

# 태양광용 부스트 컨버터의 디지털 제어기 설계

임지훈\*, 최주엽\*, 송승호\*, 최익\*\*, 정승환\*\*, 안진웅\*\*\*, 이동하\*\*\*

\*광운대학교 전기공학과(hiphipiyo@kw.ac.kr), 광운대학교 전기공학과(juyeop@kw.ac.kr)

\*\*광운대학교 로봇학과, \*\*\*대구경북과학기술원

## The Design of Digital Controller for Boost Converter on Photovoltaic System

Im, Ji-Hoon\* Choi, Ju-Yeop\* Song, Seung-Ho\* Choy, Ick\*\* Jeong, Seung-Hwan\*\*  
An, Jin-Ung\*\*\* Lee, Dong-Ha\*\*\*

\*Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University(hiphipiyo@kw.ac.kr)

\*\*Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon University

\*\*\*Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

### Abstract

In photovoltaic system, the specifications of solar array is changed as open circuit voltage and short circuit current because of cell temperature and solar radiation. A boost converter of this system connects between output of photovoltaic system and DC link capacitor of grid connected inverter as controlling duty ratio. Therefore to supply stable voltage to the grid, a boost converter is need to keep certain voltage output. Considering the capacitance and the resistance of boost converter, this paper designed proper digital controller.

Keywords : 부스트 컨버터(Boost Converter), 태양광 시스템(Photovoltaic System), 출력제어(Output Control)

### 기 호 설 명

$G_{vv}(s)$	: 출력전달함수
$G_{dv}(s)$	: 전압제어전달함수
$G_{di}(s)$	: 전류제어전달함수
$G_{vi}(s)$	: 출력임피던스
$T_i(s)$	: 전류제어루프
$T_v(s)$	: 전압제어루프

### 1. 서 론

태양광 시스템의 태양 전지는 온도와 일사량에 따라 태양 전지의 단락 전류와 개방 전압의 특성이 변화하게 되며 태양 전지의 전력 활용의 효율을 극대화 할 수 있는 최대 전력 출력 지점의 위치도 온도와 일사량에 따라 변하게 된다. 그림 1의 (a)는 일사강도에 따른

접수일자 : 2010년 08월 20일, 심사일자:2010년 8월 25일, 게재확정일자 : 2010년 10월 4일  
교신저자 : 최주엽(juyeop@kw.ac.kr)

태양광 모듈의 출력특성 곡선이며, 그림 1의 (b)는 온도에 따른 태양광 모듈의 출력특성 곡선이다. 이와 같이 외부변화에 따라서 최대 전력 동작점 또한 달라지기 때문에 태양광 시스템이 최대 전력 동작점에서 운전되기 위해서는 태양 전지의 MPPT (Maximum Power Point Tracking) 알고리즘에 의해서 운영되어야 하고, 태양 전지 제어기는 이러한 변화에 따라 능동적으로 최대 전력을 추적할 수 있도록 디자인되어야 한다. 결국 계통연계형 인버터를 사용하는 태양광 시스템에서 이러한 태양 전지 출력의 변화는 계통 출력의 외란으로 발생한다.

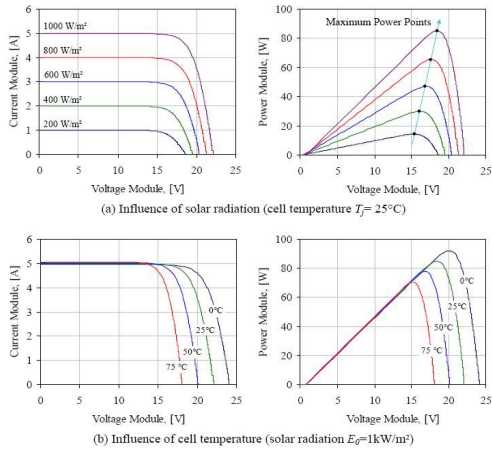


그림 1. 태양광 모듈의 출력 특성 곡선  
(a) 일사강도에 따른 출력 특성  
(b) 온도에 따른 출력 특성

태양광 시스템의 제어기는 부스트 컨버터의 듀티를 조정함으로써 MPPT를 조정하게 된다. 본 논문에서는 태양광 시스템용 부스트 컨버터의 입력측 커패시터와 기생저항을 고려하여 상태 공간 평균화 기법을 이용하여 모델링하고 이에 알맞은 디지털 제어기를 설계하고자 한다.

## 2. 시스템 모델링

비선형인 시스템을 선형적으로 해석하기 위하여 부스트 컨버터의 스위치인 IGBT의

동작에 따라 상태 공간 평균화 방법을 이용하여 시스템을 모델링하였다.

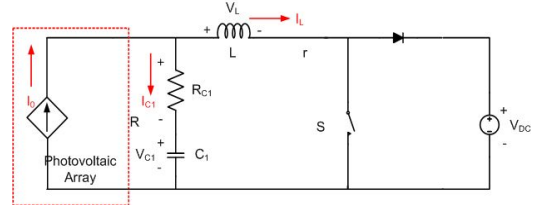


그림 2. 태양광 셀의 내부저항이 포함되지 않은 부스트 컨버터의 회로

태양광 셀의 회로는 그림 2와 같으며 회로의 상태 방정식은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다. 이 때 스위치가 온(Short) 되었을 때 회로의 방정식은 식 (2), (3)과 같으며 (1)과 같이 행렬식의 형태로 바꾸면 식 (4)와 같이 표현된다.

$$\dot{x}' = Ax + Bu \quad v_0 = Mx + Nu \quad (1)$$

$$x = \begin{bmatrix} V_C \\ I_L \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} V_{DC} \\ I \end{bmatrix} \quad x_1 = V_C, x_2 = I_L$$

$$L \frac{dI_L}{dt} = r_c C \frac{dV_C}{dt} + V_C \Rightarrow Lx_2' = r_c Cx_1' + x_1 \quad (2)$$

$$I_o = I_L + C \frac{dV_C}{dt} \Rightarrow I_o = x_2 + Cx_1' \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & \frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\therefore A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & \frac{r_c}{L} \end{bmatrix}$$

마찬가지로 스위치가 오프(Open) 되었을 때 회로의 행렬식은 식 (5)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ I_o \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\therefore A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{r_c}{L} \end{bmatrix}$$

스위치의 동작에 따른 행렬과 미소 변동분을 고려하기 위해 식 (1)에서 행렬들은 다음과 같이 정의할 수 있으며 각각의 변수는 정상상태성분과 미소 변동분으로 나누어 정리하면 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}' &= A\hat{x} + B\hat{u} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \\ \hat{v}_0' &= M\hat{x} + N\hat{u} + [(M_1 - M_2)X + (N_1 - N_2)U]\hat{d} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\therefore A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r_c}{L} \end{bmatrix}$$

$$(sI - A)^{-1} = \frac{1}{s^2 + \frac{r_c}{L}s + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} s + \frac{r_c}{L} - \frac{1}{C} & \\ \frac{1}{L} & s \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{D'}{L} & \frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \quad B_1 - B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}$$

위의 식들을 토대로 정상상태 동작점에서 소신호 블록도는 그림 3과 같이 표현이 가능하다.

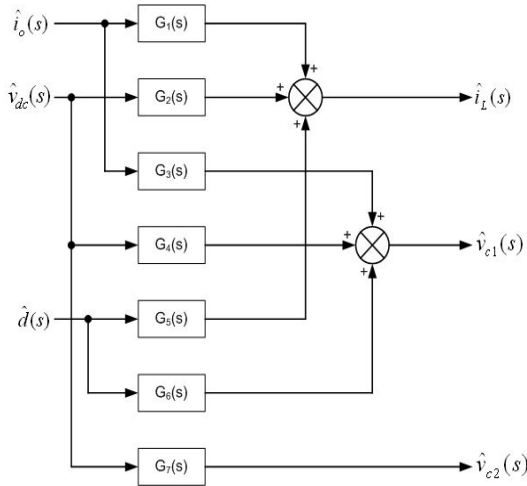


그림 3. 태양광 셀의 내부저항이 포함되지 않은 부스트 컨버터의 소신호 블록도

이 때 상태방정식은 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1(s) \\ x_2(s) \end{bmatrix} &= \frac{1}{s^2 + \frac{r_c}{L}s + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} s + \frac{r_c}{L} - \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{D'}{L} & \frac{r_c}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC}(s) \\ I_o(s) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{s^2 + \frac{r_c}{L}s + \frac{1}{LC}} \begin{bmatrix} s + \frac{r_c}{L} - \frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DC} \\ I_o \end{bmatrix} d(s) \end{aligned} \quad (7)$$

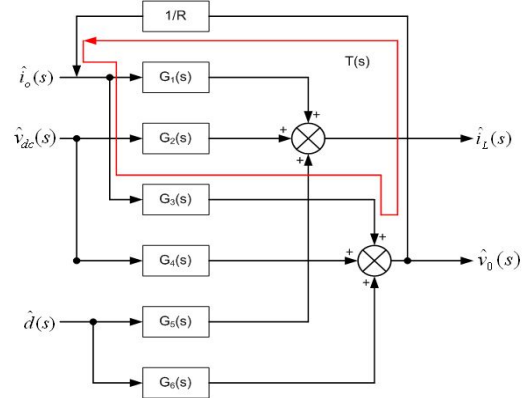


그림 4. 태양광 셀의 내부저항이 포함된 부스트 컨버터의 소신호 블록도

그러나 태양 전지는 비선형 소스원이므로 그림 2의 입력 전류와 전압을 고려하여 태양 전지를 모델에 연결할 경우, 저항의 관계로 입출력이 연결되어 폐루프가 형성되게 된다. 따라서 태양전지의 내부저항을 고려하면 모델의 개루프 전달함수는 식 (8)과 같이 변경되며 소신호 블록도는 그림 4와 같다.

표 1의 한 운전점에서의 파라미터이다.

표 1. 부스트 컨버터의 파라미터

구분	기호	파라미터값
Array 입력전압	Vin	150[V]
Converter 출력전압	VDC	380[V]
스위칭 주파수	fs	10[kHz]
인덕터	L	0.5[mH]
인덕터 내부저항	RL	0.05[Ω]
Array측 커패시터	C1	470[μF]
커패시터 내부저항	RC1	0.09[Ω]
출력측 커패시터	C2	2350[μF]
커패시터 내부저항	RC2	0.03[Ω]
Array 내부저항	RPV	1[Ω]

$$\begin{aligned}
 \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_{DC}(s)} &= \frac{G_4(s)}{1+T(s)} = \frac{G_4(s)}{1+\frac{G_3(s)}{R}} = \frac{R \frac{D(1+sCr_c)}{\Delta}}{R+\frac{sL(1+sCr_c)}{\Delta}} \\
 &= \frac{D'(1+sCr_c)}{LC\left(1+\frac{r_c}{R}\right)s^2+\left(Cr_c+\frac{L}{R}\right)s+1} \\
 \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} &= \frac{G_6(s)}{1+T(s)} = \frac{G_6(s)}{1+\frac{G_3(s)}{R}} = \frac{R \frac{-V_{DC}(1+sCr_c)}{\Delta}}{R+\frac{sL(1+sCr_c)}{\Delta}} \\
 &= \frac{-V_{DC}(1+sCr_c)}{LC\left(1+\frac{r_c}{R}\right)s^2+\left(Cr_c+\frac{L}{R}\right)s+1} \\
 \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{v}_{DC}(s)} &= G_2(s) - \frac{G_1(s)G_4(s)}{R(1+T(s))} = G_2(s) - \frac{G_1(s)G_4(s)}{R+G_3(s)} \\
 &= -\frac{D'}{R} \frac{1+sC(R+r_c)}{LC\left(1+\frac{r_c}{R}\right)s^2+\left(Cr_c+\frac{L}{R}\right)s+1} \\
 \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} &= G_5(s) - \frac{G_1(s)G_6(s)}{R(1+T(s))} = G_5(s) - \frac{G_1(s)G_6(s)}{R+G_3(s)} \\
 &= \frac{V_{DC}}{R} \frac{1+sC(R+r_c)}{LC\left(1+\frac{r_c}{R}\right)s^2+\left(Cr_c+\frac{L}{R}\right)s+1}
 \end{aligned}$$

(8)

### 3. 제어기 설계

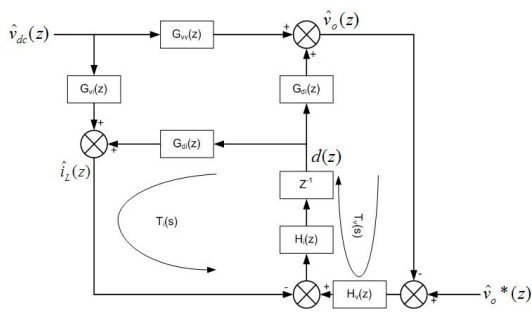


그림 5. 태양광 부스트 컨버터의 디지털 페루프 제어 블록도

그림 4의 전달함수 제어 블록도에서 제어를 위해 디지털 피드백 시스템을 구성하면 그림 5와 같다.

디지털 제어기는 아날로그 제어기와 전력변환 회로부는 동일하나, 제어부에서 연속신호를

이산신호로 변환하여 프로그래밍을 한다. 이 때 아날로그 제어기와는 다르게 샘플링에 의해 제어기 설계 시 루프게인에 영향을 주게 된다.

### 3.1 디지털 전류제어기 설계

그림 6은 아날로그와 디지털로 변환된 전류제어전달함수(Gdi)의 보데선도이다.

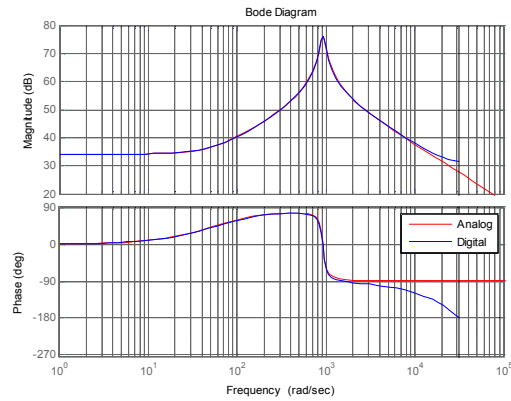


그림 6. 전류제어 전달함수 (실선 : 아날로그시스템, 파선 : 디지털시스템)

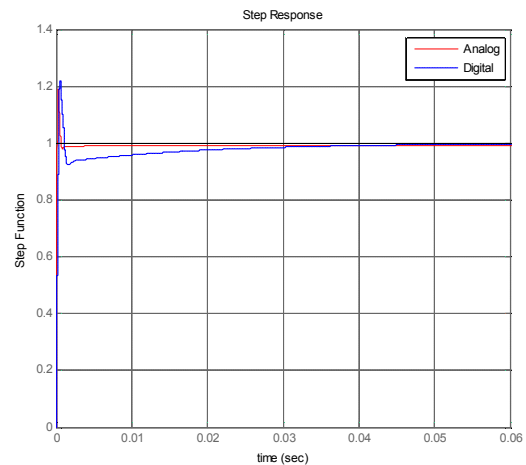


그림 7. 전류제어 단위계단응답 (실선 : 아날로그시스템, 파선 : 디지털시스템)

그림 6에서와 같이 낮은 주파수 영역에서의 차이는 없으나 이산시간 영역에서는 샘플링 주파수 근처에서 위상의 감소가 일어난다.

따라서 디지털 제어기의 경우 감도 특성이 좋기 때문에 위상마진을 작게 가져가면 이와 같은 단점을 극복할 수 있다. 그림 7은 아날로그 전류제어기와 디지털 전류제어기의 단위계단응답이다. 식 (9)와 (10)은 아날로그와 디지털제어기의 전달함수이다.

$$H_i(s) = \frac{0.01525s + 84.74}{s} \quad (9)$$

$$H_i(z) = \frac{0.007074z - 0.0056}{z - 1} \quad (10)$$

### 3.2 전압제어기 설계

전압 제어기는 전류 제어기와 마찬가지로  $Gdv(z)$ 와  $Hv(z)$ ,  $Z^{-1}$ 의 곱으로 표현된다.

그림 8은 전압 제어 루프의 보데선도이다. 그림 9는 이를 스텝응답의 변화로 본 것이며 보데선도에서 보듯이 위상 이득이 낮게 설정되었기 때문에 시스템은 큰 오버슈트를 가지며 다소 늦게 수렴이 되는 것을 볼 수 있다. 식 (11), (12)는 각각 전압제어기의 아날로그와 디지털제어기의 전달함수이다.

$$H_v(s) = \frac{-0.4s - 4}{s} \quad (11)$$

$$H_v(z) = \frac{-0.2z + 0.1998}{z} \quad (12)$$

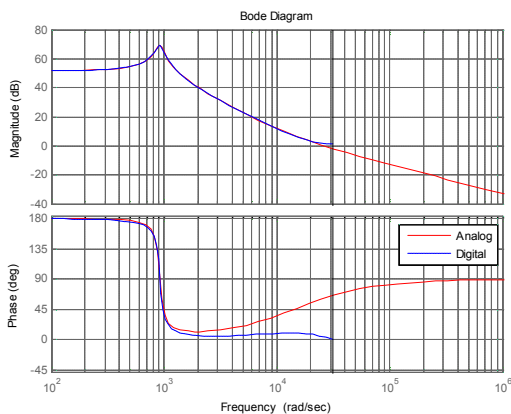


그림 8. 전압제어 보데선도  
(실선 : 아날로그시스템, 파선 : 디지털시스템)

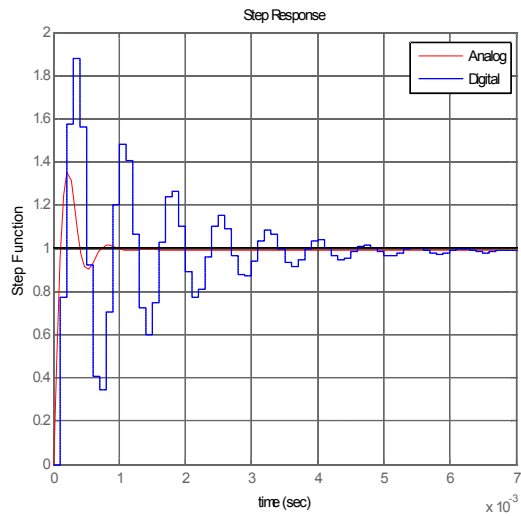


그림 9. 전압제어 단위계단응답  
(실선 : 아날로그시스템, 파선 : 디지털시스템)

## 4. 결 론

본 논문에서는 태양광용 부스트 컨버터를 모델링하고 이를 전달함수의 관점에서 분석하였다. 시스템의 전달함수로 아날로그 제어기와 디지털 제어기를 설계해 보았다.

제어기의 결과는 각각 아날로그 제어기와 디지털 제어기의 보데선도와 단위계단응답 특성으로 나타난다. 아날로그 제어기와 디지털 제어기의 형태는 비슷하지만 디지털 제어에서 더 빠른 퍼포먼스를 보여준다. 물론 개인에 따라 혹은 제어기 형태에 따라 퍼포먼스는 더 달라질 수 있다고 본다.

그러나 MCU의 발달과 소프트웨어적 구현으로 디지털 제어가 가능하게 되어 디지털 제어기의 구현이 더 좋은 성능을 올릴 수 있을 것으로 사료된다.

## 후 기

이 논문은 2009년도 광운대학교 교내학술연구비와 2010년 대구경북과학기술원 일반사업연구비 지원에 의해 연구되었음.

### 참 고 문 헌

1. 채수용, 병렬-직렬 구조를 이용한 고효율 통합형 AC-DC 컨버터의 해석 및 설계, 2009.8
2. 배현수, 전력변환 시스템의 디지털 제어기 법에 관한 연구, 2009.8
3. Gene F. Franklin, J David Powell, Abbas Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems 5th Edition, Pearson Education
4. Hugh F. Vanlandingham, Introduction to Digital Control Systems, Macmillan
5. 임지훈, 최주엽, 송승호, 최익, 정승환, 안진웅, 이동하, 태양광용 부스트 컨버터의 간략화 모델링과 제어기 설계, 2010 한국태양에너지학회 춘계학술발표대회 논문집, 2010. 4, pp. 311~316