

태양광 발전 시스템에서의 벡 컨버터 모델링과 해석

정승환* · 최 익** · 최주엽***

Modeling and Analysis of The Buck Converter in Photovoltaic Power Conditioning System

Seung-Hwan Jung* · Ick Choy** · Ju-Yeop Choi***

요 약

일반적으로 벡 컨버터 제어기는 컨버터의 출력 전압을 제어하도록 설계하지만, 태양광발전시스템에서의 벡 컨버터 제어기는 설계 방식을 달리 구분해야 한다. 본 논문에서는 MPPT(Maximum Power Point Tracking)을 위하여 벡 컨버터의 입력 전압(태양광전지의 출력 전압)을 제어한다고 가정하였다. 또한, 컨버터의 입력 전압을 제어하기 위한 새로운 벡 컨버터 모델을 제시한다. 이 컨버터 모델은 최대전력점(MPP)에서 동작점을 두어 선형화한 태양광전지의 모델을 포함하며, 모델의 타당성을 검증하기 위하여 대신호와 소신호로 나누어 분석한다. 또한 일반적인 선형제어기를 설계하였을 때, 제어 가능성을 분석하여 검증한다.

ABSTRACT

Generally, the buck converter controller was designed to control output voltage of the converter. However, design of the controller in photovoltaic power conditioning system is different from general design. the controller in photovoltaic power conditioning system controls input voltage of the converter(output voltage of the solar cell) for MPPT(Maximum Power Point Tracking). This paper proposes novel buck converter model which can control input voltage of the converter. We integrate this model with a model of solar cell. and linearize at the operating point(MPP). In addition, we determine whether or not suitable for the general linear controller design into small and large signal analysis.

키워드

Buck Converter Modeling, Photovoltaic Power Conditioning System, Solar Cell Model, Maximum Power Point, Maximum Power Point Tracking

벡 컨버터 모델링, 태양광 발전 시스템, 태양광전지 모델, 최대 전력점, 최대 전력점 추종

1. 서 론

태양광 발전시스템에서 사용되는 전력변환장치 중 DC/DC 컨버터는 안정된 출력 전류와 전압을 얻기 위하여 필수적인 요소이다. 그 중에서도 벡 컨버터는

입력 전압에 대하여 출력 전압을 낮추는 다운 컨버터로서, 배터리 충전 및 소·중형 발전시스템에서 널리 쓰이고 있다[7-10].

일반적으로 벡 컨버터는 출력 전압을 제어하게 되는 방식으로 사용된다. 하지만, 이러한 방식으로는 태

* 광운대학교 제어계측공학과(seungwhan1@hotmail.com)

** 교신저자(corresponding author) : 광운대학교 로봇학부 교수(ickchoy@kw.ac.kr)

*** 광운대학교 전기공학과 교수(juyeop@kw.ac.kr)

접수일자 : 2013. 05. 13

심사(수정)일자 : 2013. 06. 20

게재확정일자 : 2013. 07. 23

양광 전지의 MPPT (Maximum Power Point Tracking) 제어가 불가능하다. 태양광 전지의 MPPT 제어를 한다는 것을 달리 표현하면, 컨버터의 입력 전압을 제어한다는 것으로서 일반적으로 사용되는 컨버터의 출력 제어와는 반대의 경우가 된다. 이 때문에 기존의 출력 전압을 제어하는 법으로 모델링하여 설계한 제어기로는 좋은 성능을 얻어내기 힘들다. 그러므로 MPPT를 하기 위한 태양광 발전시스템의 조건은 배터리나 인버터와 같이 출력전압을 일정하게 잡아줄 수 있는 부하 조건을 충족해야하며, 컨버터의 모델은 입력 전압을 제어할 수 있도록 조정되어야 한다.

새롭게 조정된 모델로 제어기를 구성하였을 때, 제어변수가 되는 인덕터 전류와 태양광전지의 출력전압이 제어가 가능한지를 알아보기 위해서 대신호와 소신호 성분으로 나누어 분석하는 과정이 필요하다. 일반적으로 태양광전지의 전압만을 제어하지만, 인덕터 전류를 제어하는 것은 벡 컨버터의 출력 전류의 상한치를 조정할 수 있고, 배터리 충전과 같이 정전류 제어를 하는 경우에 필요하게 된다.

본 논문에서는 태양광 발전시스템에서 사용되는 벡 컨버터의 새로운 모델을 제시하고, 이를 태양광전지와 함께 선형화하여 모델링하였다. 또한, 모델링한 벡 컨버터의 수식을 대신호와 소신호로 나누어 해석하였으며, 일반적인 선형제어기를 설계하기에 적합하지 않음을 판별하여 모델을 검증하였다.

II. 모델링

2.1. 태양광전지 모델링

태양광전지와 벡 컨버터를 병합하여 모델링하기 위하여 입력단의 태양광전지 모델이 필요하다. 일반적인 태양광전지의 매개변수형 모델은 다음 수식 (1)과 같다.[1-3]

$$i_{PV} = I_{sc} - A \left\{ \exp \left(\frac{q}{BkT} (v_{PV} + i_{PV}R_s) \right) - 1 \right\} - \frac{(v_{PV} + i_{PV}R_s)}{R_{sh}} \quad (1)$$

A는 PN 접합의 재료 특성이 온도에 따라 결정되는 계수, B는 재료 계수, k는 볼츠만 상수, T는 절

대 온도, q는 전하량, R_s는 내부저항, R_{sh}는 내부출력저항, I_{sc}는 일사량에 따른 단락전류, i_{PV}는 태양광 전지의 전류, 그리고 v_{PV}는 태양광 전지의 전압이다.

수식 (1)은 비선형특성을 가지므로 컨버터와 병합하여 함께 모델링하고 제어기를 설계하기가 쉽지 않다. 그러므로 실제 동작점인 MPP (Maximum Power Point)에서 테일러 급수로 근사화하여 선형화한다. 다음 수식 (2)는 수식 (1)을 동작점 (V_{MPP}, I_{MPP}) 근처에서 테일러 급수로 전개한 결과 수식이다. 단, 2차항부터는 값이 작다고 가정하여 무시한다.

$$i_{PV} = \left(f(V_{MPP}) + \frac{V_{MPP}}{r_s} \right) - \frac{1}{r_s} v_{PV}, \quad r_s = \frac{\partial f(v_{PV})}{\partial v_{PV}} \quad (2)$$

V_{MPP}는 MPP에서의 전압값, I_{MPP}는 MPP에서의 전류값, i_{PV}=f(v_{PV})는 수식 (1)의 함수, r_s는 f(v_{PV})를 v_{PV}로 미분한 값으로서 태양광 전지의 내부저항으로 표현하였다. 수식 (1), (2)를 V-I의 2차 평면에 도식화하면 다음 그림 1과 같다.

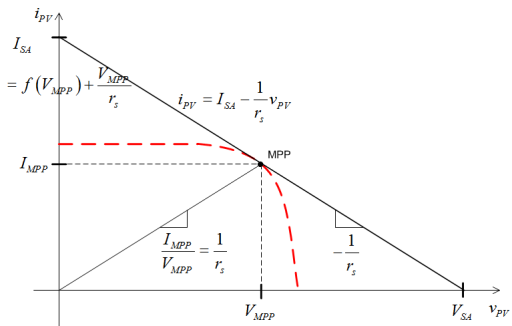


그림 1. 태양광전지의 특성 곡선과 선형 모델
Fig. 1 The characteristic curve of the solar cell model and linear model

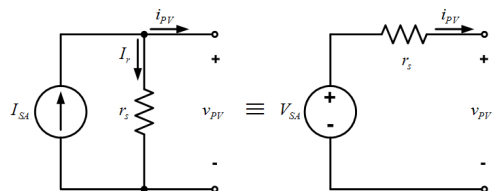


그림 2. 태양광전지의 전기적 등가회로
Fig. 2 Equivalent circuit of the solar cell

그림 1에서 굵은 파선으로 표시한 곡선은 수식 (1)의 태양광전지 모델, MPP에서 직선으로 표시한 것은 수식 (2)의 MPP에서 선형화한 모델을 나타낸 것이다. 이를 등가회로로 표현하면 그림 2와 같다. 전류원과 저항으로 표현하였으며, 테브닌 등가회로를 적용하여 전압원으로 바꿀 수 있다.

2.2. 벅 컨버터 모델링

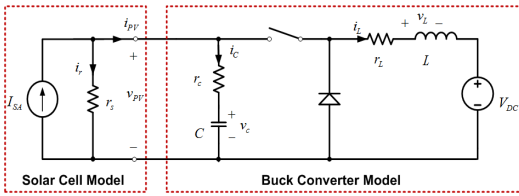


그림 3. 벅 컨버터의 모델
Fig. 3 The buck converter model

그림 3은 태양광전지와 벅 컨버터를 병합한 모델로서, 태양광전지의 모델은 2.1절에서의 선형화 모델이다. 벅 컨버터의 출력단은 고정된 전압을 낼 수 있는 전압원으로 구성하였고, 이는 계통형 인버터나 DC 배터리가 출력단에 연결되어 있을 때를 가정한 것이다. 그리고 벅 컨버터의 출력단이 고정된 전압원이기 때문에 출력 커패시터는 없애고, 태양광전지와 연결된 입력단에 커패시터를 추가하였다. 또한, 각 인덕터와 커패시터는 ESR을 포함한다고 가정하였다.

다음 수식 (3), (4), (5)는 그림 3의 벅 컨버터 모델을 정리한 것이다. 단, 비선형 요소인 스위칭 소자를 거치는 전압과 전류는 듀티비를 곱한 형태로 간략하게 선형화하여 모델링하였다. d 는 스위치 소자의 듀티비이다.

$$I_{SA} - \frac{v_{PV}}{r_s} - C \frac{d}{dt} v_c = i_L d \quad (3)$$

$$v_{PV} d = r_L i_L + L \frac{d}{dt} i_L + V_{DC} \quad (4)$$

$$v_{pv} = v_c + r_c C \frac{d}{dt} v_c \quad (5)$$

정리한 모델의 식을 소신호 모델의 전달함수로 표현하기 위해서 수식 (6)과 같이 제어 변수들을 정의한다. 대신호 성분은 영문 대문자로 표기하고, 소신호 성분은 $\hat{\quad}$ 으로 표기하였다. 이는 대신호와 소신호 성분을 분리하여 소신호 성분의 전달함수를 구하기 위해서 도입되며, V_c, I_L, D 는 동작점이 MPP일 때의 상수값이 된다.

$$v_c = V_c + \hat{v}_c \quad (6)$$

$$i_L = I_L + \hat{i}_L$$

$$d = D + \hat{d}$$

수식 (3), (4), (5)에 수식 (6)을 대입하여 정리하면, 다음 수식 (7), (8), (9) (10)과 같다. 수식 (7), (8)은 벅 컨버터 모델의 소신호 성분이며, 수식 (9), (10)은 대신호 성분이다.[5, 6]

소신호 성분 :

$$-C \left(\frac{r_c}{r_s} + 1 \right) \frac{d}{dt} \hat{v}_c - \frac{1}{r_s} \hat{v}_c - D \hat{i}_L - \hat{d} I_L = 0 \quad (7)$$

$$-L \frac{d}{dt} \hat{i}_L - r_L \hat{i}_L + C D r_c \frac{d}{dt} \hat{v}_c + D \hat{v}_c + V_c \hat{d} = 0 \quad (8)$$

대신호 성분 :

$$-\frac{1}{r_s} V_c - D I_L + I_{SA} = 0 \quad (9)$$

$$-r_L I_L + D V_c - V_{DC} = 0 \quad (10)$$

수식 (9), (10)의 대신호 성분을 통하여 정상상태에서의 벅 컨버터 특성을 알 수 있으며, 이 분석은 3장에서 다루도록 한다.

소신호 성분 모델에서의 전달함수를 얻기 위해서, 수식 (7), (8)을 라플라스 변환하여 정리하면 수식 (11), (12)와 같고, 배열로 나타내면 수식 (13)이 된다.

$$-\{C(r_c + r_s)s + 1\} \hat{v}_c(s) - D r_s \hat{i}_L(s) - I_L r_s \hat{d}(s) = 0 \quad (11)$$

$$(Ls + r_L) \hat{i}_L(s) - D(r_c C s + 1) \hat{v}_c(s) - V_c \hat{d}(s) = 0 \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} -C\{(r_c+r_s)s+1\} & -Dr_s \\ -D(r_cCs+1) & Ls+r_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_c(s) \\ \hat{i}_L(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_L r_s \\ V_c \end{bmatrix} \hat{d}(s) \quad (13)$$

제어변수 $\hat{v}_c(s)$, $\hat{i}_L(s)$ 로 수식을 정리하기 위하여, 역행렬로 풀어내면 수식 (14)와 같다.

역함수로 풀어낸 수식 (14)를 $\hat{v}_c(s)/\hat{d}(s)$ 의 전달함수와 $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ 의 전달함수로 따로 표현하여 소신호 모델의 2개 전달함수, 수식 (15), (16)을 구해낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_c(s) \\ \hat{i}_L(s) \end{bmatrix} = -\frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} r_s I_L L s + (r_s r_L I_L + D V_c) \\ C \{ D I_L r_c r_s - V_c (r_c + r_s) \} s + (D I_L r_s - V_c) \end{bmatrix} \hat{d}(s)$$

$$\Delta = LC(r_c + r_s)s^2 + (r_L C(r_c + r_s) + D^2 r_s r_c C + L)s + (r_L + D^2 r_s) \quad (14)$$

그림 4의 전달함수 Tvd(s)는 수식 (15), 전달함수 Tid(s)는 수식 (16)을 나타낸다. 상태 변수 $\hat{v}_c(s)$ 는 $(r_c Cs + 1)$ 의 전달함수를 통해서 태양광 전지 전압 $\hat{v}_{PV}(s)$ 로 표현할 수 있다.

$$\frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)} = -\frac{r_s(Li_Ls + (DV_c + I_L R_L))}{\Delta} \quad (15)$$

$$\Delta = LC(r_c + r_s)s^2 + (r_L C(r_c + r_s) + D^2 r_s r_c C + L)s + (r_L + D^2 r_s)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_c \Delta - r_s D(r_c Cs + 1)(Li_Ls + (DV_c + I_L R_L))}{(Ls + r_L)\Delta} \quad (16)$$

$$\Delta = LC(r_s + r_c)s^2 + (r_L C(r_c + r_s) + D^2 r_s r_c C + L)s + (r_L + D^2 r_s)$$

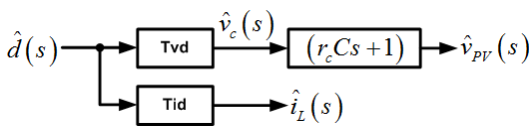


그림 4. 벅 컨버터 소신호 모델의 블록 다이어그램
Fig. 4 The block diagram of the buck converter small-signal model

III. 대신호 해석

2장에서는 벅 컨버터 모델의 대신호 성분과 소신호 성분을 유도해 내었다. 3장에서는 모델링한 대신호 성분의 정상상태 해석을 통하여 시스템의 특성과 안정도를 판별한다.

대신호 성분의 해석을 위해 사용한 벅 컨버터의 파라미터는 표 1과 같다. 태양광전지 모델을 선형화하여 모델링하였기 때문에 10W급의 소형 태양광전지를 선형화하여 계산한 값을 대입하였다. 또한, 벅 컨버터의 동작은 MPP에서 이루어 졌다고 가정하였다. 대신호 해석을 위한 모의 실험 결과의 특성 곡선에서 원으로 표시한 부분은 MPP를 표시한 것이다.

표 1. 벅 컨버터의 파라미터
Table 1. Parameters of the buck converter

parameters	value
Current source of the linearized solar cell, I_{SA}	1.4525 (A)
Resistance of the linearized solar cell, r_s	20.2053 (Ω)
MPP voltage of the solar cell, V_{MPP}	14.6754 (V)
MPP current of the solar cell, I_{MPP}	0.8878 (A)
Inductor, L	400 (μH)
Inductor's ESR, r_L	4 (m Ω)
Input capacitor, C	1500 (μF)
Input capacitor's ESR, r_c	5 (m Ω)
Output voltage of the buck converter, V_{DC}	12 (V)

3.1. 태양광전지 출력전압, V_{PV}

제어 입력 Duty와 벅 컨버터의 태양광전지 전압 V_{PV} 는 전압제어기를 구성하며, 대부분의 전력변환컨버터는 태양광전지의 전압을 제어한다. 수식 (10)에 I_L 로 정리한 수식 (9)를 대입하여 정리하면, 수식 (17)과 같다. 정상상태에서는 입력단 커패시터에 흐르는 전류가 없다고 가정하기 때문에 V_c 는 V_{PV} 와 같다고 할 수 있다.

$$V_c = V_{PV} = \frac{r_s V_{DC} D}{r_L + r_s D^2} + \frac{r_s r_L I_{SA}}{r_L + r_s D^2} \quad (17)$$

그림 5는 수식 (17)을 그래프로 나타낸 것으로

Duty가 증가할수록 태양광전지 출력전압, V_{PV} 가 단 순감소하는 형태를 띄고 있다. 이는 제어 입력 Duty를 조정함으로써 간단하게 전압을 제어할 수 있음을 나타낸다.

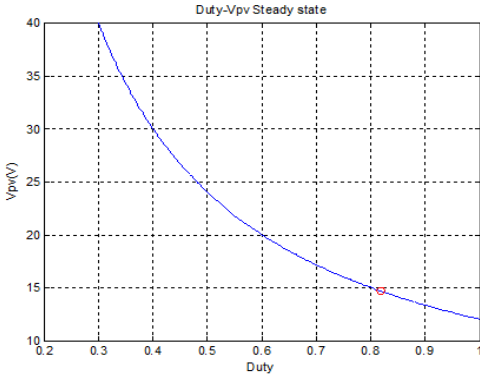


그림 5. 벡 컨버터 대신호 모델의
Duty-Vpv 특성 곡선
Fig. 5 Duty - Vpv characteristics graph
of the buck converter large-signal model

3.2. 인덕터 전류, I_L

제어입력 Duty와 벡 컨버터의 인덕터 전류 I_L 의 관계는 전류제어기의 구성을 위하여 중요하다. 전류제어기를 구성함으로써 인덕터에 흐르는 전류의 양을 조절하고, 최대전류를 제한하게 할 수 있는 효과를 가진다. 수식 (10)에 V_c 로 정리한 수식 (9)를 대입하여 정리하면 수식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} -r_L I_L + DV_c - V_{DC} &= 0, \quad V_c = r_s(I_{SA} - DI_L) \\ -r_L I_L + Dr_s(I_{SA} - DI_L) - V_{DC} &= 0 \\ I_L(r_L + r_s D^2) &= r_s DI_{SA} - V_{DC} \\ I_L &= \frac{r_s I_{SA} D}{r_L + r_s D^2} - \frac{V_{DC}}{r_L + r_s D^2} \end{aligned} \quad (18)$$

그림 6은 수식 (18)을 듀티와 인덕터 전류의 그래프로 나타낸 것이다. 원으로 표시한 부분은 동작점이 MPP일 때의 전류값으로써, 인덕터 전류 I_L 이 최대값을 가진다. 그리고 MPP를 기점으로 하여 Duty에 대한 증감이 달라지는 것을 확인할 수 있다.

3.3. 태양광전지 출력전력, P_{PV}

제어입력인 Duty와 태양광전지의 출력전력 P_{PV} 의

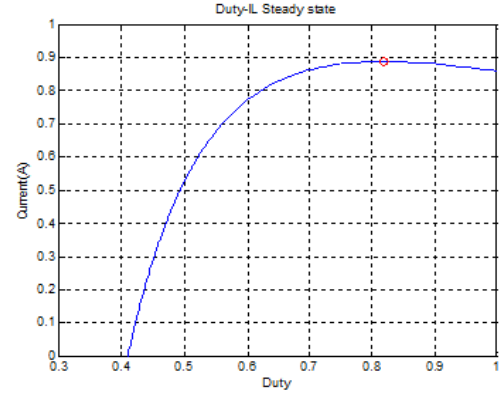


그림 6. 벡 컨버터 대신호 모델의
Duty-IL 특성 곡선
Fig. 6 Duty - IL characteristics graph
of the buck converter large-signal model

관계를 알아보기 위하여, 수식 (9), (10), (18)을 사용하여 정리한다. P_{PV} 는 i_{PV} 와 v_{PV} 의 곱으로 표현되며 정리하면 다음 수식 (19)와 같다.

$$\begin{aligned} P_{PV} &= i_{PV} \cdot v_{PV} \\ &= DI_L \cdot \frac{1}{D}(V_{DC} + r_L I_L) \\ &= I_L V_{DC} + I_L^2 r_L, \quad I_L = \frac{r_s I_{SA} D}{r_L + r_s D^2} - \frac{V_{DC}}{r_L + r_s D^2} \\ P_{PV} &= \frac{V_{DC}(r_s I_{SA} D - V_{DC})}{r_L + r_s D^2} + \frac{r_L (r_s I_{SA} D - V_{DC})^2}{(r_L + r_s D^2)^2} \end{aligned} \quad (19)$$

그림 6은 수식 (19)를 Duty와 전력의 그래프로 나타낸 것으로 원으로 표시한 부분이 MPP이다. MPP점을 찾기 위하여 수식 (19)를 Duty로 미분하여 정리하면 다음 수식 (20)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{PV}}{\partial D} &= \frac{r_s I_{SA} V_{DC}}{\Delta} + \frac{2r_s V_{DC} D (V_{DC} - r_s I_{SA} D)}{\Delta^2} \\ &\quad - \frac{4r_s r_L D (V_{DC} - r_s I_{SA} D)^2}{\Delta^3} - \frac{2r_s r_L I_{SA} (V_{DC} - r_s I_{SA} D)}{\Delta^2} = 0 \\ &\quad , \Delta = r_L + r_s D^2 \end{aligned} \quad (20)$$

그림 6의 MPP점은 수식 (20)이 0이 되게 하는 Duty의 값이다. 그러므로 수식 (20)의 분자 성분만 뽑아내어 정리하면 수식 (21)과 같고, 0이 되는 조건을 만족하는 것은 수식 (22)의 조건을 만족할 때이다. 수식 (22)는 수식 (18)의 미분인 $\partial I_L/\partial D$ 의 분자성분과 일치하며, MPP가 된다. 3.4절에서 수식 (22)를 가지고 MPP에서의 조건을 자세하게 분석할 수 있도록 한다.

$$r_s(-r_s I_{SA} D^2 + 2 V_{DC} D + r_L I_{SA}) \times (r_s V_{DC} D^2 + 2 r_s r_L I_{SA} D - r_L V_{DC}) = 0 \quad (21)$$

$$-r_s I_{SA} D^2 + 2 V_{DC} D + r_L I_{SA} = 0 \quad (22)$$

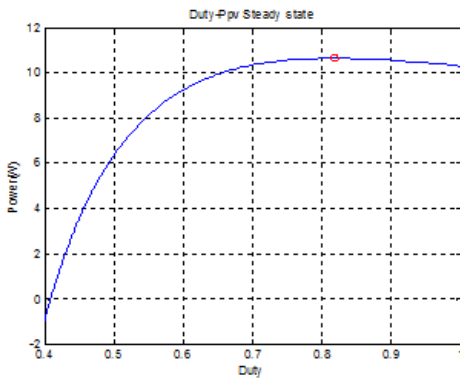


그림 7. 벡 컨버터 대신 호 모델의 Duty-Power 특성 곡선

Fig. 7 Duty - Power characteristics graph of the buck converter large-signal model

3.4. 태양광전지 출력전류 I_{PV} 와 태양광전지 내부저항의 전류 I_r

MPP가 되게 하는 수식 (22)는 그림 2의 태양광전지의 모델에 사용된 I_{PV} 와 I_r 를 이용하여 어떤 조건에서 이를 만족하게 되는지를 해석한다. 수식 (22)의 I_{SA} 와 V_{DC} 를 태양광전지의 출력전류 I_{PV} 와 태양광전지 내부저항의 전류 I_r 로 바꾸어 정리한다. 치환하게 될 식은 수식 (23), (24)과 같으며, 이를 이용하여 수식 (22)을 정리하면 수식 (25)과 같다.

$$I_{SA} = I_{PV} + I_r \quad (23)$$

$$V_{DC} = r_s I_r D - \frac{r_L I_{PV}}{D}, \quad D(r_s I_r) = V_{DC} + r_L D I_{PV} \quad (24)$$

$$-r_s (I_{PV} + I_r) D^2 + 2 D \left(r_s I_r D - \frac{r_L I_{PV}}{D} \right) + r_s (I_{PV} + I_r) = 0$$

$$(I_r - I_{PV})(r_s D^2 + r_L) = 0 \quad (25)$$

수식 (25)에서와 같이 MPP의 조건은 I_r 과 I_{PV} 가 같게 될 조건이며, 태양광전지의 선형화한 그래프에 도시하면 그림 8과 같다. $I_{PV} > I_r$ 이 되는 전압원 구간에서는 듀티에 대하여 인덕터 전류와 전력이 상승하며, $I_{PV} < I_r$ 이 되는 전류원 구간에서는 반대로 감소한다. 결론으로 인덕터 전류의 제어기를 선형제어기로 꾸미기가 쉽지 않다는 것을 알 수 있다.

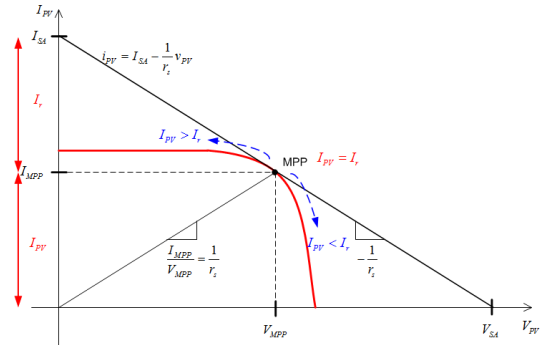


그림 8. 태양광전지 특성곡선에서의 I_{pv} 와 I_r 과의 관계

Fig. 8 The relationship between I_{pv} and I_r in the characteristics curve of the solar cell model

그림 8의 그래프를 보면, 원점에서 MPP를 연결한 직선의 기울기가 $1/r_s$ 가 된다. 이는 벡 컨버터 출력단의 저항값이 입력단의 저항값과 같아지게 되는 것을 뜻하며, 이 때의 동작점이 MPP임을 알 수 있다. 다음 그림 9를 통하여 MPP점에서 벡 컨버터의 최대 전력이 전달됨을 알 수 있다.

IV. 소신호 해석

벡 컨버터의 소신호 모델은 수식 (14)에서 정리하여 수식 (15), (16)의 전달함수로 나타내었다. 수식 (15)의 $\hat{v}_c(s)/\hat{d}(s)$ 는 모든 계수가 0보다 크기 때문에

pole과 zero과 모두 s 평면의 좌반면에 위치한다는 것을 알 수 있다. 그러므로 $\hat{v}_c(s)/\hat{d}(s)$ 의 전달함수가 안정하다는 것은 자명하다.

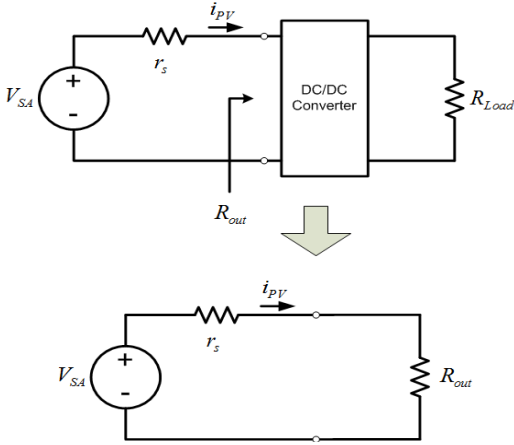


그림 9. PV 시스템에서의 최대 전력 전달
Fig. 9 Maximum power transfer theorem at the PV system

하지만, $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ 의 전달함수는 pole이 모두 양수이므로 안정하지만, zero는 음수가 될 가능성이 있다. zero가 음수를 가지게 되면, 제어기를 구성하여 폐루프 시스템으로 만들었을 경우에 불안정해질 요소가 있으므로 전달함수와 제어기를 구성한 폐루프의 안정도를 검증할 필요가 있다. 다음 수식 (26)은 $\hat{i}_L(s)/\hat{d}(s)$ 의 전달함수를 정리한 것이다.

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C[V_c(r_c+r_s) - I_L D r_c r_s]s + (V_c - I_L D r_s)}{\Delta} \quad (26)$$

$$\Delta = LC(r_c+r_s)s^2 + [r_L C(r_c+r_s) + D^2 r_c r_s C + L]s + (r_L + D^2 r_s)$$

수식 (27)과 같이 분자의 s^1 계수는 양수이다. 일반적으로 입력 커패시터의 ESR, r_c 는 수 $m\Omega$ 에 불과하기 때문에 $r_s \gg r_c$ 가 성립한다. 실제 동작점인 MPP에서는 $I_{PV} = I_r$ 가 되고, MPP 근방에서 제어된다는 가정 하에 양수가 된다.

$$\begin{aligned} V_c(r_c+r_s) - I_L D r_c r_s &= V_{PV}(r_c+r_s) - I_{PV} r_c r_s \\ &= r_s I_r(r_c+r_s) - I_{PV} r_c r_s \\ &= r_s [(r_c+r_s)I_r - r_c I_{PV}] \end{aligned}$$

$$r_s [(r_c+r_s)I_r - r_c I_{PV}] > 0 \quad (27)$$

분자의 s^0 계수, $V_c - I_L D r_s$ 는 아래 수식 (28)과 같이 정리할 수 있다. 이는 3절의 대신호 분석에서와 같이 MPP일 때, $I_{PV} = I_r$ 가 되므로 0이 되며, MPP를 기점으로 하여 zero가 음수가 될 수 있음을 알 수 있다. 실제 동작점이 되는 MPP의 부근에서 zero가 양수와 음수를 넘나들게 되면 이에 맞는 선형 제어기를 설계하기 어렵다. 그러므로 5장에서는 전류제어기의 설계 예제를 통하여 안정한 제어기를 설계할 수 있는지를 검토한다.

$$\begin{aligned} V_c - I_L D r_s &= r_s I_r - I_{PV} r_s \\ &= r_s (I_r - I_{PV}) \end{aligned}$$

$$I_r > I_{PV}, \text{ coefficient of } s^0 > 0 \quad (28)$$

$$I_r = I_{PV}, \text{ coefficient of } s^0 = 0 \text{ (at MPP)}$$

$$I_r < I_{PV}, \text{ coefficient of } s^0 < 0$$

V. 인덕터 전류의 선형제어기 설계시 안정도 판별 예제

인덕터 전류 전달함수의 선형제어기를 설계할 때, 일반적으로 PI 제어기와 리드-래그 제어기를 많이 사용한다. 리드-래그 제어기의 구조가 1개의 pole과 zero를 포함하고 있으므로 선형제어기의 기본꼴이라 할 수 있다. 다음 수식 (29)은 4절의 전달함수를 간략하게 표현한 것이며, 수식 (30), (31)은 각 제어기를 표현한 것이다. 수식 (29)는 PI제어기, 수식 (32)는 리드-래그 제어기의 전달함수이다.

$$T_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\alpha s + \beta}{as^2 + bs + c} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \alpha &= C[V_c(r_c+r_s) - I_L D r_c r_s] \\ \beta &= V_c - I_L D r_s \\ a &= LC(r_c+r_s) \\ b &= r_L C(r_c+r_s) + D^2 r_c r_s C + L \\ c &= r_L + D^2 r_s \end{aligned}$$

$$C_{PI}(s) = \frac{K_P s + K_I}{s} \quad (30)$$

$$C_{LL}(s) = \frac{s+z}{s+p} \quad (31)$$

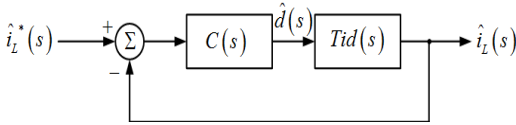


그림 10. 인덕터 전류 제어기의 폐루프
Fig. 10 Closed loop of the inductor current controller

Example 1 : PI 제어기

위의 그림 10과 같이 폐루프를 만들었을 때의 전달 함수 T_d 은 다음 수식 (32)와 같이 정리할 수 있다. 시스템의 안정도를 판별하기 위하여 Routh 안정도를 도입하면, 분모의 s^0 계수항, βK_I 가 0보다 커야하는 조건을 갖는다.[2] 하지만 벡 컨버터의 동작점에 따라 β 의 값이 음수가 될 수 있기 때문에 안정하다고 할 수 없다. 이는 원점을 극점으로 가지게 되어 발생하는 문제로서 s^0 계수항은 β 의 부호로 결정된다. 그러므로 원점을 극점으로 하는 PI 제어기는 불안정함을 알 수 있다.[4]

$$T_d = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_L^*(s)} = \frac{C_{PI}(s) T_{id}(s)}{1 + C_{PI}(s) T_{id}(s)}$$

$$T_d = \frac{\alpha K_p s^2 + (\alpha K_I + \beta K_p) + \beta K_I}{as^3 + (b + \alpha K_p)s^2 + (c + \alpha K_I + \beta K_p)s + \beta K_I} \quad (32)$$

Example 2 : 리드-래그 제어기

PI 제어기와 동일하게 폐루프 전달함수 T_{cl} 을 구하면 다음 수식 (33)으로 정리할 수 있다. T_{cl} 이 안정하기 위해서는 다음 그림 (10)과 같은 Routh 배열의 1열 계수의 부호와 수식 (33)의 특성방정식의 모든 계수가 양수가 되어야 한다. a, b, c, α, β 는 모두 상수이고, β 를 제외한 모든 항이 양수이다. 그렇기 때문에

부호를 판별해야 하는 계수는 특성방정식의 s^1 , Routh 배열의 s^1, s^0 이며, p 와 z 의 이득을 설정하여 T_d 을 안정하게 만들기는 어렵지 않다.[4]

하지만, 설계한 제어기로 인하여 정상상태 오차가 발생할 수 있으며, β 가 음수가 되면, $\hat{i}_L(s)$ 가 음의 값으로 수렴할 수 있는 문제가 있다. 이런 전달함수의 형태는 I_L 의 기준값을 0으로 하여 안정(Regulation)하게 할 수는 있지만, 특정값을 설정하여 추종(Tracking)하기는 어렵다. 그렇기 때문에 선형제어기 설계가 쉽지 않은 문제가 있다.

$$T_d = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{i}_L^*(s)} = \frac{C_{LL}(s) T_{id}(s)}{1 + C_{LL}(s) T_{id}(s)}$$

$$T_d = \frac{as^2 + (\beta + \alpha z) + \beta z}{as^3 + (b + ap + \alpha)s^2 + (c + bp + \beta + \alpha z)s + (cp + \beta z)} \quad (33)$$

s^3	a	$(c + bp + \beta + \alpha z)$
s^2	$(b + ap + \alpha)$	$(cp + \beta z)$
s^1	$(b + ap + \alpha)(c + bp + \beta + \alpha z) - a(cp + \beta z)$	0
s^0	$(cp + \beta z)$	

그림 11. 리드-래그 제어기를 사용한 전류제어기의 Routh 배열
Fig. 11 The Routh's array of the current controller using lead-lag controller

VI. 결 론

본 논문에서는 태양광 발전시스템에서 사용되는 벡 컨버터의 새로운 모델을 제시하고, 이를 선형화하여 모델링하였다. 또한, 모델링한 벡 컨버터를 대신호와 소신호로 나누어 해석하였으며, 이 모델을 사용하여 일반적인 선형제어기를 설계하기에 적합한지 아닌지를 판별하였다. 이에 판별된 결론은 아래와 같다.

- (1) 태양광전지의 출력 전압은 선형제어기로 제어 가능하다.
- (2) 인덕터 전류는 PI 제어기로 안정하게 할 수 없다. 리드-래그 형태의 제어기로는 안정하게 하는 것

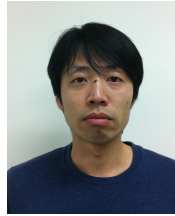
이 가능하지만, 제어기 설계가 쉽지 않다. 이것은 전류제어기를 구성한 페루프의 전달함수가 분자가 0 보다 작게 되는 Non-minimum phase system으로 분류되기 때문이다. 이런 특성의 전달함수를 갖는 시스템은 일반적으로 안정하게 동작할 수 있는 영역을 지정하여 그 구간에서 제어를 한다거나, 비선형제어기를 설계해야만 한다.

추후, 비선형 인덕터 전류 제어기를 설계하여 전압 제어기와 함께 구성하고, 실험을 통하여 모델과 제어기를 검증해야 하는 과정이 남아있다.

참고 문헌

- [1] J. Appelbaum, A. Chait, and D. Thompson., "Parameterization of solar cells", NASA Technical Memorandum 105885, 1992.
- [2] Villalva M. G., Gazoli J. R., Ruppert E. F., "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 5, pp. 1198 - 1208, 2009.
- [3] Ja-Chun Koo, Eui-Chan Kim, "A Study on Solar Cell Analytical Models", Korea Aerospace Research Institute, Vol. 5, No. 1, pp. 98-104, 2006.
- [4] Gene F. Franklin, J. David Powell, Abbas Emami-Naeini, "Feedback Control of Dynamic Systems", Prentice Hall, Fourth Edition, pp. 159-165, 2002.
- [5] Ned Mohan, ToreM. Underland, William P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design", Willey, Third Edition, pp. 161-173, 2003.
- [6] Ji-Hoon Im, Ju-Yeop Choi, Seung-Ho Song, Ick Choy, Seung-Hwan Jung, Jin-Ung An, Dong-Ha Lee, "The Design of Digital Controller for Boost Converter on Photo-Voltaic System", Journal of the Korean Solar Energy Society, Vol. 30, No. 6, pp. 22-27, 2010.
- [7] Yong-Chae Jung, "A Study on Generalized Output Capacitor Ripple Current Equation of Interleaved Boost Converter", The Journal of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 7, No. 6, pp. 1429-1435, 2012.
- [8] Yong-Chae Jung, "Input Ripple Current Formula Analysis of Multi-Stage Interleaved Boost Converter", The Journal of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 6, No. 6, pp. 865-871, 2011.
- [9] Hyun-Yong Shin, "Characteristics of AC-DC Converter using Multilayer Piezoelectric Transformer", The Journal of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 7, No. 6, pp. 1315-1320, 2012.
- [10] Seong-kweon Kim, Kyung-ryang Lee, Sung-dae Yeo, Justin Sy Hong, Yong-eun Park, "Implementation of Successive Approximate Register typed A/D Converter for a Monitored Battery Voltage Conversion", The Journal of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences, Vol. 6, No. 2, pp. 256-261, 2011.

저자 소개



정승환(Seung-Hwan Jung)

2006년 광운대 제어계측공학과 졸업

2008년 광운대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사)

2008년~현재 동대학원 정보제어공학과 박사과정

※ 관심분야 : 서보 제어, 전력 전자



최 익(Ick Choy)

1979년 서울대 전기공학과 졸업

1981년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사)

1987년 동대학원 졸업(공학박사)

1982년~2003년 한국과학기술연구원 책임연구원

2003년~현재 광운대 로봇학부 교수

※ 관심분야 : 서보 제어, 지능 제어, 전력 전자



최주엽(Ju-Yeop Choi)

1983년 서울대 전기공학과 졸업

1990년 Texas Univ at Arlington
졸업(석사)

1994년 Virginia Tech. 전기공학과
졸업(박사)

1995년~1999년 한국과학기술원 지능제어연구센터
선임연구원

2000년~현재 광운대 전기공학과 교수

※ 관심분야 : 지능 제어, 전력 전자, 신재생에너지