

태양광 마이크로 인버터의 Power Decoupling을 위한 양방향 벡-부스트 컨버터 제어기 설계

신중현, 박중후
 숭실대학교

Controller Design of Bidirectional Buck-Boost Converter for Power Decoupling of Photovoltaic Micro-Inverter

Jong Hyun Shin, Joung Hu Park
 Soongsil University

ABSTRACT

본 논문에서는 유사 DC Link 타입의 태양광 마이크로 인버터에서 요구되는 대용량의 전해 커패시터의 단점을 지적하고 이를 제거하기 위해 shunt 방식으로 연결되는 양방향 벡 부스트 컨버터 제어방법을 제안한다. 태양광 마이크로 인버터는 동작 특성상 PV 입력단에 120Hz 리플이 존재하지만 대용량의 전해 커패시터를 적용함으로써 리플을 제거할 수 있다. 하지만 전해 커패시터의 짧은 수명이 전체 시스템의 신뢰성을 저하시키기 때문에 이를 극복하기 위한 부가적인 회로가 필요하다. 본 논문에서는 제안한 1차측의 플라이백 스위치 전류 제어기의 레퍼런스를 공유함으로써 전류 센서수를 감소시키고 PV 입력단 Capacitance를 낮출 수 있는 양방향 벡 부스트 회로의 제어기를 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

1. 서론

태양광 마이크로 인버터는 DC Link의 동작 특성에 따라 크게 3가지로 분류된다. 이 중 유사 DC Link 타입의 마이크로 인버터는 DC AC 변환부에서 손실이 적고 제어가 편리하다는 장점이 있지만 동작 특성상 PV 입력단에 대용량의 전해 커패시터의 사용이 불가피하다.^[1] 아래의 식 (1)을 통해 리플을 제거하기 위한 커패시턴스 값을 구할 수 있다. f_{grid} 는 계통주파수, P_{dc} 는 마이크로 인버터의 Power, V_{pv} 는 PV전압, ΔV_{pv} 는 PV 전압리플을 나타낸다.^[2]

$$C = \frac{P_{dc}}{2\pi f_{grid} V_{pv} \Delta V_{pv}} \quad (1)$$

ΔV_{pv} 를 0.8V, Power를 100W, V_{pv} 를 40으로 가정했을 때, 식 (1)로부터 약 8300 μ F의 얻어지기 때문에 대용량 전해 커패시터를 사용하게 된다. 하지만 전해 커패시터는 수명이 짧다는 단점이 있기 때문에 시스템의 신뢰성을 저하시키는 요인이 된다. 따라서 전해 커패시터를 사용하지 않고 수명을 연장시킬 수 있는 부가적인 회로가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 전해 커패시터를 사용하지 않고 양방향 벡 부스트 컨버터를 shunt 방식으로 연결함으로써 수명을 연장시키고 신뢰성을 높일 수 있는 구조를 제안한다. 또한 양방향 벡 부스트 컨버터 제어 방법을 제시한다.

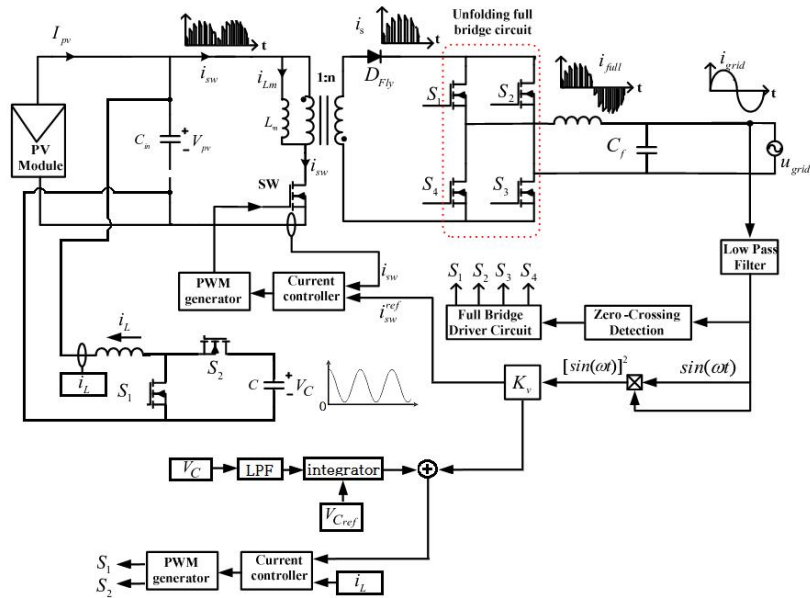


그림 1. 양방향 벡-부스트 컨버터를 적용한 태양광 마이크로 인버터의 개념도

2. 양방향 벡-부스트 컨버터

2.1 회로구성

그림 1은 제안된 태양광 마이크로 인버터의 개념도를 나타낸다. 양방향 벡 부스트 컨버터가 PV 입력단에 shunt 방식으로 연결됨으로써 PV 입력단의 커패시터를 낮은 용량의 커패시터를 사용한다. DC DC 변환부의 스위치 전류는 120Hz 레퍼런스를 통해 제어되고 이 레퍼런스가 양방향 벡 부스트 컨버터의 인덕터 전류를 제어하는데도 적용된다. 또한 양방향 벡 부스트 컨버터의 리플 전압(V_C)은 DC DC 변환부 스위치 전류의 AC 성분을 전달하기 위한 동작으로 충-방전 동작을 반복한다.

2.2 동작특성

DC DC 변환부의 스위치 전류의 주파수 성분은 I_{pv} 의 DC성

분과 스위칭을 위한 스위칭 성분 및 출력단에 120Hz 성분을 공급하기 위한 120Hz 성분으로 분류된다. 전해 커패시터를 연결하는 구조에서 커패시터는 DC 성분을 제외한 AC 성분을 충·방전을 통해 감당하게 되어 V_{pv} 전압을 일정한 DC 전압으로 유지할 수 있는 형태이다. 반면에 양방향 벡 부스트 컨버터를 연결하는 구조는 인덕터 전류가 120Hz 레퍼런스를 입력받아 동작함으로써 전해 커패시터의 역할을 대신한다. 그림 2에 양방향 벡 부스트 컨버터의 리플전압(V_c)과 인덕터 전류(i_L)의 동작파형을 나타내었다.

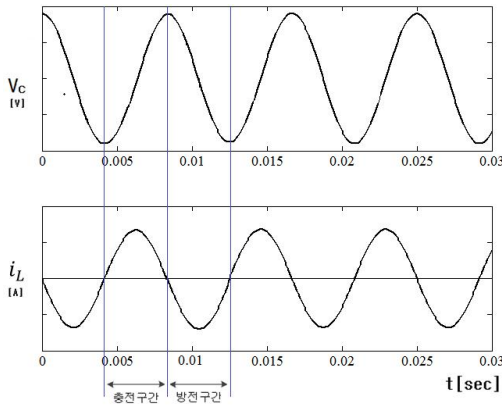


그림 2. 양방향 벡-부스트 컨버터 주요 동작파형

2.3 제어기 설계

제어기는 리플 전압(V_c)을 제어하기 위한 제어기와 인덕터 전류(i_L)를 제어하기 위한 제어기로 분류된다.

2.3.1 리플 전압 제어기 설계

양방향 벡 부스트 컨버터의 리플전압(V_c)은 그림 2와 같이 PV 입력단에 리플을 제거하기 위한 동작으로 일정한 DC 전압을 유지하면서 120Hz로 동작해야 하고 저용량의 Capacitor를 통해 동작시킬 수 있다. 따라서 일정한 전압을 유지하기 위해 저주파를 제어할 수 있는 적분기를 사용한다. 그림 1과 같이 리플 전압을 센싱받아 Low Pass Filter를 통해 저주파 성분을 필터링한 후 적분기를 통해 제어 출력전압이 스위치 전류의 레퍼런스와 더해져서 인덕터 전류의 레퍼런스가 된다. 표 1에 설계된 RC 필터(Low Pass Filter)와 적분기의 RC값과 이에 해당하는 주파수를 나타내었다.

표 1. Low Pass Filter 및 Integrator의 파라미터

	R	C	frequency
LPF	$2k\Omega$	$1\mu F$	79.6Hz
Integrator	$50k\Omega$	$1\mu F$	3.18Hz

2.3.2 인덕터 전류 제어기 설계

인덕터 전류는 충전모드와 방전모드 동작 중 Worst Case를 기준으로 설계하면 나머지 모드에서 안정적으로 동작시킬 수 있다. 충전구간은 Boost 모드이며 방전구간은 Buck모드로 동작한다. 따라서 Worst Case인 Boost 모드일 때를 고려하여 설계하였다. Boost모드에서 소신호 모델링을 통해 구한 Control to Inductor Current 제어 전달함수는 식 (2)와 같다. 표 2는 소신호 모델링을 위한 파라미터를 나타낸다.

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{(CV_{ripp})s + 2(1-D)I_L}{(LC)s^2 + \frac{L}{R}s + (1-D)^2} \quad (2)$$

표 2. 소신호 모델링을 위한 파라미터

V_{ripp}	Boost 모드에서의 Ripple 전압 최대값	204V
I_L	양방향 벡 부스트 컨버터의 인덕터전류	2.8A
D	Duty ratio	0.48
R	Boost 모드시 등가부하저항	880Ω
L	Inductance	1.3mH
C	Ripple Capacitance	15uF

식 (2)를 통해 3 pole, 2 zero 보상기를 설계하였다.

2.4 시뮬레이션 결과

그림 3은 태양광 마이크로 인버터의 PV 입력전압의 파형과 양방향 벡 부스트 컨버터의 주요 동작파형을 나타낸다.

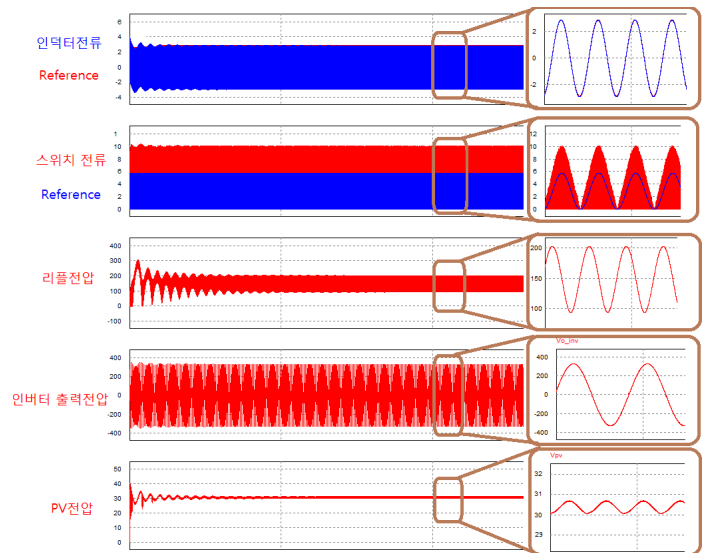


그림 3. 마이크로 인버터 및 양방향 회로 주요 파형

3. 결론

본 논문에서는 대용량의 전해 커패시터를 사용하지 않기 위해 태양광 마이크로인버터에 shunt 방식으로 연결되는 양방향 벡 부스트 컨버터 제어 방법에 대해 제안하였다. PV 입력단에 발생하는 120Hz 리플성분을 제거하기 위한 양방향 벡 부스트 컨버터의 동작특성과 제어기 설계 방법에 대해 설명하였다. 양방향 벡 부스트 컨버터의 안정적인 동작을 통해 PV 입력단의 전압 리플이 1V 이내임을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] 신중현, 이현준, 박종후, “무전해 커패시터 리플저감 충방전용 플라이백 양방향 승강압 컨버터”, 2014년도 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 춘계학술대회 논문집, 2014.
- [2] Haibing Hu, Souhib harb, Issa Batarseh and Z,John Shen, “A Review of Power Decoupling Techniques for Microinverters With Three Different Decoupling Capacitor Locations in PV Systems”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.28, no. 6, pp. 2711-2724, June 2013.