태양광 발전 시스템용 3-레벨 부스트 컨버터 모델링 및 제어기 설계

이규민, 장래혁, 김일송
한국교통대학교

Modeling and Controller Design of Three-Level Boost Converter in Photovoltaic Power Conditioning System

Kyu-Min LEE, Lae-Hyeok JANG , Il-Song KIM
KOREA NATIONAL UNIVERSITY OF TRANSPORTATION

ABSTRACT

본 논문은 PCS(Photovoltaic power system)에서 MPPT 구현을 위한 TLB 컨버터의 모델링 및 제어기 설계를 제안한다. TLB 컨버터는 기존 부스트 컨버터에 비해 인덕터 크기가 감소하고, 효율이 증가하는 장점이 있다. 하지만 듀티비 0.5를 기준으로 2개의 동작 모드가 존재하여 제어기 설계 시 각 모드에 대한 해석이 필요하다. 또한 토폴로지를 모델링을 함에 있어 비선형적인 특징을 갖는 태양전지의 출력을 고려해야하는 필요성이 있다. 따라서 본 논문에서는 태양전지 출력 특성의 선형화 방정식을 이용하여 2가지 동작모드가 존재하는 TLB 컨버터를 각 모드별로 CCM 동작에서 분석하여 동일한 전달함수를 도출하였다. 이를 기반으로 MPPT 전압제어기를 설계하였으며, 제시된 모델링과 제어기는 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

1. 서 론

최근 지구 온난화 및 자원의 고갈로 인해 신재생 에너지의 수요가 증가함에 따라 태양광 발전은 친환경적이고 자원이 무한하다는 장점이 있어 많은 연구가 진행되고 있다. 이러한 태양광 발전은 낮은 발전 효율로 인해 MPPT(Maximum Power Point tracking) 제어가 필수로 요구된다. 일반적으로 태양광 시스템에서 MPPT를 구현하기 위한 전력회로는 부스트 컨버터를 사용하며, 계통연계 제어를 위한 전력회로는 인버터 회로가 사용된다. 하지만 부스트 컨버터는 단일 스위치가 턴 오프 될 때 스위치가 DC 출력전압을 견뎌야한다. 이로 인해 전력 레벨이 증가할수록 스위치가 부담하는 전압 및 전류 스트레스가 증가하게 되고 스위치의 정격 전압 및 전류가 높아지기 때문에 스위치의 가격이 증가하거나 이에 맞는 스위치를 구할 수 없게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위해 2개의 계단식 스위치와 커패시터가 연결되어 있는 TLB(Three-Level Boost) 컨버터가 제시 되었다. TLB 컨버터는 단일 레벨 부스트 컨버터와 비교하여 소자가 증가 하지만 다음과 같은 장점을 갖는다.[1]

1. 인덕터에 걸리는 스위칭 주파수가 등가적으로 2배가 되므로 인덕터의 사이즈가 감소된다.
2. 각 스위치가 부담하는 전압이 출력전압의 1/2이 되므로 전압 및 전류 스트레스가 감소한다.

그림 1은 TLB 컨버터와 단상 인버터로 구성된 PV시스템을 나타낸다. 여기서 DC/DC 컨버터는 태양전지의 출력전압을 제어하고 인버터는 DC-link 전압과 계통전류를 제어한다. 기존의 연구에서는 TLB 부스트 컨버터의 동작 상태 해석 및 특성분석에 대해 제시하고 있지만, 컨버터의 세부적인 모델링 과정 및 제어기 설계과정은 제시하지 않았다. TLB 컨버터는 듀티비 0.5를 기준으로 두 가지 동작 모드가 존재하여 제어기 설계시 각 모드별에 대한 해석이 필요하고 모델링을 함에 있어 비선형적인 특징을 갖는 태양전지의 출력을 고려해야하는 필요성이 있다.

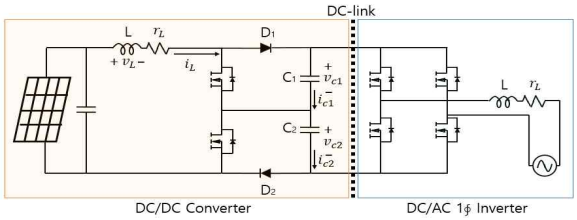


Fig. 1. Three-Level Boost PV System

본 논문에서는 태양전지 출력 특성의 선형화 방정식과 상태공간 평균화 방법을 이용하여 TLB 컨버터를 모드별로 CCM(Continuous Conduction Mode) 동작에서 분석하고 동일한 상태공간표현식을 유도하여 모드전환이 필요하지 않는 MPPT 전압 제어기 설계 기법을 제시한다.

2. 본 론

2.1 제안하는 태양광 전지 모델링

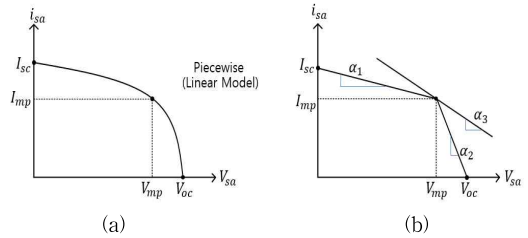


Fig. 2. Solar Array Piecewise Linear Modeling

일반적으로 태양전지의 출력은 일사량과 온도에 따라 변하는 비선형 특성을 갖는다. 일사량이 증가하면 태양전지 출력 전류가 증가하고, 온도가 감소하면 전압이 증가한다. 이러한 비선형 특징을 갖는 입력을 전기회로적인 측면에 적용하는 것은 모델링을 함에 있어 어려움이

발생하게 된다. 따라서 전기회로에 맞는 모델링이 필요하다. 그림 2 (a)는 태양 전지 전압, 전류 특성곡선을 나타내며, 본 논문에서는 그림 2 (b)와 같이 MPP(Maximum Power Point)를 기준으로 각 구간을 선형화하였다. 여기서 sa는 태양전지 출력을 mp는 최대전력지점, oc 는 개방전압, sc는 단락 전류를 의미한다. 따라서 각 구간별 태양전지 선형화 출력 방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{sa} = -\alpha \cdot v_{sa} + \beta \quad (1)$$

$$\text{if } (v_{sa} < v_{mp}) \rightarrow \alpha_1 = \frac{i_{sc} - i_{mp}}{v_{mp}}, \beta_1 = i_{sc}$$

$$\text{if } (v_{sa} > v_{mp}) \rightarrow \alpha_2 = \frac{i_{mp}}{v_{oc} - v_{mp}}, \beta_2 = \frac{v_{oc} \cdot i_{mp}}{v_{oc} - v_{mp}}$$

$$\text{if } (v_{sa} = v_{mp}) \rightarrow \alpha_3 = \frac{i_{mp}}{v_{mp}}, \beta_3 = 2i_{mp}$$

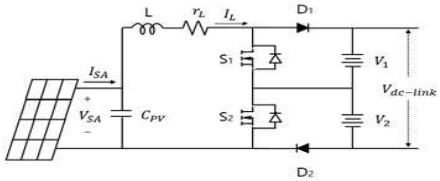
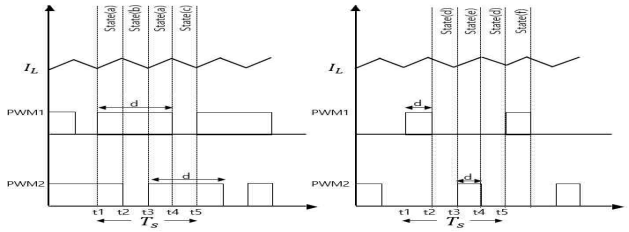
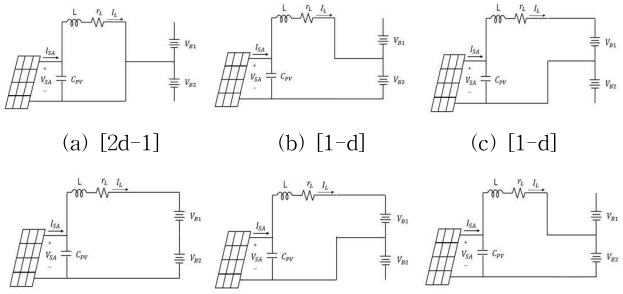


Fig. 3. Solar TLB converter circuit.



(a) d>0.5 (b) d<0.5

Fig. 4. Operational wave forms of TLB converter.



(a) [2d-1] (b) [1-d] (c) [1-d]

(d) [1-2d] (e) [d] (f) [d]

Fig. 5. TLB Converter operation circuit

2.2 태양광 발전용 TLB 컨버터 모델링

일반적인 DC/DC 컨버터는 출력전압을 제어하도록 설계하지만 PCS에서 DC/DC 컨버터는 MPPT를 구현하기 위해 입력전압 즉 태양전지 출력을 제어함으로 기존의 회로와 맞지 않다. 따라서 DC-link 전압을 인버터를 통해 일정하게 제어한다는 가정 하에 입력과 출력 성분을 반대로 구성한 모델이 필요하며 그림 3 은 수정 된 TLB 컨버터 회로를 나타낸다. 수정된 회로에서는 정 전압원(dc-link)의 역할로 인해 커패시터가 동작하지 않기 때문에 출력단을 정전압원으로 가정하고 출력단의 커패시터를 제거하였으며, 태양전지의 출력 제어를 위해 입력 커패시터를 추가하였다.

2.2.1 평균화 모델링

TLB 컨버터는 듀티비에 따라 2가지 동작 모드가 있으므로 CCM 동작에서 각 모드의 분석이 필요하다. 그림 4는 TLB 컨버터의 각 모드 별 동작특성 파형을 나타낸다. duty가 0.5 이상일 경우를 Mode 1(그림 4(a)) 로, 이하 일 경우를 Mode 2(그림 4(b)) 로 구분 하였다. 각 모드에서 S_1, S_2로 입력되는 듀티 신호는 동일한 값을 갖으며 위상차 180도를 기준으로 인터리빙 되어 동작한다. 또한 각 모드별로 그림 5와 같이 3가지 동작 구간이 존재하기 때문에 모드 별로 모델링을 유도하여 이를 비교하여야 한다. 상태평균화 방정식은 각 구간의 상태방정식에 동작시간을 곱하여 얻을 수 있다. 따라서 Mode 1의 상태평균화 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{sa} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ v_{sa} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{v_{dc-link}}{L}(1-d) \\ \frac{i_{sa}}{c} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Mode 2의 상태평균화 방정식을 얻기 위해 각 구간의 상태방정식에 동작시간을 곱하여 정리하면 식 (2)와 동일한 표현식을 얻을 수 있다. 즉 duty 변화에 의해 Mode 1, 2가 형성되지만 각 모드의 상태평균화 방정식은 동일하게 도출되기 때문에 제어기 설계 시 mode 전환을 고려하지 않아도 된다. 다만 이 모델은 제어입력(d)가 포함되어 있는 비선형 모델임으로 동작 점에서의 선형화를 위해 소신호 모델을 얻어내야 한다.

2.2.2 소신호 모델링

소 신호 해석을 위해 태양전지 출력전압과 인덕터 전류, 듀티비를 DC 동작점과 AC 성분으로 구분하여 표현하면 다음과 같다.

$$i_L = \hat{i_L} + I_L,\ v_{sa} = \hat{v_{sa}} + V_{sa},\ d = \hat{d} + D \quad (3)$$

식(1)과 식(3)을 상태 공간 평균화 방정식에 대입하여 선형화하고 DC term을 제거하면 소 신호 상태 공간 방정식을 식(4)과 같은 2x2 행렬식으로 표현 할 수 있다. 여기서 higher order nonlinear tern은 값이 매우 작기 때문에 0으로 간주한다.

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{i}}_L \\ \dot{\hat{v}}_{sa} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_L}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{\alpha}{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v_{sa}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_{dc-link}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \hat{d} \quad (4)$$

상태변수와 입력에 대한 주파수 전달함수를 얻기 위해 식(4)에 라플라스 변환을 적용하여 voltage-to-control에 관한 소 신호 전달함수를 유도하면 다음과 같다. 여기서 α, β는 최대 전력지점에서 동작한다고 가정하여 α_3, β_3를 대입한다.

control-to-voltage transfer function : $G_v(s)$

$$\frac{\hat{v_{sa}}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{-\frac{V_{dc-link}}{LC}}{s^2 + (\frac{r_L}{L} + \frac{\alpha}{C})s + \frac{\alpha r_L + 1}{LC}} \quad (5)$$

2.3 제어기 설계

그림 6은 태양전지 출력전압을 제어하는 TLB 컨버터의 전압 제어기의 Block diagram을 나타낸다. MPPT 알고리즘에서 생성되는 최대 전력점 기준 값을 통해 전압 오차를 생성하고, 전압 오차는 전압제어기를 통과하여 듀티 신호를 생성한다. 본

논문에서는 오버슈트가 없고 빠른 응답특성을 갖기 위해 전압 제어기의 위상여유를 90 [deg], 대역폭을 40[rad/s]로 선정하였으며. 표 1의 파라미터 값을 이용하여 제어기를 설계하였다. 그림 7은 오픈 루프 상태에서의 보상 후 입력 신호에 대한 출력 전압의 전달함수의 주파수 응답을 나타낸다. 전압 제어기가 40[rad/s]에서 충분한 이득여유를 확보하고 위상여유 90[deg]를 확보하여 설계 목표에 만족하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 8은 Matlab에서의 제어 신호에 대한 전압 전달함수의 스텝 입력에 대한 전압응답을 나타내며, 출력 전압이 0.1 [sec]에서 정상상태 값에 도달하며 안정되는 것을 확인할 수 있다.

Table 1 The specification of system component

parameter	Value	parameter	Value
v_{oc}	50[V]	r_L	0.02[Ω]
i_{sc}	10[A]	L	2[mH]
v_{mp}	38[V]	C	100[uF]
i_{mp}	8[A]	$v_{dc-link}$	120[V]

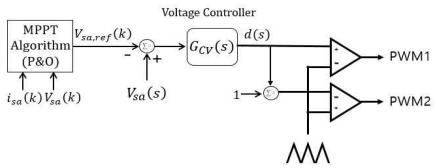


Fig. 6. Block diagram of the voltage controller

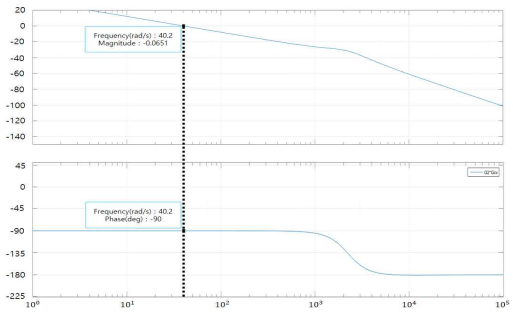


Fig. 7. Bode diagram of 3-level boost

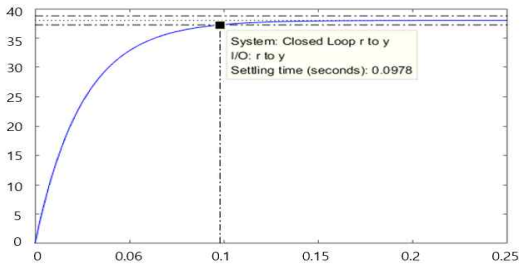


Fig. 8. step responses of output

3. 시뮬레이션

2.3 절에서 설계한 전압 제어기를 적용한 태양광 TLB 컨버터를 설계하여 PSIM 시뮬레이션을 수행하였다. 각 소자의 파라미터 값은 표 1의 값을 사용 했으며, MPPT 알고리즘 대신 출력 명령을 0.5[sec] 마다 변경 하는 조건으로 진행하였다. 그림 9는 태양전지 출력전압과 인덕터 전류의 PSIM 시뮬레이션 결과이다. 출력전압과 인덕터 전류의 파형은 오버슈트가 없으며 빠르게 정상상태 값에 도달하는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 10의 시뮬레이션 출력전압 파형과 Matlab에서의 계단응답 특성을 비교하면 안정시간과 상승시간이 거의 일치하는 것을 확인 할 수 있으며. 이는 제안된 모델링 방법의 유효함을 보여준다.

4. 결 론

본 논문에서는 입출력이 역방향인 태양광 TLB 컨버터의 모델링 방법에 대해 서술하였다. 모드 조건에 관계없이 단일화된 전달함수를 유도하였으며, 유도된 전달함수를 이용하여 오버슈트 없이 빠른 응답특성을 갖는 MPPT 제어기 설계에 관한 방법을 주파수 설계 방식인 bode 해석을 이용해 제시 하였다. 수행된 시뮬레이션 결과는 이론적인 예측결과와 일치하는 것을 확인 하였으며, 결과적으로 제안된 모델링 방법과 이를 바탕으로 설계한 제어기의 유효함을 검증하였다.

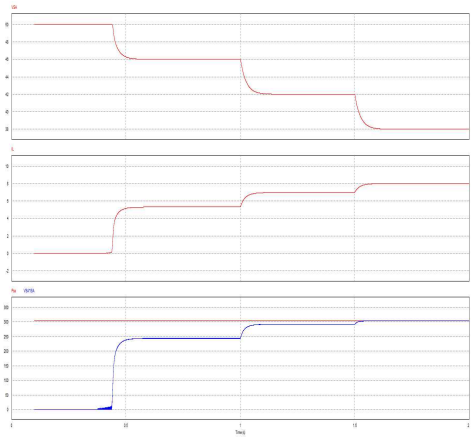


Fig. 9. waveform of inductor current and output voltage according to the reference voltage change

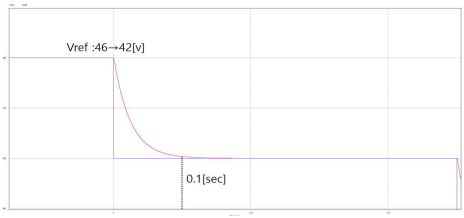


Fig. 10. steady-state waveform

이 논문은 2020년 한국 교통 대학교의 연구비 지원과 2020년도 산업기술평가관리원(KEIT) 소재부품기술개발사업 연구비 지원(G012000120102)으로 작성되었습니다.

참 고 문 헌

[1] J. M. Kwon, "Three-Phase Photovoltaic System With Three-Level Boosting MPPT Control", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 23, NO. 5, pp. 2319-2327, 2008, SEPTEMBER.