

UHF RFID 시스템으로부터의 저전력 RF 에너지 하베스팅

(Low Power RF Energy Harvesting from the UHF RFID System)

박정흠*

(Jeong-Heum Park)

요 약

본 논문에서는 에너지 하베스팅의 일환으로 상용의 RFID시스템의 리더 안테나에서 방사되는 RF에너지를 활용하여 무선센서노드의 전원부를 구성하고자 하였다. 이를 위해 렉테나(Rectenna)를 구성하고 효율이 높은 부스트 컨버터를 구성하여 RF전력으로부터 배터리를 충전할 수 있는 DC전력을 얻도록 하였다. RFID 안테나로부터 1.2[W] RF출력 시, 구현된 렉테나로 1[m]거리에서 3.1[mW], 5.5[m]에서 1[mW]정도의 전력을 얻을 수 있었다. 배터리와 연결 시 변환효율을 높이기 위한 부스트 컨버터의 특성은 4[m]거리에서 변환효율 79.3%, 실제 변환되어 배터리를 충전할 수 있는 전력은 1.36[mW]를 얻을 수 있었으며, 이 값은 무선센서노드로 응용이 가능한 값이다.

Abstract

In this paper, the power management module of wireless sensor node is designed and fabricated utilizing RF energy from reader antenna of commercial RFID system, which is mainly categorized in the energy harvesting. For this, the rectenna and the high efficient boost converter is designed to get the DC power from RF power for the charging the battery. When the RF power from RFID reader antenna is 1.2[W], the DC power of 3.1[mW] at the distance of 1[m] and 1[mW] at 5.5[m] are obtained. Considering the connection to the battery, the boost converter for enhancing the conversion efficiency is designed. The conversion efficiency at the distance of 4[m] is 79.3% and the harvested power is 1.36[mW] which is actually used for the charging the battery. This value is available in the wireless sensor networking.

Key Words : Energy Harvesting, WPT(Wireless Power Transmission), RFID, Boost Converter

1. 서 론

태양광, 풍력, 진동에너지 등 자연적으로 발생하여 버려지는 에너지를 수확하여 저장하는 기술인 에너지 하베스팅(Energy Harvesting 혹은 Energy Scavenging)은 CMOS공정에 기반한 저전력소자 기술의 발전과 무선센서네트워크 개념의 도입으로 새로운 주목을 받고 있다[1]. 최근의 유비쿼터스 센

* 주저자 : 김포대학 IT학부 부교수
Tel : 031-999-4654, Fax : 031-999-4775
E-mail : jhpark@kimpo.ac.kr
접수일자 : 2008년 12월 11일
1차심사 : 2008년 12월 16일
심사완료 : 2008년 12월 31일

서 네트워크에서 무선센서노드들은 넓은 범위에 산재해 있어야 하므로 전력공급에 있어서, 배터리의 수명을 연장하거나 배터리 없이 동작이 가능하도록, 에너지를 다양한 에너지원으로부터 얻어내는 시도들이 있어 왔다[2]. 관련해서 과거, 대기권 밖에서 태양광 발전을 통해 생성시킨 전력을 지구로 전송하기 위한 방안으로 RF를 이용한 무선전력전송기술에 대해 많은 연구가 있어 왔다[3].

한편으로는 핸드폰 등 모바일 기기 보급의 엄청난 증가, 무선 인터넷 환경 확대, RFID시스템의 도입[4] 등으로 UHF대역 및 마이크로파 대역의 RF에너지가 특히 도심공간에서 활용되고 있으나 한편으로는 상당 부분이 낭비되고 있기도 하다.

본 논문에서는 RF에너지 이용의 일환으로 상용의 RFID시스템의 리더 안테나에서 방사되는 RF에너지를 활용하여 무선센서노드의 전원부를 구성하고자 한다. 이를 위해 렉테나(Rectenna : Antenna와 Rectifier의 합성어)를 구성하고 효율이 높은 컨버터를 구성하여 RF전력으로부터 배터리를 충전할 수 있는 DC전력을 얻도록 하였다.

2. 렉테나 제작

RFID 리더기로부터의 고주파 출력을 직류전력으로 변환하기 위해 그림 1과 같이 정류기를 전압채배기(Voltage Multiplier) 형태로 구성하였다. 본 논문에서 사용한 정류용 다이오드는 HSMS-2850 zero bias single Schottky diode (SOT-23)로, 915[MHz] ~5.8[GHz] 주파수 범위에서 검파기용으로 사용할 수 있도록 설계되었으며, 소신호, 대신호 검출, 변조, RF-DC변환에 많이 사용되고 있다[5].

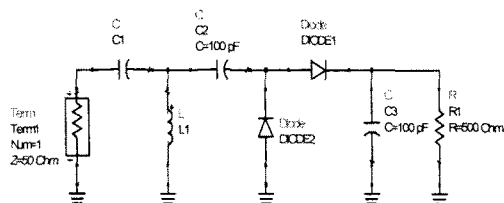


그림 1. RF-DC 변환을 위한 전압채배기
Fig 1. Voltage multiplier for RF-DC conversion

부하저항과 입력전력에 따른 변환효율을 측정하기 위하여, RF-DC 변환효율을 아래 식으로 구하였다.

$$\eta = \frac{V_{dc}^2 / R_L}{P_{in}} \times 100[\%] \quad (1)$$

P_{in} 은 안테나로부터 들어오는 입사전력이고, V_{dc} 는 부하저항에 인가되는 정류된 직류전압, R_L 은 부하저항의 크기이다.

그림 2에 부하저항과 입력전력에 따른 RF-DC 변환효율을 나타냈다. 네트워크 아날라이저(Agilent, 8720ES)를 사용하여 0~5[dBm]의 가변전력을 정류회로로 입사시켜 입사전력에 따른 RF-DC 변환효율을 구하였다.

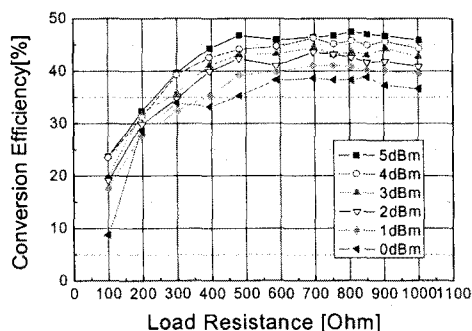


그림 2. 부하저항과 입력전력에 따른 정류회로의 RF-DC변환효율
Fig. 2. RF-DC conversion efficiency of rectifier circuit with the variation of load resistance and input power

입사전력이 증가함에 따라, 변환효율이 증가하는 경향을 나타내었다. 변환효율은 부하저항이 800[Ω] 일 때, 최대 RF-DC 변환효율 47.4[%]가 구현되었다.

상기의 결과를 바탕으로 하여, 900[MHz] UHF대역 RFID시스템이 운용되는 공간에서 동작시킬 수 있는 센싱노드모듈을 구성하기 위해 그림 3과 같이 무선전달전력을 측정하였다.

리더기는 SAMSys사의 MP9320을 사용하였고, 표 1과 2에 사용한 RFID시스템의 사양을 나타내었다. 태그 프로토콜은 UHF대역의 RFID시스템에서 일반적으로 많이 사용되고 있는 EPC1 Gen.2 프로토

UHF RFID 시스템으로부터의 저전력 RF 에너지 하베스팅

를 지정하였고, RF 출력은 1.2[W]로 하였다.

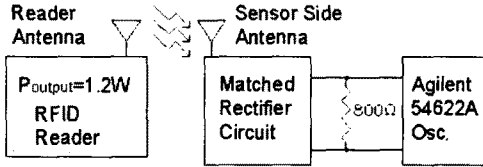


그림 3. 무선전력전달 측정시스템 구성도
Fig. 3. The schematic of measurement system for wireless power transmission

표 1. 리더 및 센서보드 측 안테나의 사양
Table 1. The specification of antenna of reader and sensor board side

Frequency	902~928[MHz]
Polarization	Circular
Impedance	50[Ω]
Gain	8[dBic], Max
VSWR, maximum	1.5:1

표 2. RFID 리더의 사양
Table 2. The specification of RFID reader

Frequency	910~914[MHz]
RF Power	1.2[W]
Input Voltage	15[Vdc]
Input Current	3[A], Max

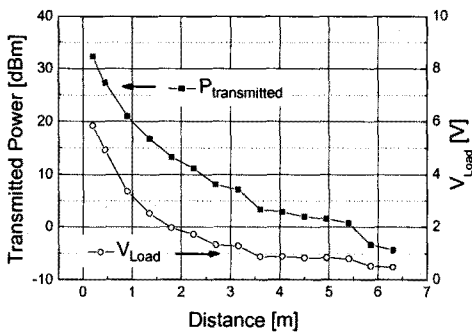


그림 4. 거리에 따른 전달전력과 부하전압
Fig. 4. The transmitted power and the load voltage with the variation of the distance between reader and sensor board antenna

그림 3의 측정시스템에서 측정된 거리에 따른 전달전력 및 부하저항에서의 최대 전압을 그림 4에 나타내었다. 1[m]거리에서 5[dBm] 즉 3.1[mW]정도의 전력이 전달되었고, 안테나 사이의 거리가 늘어나면서 전달전력은 감소되어 5.5[m]이상에서 0[dBm]이하로 감소하였다.

3. 부스트 컨버터 제작

저전력 RF소스로부터 방사되는 에너지는 크기가 변화하므로 최대에너지를 얻어 내기 위해서는 특정한 회로를 고려해야 한다. 본 논문에서는 개방루프 저항 에플레이터로써 부스트 컨버터(boost converter)를 구성하여, 최대직류출력전력 $P_{rect_out_max}$ 을 추적하여 얻어내도록 하였다. 그림 2에서처럼 컨버터가 적절한 부하저항으로 렉테나와 매칭되도록 조정되면 컨버터를 수정하지 않아도 입사되는 RF전력밀도 S_{RF} 의 넓은 범위의 변화에 대해 최대전력을 얻을 수 있다. ($P_{rect_out_max} \approx P_{rect_out}$)

저항 에플레이션 부스트 컨버터로 RF에너지 하베스팅용으로 많이 사용되는 벡-부스트 컨버터, 부스트 컨버터, 벡 컨버터의 3가지[6] 중에서, 렉테나에서의 출력전압이 낮은 점을 고려하여 그림 5와 같이 비연속전도모드(DCM, Discontinuous Conduction Mode)의 부스트 컨버터를 구성하였다[7].

그림 5 (a)에서처럼 컨버터는 듀티사이클 k , 주기 T_f 인 저주파 펄스 모드로 동작한다. 제어손실을 감소시키기 위해 컨버터가 활성상태가 아니면 제어회로는 완전히 차단되도록 구성하였다. 입력단에서 저주파 가상저항 R_{em} 은 아래 식으로 구해진다.

$$R_{em} = \frac{V_i^2}{P_i} = \frac{2 \cdot L \cdot T_{hf}}{t_l^2 \cdot k} \left(\frac{M-1}{M} \right), \quad (2)$$

여기서 $M = \frac{V_o}{V_i}$

R_{em} 은 V_i , V_o 에 독립적이어야 하는데, $V_i \ll V_o$ 이라면, $(M-1)/M$ 이 1로 근사화 되므로, R_{em} 은 L , T_{hf} , t_l , k 로 결정된다. 이 값들을 찾기 위해, 컨버터의 전력손실을 예측하는 방정식을 유도한다. 전력손실 (P_{loss})은 제어손실(P_{ctrl}), 전도손실(P_{cond}), 스위칭손

실(P_{sw})로 구성되므로 아래 식으로 유도된다.

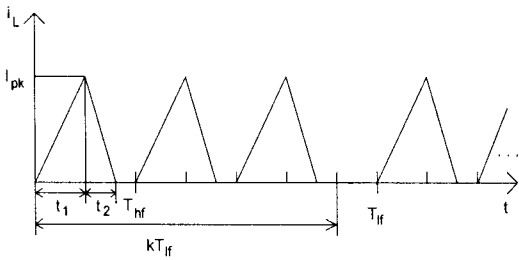
$$P_{loss} = P_{cond} + P_{sw} + P_{ctrl}$$

$$P_{ctrl} = P_{fix}(k, f_{lf}) + P_{pwm}(f_{hf}) \cdot (k + \frac{t_{settle}}{T_{lf}})$$

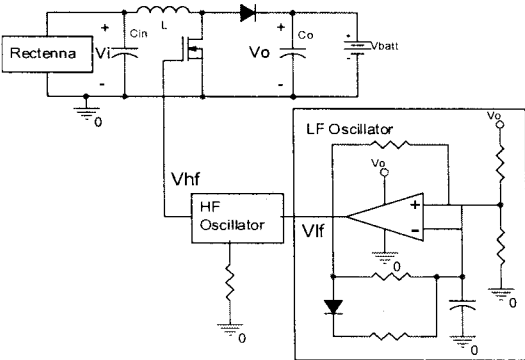
$$P_{cond} = (R_{l,esr}(I_{L,s1}^2 + I_{L,s2}^2) + R_{on} \cdot I_{L,s1}^2 + V_D \cdot I_{L,avg2}) \cdot k$$

$$P_{sw} = (Q_g \frac{V_o}{2} + C_{oss} \frac{V_i^2}{2}) \cdot \frac{1}{T_{hf}} \cdot k \quad (3)$$

인덕터 전류의 실효치(rms), 평균치(avg) 피크치(pk)와 고주파수 오실레이터의 주기(T_{hf})는 다음과 같다.



(a)



(b)

그림 5. (a) DCM에서의 인덕터 전류 파형
(b) MOSFET와 다이오드로 구성된 부스트 컨버터

Fig. 5. (a) Inductor current waveform in fixed-frequency DCM (b) Schematic of MOSFET -diode boost converter

$$I_{L,s1} = I_{pk} \sqrt{\frac{t_1}{3T_{hf}}} \quad (4)$$

$$I_{L,s2} = I_{pk} \sqrt{\frac{V_i}{V_o - V_i}} \sqrt{\frac{t_1}{3T_{hf}}}$$

$$I_{L,avg2} = I_{pk} \frac{V_i}{V_o - V_i} \frac{t_1}{2T_{hf}}$$

$$I_{pk} = \frac{V_i}{L} t_1, T_{hf} = (1 + \frac{V_i}{V_o - V_i}) \cdot t_1$$

P_{ctrl} 식에서 Pfix는 듀티사이클 k 를 제어하는 저주파 오실레이터 회로에서의 소비전력이고, P_{pwm} 은 컨버터에 펄스를 주어 활성, 비활성으로 스위칭 시키는 회로의 소비전력이다. 이는 회로를 구현하기 위해 선택되는 소자의 특성에 의해 결정된다. t_{settle} 는 펄스가 인가된 컨트롤 회로가 활성화된 후, 세팅되는데 걸리는 시간이다. 컨버터는 kT_{lf} 동안만 동작하므로, 전도손실, 스위칭손실에 k 를 곱해야 한다. $R_{l,esr}$ 은 인덕터의 직렬저항이고, MOSFET의 gate-drain 캐패시턴스(C_{gd})와 관련된 스위칭 손실은 off-state drain voltage V_i 이 수백 mV로 작으므로 무시할 수 있다.

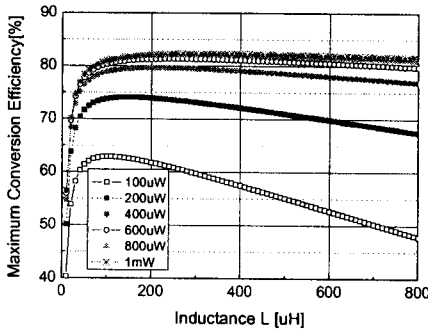
그림 2에서 최대변환효율을 보였던 부하저항 값이 $800[\Omega]$ 이었고, 이 값을 R_{em} 으로 하여 최대변환효율을 구현하기 위해 식(2)-(4)를 이용해 T_{hf} , k , L , t_1 을 계산하였다. 그 결과를 그림 6에 나타냈다.

(a)의 결과 입사전력의 넓은 범위에서의 변화에 대해 안정하면서 쉽게 구할 수 있는 인덕턴스 값으로 $180[\mu H]$ 를 선정하였다. L 이 이 값으로 고정하고, 최대변환효율을 얻기 위한 MOSFET의 게이트 동작 시간 즉 컨버터의 동작시간 t_1 의 계산 결과, 입사전력에 따라 $5 \sim 15[\mu s]$ 에서 최대효율을 가지는 것으로 계산되었다. 그림 4의 상용의 UHF대역 RFID 시스템의 거리에 다른 전달전력이 $2[m]$ 이상에서 $1[mW]$ 이하인 점을 고려하여 t_1 을 $12[\mu s]$ 로 선정하였다. 이때 k 는 0.048 로 계산되었다.

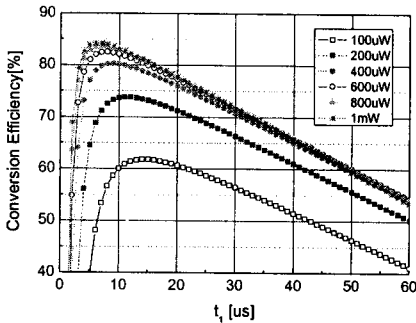
LF오실레이터의 주파수($1/T_{lf}$)가 R_{em} 영향을 주지는 않지만 입력 전압 리플 ΔV_i 조건을 만족시키는 입력 캐패시터 C_i 크기를 결정하며 다음 식으로 표현된다.

$$C_{i,min} = \left(\frac{t_1 \cdot k \cdot T_{if}}{4 \cdot L} \right) \cdot \left(\frac{V_i}{\Delta v_i} \right) \quad (5)$$

T_{if} 를 고려함에 있어서 시스템이 안정되는 t_{settle} 보다는 일정 정도 커야하는 제약이 있다. 이것을 고려하여 $1/T_{if}$ 를 250[Hz]로 하고, $V_i/\Delta v_i$ 를 5로 하였을 때, $C_i=16[\mu F]$ 로 계산된다.



(a)



(b)

그림 6. 입력전력 $P_{rect.out}$ 에 따른 시뮬레이션 결과 (a) 인덕턴스 L 값에 따른 최대가능변환효율 (b) L 을 180(μH)로 고정하였을 때 t_f 에 따른 변환효율

Fig. 6. Simulation at various input power levels. $P_{rect.out}$ (a) Maximum conversion efficiency as a function of L (b) conversion efficiency as a function of t_f with fixed $L=180(\mu H)$

상기 했던 제정수값들을 이용하여 그림 5의 부스트 컨버터를 구성하여 V_i 와 I_i 및 V_o 와 I_o 를 측정 후, 컨버터의 효율을 계산하여 표 3에 나타냈다. 이 때

사용된 배터리는 4.2[V] L_i 이온 배터리이고, $V_o=4.15$ [V]를 얻을 수 있었다.

렉테나로부터의 최대입력전력 $P_{rect.out,max}$ 와 실제 입력 전력 $P_{rect.out}$ 의 비로 에플레이트된 저항 R_{em} 효과에 의한 효율 $\eta_{R_{em}}$ 과 입력전력 $P_{rect.out}$ 와 컨버터의 출력전력의 비를 컨버터의 효율 $\eta_{converter}$ 로 나타냈다.

앞선 그림 2의 실험에서 RFID 리더 안테나로부터 거리를 변화시키며 렉테나-컨버터 모듈을 두고 측정을 행하여 그 결과를 표 3에 나타냈다.

표 3. 부스트컨버터로 입사된 전력변환효율

Table 3. Power conversion efficiency of booster converter from rectenna

거리 [m]	$\eta_{R_{em}}$ [%]	$\eta_{converter}$ [%]	$P_{harvest}$ [mW]
1	92.1	82.3	38.2
2	93.4	81.6	24.4
3	90.3	78.6	4.32
4	92.3	79.3	1.36
5	87.8	54.3	0.78
6	81.2	42.1	0.23

$\eta_{R_{em}}$ 의 측정 및 계산결과, 컨버터가 최적저항치를 적절하게 에플레이트하는 것으로 판단되며 컨버터 효율은 그림 6에서 계산된 결과와 같이 0.2[mW] 이상의 입사전력에 대해서는 70[%]이상의 효율을 보인 것과 유사한 경향을 나타내었다. 이 값들은 적절한 전력제어회로를 구성한다면 소전력 무선센서노드를 동작시키기 위한 배터리를 충전하기에 충분하다고 보인다.

4. 결 론

본 논문에서는 일반적으로 많이 사용되는 중심주파수 915[MHz] UHF대역 RFID시스템의 리더 안테나로부터 방사되는 RF에너지를 이용하여 배터리를 충전하도록 하였다. 이는 별도의 전원관리가 필요 없는 센서네트워크의 센서노드를 구현하기 위함이며, 이를 위해 렉테나를 구성하여 RF전력을 DC전력

으로 1차 변환한 후, 배터리와 연결 시 최대전력전달을 위한 최적부하저항을 구현하기 위해 부스트 컨버터를 구성하였다. 부스트 컨버터를 구현하기 위한 파라미터인 T_f , k , L , t_f 를 시뮬레이션을 통해 구하고, 이 값으로 실제 회로를 구성하여 RFID시스템의 리더 안테나에서 방사되는 RF전력을 일정 거리만큼 떨어진 텍테나와 컨버터로 구성된 변환장치를 통하여 배터리 충전을 위한 DC전력을 얻었다. 이 때, 4[m]거리에서 부스트 컨버터의 변환효율은 79.3[%], 실제 변환되어 배터리를 충전할 수 있는 전력은 1.36[mW]를 얻을 수 있었으며 이 값은 무선센서노드로 응용이 가능한 값이다.

이후 센서네트워크 응용을 위해 본 논문에서 제작된 무선전력전송 및 변환장치를 이용하여 무선센서노드를 실제로 구현하여 실용 가능성을 보일 예정이다.

이 논문은 2008학년도 김포대학의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

References

- [1] D.Y. Jeong, H.C. Song, S.J. Yoon, "Piezoelectrical Energy Harvesting", Electrical Material, Vol.20, No.12, p.45, 2007.
- [2] Q. Dong, "Maximizing System Lifetime in Wireless Sensor Networks", 4th International Conference on Information Processing in Sensor Networks(IPSNS '05), Apr. 2005.
- [3] William C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves", IEEE Trans. on MTT., Vol. MTT-32, No. 9, Sep. 1984.
- [4] Klaus Finkenzeller, RFID Handbook, Wiley, p.346, 2003.
- [5] Hewlett Packard, Technical Data for HSMS Series, p.1
- [6] T. S. Paing, R. Zane, "Resistor Emulation Approach to Low-Power Energy Harvesting", in Proc. IEEE Power Electron, Specialists Conf., Jeju, Korea, Jun. 2006, pp.1-7
- [7] T. Paing et al, "Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.23, No.3, p.1494, May 2008.

◆ 저자소개 ◆

박정흠 (朴正欽)

1990년 연세대학교 전기공학과 졸업. 1992년 연세대학교 전기공학과 졸업(석사). 1998년 연세대학교 전기공학과 졸업(박사). 1992년-1994년 삼성전기 종합연구소 연구원. 1998~2000년 삼성전자 반도체연구소 선임연구원. 2003~2004년 영국 Birmingham Univ. EDT Center 방문연구원. 2000년~현재 김포대학 IT학부 부교수.