

## 변형된 승강압 컨버터의 병렬구동에 의한 태양광발전

李熙昌\*, 朴晟濬<sup>†</sup>, 朴守植\*\*, 文彩株\*\*\*, 李萬炯\*\*\*\*, 金鍾烜<sup>§</sup>

### Photovoltaic Generation by Parallel Driving of Modified Buck-boost Converter

Hee-Chang Lee, Sung-Jun Park, Soo-Sik Park, Chae-Joo Moon, Man-Hyung Lee, and Jong-Dal Kim

#### 요 약

본 논문에서는 태양광 컨버터로서 변형된 buck-부스트 컨버터를 제안하고 분석하며, 출력을 증가시키고 출력전압의 리플을 저감하기 위한 새로운 병렬 구동 기법을 제안한다. 변형된 컨버터의 입·출력 관계는 기존의 승압형 컨버터인 부스트 컨버터와 동일하지만, 출력단자의 구성을 변형시켜 출력 콘덴서의 동작전압과 커패시턴스 용량을 저감시킬 수 있는 장점을 가진다. 또한 변형된 컨버터와 전류 제어 기법을 이용하는 제안된 병렬구동 기법은 기존 병렬 구동 방식의 전류 분배에 대한 불평등 문제를 해결할 수 있으며, 부가적인 스위칭 손실의 증가 없이 등가 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있어 출력전압 리플 저감에 효과적이다. 제안된 병렬 구동 기법의 타당성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 입증한다.

#### ABSTRACT

In this paper, a modified converter is presented and analyzed to use as a photovoltaic converter. And also a new parallel driving scheme is proposed to increase output power and to reduce the output voltage ripple. The ratio of the output to the input voltage of the modified converter is equal to that of the boost converter. The difference between both converters is the composition of output terminal. Owing to the discrepancy, a working voltage of the output capacitor of the modified converter becomes lower, thus the capacitance value of the capacitor can be smaller than that of the boost converter. The proposed parallel driving is based on the modified converter and a current-mode-control method. It gives a good solution for alleviating the current sharing unbalance problem of conventional parallel operations. It reduces the output voltage ripple by means of increasing the equivalent switching frequency without additional switching losses. The validity of the proposed parallel driving strategy is verified through computer-aided simulations and experimental results.

**Key Words** : Photovoltaic systems, modified buck-boost converter, parallel driving

#### 1. 서 론

현재 전 세계적으로 에너지 의존도가 가장 높은 화력과 원자력 발전은 자원의 고갈과 환경 및 안정성 등의 문제로 인해 대체 에너지에 대한 관심이 지속적으로 증가하고 있다. 그 중에서도 태양광 발전은 유지보수비가 거의 들지 않으며, 무한한 청정에너지라는 관점에서 상당한 각광을 받으며, 현재에도 많은 연구가 이루어지고 있다<sup>[1],[2]</sup>. 현재 태양광 전원은 배터리 충전기, 펌프, 가정 전원, 가로등, 인공위성의 전원시스템과 같이 폭넓은 분야에 사용되고 있다. 그러나 태양광 발

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 전남대 전기공학과 조교수

E-mail : sjpark1@chonnam.ac.kr

정회원, 부산대 기계기술연구소 전임연구원

\*\*정회원, (주)이안테크놀로지 대표이사

\*\*\*정회원, 목포대 전기공학과 부교수

\*\*\*\*정회원, 부산대 공대 기계공학부 교수

§정회원, 동명대학 교수

접수일자 : 2004. 3. 10

1차 심사 : 2004. 4. 28

2차 심사 : 2004. 8. 2

심사완료 : 2004. 8. 11

전 시스템은 태양 전지 모듈을 비롯한 시스템의 고가로 인한 실용화 보급에 다소 제한을 받고 있는 실정이다. 따라서 최근 제조원가를 줄이거나 효율 개선을 통하여 실용화시기를 앞당기기 위한 노력을 기울이고 있고, 이와 병행하여 인버터 등 주변 장치의 저가화 및 고효율화에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다<sup>[3]-[8]</sup>.

태양전지는 낮은 변환 효율을 갖고 있어 전체 시스템의 단가를 줄이는 대안은 전력변환 장치의 고효율화와 태양전지로부터 최대 에너지를 발생하도록 제어하는 것이다. 일반적으로 태양광 발전 시스템은 태양전지의 DC 출력을 원하는 레벨의 DC 전압으로 변환하기 위해 DC/DC 컨버터를 적용하게 되며, 입·출력 전압의 조건에 따라 승압형(boost), 강압형(buck), 승강압(buck-boost) 형태로 나누어지게 된다. 이들 컨버터는 최대전력점 추종(MPPT: maximum power point tracking)과 동시에 출력전압 또는 출력전류를 일정하게 유지하기 위해 일반적으로 PWM 스위칭 기법을 적용하게 된다<sup>[1]</sup>. 출력전압의 리플을 저감시키는 관점에서는 고주파 스위칭이 유리하지만, 스위칭 손실에 따른 전체 시스템의 효율 저하와 EMI 노이즈 등의 문제를 고려하여야 한다. 태양광 발전 시스템의 출력을 증가시키는 방법으로 기존의 컨버터 모듈을 병렬 접속하여 전체 출력을 증가시키는 방법이 널리 이용된다. 그러나 여러 대의 컨버터가 동일한 입력과 출력 단을 가지고 동일한 스위칭 신호에 의해 구동이 될 경우, 각 컨버터의 전류는 불균형이 발생하기 쉽다. 병렬로 접속된 컨버터들의 파라메타가 현실적으로 정확히 동일할 수 없으며, 이로 인해 스위칭 신호의 시비율에 미소한 차이를 발생 시키게 된다. 따라서 동일한 신호가 각각의 컨버터 스위치의 제어 신호로 주어지더라도, 각 스위치의 게이트 신호에는 약간의 차이가 나타나게 되므로, 상대적으로 가장 큰 도통비를 가지는 컨버터는 전류 연속 모드로 동작하게 되고 나머지 컨버터들은 전류 불연속으로 동작하게 된다. 이후 부하를 증가 시킨다면 전류 연속 모드로 동작하는 컨버터는 더욱 더 전류가 증가되어 스위치의 전류정격을 벗어나게 된다<sup>[9]-[12]</sup>. 이러한 전류 불균형 문제를 해결하기 위해서 결합된 인덕터(coupled inductor)를 이용한 방식<sup>[9]</sup>, 히스테리시스 전류 제어기법<sup>[12]</sup> 등이 기존 승압형 컨버터를 이용하여 구현되었다. 각 컨버터 스위치의 시비율에 차이가 발생하더라도 각각의 인덕터에 흐르는 전류는 거의 동일하여 전류 불평형에 대한 문제는 충분히 해결되었으나, 최종 출력단의 전류는 회로의 기본적인 특성상 전류 불연속으로 흐르게 되어 환류

다이오드의 전류 정격이 상승하고 출력 리플의 저감을 위해서는 출력 콘덴서의 용량을 증가 시켜야한다는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 기존의 벡-부스터 컨버터를 변형한 태양광 발전에 적합한 새로운 DC/DC 컨버터 전력회로를 제안하고, 컨버터의 출력증대 및 특성개선을 위해 DC/DC 컨버터의 병렬운전 기법을 제안하였다. 제안된 병렬운전 기법은 DC/DC 컨버터 간의 파라미터가 상이하여도 부하분담 특성을 우수하게 할 수 있는 스위칭 기법이다. 제안한 DC/DC 전력회로는 벡-부스터 컨버터의 기본 토폴로지에서 태양광 발전에 적합하도록 출력 콘덴서의 접속을 다르게 하여 구성하였으며, DC/DC 컨버터의 특성 개선을 위해 컨버터 4개를 병렬로 구성하여 등가 스위칭 주파수를 증대시킬 수 있어 출력전압 리플 저감이 가능하다. 또한 병렬로 연결된 변형된 DC/DC 컨버터에서 부하분담 비율을 우수하게 하기 위해 전류 피드백에 의한 스위칭 함수를 구현하였다. 제안된 컨버터 및 제어방식의 타당성을 검증하기 위해 1.2 [kW]급 시작품을 제작하고 태양전지 모듈(solar array)을 이용하여 제안된 변형된 컨버터와 전류제어기법을 이용하는 시스템의 우수한 출력전압 리플 저감 특성과 전류 불평형 문제를 해결하였음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

## 2. 태양전지의 특성

그림 1은 태양전지를 수학적으로 모델링 한 것으로 태양전지의 특성을 해석하는데 일반적으로 적용되는 one-diode 모델의 등가회로를 나타내고 있다. 그림 1에서 알 수 있듯이 태양전지에서 발생하는 전압과 전류의 관계는 비선형성이 매우 강하다. 이러한 비선형성을 갖는 태양전지의 I-V 특성곡선을 얻기 위한 기본 수식은 식 (1)과 같이 주어진다<sup>[1][4]</sup>.

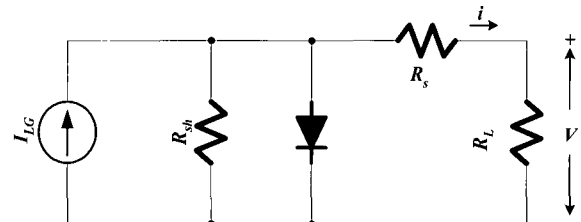


그림 1 태양전지의 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of a solar cell

$$I = I_{ph} - I_{os} \left( \exp \left\{ \frac{q}{AkT} (V + IR_s) \right\} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

단,  $I$  : 태양전지의 출력전류,  $V$  : 태양전지의 출력전압  
 $R_s$  : 내부직렬저항,  $R_{sh}$  : 내부병렬저항  
 $I_{Li}$  : 광 발생전류,  $I_{Os}$  : 온도특성 계수  
 $q$  : 전하량,  $k$  : 볼츠만 상수  
 $A$  : pn접합 재료 계수,  $T$  : 태양전지 온도

그림 2(a) 및 그림 2(b)는 식 (1)의 태양전지의 I-V 특성식으로부터 나타난 태양전지의 전압-전류 및 전압-출력 특성을 나타낸다.

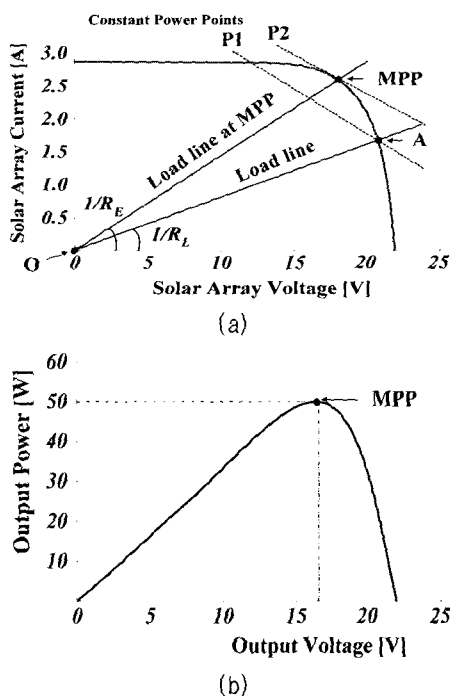


그림 2 일반적인 태양전지의 특성 곡선  
 (a) 전류-전압 (b) 전압-전력  
 Fig. 2 General characteristic curves of a solar array  
 (a) current-voltage (b) power-voltage

식 (1)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 2(a)에서 부하( $R_L$ )에 의해서 결정되는 태양전지 전압 전류 점은 A가 되어 태양전지의 MPPT점에서 벗어나 있게 된다. 이 동작점을 MPPT점으로 이동하기 위해서는 등가부하가 MPPT점을 만족하는 부하( $R_E$ )로 바꾸어 주는 장치가 필요하다. 이러한 등가부하를 만들 수 있는 장치가 컨버터이다. 따라서 태양전지를 효율

적으로 사용하기 위해서는 MPPT 제어를 행하는 것이 바람직하며, 이를 위해서는 전압 또는 전류를 제어할 수 있는 컨버터의 설치가 필수적이다<sup>[1],[13]</sup>.

### 3. 태양광 발전시스템

#### 3.1 태양광 발전에 적합한 변형된 컨버터

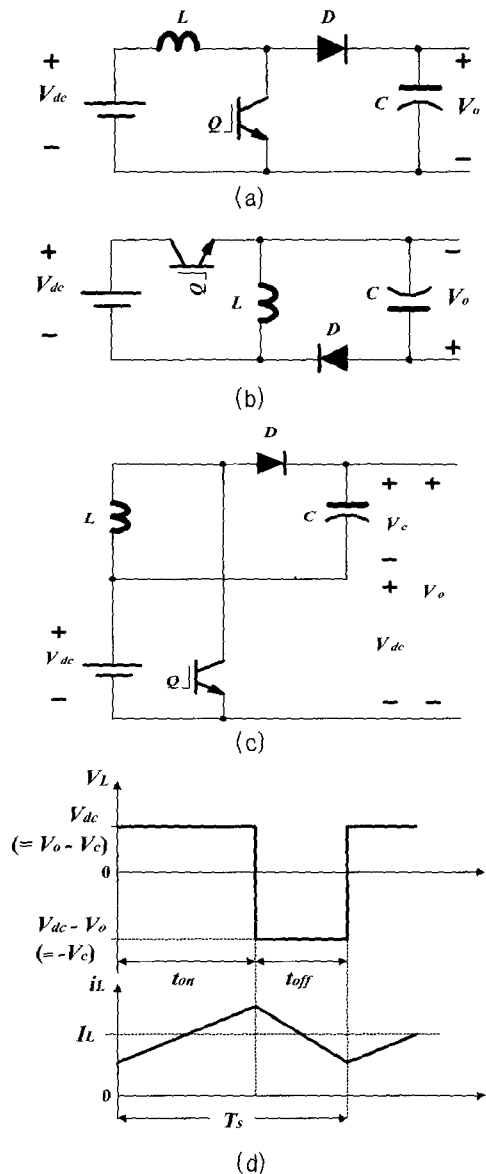


그림 3 기존의 승압형 컨버터와 제안된 회로  
 (a) 부스트 컨버터, (b) buck-부스트 컨버터  
 (c) 변형된 컨버터, (d) 변형 컨버터의 동작모드  
 Fig. 3 Conventional step-up converters and revised converter  
 (a) boost converter (b) buck-boost converter  
 (c) revised converter (d) operation at CCM

태양전지를 이용하여 원하는 DC 전원을 발생시킬 경우, 요구하는 DC 전원전압이 태양전지의 출력 단자 전압보다 낮은 때에는 대부분 벡-컨버터를 사용한다. 그러나 요구하는 DC 전원전압이 태양전지의 출력단자 전압보다 높은 경우에는 승압기능을 가진 컨버터를 사용하여야 한다. 승압기능을 가진 대표적인 DC/DC 컨버터는 그림 3(a)에 나타난 부스터 컨버터를 들 수 있다. 부스터 컨버터와 벡-부스터 컨버터의 특성은 유사하나 벡-부스터 컨버터는 입력전압보다 출력전압을 높게 및 낮게 제어할 수 있다는 장점 이외에 부스터 컨버터에 비하여 컨버터의 전력 소자에 나타나는 전압이 높고, 시비율 변동에 따른 출력전압의 민감도가 높아지는 등의 단점으로 부스터 컨버터가 많이 사용된다<sup>[14],[15]</sup>. 그림 3(c)는 기존의 벡-부스터 컨버터를 변형하여 태양광 발전에 적합한 새로운 승압형 컨버터이다. 제안된 컨버터는 벡-부스터 컨버터의 입력전압과 출력전압이 직렬로 연결되도록 출력단자를 인출하였고, 스위칭 소자의 게이트 전원 신호를 입력전압을 바로 사용할 수 있도록 스위치의 위치를 바꾼 형태를 하고 있다. 이러한 구조로 인하여 출력단의 콘덴서 용량을 부스터 컨버터에 비하여 적게 할 수 있는 장점을 가진 상태에서 부스터 컨버터와 동일한 특성을 갖는 장점이 있다. 그림 3(d)은 제안된 컨버터의 인덕터의 전류가 연속인 경우의 인덕터 양단 전압과 전류 파형을 도시한다. 인덕터 양단에 Volt-second 법칙을 적용시키면 제안된 컨버터의 입·출력 관계식은 다음과 같다.

$$V_{dc} \cdot t_{on} + (V_{dc} - V_o) \cdot t_{off} = 0 \tag{2}$$

스위칭 주기  $T_s$ 를 이용하여 정리하면 식 (3)과 같다.

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{T_s}{t_{off}} \tag{3}$$

여기서  $T_s = t_{on} + t_{off}$  이다. 따라서 제안된 컨버터의 시비율과 입·출력 전압 관계식은 다음 식 (4)과 같다.

$$M_V(D) = \frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{1}{1-D} \tag{4}$$

여기서  $D = t_{on}/T_s$  이다. 식 (4)에서 알 수 있듯이 변형된 컨버터의 입·출력 관계는 기존의 부스터 컨버터와 동일함을 알 수 있다. 그림 3(c)에서 보듯이 제안된 컨버터의 출력전압은 출력 콘덴서 양단 전압과 입력전압의 합에 의해 클램프 됨을 알 수 있다. 따라서

입력전압과 출력 콘덴서 전압과의 관계식을 그림 3(d)으로부터 유도해 보면 식 (5)과 같다.

$$M_{VC}(D) = \frac{V_c}{V_{dc}} = \frac{D}{1-D} \tag{5}$$

또한 식 (3)과 식 (4)으로부터 출력 콘덴서 전압과 출력 전압의 관계는 다음의 식 (6)과 같다.

$$\frac{V_o}{V_{dc}} \cdot \frac{V_{dc}}{V_c} = \left(\frac{1}{1-D}\right) \cdot \left(\frac{1-D}{D}\right) = \frac{V_o}{V_c} = \frac{1}{D} \tag{6}$$

식 (5)과 식 (6)으로부터 제안된 컨버터가 부분적으로 기존의 벡-부스터, 벡 컨버터의 입·출력 관계가 있음을 알 수 있다. 그림 4는 일정 출력 전압 조건에 있어 시비율에 따른 출력 콘덴서 전압과 입력전압과의 관계를 보여준다. 출력 콘덴서의 전압은 식 (5)에서 정의 되듯이 입력전압 보다 크거나 혹은 작을 수 있다. 50 [%]의 시비율 조건에서 입력과 출력 콘덴서 전압이 교차됨을 알 수 있고, 이상적인 경우에는 거의 1에 가까운 시비율이 조건이 가능하나 현실적으로는 인덕터, 스위치, 환류 다이오드, 콘덴서 등과 연관된 기생 성분의 손실에 의해 보통 80 [%] 정도의 시비율까지 응용 가능하다<sup>[13]-[15]</sup>.

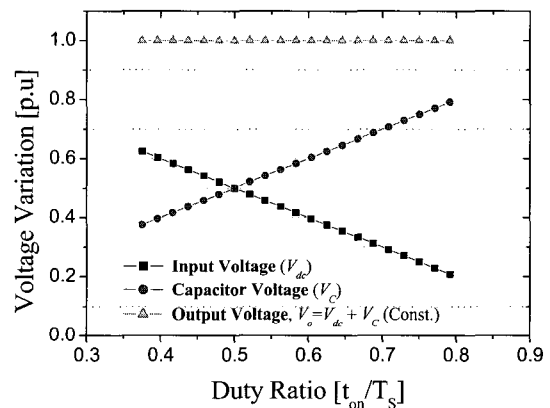


그림 4 시비율에 따른 전압 변동 특성  
Fig. 4 Characteristic of voltage variation according to duty ratio

위의 관계에서 알 수 있듯이 변형된 컨버터는 기존의 부스터 컨버터와 동일한 입·출력 특성을 가진다. 그러나 제안된 컨버터는 기존의 부스터 컨버터와 비교하여 다음의 몇 가지 장점을 가진다. 첫째, 기존의 부스터 컨버터의 출력 전압은 출력 콘덴서 전압을 사용하나 제안된 컨버터에서는 출력전압이 입력전압과 출

력 콘덴서 전압의 함으로 사용하게 된다. 따라서 출력 콘덴서의 동작전압이 기존의 부스터 컨버터에 비해 낮아져, 동일한 출력전압 리플율에서 콘덴서 용량이 적어지는 장점이 있다. 둘째, 적은 출력 콘덴서 용량으로 인하여 기동시 초기 돌입전류가 적다는 장점이 있다.

그림 5는 제안된 DC/DC 컨버터의 출력증대 및 출력전압 리플 저감을 위해 제안된 DC/DC 컨버터 4조를 사용한 병렬회로 구성을 나타내고 있다.

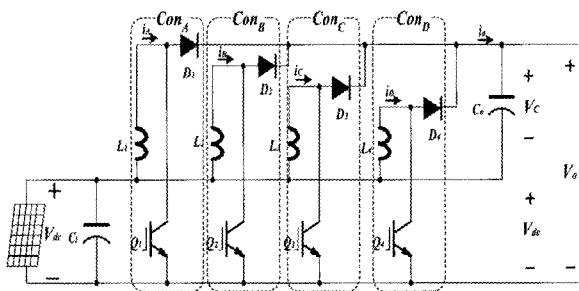


그림 5 병렬 구동에 의한 출력증대 및 출력전압 리플저감  
Fig. 5 Increase of output power and output voltage ripple reduction by means of parallel driving

그림 5와 같이 컨버터가 병렬로 구성될 경우 부하 분담의 문제가 발생하게 된다. 병렬로 연결된 각 DC/DC 컨버터는 입력과 출력을 동일하게 사용함으로 부하분담이 동일하려면 각 컨버터의 파라메타 및 시비율이 동일하여야한다. 특히 각 컨버터에 인가되는 시비율에 미소한 차이가 발생하면 시비율이 가장 큰 컨버터에서만 전류 연속 모드로 동작하고, 나머지 컨버터는 전류 불연속 모드로 동작하여 에너지 전달 기능이 한 곳에 편중되게 된다. 이러한 부하 분담의 편중을 막기 위해서는 각 DC/DC 컨버터에는 전류 제어기가 필요하게 된다. 따라서 병렬로 연결된 각 컨버터에서 발전되는 양의 균일한 분담을 위해서 전류 제어형으로 구성하여야 한다. 이를 해결하기 위해서 그림 6과 같은 속응성이 뛰어난 피크전류 제어방식으로 전류를 제어한다. 그림 6의 전류 제어기는 비교기와 플립플롭으로 구성된다. 스위칭 주기마다 플립플롭의 셋 단자를 인에이블(enable) 시켜 스위치를 온 되게 하여 실제 전류는 증가하게 되고, 비교기에서 전류 지령치와 실제 전류를 비교하여 실제 전류가 지령 전류치보다 크게 되면 리셋 단자를 인에이블 시켜 스위치를 오프 시키게 되어 전류는 감소하게 된다. 이러한 전류 제어방식에서 제어기의 속응성은 델타 변조기법과 동일한 우수한 특성을 갖게 되고, 스위칭 주파수는 일정하게 할 수 있는 장점을 갖고 있다.

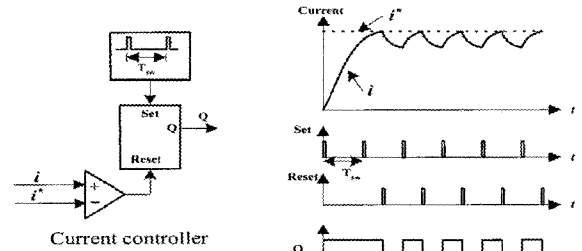


그림 6 전류제어기와 동작파형  
Fig. 6 Current controller and operational waveform

그림 5와 같이 4조로 구성된 병렬 컨버터에는 그림 6과 같은 전류 제어기 4조가 필요하게 된다. 이러한 병렬 구동 컨버터에서 등가 스위칭 주파수를 증대시켜 출력 전압의 리플을 개선하기 위해서는 컨버터의 상호 연관된 스위칭 기법이 필요하다. 즉 등가 스위칭 주파수를 증대시키기 위해서는 각 컨버터의 스위칭 신호에 위상차가 필요하게 되며, 각 컨버터의 스위칭 함수의 위상차는 아래 식을 만족하여야한다.

$$\phi = \frac{2\pi}{N} \tag{7}$$

단,  $N$  = 병렬 컨버터 개수.

그림 5의 경우, 병렬 컨버터 개수가 4 개이므로 각 컨버터의 위상차는  $90^\circ$ 가 되어야하며, 결과적으로 등가 스위칭 주파수는 실제 스위칭 주파수의 4배가 되는 효과가 발생한다.

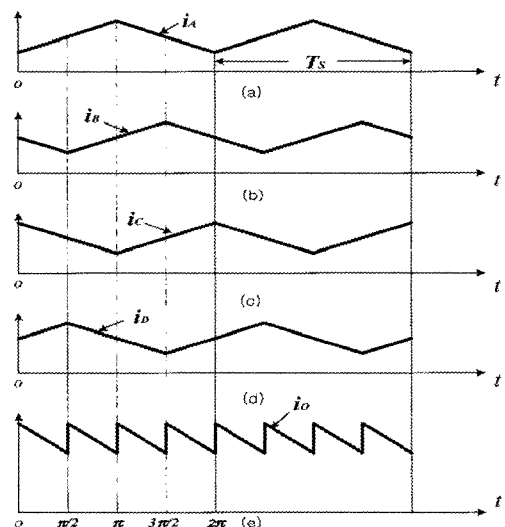


그림 7 제안된 병렬구동의 주요 동작 파형  
Fig. 7 Key waveform of the proposed parallel driving

그림 7은 등가 스위칭 주파수를 증가시키기 위해 제안된 스위칭 방식으로 제어할 경우 각 컨버터의 인덕터 전류와 출력측 콘덴서로 유입되는 전류를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 각 컨버터의 한 주기 인덕터 전류에 대하여 출력측 콘덴서로 유입되는 전류는 네 주기가 나타난다. 따라서 등가 스위칭 주파수는 실제 스위칭 주파수의 네 배가 된다.

### 3.2 제어회로구성

태양광 발전용 DC/DC 컨버터의 병렬운전 효과를 극대화하기 위해서는 각 컨버터 간에 상호 연관된 스위칭 기법이 필요하다. 그림 8은 그림 5와 같이 4조로 구성된 병렬 컨버터에서 출력전압 리플을 저감하기 위한 컨버터의 전류제어 블록도이다. 전류제어기는 DSP, 플립플롭 및 비교기로 구성된다. DSP TMS320F2406은 자체에 2개의 타이머를 갖고 12개의 PWM 출력단자를 가지고 있다. 본 제어기에서는 타이머 1과 타이머 2의 값을 90° 위상차를 갖는 값으로 초기화하여 사용하고, 각 타이머에서 발생하는 정 및 부의 PWM 단자를 사용함으로써 위상차 90°를 갖는 4개의 연속적인 펄스를 발생하게 하여 각 컨버터의 스위치를 온(ON)하게 하였으며, 각 컨버터의 전류를 피드백하여 지령 전류와 비교하여 각 컨버터의 스위치를 오프(OFF)하게 하였다. 이때 전류신호에는 스위칭 노이즈에 의한 오동작을 방지하기 위해서 저역통과 필터를 사용하였다.

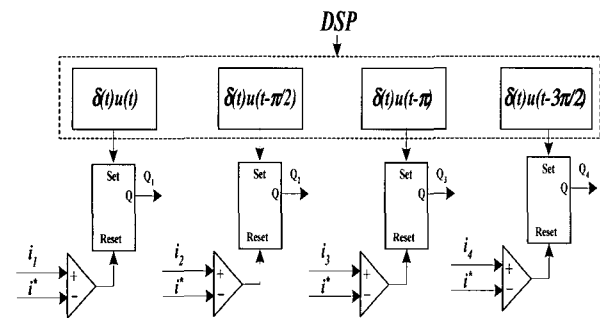


그림 8 출력전압 리플저감을 위한 전류 제어기 구성  
Fig. 8 Configuration of current controller for reduction of output voltage ripple

그림 9는 태양광 발전용 DC/DC 컨버터의 전체 제어 블록도를 나타내고 있다. 우선 DSP의 자체 12-bit AD를 통하여 태양전지의 전압, 출력전압 및 전류를 검출한다. 각 센서로부터 검출된 전압 전류로부터 태양전지의 동작전압을 제어하여 MPPT가 되도록 제어한다. 이때 태양전지의 전압제어 알고리즘은 P&O

(perturbation and observation) MPPT법을 사용하였다<sup>[16]</sup>. P&O MPPT에서 발생한 전압을 제어하기 위한 전류 지령치는 비례적분 제어를 사용하여 전류 지령치를 발생하였다. 4조로 구성된 병렬 컨버터의 스위치의 온 신호는 90° 위상차를 갖는 타이머 1과 타이머 2를 이용하여 PWM1, PWM2, PWM7, PWM8 단자에서 발생하며, 오프 신호는 태양전지 단자전압의 지령치와 실제치에 의한 비례 적분제어 값을 PWM3을 통하여 펄스폭으로 발생하고 이를 저역통과 필터를 통한 값과 각 컨버터의 전류를 피드백하여 지령전류의 비교에 의해 발생한다.

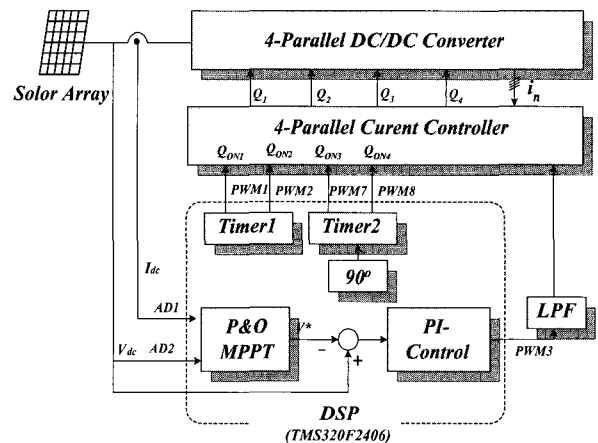


그림 9 전체 제어 블록도  
Fig. 9 System control block diagram

### 4. 시뮬레이션 및 실험결과

그림 10은 병렬 구동에서 입력전압에 대한 출력전압의 비를 1.3으로 설정하고, 상 스위칭 신호에 위상차를 두지 않은 경우의 시뮬레이션 결과이다. 이때의 스위칭 주파수는 20 [kHz]로 설정하였으며, 각 컨버터는 동일한 특성을 갖는다고 가정하였다. 그림에서 알 수 있듯이 4조의 컨버터의 스위칭 신호가 동일하게 인가됨으로 각 컨버터의 인덕터 전류( $i_A, i_B, i_C, i_D$ )는 동일한 형태를 취하고 있다. 이로 인하여 컨버터 출력단으로 유입되는 전류( $i_o$ )는 기존의 단독운전용 컨버터와 같이 불연속으로 동작한다. 이러한 불연속 전류는 일반적인 인버터에서 출력전압 리플을 증가시키는 요인임으로 DC/DC 컨버터의 약점으로 알려져 있다. 또한 시뮬레이션 결과 각 컨버터 시비율이 다른 상신호가 인가될 경우 전력분담은 시비율이 제일 큰 쪽으로 몰림을 확인하였다.

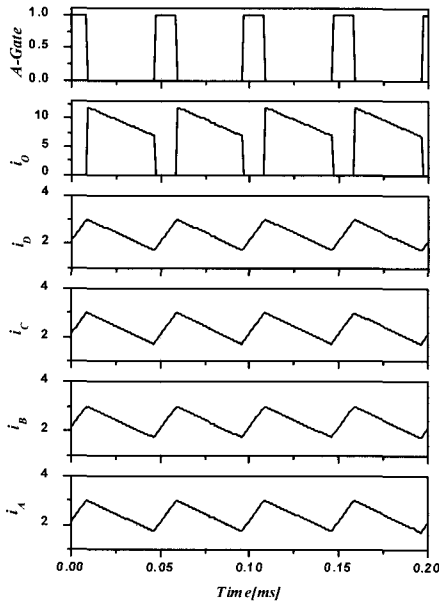


그림 10 기존의 병렬 구동시 시뮬레이션 결과  
Fig. 10 Simulation result of general parallel driving

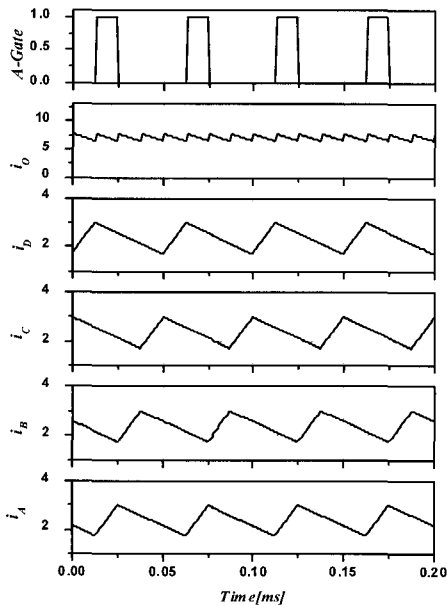


그림 11 제안된 병렬 구동 방식시 시뮬레이션 결과  
Fig. 11 Simulation result of the proposed parallel driving

그림 11은 제안된 병렬 구동 방식으로 그림 10과 같은 조건에서 상 스위칭 신호에 위상차를 90°로 설정한 경우의 시뮬레이션 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이

컨버터 출력단으로 유입되는 전류는 기존의 단독운전용 컨버터와 달리 연속전류로 동작한다. 이러한 연속 전류는 출력전압 리플을 감소시킴으로 일반적인 컨버터에서 선호하는 구성 방식이 된다.

그림 12는 제작된 병렬 컨버터의 시작품 사진을 나타내고 있다. 정격용량이 300 [W]인 인버터 4조를 사용하여 병렬 구동방식으로 구성하였으며, DSP에서 모든 제어를 행하게 하였다. 제작된 시작품의 파라미터를 표 1에 정리하였다.

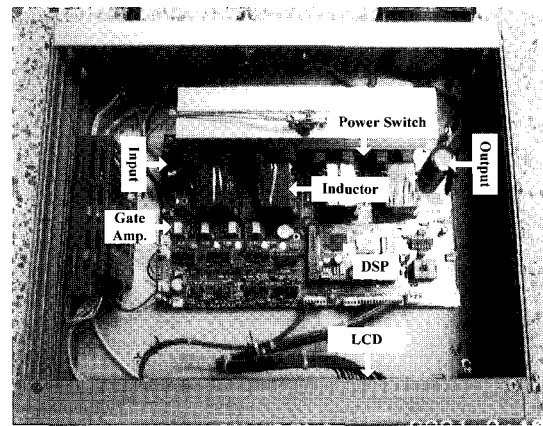
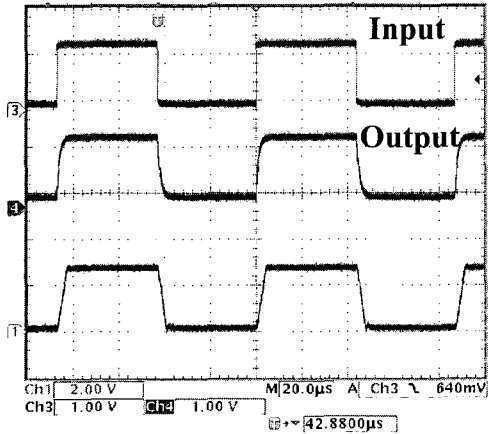


그림 12 시작품 컨버터의 사진  
Fig. 12 Photograph of a prototype converter

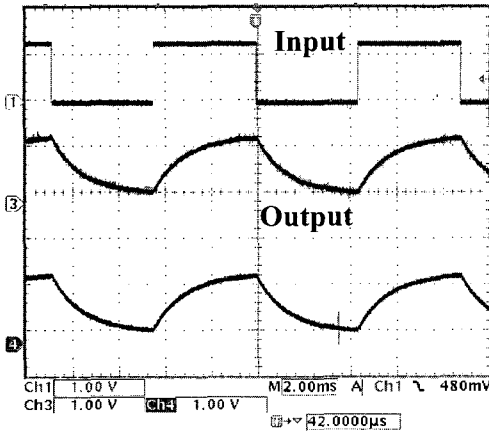
표 1 시작품 파라미터  
Table 1 Parameters of the prototype

종류	특성
Solar array 출력	50 [W] x 25 [panel]
컨버터 출력	DC 180 V
스위치	Power MOSFET 2SK2198
인덕터	PC30 코어
입·출력 콘덴서	100 [μF]
캐피트앰프	TLP250

그림 13은 전류제어기에 사용되는 전류센서 및 제어기의 LPF(low-pass filter)에 대한 특성을 고찰하기 위한 파형을 나타내고 있다. 전류센서의 LPF의 시정수는 시험적으로 스위칭 노이즈를 제거하기 위해서 약 1 [μs]로 설정하였고, 전류 제어기의 시정수는 약 1 [ms]로 설정하였다. 그림 14는 제안된 병렬 구동 컨버터에서 각 컨버터의 상 스위칭 온 신호를 나타내고 있으며, 네 개의 각 스위칭 신호는 정확하게 90°의 위상차를 갖고 있음을 알 수 있다. 이 신호는 DSP의 Timer1 및 Timer2의 초기 값을 90°에 해당하는 값으로 설정함으로써 이루어진다.



(a) LPF of the current sensor



(b) LPF of the current controller

그림 13 전류제어기용 저역필터의 특성  
Fig. 13 Characteristic of LPF for current controller

그림 15는 전류 제어기의 특성을 관찰하기 위한 파형으로 스위치 온(ON)신호, 지령 전류치, 스위치 소스(source)단에 연결된 전류 검출저항의 전압 및 A상 게이트 신호를 나타낸다. A상 게이트신호는 DSP에서 발생하는 스위칭 주파수에 해당하는 상 스위칭 온 신호에 의해 온 되며, 지령전류와 스위칭 소자의 전류의 비교에 의해 스위칭 소자의 전류가 지령전류와 같아지는 시점에서 상 스위칭 신호를 오프하게 된다.

그림 16은 A상 컨버터의 게이트 신호 및 A상, B상, C상 인덕터에 흐르는 전류파형을 나타내고 있다. 파형에서 일수 있듯이 각 인덕터 전류는 전기적으로 90°를 유지하면서 형태를 취하고 있어 컨버터의 병렬 운전으로 인하여 컨버터 출력전류에는 스위칭 주파수의 상승 효과가 나타나며, 각 컨버터의 부하분담 특성은 매우 우수하게 나타났다. 그림 17은 일정 전류 제어모드로

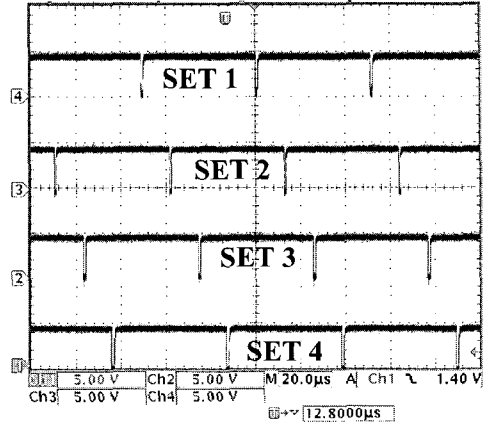


그림 14 각 컨버터의 스위치 턴-온을 위한 SET 신호  
Fig. 14 SET signals for turning on of each switch

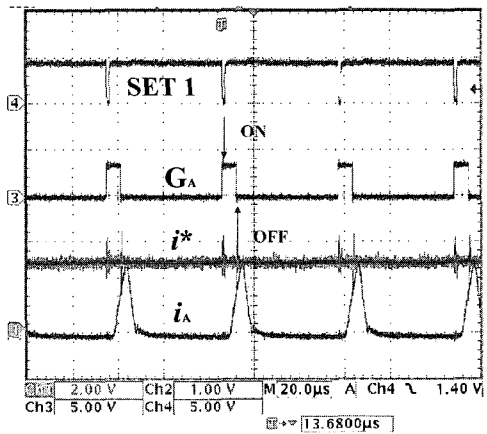


그림 15 게이트 신호 생성 원리  
Fig. 15 The principle of generating gate-signal

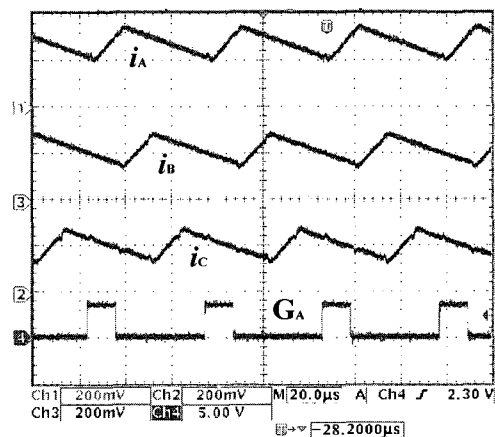


그림 16 90° 위상차의 인덕터 전류와 A상 게이트 신호  
Fig. 16 Inductor current with a phase difference of 90°, and GA gate-signal



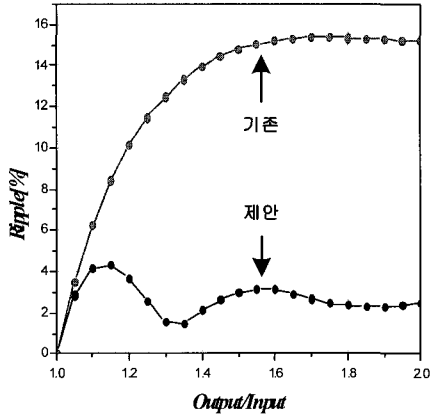


그림 17 기존 및 제안된 병렬구동 방식의 리플비교  
 Fig. 17 Comparison of output ripple between the conventional and the proposed parallel driving

둔 상태에서 출력전압변동에 따른 출력측 전압 리플율에 대한 시험결과이다. 입력전압 출력전압 비가 적은 부분에서는 제안된 인버터의 출력 리플율은 기존의 것과 비슷한 결과를 가지나, 출력전압이 어느 정도 높은 부분에서는 기존의 인버터 방식에 비하여 제안된 인버터 방식이 출력전압 리플에서 매우 우수함을 알 수 있다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 태양광 발전에 적합한 전력회로를 위해 입력전압과 직렬형태를 취하여 출력전압을 형성할 수 있는 새로운 변형된 컨버터 제안하였으며, 컨버터의 출력증대 및 특성개선을 위해 DC/DC 컨버터의 병렬회로로 구성하였다. 또한 병렬구동 컨버터에서 부하분담 특성을 우수하게 할 수 있는 스위칭 기법을 제안하였다. 제안한 병렬구동 컨버터를 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 입증하고 시작품으로 구성하여 시험한 결과, 스위칭 주파수의 증대효과 및 부하분담 특성이 양호한 것으로 나타났다.

본 과제(결과물)는 산업자원부 출연금 등으로 수행한 지역전략산업 석·박사 연구인력 양성사업의 연구결과물입니다.

### 참 고 문 헌

[1] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001, pp. 539~562.

[2] 유권중, 최주엽, “태양광발전시스템에서의 전력전자기술”, 전력전자학회지, 제 8권, 제 4호, 2003년 8월.  
 [3] Michihiko Nagao, and Koosuke Harada, “Power Flow of Photovoltaic System using Buck-Boost PWM Power Inverter,” in Proc. of IEEE PEDS, 1997, pp. 144~149.  
 [4] Johanna M. A. Myrzlk, “Novel Inverter Topologies for Single-Phase Stand-Alone or Grid Connected Photovoltaic Systems,” in Proc. IEEE PEDS 2001, pp. 103~108.  
 [5] H. Watanabe et al., “A Novel Unity Interactive Photovoltaic Inverter,” in Proc. of IEEE IECON, 1999, pp. 721~725.  
 [6] B. K. Bose et al., “Microcomputer Control of a Residential Photovoltaic Power Conditioning System”, IEEE Trans. on Industry Applications, IA-215, pp. 1182~1191, 1985.  
 [7] S. Nonaka, “A Novel Three-Phase Sinusoidal PWM Voltage Source Inverter and its Application for Photovoltaic Power Generation System,” in Proc. of IEEE PCC, 1997, pp. 755~761.  
 [8] G. Keller et al., “Module Orientated Photovoltaic Inverters A Comparison of Different Circuits”, in Proc. of IEEE WCPEC, 1994, pp. 929~932.  
 [9] P. W. Lee, Y. S. Lee, D. K. W. Cheng, and X. C. Liu, “Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors,” IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 47, No. 4, pp. 787~795, 2000.  
 [10] M. S. Elmore, “Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost converters,” in Proc. of IEEE APEC, 1996, pp. 152~158.  
 [11] L. Balogh and R. Redl, “Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode,” in Proc. of IEEE APEC, 1993, pp. 168~174.  
 [12] J. W. Kolar, G. R. Kamath, N. Mohan, and F. C. Zach, “Self-adjusting input current ripple cancellation of coupled parallel connected hysteresis-controlled boost power factor corrections,” in Proc. of IEEE PESC, 1995, pp. 164~173.  
 [13] R. Lenk, Practical Design of Power Supplies, McGRAW-HILL & IEEE Press, pp. 6~29, 1998.  
 [14] Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, McGraw-Hill, Inc., 1991.  
 [15] Mohan N., Underland T. M., Robbins W. P., 1995. Power Electronics: Converters, Applications, and Design, JOHN WILEY & SONS, Inc., pp. 161~184.  
 [16] C. Hua, J. Lin, and C. Shen, “Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking,” IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 45, No. 1, pp. 99~107, 1998.

저 자 소 개



**이희창(李熙昌)**

1951년 10월 1일생, 1974년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 메카트로닉스 수료(공학). LG전자 설계실장. 양산대 산업기술 경영과 교수, 현재 부산대 기계기술연구소 전임연구원.



**박성준(朴晟濬)**

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(공학). 1996년 3월~2000년 2월 거제대학 전기과 조교수. 2000년 3월~2003년 8월 동명대학 전기과 조교수. 2003년 8월~현재 전남대 전기공학과 조교수. 당 학회 편집위원.



**박수식(朴守植)**

1971년 7월 15일생. 1996년 대구대 제어계측공학과 졸업. 1998년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1998년~2000년 (주)엔시스 선임연구원. 2001년~현재 (주)이안테크놀로지 대표이사.



**문채주(文彩株)**

1959년 12월 26일생. 1981년 전남대 제어계측공학과 졸업. 1983년 전남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1986년~1997년 8월 한국전력기술 책임연구원. 1997년~현재 목포대 전기공학과 부교수.



**이만형(李萬炯)**

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



**김종달(金鍾煥)**

1947년 2월 24일생. 1968년 3월~1977년 2월 국립부산기계공업고등학교 교사. 1977년 3월~1979년 2월 울산과학대학 전임강사. 1979년 3월~현재 동명대학 교수.