

MPPT 제어 기능을 갖는 진동에너지 수확을 위한 CMOS 인터페이스 회로

A CMOS Interface Circuit for Vibrational Energy Harvesting with MPPT Control

양민재*, 윤은정*, 유종근*

Min-Jae Yang*, Eun-Jung Yoon*, Chong-Gun Yu*

Abstract

This paper presents a CMOS interface circuit for vibration energy harvesting with MPPT (Maximum Power Point Tracking). In the proposed system a PMU (Power Management Unit) is employed at the output of a DC-DC boost converter to provide a regulated output with low-cost and simple architecture. In addition an MPPT controller using FOC (Fractional Open Circuit) technique is designed to harvest maximum power from vibration devices and increase efficiency of overall system. The AC signal from vibration devices is converted into a DC signal by an AC-DC converter, and then boosted through the DC-DC boost converter. The boosted signal is converted into a duty-cycled and regulated signal and delivered to loads by the PMU. A full-wave rectifier using active diodes is used as the AC-DC converter for high efficiency, and a DC-DC boost converter architecture using a schottky diode is employed for a simple control circuitry. The proposed circuit has been designed in a 0.35 μm CMOS process, and the designed chip occupies 915 μm ×895 μm . Simulation results shows that the maximum power efficiency of the entire system is 83.4%.

요 약

본 논문에서는 진동에너지 수확을 위한 MPPT (Maximum Power Point Tracking) 제어 기능을 갖는 CMOS 인터페이스 회로를 설계하였다. 간단한 구조와 적은 비용으로 출력을 안정화시키기 위해 전력변환기인 DC-DC 부스트 변환기의 출력단에 PMU (Power Management Unit)를 이용하는 구조를 제안하였다. 또한, 진동소자로부터 최대전력을 수확하여 시스템의 효율을 향상시키기 위해 FOC (Fractional Open Circuit) 방식의 MPPT 제어회로를 설계하였다. 진동소자 (PZT)에서 출력되는 AC 신호는 AC-DC 변환기를 통해 DC 신호로 변환되며, DC-DC 부스트 변환기를 거쳐 승압되고, PMU에 의해 듀티 (duty)를 갖는 안정화된 신호로 변환되어 부하로 공급된다. AC-DC 변환기는 효율 특성이 좋은 능동 다이오드를 이용한 전파정류기를 사용하였으며, DC-DC 부스트 변환기는 제어회로가 간단한 쇼트키 다이오드를 이용한 구조를 사용하였다. 제안된 회로는 0.35 μm CMOS 공정으로 설계되었으며, 설계된 칩의 면적은 915 μm ×895 μm 이다. 설계된 회로의 성능을 검증한 결과 전체회로의 최대 전력효율은 83.4%이다.

Key words : Energy Harvesting, Vibrational Energy, MPPT, AC-DC Converter, DC-DC Converter, PMU

* 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 Jan 18, 2016; revised Feb 18, 2016 ; accepted Feb 25, 2016

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.

1. 서론

주변 환경에서 에너지를 수확하여 소형 전자장치들을 구동하는 기술인 에너지 하베스팅(energy harvesting) 기술에 대해 최근 많은 관심과 연구가 진행되고 있다^{[1]-[9]}. 에너지 하베스팅에 이용되고 있는 다양한 에너지원 중에 빛 에너지는 전력변환 효율이 높으며, 주변에서 접하기 용이하다는 장점 때문에 가장 많이 이용되고 있다. 그러나 PV (photovoltaic) 셀이 빛을 받을 수 있도록 시스템의 외부에 위치해야 하며, 많은 에너지를 수확하기 위해서는 PV 셀의 면적이 커야하기 때문에 시스템의 초소형화 및 내장형 시스템에 적용이 어렵다는 단점이 있다. 반면 진동에너지 하베스팅 기술은 빛에너지 하베스팅 기술과는 달리 기기가 외부에 노출될 필요가 없기 때문에, 디바이스에 내장되거나 삽입형 장치에 적용이 유리하다. 따라서 항공기용 센서, 개인용 헬스케어 모니터링 시스템, 환경 모니터링 시스템 등 다양한 초소형 센서노드용 자가발전 시스템에 적용될 수 있다.

진동에너지는 주로 piezoelectric (PZT) 소자를 이용하여 전기에너지로 변환된다. PZT 소자의 출력 신호는 AC 형태이기 때문에 먼저 DC 신호로 변환하기 위한 AC-DC 변환기가 필요하다. AC-DC 변환기에 의해 정류된 신호는 전력 변환기인 DC-DC 변환기를 통해 적합한 형태로 변환되어 최종 부하로 공급된다. 수확된 진동에너지가 부하로 잘 전달되기 위해서는 AC-DC 변환기와 DC-DC 변환기의 전력변환효율이 높아야 한다.

에너지 변환소자들에는 최대 가용전력을 출력하는 MPP(Maximum Power Point)가 존재하고, MPP는 주변 환경변화에 의해 실시간 변하기 때문에 MPPT(Maximum Power Point Tracking)가 필요하게 된다. 다양한 MPPT 방식 중에 주로 많이 사용되고 있는 방식은 Hill Climbing 방식^{[1],[2]}과 FOC(Fractional Open Circuit) 방식^{[3],[5]}이 있다. Hill Climbing 방식을 이용하는 경우는 순간적인 출력 전력을 구하기 위해 많은 비용과 전력이 요구되기 때문에, 초소형 센서노드와 같은 마이크로 시스템에는 적합하지 않다. 에너지 변환소자의 개방회로 전압과 MPP 사이의 관계

를 이용하여 MPPT 제어를 하는 FOC 방식은 실시간 제어 방식은 아니지만 비교적 구현이 간단하다는 장점이 있다.

FOC 방식의 MPPT를 적용하여 발표된 논문들 중 참고문헌 [3]은 MPPT 제어 블록의 최대 효율이 98% 정도로 높은 편이지만, 전력 변환기는 구현하지 않고 단지 MPPT 제어블록만을 구현하였다. 참고문헌 [5]는 전력 변환기인 DC-DC 변환기의 최대 효율은 80%이지만 전체(end-to-end) 효율은 나타내지 않았다. 또한 출력은 안정화되지 않은 신호이며, 칩 면적이 5.52 mm²로 매우 크다는 단점이 있다. 참고문헌 [6]은 비교적 작은 크기로 회로를 구현하였으며 안정화된 출력신호를 갖지만 MPPT 제어를 하지 않은 구조이기 때문에 전체 효율이 60% 정도로 낮은 단점이 있다. 본 논문에서는 진동에너지 하베스팅 회로를 작은 면적으로 안정화된 출력을 갖도록 설계하고, MPPT 제어 기능을 갖도록 하여 전체 시스템의 효율을 향상시키고자 한다.

MPPT를 적용하는 경우 전력변환기인 DC-DC 변환기의 입력은 MPP로 안정화되어야 한다. 따라서 다른 조치가 없는 경우^{[4],[5]} 전력변환기의 출력은 안정화되지 않은 신호이다. 출력을 안정화시키기 위한 방법으로는 출력 단에 추가적인 DC-DC 변환기를 사용하는 이단(two-stage) 전력 변환기 구조^[7]를 이용하는 방법과 추가적인 DC-DC 변환기를 입력 단에 병렬로 연결하는 이중경로(dual-path) 구조^[8]를 이용하는 방법이 있다. 그러나 이들 구조는 추가적인 DC-DC 변환기가 필요하기 때문에 제어회로가 복잡해지고 추가적인 비용이 많이 요구된다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 간단한 구조와 적은 비용으로 출력을 안정화시키기 위해 전력변환기의 출력 단에 PMU (Power Management Unit)를 이용하는 구조를 제안한다. 초소형 시스템에 적용되는 에너지 변환소자의 크기는 제한적이기 때문에 에너지 하베스팅을 통해 얻을 수 있는 전력은 낮은 편이며 시스템을 동작시키기에는 부족하다. 이러한 전력 부정합(mismatch)을 해결하기 위해서 일반적으로 사용되는 방법이 active/sleep 기법이다^{[3],[9]}. 이 기법은 충분한 에너지가 축적되었을 때만 시스템을 동작(active)시키고, 에너지가 부족할 때는 시스템을 off(sleep)시키는 방법이다.

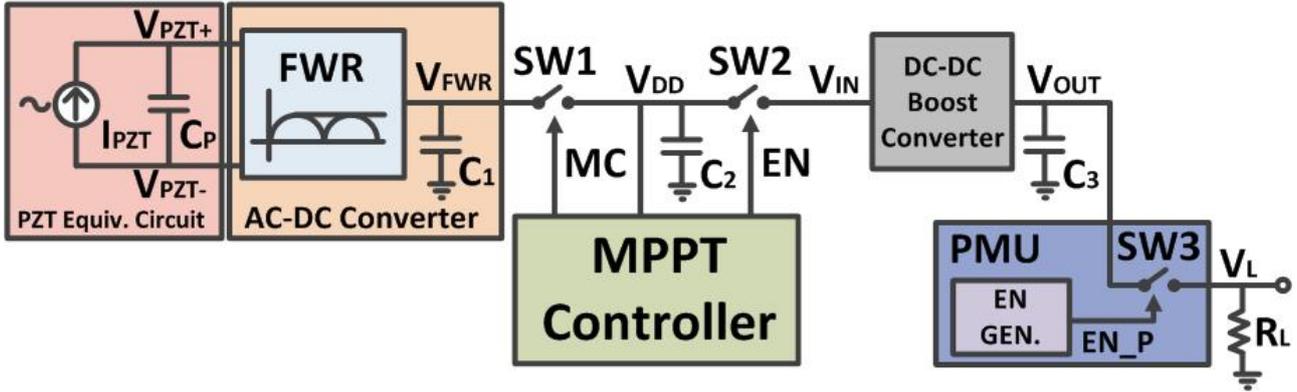


Fig. 1. Block diagram of the proposed vibration energy harvesting system

그림 1. 제안된 진동 에너지 하베스팅 시스템의 블록도

본 논문에서는 이 기법을 구현하기 위해 전력변환기의 출력을 관리하기 위한 간단한 구조의 PMU를 설계하였다.

II. 회로설계

1. 제안된 회로 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하는 진동에너지 수확을 위한 MPPT 제어 기능을 갖는 CMOS 인터페이스 회로의 블록도이다. 제안된 회로는 진동소자 (PZT), AC-DC 변환기 (Full Wave Rectifier), MPPT 제어기, DC-DC 부스트 변환기 그리고 PMU (Power Management Unit)로 구성된다. 진동소자에서 발생된 AC 신호 (V_{PZT+} , V_{PZT-})는 AC-DC 변환기를 거쳐 DC 신호 (V_{FWR})로 전파 정류된다. MPPT 제어기는 주기성을 갖는 신호 MC를 발생시키고, MC가 '1'인 동안 PMOS 스위치인 SW1은 개방되어 진동소자 (AC-DC 변환기 포함)의 개방회로전압 (V_{OC})이 샘플링 된다. MC가 '0'인 동안에는 진동소자로부터 수확된 에너지가 저장 커패시터인 C_2 에 축적된다. 이 때 C_2 의 전압 (V_{DD})은 AC-DC 변환기의 출력전압 (V_{FWR})과 같아지며, 최대전력을 수확하기 위해서는 MPP 근처의 값을 유지해야 한다. 이를 위해 MPPT 제어기는 전력 스위치 SW2를 제어하기 위한 신호 EN을 발생시킨다. EN 신호가 '0'인 동안에는 PMOS 스위치인 SW2가 on이 되어, 수확된 에너지가 DC-DC 변환기의 입력 (V_{IN})으로 전달된다. DC-DC 변환기에서 승압된 출력전압 (V_{OUT})은 PMU에 의해 듀티

(duty)를 갖는 안정화된 신호 (V_L)로 변환되어 부하 (R_L)로 공급된다.

2. 진동소자

그림 2는 압전소자의 노턴 등가회로이다. 교류 전류원 (I_{PZT})의 전류진폭은 진동의 주파수와 크기에 따라 변하며, 병렬 커패시터 C_P 는 압전소자에 존재하는 내부 커패시터이다. 본 논문에서 사용한 압전소자 (QP20W)의 경우 C_P 의 값은 200 nF이며, 80Hz의 주파수와 $7m/s^2$ 의 진동크기에서 개방회로 전압은 3V이하이고 최대 발생 전력은 $125\mu W$ 이다^[9]. 압전소자 (AC-DC 변환기 포함)의 경우 개방회로 전압 V_{OC} 의 절반이 되는 지점에서 최대 전력을 출력한다. 따라서 MPP에서의 전압 V_{MPP} 는 식 (1)과 같으며, 이 관계식을 이용하여 MPPT를 구현하였다.

$$V_{MPP} \cong \frac{1}{2} \cdot V_{OC} \tag{1}$$

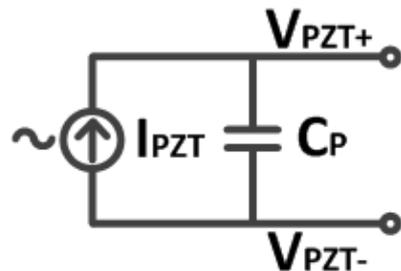


Fig. 2. Norton equivalent circuit of piezoelectric device

그림 2. 압전소자의 노턴 등가회로

3. AC-DC 변환기 (ADC)

진동소자에서 발생하는 신호는 AC 형태이므로 DC 신호로 변환하기 위해서 AC-DC converter (ADC)가 필요하다. 진동소자로부터 최대 전력을 수확하여 부하로 전달하기 위해서는 AC-DC 변환기의 전력효율이 높아야 한다. 기존의 4개의 MOS 다이오드를 이용한 ADC나 2개의 MOS 다이오드와 2개의 MOS 스위치를 이용한 ADC와 같은 수동 (passive) ADC들은 트랜지스터의 문턱전압에 의해 출력전압이 감소하며 따라서 전력 변환 효율이 낮다는 단점이 있다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 3에서와 같이 2개의 능동 다이오드와 2개의 MOS 스위치로 구성된 능동 (active) ADC를 이용하였다. 능동 ADC는 트랜지스터의 문턱전압에 의한 손실을 최소화 할 수 있으며 역전류를 효과적으로 차단하여 효율을 높일 수 있다는 장점이 있다. PMOS 스위치와 비교기로 구성된 능동 다이오드는 출력전압 V_{FWR} 이 입력전압 V_{PZT+} 또는 V_{PZT-} 보다 커지면 비교기의 출력이 '1'이 되어 PMOS 스위치를 off시키고 역전류를 차단한다. 출력전압이 입력전압보다 작아지면 스위치를 on시켜서 큰 전압강하 없이 입력을 출력에 전달하게 된다.

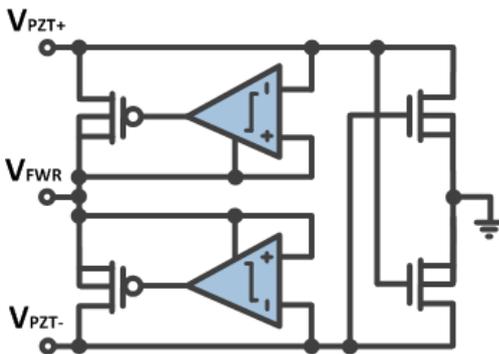


Fig. 3. AC-DC Converter
그림 3. AC-DC 변환기

설계된 ADC를 그림 2의 압전소자 등가모델에 연결하여 P-V 및 I-V 특성을 모의실험 하였으며, 그 결과를 그림 4에 보였다. 개방회로 전압 V_{oc} 는 2.97V이며, MPP에서의 전압(V_{MPP})은 1.49V로 개방회로 전압의 약 1/2인 것을 알 수 있다. 또한 MPP에서의 최대 가용 전력은 140.3uW이다.

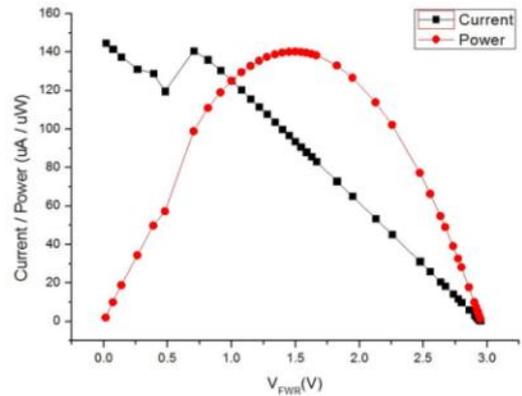


Fig. 4. P-V & I-V characteristics of PZT with ADC
그림 4. ADC를 포함한 압전소자의 P-V & I-V 특성

4. MPPT 제어기

그림 5에서와 같이 MPPT 제어기는 펄스발생기, 샘플러, Enable 발생기로 구성된다. 펄스발생기는 MPPT 제어에 필요한 신호 MC를 발생시킨다. 그림 6에서 보듯이 MC 신호는 클럭 신호 CLK의 128 사이클 마다 2 사이클 구간 동안 발생한다. 클럭신호 CLK는 링-유형 (ring-type)의 발진기 (oscillator)의 출력이다. MC가 '1'인 동안 스위치 SW1은 off가되고, 진동소자의 개방회로 전압의 1/2에 해당하는 V_{MPP} 가 샘플러에 의해 샘플링 된다. 실제로는 내부회로의 적절한 동작을 위해 $V_{oc}/2$ 대신 $V_{oc}/8$ 이 샘플링 된다. MPPT 동작시 V_{DD} 는 $V_{oc}/2$ 근처에서 유지된다. 따라서, V_{DD} 에서 전원을 공급받는 샘플러와 Enable 발생기의 입력 신호 범위를 확보하기 위해 $V_{MPP}/4$ 를 샘플링한다.

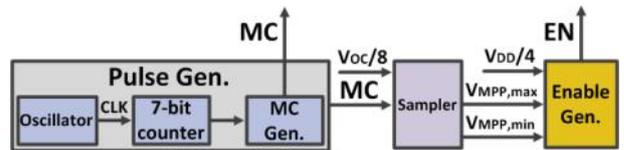


Fig. 5. Block diagram of MPPT Controller
그림 5. MPPT 제어기의 블록 다이어그램

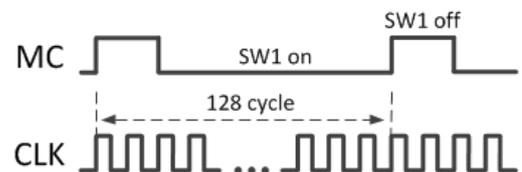


Fig. 6. Timing diagram of CLK and MC
그림 6. CLK와 MC 신호의 타이밍 다이어그램

샘플러는 누설전류를 줄여서 보다 긴 홀드시간 동안 샘플링된 값을 유지하도록 하기 위해 그림 7에서와 같이 이단(two-stage) 샘플/홀드 (S/H) 회로^[10]를 이용하였다. 이 구조에서 첫 번째 샘플링 커패시터 (C_{SH1})는 입력신호에 선형적인 방전 특성을 갖지만, 두 번째 커패시터 (C_{SH2})는 두 커패시터 전압차에 2차(quadratic)의 방전특성을 갖는다. 따라서 이 구조는 큰 커패시터를 사용하는 일단 (single-stage) 구조보다 면적면에서 더 효율적이다. 비반전 증폭기 구조를 이용하여 V_{MPP} (실제로는 $V_{MPP}/4$) 범위에 해당하는 두 개의 기준 전압 ($V_{MPP,max}/4$, $V_{MPP,min}/4$)을 발생시킨다.

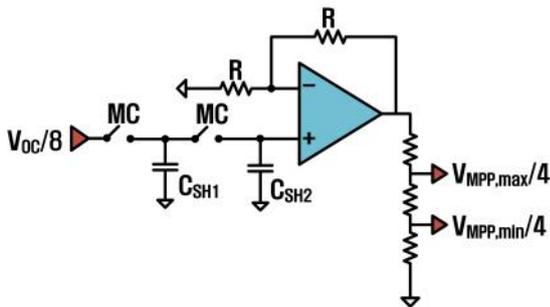


Fig. 7. Sampler schematic
그림 7. 샘플러 회로

Enable 발생기는 그림 8에서와 같이 히스테리시스 (hysteresis) 기능을 갖는 2개의 비교기와 래치 (latch)로 구성된다. 위 쪽 비교기는 V_{DD} (실제로는 $V_{DD}/4$)가 미리 설정된 MPP의 최대값 $V_{MPP,max}$ (실제로는 $V_{MPP,max}/4$)에 도달했는지를 감지하며, 아래 쪽 비교기는 V_{DD} 가 미리 설정된 MPP의 최소값 $V_{MPP,min}$ 에 도달했는지를 감지하는 역할을 한다. 래치는 비교기의 출력 신호로부터 그림 1의 SW2의 on/off 상태를 결정하는 신호인 EN 신호를 출력한다. 진동소자로부터 에너지가 수확되기 시작하면, 커패시터 C_2 의 전압 V_{DD} 는 증가하게 된다. 이 구간이 충전단계(charge phase)에 해당한다. V_{DD} 가 증가해서 $V_{MPP,max}$ 에 도달하게 되면 EN 신호는 '0'이 되어 SW2는 on이 되고 C_2 에 저장된 전하가 다음 단 (DC-DC 부스트 변환기)의 입력으로 전달된다. 이 구간이 방전단계(discharge phase)에 해당한다. V_{DD} 가 감소하여 $V_{MPP,min}$ 에 도달하게 되면 EN 신호는 '1'이 되고, SW2는 off가 되어 DC-DC 부스트 변환

기의 전하 공급은 차단되고 다시 C_2 는 충전단계로 들어가게 된다. 이와 같이 C_2 는 충전과 방전 동작을 반복하게 되며, C_2 의 전압 V_{DD} 는 V_{MPP} 의 근처의 값을 유지하게 된다. 따라서 진동소자의 출력 (V_{FWR})은 항상 MPP 근방에서 동작하게 된다.

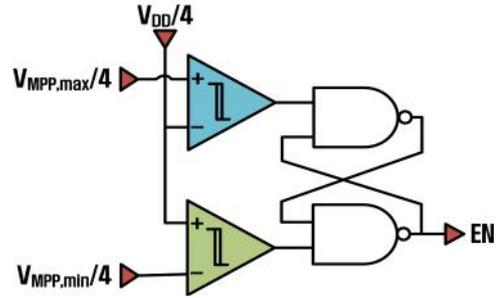


Fig. 8. Enable generator schematic
그림 8. Enable 발생기 회로

5. DC-DC 부스트 변환기

DC-DC 부스트 변환기는 그림 9에서와 같이 한 개의 MOSFET 스위치와 쇼트키 다이오드로 구성된 비동기식(asynchronous) 구조이다. 발진기 (oscillator)는 current-starved ring 유형의 구조이다. 스위칭 주파수는 약 2MHz 이며 저항 R_c 를 통해 조절될 수 있다. 승압된 출력전압 V_{OUT} 은 PMU를 통해 최종적으로 부하로 전달되기 때문에 피드백 경로가 없는 간단한 구조이다. DC-DC 부스트 변환기의 동작 파형을 그림 10에 나타내었다. 그림 1의 전체 시스템에서 MPPT 제어기의 출력신호 EN이 '0'이 되면, SW2는 'on'이 되고 DC-DC 변환기의 입력 V_{IN} 은 V_{DD} 를 따라간다. 이 구간 동안 V_{IN} 으로부터 전원을 공급받는 발진기가 발진을 하게 되며, 출력 V_{OUT} 은 승압하게 된다. EN이 '1'이 되면, SW2는 'off'가 되어 DC-DC 부스트 변환기의 동작도 중단된다.

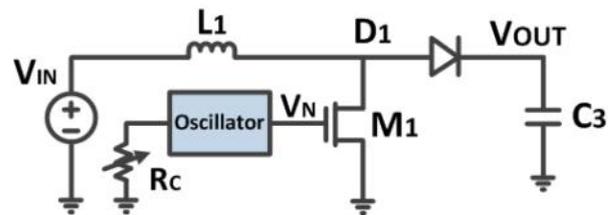


Fig. 9. DC-DC boost converter
그림 9. DC-DC 부스트 변환기

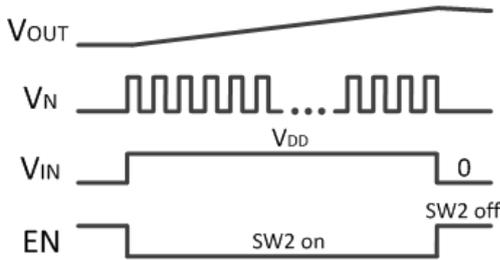


Fig. 10. Operation waveforms of DC-DC boost converter
 그림 10. DC-DC 부스트 변환기의 동작 파형

6. PMU (Power Management Unit)

PMU는 DC-DC 부스트 변환기에서 승압된 V_{OUT} 을 듀티 (duty)를 갖는 안정화된 신호로 변환하여 부하로 공급하는 역할을 한다. 설계된 PMU는 그림 11에서와 같이 POR(power on reset), 바이어스 발생기(bias generator), Enable 발생기(enable generator) 그리고 PMOS 스위치로 구성된다. DC-DC 부스트 변환기의 출력전압 V_{OUT} 이 승압하여 1.3V가 되면 POR에 의해 PMU가 동작하게 된다. 바이어스 발생기는 Enable 발생기의 동작에 필요한 기준전압과 전류를 생성한다. Enable 발생기는 MPPT 제어기에서 사용된 그림 8의 회로와 구조가 동일하며, 부하에 공급되는 전압을 $V_{L,max}$ 와 $V_{L,min}$ 범위내로 안정화 시키는 역할을 한다. $V_{L,max}$ 와 $V_{L,min}$ 의 값은 R1~R4에 의해 결정되며, 본 설계에서는 각각 3.2V와 2.8V로 설정하였다. V_{OUT} 이 증가하여 $V_{L,max}$ 에 도달하게 되면 SW3은 on이 되어 V_{OUT} 이 부하로 전달되고, V_{OUT} 이 감소하여 $V_{L,min}$ 에 도달하게 되면 SW3은 off가 되어 부하로의 전력 공급은 차단된다. 따라서 부하로의 전력 공급방식은 active/sleep 모드이며, 듀티 싸이클은 진동소자에서 수확되는 에너지의 양과 부하의 크기에 따라 변하게 된다.

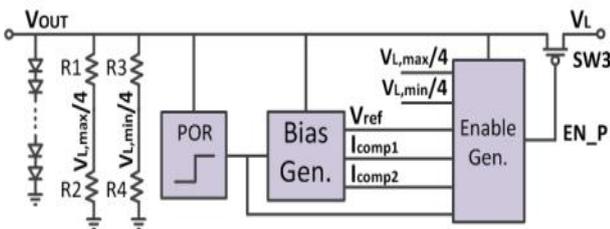


Fig. 11. Block diagram of PMU
 그림 11. PMU의 블록 다이어그램

III. 모의실험 결과

설계된 회로의 성능을 검증하기 위해 0.35 μ m CMOS 공정 변수를 이용하여 모의실험을 하였다. 모의실험 시간이 너무 길어지는 것을 고려하여 2장에서 소개된 진동소자를 다섯 단 병렬로 연결하여 입력으로 사용하였다. C_1, C_2, C_3, R_L 의 값은 각각 2 μ F, 100 μ F, 100 μ F, 1k Ω 으로 설정하였다.

그림 12는 전체회로 모의실험 결과이며, 시동 (start-up) 단계의 과도상태 확대파형을 그림 13에 보였다. 진동소자에서 에너지 수확이 시작되면 MPPT 제어기에 의해 MC 신호가 발생되고, 개방회로전압 $V_{oc}(=2.89V)$ 의 샘플링을 통한 MPPT 제어 동작에 의해 V_{DD} 가 MPP 근처 (1.32V~1.52V)에서 안정화되는 것을 그림 13의 파형에서 확인할 수 있다. 그림 14는 DC-DC 부스트 변환기의 동작 파형이다. MPPT 제어기의 출력신호 EN이 '0'이 되면, DC-DC 변환기가 동작해서 출력전압 V_{OUT} 이 승압하는 것을 확인할 수 있다. EN이 '0'이 되면 SW2는 'on'이 되고 DC-DC 변환기의 입력 V_{IN} 은 V_{DD} 와 연결된다. (그림 1 참조) 이 구간 동안 V_{IN} 으로부터 전원을 공급받는 발전기가 발전을 하게 되며 발전기의 출력신호 V_N 이 전력스위치인 M1을 구동하게 된다.(그림 9 참조) V_N 이 '1'인 동안에는 인덕터 L1과 스위치 M1을 통해 에너지가 빌드업(build-up)되고, V_N 이 '0'인 동안에 인덕터 L1과 쇼트키다이오드 D1을 통해 출력단으로 전달되어 V_{OUT} 이 승압하는 것을 그림 14에서 확인할 수 있다. V_{OUT} 이 충분히 승압하여 미리 설정된 $V_{L,max}(3.2V)$ 에 도달하게 되면 V_{OUT} 이 부하로 전달되고, V_{OUT} 이 감소하여 $V_{L,min}(2.8V)$ 에 도달하게 되면 부하로의 전력공급이 차단되는 것을 그림 15의 PMU 동작 파형에서 확인할 수 있다.

부하저항의 변화에 따른 각 블록(AC-DC 변환기, MPPT 제어기, DC-DC 변환기, PMU)의 효율 그래프와 전체 시스템의 효율 그래프를 그림 16에 보였다. 설계된 회로의 최대 효율은 1.5k Ω 의 부하저항에서 83.4%이다. 설계된 회로의 레이아웃 도면을 그림 17에 나타내었다. 패드를 제외한 칩의 면적은 915 μ m \times 895 μ m이다.

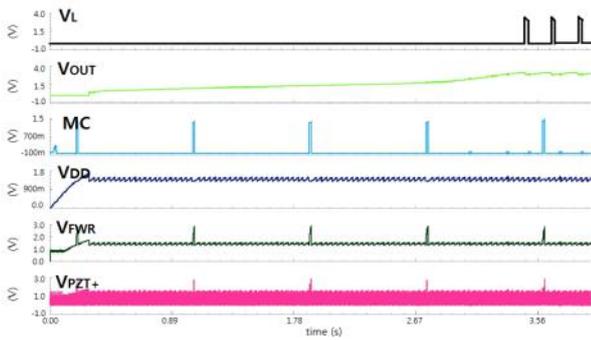


Fig. 12. Simulation results of overall system
그림 12. 전체 시스템의 모의실험 결과

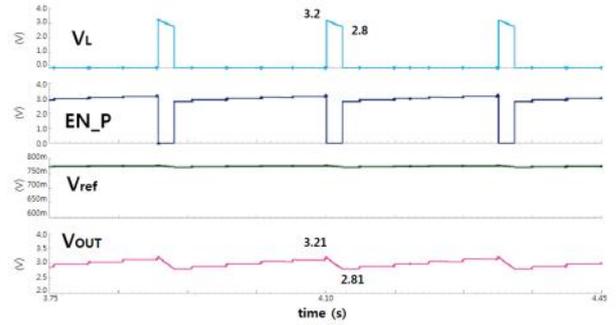


Fig. 15. Waveforms of PMU
그림 15. PMU 동작 파형

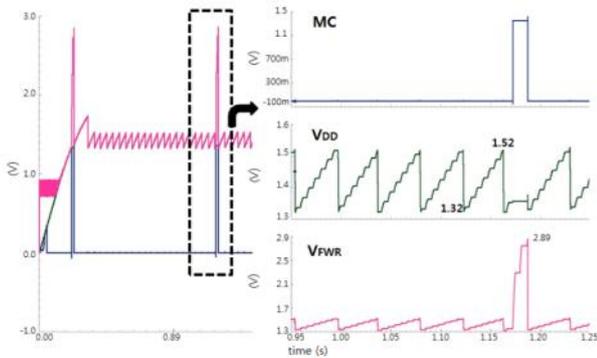


Fig. 13. Start-up transient and MPPT control
그림 13. 시동 파형 및 MPPT 제어

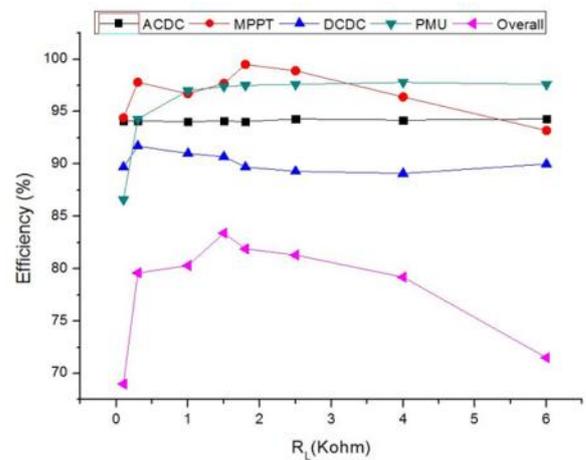


Fig. 16. Efficiency graph
그림 16. 효율 그래프

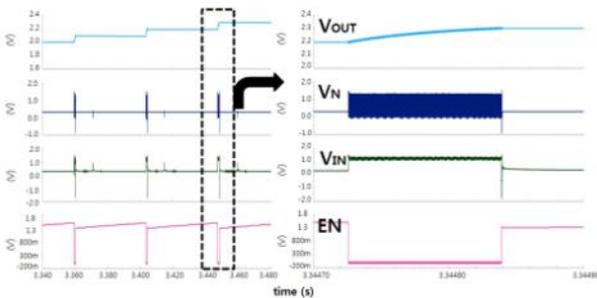


Fig. 14. Waveforms of DC-DC boost converter
그림 14. DC-DC 부스트 변환기의 동작 파형

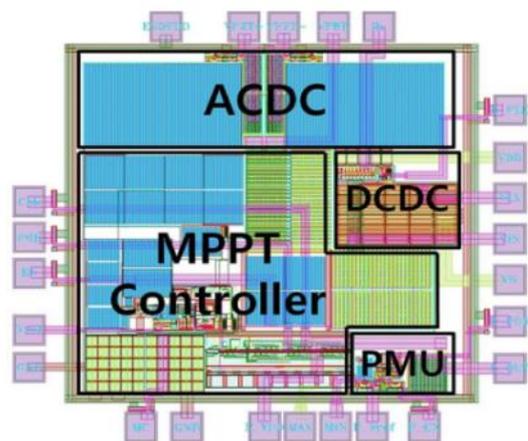


Fig. 17. Layout of designed circuit
그림 17. 설계된 회로의 레이아웃

표 1에 기존에 발표된 진동에너지 하베스팅 회로들의 성능을 본 논문과 비교하였다. 참고문헌 [3]은 FOC 방식의 MPPT를 적용하여 active/sleep 모드를 구현하였으나 전력 변환기는 구현하지 않고 단지 MPPT 제어블록만을 구현하였다. 참고문헌 [5]는 전력 변환기인 DC-DC 변환기의 최대 효율은 80%이지만 출력이 안정화되지 않은 신호이기 때문에 부하에 안정화된 전압

을 공급하기 위해서는 추가적인 회로가 필요하며, 이로 인한 전체시스템의 효율 감소는 불가피하다. 또한, 칩 면적이 5.52mm²로 매우 크다는 단점이 있다. 참고문헌 [6]은 비교적 작은 크기로 회로를 구현하였으며 안정화된 출력신호를 갖지

Table 1. Comparison of vibrational energy harvesting circuits

표 1. 진동에너지 하베스팅 회로 비교

Parameters	[3]	[4]	[5]	[6]	This work
Process	0.35 μ m CMOS	Off-chip	0.35 μ m BCD	0.5 μ m CMOS	0.35 μ m CMOS
MPPT algorithm	FOC	P&O	FOC	None	FOC
Operation mode	active/sleep	continuous	continuous	continuous	active/sleep
AC-DC type	1-stage AD	N/A	1-stage AD	2-stage AD	1-stage AD
DC-DC type	None	Buck-Boost	Buck-Boost	Boost	Boost
Frequency (Hz)	~200	44~53	~200	1~100k	~200
Input voltage (amplitude)	~6.5V	3~25V	1~7V	1~3V	2.5~4V
Output voltage	~6.5V	3V~	1~8V	3V (Regulated)	3V (Regulated)
Output power	N/A			~3mA	~5mW
Maximum Power Efficiency (%)	None	76 (just DC-DC)	80 (just DC-DC)	60 (end-to-end)	83.4 (end-to-end)
Maximum MPPT efficiency (%)	98.3	97	99	None	99
Voc sensing time	2 cycles	N/A	1 cycle	None	2 cycles
Chip area (mm ²)	1.68 (w/ pads)	None	5.52 (w/ pads)	0.026 (AC-DC) 0.117 (DC-DC)	0.82

만, MPPT 제어를 하지 않은 구조이기 때문에 전체 효율이 낮다는 단점이 있다. 기존 회로들과 비교시 본 논문에서 설계된 회로는 비교적 작은 면적으로 높은 효율 특성을 보이며, 안정화된 출력을 제공한다. FOC 방식의 MPPT를 적용하여 전체 시스템의 효율을 향상시켰으며, PMU를 이용하여 active/sleep 모드의 안정화된 전압을 부하에 공급한다.

IV. 결론

본 논문에서는 진동에너지 수확을 위한 MPPT 제어기능을 갖는 CMOS 인터페이스 회로를 제안하였다. AC-DC 변환기는 효율 특성이 좋은 능동 다이오드를 이용한 전과정류기를 사용하였으며, DC-DC 부스트 변환기는 제어회로가 간단한 쇼트키 다이오드를 이용한 구조를 사용하였다. 또한, 간단한 구조와 적은 비용으로 출력을 안정화시키기 위해 DC-DC 부스트 변환기의 출력단에 PMU를 이용하는 구조를 제안하였다. 제안된 회로는 0.35 μ m CMOS 공정으로 설계되었으며, 설계된 칩의 면적은 915 μ m \times 895 μ m이다. 설계된 회로의 성능을 검증한 결과 전체회로의 최대 전력효율은 83.4%이다. 본 논문에서 설계된 진동에너지

하베스팅 시스템은 구조물 또는 환경 모니터링 시스템과 같은 비교적 낮은 듀티-사이클 동작이 요구되는 다양한 응용분야에 적용될 수 있다.

References

- [1] Y. C. Kuo, Y. M. Huang, and L. J. Liub, "Integrated circuit and system design for renewable energy inverters," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 50-57, 2014.
- [2] 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.
- [3] C. Lu, C.-Y. Tsui, and W.-H. Ki, "Vibration energy scavenging system with maximum power tracking for micropower applications," *IEEE Trans. Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol. 19, no. 11, pp. 2109-2119, Nov. 2011.
- [4] N. Kong and D. S. Ha, "Low-Power

Design of a Self-powered Piezoelectric Energy Harvesting System With Maximum Power Point Tracking," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2298-2308, 2012.

[5] M. Shim, et al., "Self-Powered 30 μ W to 10 mW Piezoelectric Energy Harvesting System With 9.09 ms/V Maximum Power Point Tracking Time," *IEEE JSSC*, vol. 50, no. 10, pp. 1-13, Oct. 2015.

[6] Y. Rao and D. P. Arnold, "An Input-powered Vibrational Energy Harvesting Interface Circuit with Zero Standby Power," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3524-3533, 2011.

[7] Y. K. Ramadass and A. P. Chandrakasan, "A battery-less thermoelectric energy harvesting interface circuit with 35 mV startup voltage," *IEEE JSSC*, vol. 46, no. 1, pp. 333-341, Jan. 2011.

[8] 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.

[9] 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 $0.13\mu\text{m}$ Low-Voltage Low-Power Technology," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 9, pp. 3249-3257, September 2008.

[10] M. D. Seeman, S. R. Sanders, and J. M. Rabaey, "An ultra-low-power power management IC for energy-scavenged wireless sensor nodes," in *Proc. 2008 PESC*, pp. 925-931, 2008.

BIOGRAPHY

Min-Jae Yang (Student Member)



2014 : BS degree in Electronics Engineering, Incheon National University.
2014~ : MS degree in Electronics Engineering, Incheon National University.

Eun-Jung Yoon (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.

Chong-Gun Yu (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