

태양광 마이크로 인버터의 무전해 커패시터 리플 저감을 위한 충방전용 양방향 플라이백 컨버터 제어기 설계

신중현, 이현준, 박종후
 숭실대학교

Controller Design of Bidirectional Flyback Converter for Low ripple of Electrolytic-Capacitor-less Photovoltaic Micro-Inverter

Jong Hyun Shin, Hyun Jun Lee, Joung Hu Park
 Soongsil University

ABSTRACT

본 논문에서는 태양광 마이크로 인버터의 PV 입력단에서 발생하는 리플을 저감하기 위한 충방전용 양방향 플라이백 컨버터의 제어기 설계를 제안한다. 기존 시스템에서는 PV 입력단의 리플을 제거하기 위해 고용량의 전해커패시터를 사용해왔다. 하지만 전해커패시터는 수명이 짧기 때문에 시스템의 신뢰성이 저하되고, 부피를 증가시킨다. 본 시스템의 구조는 태양광 마이크로 인버터의 PV 입력단에 전해 커패시터를 사용하지 않고 리플저감을 위한 양방향 플라이백 컨버터를 shunt 방식으로 연결함으로써 리플을 제거하고 수명을 연장시키고 시스템을 안정시킬 수 있는 구조이다. 본 논문에서는 PV 입력단에서 발생하는 120Hz 리플을 제거하고 양방향 플라이백 컨버터의 안정적인 동작을 구현하기 위한 제어기를 설계한다.

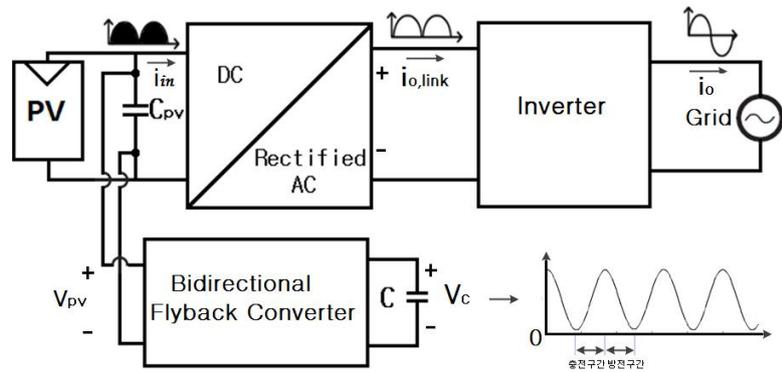


그림 1. 무전해커패시터 마이크로인버터 및 양방향 플라이백 컨버터^[2].

1. 서론

본 논문의 목적은 태양광 마이크로 인버터 시스템에서 신뢰성을 저해하는 요소인 고용량의 전해커패시터를 사용하지 않고 낮은 용량의 커패시터를 사용하여 수명을 연장시킴으로써 신뢰성을 확보하는데 있다. 제안하는 양방향 플라이백 컨버터는 태양광 마이크로 인버터의 PV 입력단에 shunt 방식으로 연결되어 전해 커패시터를 사용하지 않고 낮은 용량의 커패시터를 사용하면서 일정한 DC 전압을 유지할 수 있는 구조이다. 그림 1과 같이 양방향 플라이백 컨버터의 동작은 충전모드와 방전모드로 나눌 수 있다. 충전모드는 1차측에서 2차측으로 전력이 전달되는 구간으로 2차측 커패시터에 전압이 충전되는 구간이다. 반대로 방전모드는 2차측에 충전된 전압이 1차측 PV 전압에 전력을 전달하는 구간이다. PV 전압이 안정적으로 일정한 DC 전압을 유지하기 위해서는 충·방전모드에 관계없이 제어기의 안정도를 유지해야 한다. 양방향 플라이백 컨버터는 방전모드시 제어 출력전압의 전달함수에서 우반면 영점(RHP Zero)을 포함하고 있기 때문에 이 영점을 고려해서 제어기를 설계해야 한다^[1]. 본 논문에서는 태양광 마이크로 인버터의 PV 전압이 안정적인 DC 전압을 유지하기 위한 양방향 플라이백 컨버터의 제어기 설계 방법을 제시한다. 충전구간과 방전구간에서 안정도의 Worst Case 지점을 선정하여 소신호 해석 및 제어 방법을 제시한다.

2. 양방향 플라이백 컨버터

2.1 회로구성

그림 1은 태양광 마이크로 인버터 PV 입력단에 shunt 방식으로 연결되는 양방향 플라이백 컨버터를 나타낸 것이고, C_{pv} 에는 고용량의 전해커패시터 대신 낮은 용량의 커패시터를 사용한다.

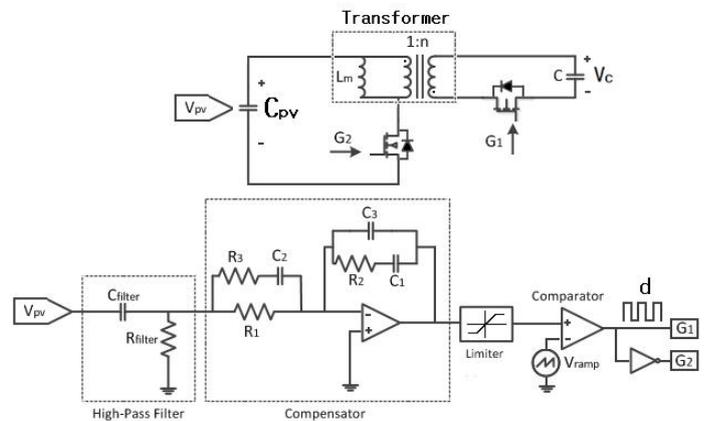


그림 2 양방향 플라이백 컨버터의 제어부

2.2 동작특성

그림 2는 고역 통과 필터와 제어기를 포함한 양방향 플라이백 컨버터를 나타낸다. PV 입력전압이 고역 통과 필터를 통해 DC 성분을 제외하고 120Hz 성분을 필터링해서 보상기로 전달하고, 비교기에서 삼각파와 비교되어 PWM신호를 발생시킨다. 컨버터의 2차측 스위치에는 1차측 신호와 반전된 신호가 전달된다. 태양광 마이크로 인버터의 PV 입력단에 저용량의 커패시터를 사용했듯이 양방향 플라이백 컨버터 2차측 커패시터도 낮은 용량의 커패시터를 사용하면 플라이백 컨버터 순시전력의 peak값이 낮아진다.

2.3 소신호 해석 및 제어기 설계

방전구간에서는 2차측 커패시터 전압이 소스가 되고 1차측 PV전압이 출력전압이 된다. 따라서 충전구간은 제어 PV전압의 전달함수이기 때문에 RHP Zero가 없고, 방전구간에서는 제어 출력 전달함수이기 때문에 RHP Zero가 존재한다. 그러므로 안정도에 더 취약한 방전구간을 기준으로 안정적인 제어기를 설계하면 충전구간에서도 위상여유를 확보할 수 있다. 참고로 양방향 컨버터이므로 다이오드가 없어서 자화인덕턴스 값을 낮춰도 불연속도동모드로 가지 않는다. 즉 RHP Zero를 피할 수 없다. 식(1)은 방전모드의 소신호 해석을 위한 제어 출력전압 전달함수를 나타낸다.

$$\hat{v}_{pv} = \frac{1}{(1-D)^2} \frac{-\frac{L_m}{n} s + \frac{(1-D)}{n} V_s + (1-D) V_o}{\frac{LC}{n^2(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{n^2 R_{eq}(1-D)^2} s + 1} \quad (1)$$

위 식을 통해서 전달함수에 2개의 극점과 1개의 영점이 존재하는 것을 알 수 있다. 안정도를 확보하기 위해서 3개의 극점, 2개의 영점을 가진 제어기를 설계해야 한다. 표 1에 제어기 설계사양을 나타내었고, 그림 3에 소신호 모델링을 통해 구한 제어 출력 전달함수와 보상기, Closed Loop의 보드선도를 나타내었다. Closed Loop의 차단주파수는 약 540Hz이며, 약 50.1 deg의 위상여유를 가졌으므로 안정적인 제어기라고 할 수 있다.

표 1. 제어기 설계사양

V_{pv}	PV 전압	40V
f_{sw}	스위칭 주파수	25kHz
1:n	변압기 권선비	1:6
R_{eq}	등가부하저항	23.6Ω
L_m	변압기 자화인덕턴스	300μH
P_{pv}	태양광 마이크로 인버터 Power	100W
C_{pv}	PV 입력단 커패시턴스	200μF

2.4 시뮬레이션 결과

그림 4는 태양광 마이크로 인버터의 PV 입력전압 파형과 양방향 플라이백 컨버터의 동작파형을 나타낸다. V_c 와 i_c 는 각각 2차측 커패시터 전압과 전류를 나타낸다. 커패시터 전압이 증가하는 구간에서는 전류가 양의 값을 나타내며 방전하는 구간에서는 음의 값을 나타냄으로써 정상적인 충·방전 동작을 확인할 수 있다. 또한 PV 전압이 안정적으로 40V를 유지함으로써 제어기가 안정적으로 동작하는 것을 알 수 있다.

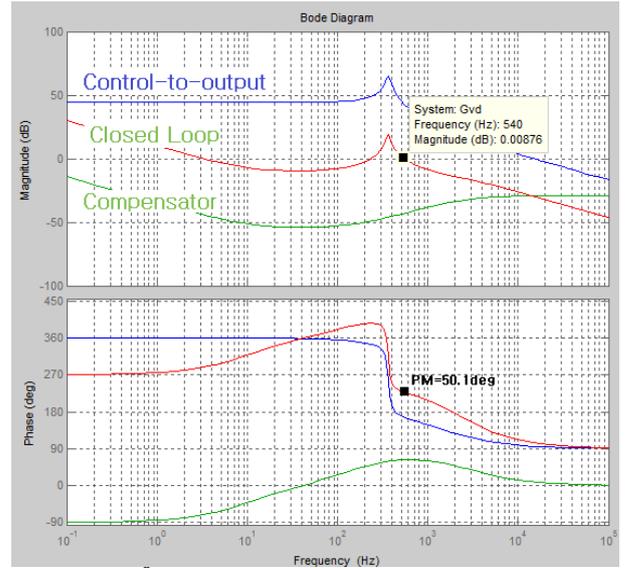


그림 3. $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$, Compensator, Closed Loop 주파수 응답 특성

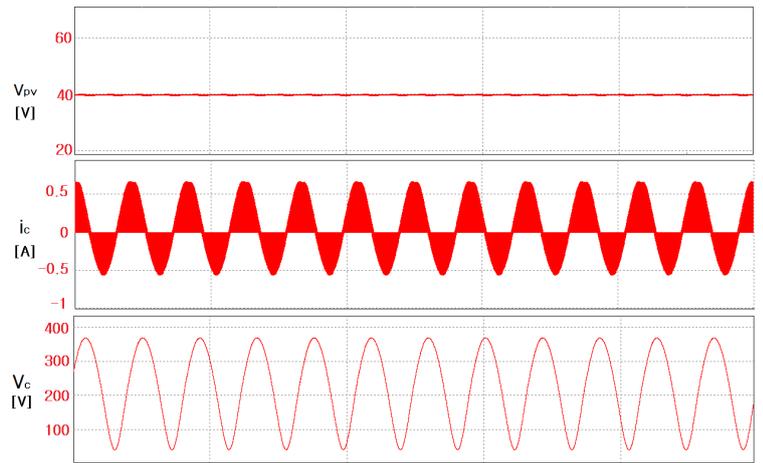


그림 4. 시뮬레이션 파형

3. 결론

본 논문에서는 태양광 마이크로 인버터에서 사용되는 전해 커패시터 대신 낮은 용량의 커패시터를 사용하기 위해 연결되는 양방향 플라이백 컨버터를 제안하였다. 충·방전 동작모드 중 RHP Zero가 존재하는 방전모드에서 소신호 해석을 통해 안정적인 제어기를 설계하였으며 최종적으로 PV전압이 전해커패시터를 사용하지 않고도 40V로 유지하는 것을 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

참고 문헌

- [1] 최석재, 김동명, 김수한, 최병조, “양방향 배터리 충방전 컨버터의 소신호 해석과 제어기 설계”, 1997년도 전력전자학회 추계 학술대회 논문집, 1997.
- [2] 신종현, 이현준, 박종후, “무전해 커패시터 리플저감 충방전용 플라이백 양방향 승강압 컨버터”, 2014년도 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 춘계학술대회 논문집, 2014.