MPPT 제어기능을 갖는 빛과 진동 에너지를 이용한 에너지 하베스팅 회로 설계

Design of an Energy Harvesting Circuit Using Solar and Vibration Energy with MPPT Control

윤 은 정*, 황 인 호*, 박 종 태*, 유 중 근**

Eun-Jung Yoon*, In-Ho Hwang*, Jong-Tae Park*, Chong-Gun Yu**

Abstract

This paper describes an energy harvesting circuit using solar and vibration energy with MPPT(Maximum Power Point Tracking) control for micro sensor nodes. The designed circuit employs MPPT control to harvest maximum power available from a PZT vibration element and an integrated solar cell. The harvested energies are simultaneously combined and stored in a storage capacitor, and then managed and transferred into sensor node by PMU(Power Management Unit). MPPT controls are implemented using the linear relationship between the open-circuit voltage of an energy transducer and its MPP(Maximum Power Point) voltage. The proposed circuit is designed in a CMOS 0.18um technology and its functionality has been verified through extensive simulations. The designed energy harvesting circuit and integrated solar cell occupy 2.85mm² and 8mm² respectively.

요 약

본 논문에서는 초소형 센서노드를 위한 MPPT(Maximum Power Point Tracking) 제어기능을 갖는 빛과 진동 에너지를 이용한 에너지 하베스팅 회로를 설계하였다. 설계된 회로는 MPPT 제어를 통해 온칩 솔라 셀과 압전소자로부터 최대 가용 전력을 수확하고, 수확된 에너지를 저장 커패시터에 병합하여 저장한다. 병합된 에너지는 PMU(Power Management Unit)를 통해 센서노드로 공급된다. MPPT 제어는 변환소자의 개방전압과 MPP 전압간의 비례관계를 이용하여 구현하였다. 제안된 회로는 0.18um CMOS 공정으로 설계하였으며, 모의실험을 통해 동작을 검증하였다. 설계된 에너지 하베스팅 회로와 온칩 솔라 셀의 칩 면적은 각각 2.85mm²와 8mm²이다.

Key words : Energy Harvesting, Solar Energy, Vibration Energy, MPPT, PMU

* 仁川大學校 電子工學科
(Dept. of Electronics Engineering, University of Incheon)

★ 교신저자: 유중근 (chong@incheon.ac.kr)

※ 본 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로
한국연구재단의 기초연구사업지원을 받아 수행된 것임
(2010-0021112). IDEC 지원에 의해서도 일부 수행되었음.
接受日:2012年07月 12日, 修正完了日: 2012年 08月 22日
掲載確定日: 2012年 09月 10日

1. 서론

오늘날 RFID/USN 기술은 리더기를 통해 태그 내에
수록되어 있는 정보를 읽어내는 단순한 기능에서 벗어
나, 무선 네트워크를 통해 사람과 사물간의 통신뿐만
아니라 사물과 사물간의 통신까지 정보흐름의 영역을
확대할 수 있는 센서노드 형태로 발전하고 있다. 이에

따라 센서노드에 전원공급이 문제가 되고 있는데 기존의 배터리는 크고 무거우며 유한한 수명을 가지고 있다는 단점이 있다. 이러한 센서노드에 자가 충전 또는 배터리 대용으로 사용될 수 있는 기술이 에너지 하베스팅(Energy Harvesting) 기술이다. 에너지 하베스팅은 주로 빛, 진동, 열 등 주변의 버려진 에너지를 전기 에너지로 변환하여 사용하는 기술로 친환경적이라는 점에서 더욱 주목을 받고 있다[1~3].

지금까지 에너지 하베스팅 기술에 대한 연구는 빛, 진동, 열 등 단일 에너지원을 이용한 연구가 주를 이루고 있다[1~4]. 한 가지 유형의 에너지 변환 소자만을 사용하는 경우에는 에너지 하베스팅이 환경 변화에 매우 민감하며, 따라서 응용분야가 제한적일 수밖에 없다. 최근 여러 에너지원을 사용하는 다중입력 에너지 하베스팅 기술에 대한 연구논문도 발표되고 있다[5~8]. 기존의 다중입력 에너지 하베스팅 시스템[5~7]에서는 입력단 스위칭에 의해 한 번에 하나의 에너지원으로부터 에너지를 수확할 수 있도록 되어 있어 다른 에너지원들에서 동시에 수확되는 에너지는 버려지게 되는 문제점이 있다. 참고문헌[8]에서는 여러 에너지원으로부터 동시에 에너지를 수확할 수 있는 회로를 구현하였으나, MPPT 제어기능을 적용하지 않았기 때문에 효율성이 떨어지며, 여러 개의 off-chip 솔라 셀과 PZT 소자를 사용하였기 때문에 초소형 센서 노드에의 적용에는 적합하지 않다.

에너지 변환소자들에는 최대 가용 전력을 출력하는 MPP(Maximum Power Point)가 존재하고 MPP는 변환소자의 주변 환경에 의해 실시간 변하기 때문에 MPPT(Maximum Power Point Tracking)가 필요하게 된다. 기존에 에너지 하베스팅 시스템에서는 최대 가용 전력을 에너지원으로부터 획득하기 위해 주로 복잡한 MPPT 알고리즘(ex: hill climbing algorithm)을 마이크로컨트롤러나 DSP를 사용하여 구현하고 있다[9~11]. 그러나 이러한 방법은 많은 비용과 전력이 요구되기 때문에, 본 설계의 응용분야인 초소형 센서 노드에는 적합하지 않다. 최근에 DSP를 사용하지 않고 비교적 간단한 회로 기술로 MPPT 제어를 구현하려는 연구가 시도되고 있다[1~3].

본 논문에서는 MPPT 제어 기능을 갖는 빛과 진동 에너지 하베스팅 회로를 제안하고 0.18um CMOS 공정으로 설계하였다. 제안된 회로는 빛과 진동 에너지를 동시에 얻기 쉬운 실외환경에 적용되는 초소형 센서노드를 대상으로 하기 때문에 빛 에너지 변환소자를 CMOS 공정의 포토다이오드(photodiode)를 이용하여 ISC(Integrated Solar Cell) 형태로 구현함으로써 시스템의 크기를 줄이고 다른 회로와 집적화하도록 하였다. 빛과 진동 에너지로부터 수확되는 에너지들

을 실시간 병합, 관리 및 저장을 할 수 있도록 하고, 에너지 변환 소자별로 실시간 MPPT를 통해 독립적인 에너지 관리 시스템을 구현하였다. MPPT 제어기능은 에너지 변환소자의 개방전압과 MPP 전압간의 연관성을 이용하여 간단히 구현하였다.

II. 회로설계

2.1 제안된 이중입력 에너지 하베스터 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하는 이중 입력 에너지 하베스팅 시스템의 블록도이다. 회로의 구성은 크게 빛 에너지 하베스팅 회로(SEHC), 진동에너지 하베스팅 회로(VEHC), 전력관리 회로(PMU)로 구성된다.

SEHC는 온칩 솔라 셀인 ISC(Integrated Solar Cell)로부터 빛에너지를 전기에너지로 변환하고, 변환된 에너지를 SEMC(Solar Energy MPPT Control)을 통해 MPP에서의 전력을 전하펌프(charge Pump)를 통해 승압하여 저장 커패시터 $C_{storage}$ 에 저장한다. VEHC는 압전소자(PZT)와 AC-DC 변환기를 통해 진동 에너지를 전기에너지로 변환하고, 변환된 에너지를 VEMC(Vibration Energy MPPT Control)를 통해 MPP에서의 전력을 전하펌프를 통해 승압하여 저장 커패시터에 저장한다. 저장 커패시터에 병합된 에너지는 PMU에 의해 제어되어 센서노드로 공급된다.

Fig. 1. Dual-Input Energy Harvesting Circuit

그림 1. 이중 입력 에너지 하베스팅 회로

2.2 제안된 온칩 빛에너지 하베스팅 회로

그림 2는 본 논문에서 제안하는 MPPT 제어기능을 포함한 온칩 빛에너지 하베스팅 회로의 블록도이다. 회로의 구성은 ISC, Voltage booster, SEMC, 전하펌프로 구성된다. ISC를 p-diff/n-well 다이오드들의 병렬연결로 구현하였기 때문에 ISC에서 출력되는 전압은 최대 0.5V 정도로 SEMC를 구동하기에는 어려움이 있다. Voltage booster는 ISC의 출력전압을 1V 이상으로 승압하여 SEMC에 공급한다. SEMC는 ISC의 출력전압이 MPP 근처($V_{MPP,min} \sim V_{MPP,max}$)에서 동작하도록 하는 MPPT 제어 기능을 하며, ISC로부터 수확

Fig. 2 Proposed on-chip photo energy harvester
그림 2. 제안된 온칩 빛에너지 하베스터

된 에너지를 스위치를 통해 전하펌프에 전달하는 역할을 한다.

2.2.1 Integrated Solar Cell (ISC)

본 논문에서는 그림 3과 같이 n-well에 p-diffusion finger를 일정한 간격으로 배치하는 finger 구조의 레이아웃 패턴으로 main ISC와 pilot ISC를 설계하였다. 참고문헌[1]에서 1mm^2 의 면적을 갖는 ISC (p-diff/n-well 다이오드)는 $300\text{W}/\text{m}^2$ 의 조도에서 약 $12.3\mu\text{A}$ 의 전류를 생성하는 것으로 보고되었다. 이 연구 결과를 바탕으로 본 논문에서는 $100\mu\text{A}$ 의 전류를 발생하는 ISC를 설계하기 위해 Main ISC의 면적을 8mm^2 의 크기로 설계하였다.

그림 4는 설계된 ISC의 등가회로 모델과 출력특성을 나타낸다. 등가모델의 전류원은 빛에 의해 발생한 전류를 나타내며, 다이오드는 n-well과 기판 사이에

Fig. 3 Layout structure of the designed ISC
그림 3. 설계된 ISC의 레이아웃 구조

Fig. 4 (a) Equivalent model (b) I-V(P-V) characteristics of the designed ISC

그림 4. 설계된 ISC의 (a) 등가 모델 (b) I-V(P-V) 특성

존재하는 기생다이오드이다. 두 개의 저항은 ISC 등가모델의 병렬 및 직렬 임피던스 성분을 나타낸다. 그림 5의 링에 해당되는 40kLux 의 빛에서 설계된 ISC는 480mV 의 개방전압(V_{oc})과 $100\mu\text{A}$ 의 단락전류(I_{sc}) 특성을 보인다.

2.2.2 Voltage Booster

Voltage booster는 ISC에서 출력되는 0.5V 이하의 전압 V_{sc} 를 SEMC가 동작하는데 필요한 1V 의 이상의 전압 V_{cp} 로 승압하는 역할을 한다. Voltage booster는 링 발진기(ring oscillator)와 버퍼(buffer), 그리고 전하펌프(charge pump) 회로로 구성되어 있다.

그림 5의 링 발진기는 인버터 3단 체인 형태로 구성하였으며, 인버터를 추가하여 발진 출력을 개선하고 중첩되지 않는 클록을 생성하였다. 링 발진기의 출력에는 버퍼 단을 연결하여 비교적 크기가 큰 전하펌프의 단(stage) 커패시터들을 구동하도록 하였다. 설계된 링 발진기의 발진 주파수와 소비전류는 약 2MHz 와 800nA 이다.

그림 5. 링 발진기와 버퍼
Fig. 5 Ring oscillator and buffer

Voltage booster의 전하펌프는 Dickson 유형의 전하펌프 회로를 사용하였다. 본 설계에서는 ISC의 출력전압(수백 mV)으로부터 1V 이상의 승압된 전압을 얻기 위해 전하펌프를 8단으로 구성하였으며, 각 단계에 사용된 커패시터(C_{stage})는 4pF 를 사용하였다. 또한 작은 입력 전압으로부터 트랜지스터가 펌핑(pumping) 동작을 원활히 수행하도록 하기 위해 공정에서 제공하는 medium-Vt 트랜지스터를 사용하였다.

2.2.3 SEMC (Solar Energy MPPT Control)

그림 6은 SEMC의 블록도이다. SEMU의 구성은 pilot ISC와 비교기, 디지털 로직 게이트 등으로 구성된다. Pilot ISC는 출력에 연결된 저항 분주기(divider)를 통해 main ISC의 MPP 전압에 해당하는 기준전압($V_{MPP,max}$, $V_{MPP,min}$)을 비교기에 공급하는 역할을 한다. 비교기는 pilot ISC에서 공급된 기준전압을 main ISC의 출력인 V_{sc} 와 비교하여 V_{sc} 가 $V_{MPP,max}$ 또는 $V_{MPP,min}$ 에 도달했는지를 감지한다. 비교기가 감지한 신

호를 기반으로 디지털 로직 회로는 enable 신호 V_{EN} 을 발생시켜서, 부하에 전력을 공급하기 위한 전력(power) 스위치의 on/off 상태를 결정하게 된다.

Fig. 6 SEMC block diagram
그림 6. SEMC 블록도

SEMC의 동작원리는 그림 7에서와 같이 V_{SC} 가 $V_{MPP,max}$ 보다 커지면 enable 신호 'EN'이 '1'이 되어, nMOS 트랜지스터로 구현된 전력 스위치를 'on'시키고, V_{SC} 가 $V_{MPP,min}$ 보다 작아지면 'EN'이 '0'이 되어, 스위치는 'off'된다. ISC의 최대 전력전달 점인 V_{MPP} 의 예측은 다음 식에서와 같이 ISC의 MPP 전압과 개방회로 전압 V_{OC} 사이에 비례관계가 성립한다는 점[1]을 이용하였다.

$$V_{MPP} \cong K \cdot V_{OC} \quad (1)$$

참고문헌 [1]에 따르면 비례상수 K 는 일사량에 따라 변하지만, K 가 고정됐다고 가정해도 MPP 예측의 오차는 5% 이내 임을 측정결과로 보여주었다.

Fig. 7 MPPT operational principles
그림 7. MPPT 동작원리

본 논문에서는 작은 크기의 pilot ISC를 이용하여 main ISC의 V_{OC} 를 실시간 추적할 수 있도록 하였다. Pilot ISC는 main ISC와 같은 공정으로 같은 칩에 집적되기 때문에 같은 환경에서 같은 빛의 세기를 받게 된다. 따라서 두 ISC의 MPP는 일치한다고 가정할 수 있다.

본 설계에서 사용된 ISC의 K 값은 그림 4에서 보듯이 약 $0.78(V_{OC}=480mV, V_{MPP}=375mV)$ 이며 $V_{MPP,max}$ 와 $V_{MPP,min}$ 은 V_{MPP} 를 기준으로 대략 $\pm 5\%$ 이내로 트래킹

(tracking)할 수 있도록 pilot ISC 출력의 저항 분주기 저항 값을 설정하였다. 저항 분주기에 사용된 저항 값의 합은 $2M\Omega$ 으로 비교적 큰 값을 사용하였기 때문에 $V_{MPP,max}$ 와 $V_{MPP,min}$ 은 pilot ISC의 개방전압 V_{OC} 에 비례하는 값이 된다.

2.2.4 Charge Pump

MPPT 제어가 된 온칩 솔라 셀의 MPP 전압은 센서 노드를 구동하기에는 너무 작기 때문에 센서노드를 동작시키는데 필요한 전압이상으로 승압이 필요하다. 이를 위한 전하펌프는 그림 8에서와 같이 Dickson 전하펌프 구조를 사용하였으며 8단으로 구성하였다. 단 커패시턴스(C_{Stage})는 $10pF$ 을 사용하였으며 $M1 \sim M8$ 은 native MOSFET를 사용하여 전압강하를 줄였으며, 마지막 트랜지스터 $M9$ 는 일반 MOSFET를 사용하여 역전류를 방지하였다.

Fig. 8 Load charge pump circuit
그림 8. 부하 전하펌프 회로

2.3 제안된 진동에너지 하베스팅 회로

그림 9는 본 논문에서 제안하는 MPPT 제어기능을 갖는 진동에너지 하베스팅 회로의 블록도이다. 회로의 구성은 압전소자(piezoelectric device), AC-DC 변환기, VEMC, 전하펌프로 구성되어 있다. 압전소자의 출력 전압은 교류 형태이기 때문에 직류로 변환하기 위한 AC-DC 변환기인 전파 정류기(FWR)가 필요하다. VEMC는 압전소자의 출력전압이 MPP 근처에서 동작하도록 하는 MPPT 제어 기능을 하며, 압전소자로부터 수확된 에너지를 스위치를 통해 전하펌프에 전달하는 역할을 한다.

Fig. 9. Proposed Vibration Energy Harvester
그림 9. 제안된 진동에너지 하베스터

2.3.1 압전소자

압전소자는 진동 에너지를 전기 에너지로 변환하는 역할을 한다. 그림 10은 압전소자의 등가 회로와 출력 특성을 나타낸다. 교류 전류원의 진폭은 진동의 주파수와 크기에 따라 변하며, C_p 는 압전소자에 존재하는 고유의 커패시터이다. 본 논문에서 사용된 압전소자(QP20W)의 경우 C_p 의 값은 200nF이며, 80Hz의 주파수와 $7m/s^2$ 의 진동크기에서 개방회로 전압은 3V이하고 최대 생성 전력은 125 μ W 이다[4].

2.3.2 AC-DC 변환기 (FWR)

그림 11은 AC-DC 변환기로 설계된 전파 정류기이며 압전소자로부터 생성된 AC 전압을 DC 전압으로 변환하는 역할을 한다. 기존의 전파 정류기에서처럼 4개의 다이오드로 구성할 경우, 출력에서의 전압 강하로 전력 변환 효율이 떨어지는 단점이 있다. 이 문제를 해결하기 위해 4개의 MOSFET 스위치만으로 정류기를 구성할 경우, 스위치에서의 전압 강하는 감소하지만 전류의 역 흐름을 차단하지 못해 전력 변환 효율이 떨어진다. 본 논문에서는 MOSFET 스위치에 비교기를 추가한 active 다이오드[12]를 사용하여, 다이오드만으로 또는 MOSFET 스위치만으로 구성했을 때 발생하던 문제점을 보완하였다.

Fig. 10 (a) Equivalent model (b) I-V(P-V) characteristics of the piezoelectric device

그림 10. 압전소자의 (a) 등가 모델 (b) I-V(P-V) 특성

Fig. 11. Full-wave rectifier

그림 11. 전파 정류기

그림 12는 압전소자의 개방회로를 입력으로 사용하고 설계된 전파 정류기의 출력 특성을 모의실험 한 결과이다. 압전소자의 전력-전압 특성과 마찬가지로 정류

기의 개방회로 전압이 3V일 때 그 절반인 1.5V 부근에서 최대 가용전력이 생성되는 것을 확인 할 수 있다.

Fig. 12. P-V Characteristic of FWR

그림 12. 전파 정류기의 전력-전압 특성

2.3.3 VEMC (Vibration Energy MPPT Control)

그림 9에서와 같이 VEMC는 Pulse Generator, Control Logic, Sampler, Enable Generator 등으로 구성된다. Pulse Generator에서는 전파 정류기의 개방회로 전압을 주기적으로 샘플링하기 위한 신호(MC)와 Control Logic에 필요한 신호(SH/MC)를 출력한다. Control Logic은 Sampler 동작에 필요한 신호를 출력하고, Sampler는 전파정류기의 개방회로 전압을 주기적으로 샘플링하여 Enable Generator에 전달하는 역할을 한다. Enable Generator는 먼저 샘플링 된 전압($V_{CV,opt}$)을 기준으로 MPP 전압 범위, 즉 최대 MPP 기준전압($V_{CV,max}$)과 최소 MPP 기준전압($V_{CV,min}$) 값을 생성한다. 그리고 전파정류기의 출력 전압인 V_{CV} 가 $V_{CV,max}$ 보다 크면 전력 스위치(power switch)를 'on'시켜서 부하로 전력을 공급하고, $V_{CV,min}$ 보다 작으면 전력 스위치를 'off' 시켜서 부하에 전력 공급을 차단한다. 따라서 압전소자는 항상 MPP 근처에서 동작 하게 된다.

2.3.4 Pulse Generator

그림 13은 Pulse Generator 블록 다이어그램이다. 압전소자에서 생성되는 교류전압 V_{PZT} 로부터 인버터를 사용하여 클록으로 복원한다. 7bit 카운터의 상위 6개 bit가 '0'일 때 'MC'는 '1'이 되고, 나머지 경우에는 '0'이 된다. 신호 'SH'는 128 사이클을 주기로 '0'과 '1'을 토글한다. 또한 전파 지연으로 인해 어긋난 'SH'와 'MC' 신호를 동기화시키기 위해 D 플립플롭 2개를 사용하였다. 생성된 'MC' 신호는 전파 정류기의 출력 커패시터(C_{FWR})와 저장 커패시터(C_{CV}) 사이의 MOSFET 스위치를 주기적으로 개방하여 압전소자의 개방회로 전압을 샘플링하기 위한 신호로 사용된다.

Fig. 13 Block diagram of Pulse Generator
그림 13. Pulse Generator 블록 다이어그램

2.3.5 Control Logic

그림 14는 Control Logic의 회로도이다. Sampler 동작에 필요한 신호를 출력한다. 'Sample' 신호와 'Hold' 신호는 겹치지 않아야 샘플링 한 신호의 손실이 없다. 따라서 입력된 신호 'SH'와 'MC'를 Non overlapping signal generator를 통해 위상이 180° 차이나고 오버랩 되지 않는 신호를 생성한다.

Fig. 14 Schematic of Control Logic
그림 14. Control Logic 회로도

2.3.6 Sampler

그림 15는 Sampler의 회로도이다. 개방회로 전압을 연속적으로 전달하기 위해 2개의 Sample/Hold 경로를 사용하였다. 'Hold' 신호의 유지 시간이 길어서 발생하는 누설전류로 인한 샘플링된 신호의 손실을 줄이기 위해서는 큰 커패시턴스 값을 사용해야만 한다. 본 설계에서는 커패시턴스 값을 줄이기 위해 샘플링 단을 2단으로 구성하였다. 사용된 C_{SHA} 와 C_{SHB} 의 값은 15pF이다. MPPT 제어가 동작하는 경우 Sampler는 개방회로 전압의 1/2 근처의 전압으로 구동된다. 즉 Sampler의 VDD로 공급되는 전압은 1.5V 근처이다. 따라서 개방회로 전압의 1/2 전압을 샘플링하여 sampler의 입력으로 사용하기는 어렵다. 본 설계에서는 sampler의 원활한 동작을 위해 개방전압의 1/8 (MPP 전압 $V_{CV,opt}$ 의 1/4) 전압을 Sampler의 입력으로 사용하였다.

Fig. 15 Sampler schematic
그림 15. 샘플러 회로도

2.3.7 Enable Generator

그림 16은 Enable Generator의 회로도이다. 샘플링된 전파 정류기 출력의 MPP 전압($V_{CV,opt}$)을 기준으로 최대 MPP 전압($V_{CV,max}$)과 최소 MPP 전압($V_{CV,min}$)을 생성한 뒤, 전파 정류기 출력전압(V_{CV})과 비교하기 위해 2개의 비교기로 인가한다. 실제로는 비교기의 동작을 위해 각각의 전압의 1/4 전압을 사용하여 비교한다. 밴드갭 회로(BGR)를 사용하여 기준 전류를 생성하고, 이 전류를 저항 R1과 R2에 공급하여 $V_{CV,max}$ 와 $V_{CV,min}$ 을 생성하였으며 각각 $V_{CV,opt}$ 전압과 $\pm 60mV$ 정도 차이가 나도록 설계하였다. V_{CV} 가 $V_{CV,max}$ 보다 커지면 enable 신호 'EN'이 '0'이 되어, pMOS 트랜지스터로 구현된 전력 스위치를 'on'시키고, V_{CV} 가 $V_{CV,min}$ 보다 작아지면 'EN'이 '1'이 되어, 스위치는 'off'된다.

Fig. 16 Enable Generator schematic
그림 16. Enable Generator 회로도

2.4 Power Management Unit (PMU)

그림 17은 전력관리 회로(PMU)의 전체블록도이다. PMU는 pMOS 스위치, 비교기, 래치로 구성되어 있다. 두 개의 비교기 중 하나는 $V_{Cstorage}$ 의 최소값을 감지하고 또 다른 하나는 $V_{Cstorage}$ 의 최대값을 감지하는 역할을 한다. 비교기가 감지한 신호가 래치로 전달되면 래치는 감지된 신호에 따라 pMOS 스위치를 on/off 시킬 신호를 내보낸다. 따라서 V_{SW} 에 따라 저장 커패시터가 충전과 방전을 반복하게 되고 이 때 방전되는 에너지

가 부하에 공급된다.

Fig. 17 Power Management Unit
그림 17. 전력관리 회로

III. 모의실험 결과

3.1 빛에너지 하베스팅 회로 모의실험 결과

빛에너지 하베스팅회로 모의실험은 구름 낀 날에 해당하는 40kLux의 조도에서 480mV의 개방전압(V_{oc})과 100 μ A의 단락전류(I_{sc}) 특성을 갖는 그림 4(a)의 ISC 등가회로를 사용하였다. 그림 2에서 전하펌프 대신 V_{Load} 에 부하저항 3.6k Ω 을 달고 모의실험한 결과를 그림 18에 보였다. Main ISC의 출력전압 V_{sc} 는 의도했던 대로 $V_{MPP,max}$ 와 $V_{MPP,min}$ 사이의 값을 가지며 MPP 근처에서 동작하는 것을 첫 번째 파형에서 확인할 수 있다. 두 번째 파형인 Voltage Booster의 출력 V_{cp} 는 SEMC가 동작하는데 필요한 1V 이상의 전압을 공급하는 것을 알 수 있다. V_{sc} 값에 따른 SEMC의 출력 enable 신호, V_{en} 과 전력 스위치의 on/off 동작에 따라 부하에 전달되는 전압 신호인 V_{Load} 를 세 번째와 네 번째 파형에서 확인할 수 있다. Voltage booster와 SEMU는 각각 8.88 μ W와 1.87 μ W를 소모한다.

Fig. 18 Simulation results of the designed photo energy harvester

그림 18. 설계된 빛에너지 하베스터의 모의실험 결과

3.2 진동에너지 하베스팅 회로 모의실험 결과

모의실험은 3V의 V_{oc} 와 150 μ A의 I_{sc} 특성을 갖는 그림 10(a)의 PZT 등가회로를 이용하였고 그 결과를 그림 19와 20에 보였다. 그림 19의 (a)는 압전소자로부터

FWR에 입력되는 전압 V_{PZT} 파형이다. 그림 19의 (b)와 (c)는 MC 신호와 SH 신호이다. 그림 19의 (d)는 FWR의 출력 전압 V_{vd} 로 MC 신호가 '1' 일 때, 즉 샘플링 구간 동안은 FWR의 개방전압에 해당하는 약 3V 정도가 되며, 'Hold' 구간 동안에는 MPP 전압(개방전압의 1/2)에 해당하는 약 1.5V 정도의 전압을 유지하는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 19 (a) FWR input (b) MC (c) SH (d) FWR output
그림 19. (a) FWR 입력 (b) MC (c) SH (d) FWR 출력

그림 20 (a)는 Enable Generator에 입력되는 MPP 전압($V_{cv,opt}/4$)과 내부적으로 발생된 최대 MPP 기준전압($V_{cv,max}/4$), 최소 MPP 기준전압($V_{cv,min}/4$) 그리고 전파정류기의 출력전압($V_{cv}/4$) 파형이다. 그림 20 (b)는 Enable Generator의 출력 신호 'EN' 파형이다. 그림으로부터 V_{cv} 가 $V_{cv,max}$ 보다 커지면 부하로 전력을 공급하고 $V_{cv,max}$ 보다 작아지면 전력 공급을 중단하는 것을 확인할 수 있다. VEHC의 전체 전력소모는 3.78 μ W이다.

Fig. 20 (a) MPP reference voltages (b) Enable Generator output

그림 20. (a) MPP 기준 전압 (b) Enable Generator 출력

3.3 이중입력 에너지 하베스팅 회로 모의실험 결과

본 논문에서 사용된 진동 및 빛 에너지는 항상 같은 에너지를 출력하는 것이 아니라, 주변 환경의 변화에 따라 출력되는 에너지의 양이 달라질 수 있다. 또한, 진동 에너지 또는 빛 에너지만 존재할 수 있고, 둘 다 존재하는 경우도 있을 수 있다. 따라서 모의실험은 각 경우에

따라 빛 에너지만 공급될 때, 진동 에너지만 공급될 때와 두 에너지가 함께 공급될 때를 비교하였다. 이 때 C_{storage} 는 10nF로 모의실험을 하였다.

그림 21은 진동 에너지가 빛 에너지 보다 큰 경우, 저장 커패시터에 충전되는 전압 파형이다. 이중 입력일 때의 전압의 상승 기울기는 진동 또는 빛 에너지만 공급될 때 보다 가파르며 승압 레벨은 강한 에너지를 출력하는 진동 에너지의 출력 전압을 따른다.

Fig. 21 Output waveforms when $E_{\text{vibration}} > E_{\text{solar}}$
그림 21. 진동에너지가 빛에너지보다 큰 경우 출력파형

그림 22는 빛 에너지가 진동 에너지보다 큰 경우, 저장 커패시터에 충전되는 전압 파형이다. 이중 입력일 때의 출력전압 상승 기울기가 가장 가파르며 승압 전압은 강한 에너지를 출력하는 빛 에너지의 출력을 따른다.

Fig. 22 Output waveforms when $E_{\text{vibration}} < E_{\text{solar}}$
그림 22. 빛에너지가 진동에너지보다 큰 경우 출력파형

두 가지 경우 모두 전하펌프의 reverse current protection에 의해 저장 커패시터로부터 역전류가 발생하지 않음을 모의실험을 통해 확인할 수 있었다.

3.4 전체 회로 모의실험 결과

그림 1의 이중 입력 하베스팅 회로의 최종 출력에 300kΩ의 부하저항을 달고 전체회로를 모의실험한 결과를 그림 23에 보였다. 저장 커패시터에 저장된 전압이 V_{Cmax} 에 도달하면 EN 신호가 '0'이 되면서 pMOS 스위치가 on이 되어 부하로 전력을 공급하기 시작하며,

V_{Cstorage} 가 V_{Cmin} 에 도달하면 EN이 '1'이 되어 스위치가 off되고 전력공급을 중단한다. 이 때 PMU의 밴드갭 회로가 600mV의 전압을 비교기에 공급하는 것을 확인할 수 있다. PMU는 3.58uW의 전력을 소모한다.

Fig. 23 Simulation results of the entire circuit (Fig. 1)
그림 23. 전체회로 (그림 1)의 모의실험 결과

그림 2와 9의 V_{Load} 단에 부하저항을 달고 SEHC와 VEHc의 효율을 측정한 결과를 그림 24에 보였다. SEHC는 대략 4kΩ에서 최대 78.5%의 효율을 보였고 VEHc는 5kΩ에서 95.6%의 최대 효율을 보였다. SEHC가 VEHc보다 낮은 효율을 보이는데 이는 전류 소모가 많은 voltage booster를 사용하기 때문이다.

Fig. 24 Efficiency of SEHC and VEHc
그림 24. SEHC와 VEHc의 효율

설계된 ISC와 이중입력 하베스터의 레이아웃 도면을 그림 25와 26에 보였다. Main ISC의 면적은 2mm×4mm이고 pilot ISC는 1mm×0.4mm이며 에너지 하베스팅 회로는 패드를 포함하여 1.5mm×1.9mm이다.

기존에 발표된 에너지 하베스팅 회로와 본 논문에서 제안한 회로를 표 1에 비교하였다. 표에서 보듯이 본 논문은 처음으로 MPPT 제어기능을 갖는 on-chip 빛 에너지와 진동에너지를 이용한 에너지 하베스팅 회로를 설계하였다.

Table. 1 Comparison of the energy harvesting circuits

표 1. 에너지 하베스팅 회로 비교

Parameter	[2]	[4]	[6]	[8]	This work
Energy Source	Solar (off-chip)	Vibration (off-chip)	Solar & Vib. (off-chip)	Solar & Vib. & RF (off-chip)	Solar(on-chip) & Vib.(off-chip)
Input voltage (V)	2~3.6	1.02~1.14	-	Solar/RF: 1.3~2.5 Vib.: 1~2.5	Solar: 0.35~0.38 Vib.: ~1.5V
MPPT Control	O	X	X	X	O
Architecture	Charge pump & Controller	Simple control circuits	SC booster & DC-DC converter	LDO & Controller	Charge pump & Simple circuits
Maximum Efficiency(%)	67 (@1141lux)	-	74.5(DC/DC)	-	Solar: 78.5(@40kux) Vib.: 95.6
Controller Power(uW)	-	67	3	160	17
Process(um)	0.35	0.13	0.25	0.13	0.18

Fig. 25 ISC Layout

그림 25. ISC 레이아웃

Fig. 26 Layout of the dual-input energy harvester

그림 26. 이중입력 에너지 하베스터 레이아웃

IV 결론

본 논문에서는 0.18um CMOS 공정을 이용하여 MPPT 제어 기능을 갖는 빛과 진동에너지에 이용한 에너지 하베스팅 회로를 설계하였다. 설계된 이중입력

에너지 하베스팅 회로는 각각의 에너지를 MPPT 제어를 통해 동시에 실시간 병합할 수 있기 때문에 기존에 연구되어왔던 단일 입력 하베스팅 회로나 다중입력 하베스팅 회로보다 환경 변화에 덜 민감하다는 장점을 갖는다. 또한 빛 에너지 변환 소자를 집적화함으로써 시스템의 크기를 줄여 초소형 센서노드에 적용이 용이하다. 설계된 회로는 요구되는 duty rate가 비교적 낮으며, 빛과 진동 에너지를 동시에 얻기 쉬운 다리(bridge)와 같은 구조물 모니터링과, 산림 등의 환경 모니터링에 적용될 수 있다.

본 논문에서 제안된 에너지 하베스팅 방식은 에너지 변환 소자 각각에 대해 최적화된 에너지관리 시스템의 독립적 모듈화 설계 및 병합을 가능하도록 하였기 때문에, 에너지 변환 소자 수에 무관하게 시스템을 동작시킬 수 있다. 따라서, 이중 입력뿐만 아니라 삼중 이상의 다중 입력 에너지 하베스팅 회로에 확장이 매우 용이하다.

참고문헌

- [1] D. Dondi, A. Bertacchini, L. Larcher, P. Pavan, D. Brunelli, and L. Benini, "A solar energy harvesting circuit for low power applications," *IEEE ICSET*, pp. 945-949, 2008.
- [2] H. Shao, C. Tsui, and W. Ki, "The Design of a Micro Power Management System for Applications Using Photovoltaic Cells With the Maximum Output Power Control," *IEEE Trans. on VLSI Systems*, vol.17, no.8, pp. 1138-1142, 2009.
- [3] I. Doms, P. Merken, C. Van Hoof, and R. P.

- Mertens, "Capacitive Power Management Circuit for Micropower Thermoelectric Generators With a 1.4 μ A Controller," *IEEE JSSC*, vol. 44, no. 10, pp. 2824-2833, 2009.
- [4] J. Colomer-Farrarons, P. Miribel-Catala, A. Saiz-Vela, M. Puig-Vidal, and J. Samitier, "Power-Conditioning Circuitry for a Self-Powered System Based on Micro PZT Generators in a 0.13 μ m Low-Voltage Low-Power Technology," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 9, pp. 3249-3257, September 2008.
- [5] K. Lin, T. K. K. Tsang, M. Sawan, and M. N. El-Gamal, "Radio-Triggered Solar and RF Power Scavenging and Management for Ultra Low Power Wireless Medical Applications", *IEEE ISCAS*, pp. 5728-5731, 2006.
- [6] N. J. Guilar, R. Amirtharajah, P. J. Hurst, and S. H. Lewis, "An Energy-Aware Multiple-Input Power Supply with Charge Recovery for Energy Harvesting Applications", *ISSCC*, pp. 298-300, 2009.
- [7] S. Saggini and P. Mattavelli, "Power Management in Multi-Source Multi-Load Energy Harvesting Systems", *EPE*, pp. 1-10, 2009.
- [8] J. Colomer-Farrarons, P. Miribel-Catala, A. Saiz-Vela, and J. Samitier, "A Multiharvested Self-Powered System in a Low-Voltage Low-Power Technology," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 9, pp. 4250-4263, Sept. 2011.
- [9] C. Hua et al., "Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 99-107, Feb. 1998.
- [10] W. Wu et al., "DSP-Based multiple peak power tracking for expandable power system," in *Proc. Applied Power Electronics Conf. and Exposition 2003*, vol. 1, pp. 525-530, 2003.
- [11] C. Hua and C. Shen, "Control of DC/DC converters for solar energy system with maximum power tracking", *23rd IECON*, vol.2, pp. 827-832, 1997.
- [12] 이덕환, 전지호, 박종태, 유종근, "진동에너지 하베스팅을 위한 고효율 정류회로 설계," 2010년도 SoC 학술대회, 대한전자공학회, pp.197-200, 2010.

저 자 소 개

윤 은 정 (학생회원)

2011년 2월 : 인천대학교 전자공학과 졸업 (공학사)

2011년 3월 ~ 현재 : 인천대학교 대학원 전자공학과 석사과정

<주관심분야> 에너지 하베스팅 회로 설계

황 인 호 (학생회원)

2011년 2월 : 인천대학교 전자공학과 졸업 (공학사)

2011년 3월~현재 : 인천대학교 대학원 전자공학과 석사과정

<주관심분야> 에너지 하베스팅 회로 설계

박 종 태 (정회원)

1981년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사)

1983년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1987년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1983년 8월 ~ 1985년 8월 : 금성

반도체(주) 연구소 연구원

1991년 1월 ~ 1991년 12월 : MIT Post Doc.

2000년 7월 ~ 2001년 8월 : UC Davis 방문교수

1987년 3월 ~ 현재 : 인천대학교 전자공학과 교수

<주관심분야> CMOS Reliability, Nano-scale CMOS, SOI/MOSFET, RF-CMOS

유 종 근 (정회원)

1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과
졸업 (공학사)

1987년 2월 : 연세대학교 대학원 전
자공학과 (공학석사)

1993년 2월 : Iowa State University
전기 및 컴퓨터공학과 Ph.D.

2009년 8월 ~ 2010년 7월 : UC

Davis 방문교수

1994년 3월 ~ 현재 : 인천대학교 전자공학과 교수
<주관심분야> CMOS Analog/Mixed-mode IC 설계,
RFIC 설계, Energy harvesting system 설계