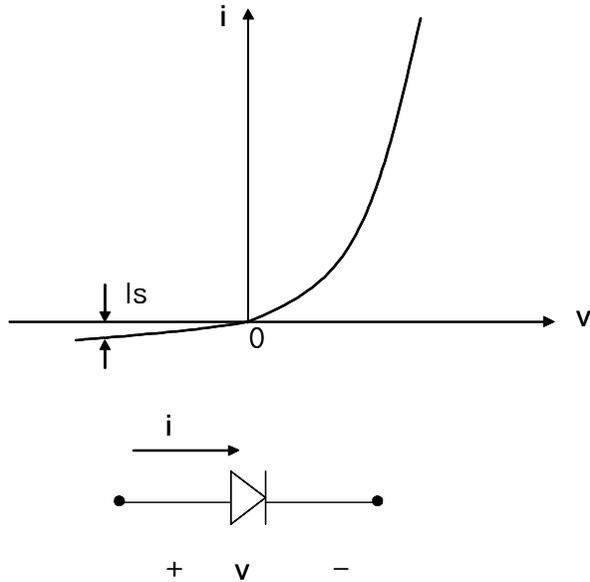
2.1 다이오드 이론

이상적인 다이오드는 가장 기본적인 비선형소자이며 이것은 <그림 2-1>의 기호로 나타내는 2단자 소자로서 <그림 2-1>에 나타낸 것과 같은 $i-v$ 특성을 갖는다. 이상적인 다이오드의 특성은 다음과 같이 설명할 수 있다. <그림 2-1>에 표시된 기준방향에 대해 음의 전압이 다이오드에 가해지면 전류는 흐르지 않고 다이오드는 개방회로처럼 동작한다.

이처럼 다이오드가 역방향으로 동작할 때는 역바이어스 되었다고 한다. 반면에 기준방향에 대해 양의 전류가 공급되면 이상적인 다이오드 양단에 걸리는 전압은 0V가 된다. 즉 이상적인 다이오드가 순방향으로 동작할 때는 전압강하는 없고 전류만 흐르는 단락회로처럼 동작한다. 이상적인 다이오드에 나타나는 비선형성의 중요한 응용중의 하나가 신호를 정류하는 것이다. 정류기는 교류신호를 단일방향 신호로 바꾸는 기능을 한다.

<그림 2-1>은 실제 다이오드 $i-v$ 특성곡선을 나타낸 그림으로서 다이오드 해석에 있어서 단자전압 v 가 (+)일 때 다이오드는 순방향 바이어스 영역에서 동작한다. 이 영역에서 $i-v$ 관계식은 다음과 같이 된다.

$$i = I_S(e^{(v/nV_t)} - 1) \quad (2-1)$$



<그림 2-1> 다이오드의 $i - v$ 특성곡선

<Fig. 2-1> $i - v$ characteristic curves of diode

여기서 I_s 는 주어진 온도에서 주어진 다이오드의 상수이며, 포화전류 (Saturation current)라고 한다. 이 I_s 는 다이오드의 단면적에 비례하므로 스케일전류(Scale current)라고도 한다. 따라서 다이오드의 집합면적이 2배로 되면 I_s 가 2배로 되고 주어진 순방향전압 v 에 대해 i 는 2배가 된다. 식 (2-1)에서는 $V_t = \frac{kT}{q}$ 로 표현되는 열전압(Thermal-voltage)으로서, 여기서 k 는 볼츠만상수, T 는 켈빈(Kelvin)단위를 갖는 절대온도, q 는 전하량이며, $T = 290K$ 일때 V_t 는 25mV이다. 상수 n 은 다이오드의 재료와 물리적 구조에 의존하며 1과 2사이의 값을 가지며, 이상적 다이오드 특성으로부터의 이탈을 결정하므로 이것을 이상계수(Ideality-

factor)라 한다. 식 (2-1)에서 $i \gg I_S$ 에 대해서는 i 는 다음과 같이 근사된다.

$$i \simeq I_S e^{v/nV_t} \quad (2-2)$$

식 (2-2)는 다음과 같이 대수 방정식으로 나타낼 수도 있다.

$$v = n V_t \ln \frac{i}{I_S} \quad (2-3)$$

전압 v 에 대한 전류 i 의 지수관계는 전류의 넓은 범위에 걸쳐 성립된다. 식 (2-2)의 순방향 $i-v$ 관계를 고려하여 다이오드 전압 V_1 에 대응되는 전류 I_1 을 계산하고 마찬가지로 다이오드 전압 V_2 일 때 전류 I_2 를 계산하면 식 (2-4)와 식 (2-5)로 나타낼 수 있다.

$$I_1 = I_S e^{V_1/nV_t} \quad (2-4)$$

$$I_2 = I_S e^{V_2/nV_t} \quad (2-5)$$

식 (2-4)와 식 (2-5)를 결합하여 정리하면 식(2-6)과 같이 쓸 수 있다.

$$V_1 - V_2 = n V_t \ln \frac{I_1}{I_2} \quad (2-6)$$

식 (2-6)을 상용대수로 표현하면 식 (2-7)과 같다.

$$V_1 - V_2 = 2.3 n V_t \log \frac{I_1}{I_2} \quad (2-7)$$

식 (2-7)로부터 다이오드의 전압강하가 $2.3n V_t$, 즉 $n=1$ 일 때는 60mV, $n=2$ 일 때 120mV 변할 때 마다 전류는 10배 변함을 알 수 있다. 이것은 다이오드 $i-v$ 관계를 반로그지(Semilog paper)에 쉽게 도식할 수 있음을 말한다. 수직, 선형축을 v 로 그리고 수평, 대수축을 i 로 사용하면 $2.3n V_T/10$ 의 기울기를 갖는 직선을 얻는다. 마지막으로 n 의 정확한 값을 알 수 없으므로, 회로를 설계할 때는 0.01V 근사되는 다이오드의 대수특성의 기울기를 사용하는 것이 효율적이다.

다이오드 전압 v 가 (-)일 때 다이오드는 역바이어스 영역에서 동작하게 된다. 식 (2-1)에서 v 가 (-)이고 $V_t(25mV)$ 보다 몇 배 크다면, 지수 부분은 1보다 매우 작게 되고 다이오드 전류는 $i \simeq -I_S$ 가 된다. 실제의 다이오드에서 역방향 전류는 비록 작기는 하지만 I_S 보다 훨씬 큰 값을 갖는다. 예를 들어, I_S 가 10^{-14} 에서 10^{-15} 정도 되는 소신호에서 다이오드의 역방향 전류는 1nA 정도가 된다. 역방향 전류도 역방향 전압이 증가함에 따라 약간 증가한다. 역방향 전류의 크기가 매우 작기 때문에, $i-v$ 특성에 그 정확한 값을 나타내기는 힘들다. 역방향 전류는 주로 누설효과(Leakage effect)에 기인한다. 이 누설전류는 I_S 처럼 접합면적에 비례한다. 누설전류는 온도의 영향을 크게 받으며, 온도가 10°C 증가함에 따라 2배로 증가한다.

본 논문에서 마이크로파 전력을 DC 전력으로 변환시키는 정류다이오드가 무전원으로 동작하는 다이오드여야 하며, 마이크로파 주파수에서 동작하기 위해 스위칭 속도가 높은 쇼트키 다이오드를 사용해야 한다.

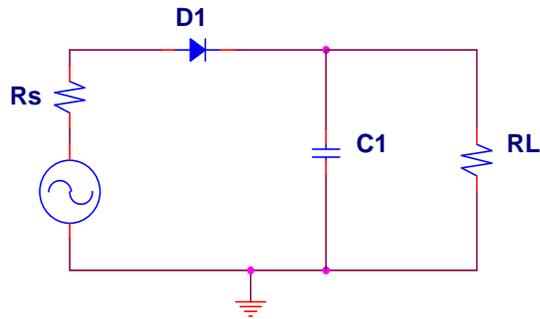
PN접합 다이오드와 비교에서 쇼트키 다이오드의 경우 턴 온(Turn-on) 전압이 금속-반도체 접합의 장벽 높이의 함수이고, PN접합의 경우는 불순물 도핑농도의 함수라는 점이다. 두 다이오드의 주요 차이점은 주파수 응답과 스위칭 특성이다. 쇼트키 다이오드는 다수 캐리어(Carrier) 디바이스이며, 이것은 순방향으로 바이어스 된 쇼트키 다이오드에 확산용량이 존재하지 않음을 의미한다^[7]. 이와 같이 확산용량의 부재는 PN접합 다이오드에 비해 쇼트키 다이오드가 보다 높은 주파수 디바이스에 적합함을 알 수 있다. 또한 쇼트키 다이오드가 순방향에서 역방향으로 스위칭 할 때, 저장되는 소수 캐리어의 저장시간이 없기 때문에 쇼트키 다이오드는 고속의 스위칭 응용에 적합하다. 이러한 무전원 쇼트키 다이오드는 보통 낮은 장벽저항특성에 의하여 포화전류 특성과 큰 내부저항을 나타내므로 비교적 큰 부하저항 값을 갖는 특성이 있다.

마이크로파 전력용 정류다이오드는 가능한 선형특성이 우수하여 비교적 고조파 발생이 작은 다이오드를 선택해야 하며, 특히 전원을 인가하지 않기 때문에 동작 주파수에서 전력 변환손실이 작아야만 하고, 높은 입력전압에서 사용하기 위해 높은 역방향 전압과 적은 전력소비를 가지는 다이오드를 선택해야 한다^[8].

2.2 쇼트키 다이오드 전력 검출기

<그림 2-2>는 쇼트키 다이오드가 하나로 구성된 단일 쇼트키 다이오

드 전력검출기이다. 입력신호의 첫 1/4주기 동안 D1은 순방향 바이어스 되어 C1이 충전된다. 입력신호의 첨두값보다 더 작아지기 시작하면 C1의 충전값을 그대로 유지하게 되고 D1은 역방향바이어스가 된다. 나머지 주기 동안 C1은 부하저항을 통해 방전하게 된다. 다음의 1/4주기에는 입력전압이 다시 증가하여 C1이 순방향 바이어스 된다.



<그림 2-2> 단일 쇼트키 다이오드 전력검출기

<Fig. 2-2> Power detector using single schottky diode

쇼트키 다이오드의 전류-전압특성의 관계는 일반적인 PN다이오드와 동일하며, 식 (2-1)을 다시 정리하여 쓰면 다이오드에 흐르는 전류 I 는 식 (2-8)과 같이 되고 I_S 는 식 (2-9)와 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{qV_a}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2-8)$$

$$I_S = A^* T^2 \exp\left(-\frac{q\Phi_{Bn}}{kT}\right) \quad (2-9)$$

여기서 Φ_{Bn} 는 쇼트키 장벽의 높이이고, A^* 는 Richardson 상수로서 $A^* = 4\pi q m_n^* k^2 / h^3$ 으로 정의되며, 여기서 q 는 전하량, m_n^* 은 전자유효질량, k 는 볼츠만 상수이다. 만약, 장벽의 높이 Φ_{Bn} 이 밴드갭보다 충분히 작다면 공핍층에서의 생성-재결합 전류가 쇼트키 방출전류보다 작아지고, 역방향 전류는 역방향 바이어스 전압이 증가함에 따라 점차적으로 증가하게 될 것이다. 그러나 실제 대부분의 쇼트키 다이오드의 경우, 역방향 전류에 대한 지배적인 성분은 금속 평판 주위에서의 급격히 형성된 에지에 의해 생성된 에지-누설전류이다. 순방향 바이어스에서 V_a 가 대략 $4(kT/q)$ 보다 크다면 식 (2-8)의 (-1)항을 무시할 수 있기 때문에 다음과 같이 나타낼 수 있다.

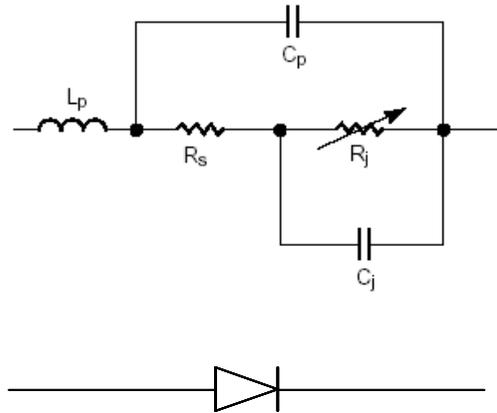
$$I \doteq A^* T^2 \exp\left(-\frac{q\Phi_{Bn}}{kT}\right) \exp\left(\frac{qV_a}{kT}\right) \quad (2-10)$$

최근 분석에 의하면, 쇼트키 다이오드에서 입력전력과 부하저항의 관계가 다음과 같은 식으로 표현된다^[9].

$$J_0\left(\frac{\Lambda}{n} \sqrt{8R_g P_{inc}}\right) = \left(1 + \frac{I_O}{I_S} + \frac{V_O}{R_L I_S}\right) \cdot \exp\left\{\left(1 + \frac{R_g + R_S}{R_L}\right) \frac{\Lambda}{n} V_O + \frac{\Lambda}{n} R_S I_O\right\} \quad (2-11)$$

여기서 J_0 는 변형된 0차 베셀 함수(Zero order modified Bessel function)이며 P_{inc} 는 입력전력, R_g 는 신호원 내부임피던스, n 은 다이오

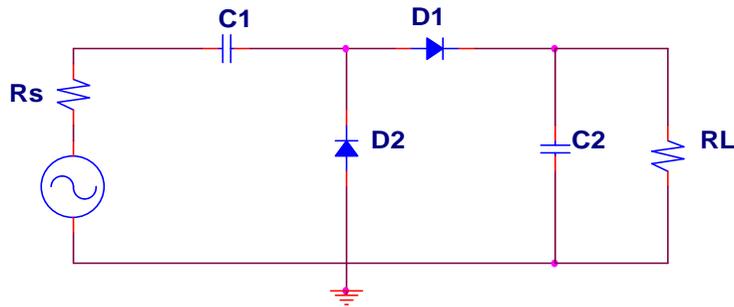
드 이상계수, A 는 q/kT 의 값으로서 25°C 일 경우 A 는 38.61이다. R_L 은 부하저항, V_O 는 출력전압을 각각 나타낸다. 이 식은 입력전력 [P_{inc}] 대 출력전압 [V_O]의 함수로서, 비선형분석에 자주 쓰인다^[10].



<그림 2-3> 다이오드 등가회로

<Fig. 2-3> Equivalent circuit of diode

<그림 2-3>는 다이오드의 등가회로를 도시한 그림이다. 여기서 L_p , C_p 는 패키지 기생(Package parasitics)성분이며, C_j 는 기생접합(Parasitics junction)커패시턴스, R_s 는 기생직렬(Parasitics series)저항, R_j 는 다이오드의 접합저항이다. L_p , C_p 는 상수이고, R_s 는 온도에 약간의 변화가 있지만 해석에는 중요한 요소가 아니다. C_j 는 온도와 DC전압에 관계된 함수로 전력검출기에 관계가 있지만 온도변화에는 중요하지 않으며, R_j 는 등가회로에서 중요한 요소로 검출회로의 동작에 관계된다^[11].



<그림 2-4> 피크-투-피크 전력검출기

<Fig. 2-4> Peak to peak power detector

<그림 2-4>는 클램퍼의 출력이 단일 검출기의 입력으로 사용되어 입력신호가 양으로 클램프 되어 단일 검출기보다 2배의 출력전압을 얻을 수 있다. 다이오드 하나는 정(+), 다른 하나는 부(-)을 검출하기 때문에 피크-투-피크 검출기(Peak to peak detector)라 할 수 있다. 이 검출기는 부(-)의 반주기 동안에 D2는 순방향 D1은 역방향 되어 C1에 충전되고 정(+)의 반주기 동안은 D1은 순방향 D2가 역방향 되어 C1의 충전전압이 C2를 $2V_p$ 로 충전하기 위해 더해진다. 부하저항이 출력양단에 연결되어 있으므로 C2는 부(-)의 반주기 동안 부하를 통해 방전하고 그 다음 정(+)의 반주기동안 다시 $2V_p$ 까지 재충전된다.

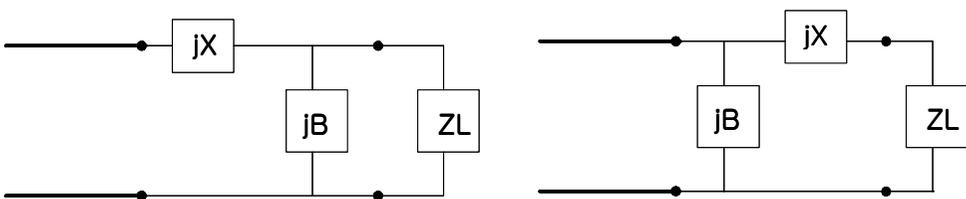
2.3 임피던스 정합회로

전력을 전원에서 부하로 최대한 전달하기 위한 임피던스 정합(Impedance matching)은 무선 주파수 회로 설계에서 아주 중요하다. 직

류회로에서 부하저항과 전원저항이 같다면 전력은 전원에서 부하로 최대 전력이 전달된다^[12]. 교류신호의 경우에는 전원에서 부하로 최대전력전달을 위해서는 부하 임피던스(Z_L)가 전원 임피던스의 공액복소수 (Complex conjugate)와 같아야 한다.

임피던스 정합의 대표적인 방법으로 집중소자(Lumped element)를 이용하는 방법과 분포소자(Distributed element)를 이용하는 방법이 있다.

집중소자를 이용한 가장 간단한 형식의 정합회로는 L형식이다. 이는 두개의 리액턴스 소자를 사용하여 임의의 부하를 전송선로에 정합시키는 방식이다. 이 회로망의 종류는 <그림 2-5>에 보인바와 같은 두 형태가 있다. 만약 정규화 부하임피던스 Z_L 이 스미스도표에서 $1 + jx$ 원 안에 위치하면, <그림 2-5>의 (a)에 보인 회로형식을 사용해야 하고 만약 Z_L 이 $1 + jx$ 의 원 밖에 위치하면, <그림 2-5>의 (b)에 보인 회로형식을 사용하여야 한다. $1 + jx$ 의 원은 임피던스 스미스 도표에서 $r = 1$ 인 저항곡선이다. <그림 2-5>에서 어느 배치이건 리액턴스 소자는 부하 임피



(a) Z_L 이 $1 + jx$ 가 원 안에 있을 때

(b) Z_L 이 $1 + jx$ 가 원 밖에 있을 때

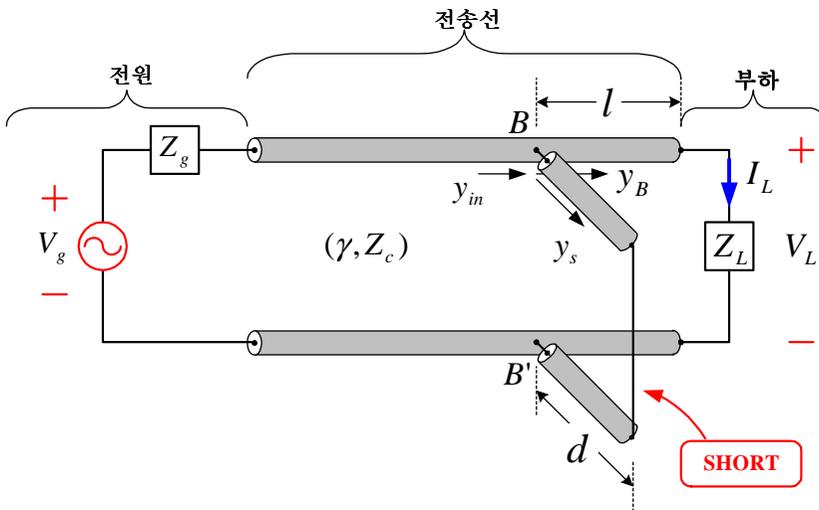
<그림 2-5> L형식 임피던스 정합회로망

<Fig. 2-5> L-type impedance matching circuit

던스에 따라 인덕터일 수도 있고 커패시터일 수도 있다.

만약 주파수가 충분히 낮거나 회로크기가 충분히 작으면 실질적으로 집중소자인 인덕터와 커패시터를 사용할 수 있다. 그렇지만 현대의 마이크로파 집적회로는 충분히 작아서 보다 높은 주파수에서도 집중소자를 사용할 수 있지만, 약 2GHz 정도의 주파수까지만 사용가능하다. 그 이유는 주파수가 마이크로파대역(>2GHz) 이상으로 올라가면 리액턴스 소자들의 자기공진주파수(Self resonant frequency) 특성 때문에 본래 소자들이 가지고 있는 인덕터 성분이 커패시터로 작용하고 반대로 커패시터 성분이 인덕터로 동작한다.

이러한 마이크로파대역에서 집중소자 정합 한계를 분포소자로 구현하



<그림 2-6> 단일 스텝 임피던스 정합

<Fig. 2-6> Impedance matching with single stub

여 쓸 수 있다. <그림 2-6>은 단일 스텝(Single stub)를 이용한 분포소자 정합회로를 나타내었다.

<그림 2-6>과 같이 부하임피던스 Z_L 로부터 l 만큼 떨어진 지점의 $B-B'$ 에 단락된 길이 d 인 전송선을 병렬로 연결하여 임피던스 정합회로를 구성하였다. 전송선로의 길이 l 과 d 를 구하는 방법을 살펴보자. 전원으로부터 z 인 임의의 위치의 정규화된 어드미턴스는 다음과 같다^[13].

$$y(z) = \frac{y_l + j \tan \beta (l - z)}{1 + j y_l \tan \beta (l - z)} \quad (2-12)$$

$B-B'$ 에서 끝이 단락된 stub를 들여다 본 정규화된 어드미턴스는

$y_L = \infty$, $l - z = d$ 이므로

$$y_s = \frac{1}{j y_L \tan \beta d} = -j \frac{1}{\tan \beta d} \quad (2-13)$$

$B-B'$ 에서 부하측을 들여다 본 정규화된 어드미턴스는

$$y_B = \frac{y_L + j \tan \beta l}{1 + j y_L \tan \beta l} \quad (2-14)$$

임피던스 매칭 조건 ($Y_{in} = Y_c \rightarrow y_{in} = 1$)을 이루기 위해서는

$$y_{in} = y_B + y_s = 1 \quad (2-15)$$

식 (2-13)과 식 (2-14)를 식 (2-15)에 대하여 다시 정리하면

$$\frac{y_L + j \tan \beta l}{1 + j y_L \tan \beta l} - j \frac{1}{\tan \beta d} = 1 \quad (2-16)$$

이 되고 식 (2-16)을 만족하는 l 과 d 를 구하면 된다.

제 3 장 마이크로파-DC 전력변환기 설계 및 모의실험

3.1 마이크로파-DC 전력변환기 설계

1960년대 2.45GHz 대역에서 동작하는 렉테나(Rectenna)가 처음으로 실용적으로 개발된 이후로 렉테나의 변환효율을 개선시키기 위해 많은 연구개발을 수행해왔다. 이것은 높은 입력전력 레벨에 대한 다이오드와 회로구조가 많이 개선되어졌기 때문이다^[14].

본 논문에서는 Agilent 사의 쇼트키 다이오드 HSMS-8202를 사용하였으며^{[15] - [17]}, <표 3-1>은 회로 시뮬레이션을 위한 HSMS-8202의 스파

<표 3-1> HSMS-8202 SPICE 파라미터

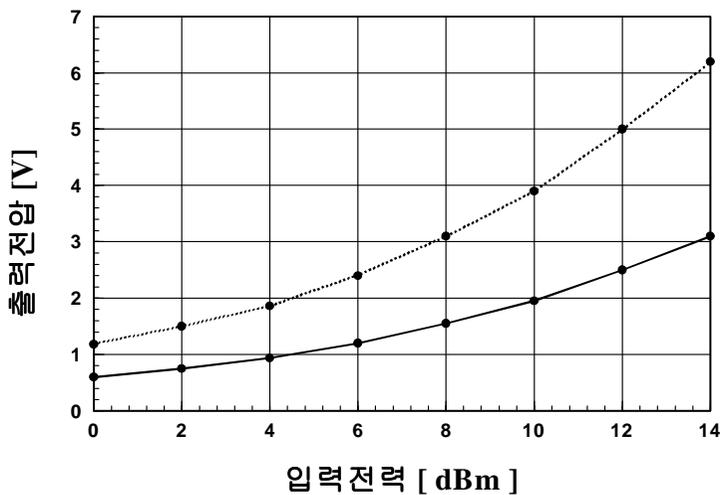
<Table 3-1> SPICE parameter for HSMS-8202

Parameter	단위	값
B_V	V	7.3
C_{j0}	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	10E-5
I_S	A	4.6E-8
N	-	1.09
R_S	Ω	6
$P_B(V_j)$	-	0.5
M	-	0.5

이스 파라미터(SPICE Parameter)이다.

HSMS-8202는 SOT-23(Small Outline Transistor) 패키지이며, 내부에 쇼트키 다이오드 2개가 직렬로 구성되어 있다. <표 3-1>의 스파이스 파라미터를 이용하여 쇼트키 다이오드 HSMS-8202의 내부소자 1개에 대한 단일 검출특성을 분석하기 위해, Agilent사의 RF디바이스 시뮬레이터인 AppCad를 사용하여 부하저항 $2k\Omega$ 에서 마이크로파 입력전력에 따른 출력전압을 관찰하였다.

<그림 3-1>은 본 논문에서 이루고자 하는 마이크로파 전력에너지가 효율적인 DC전력으로 변환되는데 있어서, 마이크로파 입력전력 범위를 설정하는 검출특성 시뮬레이션이다. <그림 3-1>에서 실선의 결과값은 <그림 2-2>의 단일 검출기 회로를 구성하였을 때의 시뮬레이션 결과를 나타냈으며, 점선의 결과값은 쇼트키 다이오드 HSMS-8202 내부소자 2

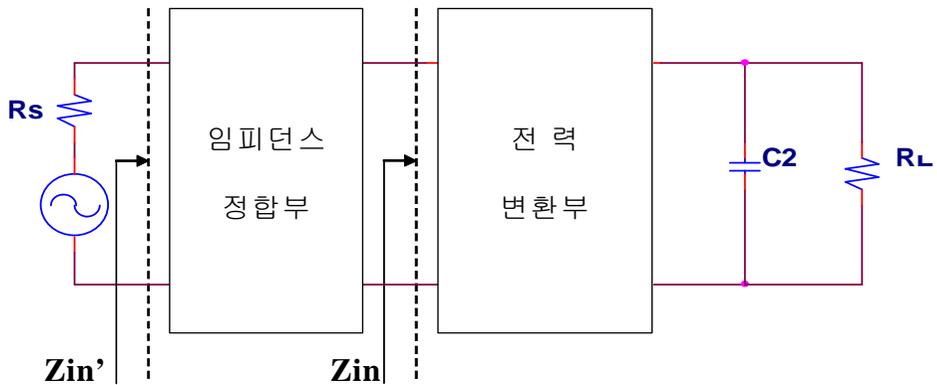


<그림 3-1> AppCad를 사용한 HSMS-8202의 입력전력에 따른 출력전압
 <Fig. 3-1> Output voltage vs input power of HSMS-8202 by using AppCad

개를 사용하여 <그림 2-4>의 피크-투-피크 검출기로 가정하여 동일한 입력전력에서 단일 검출기에 비해 약 2배정도의 검출특성이 나타내어지는 기대값을 표시하였다.

서론에서 마이크로파-DC 전력변환기는 마이크로파가 전력변환기를 통해 DC로 변환되어 전력으로 활용될 것을 제안하였고, 그 응용분야로는 충전식 소형전자기기나 소전력으로 동작하는 전자기기에 활용할 수 있다. 소형전자기기의 충전식 2차전지는 대부분 연속전지를 사용하고 있으며^[18], 연속전지의 경우 정전압 충전방식으로 충전되며 충전초기 DC전압은 3V이다^[19].

본 논문에서는 <그림 3-1>의 시뮬레이션 결과에 나타난 것과 같이 피크-투-피크 검출기회로를 구성하여 출력전압이 3V가 되도록 입력전력이 8dBm ~ 10dBm 에서 임피던스 정합을 하여 마이크로파-DC 전력변환기의 검출특성을 관찰하였고, <그림 3-2>는 제안된 전력변환기의 블

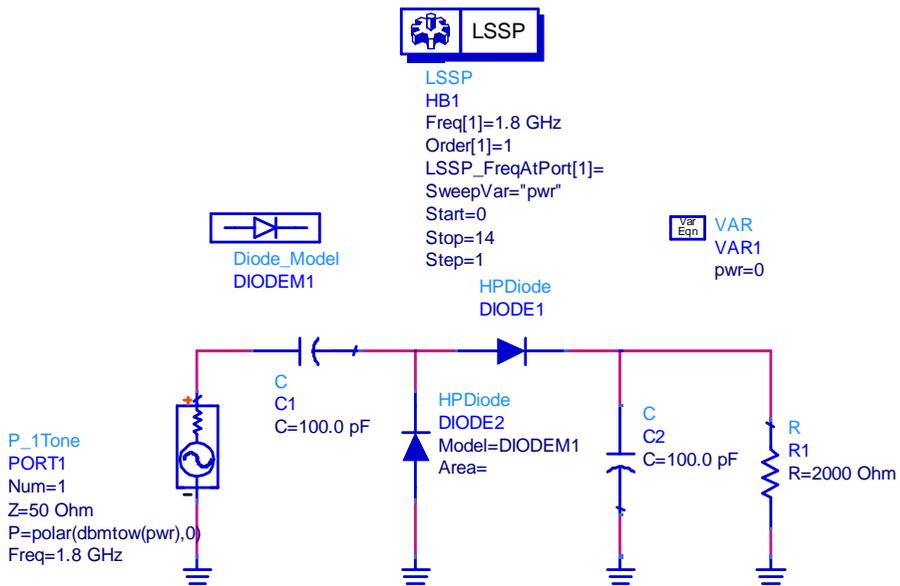


<그림 3-2> 제안된 마이크로파-DC 전력변환기의 블록도

<Fig. 3-2> Block diagram of proposed microwave to dc power converter

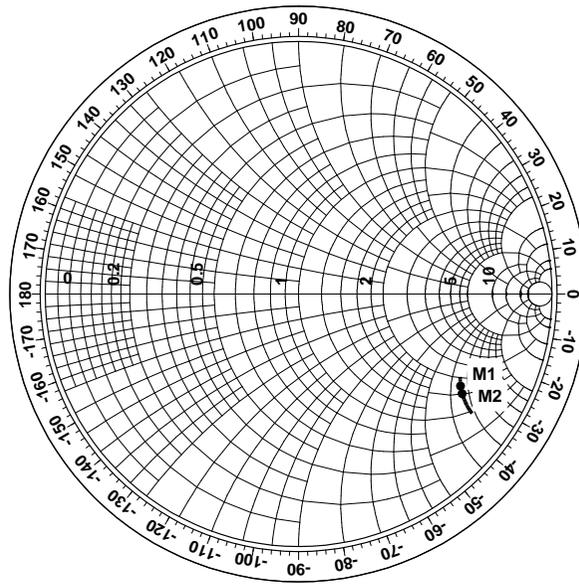
록도를 도시하였다. <그림 3-2>의 임피던스의 정합부는 입력전력이 쇼트키 다이오드 전력검출기로 최대한 많이 전달될 수 있도록 하며, 손실을 최소로 하여 다이오드 전력검출의 성능을 최적화할 수 있도록 하는데 검출회로에서 가장 중요한 부분이다. 다이오드 뒷단의 커패시터는 다이오드에서 검출된 DC전압을 축적하며 집중소자 또는 분포소자로 구현이 가능하다^[20].

<그림 3-2>의 Z_{in} 위치에서 전력변환부를 바라본 임피던스를 구하기 위해 <그림 3-3>와 같이 전력변환부 회로가 제안되었다. 임피던스 정합은 Agilent사의 비선형 회로 시뮬레이터인 ADS를 사용하였다.

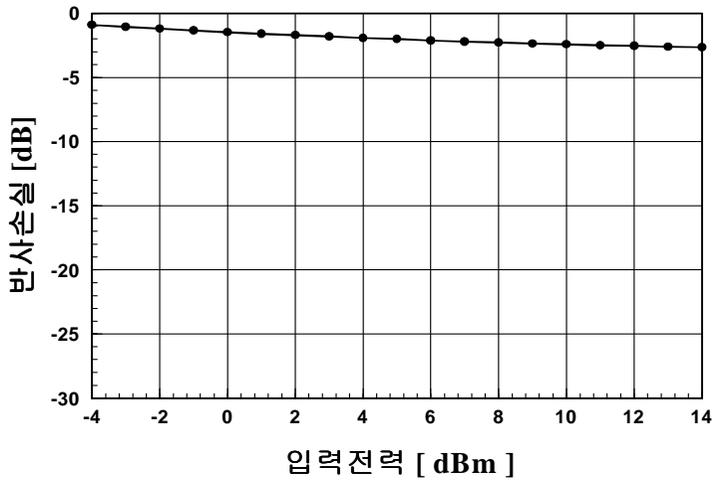


<그림 3-3> 제안된 전력변환부 회로

<Fig. 3-3> Proposed power converter circuit



(a) 임피던스 변화



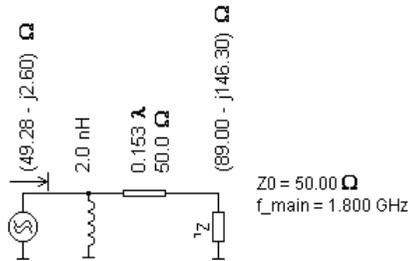
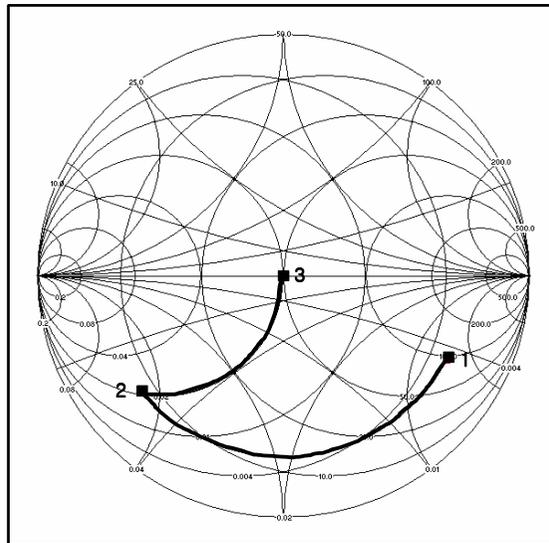
(b) 반사손실 변화

<그림 3-4> 입력전력에 대한 전력변환부의 임피던스 및 반사손실
 <Fig. 3-4> impedance and return loss of power converter as function of input power

<표 3-2> 입력전력에 따른 정규화된 입력 임피던스

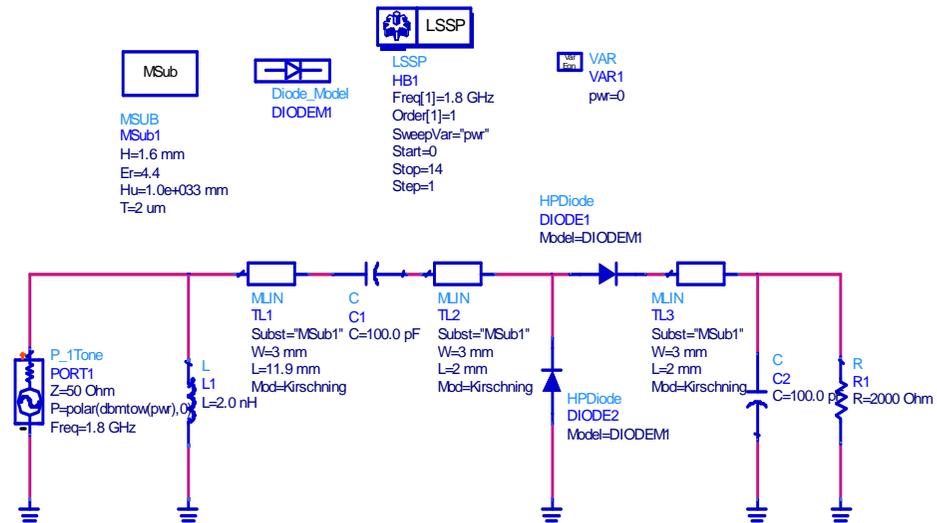
<Table 3-2> Normalized input impedance to input power

Marker	입력전력(dBm)	정규화한 입력 임피던스
M1	10	$Z_{in} = 1.73 - j2.78\Omega$
M2	8	$Z_{in} = 1.59 - j2.79\Omega$



<그림 3-5> 스미스차트를 이용한 임피던스 정합과정

<Fig. 3-5> Impedance matching process by using smith chart



<그림 3-6> 임피던스 정합부를 삽입한 전력변환기 회로

<Fig. 3-6> Inserted a impedance matching circuit in the power converter

<표 3-1>의 주어진 HSMS-8202 SPICE 파라미터를 고려하여 ADS의 LSSP(Large Signal Scattering Parameter)시뮬레이터를 사용하였다. 입력주파수는 PCS대역의 1.8GHz에서 시뮬레이션 하였고, 마이크로파 입력 전력은 0~14dBm으로 변화시켰으며, 부하저항은 $2k\Omega$ 으로 하였다.

<그림 3-4>는 Z_{in} 에서 전력변환부를 바라본 임피던스 시뮬레이션 결과를 나타내었다. <그림 3-4(a)>에 Z_{in} 에서 전력변환부를 바라본 임피던스를 스미스차트에 도시하였고, <그림 3-4(b)>에 반사손실을 나타내었다. 여기서 M1, M2점에서의 정규화(Normalized)한 임피던스 값으로 <표 3-2>와 같다. <그림 3-3>의 시뮬레이션에서 관찰된 임피던스를 직렬 전송선로와 병렬 인덕터를 사용하여 임피던스 정합을 하였으며, <그림

3-5>는 임피던스 정합부 설계과정을 도시하였다. <그림 3-6>은 임피던스 정합부를 삽입하였을 때 Z_{in}' 에서 전력변환기를 바라본 임피던스 시뮬레이션 회로도를 도시하였다.

3.2 모의실험 결과

<그림 3-6>의 임피던스 정합 회로를 설계하여 입력임피던스 및 반사손실 변화에 대한 시뮬레이션 결과를 <그림 3-7>에 나타내었다.

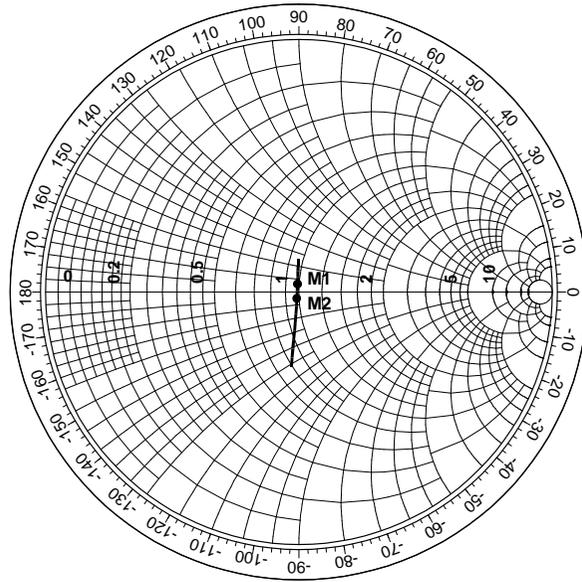
<그림 3-7(a)>의 스미스차트는 <그림 3-2>의 임피던스 정합부를 구성하여 전원부에서 전력변환기를 바라본 입력임피던스(Z_{in}')를 나타내었으며, M1과 M2는 마이크로파 입력전력이 각각 8dBm과 10dBm일 때의 임피던스 값을 표시하였으며, 시뮬레이션을 통하여 구성된 임피던스 정합부가 아주 좋은 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다.

<그림 3-7(b)>의 반사손실을 보면 마이크로파 입력전력이 9dBm에서 가장 좋은 특성을 나타냈으며, 8~10dBm에서 반사손실은 약 -30dB 이상의 결과값을 얻을 수 있었다. <표 3-3>에 임피던스 정합 후 M1과 M2 점에서의 정규화한 입력 임피던스 값을 나타내었다.

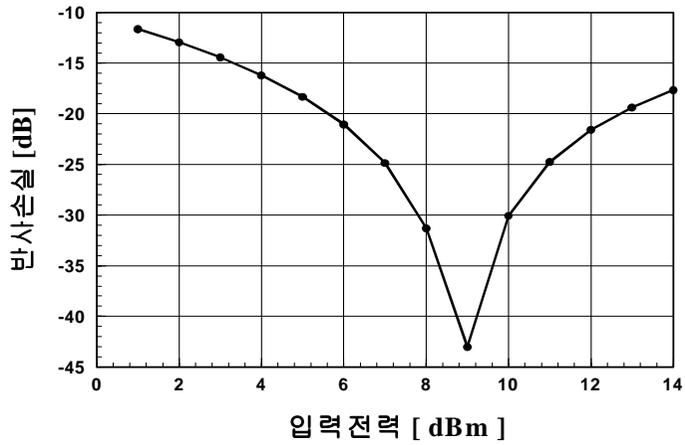
<표 3-3> 임피던스 정합된 정규화한 입력임피던스

<Table 3-3>Normalized Input impedance with impedance mactching

Marker	입력전력(dBm)	정규화한 입력 임피던스
M1	10	$Z_{in}' = 0.98 - j0.06\Omega$
M2	8	$Z_{in}' = 0.98 + j0.05\Omega$



a) 입력 임피던스 변화



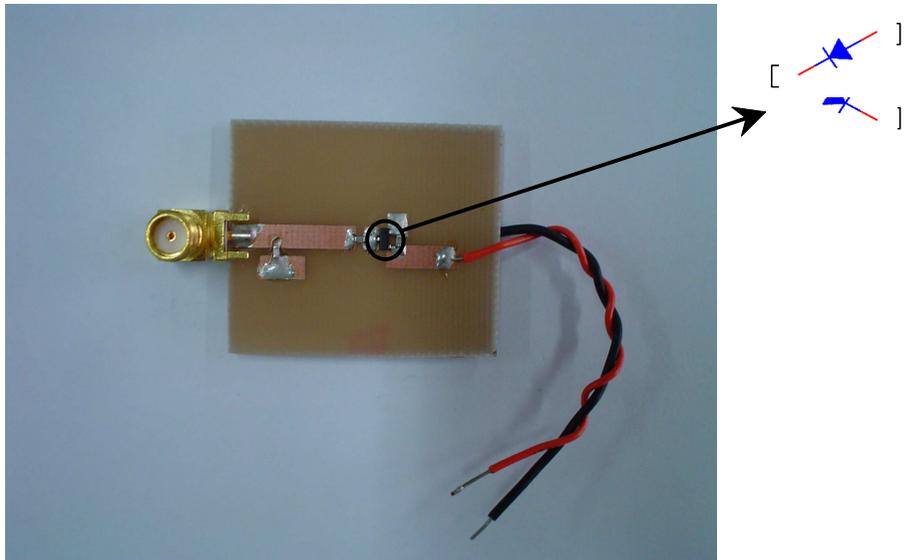
b) 반사손실 변화

<그림 3-7> 정합된 전력변환기의 입력임피던스 및 반사손실 변화
 <Fig. 3-7> Input impedance and return loss of power converter with matching

제 4 장 제작 및 실험결과

4.1 제작 및 측정

앞 절의 모의실험을 바탕으로 쇼트키 다이오드 정류기를 FR4 에폭시 기판(유전율 $\epsilon_r=4.4$, $h=1.6\text{mm}$)을 사용하여 제작하였다. <그림 4-1>에 제작한 기판을 도시하였다. 임피던스 정합 모의 실험에서 보여진 반사손실이 가장 좋은 마이크로파 입력전력을 9dBm으로 고정하고 부하저항을 $100\Omega \sim 5k\Omega$ 으로 가변시켜 부하에 따른 출력전압을 관찰하였다. 입력 주파수는 1.6GHz ~ 1.9GHz의 변화를 주면서 실험을 하였다.



<그림 4-1> 제작된 마이크로파-DC 전력변환기

<Fig. 4-1> Fabricated microwave to dc converter

4.2 실험 결과 및 고찰

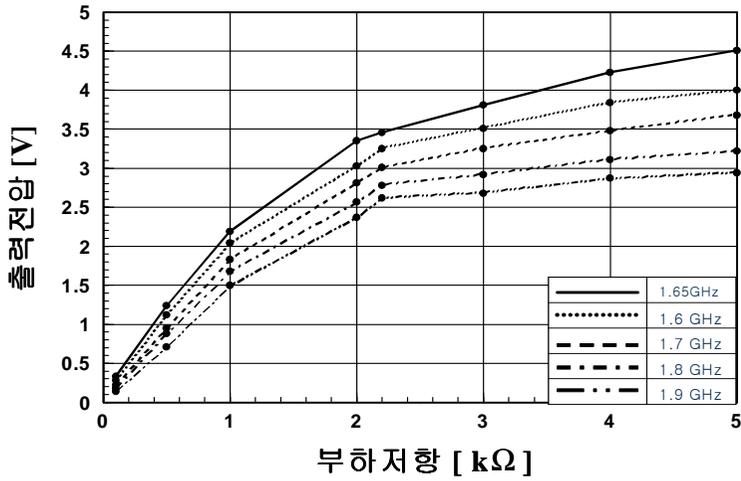
마이크로파 입력전력을 9dBm으로 고정하고 부하저항을 가변시키면서 출력전압을 측정하여 <그림 4-2>에 도시하였다. 주파수가 1.65GHz에서 최대 출력전압이 나왔고, 1.9GHz에서 최소 출력전압을 나타내었다. 출력전압의 결과값을 토대로 부하저항에 따른 입력전력과 출력전압의 변환효율을 <그림 4-3>에 나타내었다.

변환효율은 입력전력에 따른 출력전력의 비로써 식(4-1)과 같이 나타내어진다.

$$\eta(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (4-1)$$

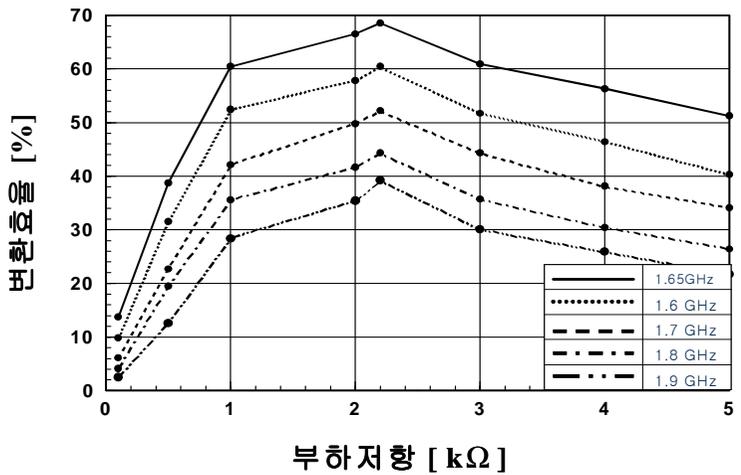
여기서 P_{in} 은 마이크로파-DC전력변환기에 공급된 전력이고, P_{out} 은 부하에 공급된 전력이다.

<그림 4-3>에서 부하저항이 100Ω 에서 커질수록 변환효율도 급격하게 높아지다가 $2.2k\Omega$ 에서 가장 좋은 대략 68.5%의 변환효율을 나타내었다. 반면 부하저항이 $2.2k\Omega$ 보다 커질수록 변환효율이 차츰 감소하였고, $3k\Omega$ 이상 되는 부하저항에서는 변환효율이 60% 이하로 서서히 감소되는 것을 확인하였다. 앞 장의 모의실험에서 주파수를 1.8GHz에서 입력임피던스를 정합하였으나 주파수가 1.65GHz에서 최대값이 나온 것은 집중소자의 오차에서 기인한 것으로 판단된다. <그림 4-4>는 앞서 실험에서 부하저항이 $2.2k\Omega$ 에 최대 출력전압을 나타내었으므로 부하저항을 $2.2k\Omega$



<그림 4-2> 부하저항에 따른 출력전압 ($P_{in} = 9dBm$)

<Fig. 4-2> Output voltage vs load resistance ($P_{in} = 9dBm$)

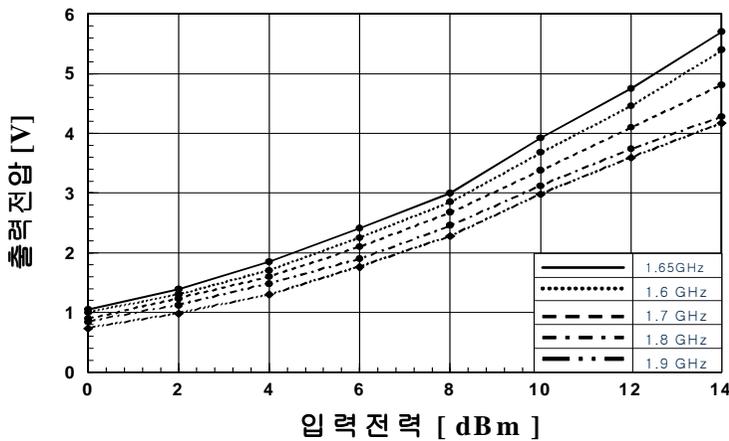


<그림 4-3> 부하저항에 따른 변환효율 ($P_{in} = 9dBm$)

<Fig. 4-3> Conversion efficiency vs load resistance ($P_{in} = 9dBm$)

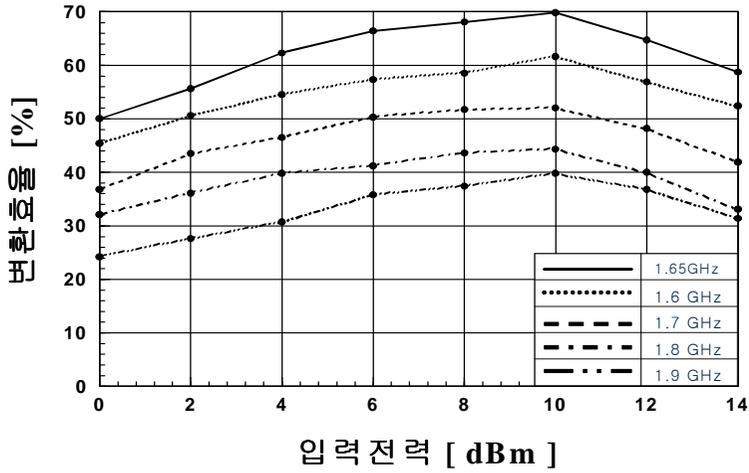
로 고정한 뒤 입력전력을 0~10dBm의 변화를 주어 출력전압을 도시한 그림이다. 마찬가지로 1.65GHz에서 최대 출력전압을 얻었고 1.9GHz에서 최소 출력전압을 얻었다.

<그림 4-5>는 <그림 4-4>의 입력전력에 따른 출력전압의 변환효율으로서 입력전력이 10dBm일 때 대략 70%의 변환효율을 얻었으며, 본 실험에서 얻은 최대의 변환효율을 나타내었다. <그림 4-5>에서 입력전력 8dBm~10dBm의 레벨은 65%이상의 높은 변환효율을 나타내고 있다. 다음으로 입력전력을 10dBm으로 고정한 후 부하저항을 가변시켜 변환효율을 관찰하여 <그림 4-6>과 같이 결과를 도시하였다. <그림 4-6>에서 부하저항 $2.2k\Omega$ 일 때 최대의 변환효율을 나타내었고, 또한 부하저항이 $1k\Omega \sim 3k\Omega$ 에서 60%의 비교적 높은 변환효율을 나타내고 있다.



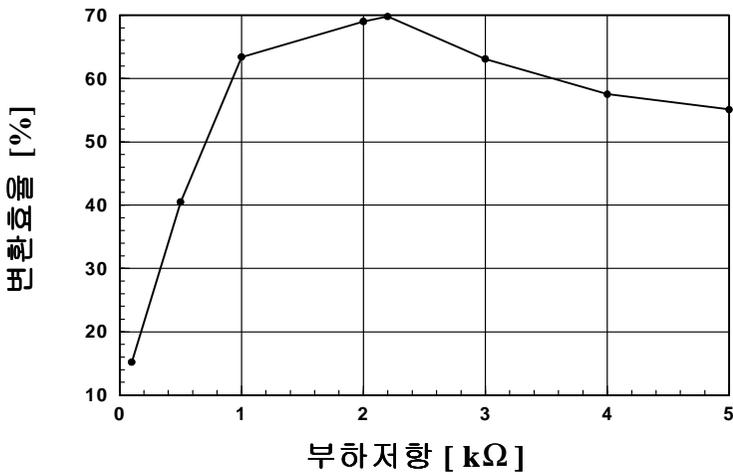
<그림 4-4> 입력전력에 따른 출력전압 ($R_L = 2.2k\Omega$)

<Fig. 4-4> Output voltage vs input power ($R_L = 2.2k\Omega$)



<그림 4-5> 입력전력에 따른 변환효율 ($R_L = 2.2k\Omega$)

<Fig. 4-5> Conversion efficiency vs input power ($R_L = 2.2k\Omega$)



<그림 4-6> 부하저항에 따른 변환효율 ($P_{in} = 10dBm$)

<Fig. 4-6> Conversion efficiency vs load resistance ($P_{in} = 10dBm$)

제 5 장 결 론

본 논문에서는 마이크로파-DC 전력변환기를 이용하여 DC전력으로 활용할 수 있는 변환효율에 대해 연구를 하였다.

쇼트키 다이오드를 이용한 피크-투-피크 전력검출기를 구성하였으며, 임피던스 정합은 전송선로와 집중소자를 사용하여 설계하였다. 검출특성 모의실험을 통해 실험에 사용된 쇼트키 다이오드의 예상되는 출력전압을 관찰하였고, 입력전력과 부하저항에 대해 임피던스 정합부를 구성하였고, 쇼트키 다이오드 HSMS-8202를 사용하여 설계한 마이크로파-DC 전력변환기를 입력전력 및 부하저항을 가변시켜 측정한 결과 중심주파수 1.65GHz, 마이크로파 입력전력 10dBm, 부하저항 $2.2k\Omega$ 에서 약 70%의 최대 변환효율을 나타내었다.

AppCad를 이용한 검출특성 모의실험에서 나타난 출력전압에 대체로 근사한 값을 나타내었다. 부하저항을 고정한 후 입력전력이 커짐에 따라 변환효율도 증가하였으나, 최대 70%정도에서 변환효율이 증가되지 않음을 알 수 있었다. 그리고 모의실험에서 중심주파수를 1.8GHz에 입력임피던스를 정합하였으나 측정결과 1.65GHz에서 가장 좋은 변환효율을 나타낸 것은 집중소자의 오차에 의한 주파수 변화로 판단된다.

향후에 상기와 같은 실험에서 임피던스 정합을 보다 더 개선시키고 사용기관에 대한 연구를 병행하여 실제 사용할 주파수에 일치시켜야 할 것이다. 그리고 동시에 최대의 변환효율로 향상시킨 다음 고이득, 고효율의 안테나와 함께 장착하여, 실제 공간상에 있는 마이크로파를 원격 수신함으로써 DC전력으로 공급할 수 있는 방안에 대해 검토되어야 한다. 아울러 수전된 마이크로파가 안테나를 통해 재방사 되는 고조파를 최소화 하는 연구가 진행되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Jorge Ulises Martinez Araiza, "*Wireless Transmission of Power for Sensors in Context-Aware Spaces*", Master of Sciences in Media Arts and Sciences at the Massachusetts Institute of Technology, June 2002.
- [2] J.J. O'Neill, "*Prodigal genius - the life of nikola tesla*", New York Washburn, 1944.
- [3] William C. Brown, "The history of power transmission by radio waves", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-32, no. 9, Sept. 1984.
- [4] 윤동기, 박양하, 김관호, 김영철, "2.45GHz 마이크로파-DC변환 기초 무선전력전송 실험에 관한 연구", 한국통신학회 논문지, vol.24 no.3, pp. 434-441, 1999.
- [5] 조덕창, "무선전력 전송기술", 무선국관리단 전파지, 제104호, 2002년, 1-2월호.
- [6] Agilent Technologies, "Designing detectors for RF/ID tags", *Technical Report Application note 1089*, Agilent Technologies, 1999.
- [7] 안병목, 정원채, "쇼트키 다이오드의 전류-전압 특성에 관한 연구" 대한전자공학회 추계종합 학술대회 논문집, 제21권, 2호, pp. 649-652, 1998.
- [8] Takeo Ito, Yoshiyuki Fujino and Masaharu Fujita, "Fundamental Experiment of Rectenna Array for Microwave Power Reception", *IEICE Trans. Comm.*, vol. E76-B, no. 12,

December 1993.

- [9] Robert G. Harrison and Xavier Le Polozec, "Nonsquarelaw behavior of Diode Detectors Analyzed by the Ritz-Galerkin Method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no.5, pp. 840-845, May 1994.
- [10] Agilent Technologies, "Designing the virtual battery", *Technical Report Application note 1088*, Agilent Technologies, 1999.
- [11] 이상원, 김학선, 이형재, "2.45GHz RF/ID용 무전원 전력검출기의 온도 보상에 관한 연구", 한국통신학회 학술 발표회 논문지, 제16권, 3호, 1997.
- [12] 김정기, 박영기, "이론과 실제- RF 회로설계", 도서출판 우신, 1996.
- [13] 진년강, "마이크로파 공학의 기초", 청문각, 1998.
- [14] James O, Mc Spadden, Taewhan Yoo, and Kai Chang, "Theoretical and Experimental Investigation of a Rectenna Element for Microwave Power Transmission" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no.12, pp. 2359-2366, December 1992.
- [15] Agilent Technologies, "The zero bias schottky detector diode", *Technical Report Application note 1088*, Agilent Technologies, 1999.
- [16] Agilent Technologies, "Surface Mount microwave schottky mixer diode", *Technical Report Technical data HSMS8202*, Agilent Technologies, 2001.
- [17] Agilent Technologies, "Schottky diode voltage doubler", *Technical Report Application note 956-4*, Agilent Technologies, 1999.

- [18] 강석환, “고용량 전지의 특징과 고속스위치 전원 충전기의 특성”,
월간 전자공업 10월호, 전자칼럼.
- [19] 박병철, 김영동 “SCR식 충전기 설계에 관한 연구”, 대한전기학회,
전기학회지 28권 11호, pp.26-30, 1979.
- [20] 홍진국, 조영빈, 김진섭, 강용철, 변상기, 전계석, “RFID 무선카드용
렉테나의 설계”, 한국통신학회 가을 학술대회, 14E-8-4, 2002.

감사의 글

4년전 사회생활과 병행하며 시작했던 석사과정을 조금 늦은감이 있지만 이렇게 논문을 완성하고 마무리를 맺게 되어 기쁘고 앞날의 기대에 대한 벅찬 마음마저 들기도 합니다.

논문을 준비하고 완성되기까지 끊임없는 지도와 관심으로 이끌어주시고 격려해주신 박동국 지도교수님께 진심으로 감사를 드립니다. 그리고 바쁘신 일정에도 불구하고 본 논문의 심사를 위해 성심성의껏 지도해주신 양규식 교수님, 손경락 교수님께도 진심으로 감사의 말씀을 올립니다.

본 논문의 도움을 준 마이크로파 및 안테나 실험실의 한태경, 김동우, 권성진, 서용근, 김환진, 이재청, 조정현 후배들에게 고마운 마음을 전하며, 본 논문의 실험을 하면서 같이 생각하고 고민해 준 윤천수 후배에게 특별히 감사의 마음을 전합니다. 지금은 졸업하고 열심히 사회생활을 하고 있는 실험실 동기 김기수, 김종환과 후배 김현, 이준희, 장순범에게 고마움을 전합니다.

그리고 저의 사회생활 첫 터전을 이룬 블루솔텍의 양진영 이사님과 김세진 팀장님께 감사드리며, 많은 관심과 배려를 해주신 삼성전기의 박찬경 그룹장님께 감사의 말씀을 드립니다.

오늘의 제가 있기까지 많은 격려와 시종일관 자상함으로 보살펴주신 아버지,어머니 두분께 진심으로 감사를 드리며, 형님, 형수님, 조카 소희, 그리고 동생에게도 고마움을 전합니다. 그리고 장모님을 비롯한 처가식구들에게도 감사의 말씀을 전합니다.

마지막으로 인생의 동반자이며, 가장 힘이 되고 든든한 후원자가 되어준 사랑하는 나의 아내 강희정씨와 다음주면 태어날 우리의 예쁜 공주님께 이 논문을 바칩니다.