

진동과 열에너지를 이용한 자동 스위칭 에너지 하베스팅 회로

An Auto-Switching Energy Harvesting Circuit Using Vibration and Thermoelectric Energy

윤은정*, 유종근**

Eun-Jung Yoon*, Chong-Gun Yu**

Abstract

In this paper an auto-switching energy harvesting circuit using vibration and thermoelectric energy is proposed. Since the maximum power point of a thermoelectric generator(TEG) output and a vibration device(PEG) output is 1/2 of their open-circuit voltage, an identical MPPT controller can be used for both energy sources. The proposed circuit monitors the outputs of the TEG and PEG, and chooses the energy source generating a higher output voltage using an auto-switching controller, and then harvests the maximum power from the selected device using the MPPT controller. The proposed circuit is designed in a 0.35um CMOS process and its functionality has been verified through extensive simulations. The designed chip occupies 1.4mm×1.2mm including pads.

요약

본 논문에서는 진동과 열에너지를 이용한 자동 스위칭 에너지 하베스팅 회로를 제안한다. 열전소자와 진동소자로부터 출력되는 에너지는 최대 가용전력지점이 개방전압의 1/2로 같기 때문에 동일한 MPPT(Maximum Power Point Tracking) 제어회로를 사용할 수 있다. 제안된 회로는 하나의 MPPT 제어회로를 사용하고, 자동 스위칭 기능을 적용하여 열전소자의 출력과 진동소자의 출력을 모니터링하여 전압이 더 큰 소자로부터 최대 가용전력을 수확한다. 제안된 회로는 0.35 μ m CMOS 공정으로 설계하였으며, 모의실험을 통해 동작을 검증하였다. 설계된 회로의 칩 면적은 PAD를 포함하여 1.4mm×1.2mm이다.

Key words : Auto-Switching, MPPT, Energy Harvesting, Vibration Energy, Thermoelectric Energy

1. 서론

오늘날 집적회로의 발전은 임플란트 디바이스, 환경

모니터링, 웨어러블 센서 등 다양한 분야에 초소형, 초저전력 센서의 적용을 가능하게 하고 있다. 센서의 발전 양상에 따라 센서에 전원을 공급하는 배터리도 함께 발전되어야 하지만 배터리의 발전은 기술적인 한계

* Dept. of Electronics Engineering, Incheon National University

★ Corresponding author: Chong-Gun Yu(chong@inu.ac.kr/032-835-4770)

※ Acknowledgment: This work was supported by Basic Science Research Program through NRF (2014046387) and was partially supported by IDEC.

Manuscript received Apr. 2, 2015; revised May. 29, 2015 ; accepted May. 29, 2015

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

로 발전 속도가 느리다. 기존의 배터리는 크고 무거우며 유한한 수명을 가지고 있어 초소형 센서에 적용하기에는 어려움이 있으며, 센서의 위치에 따라 배터리 교체가 어려울 수 있다. 이러한 초소형, 초저전력 센서에 자가 충전 또는 배터리 대용으로 사용될 수 있는 방법 중 하나가 에너지 하베스팅(energy harvesting) 기술이다[1~10].

에너지 수확을 위해 필요한 에너지 변환소자들에는 최대 가용 전력을 출력하는 MPP(Maximum Power Point)가 존재하고, MPP는 주변 환경에 의해 실시간 변하기 때문에 효율적인 에너지 수확을 위해선 MPPT(MPP Tracking)가 필요하다. 다양한 MPPT 방법들[7] 중에 hill-climbing 방식과 FOC(fractional open-circuit) 방식이 주로 사용되고 있다. Hill-climbing 방식은 MPP에 도달할 때까지 전력변환기(power converter)의 스위칭 주파수나 듀티 사이클(duty cycle)을 지속적으로 변화시키는 방식이고 [4,5], FOC 방식은 PV 셀의 MPP 전압과 개방회로 전압 사이의 선형적 관계를 이용하는 방법이다[8, 9].

에너지 하베스팅은 주변 환경변화에 따라 수확되는 에너지양이 변하기 때문에 하나의 에너지원을 이용하는 것보다는 여러 개의 에너지원을 이용하여 에너지를 수확하는 것이 환경변화에 덜 민감하다. 기존에 발표된 다중 입력 에너지 하베스팅 방식으로는 각 에너지원에서 수확된 에너지를 저장 커패시터에 저장한 후 저장 커패시터들을 직렬 연결하여 합치거나[2], 순간적으로 최대 전력을 출력하는 에너지원을 선택하여 수확하는 방법[3]이 있다. 여러 개의 에너지를 동시에 수확하는 방법으로는 스위칭 유형 DC-DC 변환기 구조가 많이 사용되고 있으며, 여러 개의 인덕터를 사용하는 방식[4]과 하나의 인덕터를 공유하는 방식[5, 6]이 제안되고 있다. 그러나 이들 방식은 부피가 큰 외부 인덕터가 필요하며, MPPT 기능을 구현하기 위해서는 각각의 에너지원에 별도의 MPPT 회로가 필요하기 때문에 초소형, 초저전력 센서에는 적합하지 않을 수 있다.

기존의 MPPT가 적용된 다중 입력 에너지 하베스팅 중 참고문헌 [5]는 하나의 인덕터를 이용하여 빛, 진동 및 열에너지를 MPPT를 적용하여 수확하는 시스템을 제안하고 있으나, 진동과 열에너지는 MPP를 안다는 가정하에 DC-DC 변환기의 입력 임피던스를 고정하는 방법을 사용하고 있으며, 빛에너지에 대해서만 hill-climbing 방식의 MPPT를 적용하고 있다. 참고문헌 [4]는 각 에너지원에 hill-climbing 방식의 MPPT를 적용하였으나 마이크로컨트롤러를 이용해 구현하였기 때문에 많은 비용과 전력이 요구되는 문제가 있다.

본 논문에서는 자동 스위칭과 MPPT 기능을 갖는

진동과 열에너지를 이용한 에너지 하베스팅 회로를 제안하고 0.35 μ m CMOS 공정으로 설계하였다. 초소형, 초저전력 센서노드와 같은 응용분야의 경우에는 아주 작은 전력으로도 구동할 수 있도록 구현되어야 하기 때문에, 다중 에너지원으로부터 동시에 에너지를 수확할 필요성은 크지 않을 수 있다. 오히려 필요한 개별 소자 수를 줄여서 시스템의 크기와 무게를 줄이고 비용을 절감하는 것이 우선순위가 될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 동일한 MPPT 제어회로를 사용할 수 있는 진동과 열에너지를 에너지원으로 선택하고, 자동 스위칭 기능을 적용하여 출력 전력이 더 큰 에너지원으로부터 최대 가용 전력을 수확할 수 있는 시스템을 제안하였다. 제안된 회로는 하나의 MPPT 제어 회로를 사용하기 때문에 전체 시스템의 크기를 줄이고 비용을 절감하는데 적합하다.

II. 회로설계

2.1 제안된 진동과 열에너지 하베스팅 회로 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하는 진동과 열에너지를 이용한 자동 스위칭 에너지 하베스팅 회로의 블록도이다. 진동에너지 단과 열에너지 단은 병렬로 연결되며 MPPT를 통해 수확된 에너지는 C_{Sto} 에 저장되어 부하로 공급된다. 회로의 구성은 에너지 변환소자(energy transducer), AC-DC 변환기(ADC: AC-DC converter), 자동 스위칭 제어 블록(auto switching control block), 전력 스위칭 회로(power switching circuit) 그리고 MPPT 제어 블록(MPPT control block)으로 구성된다.

에너지 변환소자는 수확된 에너지를 전기에너지로 변환하는 역할을 하며, 진동에너지는 압전소자(PEG: Piezoelectric Generator), 열에너지는 열전소자(TEG: Thermoelectric Generator)에 의해 전기에너지로 변환된다. 자동 스위칭 제어 블록은 두 에너지원 중에 더 높은 전압을 출력하는 에너지원을 선택하기 위한 제어 신호(VMC, TMC)를 출력한다. 전력 스위칭 회로는 자동 스위칭 제어 블록에서 출력된 신호를 기반으로 각각의 pMOS 전력 스위치(SW1_{VB}, SW1_{TEG})에 on/off 신호(VPSW, TPSW)를 출력한다. 전력 스위치에서의 누설 전류를 차단하기 위해 전력 스위치 회로는 에너지 변환소자의 출력전압(V_{VB} 또는 V_{TEG})과 V_{Sto} 의 크기를 비교하여, 전압이 더 큰 쪽의 신호를 pMOS 전력 스위치의 게이트에 인가한다. 또한 전력 스위치의 바디(body) 단자에는 벌크 레귤레이션(bulk regulation) 회로를 추가하여 기판 누설 전류와 래치업(latch-up)의 가능성을 줄이고 전력 전달 효율을 높였다[13]. MPPT 제어 블록은 선택된 에너지 변환소

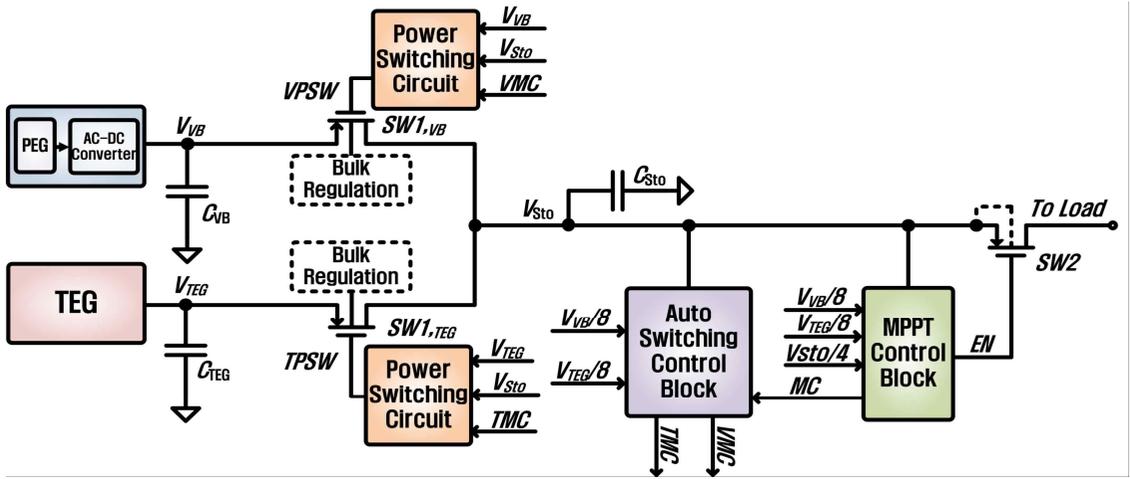


Fig. 1. Proposed auto-switching energy harvesting circuit using vibration and thermoelectric energy
그림 1. 제안된 진동과 열에너지 이용 자동 스위칭 에너지 하베스팅 회로

자로부터 최대 가용 전력을 수확하기 위한 회로이며, 에너지 변환소자의 개방회로 전압(V_{OC})과 MPP에서의 전압(V_{MPP})간의 관계를 이용한 FOC 방식을 이용하여 구현하였다.

2.2 에너지 변환소자

압전소자 PEG는 진동 에너지를 전기 에너지로 변환하며, 출력되는 신호는 교류형태이다. 따라서 교류 신호를 직류신호로 바꾸어주는 AC-DC 변환기가 필요하다. 그림 2(a)는 압전소자의 등가 회로이다[5]. 교류 전류원(I_{PEG})의 진폭은 진동의 주파수와 크기에 따라 변하며, C_{PEG} 는 압전소자에 존재하는 고유의 커패시터이다. 본 논문에서 사용된 압전소자(QP20W)의 경우 C_{PEG} 의 값은 200nF이며, 80Hz의 주파수와 $7m/s^2$ 의 진동크기에서 개방회로 전압은 3V이하이고 최대 생성 전력은 125 μ W 이다[1].

열에너지를 전기에너지로 변환하기 위한 열전소자는 두 개의 서로 다른 금속 접합부의 온도차에 의해 기전력이 발생하는 제베크 효과(Seebeck effect)를 이용한다. 그림 2(b)는 열전소자의 등가회로로써 전압전원 V_{TE} 와 열전소자의 직렬 기생저항 R_{TEG} 로 모델링된다[5]. 본 논문에서 사용된 열전소자는 참고문헌 [10]의 MEMS 공정으로 제작된 열전소자를 참고하여 개방회로 전압은 3V이고 내부저항은 20k Ω 인 등가회로를 이용하여 회로설계를 하였다.

그림 3은 압전소자(AC-DC 변환기 포함)와 열전소자의 전류-전압(I-V) 특성 및 전력-전압(P-V) 특성이 다. 압전 및 열전소자의 경우 개방회로 전압의 절반

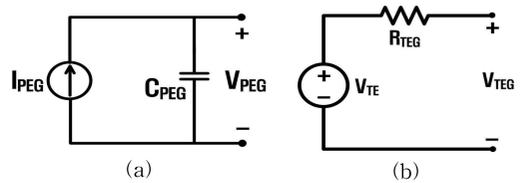


Fig. 2 Equivalent circuit of energy transducer
(a) PEG (b) TEG

그림 2. 에너지 변환소자의 등가회로
(a) 압전소자 (b) 열전소자

이 되는 $1/2V_{OC}$ 지점에서 최대 가용 전력을 출력하는데 이를 Maximum Power Point(MPP)라 하고, MPP에서의 전압을 V_{MPP} 라 한다. 본 논문에서는 식 (1)의 에너지 변환소자의 개방회로 전압(V_{OC})과 MPP에서의 전압(V_{MPP})간의 관계를 이용하여 MPPT를 구현하였다.

$$V_{MPP} = 1/2 V_{OC} \quad (1)$$

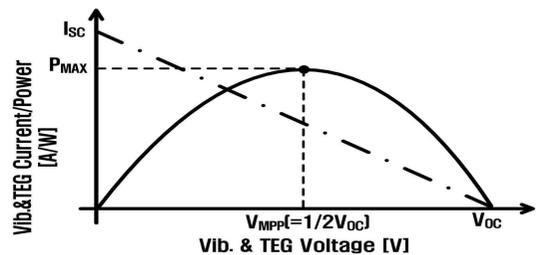


Fig. 3 I-V, P-V characteristics of PEG with ADC and TEG
그림 3. 압전소자와 열전소자의 I-V, P-V 특성

2.3 AC-DC 변환기

그림 4는 설계된 AC-DC 변환기[11]의 구조이며 압전소자에서 생성된 AC 전압을 DC 전압으로 전파 정류하는 역할을 한다. 기존의 4개의 다이오드로 구성된 전파 정류기는 다이오드의 전압 강하로 전력 변환 효율이 떨어지는 단점이 있다. 4개의 MOSFET으로 구성된 정류기는 스위치에서의 전압 강하는 감소하지만 전류의 역 흐름을 차단하지 못해 전력 변환 효율이 떨어진다. 본 논문에서는 MOSFET 스위치에 비교기를 추가한 능동(active) 다이오드[11]를 사용하여, 이전 구조의 정류기에서 발생하던 문제점을 개선하였다. 모의실험 결과 최대 효율은 20kΩ의 부하저항에서 95.6% 이다.

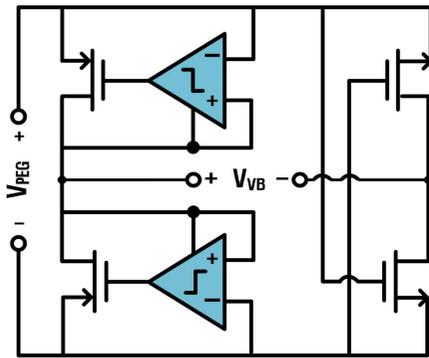


Fig. 4 AC-DC converter (Full-wave rectifier)
그림 4. AC-DC 변환기 (전파 정류기)

2.4 MPPT 제어 블록

MPPT 제어 블록(MPPT control block)[12]은 그림 5와 같이 펄스 발생기(pulse generator), 샘플러(sampler), 인에이블 발생기(enable generator)로 구성된다. 펄스 발생기에서 출력되는 MC 신호는 전력 스위치 SW1의 on/off 신호를 발생시키는데 이용되며, 샘플러의 샘플/홀드 신호로도 사용된다. MC 신호는 그림 6에서와 같이 CLK 신호의 128-cycle 주기로 출력된다. MC 신호가 '1'일 때는 SW1을 off 시켜 에너지 변환소자가 개방회로 전압을 출력되도록 하고, MC 신호가 '0'일 때는 SW1을 on 시켜 에너지 변환소자의 최대 전력이 부하에 공급되도록 한다. 샘플러는 MC 신호에 의해 에너지 변환소자의 개방회로 전압을 주기적으로 샘플링하고, 샘플링한 값으로 MPPT 기준전압인 $V_{MPP,MAX}$ 와 $V_{MPP,MIN}$ 을 생성하여 인에이블 발생기에 공급한다. 인에이블 발생기는 MPPT 기준전압을 기준으로 $V_{Sto}/4$ 가 $V_{MPP,MAX}/4$ 보다 크면 부하로 전력을 공급하고 $V_{Sto}/4$ 가 $V_{MPP,MIN}/4$ 보다 작아지면 부하로의 전력공급을 차단하여, 에너지 변환소자의

출력이 항상 MPP 근처에서 동작하도록 한다.

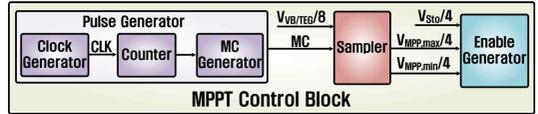


Fig. 5 Block diagram of MPPT control block
그림 5. MPPT 제어 블록의 블록 다이어그램

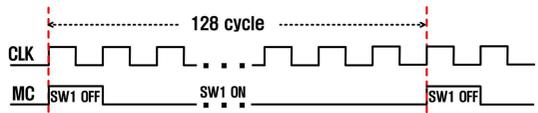


Fig. 6 Output waveform of pulse generator
그림 6. 펄스 발생기의 출력파형

2.5 자동 스위칭 제어 블록

열에너지 하베스터를 그림 2(b)와 같이 전압전원 ($V_{TEG,OC}$)과 저항(R_{TEG})의 직렬 회로로 등가적으로 나타낼 수 있듯이, 진동에너지 하베스터(AC-DC 변환기 포함)도 전압전원($V_{VB,OC}$)과 저항(R_{VB})의 직렬연결 회로로 등가적으로 나타낼 수 있다[5]. 본 연구에서 이용한 압전동소자와 열전소자의 경우 내부 저항이 20kΩ으로 같다. 따라서 각 소자의 최대 가용전력은 개방회로 전압의 제곱에 비례하기 때문에, 개방회로 전압이 큰 소자가 가용전력이 더 크다.

$$P_{TEG,max} = \frac{V_{TEG,OC}^2}{4R_{TEG}}, \quad P_{VB,max} = \frac{V_{VB,OC}^2}{4R_{VB}} \quad (2)$$

두 소자의 내부저항이 같지 않은 경우에도 더 많은 비용이 요구되는 전력비교 보다는 개방회로 전압만을 간단히 비교하여 에너지원을 선택해도 큰 문제는 없다. 두 에너지원이 동시에 에너지를 수확할 확률은 그리 크지 않으며, 동시에 수확하는 경우에도 둘 중 어느 하나의 에너지원만으로도 구동 가능한 응용분야를 목표로 하기 때문에, 간단한 방법으로 구현하는 것이 더 중요할 수 있다.

자동 스위칭 제어 블록은 압전소자의 개방회로 전압($V_{VB,OC}$)과 열전소자의 개방회로 전압($V_{TEG,OC}$)을 비교하여, 큰 전압을 출력하는 에너지 단의 전력 스위치는 on 시키고, 작은 전압을 출력하는 에너지 단의 전력 스위치는 off 시키기 위한 신호(V_{MC} , T_{MC})를 출력한다. 구성은 그림 7과 같이 비교기와 디지털 블록으로 구성된다. 비교기는 MC 신호가 '1'일 때 출력되는 $V_{VB,OC}$ 와 $V_{TEG,OC}$ 을 비교하고, 비교된 결과는 D-래치(latch)에 저장된다. 디지털 블록은 POR(power on reset)[11]과 MPPT 제어블록의 MC 신호에 의해

동작된다. 그 결과 진동에너지 단의 전력 스위칭 회로에 VMC를 열에너지 단의 전력스위칭 회로에는 TMC를 전달한다. VMC와 TMC는 각단의 전력스위치의 on/off 신호(VPSW, TPSW)와 파형은 동일하나 전력 스위칭이 되기 전의 신호로 '1'의 크기가 V_{Sto} 와 동일하다. 그림 8은 t_2 까지는 $V_{VB,OC}$ 가 $V_{TEG,OC}$ 보다 크고, t_2 이후에는 $V_{VB,OC}$ 가 $V_{TEG,OC}$ 보다 작아지는 경우에 대해, 자동 스위칭 제어 블록의 동작을 정리한 결과이다.

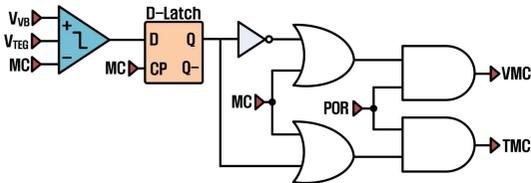


Fig. 7 Block diagram of auto-switching control block
그림 7. 자동 스위칭 제어 블록의 블록 다이어그램

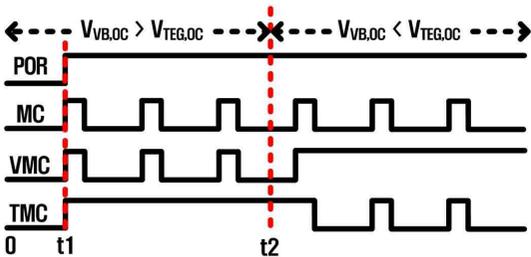


Fig. 8 Waveforms of the auto-switching control block
($t < t_2 : V_{VB,OC} > V_{TEG,OC}$, $t > t_2 : V_{VB,OC} < V_{TEG,OC}$)
그림 8. 자동 스위칭 제어 블록의 동작파형
($t < t_2 : V_{VB,OC} > V_{TEG,OC}$, $t > t_2 : V_{VB,OC} < V_{TEG,OC}$)

시스템 동작 초기에는 V_{Sto} 가 0V 이기 때문에 POR의 출력은 '0'이 되고, VMC와 TMC 또한 '0' 상태이다. 따라서 두 개의 전력스위치($SW_{1,VB}$, $SW_{1,TEG}$)는 동시에 on 상태를 유지할 수 있도록 한다. 두 개의 에너지원 또는 한 쪽의 에너지원으로부터 에너지가 수확되어 V_{Sto} 가 회로 동작에 필요한 전압까지 상승을 하게 되면 POR은 '1'을 출력하게 된다. 이와 동시에 MC 신호가 출력되어 VMC와 TMC는 MC 신호에 의해 동작된다. 자동 스위칭 제어 블록의 비교기는 MC가 '1'인 동안 출력되는 각 에너지원의 V_{OC} 를 비교하여 더 큰 전압을 출력하는 에너지단의 전력 스위칭 신호는 MC 신호를 따르게 하고, 작은 전압을 출력하는 에너지 단의 전력 스위칭에는 '1'을 인가하여 스위치를 off 시킨다. 그 결과 t_1 부터 t_2 까지 VMC는 MC를 따르고, TMC는 '1'을 유지하여 $SW_{1,TEG}$ 를 off 시킨다. t_2 이후에는 $V_{TEG,OC}$ 가 $V_{VB,OC}$ 보다 크므로 TMC가 MC

신호를 따르고 VMC는 '1'을 유지한다. 회로의 전류소모를 줄이기 위해 비교기를 MC 신호가 '1' 동안만 동작시키고, 나머지 동안은 off 시키며, off 동안에는 D-래치에 비교기의 출력 전압을 저장하도록 하였다.

2.4 전력 스위칭 회로

그림 9는 전력 스위칭 회로(power switching circuit)[14]의 회로도이다. 각 에너지 단의 전력 스위칭 회로는 자동 스위칭 제어 블록에서 출력되는 VMC와 TMC 신호를 각각의 입력으로 받아 SW_1 에 on/off 신호(VPSW, TPSW)를 공급한다. 이때 에너지 변환소자의 출력과 V_{Sto} 를 실시간 비교하여 더 높은 전압을 '1'로 출력하여 pMOS 전력 스위치를 효과적으로 off 시키는 역할을 한다. 예를 들어 $V_{VB,OC}$ 가 3V이고 $V_{TEG,OC}$ 가 2.8V이면, MPPT 동작 시 V_{Sto} 는 약 $1.5V(1/2V_{VB,OC})$ 가 되어야 하며, $SW_{1,TEG}$ 는 off가 되어야 한다. pMOS 스위치인 $SW_{1,TEG}$ 를 off 시키기 위해서 게이트에 '1'을 인가하게 되는데 전력 스위칭 회로를 사용하지 않으면 '1' 레벨에 해당되는 전압은 V_{Sto} , 즉 1.5V 정도가 된다. 그러나 $SW_{1,TEG}$ 의 소스단에는 게이트 전압보다 높은 2.8V가 인가되어 $SW_{1,TEG}$ 가 제대로 off 되지 않는 문제점이 발생한다.

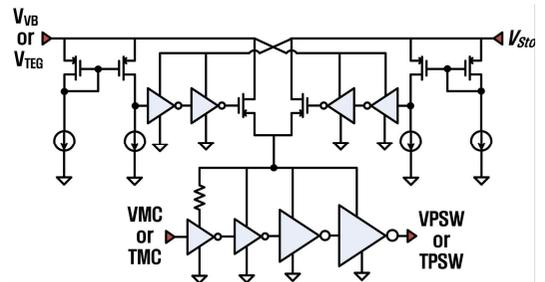


Fig. 9 Schematic of power switching circuit
그림 9. 전력 스위칭 회로

III. 모의실험 결과

3V의 개방회로 전압과 80Hz의 주파수를 출력하는 압전소자와 3V의 개방회로 전압과 20kΩ의 내부저항 특성을 갖는 열전소자를 이용하여, 설계된 회로의 성능을 모의실험 하였다. C_{VB} 는 300nF, C_{TEG} 는 100nF 그리고 C_{Sto} 는 47uF로 설정하고, 부하에는 5kΩ의 저항을 연결하여 모의실험 하였다.

그림 10은 자동 스위칭과 전력 스위칭 동작 특성을 모의실험한 결과이다. 에너지 변환소자의 출력이 0초에서 2초 동안에는 $V_{VB,OC}$ 와 $V_{TEG,OC}$ 는 각각 2.8V와 0V이고, 2초 이후에는 각각 2.8V와 3.3V로 $V_{TEG,OC}$ 가 0V에서 3.3V로 변하는 경우, 자동 스위칭 및 전력 스위칭

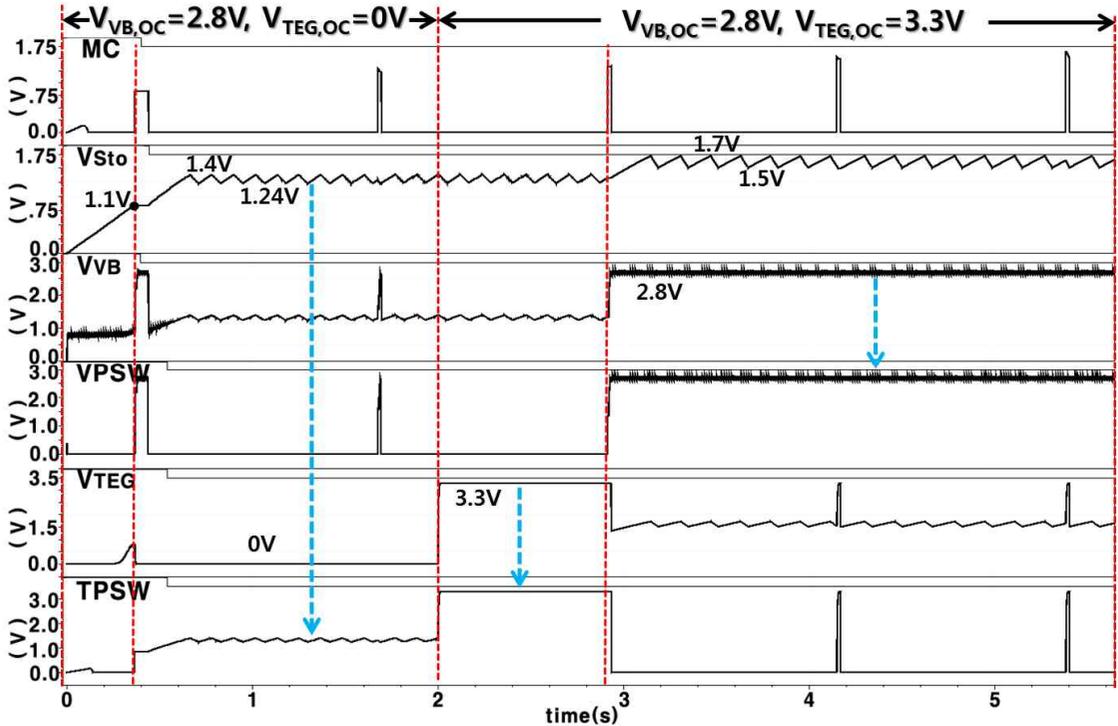


Fig. 10 Simulation result of auto-switching and power switching ($0s < t < 2s : V_{VB,OC}=2.8V$ & $V_{TEG,OC}=0V$, $t > 2s : V_{VB,OC}=2.8V$ & $V_{TEG,OC}=3.3V$)

그림 10. 자동 스위칭 및 전력 스위칭 모의실험 결과 ($0s < t < 2s : V_{VB,OC}=2.8V$ & $V_{TEG,OC}=0V$, $t > 2s : V_{VB,OC}=2.8V$ & $V_{TEG,OC}=3.3V$)

에 의한 출력신호들의 변화를 확인해 볼 수 있다. 초기 POR이 '0'을 출력해서 진동에너지와 열에너지 단의 전력 스위치(SW1)의 on/off 신호인 VPSW와 TPSW가 '0'이 되어 두 스위치가 on이 되고, 진동에너지 단으로부터 전력을 공급 받아서 VSto는 서서히 증가한다. VSto가 1.1V가 되면 POR은 '1'을 출력하고 동시에 MC 신호가 출력되어 자동 스위칭 제어 블록에서 $V_{VB,OC}$ 와 $V_{TEG,OC}$ 를 비교한다. 그 결과 0초부터 2초 동안 $V_{TEG,OC}$ 가 0V이므로 VPSW는 MC 신호를 따르고, TPSW는 '1'을 출력하는데 신호의 크기는 V_{Sto} 가 V_{TEG} 보다 크므로 V_{Sto} 의 전압크기를 따른다. 2초 이후에 $V_{VB,OC}$ 는 2.8V로 유지되나 $V_{TEG,OC}$ 의 전압이 3.3V로 증가하면서 VPSW는 '1'이 출력되고, TPSW는 MC 신호를 따라간다. 그러나 2초에서 3초 사이는 MC 신호에 의해 자동 스위칭 블록이 비교 동작 전이므로 VPSW는 MC 신호, TPSW는 '1'을 그대로 유지한다. TPSW의 신호 크기는 2초 전 V_{Sto} 의 전압 크기를 유지하다, 2초 이후 V_{TEG} 가 V_{Sto} 보다 크므로 TPSW가 V_{TEG} 의 전압 크기를 따라간다. 또한 VPSW의 '1'의 크기는 V_{Sto} 보다 V_{VB} 가

더 크므로 V_{VB} 의 전압을 따른다.

그림 11과 그림 12는 $V_{VB,OC}$ 는 0V, $V_{TEG,OC}$ 가 3V이고 부하저항은 5kΩ의 일 때 모의 실험한 결과이다. 그림 11은 V_{TEG} , V_{Sto} , V_{Load} 의 결과 파형이다. 열전소자의 개방회로 전압을 샘플링하기 위해 V_{TEG} 는 MC 신호에 의해 주기적으로 개방회로 전압인 3V가 되고, 샘플링 구간을 제외하고 V_{TEG} 와 V_{Sto} 는 열전소자의 MPP 전압인 개방회로 전압의 1/2 값 (1.5V)을 기준으로 유지되어 최대 전력이 출력되는 것을 알 수 있다. 따라서 MPPT 제어 의해 C_{TEG} 와 C_{Sto} 가 충·방전을 반복하며, 방전될 때의 전압이 부하로 공급된다.

그림 12는 MPPT 제어 블록의 모의실험 결과이다. 샘플러에 의해 생성된 MPPT 기준전압인 $V_{MPP,Max}/4$ 는 420mV, $V_{MPP,Min}/4$ 는 396.7mV가 되어, $V_{Sto}/4$ 가 이 사이 값에서 유지된다. 실제 V_{Sto} 는 1.4V에서 1.57V 사이로 제어되어, MPPT 제어 블록은 실제 MPP 전압인 1.5V 근처에서 열전소자의 출력을 제어한다. 부하로는 $V_{Sto}/4$ 가 $V_{MPP,Max}/4$ 에 도달하면 EN 신호가 '0'이 되어 pMOS 스위치인 SW2가 on이 되고, 열전소

자의 에너지가 부하로 공급된다. $V_{Sto}/4$ 가 $V_{MPP,Min}/4$ 이 되면 SW2는 off가 되어 부하로의 에너지 공급이 차단된다.

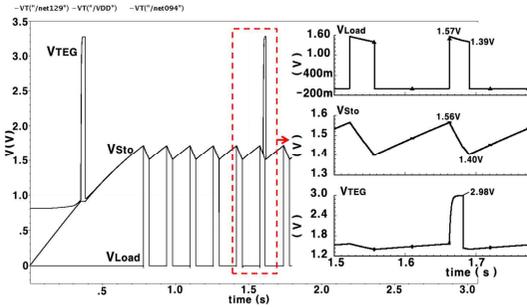


Fig. 11 Waveform of V_{TEG} , V_{Sto} and V_{Load}
($V_{VB,OC} = 0V$, $V_{TEG,OC} = 3V$)
그림 11. V_{TEG} , V_{Sto} 그리고 V_{Load} 의 파형
($V_{VB,OC} = 0V$, $V_{TEG,OC} = 3V$)

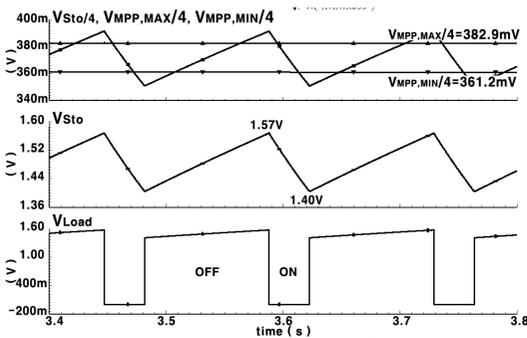


Fig. 12 Simulation result of MPPT control block
($V_{VB,OC} = 0V$, $V_{TEG,OC} = 3V$)
그림 12. MPPT 제어블록의 모의실험 결과
($V_{VB,OC} = 0V$, $V_{TEG,OC} = 3V$)

그림 13은 $V_{OC,VB}$ 가 3V이고 $V_{OC,TEG}$ 가 0V 일 때 진동에너지 하베스팅 회로의 전력 효율과, $V_{OC,VB}$ 가 0V 이고 $V_{OC,TEG}$ 가 3V 일 때 열에너지 하베스팅 회로의 전력 효율을 정리한 결과이고, 부하저항은 200Ω에서 30kΩ 사이에서 측정하였다. 그 결과 진동에너지 하베스팅의 경우 최대 효율은 10kΩ에서 91.5%이고, 열에너지 하베스팅의 경우는 15kΩ에서 95.9%의 최대 효율을 보인다. 진동에너지의 경우 최대 95.6%(@20kΩ)의 전력 효율을 갖는 AC-DC 변환기를 거쳐 부하로 전력이 공급되기 때문에 열에너지 하베스팅의 경우보다 약간 낮은 전력 효율을 보인다.

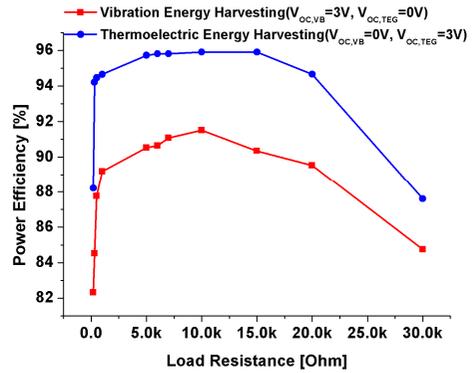


Fig. 13 Power efficiency of the designed energy harvesting circuit
그림 13. 설계된 에너지 하베스팅 회로의 전력 효율

그림 14는 설계된 회로의 레이아웃이다. 칩 면적은 패를 포함하여 1.4mm×1.2mm이다.

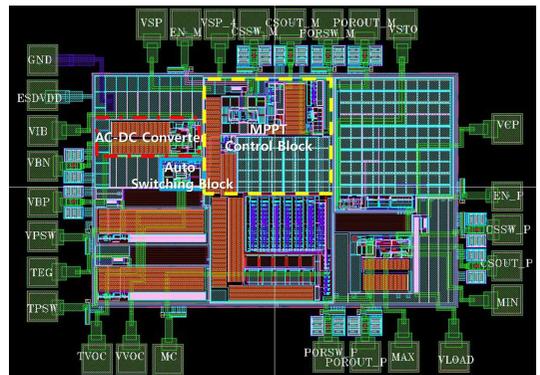


Fig. 14 Layout of the designed energy harvesting circuit using vibration and thermoelectric energy
그림 14. 설계된 진동과 열에너지 하베스팅 회로의 레이아웃

표 1에 기존에 발표된 다중 입력 에너지 하베스팅 회로들의 성능을 본 논문과 비교 요약하였다. 참고문헌 [3]은 RF와 열에너지에 대해 최대 전력을 출력하는 에너지원을 우선순위로 수확하는 방법을 적용하였으나, 열에너지 하베스팅 회로는 0.35μm 공정을 이용하고, RF 에너지에 대해서는 0.18μm 공정을 이용하여 설계하여 비용과 면적 측면에서 불리하다. 참고문헌 [5]은 MPPT를 적용하고 있으나 진동과 열에너지는 MPP를 안다는 가정하에 DC-DC 변환기의 입력 임피던스를 고정하는 방법을 사용하고 있으며, 빛에너지에 대해서만

Table 1. Comparison of multi-input energy harvesting circuits

표 1. 다중 입력 에너지 하베스팅 회로 비교

	[2]	[3]	[5]	[6]	This Work	
Technology (μm)	0.25	0.35 & 0.18	0.35	0.35	0.35	
Input Source	Solar & Vib.	RF & Thermal	Solar & Vib. & Thermal	Vib. & Thermal	Vib. & Thermal	
Architecture	Stacking storage capacitors	Selecting the harvester with maximum instantaneous power	Single inductor sharing	Single inductor sharing	Auto-switching	
MPPT	×	×	Hill-climbing for only solar	×	FOC	
Maximum power efficiency (%) (End-to-end)	74.5	78	solar	83	AD-DC converter	95.6 @20k Ω
			vib.	79	Vibration	91.5 @10k Ω
			Thermal	58	Thermal	95.9 @15k Ω
External device	Inductor Capacitor	Inductor Capacitor	Inductor Capacitor	Inductor Capacitor	Capacitor	
Year	2009	2008	2012	2014	2015	

hill-climbing 방식의 MPPT를 적용하고 있어 실제로 적용하기에는 한계가 있다. 또한 기존 연구들은 외부 소자를 커패시터 외에 인덕터를 추가적으로 사용하고 있어 초소형 센서노드에 적용하기 불리하고, 전체 효율 또한 90% 이하를 보이고 있다. 제안된 회로는 더 높은 전압을 출력하는 에너지원을 선택하여 에너지를 수확하는 구조이며, MPPT는 FOC 방법을 적용하였다. 전체 전류소모는 2.48 μA 이며, 최대 전력 효율은 진동에너지 수확하는 경우 10k Ω 에서 91.5%, 열에너지는 15k Ω 에서 95.9%의 효율을 보였다.

IV. 결론

본 논문에서는 0.35 μm CMOS 공정을 이용하여 자동 스위칭 기능과 MPPT 기능을 갖는 진동과 열에너지를 이용한 에너지 하베스팅 회로를 제안하였다. 설계된 회로는 각각의 에너지원을 자동 스위칭 제어 블록을 통해 실시간으로 감지하여 수확 가능한 에너지만을 수확하기 때문에, 기준에 단일 입력 하베스팅 회로보다 환경 변화에 덜 민감하다는 장점을 갖는다. 또한 진동과 열에너지의 개방회로 전압과 MPP점에서의 전압간의 관계가 동일하다는 점을 이용하여, 각 에너지원의 MPPT 회로를 하나로 병합함으로써 전체 시스템의 크

기와 비용을 줄여 초소형 센서노드에 적용이 용이하다. 설계된 회로는 요구되는 duty rate가 낮으며, 진동과 열에너지를 얻기 쉬운 도로나 다리(bridge)와 같은 구조물 모니터링과, 산림 등의 환경모니터링에 적용될 수 있다.

References

[1] 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 μm Low-Voltage Low-Power Technology," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 9, pp. 3249-3257, September 2008.

[2] 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," *Dig. Tech. Papers in IEEE ISSCC*, pp. 298 - 299, 2009.

[3] H. Lhermet, C. Condemine, M. Plissonnier, R. Salot, P. Audebert, and M. Rosset, "Efficient power management circuit: From thermal energy harvesting to

above-IC microbattery energy storage," *IEEE JSSC*, vol. 43, no. 1, pp. 246 - 255, Jan. 2008.

[4] Y. C. Kuo, Y. M. Huang, L. J. Liub, "Integrated circuit and system design for renewable energy inverters," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Volume 64, pp. 50-57, 2014.

[5] S. Bandyopadhyay and A.P. Chandrakasan, "Platform Architecture for Solar, Thermal, and Vibration Energy Combining With MPPT and Single Inductor", *IEEE JSSC*, pp. 2199-2215, 2012.

[6] Y. S. Yuk, et.al., "An energy pile-up resonance circuit extracting maximum 422% energy from piezoelectric material in a dual-source energy-harvesting interface," *2014 Dig. Tech. Papers in IEEE ISSCC*, pp. 402-403, 2014.

[7] C. Lu, V. Raghunathan, and K. Roy, "Maximum Power Point Considerations in Micro-Scale Solar Energy Harvesting Systems," *ISCAS*, pp. 273-276, 2010.

[8] K. Kadirvel, et. al., "A 330nA energy-harvesting charger with battery management for solar and thermoelectric energy harvesting," *2012 Dig. Tech. Papers in IEEE ISSCC*, pp. 106-108, 2012.

[9] E. Méndez-Delgado, G. Serrano and E. I. Ortiz-Rivera, "Monolithic integrated solar energy harvesting system," *35th IEEE PVSC*, pp. 2833-2838, 2010.

[10] V. Leonov, P. Fiorini, S. Sedky, T. Torfs, and C. Van Hoof, "Thermoelectric MEMS generators as a power supply for a body area network," in *Proc. Int. Conf. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, pp. 291 - 294, 2005.

[11] D. H. Lee, J. H. Jeon, J. T. Park and C. G. Yu, "Design of a High-Efficiency Rectifier for Vibration Energy Harvesting," *The Institute of Electronics and Information Engineers, 2010 SoC Conference*, pp.197-200, 2010.

[12] E. J. Yoon, I. H. Hwang, J. T. Park and C. G. Yu, "Design of an Energy Harvesting Circuit Using Solar and Vibration Energy with MPPT Control," *Institute of Korean Electrical and Electronics Engineers*, Vol. 16, No. 3, pp.224-234, 2012.

[13] M. Ghovanloo and K. Najafi, "Fully integrated wideband high-current rectifiers for inductively powered devices," *IEEE JSSC*, vol. 39, 2004, pp. 1976 - 1984.

[14] T. Y. Man, P. K. T. Mok, and M. J. Chan, "A 0.9V Input Discontinuous Conduction Mode Boost

Converter With CMOS Control Rectifier", *IEEE JSSC*, vol. 43, pp. 2036-2046, Sep. 2008.

BIOGRAPHY

Yoon Eun-Jung (Student Member)



2011 : BS degree in Electronics Engineering, Incheon National University.

2013 : MS degree in Electronics Engineering, Incheon National University.

2013~ : PhD student in Electronics Engineering, Incheon National University.

Yu Chong-Gun (Member)



1985 : BS degree in Electronics Engineering, Yonsei University.

1987 : MS in Electronics Eng., Yonsei University.

1993 : PhD in Electrical Eng., Iowa State University.

2009~2010 : UC Davis Visiting

scholar