

태양광 벅 컨버터 Ampere-sec Balance의 인터리브드 제어

고병수, 장한준, 김일송
한국교통대학교

Interleaved Control of Solar PV Buck Converter for Ampere-Second Balance

Byung-Soo Ko, Han-Joon Jang, Il-Song Kim
KOREA NATIONAL UNIVERSITY OF TRANSPORTATION

ABSTRACT

This paper explores a control strategy that linearizes the nonlinearity in charging batteries using a solar photovoltaic (PV) buck converter. The nonlinearity of input-side solar array voltage and current, combined with the fixed voltage of the battery on the output side, introduces nonlinearity in the output current as well. It interprets this from the perspective of the ampere-second balance of the input capacitor and proposes the utilization of interleaving control to mitigate the imbalance. The proposed enhancements are validated through simulation.

1. 서론

환경오염과 기후변화에 대한 문제가 심각한 상황에서 친환경 에너지에 관한 관심이 높아지고 있다. 태양광 발전 시스템은 대표적인 친환경 에너지 발전 시스템으로 주목받고 있으며 여러 분야에 적용되고 있다. 그 중에서도 태양광 벅 컨버터는 독립형 발전 시스템에 주로 적용되어 소규모 부하에 전력을 공급한다. 하지만 일사량, 온도 등과 같은 외부적인 요인으로 최대 전력이 변화하므로 최대 전력으로 발전하기 위해 MPPT (P&O)를 수행하며, 부하에 지속적인 전력 공급을 위해 배터리에 에너지를 저장해야 한다.^{[1],[2]}

하지만 그림 1의 태양광 벅 컨버터는 입력인 태양광 전지의 비선형적인 출력과 정전압원에 가까운 배터리의 고정 전압 때문에 출력측 배터리 전류는 전류 제어기의 듀티에 대해 비선형적인 특성을 갖는다. 따라서 본 논문은 이 비선형적 특성을 개선하기 위해 입력 커패시터 Ampere-Second Balance의 인터리브드 제어를 제안한다.

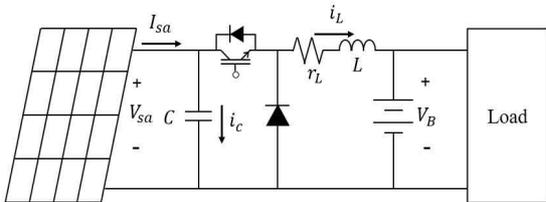


그림 1 태양광 벅 컨버터
Fig. 1 Solar buck Converter

2. 입력 커패시터 Ampere-sec Balance 분석 및 설계

태양광 벅 컨버터는 최대 전력으로 발전하기 위해 MPPT를 수행하므로 입력측 커패시터의 전압을 제어하며, 출력측 인덕터 전류를 제어하여 배터리의 입력전류가 제어된다.

2.1 태양광 벅 컨버터

그림 2에 정상상태에서의 입력 커패시터 전류 파형을 나타내었다. 스위치가 OFF일 때 충전되고, ON일 때 방전되며 출력측 배터리는 충전된다.

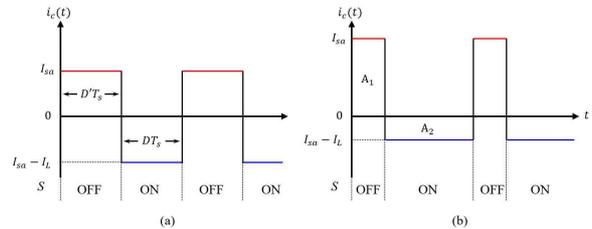


그림 2 입력 커패시터 전류 파형 (a) 듀티=0.5 (b) 듀티>0.5
Fig. 2 Input Capacitor current waveform (a) D=0.5 (b) D>0.5

그림 2에 (a)와 (b) 각 듀티 조건일 때 정상상태에서 입력 커패시터의 전류 파형을 나타내었다. 스위치가 OFF일 때 커패시터 전류는 태양광 전지 전류(I_{sa})이고, ON일 때 $(I_{sa} - I_L)$ 이며, 각각 적색 실선과 청색 실선으로 나타내었다. 정상상태에서 Ampere-sec Balance에 의해 아래 식 (1), (2)를 만족한다.

$$(1 - D) T_s I_{sa} = -(DT_s (I_{sa} - I_L)) \tag{1}$$

$$I_L = \frac{I_{sa}}{D} \tag{2}$$

배터리의 충전을 위해 제어 시 듀티가 증가 되면 그림 3의 I-V 곡선을 따라 I_{sa} 가 증가하고 커패시터의 충·방전을 통해 I_L 또한 증가한다. 이때 커패시터 전류 파형은 I_L 과 I_{sa} 모두 증가하였으므로 그림 2 (b)와 같다. Ampere-sec balance가 만족 되기 위해서는 식 (1), (2)를 만족해야 한다. 하지만 듀티가 증가함과 동시에 적색 실선은 짧아지고 청색 실선은 길어졌으며, I_{sa} 는 I-V곡선을 따라 증가면서 MPP 이후 증가 기울기가 감소하여 I_L 은 감소한다. 이때 청색 실선은 0에 가까워지며 전류제어는 선형제어가 불가능하게 된다.

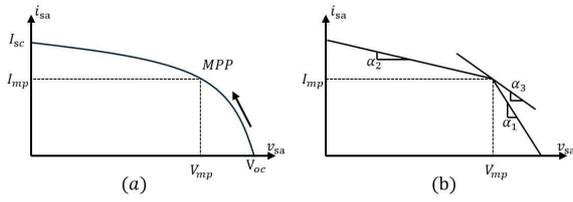


그림 3 태양광 배열 출력 (a) I-V 곡선 (b) 선형화 모델
Fig. 3 Solar array output (a) I-V curve (b) Linearized model

2.2 인터리브드 Ampere-sec Balance

앞에서 다룬 MPP이후의 비선형성에 의해 전류제어는 선형 제어가 불가능한 동작점이 존재한다. 하지만 인터리브드 제어 시 MPP점에서의 비선형성을 개선시켜 MPPT를 수행할 수 있다. 그림 4에 태양광 인터리브드 벡 컨버터의 구성을 나타냈다.

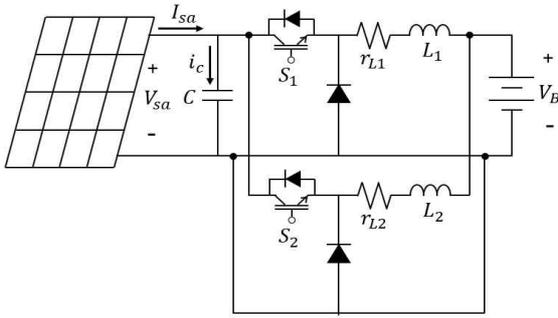


그림 4 태양광 인터리브드 벡 컨버터 구성
Fig. 4 Configuration of solar interleaved buck converter

태양광 인터리브드 벡 컨버터의 커패시터 전류파형은 그림 5에 나타냈으며, 듀티에 따라 (a), (b)로 나눠 나타낼 수 있다. (a)는 그림 2의 태양광 벡 컨버터의 커패시터 전류 파형과 유사하다. 이 또한 Ampere-sec Balance를 만족해야 하며 듀티가 증가하여 MPP이후 \$I_{sa}\$의 증가 기울기가 변화할 때 비선형적 특성을 보인다. 그러므로 듀티가 증가 된 후인 0.5보다 큰 경우를 분석한다. 즉, 그림 5 (b)의 커패시터 전류 파형을 분석한다.

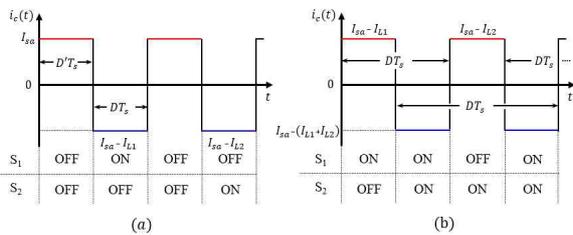


그림 5 인터리브드 커패시터 전류파형 (a) 듀티 < 0.5 (b) 듀티 > 0.5
Fig. 5 Interleaved capacitor current waveform (a) \$D < 0.5\$ (b) \$D > 0.5\$

그림 5 (b)에서 커패시터 전류 파형은 스위치 \$S_1\$과 \$S_2\$의 인터리빙 동작을 하므로 각 스위치가 ON일 때 \$I_{sa}-I_{L1}\$과 \$I_{sa}-I_{L2}\$가 번쩍 인가되며, 모두 ON일 때 \$I_{sa}-(I_{L1}+I_{L2})\$이다. 그러므로 태양광 벡 컨버터와 같이 MPP이후 청색 실선이 0으로 수렴한다. 또한 \$I_{sa}\$의 증가 기울기가 감소했을 때 적색 실선에 해당하는 값이 \$I_{sa}-I_{L1}\$과 \$I_{sa}-I_{L2}\$이며 \$I_{L1}, I_{L2}\$ 또한 함께 감소하기 때문에 선형 전류제어시 청색실선이 0으로 수렴하는 것을 개선할 수 있다.

2.3 태양광 인터리브드 벡 컨버터 제어기 설계

태양광 벡 컨버터의 비선형성 개선과 MPPT 알고리즘 수행을 위해 태양광 인터리브드 벡 컨버터의 제어기를 설계한다. 태양광 벡 컨버터와 정확한 비교를 위해 통합 모델링을 적용했다.

2.3.1 태양광 벡 컨버터 시스템 설계

먼저 그림 3 (b)에서 선형화된 태양광 전지의 출력 특성을 확인할 수 있으며, MPP에서의 선형모델은 식(3),(4)와 같다.

$$i_{sa} = -\alpha_3 V_{sa} + \beta_3 \quad (3)$$

$$\alpha_3 = \frac{I_{mp}}{V_{mp}}, \beta_3 = 2I_{mp} \quad (4)$$

다음으로 인터리브드 벡 컨버터를 모델링한다. 각 제어변수의 섭동을 추가한 소신호 모델링을 적용하여 선형화하며(5), 정확한 비교를 위해 통합 모델링을 적용한다.(6)-(8)

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{sa}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & 0 & \frac{D}{L_1} \\ 0 & -\frac{r_{L2}}{L_2} & \frac{D}{L_2} \\ -\frac{D}{C} & -\frac{D}{C} & -\frac{\alpha_3}{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{sa} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_{sa}}{L_1} \\ \frac{V_{sa}}{L_2} \\ -\frac{I_{L1}+I_{L2}}{C} \end{pmatrix} \hat{d} \quad (5)$$

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} + \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} \quad (6)$$

$$I_L = I_{L1} + I_{L2} \quad (7)$$

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}, \quad r_L = \frac{r_{L1} r_{L2}}{r_{L1} + r_{L2}} \quad (8)$$

통합 모델링을 통해 태양광 벡 컨버터의 소신호 모델은 (9)와 같으며 (5)와 (9)를 통해 전달함수들을 구할 수 있다. (10)-(13)

$$\begin{pmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{v}_{sa}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & \frac{D}{L} \\ -\frac{D}{C} & -\frac{\alpha_3}{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{sa} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_{sa}}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{pmatrix} \hat{d} \quad (9)$$

$$G_1 = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{sa}/L(s + \alpha/C) - DI_L/LC}{s^2 + (r_L/L + \alpha/C)s + (D^2 + \alpha r_L/LC)} \quad (10)$$

$$G_2 = \frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{d}} = \frac{-(DV_{sa}/LC + I_L/L(s + r_L/L))}{s^2 + (r_L/L + \alpha/C)s + (D^2 + \alpha r_L/LC)} \quad (11)$$

$$G_3 = \frac{\hat{v}_{sa}}{\hat{i}_L} = \frac{G_2}{G_1} \quad (12)$$

$$G_{11} = \frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}}, \quad G_{12} = \frac{\hat{i}_{L2}}{\hat{d}} \quad (13)$$

태양광 벡 컨버터의 전압 전달함수(11)의 부호는(-)이며 근궤적은 우반면에 존재하게 된다. 이 경우 제어루프의 피드백 부호를 바꾸면 주파수 영역에서 180도 회전하여 좌반면에 존재하게 되고 안정적인 전압 제어가 가능하다.

2.3.2 제어시스템 설계

제어변수들에 대한 시스템을 설계하였으므로 태양광 인터리브드 벅 컨버터의 제어를 설계한다. 그림 6에 제어 블록 선도를 나타내었으며 MPPT 알고리즘에서 구해진 MPP에서의 전압값을 기준으로 오차를 생성하고 PI 제어를 통해 제어 값이 출력된다. 이렇게 출력된 듀티는 인터리브드 제어를 통해 S_1 을 기준으로 180도 지연되며 스위칭된다.

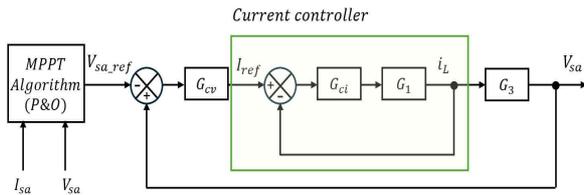


그림 6 제어 블록 선도
Fig. 6 Block diagram of the controller

3. 시뮬레이션

2절에서 제한된 인터리브드 제어가 적용된 전류제어 비선형성을 개선될 수 있음을 증명하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 파라미터를 표 1에 나타냈다. L_b, L_2, r_{L1}, r_{L2} 는 식 (7), (8)에 의해 결정된다.

표 1 시뮬레이션 파라미터
Table 1 Simulation parameters

Parameter	Value	Parameter	Value
L	1 [mH]	r_L	0.02 [Ω]
C	100 [μ F]	V_{oc}	50 [V]
V_{mp}	38 [V]	I_{sc}	10 [A]
I_{mp}	8 [A]	V_B	24 [V]

태양광 인터리브드 벅 컨버터의 전류 전달함수(13)와 태양광 벅 컨버터의 전류 전달함수(10)의 보드선도를 그림 7에 나타냈다. G_1 과 $(G_{11}+G_{12})$ 의 보드선도가 같음을 통해 통합 모델링의 적용이 잘 수행되었음이 증명되며, 정확한 비교가 가능함을 확인했다.

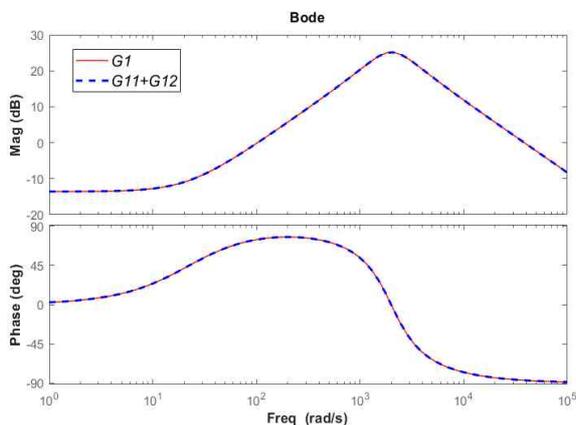


그림 7 G_1 과 $G_{11}+G_{12}$ 의 보드선도 비교
Fig. 7 Comparison of bode diagrams between G_1 and $G_{11}+G_{12}$

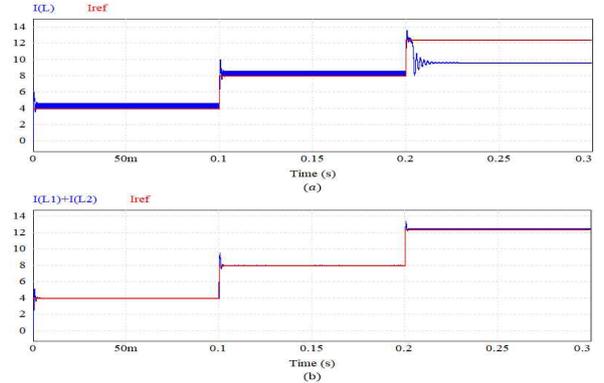


그림 8 최대 전력점에서의 출력전류파형
Fig. 8 Waveforms of output current at MPP

전류 제어기의 대역폭과 위상여유를 4800[rad/s], 60[deg]로 선정하였으며 제어 구조는 그림 6에 녹색 박스로 표시했다. 그림 8에 태양광 벅 컨버터는 MPP에서 기준전류값에 대해 제어가 불가능하지만, 태양광 인터리브드 벅 컨버터는 MPP에서도 안정적인 제어가 가능하다. 그림 6의 제어를 적용한 시뮬레이션 결과를 그림 9에 나타냈다.

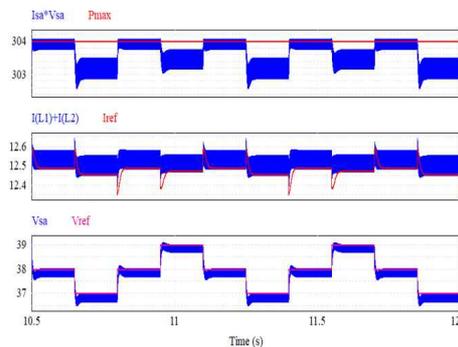


그림 9 MPPT를 적용한 PI이중루프 제어의 시뮬레이션 결과
Fig. 9 Simulation result of PI double loop control with MPPT

4. 결론

본 논문은 Ampere-sec balance 관점에서 태양광 벅 컨버터의 비선형성을 분석하고 검증했다. 전류 제어의 비선형성으로 인해 기존의 제어 방법에 한계가 있으므로 인터리브드 제어를 제안한다. 인터리브드 제어 시 비선형성이 개선된다. 또한 리플 감소 및 효율을 증가시킬 수 있다. 하지만 비선형 구간은 개선했지만 아직 존재한다. 그러므로 비선형 제어에서는 어떤 영향이 있는지 추가연구가 진행될 것이다.

본 과제(결과물)는 2024년도 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 지자체-대학 협력기반 지역혁신 사업의 결과입니다.(2021RIS-001)

참고 문헌

[1] Il-Song Kim (2009). Nonlinear Controller Design for Noise Reduction and State Estimation in the Photovoltaic Power Generation System. THE TRANSACTIONS OF KOREAN INSTITUTE OF POWER ELECTRONICS, 14(4), 261-267.