

태양광발전을 위한 6-pulse-shift 전류형 인버터에 관한 연구

林廷珉[†], 李相勳[‡], 朴晟濬[¶], 文彩柱^{***}, 張永學^{****}, 李萬炯[§]

A Study on 6-pulse-shift Current-source PWM Inverter for Photovoltaic System

Joung-Min Lim, Sang-Hun Lee, Sung-Jun Park, Chae-Joo Moon, Young-Hak Chang and Man-Hyung Lee

요 약

본 논문에서는 효율을 개선하고 인버터 스위칭 주파수를 줄이기 위하여 벡-부스트 형식을 기반의 PWM 전류형 인버터를 내장한 6-pulse-shift 컨버터 구조를 제안한다. 이는 에너지 저장장치 없이 태양광 시스템과 전력계통 사이를 연계하는 시스템으로 사용할 수 있다. 제안된 회로는 초퍼로 동작하는 6개의 전류형 벡-부스트 컨버터와 교류 출력의 극성을 결정하는 한 개의 전파 브리지 인버터로 구성된다. 따라서 제안된 인버터는 스위칭 손실을 줄이고 단위 역률운전을 구현하는 장점을 갖는다. 본 논문에서 이론적인 배경을 논하고 TMS320F2812를 사용하여 구현된 인버터 시작품에 대한 입출력 특성을 실험적으로 입증하였다.

ABSTRACT

This paper suggests a 6-pulse-shift converter structure with PWM current-source inverter based on buck-boost configuration to improve the efficiency and to reduce the switching frequency of inverter for photovoltaic generation system, the device can be operated as interface system between solar module system and power system grid without energy storage cell. The circuit has six current-source buck-boost converter which operate chopper part and has one full bridge inverter which make a decision the polarity of AC output. Therefore, the proposed PWM power inverter has advantages such as the reduction of witching loss and realization of unity power factor operation. The theoretical backgrounds are discussed and the input-output characteristics for the implemented prototype inverter using TMS320F2812 are verified experimentally in this paper.

Key Words : Grid-Connected Photovoltaic System, Current-Source PWM inverter, Buck-Boost Converter, Digital Signal Processor

1. 서 론

현재 사용 중인 전기에너지는 원자력발전, 수력발전, 화력발전에 의존하고 있다. 이러한 발전은 자원 고갈 및 환경오염, 생태계 파괴 등 많은 문제를 대두시키고 있다. 화력발전의 경우 화석연료의 한계성 및 지역 편중으로 인한 공급의 불안정성과 석유 사용증가로 인한 공해로 생태계와 오존층이 위협받고 있다. 또한 원자

[†]교신저자 : 정회원, 목포대 전기공학과 박사과정

E-mail : ljm78@paran.com

[‡]정회원, 부산대 메카트로닉스협동과정 박사과정

[¶]정회원, 전남대 산업 및 전기공학과 조교수

^{***}정회원, 목포대 전기공학과 부교수

^{****}정회원, 목포대 전기제어신소재공학부 제어시스템공학전공 교수

[§]정회원, 부산대 기계공학부 교수

접수일자 : 2005. 11. 23 1차 심사 : 2006. 1. 6

2차 심사 : 2006. 2. 16 심사완료 : 2006. 3. 2

력 발전의 경우 원자력의 안정성과 핵폐기물의 지구오염 등 심각한 사회문제가 제기되고 있다.

이러한 문제에 대한 한 대안으로서 태양광 발전 및 풍력 발전 등과 같은 대체에너지 연구개발이 미국, 유럽, 일본 등의 선진국을 중심으로 범정부차원에서 이루어지고 있다. 특히 미래 에너지원 중에서도 무한정하며 또한 청정한 자연에너지원으로서 각광을 받고 있는 태양광 발전은 에너지원의 다양화·분산화가 추진되는 상황이다. 최근에는 지역에 따른 편중성이 없고 설치 규모의 선정에 자유로운 소규모 주택용 태양광발전시스템의 개발이 활발하게 추진되고 있다^[1-4].

특히 계통연계 태양광 발전시스템은 최대전력을 발전하는 시간대가 하절기 피크 전력 소비시간대와 비슷하여 주택 및 건물의 지붕이나 옥상, 벽면 등에 설치함으로써 전력 수급 불균형 해소에 기여할 수 있고 국토의 효율적 사용이 가능한 전력 공급원으로서 그 활용이 가능하다. 태양에너지를 직접 전기에너지로 변환하는 태양전지의 출력은 일사량, 온도 등에 크게 영향을 받기 때문에 가능한 한 많은 에너지를 얻기 위해서는 태양전지의 출력을 항상 최대로 제어할 필요가 있다. 또한 태양전지의 출력 특성은 직류이므로 계통과 연계하기 위해서는 인버터를 사용해서 직류를 교류로 변환하는 태양광발전시스템이 필수적이다^[5-7].

본 논문에서는 6-pulse-shift 전류형 PWM 인버터를 제안하고, 이를 태양광과 계통 연계를 위한 인터페이스 회로로서의 타당성을 실험을 통해 검증하고자 한다. 제안하는 회로는 6개의 Buck-Boost 컨버터를 기본 토폴로지로 하여 초핑 동작을 수행하게 한다. AC 출력단의 정·부 방향을 결정하기 위해서는 1개의 풀브리지 인버터를 사용한다. 이는 인버터의 스위칭에 의한 손실을 상당히 감소시킬 수 있는 장점을 가진다. 또한 입력단의 인덕터 전류를 전류 불연속 모드로 동작시켜 별도의 입력 전류의 검출이 없어도 출력단을 단위 역률화 할 수 있는 장점을 가진다. 제안하는 계통 연계형 인버터에 대한 동작을 고속 스위칭이 가능한 DSP(TMS320F2812)를 이용하여 실험 결과를 검증하고자 한다.

2. 6-pulse-shift 전류형 PWM 인버터

2.1 제안된 전류형 PWM 인버터의 구성

그림 1은 스위칭 주파수를 줄이고 효율을 개선하기 위해 제안된 6-pulse-shift 전류형 PWM 인버터의 회로이다. 전류형 컨버터를 구성함에 있어 태양 전지 모

들의 출력전압이 컨버터의 입력전압보다 높거나 낮은 경우에도 안정된 동작을 하기 위해서 Buck-Boost 컨버터의 사용이 요구된다. 제안하는 회로는 스위칭 ($Q_A \sim Q_F$), 다이오드 ($D_A \sim D_F$), 인덕터 ($L_A \sim L_F$)를 사용한 Buck-Boost 컨버터로 구성되었다.

인버터 부분의 스위치 ($Q_1 \sim Q_4$)는 전원전압과 동기화되어 출력전압의 극성만을 결정하게 된다. 따라서 인버터의 스위칭 주파수는 전원전압의 주파수인 60[Hz]로 고정되게 된다. 인버터의 출력단의 필터 (L_S, C_S)는 출력전류의 파형을 개선하기 위해 적은 용량을 사용하게 되며, 이 값이 크게 되면 전류의 위상변위로 인하여 전원 측에서 보면 단위역률이 되지 못하는 경우가 발생한다.

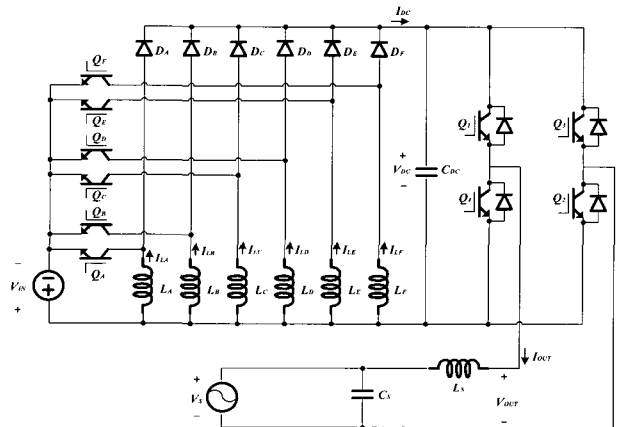


그림 1 제안된 6-pulse-shift 전류형 PWM 인버터
Fig. 1 Proposed 6-pulse-shift current-source PWM inverter

그림 2는 제안된 전류형 PWM 컨버터의 동작파형을 나타내고 있다. 여기서 T_S 는 컨버터의 스위칭 주기를 나타낸다. $I_{LA} \sim I_{LF}$ 는 각 컨버터의 인덕터에 흐르는 전류파형을 나타내고 있으며, I_{DC} 는 컨버터에 흐르는 출력전류를 나타내고 있다. 동작 파형에서와 같이 6-pulse-shift 구동 시 스위칭 주기 (T_S)내에 컨버터의 출력전류의 파형은 6개로 나타나게 된다. 본 논문에서는 전류형 컨버터의 PWM 신호발생을 위하여 DSP(TMS320F2812)를 사용하였으며 PWM 모드를 비대칭 모드로 사용함으로써 한 컨버터의 스위치가 오프되는 순간 다른 컨버터의 스위치가 온 되는 방식이 되어 스위칭 주파수를 6배로 한 경우와 완전히 동일하지는 않지만 거의 동일한 형태를 유지할 수 있다.

컨버터 출력단의 콘덴서(C_{DC})는 컨버터의 출력 전류가 인버터의 전류로 되는 것을 막아 인버터 부분의 스위칭 소자 전류용량을 줄일 수 있는 적은 용량을 사용한다. 이 콘덴서의 용량이 지나치게 크게 되면 컨버터의 출력전압(V_{DC})는 평활 되며 인버터에서는 정형적인 전류를 발생하지 못하게 된다.

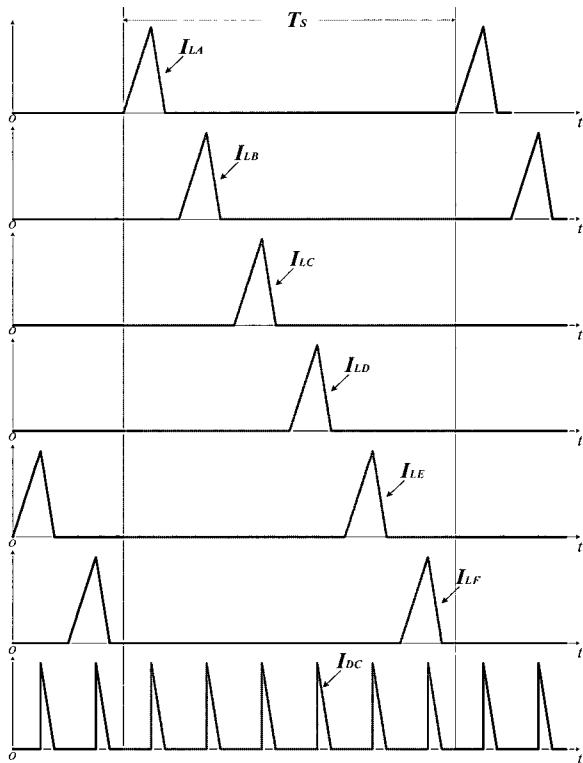


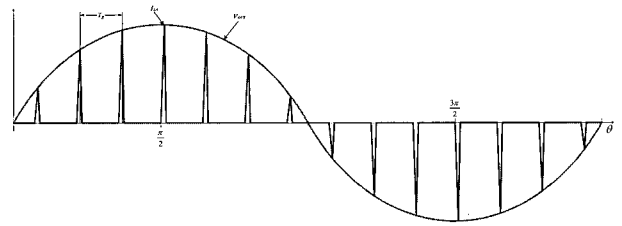
그림 2 제안된 컨버터의 주요 동작 파형
Fig. 2 Waveform of proposed current-source PWM inverter

그림 3은 동일 스위칭 주파수 하에서 기존의 컨버터의 인덕터 및 출력전류 파형과 제안된 컨버터의 인덕터 및 출력파형을 비교 나타내었다.

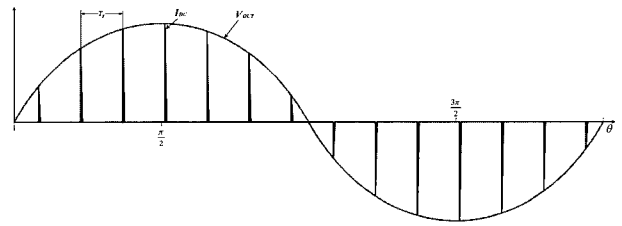
2.2 불연속모드하의 Buck-Boost 컨버터의 인덕터 선정

Buck-Boost 컨버터의 스위칭 주파수를 f_{sw} 라 하고 전원주파수를 f_s 라 하면 전원 반주기동안 컨버터의 스위칭 횟수(N)는 아래와 같이 정의된다.

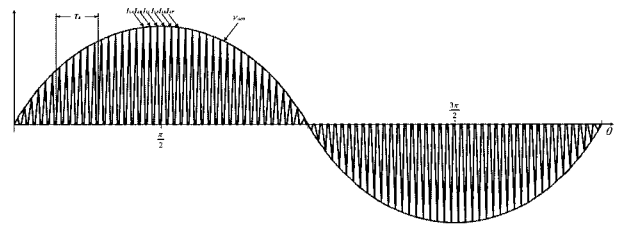
$$N = \frac{f_{sw}}{2f_s} \quad (1)$$



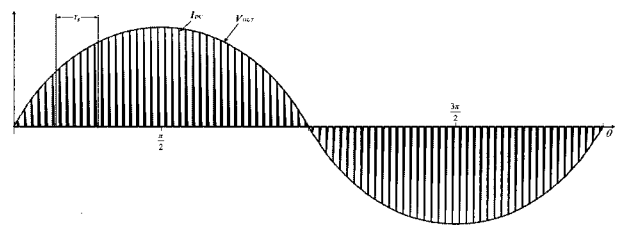
(a) 기존 인버터의 인덕터 전류



(b) 기존 인버터의 컨버터 출력 전류



(c) 제안된 인버터의 인덕터 전류



(d) 제안된 인버터의 컨버터 출력 전류

그림 3 기존의 인버터와 제안된 인버터의 동작파형 비교
Fig. 3 Waveform of proposed and conventional current-source PWM inverter

이 스위칭 횟수에 의해 스위칭 주기가 결정되면 스위칭 주기 내에서 스위치가 온 하는 시간의 여하에 따라 출력전류는 다양하게 나타난다. 본 논문에서는 Buck-Boost 컨버터가 불연속모드로 동작한다는 가정 하에서 단위역률로 전원 측에 에너지를 공급하기 위한 각 컨버터의 스위칭 시간을 아래와 같이 스위칭 함수를 사용하였다.

$$t_n = \frac{1}{f_{sw}} D \sin \theta \quad \text{단, } \theta = \frac{\pi}{N} n, \quad n=1,2,3,\dots,N \quad (2)$$

여기서 D 는 변조비(Modulation index)로 불연속 모드로써 동작하기 위한 범위는 아래와 같다.

$$0 \leq D \leq \frac{V_s}{V_s + V_{IN}} \quad (3)$$

식 (2)의 스위칭 함수에 의한 각 스위칭 구간에서의 인덕터 L 에 축적되는 에너지는 식 (4)와 같이 표현된다.

$$E_n = \frac{1}{2} \frac{V^2}{L f_s^2} D^2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{N} n \right) \quad \text{단, } n=1,2,3,\dots,N \quad (4)$$

만일 손실을 무시하면 인덕터의 축적된 에너지는 모두 출력 측으로 전달되고, \sin 항을 전압전압으로 취하면 단위 역률시의 전력과 동일한 형태가 된다. 식 (4)의 인덕터의 축적에너지 식에서 전력식(W)으로 변환하면 식 (5)와 같이 표현된다.

$$W = 60 \frac{V^2}{L f_s^2} D^2 \sum_{n=1}^{n=N} \sin^2 \left(\frac{\pi}{N} n \right) \quad (5)$$

따라서 한 조의 Buck-Boost 컨버터에서 원하는 출력을 발생하기 위한 인덕터의 크기(L)는 식 (6)과 같이 주어진다.

$$L = 60 \frac{V^2}{W f_s^2} D^2 \sum_{n=1}^{n=N} \sin^2 \left(\frac{\pi}{N} n \right) \quad (6)$$

3. 최대 출력 제어

3.1 태양전지의 특성

태양전지의 출력특성은 일사량 및 온도 등 주변 환경에 따라 변함으로 태양전지의 출력전압도 주변 환경에 따라 변하게 되고, 태양전지에서 발생하는 전압과 전류의 관계는 비선형성이 강하게 된다.

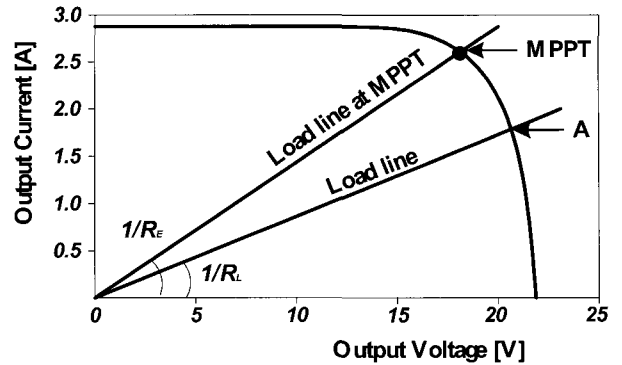
이러한 비선형성을 갖는 태양전지의 $I-V$ 특성 곡선을 얻기 위한 기본수식은 식 (7)과 같이 주어진다.

$$I_p = [I_{sc} + K(T_c - T_r)] W / 100$$

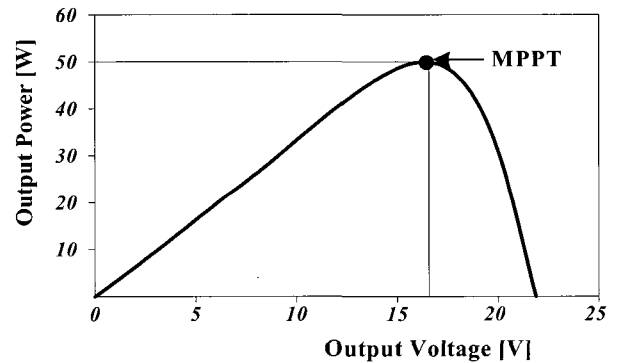
$$I_D = I_{sa} \left[\exp \left[\frac{q}{AkT} (V + R_s I) \right] - 1 \right]$$

$$I_{sa} = I_{or} \left(\frac{T_c}{T_r} \right)^3 \exp \left[-\frac{qE_g}{Bk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T_c} \right) \right] \quad (7)$$

$$I_R = \frac{V + R_L I}{R_{sh}}$$



(a) 태양전지의 전압-전류 특성곡선



(b) 태양전지의 전압-전력 특성곡선

그림 4 태양전지의 특성곡선

Fig. 4 Characteristic curve of solar-cell

그림 4는 식 (7)의 태양전지의 $I-V$ 특성식으로부터 나타난 태양전지의 전압-전류 및 전압-출력 특성을 나타낸다. 식 (7)의 태양전지의 $I-V$ 특성식에서 알 수 있듯이 태양전지의 출력은 일사량 및 온도 등의 주변 환경에 따라 변하게 되고, 부하상태 또한 변하기 때문에 태양전지의 전압-전류 특성의 MPPT점과 부하에 의해 결정되는 점이 항상 일치하기란 거의 불가능하다. 그림 4에서 부하(R_L)에 의해서 결정되는 태양전지 전압-전류 점은 A가 되어 태양전지의 MPPT 점에서 벗어나 있게 된다.

이 동작점을 MPPT점으로 이동하기 위해서는 등가 부하가 MPPT점을 만족하는 부하(R_D)로 바꾸어 주는

장치가 필요하다. 이러한 등가부하를 만들 수 있는 장치가 컨버터이다. 따라서 태양전지를 효율적으로 사용하기 위해서는 MPPT 제어를 행하는 것이 바람직하며, 이를 위해서는 전압 또는 전류를 제어할 수 있는 컨버터의 설치가 필수적이다.

3.2 제안된 P&O MPPT 제어

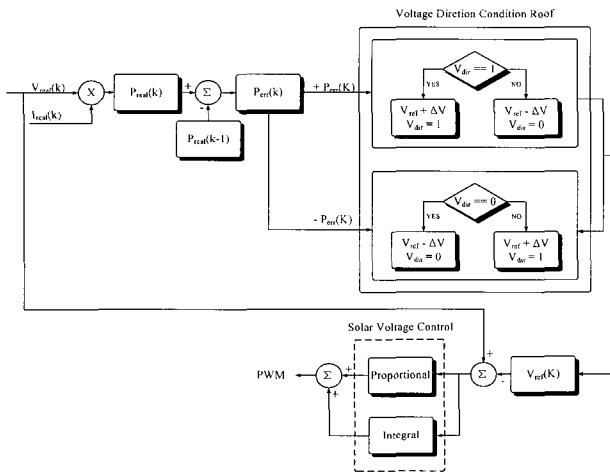


그림 5 제안된 P&O MPPT 제어 블록도
Fig. 5 Control block diagram of proposed P&O MPPT

그림 5는 제안된 P&O MPPT 제어 블록도를 나타낸 그림이다. 기존의 P&O MPPT 알고리즘을 개선한 것으로 태양광 셀의 전압과 전류를 측정하여서 이전의 값과 비교하여 전압의 방향을 결정하고 전압의 방향이 결정되었다면 그 결과 값을 가지고 태양광 셀의 전압 값을 컨트롤 하여 전류의 값을 변화하여 입력받으므로써 최대출력값을 찾아가는 방식을 사용하였다.

4. 실험 결과

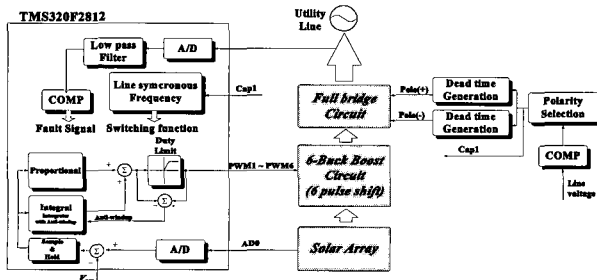


그림 6 제안된 인버터의 제어 블록도
Fig. 6 Control block diagram of proposed inverter

제안하는 6-pulse-shift 전류형 PWM 인버터가 계통 연계를 위한 인터페이스 회로로서의 타당성 여부를 검증하기 위하여 시제품 제작하였다. 그림 6은 인버터의 제어 블록도를 나타낸다. 전체 시스템의 제어는 DSP(TSM320F2812)를 이용하였다.

4.1 Buck-Boost 컨버터

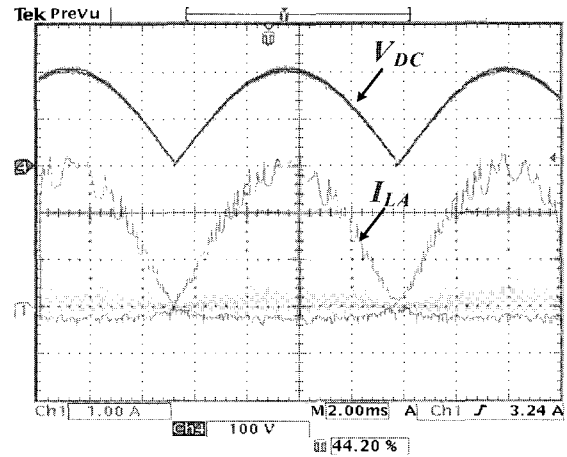


그림 7 컨버터의 출력전압 및 전류
Fig. 7 Output voltage and current of Buck-Boost

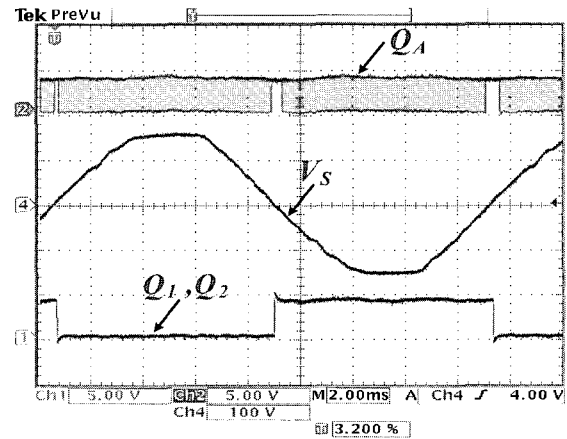


그림 8 스위칭 신호와 계통 전압
Fig. 8 Switching signals and line voltage

태양전지 모듈의 최대출력전압은 52.3[V]이다. 따라서 태양전지로부터 AD 컨버터를 통해 입력된 신호와 제어 신호에 의해 PI 제어를 통한 최대출력제어를 수행하게 된다. 인덕터 전류가 전류 불연속 모드에서 동작을 수행하여야 하므로 듀티비 제한을 두고, anti

windup 기능을 추가하여 형성된 PWM1~PWM6 신호를 6개의 Buck-Boost 컨버터의 $Q_A \sim Q_F$ 에 인가하였다. $Q_A \sim Q_F$ 의 스위칭 주파수는 25[kHz]로 선정하였다. 따라서 6-pulse-shift 구동 Buck-Boost 컨버터의 출력단은 150[kHz]로 동작하게 된다. 계통 전압과의 동 위상을 이루기 위해 하드웨어적으로 인터페이스화하여 풀 브리지단의 스위치를 제어하였다. 계통 사고시 인버터를 보호하기 위하여 V_{DC} 단 전압에 의한 과전압 검출기능을 부과하였다. 과전압이 발생할 수 있는 경우는 계통선의 단락으로 전류형 컨버터에 의한 과전압과 전원전압에 의한 과전압으로 나눌 수 있고, 과전류가 발생할 수 있는 경우는 전원 정전과 제어기의 불안정으로 나눌 수 있다. 과전압 또는 과전류에 의한 Fault가 발생하면 전원전압을 검출하여 정전의 여부를 판단하고, 정전으로 판단 될 시에는 제어기는 대기모드로 전환되며 전원전압이 정상적으로 되면 제어기가 동작하는 이외의 경우에는 대기모드로 항상 대기하게 된다.

그림 7은 6-pulse-shift 구동 컨버터의 출력전압 (V_{DC})과 컨버터의 인덕터 전류(I_{LA})를 나타낸다. 불연속 모드로 동작하던 인덕터 전류는 필터를 거친 후 연속적인 전압으로 바뀌어 인버터 인가전압으로 사용된다.

그림 8은 전원전압(V_S)과 6-pulse-shift 구동되는 Buck-Boost 컨버터 중 한 신호(Q_A) 그리고 극성을 결정하기 위한 인버터의 스위칭 제어 신호(Q_1, Q_2)를 나타낸다. 스위칭 소자 중 Buck-Boost 컨버터의 스위칭 신호인 Q_A 는 단위 역률이 될 수 있도록 초핑 동작을 수행하고, 풀 브리지단의 스위치는 출력의 정·부를 결정하는 제어 신호에 의해 온·오프 동작을 수행하게 된다.

4.2 P&O MPPT

태양전지의 출력 특성은 계속적으로 변화하는 일사량과 온도, 부하 상태 등에 의해 변동하기 때문에 태양 전지의 최대 출력점은 변하게 된다. 그러므로 어떠한 상황에서도 항상 최대 출력점에서 동작하도록 제어하여야 한다.

그림 9는 제안된 P&O MPPT 이용하여 구동시킨 경우의 구동 파형이다. 태양 전지를 인버터에 연결할 때 P&O MPPT 알고리즘에 의해 최대 출력점을 찾아가는 것을 볼 수 있다.

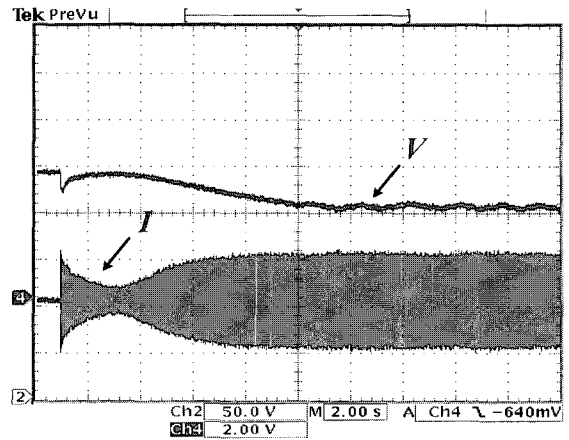
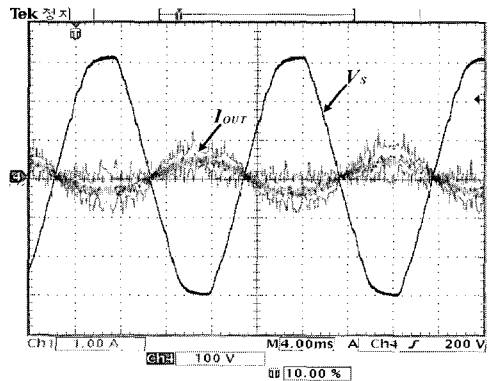
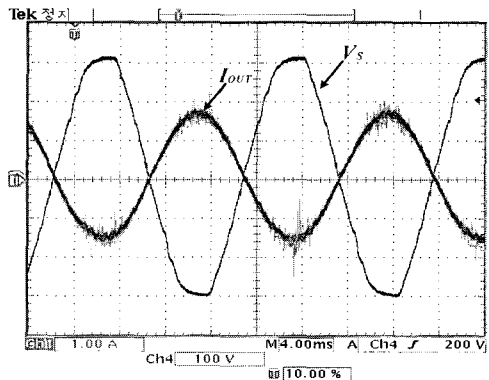


그림 9 P&O MPPT 구동 파형
Fig. 9 Waveform of P&O MPPT

4.3 6-pulse-shift 전류형 인버터



(a) 110[W] 출력시



(b) 350[W] 출력시

그림 10 부하 연결시 출력전류
Fig. 10 Output current at load connection

그림 10은 최대출력전압인 태양 전지 모듈의 출력전압을 200[V]로 제어하면서 출력이 110[W] 및 350[W] 일 때 계통전압과 출력전류를 나타내고 있다. 인버터의 출력파형으로 출력전류의 증감에 따른 출력전압과 출력전류 파형을 측정된 것이다. 부하를 계통에 연결하여 측정된 것으로 전류가 전압과 정확히 180°의 위상차를 가지고 부하변동에 관계없이 정현적으로 동작하는 것을 알 수 있다.

그림 11은 1.2[kW] 태양 전지를 6-pulse-shift 인버터에 연결하여 계통에 직접 연결 했을 때의 파형을 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 부하 없이 계통에 연결 했을 때에도 전류가 전압과 180°의 위상차를 가지고 동작하는 것을 알 수 있다.

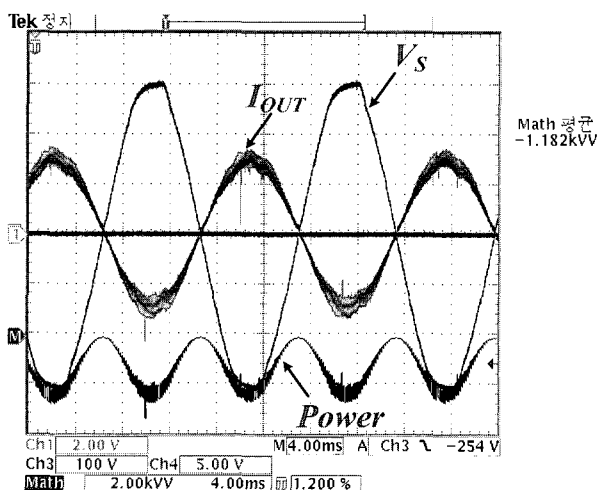


그림 11 1.2[kW] 계통 연계시 인버터 파형
Fig. 11 Inverter waveform at 1.2 [kW] system links

5. 결 론

본 논문에서는 Buck-Boost 타입의 불연속모드 PWM 인버터로 구동되는 태양광 발전 시스템에서 인버터의 스위칭 주파수를 줄이고 효율을 개선하기 위하여 인버터의 6-pulse-shift 구동방식을 제안하고, 태양 전지 모듈에서 발생하는 전기에너지를 축전지에 충전하지 않고 순시적으로 전원측으로 보내주는 태양광과 계통 연계를 위한 인터페이스 회로로서의 타당성을 실험을 통해 검증하였다. 제안하는 회로는 6개의 Buck-Boost 컨버터를 기본 토폴로지로 하여 6-pulse-shift 전류형 컨버터를 구성하여 전류의 크기를 순시적으로 제어하였으며, 인버터는 AC 출력단의 정·부 방향을 결정 하는데 이용하였다. 그러므로 인

버터 부분에서 스위칭에 의한 손실을 상당히 저감시킬 수 있는 장점을 가진다. 또한 입력단의 인덕터 전류를 전류 불연속 모드로 동작시켜 별도의 입력 전류의 검출이 없이도 출력단을 단위 역률화 할 수 있는 장점을 가진다. 제안하는 계통 연계형 인버터에 대한 동작을 이론적으로 분석하고 DSP(TMS320F2812)을 이용하여 시작품의 실험 결과로 이의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 대학전력연구센터 육성·지원 사업에 의해 작성되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] 황인호, 안교상, 임희전, 김신섭, “계통연계 태양광발전시스템의 제어기법 및 연계운전 특성”, 전력전자학회 논문지, 제5권, 제2호, pp.123-129, 2000. 4.
- [2] 유태빈, 성낙규, 이승환, 김성남, 이훈구, 한경희, “초파와 PWM 전압형 인버터를 이용한 계통연계형 태양광 발전 시스템에 관한 연구”, 전력전자학회 논문지, 제3권, 제2호, pp. 131-137, 1998. 6.
- [3] 이승환, 성낙규, 오봉환, 김성남, 이훈구, 김용주, 한경희, “PWM 초파와 전류원형 인버터를 이용한 계통 연계형 태양광발전시스템”, 전력전자학회 논문지, 제3권, 제4호, pp. 323- 329, 1998. 12.
- [4] 박성준, 허권형, 강필순, 김철우 “DSP를 이용한 태양광 발전 시스템용 전류형 PWM 인버터” 전력전자학회 논문지, 제7권, 제5호, pp.437-442, 2002. 10.
- [5] Michihiko Nagao, and Koosuke Harada, “Power Flow of Photovoltaic System using Buck-Boost PWM Power Inverter”, IEEE/PEDS, pp.144-149, 1997.
- [6] Johanna M. A. Myrzik, “Novel Inverter Topologies for Single-Phase Stand-Alone or Grid Connected Photovoltaic Systems”, IEEE/PEDS, pp.103-108, 2001.
- [7] B. K. Bose et al, “Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Power Conditioning System”, IEEE Trans. On Industry Application, IA-215, pp. 1182-1191, 1985.

저 자 소 개



임정민(林廷珉)

1978년 4월 29일생. 2004년 목포대 공대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



이상훈(李相勳)

1974년 8월 11일생. 2000년 경성대 전기공학과 졸업. 2002년 경성대 전기전자공학과 졸업(석사). 2002년~2004년 9월 KT 전기 기술연구소 주임연구원. 2006년 3월 전남대 공업기술연구소 연구원. 2002년~현재 전남대 공업기술연구소 연구원. 2002년~현재 부산대 메카트로닉스협동과정 박사과정.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공학박). 1996년~2000년 거제대 전기과 조교수. 2000년~2003년 동명대 전기과 조교수. 2003년~현재 전남대 산업 및 전기공학과 조교수. 당 학회 편집위원.



문채주(文彩柱)

1959년 12월 26일생. 1981년 전남대 계측공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1986년~1996년 한국 전력기술 부설 전력기술개발연구소 책임연구원. 1996년~1997년 한국전력기술 원자로설계개발단 책임연구원. 1997년~1999년 목포대 공과대학 전기제어공학부 전임강사. 1999년~현재 목포대 공과대학 전기공학과 부교수. 2004년 3월~현재 목포대 전기제어신소재공학부장. 2004년 4월~현재 목포대 신재생에너지 기술연구센터 소장.



장영학(張永學)

1960년 3월 1일생. 1981년 전남대 계측공학과 졸업. 1984년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년~1993년 목포대 전기공학과 전임강사. 1993년~1997년 목포대 전기공학과 조교수. 1997년~1999년 목포대 전기공학과 부교수. 1999년~2002년 목포대 전기제어공학부 제어계측공학전공 부교수. 2002년~현재 목포대 전기제어신소재공학부 제어시스템공학전공 교수.



이만형(李萬炯)

1946년 10월 18일생. 1969년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1971년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1983년 Oregon State University 졸업(공학박). 육군사관학교 전자공학과 전임강사. 현재 부산대 공대 기계공학부 교수.