

## 태양광용 부스트 컨버터의 디지털 전압모드제어기 설계

\*이 성훈<sup>1)</sup>, 이 기옥<sup>2)</sup>, 최 주엽<sup>3)</sup>, 송 승호<sup>4)</sup>, \*\*최 익<sup>5)</sup>

### Design of Digital Voltage Mode Controller for Boost Converter in the PV system

\*Seonghun Lee, Kiok Lee, Juyeop Choi, Seungho Song, \*\*Ick Choy

**Key words** : Converter(전력변환장치), Small Signal Model(소신호 모델링), K-Factor Approach Method(K-변수 접근 기법), Digital Voltage Mode Controller(디지털 전압 모드 제어기)

**Abstract** : In this paper, A Digital Voltage Mode Controller is designed for the Photovoltaic power converter applications. The designed Digital Voltage Mode Controller is derived analytically from the continuous time small signal model of the boost converter. Due to the small signal model based derivations of the control law, the designed control method can be applicable to K-factor Approach method and bilinear transformation. In order to show the usefulness of a designed controller, and the simulation results are verified.

#### Nomenclature

$\tilde{v}_o$  : small perturbations in the output voltage  
 $\theta_{pm}$  : phase margins  
 $T_c(s)$  : transfer function of compensated error amplifier

#### subscrip

$ESR$  : equivalent series resistance

### 1. 서론

이 논문은 3kw급 계통연계형 태양광 PCS(전력 변환장치)에서 일반적으로 사용되는 부스트 컨버터에 대하여 소신호 모델링으로 동특성을 해석하고 이를 바탕으로 K-Factor Approach Method를 이용하여 아날로그 제어기를 설계하였다.

설계한 아날로그 제어기는 Bilinear-Transformation의 변환을 이용하여 디지털로 변환하였고, 이 방법을 통해 디지털 제어기의 체계적인 설계방법을 제시하려고 한다.

계통연계형 태양광발전용 PCS의 구성은 부스트 컨버터와 DC/AC 인버터로 구성되며, 부스트 컨버터의 소자에 대하여 ESR을 고려해서 나타내

면 그림 1과 같으며, 컨버터 정격을 3kw기준으로 한 전기적 사양은 표 1과 같다.<sup>3)</sup>

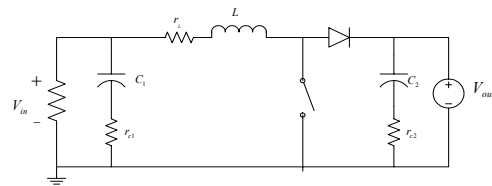


Fig. 1 Boost Converter including equivalent series resistance

- 1) 광운대 전기공학과 석사과정  
E-mail : lsh9293@kw.ac.kr  
Tel : (02)940-5146 Fax : (02)941-7195
- 2) 광운대 전기공학과 박사과정  
E-mail : skalrl@kier.re.kr  
Tel : (02)940-5146 Fax : (02)941-7195
- 3) 광운대 전기공학과 정교수  
E-mail : juyeop@kw.ac.kr  
Tel : (02)940-5143 Fax : (02)941-7195
- 4) 광운대 전기공학과 부교수  
E-mail : ssh@kier.re.kr  
Tel : (02)940-5762 Fax : (02)941-7195
- 5) 광운대 전기공학과 정교수  
E-mail : ickchoy@kw.ac.kr  
Tel : (02)940-5157 Fax : (02)941-7195

본 시스템은 부스트 컨버터에 대한 해석과 특성을 파악하기 위한 것이므로 태양광 PCS 출력부인 인버터 및 계통은 전압원으로 등가화 하였다.

Table 1 boost converter system parameter

입력전압	0-500[V]
출력전압	380[V]
부하저항	3[kW], 20.83[Ω]
출력전류	7.89[A]
인덕터	1.2[mH], ESR:0.05[Ω]
커패시터	In:780[μF], ESR:0.09[Ω] Out:2730[μF], ESR:0.03[Ω]
스위칭주파수	10[kHz]
Duty	0-0.52

## 2. 상태 평균화 기법을 이용한 Boost Converter Modelling

커패시터와 인덕터의 ESR를 포함하여 전달함수를 구하고 상태 평균화 기법을 이용하여 컨버터의 시스템을 모델링하였다. 일반적인 DC/DC 컨버터의 전달함수를 블록화 하면 Fig 2와 같이 나타낼수 있다.

오차 증폭기 및 비교기는 DC/DC 컨버터의 제어 전달 함수와 함께 폐루프로 구성되며, 출력 전압의 레귤레이션과 빠른 응답 특성을 얻기 위해서 부궤환 제어 루프의 설계가 필요하다. 오차증폭기와 제어기, 그리고 제어전달함수가 포함된 루프이득은 아래의 식 (1)과 같다.

$$T(s) = G_d(s) \cdot A(s) \cdot \frac{1}{V_m} \quad (1)$$

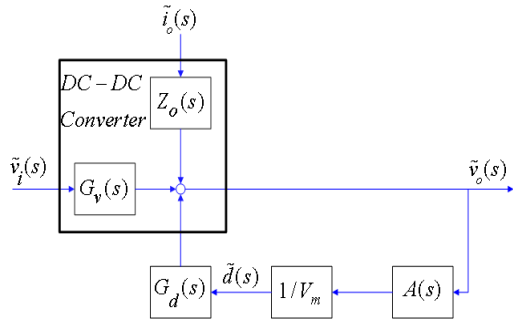


Fig. 2 DC-DC converter control block

위에서 보여진 회로들을 상태평균화 방법을 사용하여 모델링하면  $\tilde{v}_i/\tilde{d}(s)$ 의  $\tilde{v}_i$ 과  $\tilde{d}$ 는 각각의 정상상태 직류 동작값  $V_i$ 와  $D$ 를 중심으로 한 입력 전압  $v_i$ 와 스위치 듀티비  $d$ 의 미소 외란을 표시한다.  $\tilde{v}_i/\tilde{d}(s)$  전달함수를 구하는 방법에는 여러 가지 등이 있으나 여기서는 식을 유도하고 이를 통해 특성을 분석하였다.<sup>2)</sup>

기생저항을 포함한 Boost Converter에서도 상태 평균화 방법을 이용하는 방법은 동일하다. Fig 3.(b)에서 각 변수에 대한 상태 방정식은 다음과 같다.<sup>1)</sup>

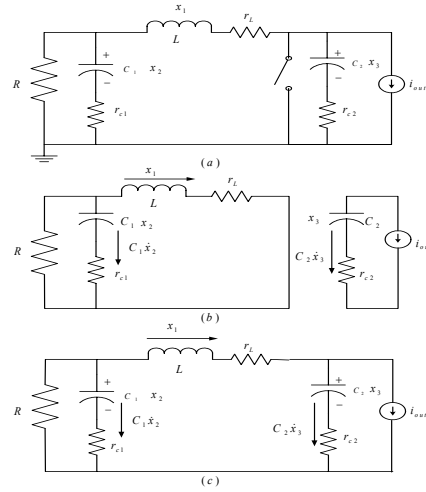


Fig. 3. Boost Converter including ESR

- (a) 일반적인 회로도
- (b) 스위치가 on 되었을 때의 회로도
- (c) 스위치가 off 되었을 때의 회로도

위의 회로를 대입하여 정리하면,

$$\frac{\tilde{v}_i(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{as^2 + bs + c}{ds^3 + es^2 + fs + g} \quad (2)$$

$$a = \frac{-r_l r_{cl} r_{c1} - r_{cl}^2 r_L}{L(R - r_{cl})} x_1 + \frac{r_{c1}}{L} x_3 - \frac{r_{cl} r_{c2}}{L} i_{out}$$

$$b = \frac{r_l r_{cl} r_{c2} + r_{cl}^2 r_L}{LC_1(R - r_{cl})^2} x_1 - \frac{r_{cl} x_3}{LC_1(R - r_{cl})} + \frac{r_{cl} r_{c2}}{LC_1(R - r_{cl})} i_{out} + \frac{-r_{cl}(1-D)}{LC_1(R - r_{cl})} x_1 - \frac{Rr_l r_{c2} + Rr_l r_{cl}}{LC_1(R - r_{cl})^2} x_1 + \frac{r_{c2}}{LC_1(R - r_{cl})} i_{out} \quad (3)$$

$$+ \frac{R x_3}{LC_1(R - r_{cl})}$$

$$c = \frac{r_{cl}(1-D)x_1 - (1-D)R x_1}{Lc_1 C_2 (R - r_{cl})}, d = 1$$

$$e = \frac{Rr_L - r_{cl} r_L + Rr_{cl} + DRr_{c2} + Dr_{cl} r_{c2}}{L(R - r_{cl})} - \frac{1}{C_1 (R - r_{cl})^2}$$

$$f = \frac{Rr_L - r_l r_{cl} + Rr_{cl} + DRr_{c2} + Dr_{cl} r_{c2}}{LC_1 (R - r_{cl})^2} + \frac{(1-D)^2}{LC_2}$$

$$+ \frac{R^2}{LC_1 (R - r_{cl})^2}, R = -\frac{(1-D)^2}{LC_1 C_2 (R - r_{cl})}$$

의 계수를 갖는  $\frac{2차}{3차}$ 의 전달함수의 꼴로 나타내게 된다.

1장의 전달함수에 표 1의 소자 값을 대입하여 Bode Plot을 그리면 다음과 같다.

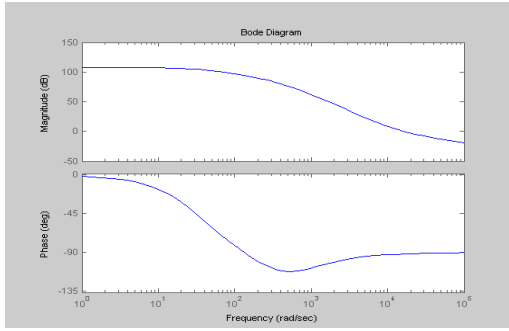


Fig. 4. State Space Averaging using by Boost Converter Bode Plot including ESR

### 3. 제어기 설계

#### 3.1 K factor approach를 이용한 제어기 설계

안정성을 고려한 제어기 설계의 기준은 아래와 같다.

1) 출력 전압의 정류 오차를 줄이기 위해 DC에서의 이득이 커야 한다. : 원점에 극점이 있도록 한다.

2) 안정한 위상여유를 얻기 위해서 0[dB]를 통과하는 이득의 기울기를 -20[dB/dec]로 한다. : 0[dB]의 이득에서 위상이 -90도에 근접한다.

3) 이득이 0[dB]를 통과하는 주파수를 교차주파수를  $f_c$ 라 할 때, 샘플링 이론에 의하면

$$f_c > \frac{f_s}{2} \text{ 이면, 입력이 출력에 전달되지 못하고,}$$

$$f_c > \frac{f_s}{2\pi D} \text{ 이면, 시스템이 불안정하다.}$$

이를 근거로  $f_c$ 를 스위칭 주파수의 1/4~1/5로 선택한다.

4) 좋은 과도 특성을 얻기 위해서 위상 여유를 45~60도 정도로 한다.

$$G_d(s) = \frac{kc}{s} \frac{(1+s/\omega_z)^2}{(1+s/\omega_p)^2} \quad (4)$$

#### 3.2 Bilinear Transformation을 이용한 디지털 변환

위의 3.1절에서 유도한 아날로그 제어기 인  $G_d(s)$ 를 Bilinear- Transformation의 변환을 이용하여 사용하여 이산시간계로 변환 할 수 있는데, 이산시간계의 디지털 제어기는 식 (5)과 같다.

$$s = 2f_s \frac{z-1}{z+1} \quad (5)$$

#### 3.3 Simulation

지금까지의 계산을 통하여 설계한 디지털 제어기의 타당성을 확인하기 위하여 Psim을 이용한 시

플레이션을 하였다. 제어기가 포함된 DC/DC 부스트 컨버터의 회로는 Fig. 5와 같다.

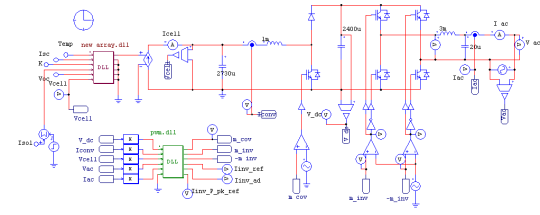


Fig. 5 Digital Voltage mode Control for Psim simulation Block

제어기의 신뢰성을 판단하기 위해서 기준전압 변동 및 부하저항 변동에 따른 전압 응답을 확인하였다. Fig. 6에는 부하저항이 20.83Ω에 41.66Ω으로 50%변동될 때의 아날로그와 디지털 제어기 출력 전압 및 전류의 파형을 나타냈었으며, Fig. 7에는 기준전압이 320V에서 310V로 변동될 때 입력 전압, 전류의 응답 파형이다.

아날로그 전압모드제어와 디지털 전압모드제어를 적용한 경우의 동작 특성을 확인하기 위한 비교 결과를 나타내었다. 본 논문에서 설계한 디지털 제어기는 Fig. 6에서와 같이 부하변동에 의한 응답 특성은 아날로그 제어기보다 오버슈트 현상과 진동이 줄어든 것을 볼 수 있으며, Fig. 7과 같이 기준전압 변동에서는 아날로그 제어기보다 디지털 제어기의 오버슈트 크기가 3V정도 큰 것으로 나타났다. 하지만 이러한 응답의 특성차이는 미약한 수준으로 거의 무시할 수 있으며, 응답 특성은 같은 것으로 판단할 수 있다. 더구나 계통연계형 태양광 PCS는 고속 DSP를 이용한 제어시스템으로 구현이 되므로 아날로그 제어기 보다 논문에서 유도한 디지털 제어기의 구현이 더 용이한 점이 있으므로 이 디지털 변환된 제어기의 활용도가 높다고 볼 수 있다.<sup>4)</sup>

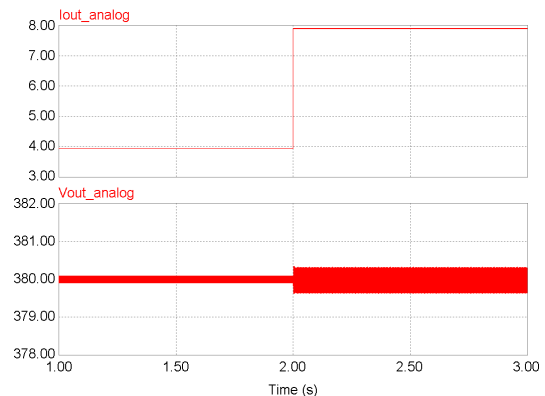


Fig. 6 (a) Road Changes to Analog Controller Voltage ,Current Response

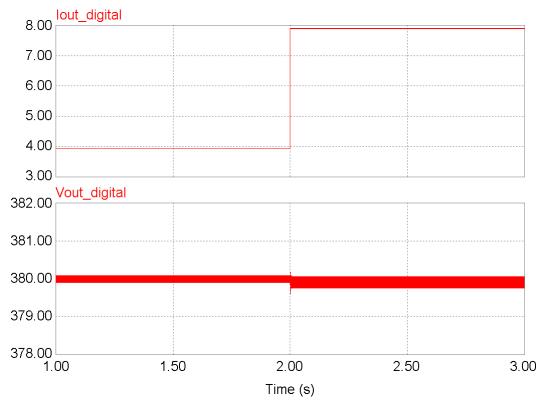


Fig. 6 (b) Road Changes to Digital Controller Voltage ,Current Response

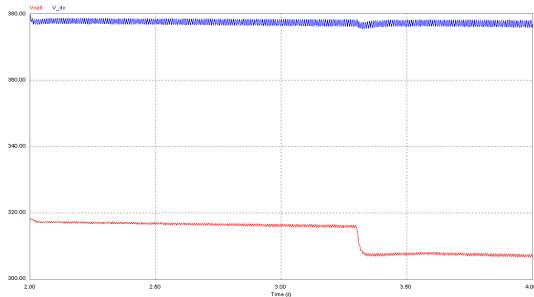


Fig. 7 VRef Changes to Digital Controller Voltage Response

#### 4. 결론

본 논문에서는 소신호 모델을 이용하여 디지털 전압모드제어기를 설계하였다.

상태 공간 평균화 기법을 적용한 컨버터의 소신호 모델을 활용하였으며, 이 소신호 모델을 바탕으로 부스트 컨버터에 적용 가능한 디지털 제어기를 설계하였다. 특히, 3kw급 태양광 계통연계형 PCS의 입력 측에 쓰이는 부스트 컨버터에 대해서 설계된 제어기의 제어특성을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 일반적으로 아날로그 전압모드제어기를 적용한 컨버터의 부하변동 및 기준전압 변동에 대한 우수한 응답 특성을 디지털 전압모드제어기를 적용한 컨버터에서도 기대할 수 있음을 확인하였다.

#### 후 기

이 논문은 2007학년도 광운대학교 교내연구비 지원에 의하여 연구되었음.

#### References

[1] Ned Mohan, Tore M. Undekand, W.P. Robbins, "Power Electronics: Converter, Application, and Design", John Wiley,

pp. 322~336.

[2] 김희중 “스위칭 전원의 기본 설계” pp. 150~182.

[3] 최주엽 외 “입력 커패시턴스를 고려한 태양광용 부스트 컨버터 모델링” 태양에너지학회, 학술발표대회논문집, 2005년, 06 pp. 31~40.

[4] 최현택, 여희주 “Automatic Control System Design”