

단상 인버터를 이용한 새로운 태양광 에너지 변환 시스템 구현

(A New Solar Energy Conversion System Implemented Using Single Phase Inverter)

김실근* · 홍순일

(Sil-Keun Kim · Soon-Il Hong)

요 약

본 논문은 새로운 태양광 에너지 변환 기술에 의한 연계형 단상 인버터 제어기술을 나타내었다. 최대전력 점 추적 제어는 두 부스터 컨버터의 MOSFET 스위치 제어 발생회로에 기초하고 단상 인버터는 풀 브리지의 4개 IGBT 스위치에 의해 전류 추종제어 된다.

PV 모듈의 발생전력 제어회로는 PV 모듈의 출력 전압, 전류 검출에 의해 최대전력 점 제어한다.

결국 PV 모듈 양단은 인버터 입력전압으로 낮은 리플 전압을 유지하고 출력은 증가한다.

제안한 태양광 인버터 시스템의 효과가 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증되었다.

Abstract

RAbstract - This paper describes a solar energy conversion strategy is applied to grid-connected single phase inverter by the maximum power point of conversion strategy. The maximum power point of tracking is controlled output power of PV(photovoltaic)modules, based on generated circuit control MOSFET switch of two boost converter for a connected single phase inverter with four IGBT's switch in full bridge.

The generation control circuit allows each photovoltaic module to operate independently at peak capacity, simply by detecting of the output power of PV module. Furthermore, the generation control circuit attenuates low-frequency ripple voltage, which is caused by the full-bridge inverter, across the photovoltaic modules. The effectiveness of the proposed inverter system is confirmed experimentally and by means of simulation.

Key Words : Maximum power point tracking, PV modules

1. 서 론

최근 지구환경의 관심 때문에 자연 에너지원에 대

해 많은 흥미가 고조되고 있고 태양광(Photovoltaic) 에너지의 전기에너지 변환이 점점 증가되고 있다 [1-2]. 그러나 태양에너지의 전기에너지 변환 시스템은 PV의 출력 효율을 증가시키기 위한 최대 전력 점에서 동작 하도록 하는 기술은 매우 어렵다. PV 에너지 변환 시스템은 비선형이고 PV 모듈 발생 전력은 어레이 단자의 동작전압과 전류에 의존한다. 또한 최대 전력점은 각 어레이 전압 레벨과 온도에

* 주저자 : 부경대학교 박사과정
Tel : 051-620-1431, Fax : 051-620-1425
E-mail : sihong@pkmu.ac.kr
접수일자 : 2006년 4월 29일
1차심사 : 2006년 5월 9일, 2차심사 : 2006년 6월 8일
심사완료 : 2006년 6월 19일

따라 변하기 때문에 최대 전력점을 추적하기는 매우 어려운 문제이다.

이러한 문제들을 극복하기 위해서 최대 전력점 추적 제어 기술, 고효율 에너지 변환 컨버터 기술은 반복하여 연구되고 있다[3-4]. 교외 거주지에 태양광 발전 시스템을 설치할 때 PV 모듈은 일반적으로 지붕 위에 경사를 두고 설치한다. 이 경우 구름, 나무, 인접 빌딩, 태양의 방향 등으로 모듈에 부분적인 그늘이 생겨 전력 발생이 고르지 못하다.

최대 전력점 추적을 위한 일반적인 요구 사항은 시스템이 간단, 가격 저렴, PV 변화에 대한 빠른 추적성 및 출력 변동이 적은 것이다. 그리고 PV 모듈에 비치는 태양광 량의 불평행에 대하여 최대 출력을 얻는 것이다. 이러한 문제를 해결하기 위한 효과적인 방법이 필요하고 가변 콘덴서 사용, 일정 전압 제어 최대전력 점 추적 방법 등이 제안되어 있다 [5-6].

그리고 태양 발전의 직류 전력은 교류전력으로 변환이 필요하고 적절한 주파수와 크기를 갖는 DC/AC 변환은 전동기 구동, UPS(Uninterrupted Power Supply) 및 태양 에너지 발전의 상용전원에 연계 등에 많이 적용되고 있다. 이 경우 인버터에 관련된 가장 중요한 문제는 출력전압에 나타나는 고주파 외란(Harmonic distortion)이고 이 고주파 외란은 경우에 따라 사용된 변조방식에 의존하는 것이 크다. 요즘 저차 주파 제거에 의해 외형이 적은 출력 전압을 얻는 PWM 인버터 회로 기술이 많이 연구되어 있다. 또한 고주파 스위칭에서 발생하는 스위칭 손실을 감소하여 인버터 효율을 증대하는 방법이 제안되고 있다[7].

본 논문은 2개의 직렬 부스트 컨버터를 사용하여 태양광 모듈 발생전력의 최대전력 점을 추적하는 단상 태양광 인버터를 제안하였다. PV 발생전력의 최대전력점 추적은 2개의 boost 컨버터의 MOSFET 스위치 제어에 의해 행한다. 최대 발생전력 제어회로는 두 PV모듈 양단의 전력 검출에 의해 각 PV모듈이 독립으로 최대 점에서 동작할 수 있다. 전파 브리지 인버터는 4개의 IGBT 스위치로 전류 예측제어에 의해 행하고 출력 전압과 전류파형은 정현파이다. 전파 브리지 인버터의 PWM제어는 스위치 S_1 , S_2

는 고주파 변조에 의해 동작하고 반면에 S_3 , S_4 는 위상을 결정하고 저주파 변조에 의해 동작한다. 이렇게 하여 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

2. PV모듈 발생 전력의 특성

조형물 외부에 설치되어 있는 PV 모듈은 그들이 가린 부분과 그렇지 않는 부분이 있어 태양 에너지 변환이 불균형 이고 그들이 가린 부분은 발생 전류가 감소하게 된다.

그림 1은 2개의 병렬 바이패스 다이오드와 2개의 PV 모듈이 직렬로 연결된 전기적 등가회로이다. 이 경우 2개의 PV 모듈은 그들이 가린 PV_1 모듈과 그렇지 않는 PV_2 모듈이 있어 불균형 전력 발생이 된다. 그림 2는 각 PV 모듈의 출력 전압에 대한 출력 전류의 특성이고 그림 3은 두 PV모듈 합성 출력전압에 대한 직렬 연결된 PV모듈의 발생 전력특성을 나타낸다.

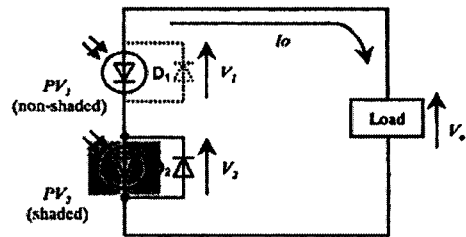


그림 1. 직렬연결 PV 모듈
Fig. 1. Series connection of photovoltaic module

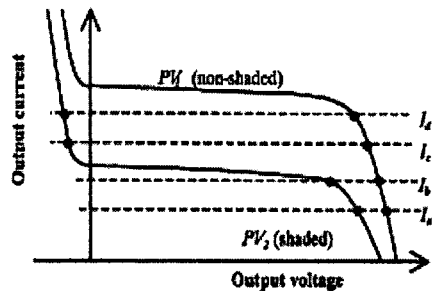


그림 2. PV 모듈 출력 전압/전류 특성
Fig. 2. Output voltage versus current characteristic of photovoltaic module

단상 인버터를 이용한 새로운 태양광 에너지 변환 시스템 구현

직렬로 연결된 두 PV 모듈은 각각 최대 전력 발생 조건에서 운전되지 않기 때문에 시스템의 최대 출력은 각 모듈이 낼 수 있는 출력의 합 보다 감소한다. 따라서 최대전력 발생은 각 PV 모듈의 전력을 제어해야 함을 알 수 있고 이 경우 최대 전력점 추적을 위한 PV 모듈을 제어조건이 결정되어야 한다.

3. 시스템의 구성

그림 3은 위에서 고찰한 PV 모듈 발생전력 특성 기초로 최대 전력점 추적을 하도록 구성된 태양광 발전 시스템을 나타내고 제어 시스템, 단상인버터, 2개의 부스트 컨버터로 되어있다. 그리고 2개의 PV 모듈은 직렬연결이고 한개는 동쪽 방향 다른 하나는 서쪽 방향으로 설치하며 그 사이 각은 태양광을 가장 많이 받을 수 있도록 135도로 한다.

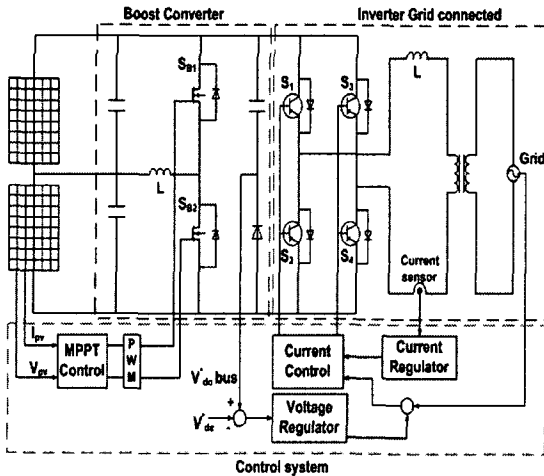
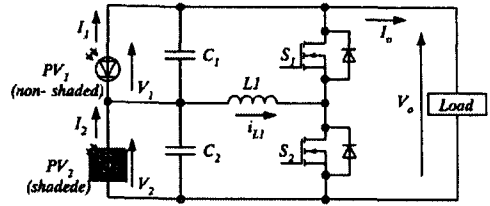


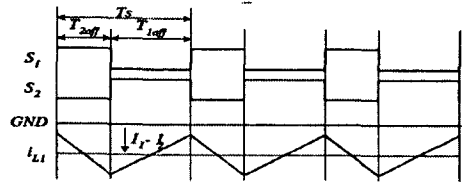
그림 3. 연계형 태양광 인버터 시스템
Fig. 3. Grid-connected photovoltaic system

3.1 BOOST 컨버터와 최대 전력점 제어 방법 제안

그림 4 (a)는 2개의 부스트 컨버터로 구성된 발생 전력 제어회로를 나타내고 그림 (b) 스위치 S_1 , S_2 의 스위칭 시퀀스와 인덕터 L_1 에 흐르는 전류파형을 나타낸다.



(a) Boost converter circuit



(b) Switching sequence

그림 4. 부스트 컨버터의 회로 및 스위칭 시퀀스
Fig. 4. Boost converter circuit and switching sequence of boost converter

이 회로에서 PV모듈 발생전압과 스위칭 Off 듀티비(\overline{D}) 및 듀티비 사이에 (1)가 성립한다.

$$\overline{D}_1 : \overline{D}_2 = V_1 : V_2, \quad D_1 + D_2 = 1 \quad (1)$$

여기서 $\overline{D}_n = T_{(n)off} / T_s (n=1,2)$, $T_{(n)off}$; 스위치 S_n 의 Off 시간, T_s : 스위칭 주기이다. 출력전류 I_0 는 (2)이다.

$$I_0 = \frac{(V_1 I_1 + V_2 I_2)}{(V_1 + V_2)} = \overline{D}_1 I_1 + \overline{D}_2 I_2 \quad (2)$$

합성 발생전력 $P_0 = P_1 + P_2$ 이고 (3)가 얻어진다.

$$P_0 = V_1 I_1 + V_2 I_2 = \overline{D}_1 I_1 V_0 + \overline{D}_2 I_2 V_0 \quad (3)$$

각 PV 모듈의 발생 전류는 그림 2의 전압 전류 특성에 의존하기 때문에 \overline{D}_n 이 일정할 때 항시 (4)를 만족한다.

$$\frac{\partial I_n}{\partial V_0} = \overline{D}_n \frac{\partial I_n}{\partial V_0} < 0, \quad (n=1,2) \quad (4)$$

OFF 듀티비가 일정할 때 PV 합성출력의 두 번째 미분은 (5)를 만족한다.

$$\frac{\partial^2 P_0}{\partial V_0^2} = \frac{\partial^2 P_1}{\partial V_0^2} + \frac{\partial^2 P_2}{\partial V_0^2} < 0 \quad (5)$$

그리고 합성출력의 출력전압에 대한 미분은 항시 (6)을 만족한다.

$$\frac{\partial P_0}{\partial V_0} = I_0 \frac{\partial P_0}{\partial V_0} = 0, \quad \frac{\partial P_0}{\partial I_0} = V_0 \frac{\partial P_0}{\partial I_0} = 0 \quad (6)$$

(5), (6)은 주어진 일정 OFF 듀티비에 대하여 총 출력특성 곡선에서 하나의 최대점이 존재함을 의미한다. 그림 5는 최대 전력점 추적(MPPT: Maximum power point of tracking)제어 있을 때와 없을 때 두 PV 모듈의 합성출력에 대한 출력전압특성을 나타낸다. 이 출력 특성에서 두개의 직렬연결 부스트 컨버터에 의해 두 PV출력을 MPPT제어할 때는 제어하지 않는 경우보다 최대 전력을 추적 제어할 수 있음을 보여 주고 있다.

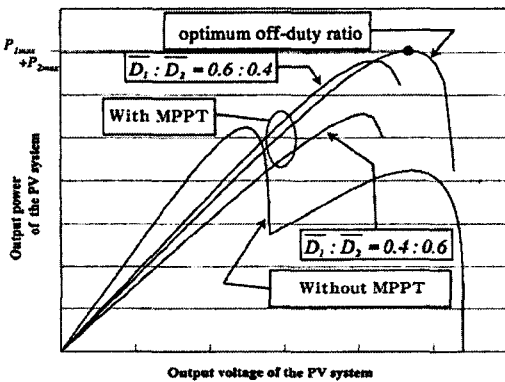


그림 5. 두 PV 시스템의 합성출력특성
Fig. 5. Total power characteristics of the two PV generation system

따라서 MPPT 제어 할 때 최대 전력점에서 미소 편차는 (7)과 같이 정의 된다.

$$e(k) = \frac{\Delta I_0}{\Delta V_0} + \frac{I_0}{V} = \frac{\Delta P_0}{\Delta V_0} = \frac{\Delta P}{\Delta I_0} \quad (7)$$

최대 전력점 동작은 최대 출력점에서 미소 편차 $e(k)$ 를 PI 제어하여 부스터 컨버터의 PWM 조작신호를 얻는다. 그림 6은 식(7)과 브리지 인버터로 구성된 최대전력 추적 제어 블록선도를 나타낸다.

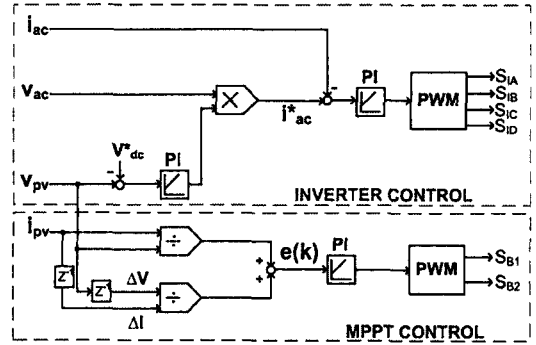


그림 6. 제안한 태양광 발전 시스템의 제어 블록선도
Fig. 6. Proposed a control block diagram for PV inverter

3.2 PWM 인버터 모델

인버터는 예측제어에 의해 직류전류를 직접 교류전류로 변환하여 정현파 교류를 출력한다. 그림 7은 IGBT 스위칭 소자와 필터를 갖는 단상 인버터의 구성을 나타낸다. 인버터의 듀티 사이클은 인버터 전압의 크기와 ±200 사이에 변하고 V_{invt} 는 dc-링크 전압 V_{dc} 와 듀티 사이클에 비례한다. 인버터의 아날로그 모델은 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{ed}}{dt} \\ \frac{dV_{out}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ed} \\ V_{out} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} V_{input} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{pmatrix} I_{out} \quad (8)$$

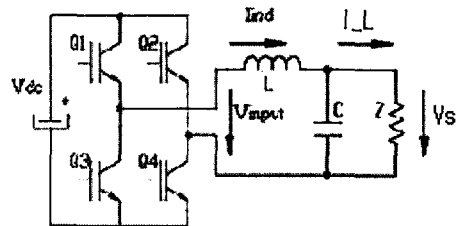


그림 7. L-C 필터를 갖는 단상 인버터
Fig. 7. Single phase inverter with L-C filter

3.3 전류 추종방법

인버터는 3-레벨 단방향 PWM 전압 변조방식을 사용한다. 이 방법은 인버터 전압을 효과적으로 2중 스위칭 할 수 있기 때문에 필터를 작게 할 수 있으며 회로 구성을 쉽게 실현할 수 있다. 인버터 스위치 Q_1, Q_4 는 고주파 PWM 신호에 의해 지령전류에 추종하여 출력 전압의 파형모양을 결정하고 반면에 Q_2, Q_3 저주파 PWM 신호에 의해 파형의 극성을 결정한다.

그림 8은 부하전류 추종형 인버터의 PWM제어 원리를 나타내는 입력 삼각파와 신호와 부하전류 파형을 나타낸다. 여기서 부하전류 신호는 입력신호에 대하여 항상 일정 범위 내에서 진동을 반복하고 있다.

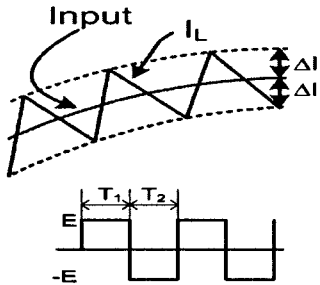


그림 8. 인버터의 PWM제어 원리
Fig. 8. Principle of pulse width modulation

그림의 T_1, T_2 는 항상 일정하지 않고 증폭기 전원전압의 크기, 부하의 상태, 입력신호의 기울기, 편차에 따라 변하게 된다. 샘플링 주기 T_s 가 매우 적을 때 부하 단자 전압 V_s 는 일정하므로 부하 전류 변화분 ΔI 는 (9) 으로 정의 된다.

$$\Delta I = I(t_n + T_s) - I(t_n) = \frac{V_s(t_n) - V_{inv}(t_n)}{L} T_s \quad (9)$$

여기서 V_s 는 부하단자 전압(상용전원), I 는 부하 전류이다. 인버터출력 V_{inv} 는 (10)과 같다.

$$V_{inv}(t_n) = V_s(t_n) - \frac{L}{T_s} [I(t_n + T_s) - I(t_n)] \quad (10)$$

그리고 Boost 컨버터 출력전압 V_{dc} 에 의해 V_{inv}

는 (11)과 같이 변환된다.

$$V_{inv} = d_k \cdot V_{dc} \quad (11)$$

여기서 d_k 는 스위치 S_1, S_2 의 한 주기에 대한 듀티비이다. 전류 변화분은 (12)으로 정의된다.

$$\Delta I = I(t_n + T_s) - I(t_n) = I(t_n) - I(t_n - T_s) \quad (12)$$

(10)~(12)에서 인버터의 듀티비 d_k 는 출력 전압 V_s 와 전류 변화분 ΔI 의 함수로서 (13)와 같이 정의된다.

$$d_k = f(V_s, \Delta I) = \frac{1}{V_{dc}} [V_s - \frac{L}{T_s} \Delta I] \quad (13)$$

그림 8에서 저항치가 작은 유도성 부하를 생각하면 부하 전류가 입력신호에 추종하기 위한 히스테리시스 폭은 식(14)의 조건이 성립한다.

$$|h_s| < \frac{E}{L} \quad (14)$$

$S_1 \sim S_4$ 스위칭 주기 최소화는 다음과 같이 정의된다.

$$T_{12min} = \frac{4\Delta I L}{L} > \frac{1}{f_{swmax}} \quad (15)$$

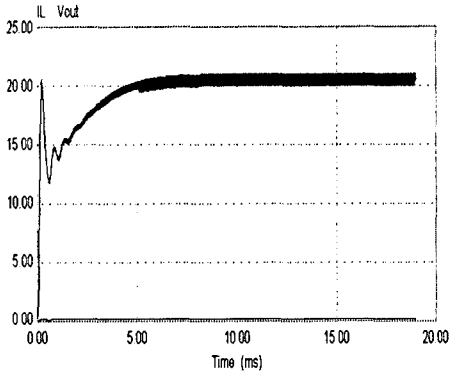
단, $T_{12} = T_1 + T_2$ 그리고 반도체 소자의 최대 스위칭 속도 식(16)이 정의 된다.

$$f_{out} < \frac{E}{2\pi I_L L} \quad (16)$$

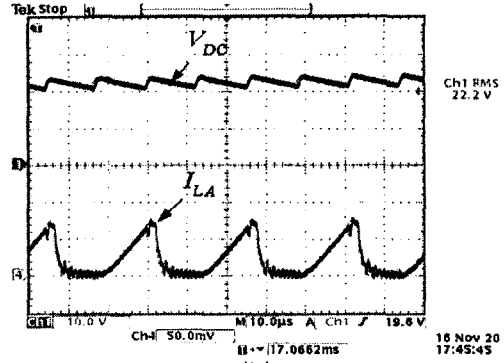
여기서, $h_s, T_{12min}, f_{swmax}, f_{out}, I_L$ 는 각각 입력신호의 기울기, $S_1 \sim S_4$ 스위칭 주기 최소화, 반도체 소자의 최대 스위칭 속도, 인버터 동작주파수 및 부하전류의 크기를 나타낸다.

식(15), (16)에서 변환기 한계 주파수는 식(17)이 된다.

$$f_{outmax} = \frac{2f_{swmax}}{\pi} \cdot \frac{\Delta I}{I_L} \quad (17)$$



(a)



(b)

그림 10. Boost 컨버터 (a) 시뮬레이션 출력전압 (b)실측 출력 전압, 인덕터 전류 파형
Fig. 10. (a) Simulated output voltage (b) experimental output voltage of boost converter and inductor current

4. 시뮬레이션과 실험

시스템 구성은 제어용 DSP, 2개의 부스트 컨버터 (MOS-FET) 및 단상 IGBT 인버터 이다. 직렬로 연결된 두 부스트 컨버터는 PV 어레이 출력 12[V]를 입력 받는 것으로 한다. 인버터 스위칭 노이즈를 제거하기 위한 1[kHz]의 cut-off 주파수를 가지는 2차 저역필터가 사용된다. 인버터는 내부 루프프로 전류와 출력전압을 피드백 하여 PI제어한다. 도출한 제어 이론을 확인하기 위해 PSIM6을 이용하여 시뮬레이션을 행한다. 시스템 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 시스템 정수
Table 1. System parameters

Solar array 60[W]	V_{oc}	12. 2[V]
	I_{sc}	3.54[A]
Boost converter	L_{con}	1[mH]
	C_{con}	4700[μF]
Inverter	AC 전원	220[V], 50[Hz]
	L_{inv}	1[mH]

그림 10은 하나의 Boost 컨버터에 12[V] 입력될 때 시뮬레이션 (a)출력 전압을 나타내고 (b)는 실측한 출력전압 및 인덕터 전류 실험파형을 나타낸다.

그 결과 시뮬레이션과 실측치가 일치하고 있으며 실측치는 다소 맥동이 있지만 양호하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

그림 11은 $V_{dc} = 320[V]$ 로하고 인버터의 출력 전압파형과 출력 전류 파형을 시뮬레이션 한 것이다. 이 경우 출력전압과 전류 파형은 정현파가 되고 있음을 알 수 있다.

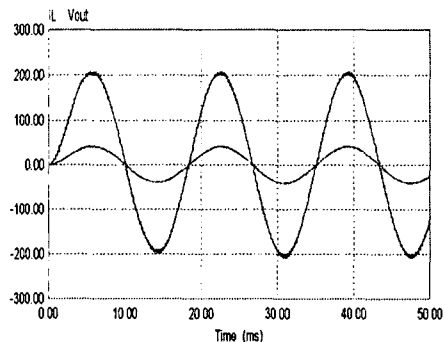


그림 11. 인버터 전압, 전류 파형 시뮬레이션 결과
Fig. 11. simulated output voltage and current waveform of inverter

그림 12는 태양광 인버터의 부하는 전등부하로 하여 실험한 인버터의 출력 전압, PWM 신호 (Q_A) 및 극성결정 저주파 신호(Q_1, Q_2) 및 전압 파형(V_s)을 나타내고 양호하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

단상 인버터를 이용한 새로운 태양광 에너지 변환 시스템 구현

그림 13은 부하전류와 전압의 실험 파형을 나타내고 시뮬레이션 결과와 일치하고 양호하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

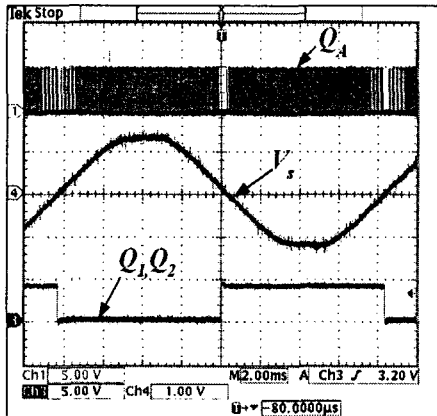


그림 12. 인버터 스위치 신호와 출력 전압(200(V/div), 5(ms/div))

Fig. 12. Experimental output voltage and switching signal

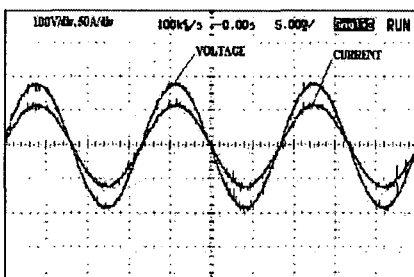


그림 13. 전등부하 일 때 단자전압(100(V/div), 부하전류(1(A/div))

Fig. 13. Output voltage(100(V/div)) and output current(1(A/div)) of inverter with a linear load

5. 결론

- 태양광 에너지를 이용한 승압형 부스터 컨버터와 전류원형 인버터를 수식으로 모델링하여 DSP를 이용한 태양광 인버터 시스템을 설계 제작하였다.
- 부스터 컨버터에 의해 불균일한 PV 모듈 발생 전력의 최대 전력점 제어방법을 제시하였다.
- 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 태양광 인

버터 시스템의 유용성을 구명하였다.

References

- A. C. dos Reis, V. J. Farias, L. C. de Freitas, "A Full - Bridge Three Level Single Inverter with Stressless Communication Cell and Special PWM Technique", IEEE Transaction on Power Electronics vol. 4, no. 3, pp. 551-557, 1998.
- A. Brambilla, "New Approach to Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking", Proceeding of 3rd IEEE Power Electronics Conference, Vol. 2, 1998, pp. 632-637.
- D. B. Hobm and M. E. Ropp, "Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithm Using an Experimental, Programmable Maximum Power Point Tracking Test Bed", Proceeding of Specialists Conference, pp. 1699-1702, 2000.
- W. Swieger and J. Enslin, "An Integrated Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic panel", Proceeding of IEEE Power international Symposium on Industrial pp. 40-44, Electronics, Vol. 1, 1998.
- N. Patcharaprakinn and Premnudeepreechacharn, "Maximum Power Point Tracking Using Adaptive Fuzzy Logic Control for Grid-Connected Photovoltaic System", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 7, no. 2, pp. 372-377, 2002.
- Dariusz Czarkowski, David V. chudnovsky and Ivan W. selestiel "Solving the Optimal PWM Problem for Single Phase Inverters", IEEE Transaction on Circuit and Systems, vol. 49, no. 4, pp. 465-475, 2003.
- Toshihisa Shimizu and Gunit Kimura "A Novel High-Performance Utility-Interactive Photovoltaic Inverter System", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 18, no. 2, pp. 704-711, 2003.

◆ 저자소개 ◆

김실근(金實根)

1960년 5월 1일생. 2001년 한국교육개발원 전기공학 졸업. 2005년 부경대학교 산업대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2006년 현 부경대학교 대학원 박사과정 재학. 2006년 현 부산광역시 시설관리공단 광안대로사업단 교량시설팀장 재직.

관심분야 : 풍력/태양광 발전 시스템, 전차 트로이선 가설 작업로봇, 장력제어.

홍순일(洪淳一)

1945년 2월 23일생. 2006년 현 부경대학교 전기제어계측공학부 교수. 1981년 부산대학 전력전자 졸업(석사). 1986년 한국해양대학 제어공학 졸업(박사). 1999년 일본전기 통신대학 연구교수. 2000년 대한전기학회 부산지부 회장.

관심분야 : 퍼지 시스템설계, 서보시스템 설계, 전동기 벡터제어.