

태양광 위치 추적 제어를 고려한 에너지 Harvesting AC/DC 전력 변환기 구동에 관한 연구

A Study on AC/DC Power Converter of Energy Harvesting for Considered to Solar Position Tracking Control

나승권¹ · 구기준^{2*}

¹한국폴리텍대학 의용공학과

²한림성심대학교 정보통신네트워크과

Seung-Kwon Na¹ · Gi-Jun Ku^{2*}

¹Department of Biomedical Engineering, Korea Polytechnics College, Wonju, Korea

²*Department of Information Communication & Computer Networks, Hallym Polytechnic University, Chuncheon, Korea

[요 약]

태양광 발전에 있어서 태양전지는 일사량, 온도와 부하에 의해 크게 변동하기 때문에 태양전지에 대한 특성 해석이 필요하다. 또한 태양광 발전에 있어서 가능한 많은 에너지를 얻기 위해서는 환경변화에 따른 태양의 위치추적이 필요하며 태양전지의 출력을 항상 최대로 제어할 필요가 있다. 센서와 마이크로프로세서 칩으로 구현된 본 시스템의 실험 결과는 Boost 컨버터의 승압율은 167%, 소용량에서 에너지 Harvesting 개념과 위치추적 방식의 태양광 발전 구현 가능성을 제시하였다.

[Abstract]

In this paper, the solar cell need the characteristic interpreting because the solar cell changes greatly according to the isolation, temperature and load in the photovoltaic development. Moreover, to get many energy in photovoltaic development need the position tracking of the sun according to the environment change and it is necessary to control the output of solar cells up to the time. Simulation and composed microprocessor and sensor chip an power conversion system with boost converter to experiment results are performed to prove the analysis of the converter operation, and to show the possibility of energy harvesting and photovoltaic development need the position tracking small capacitance, the boost rate of boost converter was similar to 167 percent.

Key word : Position tracking, Energy harvesting, Parasitic capacitance

<http://dx.doi.org/10.12673/jkoni.2014.18.1.56>



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.

Received 4 December 2013; Revised 22 February 2014

Accepted 16 February 2014

*Corresponding Author; Gi-Jun Ku

Tel: +82-033-240-9163

E-mail: gijun@hsc.ac.kr

I. 서 론

태양광 발전 시스템에서 50% 이상을 비용을 차지하고 있는 태양전지는 가격이 고가이기 때문에 면적대비 에너지 밀도를 최대화할 수 있는 방안이 필요하며 이에 대한 해결방안으로 집광형 태양광 발전 시스템이 대두되고 있다. 그러나 에너지 밀도를 최대화하기 위해서는 태양과 태양광 모듈이 법선을 유지할 수 있는 추적시스템이 필요하다. 따라서 일반적인 태양광 발전 시스템은 사용자에게 항상 필요한 전지를 공급하기 위하여 모듈을 직·병렬로 연결한 태양전지 어레이와 전력 저장용 축전지(storage battery), 전력 조정기(power controller) 및 직·교류 변환장치(inverter) 등의 주변장치로 구성된다[1]~[7].

소형·집적화된 자립형(stand-alone) 전기전자제품에 전력공급은 주로 배터리에 의한다. 배터리 교체가 어려운 특별한 경우에는 시스템 주변의 수압변화, 온도차, 소음 또는 기계적인 진동을 에너지원으로 이용하는 에너지 Harvesting 개념이 제안되어, 활발히 연구되고 있다[8]~[9]. 또한, 태양은 시간과 계절에 따라 위치가 항상 변하고 태양 에너지를 직접 전기 에너지로 변환하는 태양전지의 출력은 저밀도 에너지형인 관계로 태양광 위치추적 장치를 사용하여 지속적인 태양추적을 수행한다면 태양광 추적시스템은 이미 적용되고 있는 고정 방식의 태양전지 모듈이 설치된 시스템에 대해 가지는 이점을 생각할 수 있다.

본 논문에서는 태양광 발전의 효율을 높이기 위하여 센서와 마이크로프로세서를 이용한 태양광 위치추적 장치를 설계하고 위치 추적 방식의 태양광 발전에 대하여 태양전지에 대한 특성 해석과 수학적 모델링을 통한 시뮬레이션을 행하여 태양전지 특성 사양과 비교해 보았다. 또한 압전소자로부터 발생한 에너지를 효율적으로 부하에 전달하기 위해서, 3상환에서 동작하는 MOSFET의 특성을 이용한 새로운 AC/DC 컨버터를 제안한다. 전력변환 시스템을 Boost 컨버터와 전압형 인버터로 구성하여 각각에 대하여 실험하였으며, Boost 컨버터 제어에서 최대 전력점 추적을 위해 일정전압 제어법을 사용하였으며, 스위칭 소자의 시비율(duty cycle)이 매우 작아서, 스위칭 소자의 기생 커패시터 영향을 고려하여 컨버터 동작을 해석하였다. 해석 결과를 이용하여 손실 계산을 수행하였으며, 전원에서부터 부하에 전달되는 최대전력을 정의하였다. 또한, 압전소자 발전기의 출력을 효율적으로 부하에 전달하기 위해서, AC/DC 전력변환을 위한 다이오드 정류기, DC/DC 전력변환을 위한 선형 전압 레귤레이터, buck 컨버터(buck converter) 및 플라이백 컨버터 등과 같은 컨버터 토폴로지에 대한 연구와 최대전력전달 조건에 대한 연구가 시도되었다[10]~[11].

본 논문에서는 해석결과의 검증을 위하여 PSIM과 MATLAB을 이용하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다.

II. 시스템 설계 및 장치

2.1 태양광 위치추적 장치

태양 추적 장치(solar tracking system)는 태양 전지 모듈로 입사되는 태양 광선의 방향을 태양 전지 모듈 집광면 법선 방향과 일치시키기 위하여 태양 전지 모듈에 부착하는 자동 제어 장치를 의미한다. 즉 태양 추적 장치는 계절과 시간에 따라 변화되는 태양의 위치에 따라 항상 태양 전지 모듈이 태양을 향하도록 하여 태양 전지 모듈이 태양광 선과 수직으로 놓여 있지 않음으로 인하여 발생하는 손실 즉 cosine 손실을 최소화하여 태양에너지를 가능한 많이 이용할 수 있도록 하는 제어 장치이다. 이러한 태양의 위치를 추적하기 위하여 태양의 위치가 계절 및 시간에 따라 어떻게 변 하는지 또 좌표를 어떻게 나타내는지 등을 살펴보고 태양의 위치를 계산하는 알고리즘에 대하여 살펴보고 간단한 태양 위치 계산 프로그램을 작성하여 그 결과를 살펴보고 이를 이용하여 태양 추적 장치를 구성해야 한다.

태양 추적 장치에 사용할 태양 위치 계산 알고리즘은 정확하면서도 효율적이어야 한다. 태양 위치를 정확하게 알수록 다른 오차의 원인들에 의한 오차 허용 범위(margin of tolerance)가 커지게 된다.

그림 1은 태양의 고도와 위도를 나타내고 있다. 일 년 동안 태양은 황도를 따라 동쪽으로 움직이고, 그 궤도가 작기 때문에 단순화 할 수 있으며 지구의 궤도에 태양이 있다고 가정하여 계산할 수 있다.

태양은 위도가 낮을수록 직선적으로 고도가 변화하고 방향 각 또한 그림 2와 그림 3과 같이 급격히 변화한다. 그러므로 태양광 발전시스템의 효율을 높이기 위해서는 태양과 법선을 유지하도록 추적시스템을 구성하여 음영에 의한 영향을 최소화해야만 한다.

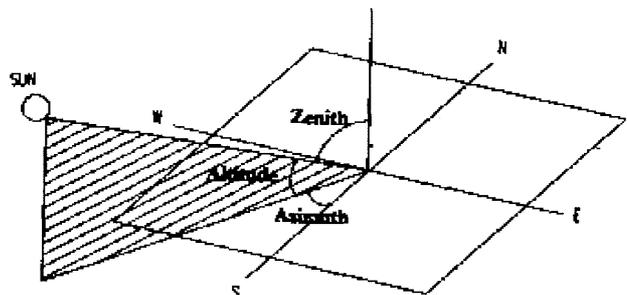


그림 1. 태양의 고도와 위도

Fig. 1. Altitudes and Azimuths of solar

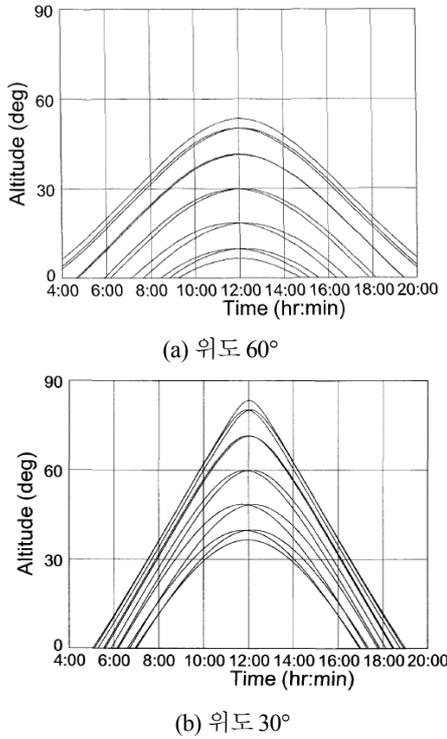


그림 2. 시간에 따른 태양의 고도 변화
 Fig. 2. Solar altitude variations by times

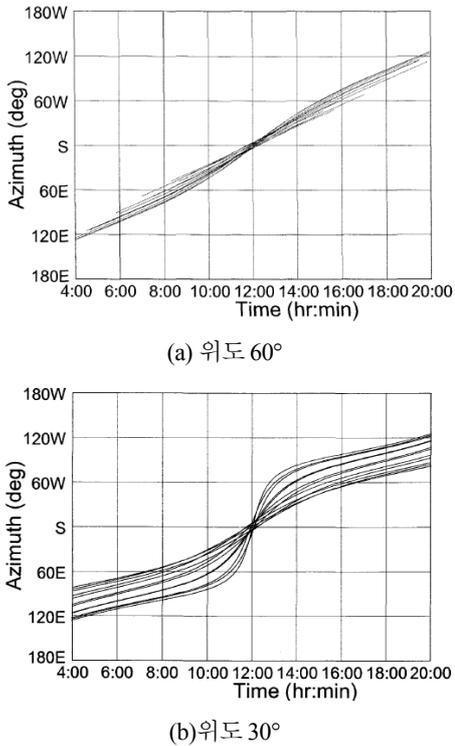


그림 3. 시간에 따른 태양의 방위각 변화
 Fig. 3. Solar azimuth variations by times

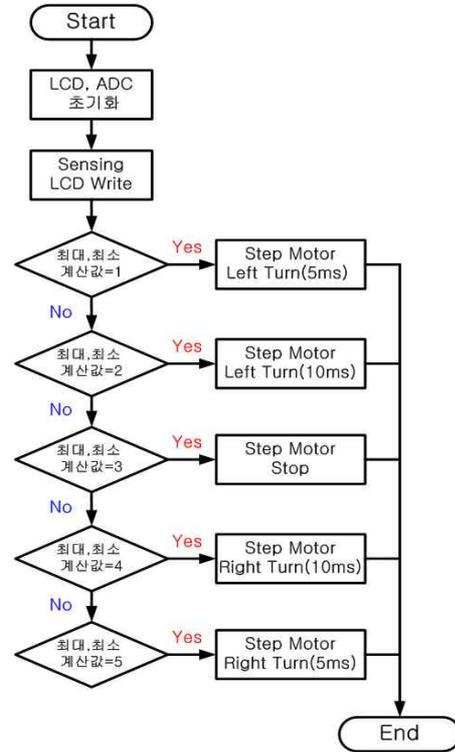


그림 4. 태양광 위치추적 장치의 흐름도
 Fig. 4. Flowchart of solar position tracker

센서와 마이크로프로세서를 사용하여 환경 변화에 대해서도 위치추적이 가능하도록 설계하였다. 그림 4와 같이 태양광 위치추적 장치에서 마이크로프로세서에서의 흐름을 나타낸 것으로 초기 LCD와 ADC(analog-digital converter)를 초기화 시키고, 5개의 센서로부터 sensing된 값을 A/D 변환하여 LCD에 각각의 값을 표시하고, 각각의 값 중 센서에 따른 최대 또는 최소값을 계산하며 sensing의 계산된 값에 따라서 스텝모터의 좌우방향으로 회전 및 정지하게 프로그램 하였다.

센서부에서 센서는 CDS 또는 photo sensor로 구성하며 5개의 센서가 각을 이루어 각각의 sensing된 값을 생성함으로써 현재 태양광의 위치를 파악한다. 그림 5에 태양광 위치 추적 장치의 센서부를 나타내었다.

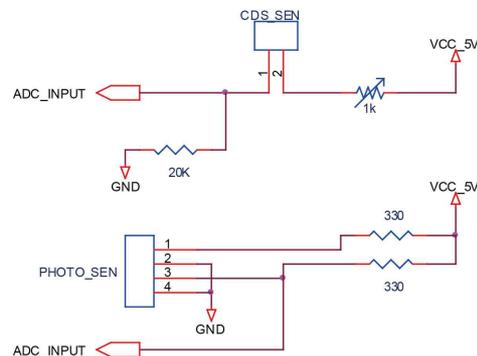


그림 5. 태양광 위치 추적 장치의 센서부
 Fig. 5. Sensor part of solar position tracker

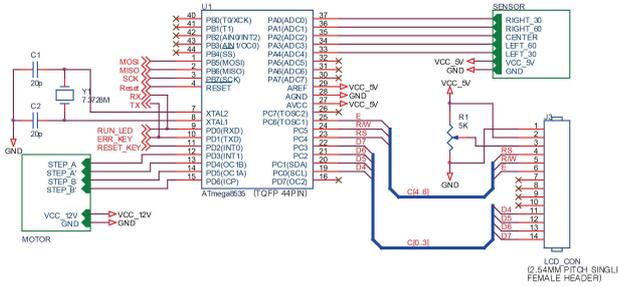


그림 6. 태양광 위치추적 장치의 마이크로프로세서부
Fig. 6. Microprocessor part of solar position tracker

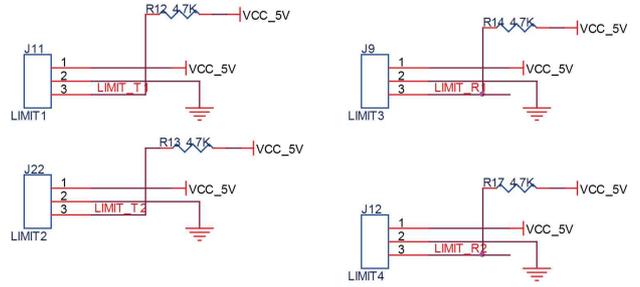


그림 8. Limit 센서 회로
Fig. 8. Limit sensor circuit

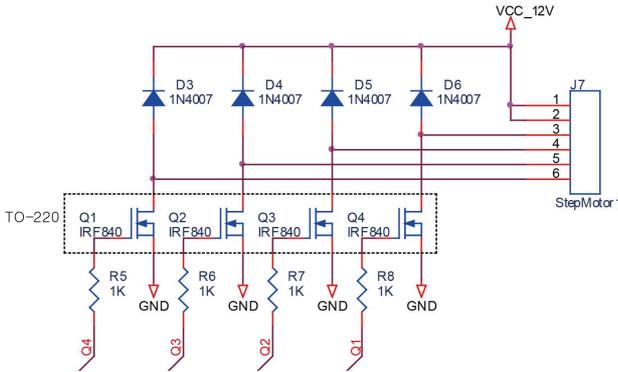


그림 7. 모터 및 모터 제어부
Fig. 7. Motor and motor control part

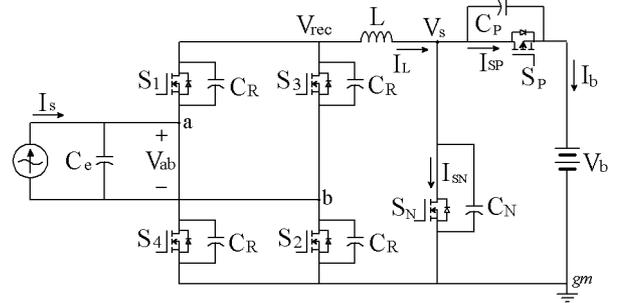


그림 9. 저전압 AC 전류원으로 부터 배터리 충전을 위한 AC/DC 컨버터 회로도
Fig. 9. Topology of AC/DC converter for charging the battery from a low voltage AC current source

그림 6은 마이크로프로세서는 프로그래밍과 제어가 쉬운 ATmega8535를 사용하였으며 5개의 A/D 컨버터를 사용하여 센서부에서 값을 읽어 들어 LCD화면에 읽어들이 값 0000~03FF사이의 수로 표시(ATmega8535의 A/D 컨버터가 10 bit-resolution의 해상도를 가지므로 을 16진수로 표시하면 03FF이다)하고, 여기서 가장 큰 값 또는 작은 값을 계산(센서에 따라서 계산방식이 다르다)하고 이를 다시 LCD화면에 표시하면서 계산된 값에 따라서 좌우로 이동하여 태양과 집광면에 수직이 되도록 모터를 제어하게 하였다.

그림 7은 모터 및 모터제어부로서 모터는 제어가 쉽고 적은 용량으로 큰 토크를 낼 수 있는 스텝모터를 사용하였으며 체인 기어를 사용하여 최대 동력 전달을 할 수 있게 하였다. 여기에서 사용된 기어는 기어비가 4:1인 기어를 사용하였다. 또한 스러스트 베어링을 사용하여 정지 토크에 대한 모터의 부담을 줄였다.

그림 8은 limit센서 회로로서 각축에는 자석이 달려 있고 그 자석이 이 센서에 근접하면 HIGH(5V)의 출력이 LOW(0[V])출력으로 되어 MCU에서는 이를 감지하여 제어하게 된다. 센서의 위치는 좌우(20°~160°) 상하(20°~120°)에 위치하고 있다.

2.2 AC/DC 컨버터

그림 9는 AC 전류원 I_s 로부터 배터리를 충전하기 위한 AC/DC 컨버터 시스템이다.

교류 전류원 I_s 와 커패시터 C_e 는 압전소자의 전기적 특성에 의해 모델링되며, I_s 는 식 (1)과 같다.

$$I_s(t) = I_p \sin(\omega t + \varnothing) \tag{1}$$

전류원 I_s 출력단의 전압 $V_{ab}(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$V_{ab}(t) = \frac{V_m}{2} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) + \frac{V_m}{2} \tag{2}$$

$$0 < \omega t < \pi$$

컨버터는 AC/DC 정류를 위한 full bridge 정류기와 DC/DC 승압변환을 위한 부스트 컨버터로 구성된다. 컨버터의 소형화를 위하여 full bridge 정류기의 출력단 직류 커패시터를 제거하였으며, 인덕터 L은 가능한 작게 하였다. 스위칭 소자는 1상 한과 3상한에서의 동작이 가능한 MOSFET을 사용하며, Full bridge 정류기는 4개의 N형 MOSFET을 3상한에서, 부스터 컨버터는 N형 MOSFET을 1상한과 3상한에서, P형 MOSFET을 3상한에서 사용하여, 저전압 영역에서 손실을 최소화하며, 아래의 식 (3), (4), (5)와 같다.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_c}} \tag{3}$$

$$I_{L,3}(t) = V_p \sqrt{\frac{C_e}{L}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC_e}} t\right) \quad (4)$$

$$\Delta T_3 = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_e} \quad (5)$$

공진주파수 f_R 은 전류원 I_S 의 주파수 f_s 와 비교하여 대단히 크다. 그러므로 MOSFET S_N 의 시비율은 대단히 작으며, 이로 인해 MOSFET의 기생 Capacitance C_p , C_N 및 C_R 의 크기는 컨버터의 동작에 영향을 준다. S_N 의 turn on은 $I_L(t=t_2)$ 이 0전류일 때, 턴 오프는 $V_{ab}(t=t_3)$ 가 영 전압일 때, 스위칭이 이루어지며 공진전류 $I_L(t=t_3)$ 는 최대값을 갖는다.

S_N 이 턴 오프되고, S_p 가 turn on하기 위한 dead-time 구간에서, 인덕터 전류 I_L 이 MOSFET 기생 커패시터 C_N 과 C_p 에 의해서 분배되는 기간이다. dead-time은 MOSFET S_p 와 S_N 에 단락회로 형성과 S_p 의 몸체 다이오드 turn on을 방지할 수 있어야 한다. 스위치 S_p 가 $V_{ab}(t)$ 가 0전압일 때 turn on되어, 인덕터에 저장된 에너지가 배터리 V_b 로 전달되는 충전기간이다. 이 모드는 인덕터 전류 $I_L(t=t_3)$ 가 0 A될 때까지 지속된다. $I_L(t)$ 는 식 (6)과 같다.

$$I_{L,5}(t) = \sqrt{V_p^2 + V_b^2} \sqrt{\frac{C_e}{L}} \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC_e}} t + \varnothing\right) \quad (6)$$

여기서 $\varnothing = \tan^{-1} \frac{V_b}{V_p}$ 이다. 공진전류 $I_L(t)$ 가 0 A에 이르는 시간은 식 (7)과 같다.

$$\Delta T_5 = t_5 - t_4 = \left(\frac{\pi}{2} - \varnothing\right) \sqrt{LC_e} \quad (7)$$

그리고, booster 컨버터의 충전전력 제어가 가능한 운전 조건은 식 (8)과 같다.

$$V_p \leq V_b \quad (8)$$

따라서 $45^\circ \leq \varnothing \leq 90^\circ$ 이다.

MOSFET 기생 커패시터 C_N 과 C_p 에 의해서 인덕터 전류가 분배되는 기간이다. 이 기간에 배터리 V_b 는 방전을 하며, MOSFET S_N 의 기생 커패시터 C_N 이 충전된다. 이 기간이 길면 MOSFET S_N 의 몸체다이오드가 턴 온하게 된다. MOSFET S_N 을 3상한에서 동작시켜, 배터리로 흐르는 전류를 제거하고, S_N 의 몸체다이오드의 turn on을 방지한다. 모드 7의 기간 ΔT_7 은 식 (9)와 같다.

$$\Delta T_7 = t_7 - t_6 \approx \pi \sqrt{LC_e} \quad (9)$$

MOSFET S_N 이 3상한에서 turn off한 이후에, MOSFET의 기생 커패시터 C_N 과 C_p 와 인덕터 L에 의해 고주파 공진이 이루어진다.

MOSFET Full bridge정류기 양단의 전압 $V_{ab}(t)$ 의 크기는 전류원 I_S 에 의해 재충전이 되지 않았으므로, 거의 0전압이다. 이 모드는 Full bridge MOSFET 정류기가 (S_1, S_2)에서 (S_3, S_4)로 switching될 때까지 지속된다.

2.3 컨버터에 의해 전달되는 최대전력

시각 t_1 에서 저전압 AC 전류원의 출력 커패시터에 저장되어 있던 에너지 W_C 는 식 (10)과 같다.

$$W_C = \frac{1}{2} C_e V_p^2 \quad (10)$$

MOSFET을 이상적(ideal)인 무손실 소자로 가정하면 충전 에너지 W_b 는 식 (11)과 같다.

$$\int_0^{\Delta T_5} V_b \cdot I_{L,5}(t) dt = C_e V_b \sqrt{V_p^2 + V_b^2} (1 - \sin \varnothing) \quad (11)$$

또한 배터리 충전과정에서 커패시터 C_e 로 회생되는 에너지 W_{ce} 는 식 (12)와 같다.

$$\int_0^{\Delta T_5} V_{ab}(t) \cdot I_{L,5}(t) dt = \frac{C_e}{2} (V_p^2 + V_b^2) (1 - \sin \varnothing)^2 \quad (12)$$

공진과정 중에서 배터리로 전달된 에너지는 MOSFET S_N 의 3상한 동작에 의해서, 전류원 I_S 로 회생되지 않는다. 따라서 식 (10), (11)에서 출력 커패시터 C_e 의 최대전압 V_p 로부터 이용할 수 있는 충전에너지 W_b 의 최대값은 약 82.8 %이고, 전류원으로 회생된 에너지 W_{ce} 는 17.2 %이다.

2.4 전력변환기의 출력 제어

전력변환기는 그림 10과 같이 boost 컨버터와 단상 half bridge 방식의 인버터를 사용하여 구성하였다. Boost 컨버터는 태양전지 셀의 최대전력이 DC 커패시터 측으로 전달되도록 inductor 전류를 제어하여 Vcell이 최대 전력점에서 유지되도록 하는 일정전압 제어를 하였다. 또한 인버터는 정현 펄스폭 변조(SPWM; sinusoidal phase width modulation)방식을 사용하여 V_{dc} 로부터 크기와 주파수 가변이 용이하게 구성하였다.

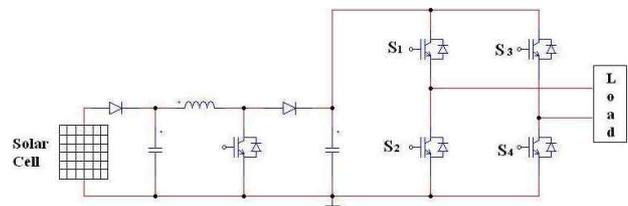


그림 10. 전력 변환기 구성

Fig. 10. Construction of power conditioning system

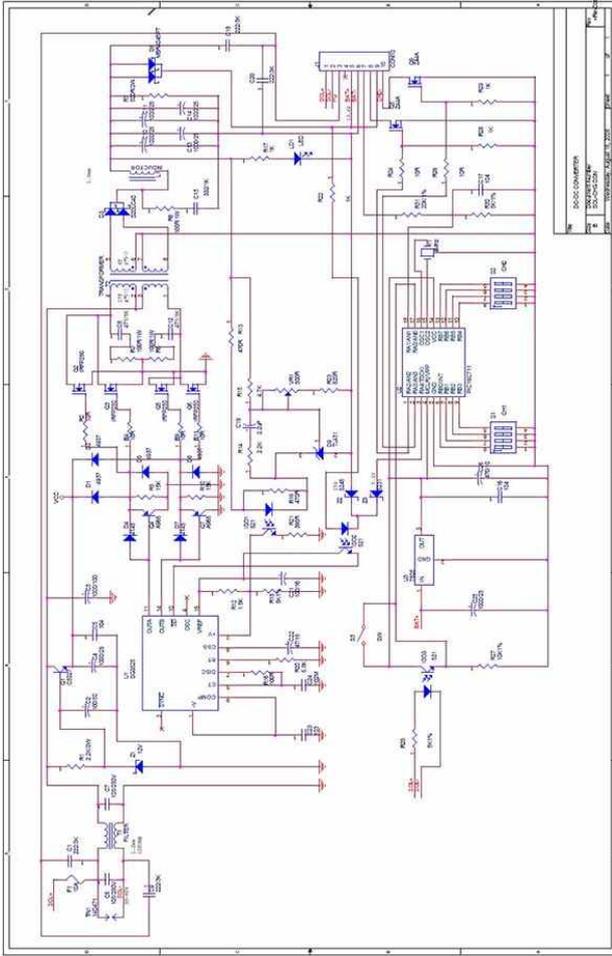


그림 11. 전력변환 시스템 제어 회로
Fig. 11. Control circuit of power conversion system

그림 11은 전력 변환 시스템 제어 회로를 나타내고 있다. 전력 변환부는 입력전압 범위 직류 100 V, 출력전압 50~75 V를 유지하도록 정전압방식을 채택하였고, 온도보상 충진을 고려하였으며 과충전과 과방전 기능을 가질 수 있도록 하였다.

III. 시뮬레이션 및 실험결과

3.1 태양전지 어레이의 모델링과 시뮬레이션

태양전지에서 발생하는 전압과 전류의 관계는 매우 비선형 특성을 갖기 때문에, 보다 정확한 시스템 특성을 알기 위하여 태양전지 어레이의 모델링과 PSIM을 통하여 시뮬레이션을 하였다. 태양전지 어레이의 I-V 특성곡선을 얻기 위한 수학적 모델링에서 광전류 I_{ph} 는 일사량과 셀 온도에 의존하므로 식 (13)과 같으며 다이오드에 흐르는 전류는 셀의 직렬-병렬 연결 수와 관계되므로 식 (14)와 같이 되고 셀의 역포화 전류는 셀 온도에 의존하므로 식 (15)와 같이 된다.

$$I_{ph} = [I_{sc}S_N + I_t(T_c - T_r)]N_p \quad (13)$$

$$I_D = [I_o [e^{\frac{qV}{AKTN_s}} - 1]]N_p \quad (14)$$

$$I_o = I_{or} [\frac{T_c}{T_r}]^3 e^{\frac{qE_g}{Bk}(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_c})} \quad (15)$$

여기서, I_{sc} 는 단락전류, S_N 은 단위일사량 mW/cm^2 , I_t 는 단락 전류 온도계수 A/K , I_D 는 다이오드전류, I_o 는 셀의 역 포화 전류, N_p 는 모듈의 병렬연결 수, N_s 는 태양전지의 직렬연결 수, T_c 는 태양전지 온도 K , T_r 은 태양전지 기준온도 K , A 와 B 는 제조상수, I_{or} 은 태양전지 기준온도에서의 역 포화전류, E_g 는 셀에서 사용된 반도체의 에너지밴드 갭, q 는 전하 C , k 는 Boltzmann상수, SOLR는 일사량 mW/cm^2 을 의미한다. 그림 12 식 (13)~식 (15)을 이용하여 태양전지 어레이의 PSIM 모델과 DLL 소스를 나타내며 그림 13에 boost 컨버터 시뮬레이션 회로와 그림 14와 그림 15에 태양전지 특성과 boost 컨버터 시뮬레이션 파형을 나타내었다.

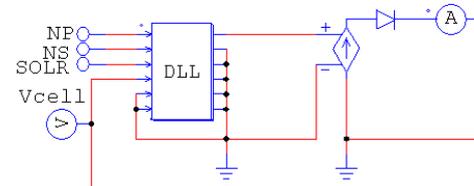


그림 12. PSIM모델과 DLL 소스
Fig. 12. PSIM model and DLL source

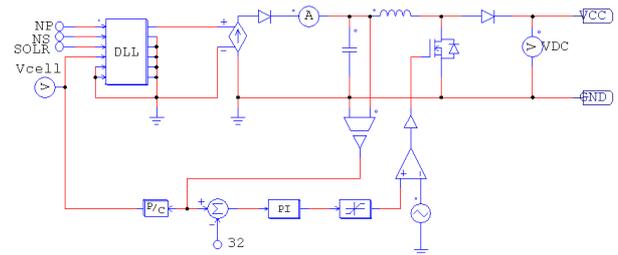


그림 13. Boost 컨버터 시뮬레이션 회로
Fig. 13. Simulation circuit of boost converter

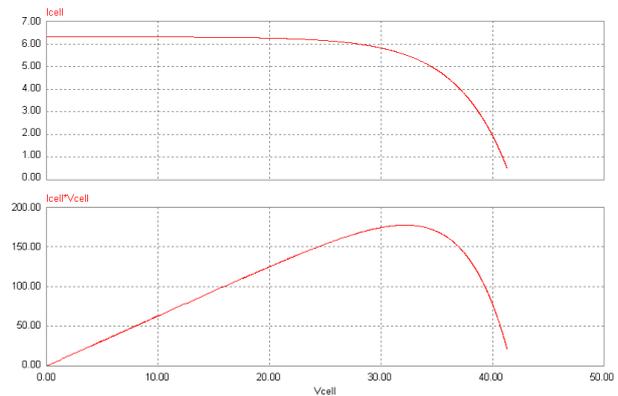


그림 14. 태양전지 어레이 4개에 대한 특성곡선
Fig. 14. Characteristic waveform of four solar cell arrays

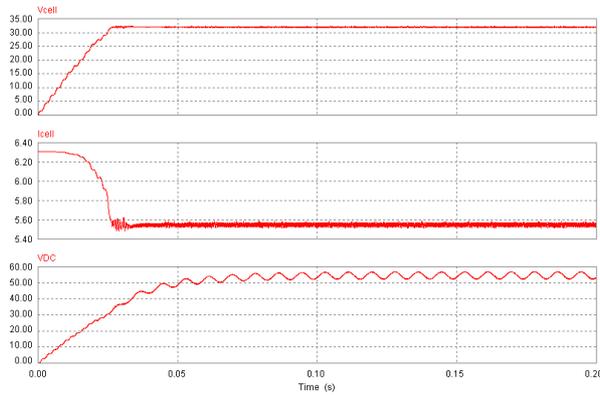


그림 15. Boost 컨버터 시뮬레이션 파형
 Fig. 15. Simulation waveform of boost converter

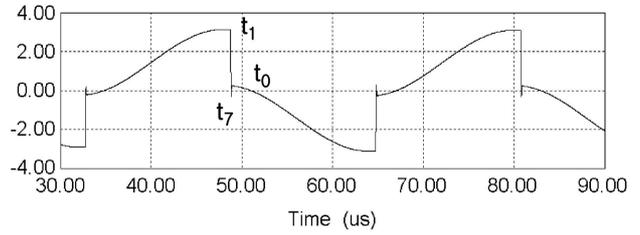
표 1. AC/DC 컨버터 시스템의 데이터

Table 1. Data of AC/DC converter for energy harvesting

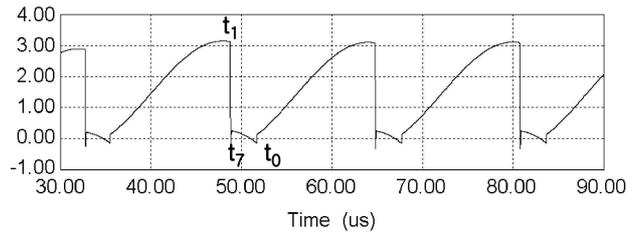
I_p	200 μ A	f_{AC}	31240 Hz
V_b	5 V	C_e	582.6 pF
L	2 μ H	인덕터 저항	1 Ω
C_R, C_p, C_D	3 pF	배터리 내부저항	0.1 Ω
MOSFET R_{ds} (On)	3 Ω	몸체 다이오드 On 전압	0.7 V

본 실험에서 사용된 태양전지 모듈의 특성 사양과 수학적 모델링을 시뮬레이션한 것을 나타내며 특성 사양과 시뮬레이션 값을 비교하였을 때의 오차가 나는 것을 알 수 있다. 이는 근사적으로 시뮬레이션이 이루어졌음을 알 수 있다. 컨버터의 동작 특성과 설계한 제어기의 동작을 검증하고, 시스템의 효율 추정을 위해서, PSIM 시뮬레이션을 수행하였다. 정류기 스위치 $S_1 \sim S_4$ 의 동작 주파수와 Booster 컨버터 스위치 S_p 와 S_N 의 시 비율에는 큰 차이가 있다. 따라서 시뮬레이션을 통해서 과도한 양의 데이터가 만들어지므로 결과 처리에 어려움이 있으므로, 전류원의 주파수를 포함하여, 일부 시스템 정수를 수정하여 설정하였다. 표 1은 AC/DC 컨버터 시스템의 데이터이다.

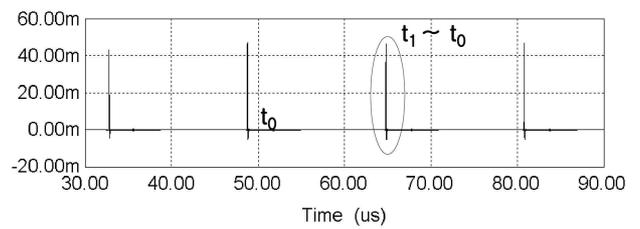
그림 16은 AC/DC 컨버터의 동작과 관련하여 PSIM 시뮬레이션을 수행한 결과 파형이다. 그림 16의 (d)는 전류원의 출력단 커패시터 전압 V_{ab} , 정류기 전압 V_{rec} , 인덕터 전류 I_L 과 전류원 I_S 의 출력에너지 E_{in} 과 배터리 V_b 로 전달된 에너지 E_{out} 의 파형이다. 그림 16(a)에서 $V_{ab}(t)$ 의 최대값은 약 3.1 V, 그림 16(c)에서 공진전류의 최대값은 46.7 mA, 한 주기($t_0 \sim t_1$)는 16.0 μ s, 그림 16(c)의 전류 펄스와 관련된 시간($t_1 \sim t_0$)는 2.81 μ s이다. 그림 16(b)는 스위치 S_N 및 S_p 의 동작기간에 공진에 의해서 $V_{ab}(t=t_7)$ 의 전압이 양의 값을 갖는다. 전류원 출력전압 $V_{ab}(t=t_0)$ 에서 0전압값을 가질 때, MOSFET 정류기는 스위칭을 한다. 그림 16(d)는 전류원으로 부터 출력된 에너지의 약 68.7%가 펄스파의 형태로 배터리에 전달됨을 보인다.



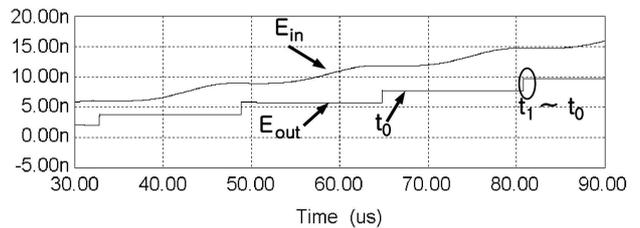
(a) 출력단 커패시터 C_e 전압



(b) 정류기 출력전압 V_{rec}



(c) 인덕터 전류 I_L



(d) 전류원 출력에너지 E_{in} 과 배터리 충전 에너지 E_{out}

그림 16. AC/DC 컨버터의 시뮬레이션 전류 파형

Fig. 16. Simulated current waveform of AC/DC converter (a) voltage of the output capacitor of the current source (b) rectifier voltage (c) Inductor current (d) Supplied energy and harvest energy

3.2 실험 결과

실험을 위해서 출력단에는 2 V 배터리를, 입력 전류원으로 는 주파수 125 Hz, 출력저항 1.25 Ω , 최대값 8.85 μ A를 갖는 전류원을, 공진용 인덕터 100 μ H를 사용하였다. 그림 18은 측정된 전류원 출력단 전압 V_{ab} , 공진 inductor 전류 I_L 및 MOSFET S_N 의 드레인 전압이다. 입력 전력에 대한 효율 60% 정도로 측정되었다. ATmega8535 IC chip으로 구현된 컨버터 회로의 내부의 MOSFET 전류 파형의 측정은 불가능하므로 실험으로 측정된 전압 및 전류 파형은 시뮬레이션 파형과 같은 형태를 취한다.

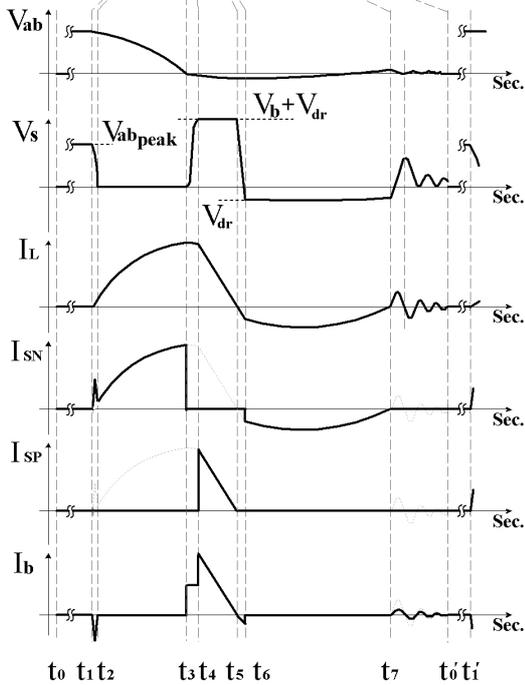
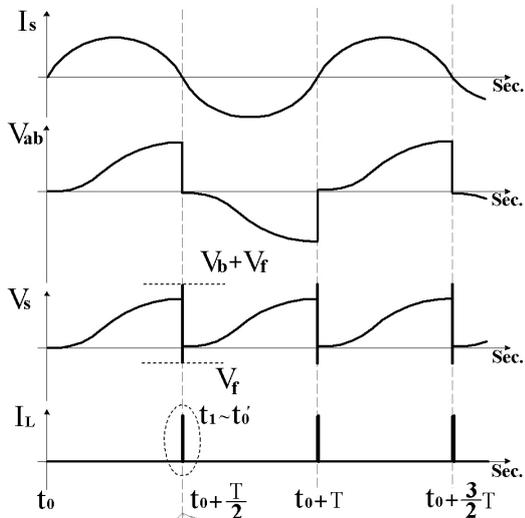
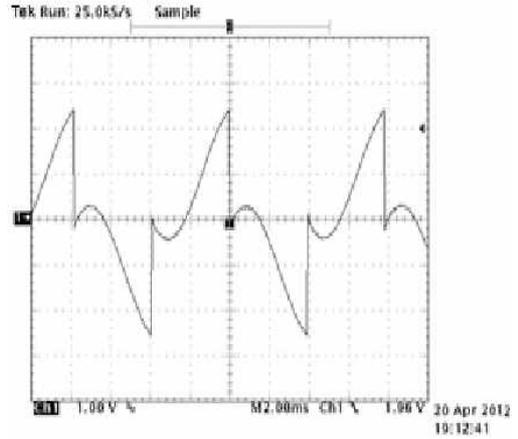


그림 17. 컨버터의 전압전류 해석파형

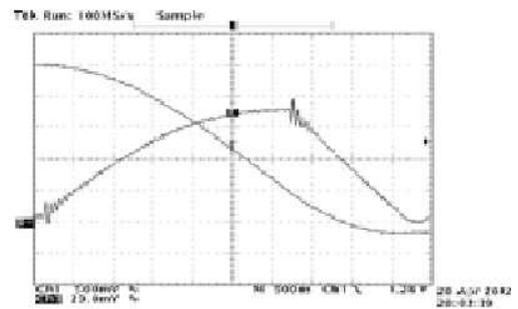
Fig. 17. Analytic waveform of voltages and currents of the converter

그림 19는 태양광 어레이에서 나온 전압을 boost 컨버터를 이용하여 승압한 파형을 나타낸다. 실제 실험에서는 35.5 V 입력력에 59.4 V의 출력을 보였으며 167%의 승압률을 보이고 있다. 이는 시뮬레이션에서와 거의 동일한 승압률을 보이고 있음을 알 수 있다.

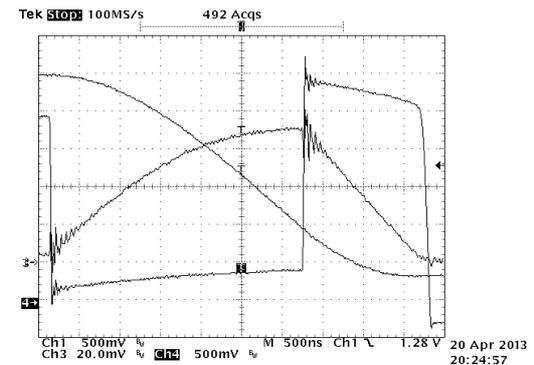
그림 20은 SPWM의 carrier인 정현파와 reference인 삼각파를 나타내며 변조지수는 1에 가깝게 조정하였으며 각각의 주파수는 60 Hz와 600 Hz로 일정하게 하여 실험 하였다.



(a) 1 V/div 및 2 ms/div으로 측정된 정류기 전압 V_{rec} 파형



(b) 시간축 500 ns/div에서 500 mV/div 및 16 mA/div로 측정된 정류기



(c) V_{rec} 500 mV/div 및 I_L & I_{SN} 16 mA/div의 시간 비율 파형

그림 18. AC/DC 컨버터의 스위칭 구간 $[t_1 \sim t_7]$ 에서의 실험 파형

Fig. 18. Measured wave forms for switching between $[t_1 \sim t_7]$ of the AC/DC converter. (a) V_{rec} on 1 V/div & 2 ms/div (b) V_{rec} (500 mV/div) & I_L (16 mA/div) on time scale 500 ns/div (c) V_{rec} (500 mV/div), I_L & I_{SN} (16 mA/div) on time scale 500 ns/div

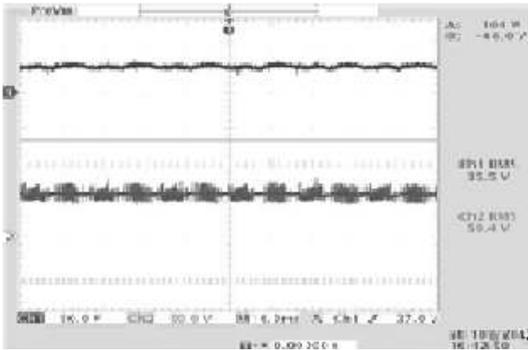


그림 19. Boost 컨버터의 입출력 파형
 Fig. 19. Input-output waveform of boost converter

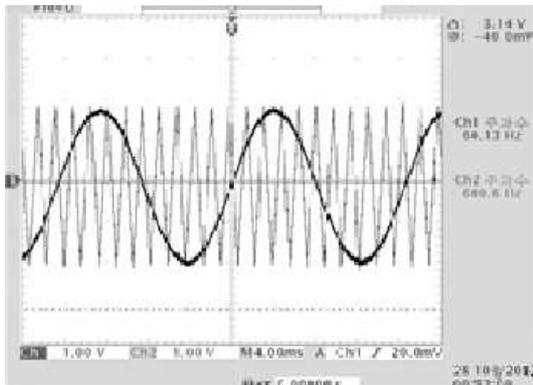


그림 20. SPWM의 Carrier와 Reference 파형
 Fig. 20. Carrier and reference waveform of SPWM

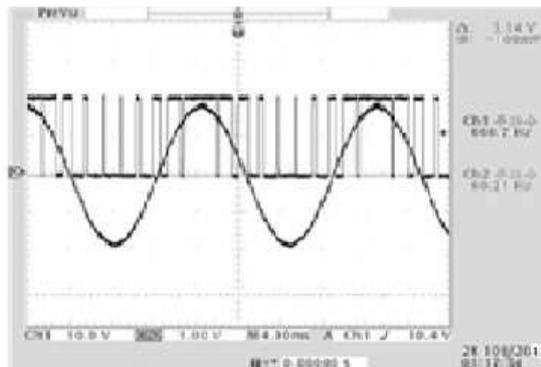


그림 21. SPWM의 Carrier와 변조파형
 Fig. 21. Carrier and modulation waveform of SPWM

그림 21은 carrier인 정현파에 대한 게이트 입력신호인 변조 파형을 나타내고 있다. 정현 펄스폭변조 이론에서와 같이 정현 파 주기에 대하여 변조파형이 정확하게 일치함을 알 수 있다.

그림 22와 23은 인버터 게이트 입력신호인 변조파형을 나타내는 것으로서 그림 22의 S_1 은 S_2 와 서로 반대이고 그림 23의 S_1 과 S_3 는 carrier인 정현파 위상이 180° 늦은 파형에 대한 변조파형을 나타낸다.

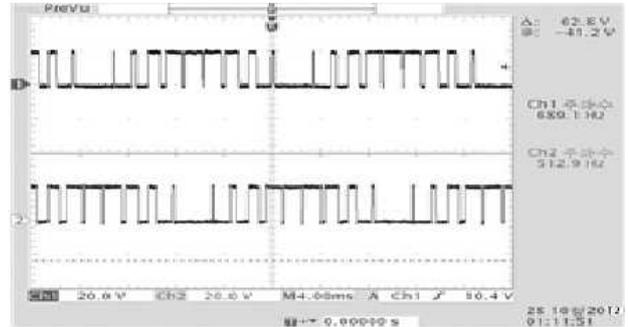


그림 22. 인버터 게이트 신호 S_1 , S_2
 Fig. 22. Inverter gate signal S_1 , S_2

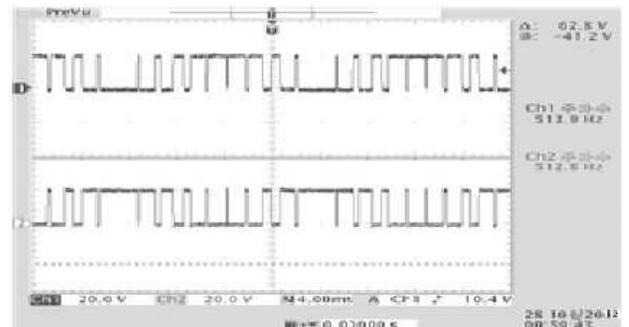


그림 23. 인버터 게이트 신호 S_1 , S_3
 Fig. 23. Inverter gate signal S_1 , S_3

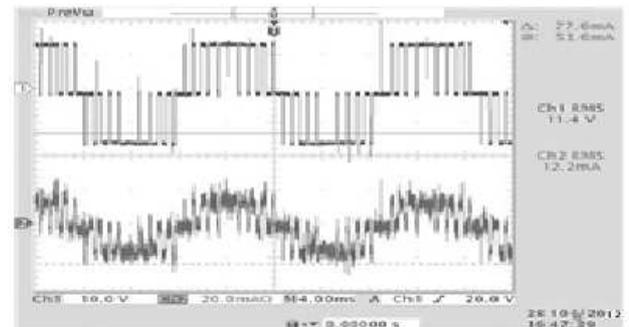


그림 24. 인버터 출력 전압, 전류 파형
 Fig. 24. Output voltage and current wave forms of the inverter

그림 24는 boost converter에서 출력되는 전력을 인버터의 입력으로 하여 부하 1 k Ω 를 연결하였을 때 출력되는 파형을 나타낸다. 시뮬레이션에서는 carrier인 정현파 한 주기당 reference인 삼각파를 20회를 주었으나 본 실험에서는 10회만 주어 실험하였으며, 오픈루프 방식으로 실험하였다. 또한 인버터에서 전력변환 과정에서의 손실 등으로 인하여 그림에서 보는바와 같이 전압과 전류에 잡음성분이 많은 것을 볼 수 있다. 하지만 단위역률에 대하여 동상으로 나타남을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 연구는 에너지 harvesting 개념의 구현을 위하여, 새로운 AC/DC 전력변환 컨버터를 제안한다. 압전소자는 출력단에 capacitor를 갖는 저전압 AC 전류 원으로 에너지를 전달하는 AC/DC컨버터의 MOSFET 스위칭에 따른 운전 특성을 해석하였다. MOSFET와 다이오드는 이상적인 스위칭소자와 전압원, 저항 및 기생 커패시터의 조합으로 모델링하였다.

제안한 컨버터는 60% 정도의 효율을 보였으며, 태양광 발전의 효율을 높이기 위하여 태양광 위치추적 장치를 구성하였으며, 태양광 발전시스템에서 태양전지에 대한 특성해석과 수학적 모델링을 통하여 시뮬레이션을 행하였으며 시뮬레이션을 근거로 하여 boost 컨버터와 SPWM방식의 인버터로 구성된 전력변환기를 이용하여 실험을 수행한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다. 소용량의 시스템에서 압전소자를 이용한 에너지 harvesting의 가능성을 보였다.

(1) 최대 전력을 얻기 위하여 최대 출력 점 제어방식 중 일정한 전압 제어법을 사용하여 boost 컨버터 제어를 하였으며 실제 실험한 결과를 시뮬레이션한 결과와 비교 하였을 때 오차 2% 이하의 거의 동일한 승압율을 얻을 수 있었다.

(2) SPWM 제어방식의 인버터를 구성하여 DC전력을 AC전력으로 변환하였을 때 변환된 전압, 전류의 파형은 대체로 양호하였으나 controller와 드라이버 회로에서의 손실과 전력 변환과정에서의 손실 등으로 인하여 높은 출력을 얻지 못하였다.

(3) 보다 많은 태양광 발전을 위하여 센서와 마이크로프로세서를 이용하여 태양광 위치추적 장치를 설계하였으며, 고정방식의 태양광 발전과 태양광 위치 추적방식을 비교하였을 때 태양광 위치추적 방식이 고정방식에 비해 5% 이상의 발전량이 증가한 것을 알 수 있었다.

향후 앞서 언급한 하드웨어와 소프트웨어적인 보정제어기능을 통하여 보다 정밀한 제어 시스템을 구성하고 다양한 집광형 모듈 및 트래킹 시스템을 본 시스템을 적용하여 전체 시스템의 최적화를 통해 단위면적당 고밀도 에너지를 확보할 수 있는 방안에 대하여 연구할 예정이다.

참고문헌

- [1] Jeffrey K. Ottman, Health F. Hofmann, Archin C. Bhat, George A. Lesieutre, "Adaptive Piezoelectric Energy Harvesting Circuit for Wireless Remote Power Supply," *IEEE transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 669-676, September 2012.
- [2] P. Glynn-Jones, S.P. Beeby, N.M. White, "Towards a piezoelectricvibration-powered microgenerator," *IEE Proc.-Sci. Meas. Technol.*, Vol. 148, No. 2, March 2011.
- [3] Nathan S. Schenck, Joseph A. Paradiso, "Energy Scavenging with Shoe-Mounted Piezoelectrics," *IEEE Micro*, Vol. 21, pp.30-42, May-June 2011.
- [4] Anurag Kasyap, Ji-Song Lim, David Johnson, Stephen Horowitz, Toshikazu Nishida, Khai Ngo, Mark Sheplak, Louis Cattafesta, "Energy Reclamation from a Vibrating Piezoceramic Composite Beam," *9th International Congress on Sound and Vibration, ICSV9*.
- [5] Stephen Horowitz, Anurag Kasyap, Fei Liu, David Johnson, Toshi Nishida, Khai Ngo, Mark Sheplak, Louis Cattafesta, "Technology Development for Self-Powered Sensors," *American Institute of Aeronautics and Astronautics, AIAA Paper-2002-2702, 1st Flow Control Conference, June 24-26, St. Louis, MO. 2009*.
- [6] Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics- 2nd Ed.," Kluwer Academic Publishers, 2011.
- [7] S. Xu, K. Ngo, T. Nishida, G.B. Chung, A. Sharma, "Converter and Controller for Micor-Power Energy Harvesting," *admitted for presenting IEEE APEC*, 2005.
- [8] IEA PVPS, Trends in Photovoltaic applications, *IEA, Report IEA-PVPS*, 2009.
- [9] P.Roth, A. Georgiev, h. Boudinow, "Design and construction of a system for sun-tracking," *Renewable Energy*, 29, 373-402, 2010.
- [10] Ahmed T Navee, "Performance Improvement justification of a concentrating photovoltaic system over a non-concentrating PV system," *KSES*, Vol.25, No.4, 2010.
- [11] T. Kojima, K.Matsui, M. Hasegawa, I. Yamamoto, H. Mori, "A simple Maximum Power Tracking circuit in Utility-interactive Photovoltaic Power Conditioner," *ICEE*, PP.531~536, 2010.



나 승 권 (Seung-Kwon Na)

1999년 2월 : 세명대학교 전기공학과(공학사)
2001년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학석사)
2008년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사)
1981년 7월 ~ 1988년 4월 : 부산위생(한방)병원
1988년 5월 ~ 1994년 8월 : 한국수자원공사
1994년 8월 ~ 현재 : 한국폴리텍대학 원주캠퍼스 의용공학과 교수
※ 관심분야 : 의용공학 및 에너지 변환, 전력전자 응용분야 등



구 기 준 (Gi-Jun Ku)

1983년 2월 단국대학교 공학사(전자공학)
1988년 2월 한양대학교 공학석사(전자공학)
1996년 8월 숭실대학교 공학박사(전자공학)
1994년 2월 ~현재 한림성심대학교 정보통신네트워크과 교수
※ 관심분야 : 통신 및 신호처리, 이동통신, 신재생에너지