

양방향 DC-DC 컨버터를 이용한 단상 계통연계형 태양광 마이크로인버터의 설계 및 제어

이경환, 하정익
서울대학교 전기정보공학부

Design and Control of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic (PV) Microinverter Using Bidirectional DC-DC Converter

Kyung Hwan Lee and Jung Ik Ha

Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University

ABSTRACT

본 논문은 단상 계통에 연결된 태양광 마이크로인버터의 설계와 제어 방법을 제안한다. 기존에는 고효율, 저비용, 높은 승압비를 얻기 위한 연구가 주로 수행되었다. 그런데 최근 태양광 발전 시스템이 증가함에 따라 계통의 안정성 확보를 위해 태양광 인버터에서도 무효 전력을 공급하도록 계통 규정이 바뀌고 있다. 이에 따라 본 논문에서는 결합 인덕터를 이용해 높은 승압비를 얻고 양방향으로 DC DC 컨버터 단을 구성하여 무효 전력 제어가 가능하도록 한다. 제안된 마이크로인버터의 설계와 제어 방법을 설명하고 이를 실험적으로 확인한다.

1. 서론

태양광 마이크로인버터는 태양광 발전 (PV) 모듈 뒷면에 부착되어 모듈 별로 독립적인 최대 전력점 추종 제어 (MPPT)가 가능한 이점이 있다. 일반적으로 마이크로인버터의 구성은 2단 구성과 단일 단 구성으로 구분된다. 먼저, 2단 구성은 기존 스트링 인버터에서와 같이 DC DC 컨버터 단에서 PV 모듈 전압을 380 V 정도의 직류단 전압으로 승압하고 인버터 단에서 계통 전류를 제어하는 것이다. 하지만 2단 구성은 효율을 높이는 데 한계가 있어 고효율을 위해 단일 단 (single stage) 마이크로인버터가 많이 연구되었다.^[1] 단일 단 구성에서는 DC DC 컨버터의 출력이 계통 전압의 절댓값 형태로 제어되며 인버터는 단지 계통 전압 극성에 따라 60 Hz로 스위칭하여 정류된 정현파 모양의 컨버터 출력 전류를 정현파의 계통 전류로 만든다.

한편, 태양광 발전 시스템이 계통에 미치는 영향이 커짐에 따라 IEEE 1547a와 The California's Electric Tariff Rule 21에서 보듯이 태양광 인버터에서도 계통의 안정성 향상을 위해 무효 전력을 공급하도록 관련 규정이 변하고 있다.^[2] 따라서 앞으로의 태양광 인버터는 무효 전력 공급 능력이 필요하다.

이러한 맥락에서 본 논문은 무효 전력 제어가 가능한 단일 단 마이크로인버터를 제안한다. 그리고 제안된 마이크로인버터의 설계와 제어 방법을 제시하며 이를 실험적으로 검증한다.

2. 제안된 마이크로인버터의 설계 및 제어

2.1 태양광 마이크로인버터의 구조 및 동작

그림 1과 2는 각각 제안된 태양광 마이크로인버터의 구조와 계통 전압의 크기에 따른 동작 모드를 나타낸 것이다.

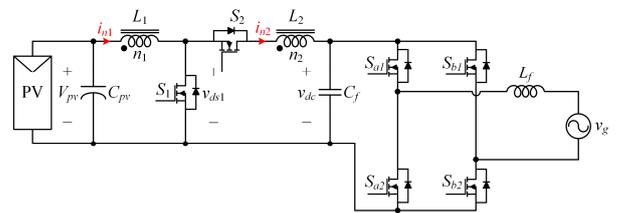


그림 1 단상 계통연계형 태양광 마이크로인버터의 구성
Fig. 1 Configuration of single-phase grid-connected PV microinverter

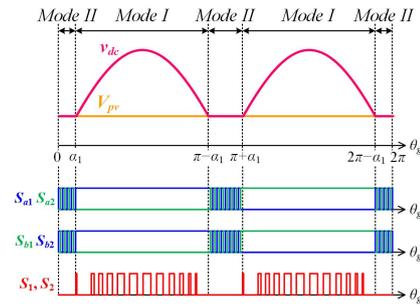


그림 2 제안된 태양광 마이크로인버터의 동작 모드
Fig. 2 Operation modes of the proposed PV microinverter

DC DC 컨버터는 두 스위치 S_1 , S_2 를 이용해 양방향으로 전력을 전달하는 것이 가능하다. PV 모듈에서 계통 쪽으로 전력이 전달될 때는 부스트 컨버터로 동작하고, 무효 전력 제어에 의해 PV 모듈 쪽으로 전력이 들어올 때는 벅 컨버터로 기능한다. 또한, 결합 인덕터 L_1 과 L_2 사이의 권선비 (turn ratio), n ($= n_2/n_1$)을 1보다 큰 값으로 설계하면 승압비를 높일 수 있다.

그림 2에서 볼 수 있듯이, 제안된 마이크로인버터는 계통 전압의 크기 ($|v_g|$)와 PV 모듈 전압 (V_{pv})의 관계에 따라 동작 모드가 달라진다. $|v_g|$ 가 V_{pv} 보다 큰 Mode I에서는 DC DC 컨버터에서 계통 전류 지령에 맞추어 전류를 출력한다. 반면, $|v_g|$ 가 V_{pv} 보다 작은 구간인 Mode II는 컨버터가 동작을 멈춘다. 그리고 풀 브릿지 인버터는 모든 스위치를 꺼서 전류가 도통되지 않게 하거나 PWM 스위칭으로 계통 전류 제어를 할 수 있다.

2.2 양방향 임계 도통 모드 (CRM) 부스트/벅 컨버터의 설계 및 제어

그림 1에서 DC DC 컨버터는 그림 3에서와 같이 도통 모드 (CRM)으로 구동된다. 그림 3(a)와 3(b)는 각각 부스트와 벅 컨버터로 동작할 때 S_1 과 S_2 의 게이트 파형, L_1 과 L_2 에 흐르는

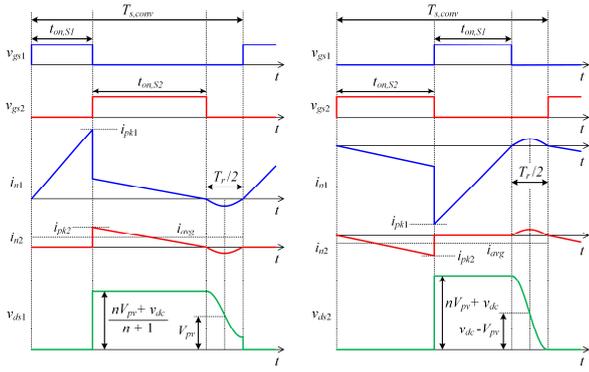


그림 3 양방향 결합 인덕터 부스트/벅 컨버터의 동작.
 (a) 부스트 컨버터 방향. (b) 벅 컨버터 방향
 Fig. 3 Operation of bidirectional coupled-inductor boost/buck converter. (a) boost direction. (b) buck direction

전류 i_{n1} 과 i_{n2} , 그리고 $S_1(S_2)$ 의 드레인 소스 전압 $v_{ds1}(v_{ds2})$ 나타낸 것이다. S_1 이 켜질 때는 i_{n1} 이 V_{pv}/L_1 의 기울기로 증가하고, 반대로 S_2 가 켜질 때는 $(v_{dc} - V_{pv})/((n+1)^2L_1)$ 의 기울기로 감소한다. 또한, CRM에서는 인덕터의 전류가 0이 되면 S_1 또는 S_2 를 켜는데, 이때 턴 온 스위칭 손실을 줄이기 위해 공진에 의해 스위칭 전압이 0 또는 최소가 되는 순간에 스위칭이 일어나도록 게이트 신호를 지연시킨다. 공진 주기 T_r 은 L_1 과 S_1 과 S_2 의 기생 캐패시턴스 C_{ds1} 과 C_{ds2} 에 의해 (1)과 같이 결정되며 그림 3처럼 $0.5 T_r$ 만큼 게이트 신호를 지연시킨다.

$$T_r = 2\pi \sqrt{L_1 \{C_{ds1} + (n+1)^2 C_{ds2}\}} \quad (1)$$

계통 전류의 크기를 I_{grid} , 위상을 ϕ_g 라고 할 때 계통 전류 지령 i_g^* 을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_g^*(\theta_g) = I_{grid} \sin(\theta_g - \phi_g) \quad (2)$$

여기서 θ_g 는 계통 전압 각을 나타낸다. 그러면 i_g^* 를 맞추기 위해 θ_g 에 따른 i_{n1} 의 피크 값 i_{pk1} 을 (3)과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{pk1}(\theta_g) = 2 \left| i_g^*(\theta_g) \right| \left(n + \frac{|v_g(\theta_g)|}{V_{pv}} \right) \text{sign}\{\sin\theta_g \sin(\theta_g - \phi_g)\} \quad (3)$$

그리고 $S_1(S_2)$ 이 켜지는 시간 $t_{on,S1}(t_{on,S2})$ 은 (4)처럼 계산된다.

$$t_{on,S1}(\theta_g) = \frac{L_1 |i_{pk1}(\theta_g)|}{V_{pv}}, \quad t_{on,S2}(\theta_g) = \frac{(n+1)L_1 |i_{pk1}(\theta_g)|}{v_{dc}(\theta_g) - V_{pv}} \quad (4)$$

이때 T_r 이 스위칭 주기 $T_{s,conv}$ 보다 충분히 짧다고 가정하면 스위칭 주파수 $f_{s,conv}(=1/T_{s,conv})$ 는 아래와 같이 유도된다.

$$f_{s,conv} = \frac{1}{2L_1} \left(1 - \frac{1}{|v_g(\theta_g)|/V_{pv}} \right) \left(\frac{1}{n + |v_g(\theta_g)|/V_{pv}} \right) \left| \frac{v_g}{i_g^*} \right| \quad (5)$$

그러면 (5)를 이용해 주어진 PV 모듈 전압, 계통 전압, 계통 전류 조건에서 $f_{s,conv}$ 의 최솟값이 어느 값 이상이 되도록 L_1 값을 설계할 수 있다.

3. 실험 결과

계통 전압은 240 Vac, PV 모듈 전압은 27.38 V일 때 표 1과 같이 320 W 프로토타입을 설계하였다. 여기서 전력이 높을 때는 전도 손실을 줄이기 위해 병렬로 연결된 3개의 컨버터 모듈을 인터리빙 구동하였다. 그림 4(a)와 4(b)는 각각 정격 전력

의 10%와 100%일 때 계통 전류가 잘 제어됨을 확인할 수 있다. 최대 효율은 96.6%로 측정되며 CEC (California Energy Commission) 효율은 96.5%이다.

표 1 320-W 마이크로인버터의 설계 사항

Table 1 Specification of the 320-W prototype microinverter

L_1	20.5 μH	C_{pv}	8.8 mF
L_2	510 μH	C_f	700 nF
$n (= n_2/n_1)$	5	L_f	1 mH

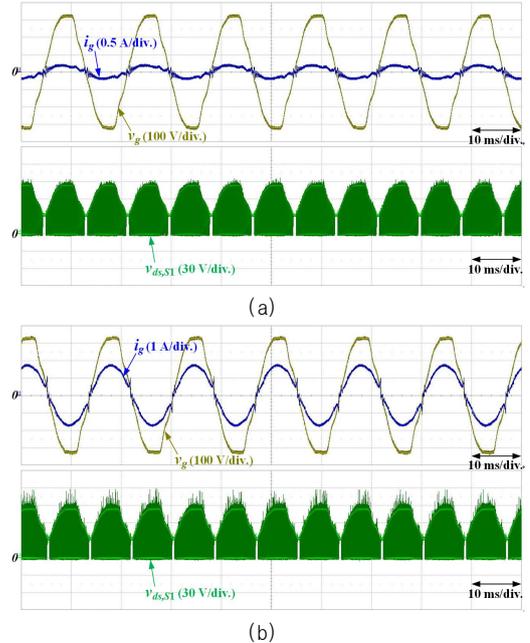


그림 4 계통 전압, 계통 전류, 그리고 스위치 S_1 의 드레인-소스 전압 파형. (a) 정격 전력의 10%일 때. (b) 정격 전력일 때

Fig. 4 Experimental waveforms of the grid voltage, the grid current, and the drain-source voltage of the switch S_1 . (a) 10% power. (b) full power

4. 결론

본 논문에서는 단상 계통연계형 태양광 마이크로인버터의 설계와 제어 방법을 제안하였다. 제안된 마이크로인버터는 단일 단 구성으로 직류단 전압이 계통 전압의 절반 형태도 맥동한다. 이때 DC-DC 컨버터 단은 결합 인덕터를 사용해 높은 승압비를 얻고 양방향으로 구성해 무효 전력 공급이 가능하도록 했다. 320 W 프로토타입을 통해 제안된 방법에 따라 계통 전류가 제어됨을 확인하였고 CEC 효율은 96.5%로 측정됐다.

참고 문헌

- [1] N. Suresh, M. Pahlevaninezhad, and P. K. Jain, "Analysis and implementation of a single stage flyback PV microinverter with soft switching", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 61, No. 4, pp. 1819-1833, 2014.
- [2] B. Chen, B. Gu, L. Zhang, and J. S. Lai, "A novel pulse width modulation method for reactive power generation on a CoolMOS and SiC diode based transformerless inverter", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 63, No. 3, pp. 1539-1548, 2016.