

직렬 연결 RF-DC 변환기의 변환효율에 관한 연구

Study on conversion efficiency of RF-DC converter with series diode

최 기 주* 황 희 용**
Choi, Ki-Ju Hwang, Hee Yong

Abstract

In this paper, we designed the RF-DC converter used in wireless power transmission system and studied how to design the RF-DC converter of high conversion efficiency. The RF-DC converter operate at 2.45GHz and the diode is connected with series. The RF-DC converter uses shorted stub for DC loop and matching. We can divide the RF-DC converter circuit into four blocks. The reflection coefficients between the blocks were optimized for the maximum conversion efficiency at 0 dBm input power and 1300 Ω load impedance. The final design of the RF-DC converter has a 52 percent conversion efficiency.

키워드 : 무선 전력 전송, RF-DC 변환기, 변환효율

Keywords : wireless power transmission, RF-DC converter, conversion efficiency

1. 서론

전력선 없이 높은 전송효율을 가지며 무선으로 전력을 공급할 수 있다면, 복잡하고 지저분하게 엉켜 있던 전력선들을 제거함으로써 일상에 획기적인 변화를 가져 올 수 있을 것이다. 이러한 것을 가능하게 해줄 수 있는 기술이 바로 무선 전력 전송이다.

무선 전력 전송은 20세기 초 테슬라가 그 개념을 고안한 이후로, 우주 태양광 발전 프로젝트등 근래까지 꾸준한 연구가 진행 중에 있으며 방법에

는 크게 세 가지 방식으로 구분된다. 전자기파 방사를 이용한 기술, 전자기 유도현상을 이용한 기술 그리고 근거리에서 공진 현상을 이용한 비방사 방식이 그것이다[1].

RF-DC 변환기란 위의 세 가지 방법 중 전자기파를 이용한 무선전력전송 시스템에서 RF 전력신호를 DC전력으로 변환해주는 소자이다. 전자기파를 이용한 무선 전력 전송 시스템의 효율은 공중에서의 손실을 제외하면 RF-DC 변환기의 RF-DC 변환효율에 의하여 결정된다. 이러한 RF-DC 변환기는 다양한 형태들로 연구되어 왔다[2]-[5].

본 논문에서는 다이오드와 전송선로가 직렬로 연결된 RF-DC 변환기를 설계하며 RF-DC 변환효율에 영향을 미치는 요소들을 분석하였다. 사용주파수는 전자기파를 이용한 무선 전력 전송 시스템에서 주로 사용되는 2.45GHz를 사용하였고, Agilent社의 ADS(Advanced Design System) 시뮬레이션 툴을 사용하여 회로 구성에 따라 변환효

* 강원대학교 대학원 전기전자공학과 석사과정

** 강원대학교 전기전자공학과 부교수, 공학박사, 교신저자

율의 변화를 분석하였다. 또한 무선 전력 전송을 위해서 RF전력을 공중에 송신해야 하는데 이는 국내나 국외의 모두 전력에 규제를 가하고 있다. 따라서 이러한 규제에 부합하는 전력을 송신하였을 때 실제로 RF-DC 변환기에 도달될 수 있는 기대 전력인 0dBm (1mW)의 입사전력에서 변환효율에 관심을 두고 분석하였다.

2. 본론

2.1 이론적 배경

RF-DC 변환기의 핵심 소자는 다이오드이다. RF-DC 변환기가 다이오드를 통해 RF전원을 DC전원으로 변환시키는 것은 다이오드의 비선형 특성에 의한 것이다. 다이오드의 비선형 특성은 전압과 전류의 관계식에 의해서 나타나며 식 (1)에 표현하였다.

$$I(V) = I_s (e^{\alpha V} - 1) \quad (1)$$

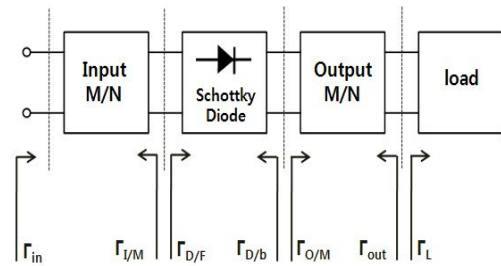
I_s 는 포화전류를, $\alpha = q / nKT$ 로서 q = 전하량, n = 이상 계수, K = 볼츠만 상수, T = 절대온도를 나타낸다. 이때 다이오드에 $V = V_0 + v_0 \cos(\omega t)$ 의 전압을 걸어 주면 다이오드에 흐르는 전류는 식 (2)와 같이 나타나게 된다.

$$\begin{aligned} I &= I_0 + v_0 G_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{2} G_d' \cos^2 \omega_0 t \\ &= I_0 + \frac{v_0^2}{4} G_d' + v_0 G_d \cos \omega_0 t \\ &\quad + \frac{v_0^2}{4} G_d' \cos 2\omega_0 t \end{aligned} \quad (2)$$

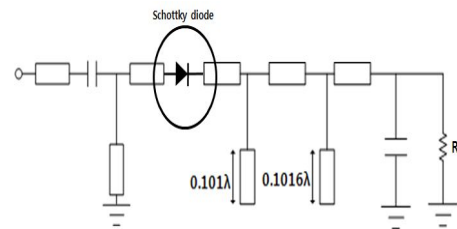
이 식에서 보면 짝수 고조파 성분에 의해 DC전류가 생성되는 것을 알 수 있다. 따라서 높은 변환 효율을 가지는 RF-DC 변환기를 설계하기 위해서는 짝수 고조파 항들이 설계 고려 조건에 포함되어야 한다.

2.2 RF-DC 변환기의 구성

RF-DC 변환기의 구성은 그림 1(a)에 나타난 바와 같이 크게 4개의 블록으로 이루어진다. 다이오드와 RF전원 소스의 임피던스 정합을 위한 입력부의 정합회로, 다이오드, 부하로 DC만을 추출하기 위한 출력부의 정합회로 그리고 부하저항으로 구성된다. 입력 쪽의 정합회로를 먼저 살펴보면 RF-DC 변환기란 무선 전력 전송 시스템에 사용될 회로이므로 입력 부는 안테나와 연결되어 진다. 따



(a) RF-DC 변환기 블록도



(b) RF-DC 변환기 회로 구성

그림 1 RF-DC 변환기의 블록 도 및 회로 구성도

라서 입력은 오픈된 회로로 보이게 된다. 이를 반영하기 위하여 그림 1(b)와 같이 입력 측에는 커패시터를 연결하여 DC를 차단하였다. 이렇게 커패시터를 직렬로 연결한 경우 RF-DC 변환기내에 DC 루프(loop)가 형성되지 않으므로 정합회로를 선택할 때 Shorted Stub를 사용하여 DC 루프 형성과 동시에 입력임피던스 정합이 가능하도록 설계하였다. 여기서 입력 임피던스의 정합이란 전원소스의 임피던스와의 정합을 의미한다.

RF-DC 변환기에서 다이오드의 선택은 RF-DC 변환 효율을 결정짓는 중요한 요소가 된다. 본 논문에서는 매우 작은 문턱전압을 가지며 결합 커패시터가 매우 작아 고주파에서도 충분히 동작 할 수 있는 HSMS2850 Zero Bias Schottky Diode를 사용하였다. 작은 문턱 전압은 적은 입사전력에서도 높은 변환 효율을 가질 수 있도록 하기 위함이며 선택한 다이오드의 문턱 전압은 150mV 이다.

출력부의 정합회로는 DC외에 다른 주파수는 모두 차단하도록 하는 회로가 되며 두 개의 Open Stub를 사용하여 기본 주파수인 2.45GHz 와 제 2 고조파, 3고조파 이상 모든 고조파를 차단하도록 설계한다.

부하 저항은 그림 1(b)에 보이는 바와 같이 큰 커패시터와 병렬로 연결하며 이때 커패시터의 역할은 RF의 Bypass 및 부하로의 안정적인 DC전원 공급을 해주게 된다. 부하저항의 값은 부하 측에서 다이오드를 바라보았을 때 0Hz의 주파수에서 보이는 임피던스 값으로 선택하여 DC 주파수에 정합한다.

표 1은 각 블록에서의 높은 변환효율을 가질 수 있도록 하는 이상적인 반사계수 값을 나타내었다. 각 값들은 DC, 기본 주파수, 4고조파 성분까지의 반사계수이며 크기만을 나타내었다. 이 중 출력 정합회로 블록의 반사계수 값은 크기 외에도 스미스 차트상의 어느 점에 각 주파수들이 위치하는 지도 변환효율에 영향을 미치는 요소가 된다.

표 1 설계 목표 반사계수

Target	DC	f_0	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$
$ \Gamma_{in} $	1	0	1	1	1
$ \Gamma_{L/M} $	1	1	1	1	1
$ \Gamma_{o/m} $	0	1	1	1	1
$ \Gamma_{out} $	1	0	0	0	0
$ \Gamma_L $	0	1	1	1	1
$ \Gamma_{D/F} $	0	0	0	0	0
$ \Gamma_{D/B} $	1	0	0	0	0

2.3 RF-DC 변환기의 설계

RF-DC 변환기는 2 단자망 회로로 볼 수 있으며 일반적인 소스와 부하 저항과 연결된 회로를 그림 2[6]와 같이 볼 수 있다.

이 회로에서 입력 반사계수와 출력 반사계수는 식 (3),(4)와 같이 나타내어진다.

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3)$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (4)$$

식에서 표현된 것과 같이 2단자망 회로에서 입력과 출력 측의 반사계수는 서로 영향을 미치므로 임피던스 정합할 때 따로따로 설계하는 것이 아니라 서로의 영향력을 고려하여 설계하여야 한다. RF-DC 변환기의 또 하나의 특징은 입력측은 2.45 GHz의 중심주파수에 정합되어야 하며 출력측은 오직 DC에서만 임피던스 정합이 되어야 하므로 단일 주파수에서의 정합 방법과는 차이가 있게 된다.

그림 3은 출력측 정합회로의 반사계수 위상 변화에 따른 변환효율의 변화를 보여주는 그래프이다. 여기서 보면 f_0 가 180° , $2f_0$ 가 0° 로 수렴해 갈수록 변환효율이 증가하는 것을 알 수 있다. 따라서 그림 4에서 RF-DC 변환기 출력측 스텐브를 조절하여 기본 주파수 f_0 는 반사계수의 절대 값이 1이 되며 위상은 180° 이 되도록 맞추고, $2f_0$ 의 주파수는 반사계수의 절대 값은 1, 위상은 0° 이 되도록 설계하여 최대의 변환효율을 얻을 수 있었다. 정합회로의 입력측은 Shorted Stub를 사용하여 입력 포트

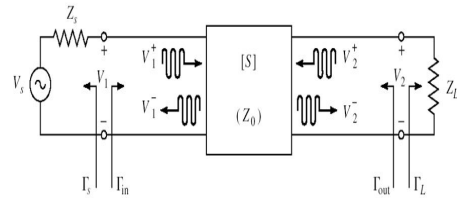


그림 2 소스전원과 부하 저항에 연결되어 있는 2 단자망 네트워크[6]

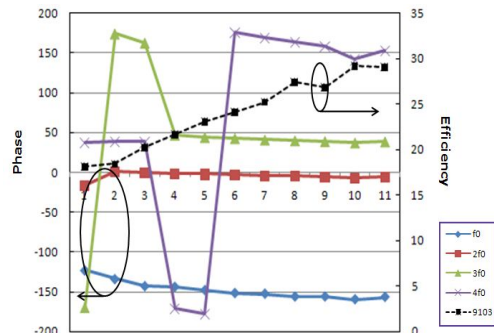


그림 3 고조파 성분들의 반사계수 위상 변화에 따른 변환효율 추이 그래프

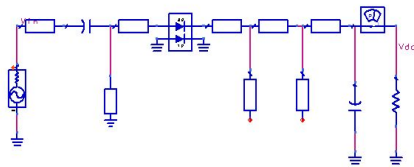


그림 4 RF-DC 변환기 회로 구성

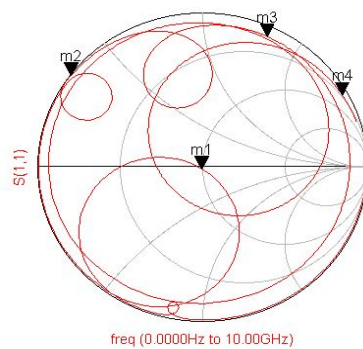
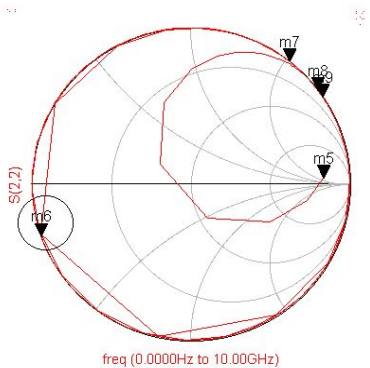


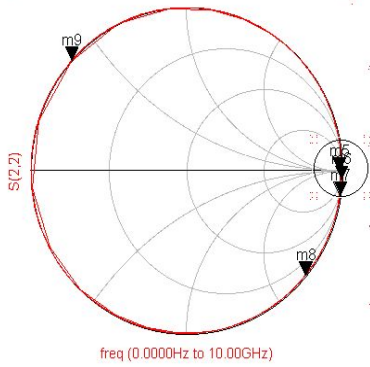
그림 5 RF-DC 변환기의 정합 결과

에서 회로를 보았을 때 전체 입력 임피던스가 50 Ω에 정합되도록 하였다. 따라서 입력을 50Ω으로 출력의 각 주파수들의 반사계수 값을 맞추기 위해서는 입력 정합회로와 출력 정합회로의 길이를 반복하여 조절하여 최적화 하였다. 그 결과 그림 5에서 f_0 의 입력 임피던스를 $m1$ 이 표시해주고 있는데, 50Ω에 정합되었음을 확인할 수 있다.

그리고 다이오드 블록 바로 뒤에서부터 출력 정합회로를 바라본 반사계수는 각각의 주파수 임피던스 값을 포트 임피던스로 사용하여 바라보았다. 이를 그림 5(a), (b)에서 각각의 반사계수 값을 나타내었다. 그림 6(a)의 $m6$ 라는 표시점이 f_0 의 반사계수 값을 스미스 차트 상에 보이는 것이며 $1 \angle 160.44$ 의 값을 가진다. 이는 최초 목표된 180에 20



(a) f_0



(b) $2f_0$

그림 6 $f_0, 2f_0$ 에서 바라본 $\Gamma_{o/m}$ 값들

도 가량 못 미치는 결과이며, 제 2고조파인 $2f_0$ 의 반사계수 값을 보면, 그림 (b)의 $m6$ 으로 표시되어 있다. 반사계수 값은 $1 \angle -8.198$ 로 목표 위상 0도에 가깝게 조절되었고, 개방된 회로처럼 보이게 된다. 제 2고조파 이상의 높은 고조파 성분들도 모두 반사계수의 절댓값은 1을 가지게 설계되어 있다. 결과가 의미하는 바는 DC 이외의 2.45GHz의 기본 주파수부터 제 2고조파 그리고 더 높은 차수의 고

조파들은 출력 정합회로에 의하여 모두 차단되어 부하로 전달되지 않음을 의미한다. 이로서 다이오드 양단의 회로를 반복하여 위와 같은 상태로 맞춘 후 입사 전력 크기와 부하 저항의 값의 크기를 변화해 가며 변환효율을 확인하여 보았다.

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{in}} \times 100 (\%) \quad (5)$$

변환효율은 식(5)로 계산되며 P_{in} 은 입력된 RF 전력을 P_{dc} 는 RF-DC 변환기를 통하여 DC로 변환된 전력을 의미한다. 이들의 비율을 변환효율이라고 하며 그림 7에 나타내었다. 이 때 최대 변환효율은 5dBm의 입사전력에 대해서 45%를 보였으며 0dBm의 입사전력에 대해서는 42%변환효율을 보였다. 하지만 다이오드 뒀단에서 바라보았을 때 모든 주파수의 반사계수 값 들은 부하 값의 변화에 따라 변화가 없었으며 부하 값과 입사 전력을 변화시켜 본 결과 그림 8에서 $m5$ 가 표시 하는

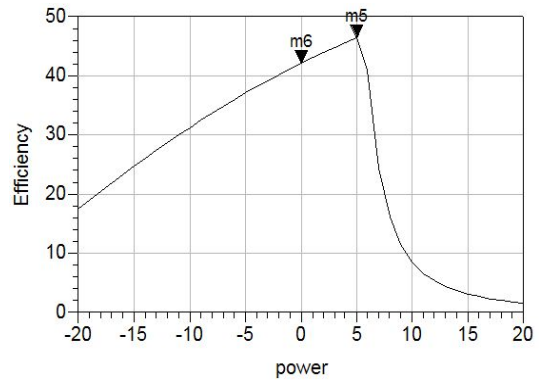


그림 7 9103 Ω 부하에 대한 RF-DC 변환효율

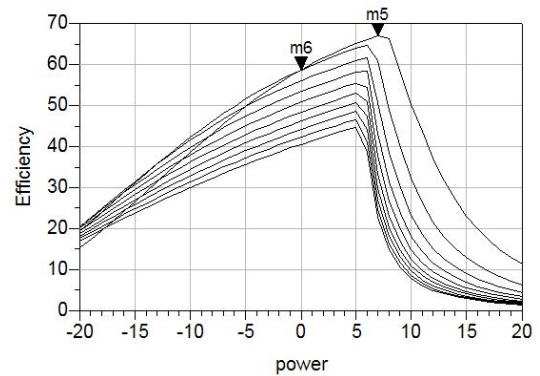


그림 8 1 KΩ ~ 10 KΩ 부하 변화에 따른 변환효율

부분으로 10dBm의 입사전력을 넣었을 경우로 800 Ω 이 최적 부하가 되며 그 효율이 62.904%이었다. 그리고 0dBm의 입사전력에 대한 최대 변환효율은 m6이 나타내주고 있으며 52.357%의 변환효율을 보이는 것으로 나타났다. 이때의 최적 부하는 1300 Ω 이며, 설계 첫 과정에서 부하에서 다이오드를 바라보았을 때 0Hz에서의 임피던스 값과는 다른 것을 확인하였다.

3. 결론

본 논문에서는 다이오드가 전송선로와 직렬로 연결된 RF-DC 변환기 회로를 구성하였다. 이를 다시 각 각 블록으로 나누고 블록들 간의 최적의 반사계수 값을 결정하였다. 이를 바탕으로 RF-DC 변환기를 설계하였다. 그 결과 입사전력이 어느 정도를 넘으면 효율이 더 이상 높아 지지 않고 다시 감소하는 곡선을 보이는데, 이 지점에서 부하에 걸리는 DC전압이 포화되어 있음을 확인하였다. 또한 부하의 값을 변화시켜도 출력 측에서 바라본 반사계수 값들은 변화하지 않았고 그 값을 변화시켜가며 변환효율을 확인한 결과 800 Ω - 1300 Ω 부근에서 가장 높은 변환효율을 보였다.

최종 설계 된 RF-DC 변환기는 0dBm의 입사전력에 대하여 부하 저항이 1300 Ω 일 때 최대 52%의 변환효율을 가지는 것을 확인하였다. 이는 기존 논문에서 발표한 52%의 변환효율과 동일한 변환효율이다. 하지만 본 논문에서의 효율은 최적화된 결과는 아니며 출력 정합회로를 조정하여 기본 주파수에서 부하를 바라본 반사계수의 위상을 180도로 맞추었을 때 더 높은 효율을 보일 것으로 기대된다.

향후 연구 진행 방향은 3고조파 이상의 고조파항에 대하여 최대 변환효율을 보이는 최적 점을 찾는 것이다. 또한 현재 논문에서 최대 변환효율은 10dBm에서 보이고 있는데 0dBm의 입력전력에서 최대 변환효율을 보이도록 출력 정합회로를 최적화 하여 높은 변환효율을 가지도록 설계하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] 강승열, 김용해, 이명래, 정태형 “무선 에너지 전송 기술”, 전자통신동향분석, 제23권, 제6호, 12월, pp.59-69, 2008.
- [2] J.O.McSpadden, L.Fan and K.chang, “A High conversion Efficiency 5.8GHz Rectenna”, *IEEE MTT-S Digest*, pp.547-550, 1997.
- [3] 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.
- [4] Young-Ho Suh, Kai Chang, “A High-Efficiency Dual-Frequency Rectenna for 2.45-GHz and 5.8-GHz Wireless Power Transmission”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, NO. 7, pp. 1784-1789, July, 2002.
- [5] Jeroen A.C. Theeuwes, Huib J.Visser, Martin C. van Beurden, Gert J.N.Doodeman, “Efficient, Compct, Wireless Battery Design”, *Microwave Conference*, European 9-12 Oct, page(s) 991-994, 2007.
- [6] David pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Edition, 2004.