

태양광 전력 최적화를 위한 캐스케이드 벽-부스트 컨버터의 비선형 제어 기법

박성준*, 심춘보, 김창선**

*국립순천대학교

**(주)더블유피

e-mail:asd3106@gmail.com

The Nonlinear Control Method of Cascade Buck Boost Converter for Solar Power Optimizer

Seong Joon Park*, Chun-Bo Sim*, Chang-sun Kim**

*Sunchon National University

**WP Inc.

요약

태양광 패널은 예상치 못한 음영(그늘)이나 패널의 노화로 인해 출력 저하가 발생한다. 이러한 환경 조건에서는 태양광 출력이 낮아지며, 직렬 연결된 스트링의 버스 전류에 의해 다른 패널까지 영향을 받게 된다. 결국 태양광 발전은 스트링 전류에 의해 제한되므로, 패널 상태에 따른 출력을 보존하기 위해 모듈 단위 제어기(MLPE, Module Level Power Electronics)가 필수적이다.

MLPE의 대표적인 토플로지는 구조가 간단한 벽(buck), 부스트(boost), 벽-부스트(buck-boost) 컨버터이다. 음영 패널에서는 벽 컨버터가 동작하고, 그 외 패널은 부스트 컨버터가 사용된다. 일반적으로 MPPT(최대전력점추적) 알고리즘은 P&O, IC 방식이 적용되지만, 이들은 태양광 변화에 빠르게 반응하지 못한다.

본 논문에서는 MLPE를 효과적으로 제어하기 위한 비선형 제어 기법을 제시한다. 이 제어 방법은 기존 방법 대비 빠른 과도 응답(transient response)과 안정적인 MPPT 성능을 제공하며, 시뮬레이션을 통해 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

Cascade Buck Boost, 비선형 제어, 태양광 전력 옵티마이저

1. 서론

건물일체형 태양광(BIPV, Building-Integrated Photovoltaic) 시스템은 제로에너지건축(ZEB, Zero-Energy Building) 인증제도의 활성화를 위한 교두보 역할을 하고 있다. 그러나 이러한 BIPV는 건축 설계자와 발전 설계자 간의 건축적 특성과 전기적 특성에 대한 이해 차이로 인해 다양한 문제가 발생할 수 있다 [1] [2].

태양광 발전 시스템은 옥외에 설치되어야 하며, 패널이 외부의 먼지나 구름 등에 의해 부분적으로 음영이 발생하면 태양전지에서 발생하는 출력은 빠르게 변동한다. 이는 직렬로 연결된 스트링 전체에 직접적인 영향을 미치게 되며, 비록 최대전력점추종(MPPT)을 수행하더라도 발전량의 최대치는 감소하게 된다. 따라서 전력변환장치의 소프트웨어를 최적화하더라도 구조적 한계에 부딪히는 문제가 발생한다.

이러한 문제는 그림 1과 같이 모듈 단위의 전력변환장치를 구성함으로써 해결할 수 있다. 태양광 발전 용량을 증대시키기 위해, 기존의 패널을 직병렬로 연결한 후 부하 측 용량의 합으로 결정되는 일체형 인버터 구조 대신, 각 패널마다 모듈형 전력변환장

치를 설치하는 방식을 채택함으로써 부분 음영에 보다 유연하게 대응할 수 있다.

또한, 전력변환 토플로지로는 효율과 전력밀도가 높은 비절연 직결형 벽-부스트(buck-boost) 회로를 사용한다. 이 구조는 고주파 변압기를 필요로 하지 않고, 자기소자 수가 적다는 장점이 있다 [3]. 그러나 직결형 벽-부스트 회로는 단방향 컨버터에 비해 입력/출력 전압 변동이 크다는 특성을 가지며, 내부 파라미터에 대해 비선형 동특성을 나타낸다.

따라서 다양한 산업 분야에서 널리 활용되는 PI 제어기는 파라미터가 급격히 변할 때 추종 오차를 0으로 수렴시키는 응답 속도와 안정성에 문제가 발생한다. 또한, P&O(Perturb & Observe), IC(Incremental Conductance), HC(Hill Climbing) 등과 같이 알고리즘이 단순하고 제작이 용이한 MPPT 방법은 최대전력 점을 추종하는 데 사용되지만, 발전소 주변의 온도나 일사량 변화에 대한 응답 속도가 느리다는 문제가 있다 [4] [5].

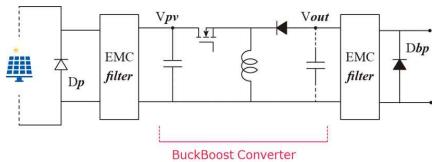
따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위해 비절연 직결형 벽-부스트 컨버터(CBBC, Cascade Buck-Boost Converter)를 구성하고, 비선형 제어기와 통합 스위칭 시퀀스를

제안한다. 제안된 시스템의 성능은 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

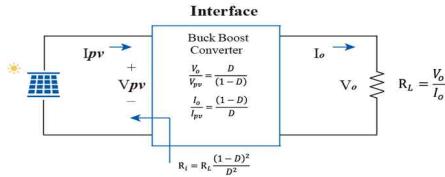
2. 회로 해석

2.1 벽-부스트 컨버터

기존의 선형 PI 제어기를 대체하는 비선형 제어기는 슬라이딩 모드 제어기(SMC, Sliding Mode Controller)를 채택한다. SMC는 제어 대상 상태변수가 슬라이딩 평면 위에 유지되도록 슬라이딩 평면의 기울기와 제어 입력을 도출한다. 추종 오차를 0으로 수렴시키기 위한 상태변수는 다음과 같다.



[그림 1] 벽-부스트 컨버터



[그림 2] 벽-부스트 인터페이스

그림 1은 PV 모듈과 인버터 사이의 인터페이스로 사용되는 벽-부스트 컨버터를 나타낸다. 입력/출력 인터페이스로 사용되는 벽-부스트 컨버터는 그림 2와 같이 이상 조건하에서의 입력/출력 전압 및 전류 공식으로 표현된다. 따라서 벽-부스트 컨버터는 입력 저항 성분과 출력 저항 성분을 구함으로써 PV 모듈의 입력/출력 동작 영역과 MPPT 동작 영역을 얻을 수 있다.
벽-부스트 컨버터의 입력 전압은 PV 모듈 전압 V_{pv} 출력 전압은 인버터 입력 전압이자 컨버터 출력 전압 V_o 이고, 입력 전류는 PV 모듈에서의 전류 I_{pv} 출력 전류는 인버터 입력 전류이자 컨버터 출력 전류 I_o 이다. 이상적인 컨버터의 출력 변환비는 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D}$$

$$\frac{I_o}{I_{pv}} = 1 - D$$

여기서 컨버터에 인가되는 전압·전류의 비와 컨버터 입력 저항 R_i 는 다음과 같다.

$$R_i = \frac{V_{pv}}{I_{pv}}$$

위 식을 부하 저항 R_L 을 포함하는 식으로 변환하면 다음과 같다.

$$R_i = \frac{V_o}{I_o} (1 - D)^2$$

여기서

$$R_L = \frac{V_o}{I_o}$$

따라서 입력 저항은 드티비 D 와 부하 저항 R_L 에 따라 다음과 같이 표현된다.

$$R_i = R_L (1 - D)^2$$

이 식으로부터 $D=0$, $D=0$ 일 때 $R_i=R_L$, $D=1$ 일 때 $R_i=0$ 이 된다. 따라서 PV 모듈의 IV 곡선에서 I_{pv} 와 V_{pv} 의 비로 정의되는 PV 부하선은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{I_{pv}}{V_{pv}} = \frac{1}{R_i}$$

또한 IV 곡선에서 부하선의 기울기(즉 PV 경사각, θ)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tan \theta_{Ri} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = \frac{1}{R_i}$$

$$\theta_{Ri} = \tan^{-1} \frac{1}{R_i}$$

여기에서 입력 저항 관련 식을 대입하면, 드티비와 부하 변화에 따른 부하각은 다음과 같이 된다.

$$\theta_{Ri} = \tan^{-1} \frac{1}{R_L (1 - D)^2}$$

이 식으로부터 $D=0$, $D=0$ 일 때 $\theta_{Ri}=\tan^{-1}(1/R_L)$, $D=1$ 일 때 $\theta_{Ri}=90^\circ$ 가 된다. 따라서 이 구간은 벽-부스트 컨버터의 동작 영역이 되며, MPPT가 발생하는 영역은 θ_{Ri} 범위 사이에 존재한다. 이는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\theta_{Ri, D=0} < \theta_{Ri, mppt} < \theta_{Ri, D=1}$$

부하식으로 이를 치환하면, 컨버터의 동작 특성 방정식과 MPPT 동작 특성 방정식은 다음과 같이 얻어진다.

$$\theta_{Ri, mppt} = \tan^{-1} \frac{I_{mppt}}{V_{mppt}} = \tan^{-1} \frac{1}{R_{mppt}}$$

$$\tan^{-1} \frac{1}{R_L} \left(\tan^{-1} \frac{1}{R_{mppt}} \right) < 90^\circ$$

따라서 MPPT 저항 R_{mppt} 와 부하 저항의 관계는 다음과 같이 얻어진다.

$$\frac{1}{R_L} \left(\frac{1}{R_i} \right) \left(\frac{1}{R_{mppt}} \right)$$

$$\frac{1}{R_L} = \frac{I_o}{V_o} \left(\frac{I_{pv}}{V_{pv}} \right) \left(\frac{1}{R_{mppt}} \right) = \frac{I_{mppt}}{V_{mppt}}$$

결과적으로, 최대전력점(MPP)에서의 기울기는 부하선 기울기보다 작아야 하며, 이는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

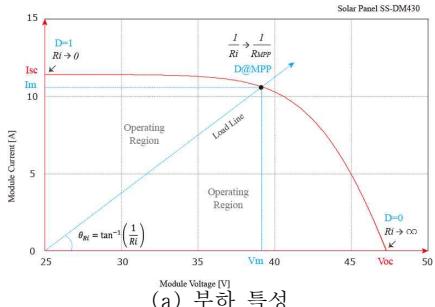
$$R_L > R_{mppt}$$

$$R_L = \frac{V_o}{I_o} \left\langle R_{mpp} \right\rangle = \frac{V_{mpp}}{I_{mpp}}$$

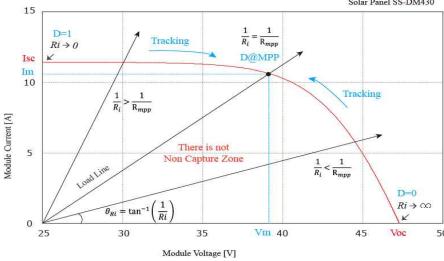
이상의 내용을 표로 정리하면 표 1과 같으며, 이를 기반으로 컨버터의 동작 영역 특성 곡선은 그림 3으로, MPPT 동작 특성 곡선은 그림 4로 나타낼 수 있다.

[표 1] 벽-부스트 컨버터 동작 특성

	V_{pv}	I_{pv}	R_i	θ_{Ri}
D=0	V_o	I_o	R_L	$\tan^{-1} \frac{1}{R_L}$
D=1	0	∞	0	90°



(a) 부하 특성



(b) MPPT 특성

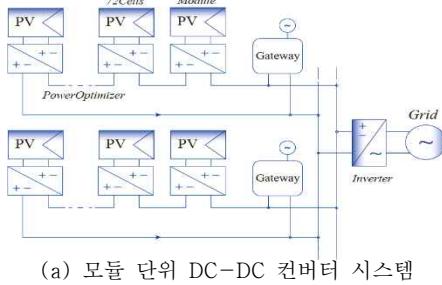
[그림 3] 벽-부스트 컨버터 MPPT 특성

2.2 CBBC의 수학적 모델링

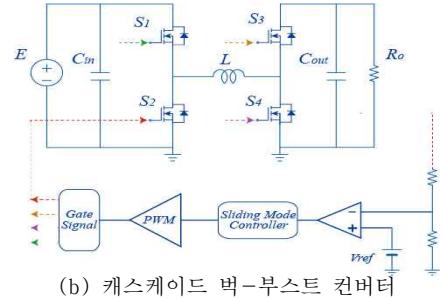
CBB 컨버터는 그림 4와 같이 네 개의 스위칭 소자로 구성된다. S2 스위치가 OFF 상태에서 다이오드로 동작하고, S1 스위치가 PWM 스위칭을 수행할 때, 컨버터는 출력 전압이 입력 전압보다 낮은 강압(step-down) 모드로 동작한다.

S1 스위치가 ON, S3 스위치가 OFF 상태에서 S4 스위치가 PWM 스위칭을 수행하면, 컨버터는 출력 전압이 입력 전압보다 높은 승압(step-up) 모드로 동작한다.

또한, S3 스위치가 ON, S4 스위치가 OFF 상태로 하여 입력 전력을 직접 부하로 전달하는 CBBC 등가 회로에서는 인덕터 전압과 출력 전류가 다음과 같이 표현된다.



(a) 모듈 단위 DC-DC 컨버터 시스템



[그림 4] 모듈 단위 DC-DC 컨버터 시스템 및 캐스케이드 벽-부스트 컨버터

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1 E - R_o i_L - V_C, \quad C \frac{dV_C}{dt} = i_L - \frac{V_C}{R_o}$$

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1 E - R_o i_L, \quad C \frac{dV_C}{dt} = - \frac{V_C}{R_o}$$

여기서 E는 입력 전압, i_L 은 인덕터 전류, V_C 는 출력 커패시터에 걸리는 전압, R_o 는 부하 저항값, u_1 은 강압 모드의 제어 입력을 의미한다. 반대로 S3 스위치가 OFF, S4 스위치가 ON 되어 인덕터에 저장된 에너지를 방출하는 등가 회로에서는 인덕터 전압과 출력 전류가 위와 같이 정의된다.

도출된 식은 일반화된 스위칭 시퀀스 값으로 정리될 수 있으며, 제어 입력은 표 2와 같이 정리된다.

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1 E - R_o i_L - V_C (1 - u_2)$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = i_L (1 - u_2) - \frac{V_C}{R_o}$$

[표 2] 제어 입력의 스위칭 상태

Input	State	FET Switching State	Input	State	FET Switching State
u_1	0	S1 = OFF S2 = ON	u_2	1	S3 = OFF S4 = ON
	1	S1 = ON S2 = OFF		0	S3 = ON S4 = OFF

2.3 제안된 방법

기존의 선형 PI 제어기를 대체하는 비선형 제어기는 슬라이딩 모드 제어기(SMC, Sliding Mode Controller)를 채택한다. SMC는 제어 대상 상태변수가 슬라이딩 평면 위에 유지되도록 슬라이

당 평면의 기울기와 제어 입력을 도출한다. 추종 오차를 0으로 수렴시키기 위한 상태변수는 다음과 같다.

$$x_1 = i_L - i_L^*, \quad x_2 = V_C - V_C^*L$$

각각의 스위칭 시퀀스에 대한 동적 모델은 다음과 같이 요약된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{L}x_2 + u_1 \frac{E}{L}, \quad \dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{R_o C}x_2 \\ \dot{x}_1 &= -u_2 \frac{1}{L}x_2 + \frac{E}{L}, \quad \dot{x}_2 = u_2 \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{R_o C}x_2 \end{aligned}$$

제어 입력 u 는 다음과 같이 정의된다.

$$u = \frac{1}{2}(1 + sign(s))$$

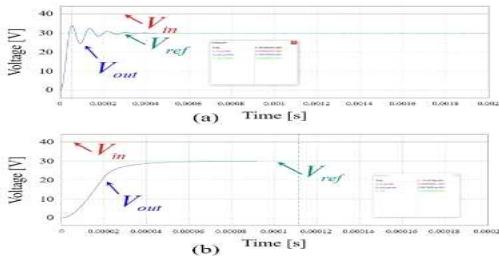
또한 상태변수 기반의 Lyapunov 함수를 슬라이딩 오차를 최소화하는 방향으로 설계하면, 파라미터에 의존하지 않는 불연속 제어 입력을 통해 파라미터 변화에 대한 강인한 제어 성능을 달성할 수 있다. 더불어, 슬라이딩 면과 Lyapunov 함수의 도함수가 음의 유한 함수일 때 존재하도록 입력 범위를 선택함으로써 안정성을 보장할 수 있다.

시뮬레이션에 사용된 CBB 컨버터의 파라미터는 다음과 같다: 입력 전압 범위 0~50 [V], 정격 출력 700 [W], 스위칭 주파수 200 [kHz], 주 인덕터 42.9 [μ H], 입력 커패시터 10 [μ F], 출력 커패시터 15 [μ F], 부하 저항 범위 1.75~5 [Ω].

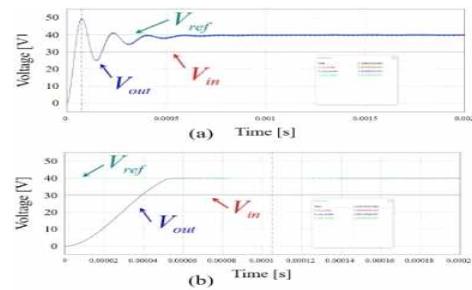
그림 5는 입력 전압이 40 [V] 상태에서 기준 전압 30 [V]를 추종할 때, 선형 제어기와 비선형 제어기의 출력 전압 과정을 나타낸다. SMC의 과도 응답은 PI 제어기보다 빠르므로 전체 시뮬레이션 시간은 각각 10배 차이를 두어 설정하였다. 그림 5(a)는 약 10 [%]의 오버슈트를 가지며, ± 10 [%] 허용 오차 내 안정화 시간은 300 [μ s]이다. 그림 5(b)는 5(a)보다 시뮬레이션 시간이 10 배 짧게 설정되었으며, ± 10 [%] 허용 오차 내 안정화 시간은 60 [μ s]이다.

그림 6은 입력 전압이 40 [V] 상태에서 기준 전압 30 [V]를 추종할 때의 출력 전압 과정을 보여준다. 그림 6(a)는 약 20 [%]의 오버슈트를 가지며 안정화 시간은 400 [μ s]로 나타났고, 그림 6(b)의 안정화 시간은 60 [μ s]로 나타났다.

3. 시뮬레이션



[그림 5] 벽 모드 시뮬레이션 과정 — (a) PI 제어 적용, (b) SMC 제어 적용



[그림 6] 부스트 모드 시뮬레이션 과정 — (a) PI 제어 적용, (b) SMC 제어 적용

4. 결과

본 논문은 건물형 태양광 시스템의 모듈 단위 전력변환 시스템에 대한 비선형 제어 기법을 다루었다. 옥외에 설치된 PV 시스템은 외부의 먼지나 구름 등에 의한 부분 음영으로 인해 발전량이 감소하는 문제가 발생한다. 최대전력점을 추종하는 알고리즘을 적용하여 발전량을 향상시키려 하더라도, 전력변환 시스템의 비선형 동특성으로 인해 태양전지 발전량의 변화를 신속하게 추종하기 어렵다는 한계가 존재한다.

따라서 본 논문에서는 고전력 밀도에 적합한 직결형 양방향 벽+부스트 컨버터 토폴로지를 채택하고, 네 개의 스위칭 소자를 활용하여 전압 변동을 신속하게 추종할 수 있는 비선형 제어기를 제안하였다. 제안된 토폴로지는 미세먼지, 구름, 기상 등 대기오염으로 인해 급격한 전압 변동이 발생하는 도시형 건물 PV 시스템에 적합하며, 제어기는 Lyapunov 함수를 통해 안정성이 보장되도록 설계되었다. 또한 시스템 성능은 시뮬레이션 실험을 통해 검증되었다.

참고문헌

- [1] S. Karmakar and B. Singh, "분산형 DC-연계 배터리 에너지 저장장치를 갖춘 멀티-MPPT 72펄스 VSC 기반 고출력 계통 연계형 태양광 발전소," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 39, no. 1, pp. 37–48, 2024년 3월.
- [2] C. Kyuhyeok, J. Hyunwoo, R. Euihwon, P. Kyungdo, "개방형 BIPV 설계 환경 구축을 위한 PIM 라이브러리 생성 방법에 관한 연구," The Korean Solar Energy Society, vol. 44, no. 2, pp. 1–13, 2024년 4월.
- [3] S. Zhu, W. Han, J. Chen and Q. Liu, "순간 인덕터 전류 검출을 제거한 직렬형 벽+부스트 컨버터의 ZVS 및 최소 전류에 대한 폐형 해법," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 38, no. 10, pp. 12455–12468, 2023년 10월.
- [4] M. Farsi and J. Liu, "태양광 발전 시스템의 비선형 최적 피드백 제어 및 안정성 해석," IEEE Transactions on Control

Systems Technology, vol. 28, no. 6, pp. 2104–2119,
2020년 11월.

- [5] Ahn, J. H., Wang, Z. Y., Kim, H. W., Bae, J. N., Jin, C. S., & Lee, J., "건물일체형 태양광 시스템을 위한 비선형 제어 방법에 관한 연구," Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, vol. 37, no. 6, pp. 83–91, 2023.