

계통연계형 멀티스트링 태양광 발전 시스템

권정민*, 김응호, 남광희, 권봉환

Photovoltaic Multi-string PCS with a Grid-connection

Jungmin Kwon*, Eungho Kim, Kwanghee Nam, Bonghwan Kwon

Abstract

In this paper, a PV multi-string PCS with a grid-connection is proposed. An improved MPPT algorithm for the PV multi-string PCS is suggested. Each PV string has its own MPP tracker and the proposed MPPT algorithm prevents LMPP tracking due to power ripple. In the PV PCS with single-phase inverter has a large current ripple at twice the grid frequency. The current ripple reduction algorithm without external component is suggested. Also, this paper proposes a simple control method to achieve sharing of the PV string voltage and current among the interleaved parallel boost converters. All algorithms and controllers are implemented on a single-chip microcontroller. Experimental results obtained on a 3kW prototype show high performance of the proposed PV multi-string PCS.

Key words

photovoltaic(태양광), PV PCS(태양광 발전 시스템), multi-string(멀티-스트링), MPPT(최대 전력 추종), current ripple reduction(전류 리플 저감)

* 포항공과대학교 전자전기공학과 석박사 통합과정

■ E-mail : jmkwon@postech.ac.kr ■ Tel : (054) 279-2219 ■ Fax : (054) 279-8119

Nomenclature

P_{PV1}, P_{PV2} : 현재의 PV1, PV2 스트링의 전력
 P_{past1}, P_{past2} : 과거의 PV1, PV2 스트링의 전력
 $P_{reverse1}, P_{reverse2}$: MPPT 방향을 바꾸는 기준 전력

subscripts

PV : photovoltaic
 PCS : power conditioning system
 MPP : maximum power point
 MPPT : maximum power point tracking
 LMPP : local maximum power point
 P&O : perturb and observe
 IC : incremental conductance

1. 서론

환경오염, 화석 연료 고갈 등의 문제로 신재생에너지에 대한 관심이 고조되고 있다. 특히 태양광발전은 소음이 없고, 설치 후 관리 및 유지비가 거의 들지 않아 가정용으로 매우 적합하다. 하지만 투자비용 대비 발전량이 적다는 단점이 있다. 태양광 발전이 더욱 활성화하기 위해서는 발전 기기의 가격을 낮추고, 발전 효율을 높이는 것이 필수적이다.

센트럴 PCS는 그림 1 (a)과 같이 PCS에 많은 양의 태양전지가 직병렬로 연결 되어있어 높은 전압과 높은 전력이 발생한

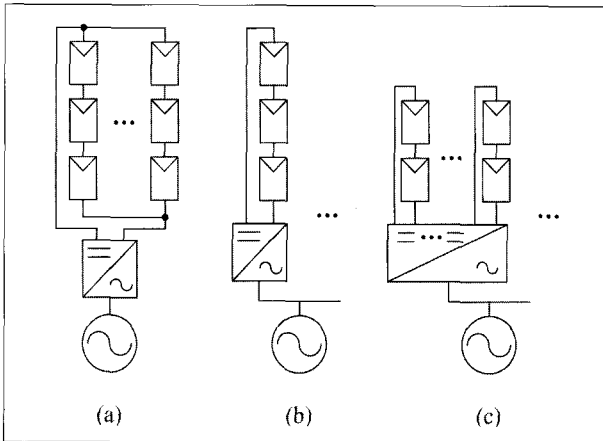


Fig. 1 Three kinds of PCS. (a) Central PCS. (b) String PCSs. (c) Multi-string PCSs.

다. 그러나 태양전지에 높은 전압의 DC 케이블이 연결되며, 직렬로 연결된 태양전지가 병렬로 연결되면서 발생하는 전압 불균형 문제 등이 있다. 모든 태양 전지에 동일하게 MPPT 제어를 하여 각 태양전지에서 최적의 MPPT 제어가 되지 않는다. 또한 부분적으로 그림자가 가릴 경우, 효과적인 MPPT가 힘들다는 단점이 있다.

태양전지가 직렬로 연결된 것을 스트링이라고 한다. 스트링 PCS는 그림 1(b)와 같이 PCS에 1개의 스트링이 연결된 구조이다. 스트링 PCS는 센트럴 PCS의 문제점 대부분이 해결되어 있다. 태양전지 스트링이 병렬로 연결되지 않아 병렬로 연결 시 발생하는 문제점이 없다. 또한 센트럴 PCS에 비해 부분적으로 그림자에 가릴 때 발생하는 문제도 완화된다. 하지만 태양전지를 연결 할 수 있는 양이 제한되어 있어 높은 정격 전력을 내기 힘들다는 단점이 있다.

그림 1 (c)의 멀티스트링 PCS는 센트럴 PCS와 스트링 PCS가 결합된 PCS로 각각의 장점을 모두 포함하고 있다. 스트링을 원하는 만큼 늘릴 수 있어 정격 전력의 제한이 없으며, 태양전지를 병렬연결 하지 않아 태양전지간 전압 불균형 문제도 없다. 각 스트링마다 독립적으로 MPPT 제어를 하므로, 일부 태양전지가 부분적으로 그림자가 가려도 센트럴 PCS에서 비해 MPPT 효율이 높아, 태양전지당 발전량이 더 많아진다.

그림 2는 멀티스트링 PCS의 장점을 보여준다. 멀티스트링 PCS는 각 스트링마다 독립적인 MPPT 제어가 있어, 그림 2 (a)와 같이 다른 종류의 태양전지 스트링이 연결되어도 되며, 그림 2 (b)와 같이 태양전지 스트링이 다른 방향으로 설치되어

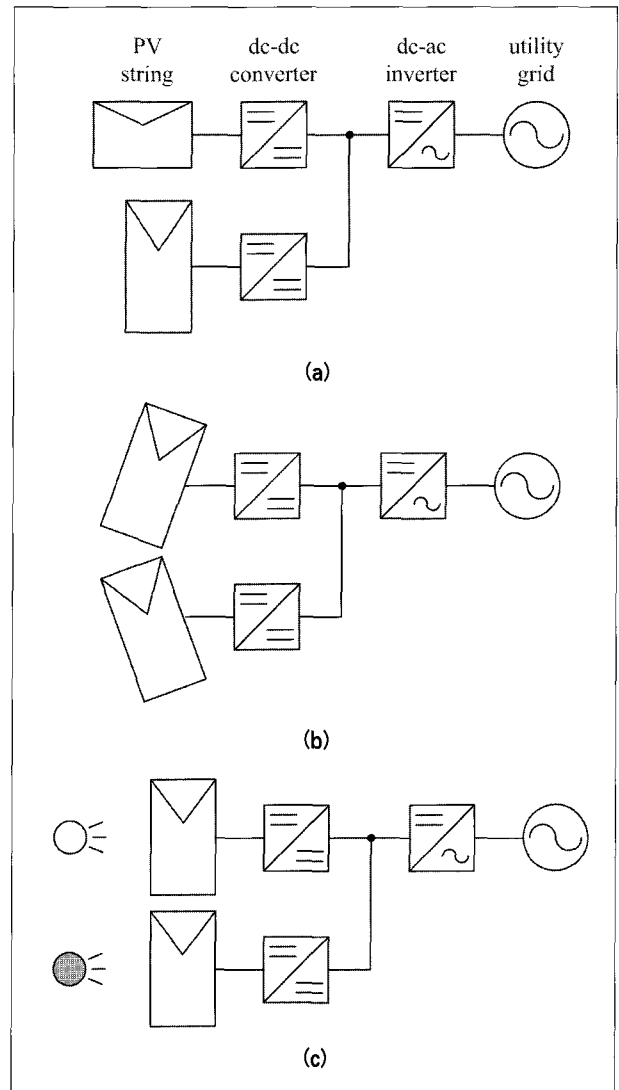


Fig. 2 Connections of the multi-string PCS by different PV string characteristics. (a) Different PV strings. (b) Different orientated PV strings. (c) Different degree of shading in PV strings.

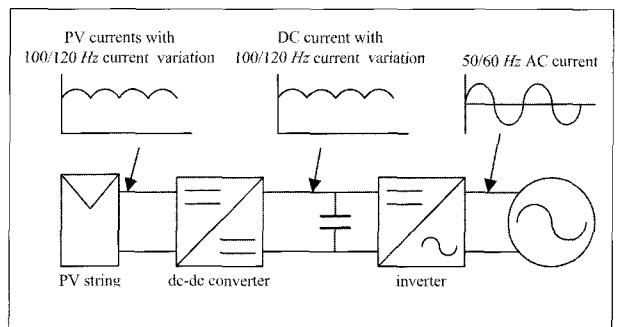


Fig. 3 PV current variation due to active power injection of the single phase inverter.

도 각각의 태양전지 스트링 특성에 맞게 MPPT를 하여 최대 전력을 생산한다. 그림 2 (c)와 같이 일부 스트링이 그림자에 가려도 각각의 스트링의 특성에 맞도록 MPPT가 수행된다.

그림 3과 같이 계통연계형 태양광 PCS의 경우 계통에 역률 1로 전력을 내어주면서 태양전지에 계통의 2배 주파수의 전력 리플이 발생한다. 이러한 전력 리플은 MPPT 효율을 떨어트리며, 법으로도 리플을 5% 또는 10% 이하로 줄이도록 규제되고 있다. 이러한 저주파 전력 리플을 없애기 위해서는 큰 LC필터를 달아야하며, 이러한 LC 필터는 PCS의 가격 인상 요인이 된다. 본 논문에서 이러한 필터 없이 전력 리플을 감소시킬 수 있는 알고리즘을 제안하였다.

일반적으로 다품종 소량생산보다는 소품종 대량생산하는 것이 회사의 수익성에 도움이 된다. 국내 태양광 시장은 작고, 태양광 PCS 업체는 영세하여 센트럴 PCS와 멀티스트링 PCS 모두 생산하는 것은 부담스러운 일이다. 따라서 멀티스트링 PCS와 센트럴 PCS를 각각 생산하는 것보다 1개의 PCS를 만들어 두 용도 모두 사용할 수 있으면 업체에 큰 도움이 된다. 본 논문에서는 멀티스트링 PCS의 부스트 컨버터를 병렬로 연결하여 센트럴 PCS처럼 쓸 수 있는 병렬연결 운전 알고리즘을 제안한다.

2. 멀티스트링 PCS

2.1 회로구성

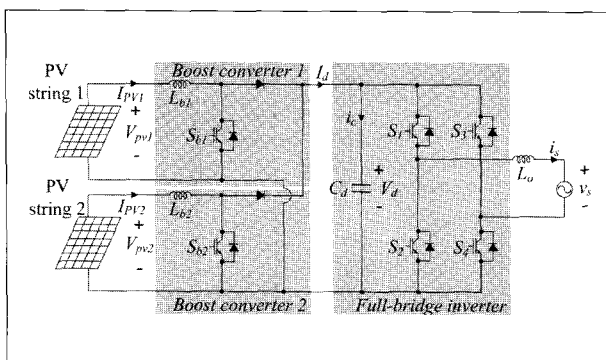


Fig. 4 Multi-string photovoltaic single-phase power conditioning system.

멀티스트링 PCS는 그림 3과 같이 2개의 부스트 컨버터와 1개의 풀브리지 인버터로 구성되어 있다. 각각의 부스트 컨버터

는 정격 전압의 50% 용량이며 부스트 컨버터2의 PWM 스위칭 주기는 부스트 컨버터1의 PWM 스위칭 주기와 같으나, 위상이 180도 차이가 나도록 하여 dc link의 스위칭 전압 리플이 적게 하였다. 부스트 컨버터 1과 2는 각각의 스트링에 맞는 MPPT 제어를 한다. 풀브리지 인버터는 계통의 전압과 같은 위상의 전류를 내며, dc 링크의 전압을 제어한다. dc 링크의 전압이 높으면 계통으로 보내는 전력을 늘여 dc 링크의 전압을 낮추고, dc 링크의 전압이 낮으면 계통으로 보내는 전력을 줄여 dc 링크의 전압을 높인다.

2.2 MPPT

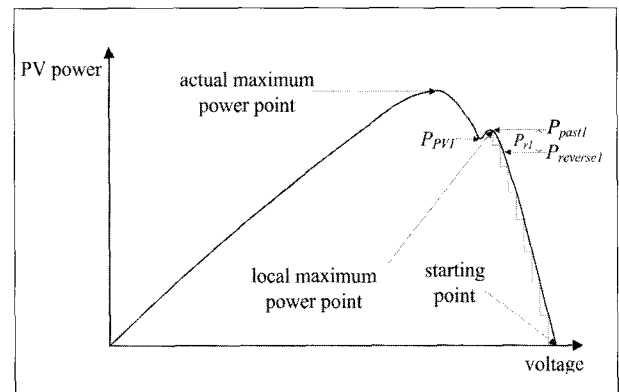


Fig. 5 Output characteristic of the PV string.

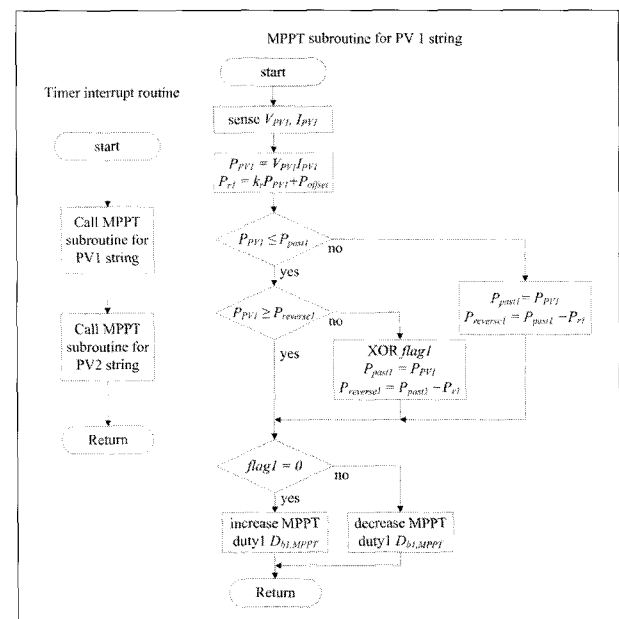


Fig. 6 Flowchart of the proposed MPPT algorithm.

MPPT 알고리즘으로 look up table 방식, P&O 방식, IC 방식 등이 있다. 특히 P&O 방식은 구현이 간단하며, 태양전지의 특성을 몰라도 MPP를 찾을 수 있다는 장점을 가지고 있다. 그러나 그림 6와 같이 sensing noise나 전력 리플 등이 있으면, MPP를 잘 찾지 못하는 경우가 발생하여, MPPT 알고리즘은 이를 고려하여야 한다.

본 논문에서는 sensing noise와 전력 리플을 고려한 개선된 P&O 알고리즘 알고리즘을 제안하며, 순서도는 그림 6에 나타나 있다. PV 스트링1과 PV 스트링2의 동작 분석은 같으므로 PV 스트링2의 동작 분석은 생략하였다. MPPT 알고리즘을 실행하기에 앞서 모든 파라미터들은 초기화하여야 하며, $flag1$ 과 $flag2$ 는 MPP를 찾아가는 방향을 뜻한다.

sensing noise와 전력 리플은 발전전력이 크면 그 값은 더 커지므로 허용 리플의 크기는 발전 전력의 양과 비례 관계를 가지며, 발전 전력이 거의 없어도 sensing noise는 계속 발생하므로 전력 리플 허용량은 어느 정도 이상의 값을 가지고 있어야 한다. 따라서 전력 리플 허용량은 다음과 같이 결정된다.

$$P_{rl} = k_r P_{pv1} + P_{offset} \quad (1)$$

MPPT 방향 전환은 현재 전력이 $P_{reverse1}$ 보다 작은 경우 이루어지며, $P_{reverse1}$ 는 다음 식으로 결정된다.

$$P_{reverse1} = P_{past1} - P_{rl} \quad (2)$$

P_{pv1} 가 P_{past1} 보다 클 경우 MPPT의 방향은 MPP를 찾아가는 방향이므로 MPPT의 방향을 유지한다. 그리고 P_{past1} 와 $P_{reverse1}$ 의 값을 현재의 전력에 맞게 갱신한다.

P_{PV1} 가 $P_{reverse1}$ 보다 작을 경우 MPPT의 방향이 MPP를 찾아가는 방향과 반대 방향으로 $flag1$ 를 반대로 바꾸어 MPPT의 방향을 바꾸며 P_{past1} 와 $P_{reverse1}$ 의 값을 현재의 전력에 맞게 갱신한다.

P_{PV1} 가 P_{past1} 보다 작지만 $P_{reverse1}$ 보다 클 경우는 그림 5의 LMPP의 조건이며, 기존의 P&O 알고리즘은 LMPP에서 발전을 하게 되어 실제 MPP를 찾지 못한다. 그러나 제안한 알고리즘은 이 경우 sensing noise나 전력 리플로 보고 MPPT의 방향을 바꾸지 않아 실제 MPP를 찾을 수 있다.

스트링2도 같은 방식으로 MPPT를 수행한다.

2.3 입력 전류 리플 절감

계통 전압과 동일한 위상의 전류를 내면, PCS에서 계통 주파수 2배의 전력이 발생한다.

$$\begin{aligned} P_s &= \nu_s i_s \\ &= \sqrt{2} V_s \sin \omega t \cdot \sqrt{2} I_s \sin \omega t \\ &= V_s I_s (1 - \cos 2\omega t) \end{aligned} \quad (3)$$

이러한 전력 리플은 태양전지에 영향을 미쳐 태양전지에 DC 전류에 계통 주파수 2배의 AC전류 리플이 더해진다. 이 현상을 제거하기 위해, 기존에는 큰 LC 필터를 연결하였다. 그러나 이 경우 가격인상의 요인이 되며, 부피와 무게도 늘어난다. 본 논문에서는 이러한 필터를 사용하지 않고, 부스트 컨버터에서 전류 보정을 하는 방식을 제안한다. MPPT로 결정된 부스트 컨버터의 시비율에 전류 리플을 보정하기 위한 추가적인 시비율을 더하여 부스트 컨버터에 인가하면, 전류리플이 줄어든다.

3. 병렬연결 운전

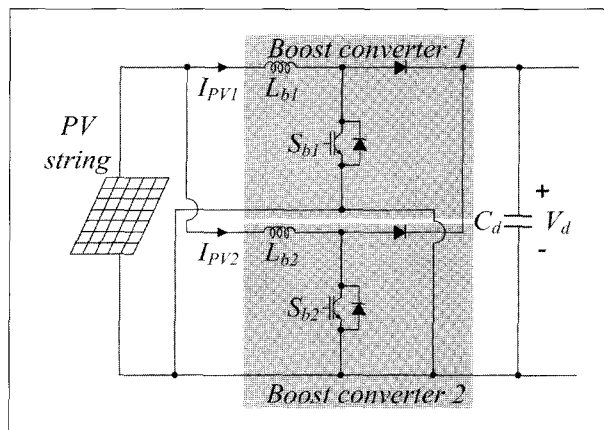


Fig. 7 Connection in parallel mode.

그림 7은 멀티스트링 PCS를 센트럴 PCS로 사용 가능함을 보여준다. 2개의 부스트 컨버터를 병렬로 연결하며 이 부스트 컨버터들은 인터리빙으로 작동한다. 인터리빙 부스트 컨버터의 이론적 파형은 그림 8에 나타나 있다. 각각의 부스트 컨버터

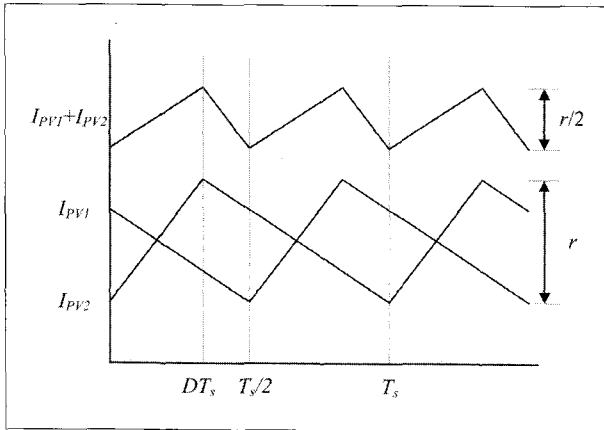


Fig. 8 Theoretic current waveforms.

의 PWM 스위칭 주기는 같으나 위상이 180도 차이가 나도록 하여, 각각의 스위칭 리플이 상쇄되어 입력 스위칭 리플이 반으로 줄어든다. 즉 기존의 1개의 부스트 컨버터를 이용한 센트럴 PCS에 비해 스위칭 리플이 반으로 준다는 장점이 있다. 부스트 인덕터 L_{b1} 와 L_{b2} 가 같은 값 L_b 라고 가정하면 PV 전류 리플은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta(I_{PV1} + I_{PV2}) &= \left| \frac{V_{PV}}{L_b} - \frac{V_d - V_{PV}}{L_b} \right| DT_s \quad (4) \\ &= \left| \frac{2V_{PV} - V_d}{L_b} \right| DT_s \end{aligned}$$

여기서 V_{PV} 는 공통으로 연결되어 있는 태양전지의 전압이며, T_s 는 스위칭 주파수이다. 부스트 컨버터의 시비율이 0.25와 0.75일 때 전류 리플이 최대가 되며 그 양은 다음과 같다.

$$\Delta(I_{PV1} + I_{PV2})_{max} = \frac{V_d T_s}{8L_b} \quad (5)$$

기존의 부스트 컨버터의 전류 리플은

$$\begin{aligned} \Delta I_{PV} &= \frac{V_{PV}}{L_b} DT_s \quad (6) \\ &= \frac{(1-D)D}{L_b} V_d T_s \end{aligned}$$

이며 최대 전류 리플은 시비율이 0.5일 경우로

$$\Delta I_{PV,max} = \frac{V_d T_s}{4L_b} \quad (7)$$

이다. 식 (5)와 식 (7)을 비교하면 인터리빙 부스트 컨버터는 기존의 부스트 컨버터에 비해 전류 리플이 반으로 줄어든다는 것을 알 수 있다.

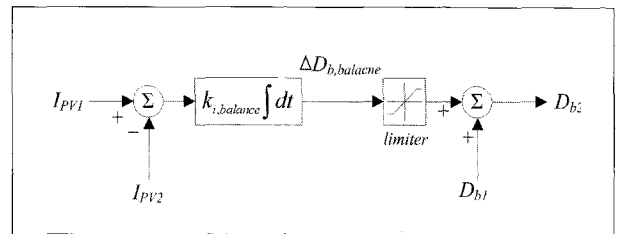


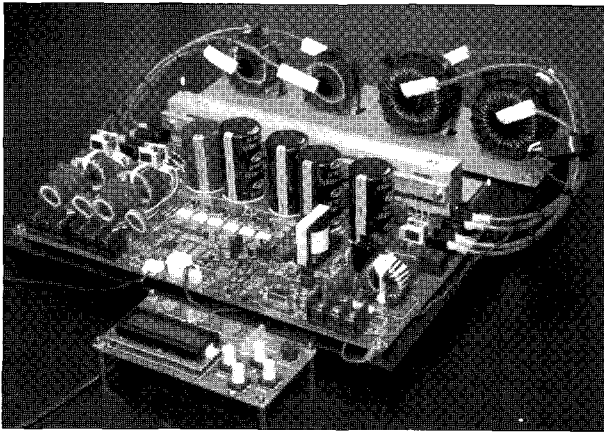
Fig. 9 Current balance controller of the interleaved parallel boost converter.

그림 9는 인터리빙 부스트 컨버터의 전류 평형 제어기이다. 부스트 컨버터 1과 2의 소자 값이 정확히 같을 수 없다. 따라서 두 부스트 컨버터에 같은 시비율의 PWM으로 동작시키면 전류가 한 개의 부스트 컨버터에 많이 흐르고 다른 한쪽에는 전류가 적게 흐르게 된다. 두 개의 부스트 컨버터에 같은 전류가 흐르도록 제어를 하기 위해 전류 평형 제어기가 필요하다. 부스트 컨버터 1은 MPPT 제어를 수행하며, 부스트 컨버터 2는 각각의 부스트 컨버터에 같은 전류가 흐르도록 제어한다. 부스트 컨버터 1의 시비율은 MPPT로 결정된 시비율에 입력 전류 리플 절감 컨트롤에 의한 추가적인 시비율을 더한 값이 된다. 부스트 컨버터 2의 시비율은 부스트 컨버터 1의 시비율에 전류 평형을 위한 추가적인 시비율 $\Delta D_{b,balance}$ 을 더한 시비율을 더한 값이 된다. 전류 평형을 위한 추가적인 시비율 $\Delta D_{b,balance}$ 은 다음과 같다.

$$\Delta D_{b,balance} = k_{i,balance} \int (I_{PV1} - I_{PV2}) dt \quad (8)$$

4. 실험 결과

사진 1은 그림 4의 멀티스트링 PV PCS를 구현한 것이다. 제어는 저가형 단일 마이크로컨트롤러인 dsPIC30F3011를 사용하였다. 전압과 전류 측정은 dsPIC30F3011 내부의 10bit ADC를 사용하였다. MPPT는 50ms마다 수행하였으며, 그밖



Picture 1. Prototype of the proposed PV PCS

Table 1. PCS parameter

기호	값
용량	3kW
계통	220V 60Hz
스위칭 주파수	15kHz
부스트 컨버터의 인덕터	2mH
dc 링크 커패시터	2350uF
출력 필터 인덕터	2mH dc
링크 기준 전압	350V

Table 2. PV string specification

기호	값
용량	3kW
계통	220V 60Hz
스위칭 주파수	15kHz
부스트 컨버터의 인덕터	2mH
dc 링크 커패시터	2350uF
출력 필터 인덕터	2mH
dc 링크 기준 전압	350V

의 제어는 100us마다 수행하였다.

상세한 사용 소자 값은 표 1에 표시하였으며, 태양전지 스트링의 특성은 표 2에 표시 하였다. 스트링1과 스트링2는 같은 값으로 실험하였다.

그림 10 (a)와 (b)는 멀티스트링 mode에서의 MPPT 결과이다. 그림 10 (a)에서 한 스트링의 최대 전력인 1.5kW에서 발전하는 것을 볼 수 있다. 그림10 (b)는 PCS의 한 스트링의 발전 전력을 순시적으로 나타낸 것이며, 평균 1.495kW를 발전하여 MPPT 효율은 99.7%로 측정되었다.

$$99.7\% \cong \frac{1.496kw}{1.5kw} \times 100 \quad (9)$$

그림 10 (c)와 (d)는 이 PCS를 병렬 연결하여 센트럴 PCS로 사용할 경우의 MPPT 결과를 보여준다. 그림 10 (c)에서 볼 수 있듯이 최대 전력인 3kW에서 발전하는 것을 볼 수 있다. 그림 10 (d)는 병렬 연결 시 발전 전력을 순시적으로 나타낸 것이며, 평균 2.985kW를 발전하여 MPPT 효율은 99.5%로 측정되었다.

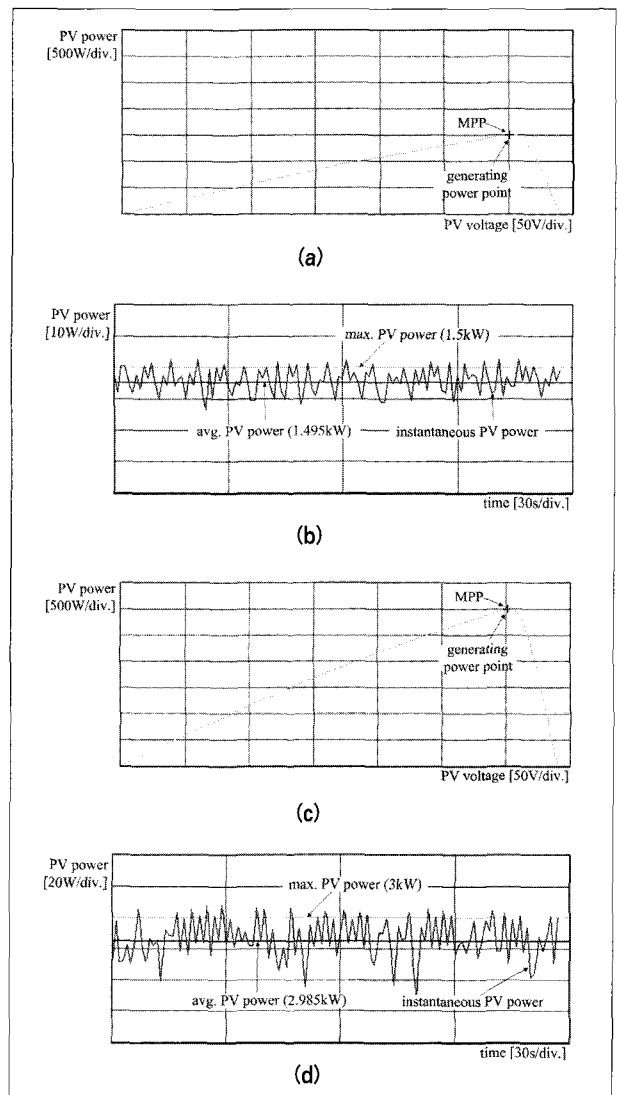


Fig. 10 PV string power and PCS input power. (a) Generating power point and output characteristic of one PV string in the multi-string mode. (b) Instantaneous PV power in the multi-string mode. (c) Generating power point and output characteristic of one PV string in the parallel mode. (d) Instantaneous PV power in the parallel mode.

$$99.5\% \cong \frac{2.985kw}{3kw} \times 100 \quad (10)$$

그림 11 (a)는 일사량이 급격하게 늘어났을 경우이며, (b)는 일사량이 급격하게 감소하였을 경우의 MPPT 특성이다. 일사량이 급격히 변하여도 빠른 속도로 MPP를 찾아감을 보여준다. 그림 12 (a)는 입력 전류 리플 저감 알고리즘이 없는 경우의 태양전지 전류이다. 계통의 2배 주파수인 120Hz의 리플이 있는 것을 볼 수 있다. (b)는 입력 전류 리플 저감 알고리즘을 적용한 경우로 리플이 줄어든 것을 볼 수 있다. 즉, 입력 전류 리플 저감 알고리즘을 통해 추가적인 회로나 필터 없이 전류 리플이 24%에서 4%로 줄어들었다.

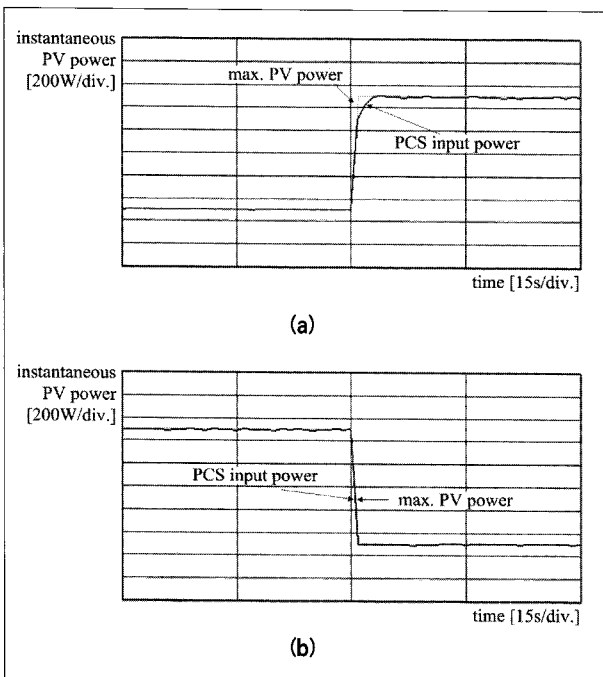


Fig. 11 Maximum PV array power and PCS input power. (a) Maximum PV array power is changed abruptly from 0.5kW to 1.5kW. Maximum PV array power is changed abruptly from 1.5kW to 0.5kW.

5. 결론

발전 효율은 높이고 생산 단가를 낮출 수 있는 계통연계형 멀티스트링 PCS를 제안하였다. 멀티 스트링 PCS를 위한 MPPT 방식을 제안하였다. 제안된 MPPT 알고리즘은 P&O 방식을 개량한 것으로 LMPP에서 발전하는 것을 막으며 MPPT 효율이 증가되었다. 입력 필터의 사이즈 및 비용을 줄이기 위해, 입력전류 리플 저감 알고리즘을 제안하였으며, 추가적인 회로나 필터 없이 입력 전류 리플을 줄일 수 있음을 보였다. 또한 병렬연결 운전 기능을 넣어 멀티 스트링 PCS를 센트럴 PCS로 사용할 수 있음을 보였다. 3kW급 시제품을 만들어 알고리즘의 우수성을 확인하였다.

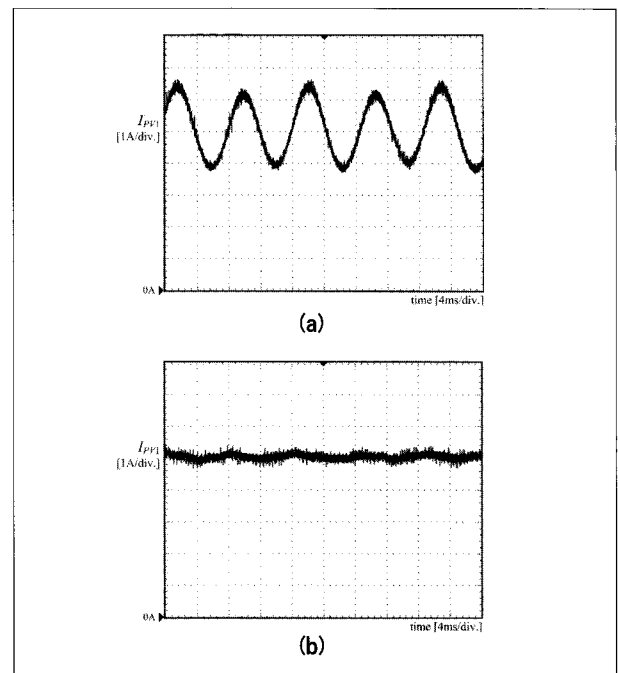
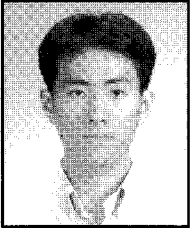


Fig. 12 PV1 current. (a) Without the input current ripple reduction control. (b) With the input current ripple reduction control.

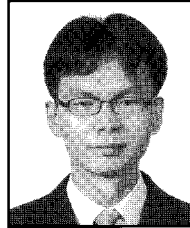
권정민



2004년 연세대학교 전기전자공학부 공학사

현재 포항공과대학교 전자전기공학과 석박사 통합과정
(E-mail : jmkwon@postech.ac.kr)

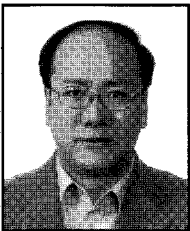
김응호



2003년 한양대학교 전자전기공학부 공학사
2005년 포항공과대학교 전자전기공학과 공학석사

현재 포항공과대학교 전자전기공학과 박사과정
(E-mail : znight@postech.ac.kr)

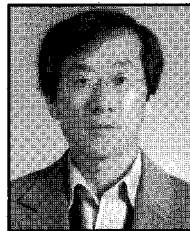
남광희



1980년 서울대학교 화학공학과 공학사
1982년 서울대학교 제어계측학과 공학석사
1986년 The University of Texas 수학과 이학박사
1986년 The University of Texas 전기공학과 공학박사

현재 포항공과대학교 전자전기공학과 정교수
(E-mail : kwnam@postech.ac.kr)

권봉환



1982년 경북대학교 전자전기공학과 공학사
1984년 KAIST 전기전자공학과 공학석사
1987년 KAIST 전기전자공학과 공학박사

현재 포항공과대학교 전자전기공학과 정교수
(E-mail : bhkwon@postech.ac.kr)