

저역 통과 필터를 사용하는 P-type 전류모드제어의 샘플러 모델

정영석[†]

Sampler Model of P-type Current Mode Control Utilizing Low Pass Filter

Young-Seok Jung[†]

Abstract - In this paper, a sampler model for the P-type current mode control employing low pass filter is proposed. Even though the frequency response of the compensator used in a P-type current mode control employing low pass filter is similar to that of P-type compensator, the sampler model has to be obtained from the method used in PI-type current mode control. In order to show the usefulness of the proposed method, prediction results of the proposed model are compared to those from the circuit level simulator, PSIM.

Keywords: P-type current mode control, low pass filter, sampling effect, sampler model

1. 서 론

전류모드제어는 전류제어를 포함하는 여러 응용에서 많이 이용되고 있다.^{[1]-[3]} 특히 1990년대 초에 소개된 전류의 평균값을 제어하는 평균전류모드제어는 전류의 최대값을 제어하는 최대전류모드제어에 비해 전류루프의 안정화를 위한 외부 신호가 필요 없고, 저주파수 영역에서의 전류 루프 이득이 크고, 노이즈에 대한 강인한 특성이 있어 그 응용분야가 넓은 편이다. 평균전류모드제어기는 PI-type의 제어기를 사용하여 저주파수 영역의 제어기 이득을 극대화하여 전류의 평균값을 원하는 값으로 제어할 수 있다. 하지만 적절하지 않은 제어기 설계는 불안정한 제어특성을 만들기도 한다. 샘플링 효과를 고려한 모델은 이런 불안정한 제어특성을 해석적으로 이해할 수 있도록 도움을 주었다.^{[4]-[6]}

P-type 전류모드제어기는 비록 저주파수 영역에서의 이득이 크지 않아 전류의 평균값을 원하는 값으로 제어하기 어렵지만 전류루프는 항상 안정적인 동작이 가능하도록 할 수 있는 잇점이 있다. 이전 연구에서 P-type 전류모드제어에 대한 샘플링효과를 고려한 모델을 구하였고 구한 모델을 이용하여 전류제어루프의 안정성을

보였다. 여기서 구한 샘플러 모델은 기존의 PI-type 전류모드제어에서 구한 것과는 다른 모델이 필요함을 제시된 바 있다.^[7] 하지만 P-type 전류모드제어의 경우 전력 스위치의 동작에 의해 노이즈가 발생할 경우 오동작을 하게 될 가능성이 있으므로 저주파 통과필터를 사용할 필요가 있다. 스위칭 노이즈 저감을 위해 사용되는 저역 통과 필터의 차단주파수는 스위칭 주파수보다 높은 것을 사용하므로 스위칭 주파수보다 낮은 영역에서의 제어기의 주파수 특성은 기존의 P-type 전류모드제어와 유사하여, 샘플러 모델도 기존의 P-type 전류모드제어와 유사할 것으로 기대할 수 있다.

본 논문에서는 스위칭 노이즈 저감을 위해 저주파 통과 필터를 이용한 P-type 전류모드제어에서의 샘플링효과를 고려한 샘플러 모델을 구하였다. 구한 샘플러 모델은 기대와 다르게 P-type 전류모드제어에서 구한 것이 아닌 PI-type 전류모드제어에서 구한 것과 같음을 보인다. 제시한 샘플러 모델의 특성을 확인하기 위해 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

2. 저역통과필터를 포함한 P-type 전류모드제어와 PWM 변조이득

저역통과필터를 포함한 P-type 전류모드제어 방식을 적용한 벡 컨버터를 그림 1에 나타내었다. 기존의 P-type 전류모드제어와 다른 점은 보상기에 커패시터

Paper number: TKPE-2012-17-5-2 ISSN: 1229-2214
[†]Corresponding author: yousjung@pknu.ac.kr, Dept. of Mechanical & Automotive Eng., Pukyong Nat'l Univ.
 Tel: +82-51-629-6165 Fax: +82-51-629-6150
 Manuscript received June 25, 2012; accepted July 16, 2012

(C_p)를 이용하여 저역통과필터를 구성한 것이다. 저역 통과 필터의 차단 주파수는 $\omega_o = 1/(R_f C_p)$ 이다. 보상기는 1개의 극점을 가지며, 보상기 전달함수는 다음과 같다.

$$H_c(s) = \frac{R_f}{R_i(1+s/\omega_o)} \quad (1)$$

그림 2에는 보상기 출력으로부터 시비율(d)을 얻기 위한 PWM 신호 발생과정을 보여주고 있다. 보상기 출력의 작은 변동분에 대한 시비율의 변동량을 구하는 변조 이득(F_m)은 이 그림으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_d} = \frac{1}{(M_c + M_1)T_s} \quad (2)$$

여기서 M_c 는 삼각파 기울기로서 $M_c = V_m/T_s$ 이며, M_1 은 PWM 발생을 위해 사용된 삼각파 신호(v_m)와 보상기 출력(v_d)이 만날 때의 기울기이다. 기울기 M_1 을 구하기 위한 보상기에서의 관계식은 다음과 같다.

$$C \frac{dv_d}{dt} + \frac{v_d}{R_f} = \frac{i_c}{R_f} - \frac{i_c - R_s i_L}{R_i} \quad (3)$$

정상상태에서 보상기 출력전압과 인덕터 전류에 평균 값과 맥동성분을 $v_d = V_d + \tilde{v}_d$, $i_L = \bar{I}_L + \tilde{i}_L$ 와 같이 고려하고, 전류명령의 맥동성분은 없는 것을 가정하면 식 (3)을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C \frac{d\tilde{v}_d}{dt} + \frac{\tilde{v}_d}{R_f} = \frac{R_s}{R_i} \tilde{i}_L \quad (4)$$

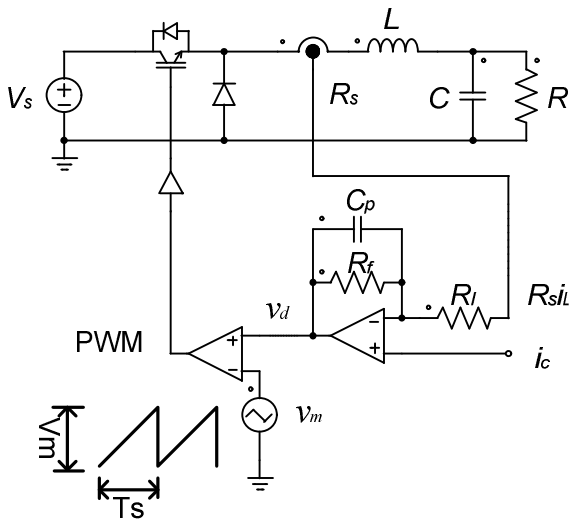


Fig. 1 Circuit diagram of a buck converter employing P-type current mode control using low pass filter

여기서 인덕터 전류의 맥동성분 \tilde{i}_L 은 다음과 같다.

$$\tilde{i}_L(t) = M_r t - \frac{I_{PP}}{2}, \quad \text{for } 0 \leq t \leq DT_s \quad (5)$$

$$\tilde{i}_L(t') = -M_f t' + \frac{I_{PP}}{2}, \quad \text{for } DT_s \leq t \leq T_s$$

여기서 $t' = t - DT_s$ 이며, I_{PP} 는 인덕터 리플 전류로서, $I_{PP} = M_r DT_s$ 이며 M_r 과 M_f 는 각각 인덕터 전류의 상승 및 하강 기울기의 절대값이다. 시간구간 $0 \leq t \leq DT_s$ 에서의 보상기 출력을 v_{d0} 로, 시간구간 $DT_s \leq t \leq T_s$ 에서의 보상기 출력을 v_{d1} 로 하여 식 (4)를 라플라스 변환하면 다음과 같다.

$$V_{d0}(s) = \frac{R_f}{R_i} \frac{R_s}{(1+s/\omega_o)} \left(\frac{v_{d0}(0)}{s+\omega_o} + \frac{M_r}{s^2} - \frac{I_{PP}}{2s} \right) \quad (6)$$

$$V_{d1}(s) = \frac{R_f}{R_i} \frac{R_s}{(1+s/\omega_o)} \left(\frac{v_{d1}(0)}{s+\omega_o} - \frac{M_f}{s^2} + \frac{I_{PP}}{2s} \right) \quad (7)$$

식 (6)와 (7)를 라플라스 역변환하고, 다음과 같은 초기 조건을 적용하여

$$v_{d0}(0) = v_{d1}((1-D)T_s) \quad (8)$$

$$v_{d0}(DT_s) = v_{d1}(0)$$

정리하고 다음 식을 이용하면 기울기 M_1 을 구할 수 있다.

$$M_1 = \left. \frac{dv_{d0}(t)}{dt} \right|_{t=DT_s} \quad (9)$$

표 1에 위에서 구한 PWM 변조 이득을 나타내었다.

3. 샘플러 모델

PI-type 전류모드제어와 P-type 전류모드제어에서의 샘플러 모델은 이미 제시된 바 있다. 그림 3에 각 경우

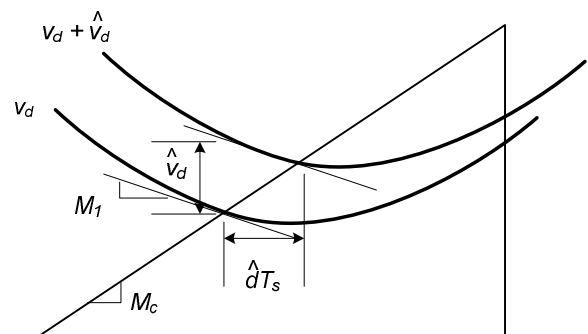


Fig. 2 Waveforms of PWM modulator

에 대한 샘플러 모델을 얻기 위한 블록도를 나타내었다. 두 블록도의 가장 큰 차이점은 보상기 전달함수와 샘플러 모델에서 상수이득 T_s 와 영차 홀더(ZOH)를 사용하는 것이다. P-type 보상기에 스위칭 노이즈 저감을 위해 저역통과필터를 포함하는 경우 스위칭 주파수의 1/2 이하의 주파수 영역에서 보상기의 주파수 특성은 P-type 보상기와 유사하다. 이에 샘플러 모델도 P-type 전류모드 제어와 유사한 방법으로 구할 수 있으나, 본 논문에서는 예상과 다른 결과를 얻음을 제시한다. 두가지 경우에 대한 샘플러 모델은 아래와 같이 구할 수 있다.

PI-type 전류모드제어의 경우:

$$H_s(s) = \frac{1}{1 + R_s F_m T_s [H_c(s) G(s)]^* - R_s F_m H_c(s) G(s)} \quad (10)$$

P-type 전류모드제어의 경우:

$$H_s(s) = \frac{1}{1 + R_s F_m \left[\frac{(1 - e^{-sT_s})}{s} H_c(s) G(s) \right]^* - R_s F_m H_c(s) G(s)} \quad (11)$$

여기서 전력단 모델 $G(s)$ 는 전류응답이 짧은 시간(몇 스위칭 주기)동안에 이루어지므로 이 시간동안 출력측 커패시터 전압의 변동은 거의 무시 가능하다는 조건에 따라 다음과 같으며,

$$G(s) = \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{M_r + M_f}{s} \quad (12)$$

P-type 전류모드제어에서 보상기 전달함수 $H_c(s) = K_c$ 로 상수값이다. 표 2에 나타낸 파라미터를 사용하는 저역통과필터는 스위칭 주파수(20kHz)의 1/2 주파수 범위 내에서 P-type 보상기만을 사용한 경우와 유사한 응답 특성을 보인다. 가장 오차가 큰 10kHz에서 크기응답은 4.59%, 위상응답은 17.44도의 차이를 보인다.

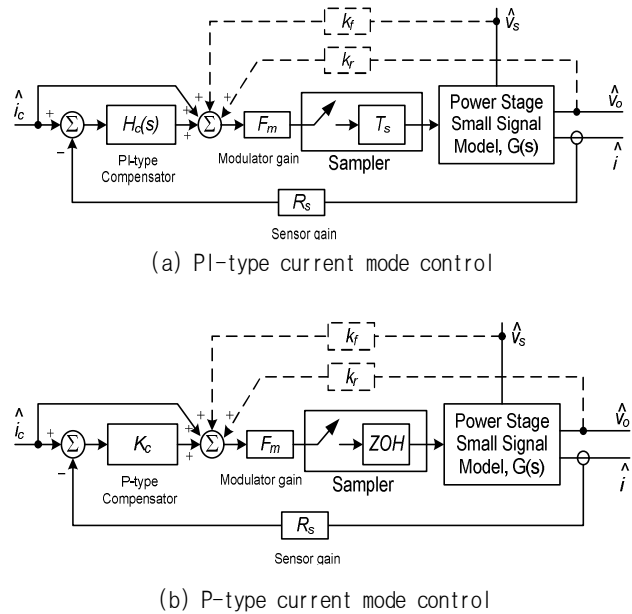


Fig. 3 Block diagram of current mode control employing sampling effect^[7]

4. 모델 검증

저역통과필터를 이용하는 P-type 전류모드제어에서의 샘플링 효과를 확인하기 위해 앞에서 구한 샘플러 모델을 적용한 전류루프 이득을 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 사용해 얻은 결과와 비교한다. 본 논문에서 사용한 컨버터 파라미터는 표 2에 정리하였다. 그림 4는 PSIM 시뮬레이션 결과, 평균화기법을 적용한 저주파수 모델 결과(low frequency model), 식 (10)과 식 (11)에 나타난 샘플러 이득을 사용한 경우의 전류루프 이득의 주파수 응답을 나타낸 것이다. 보상기로 저역통과 필터를 이용하는 경우 보상기의 주파수 응답이 P-type 보상기와 유사하지만, 샘플러 이득은 PI-type 전류모드제어에서 얻은 것과 같은 식 (10)을 사용할 경우가 보다 정확히 주파수 응답을 예측 가능함을 확인할 수 있다.

Table 1 PWM modulator gain of P-type current mode control using low pass filter

$$M_1 = \frac{dv_{d0}(t)}{dt} \Big|_{t=D T_s} = \frac{R_f R_s}{R_l} \left\{ M_r (1 - e^{-\omega_o D T_s}) - \frac{I_{pp}}{2} \omega_o e^{-\omega_o D T_s} \right\} - v_{d0}(0) \omega_o e^{-\omega_o D T_s}$$

$$v_{d0}(0) = \frac{R_s R_f}{R_l (1 - e^{-\omega_o T_s})} M_r \left(D T_s - \frac{1}{\omega_o} + \frac{e^{-\omega_o D T_s}}{\omega_o} \right) e^{-\omega_o (1-D) T_s} - \frac{R_s R_f}{R_l (1 - e^{-\omega_o T_s})} M_f \left((1-D) T_s - \frac{1}{\omega_o} + \frac{e^{-\omega_o (1-D) T_s}}{\omega_o} \right) + \frac{R_s R_f}{R_l (1 - e^{-\omega_o T_s})} \frac{I_{pp}}{2} (1 - 2e^{-\omega_o (1-D) T_s} + e^{-\omega_o T_s})$$

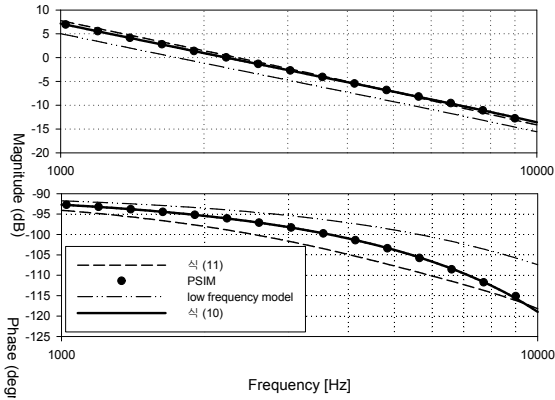


Fig. 4 Frequency response of the current loop gain

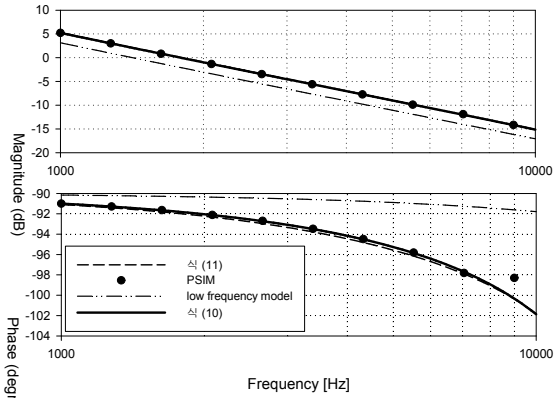


Fig. 5 Frequency response of the current loop gain for $C_p = 0.1nF$

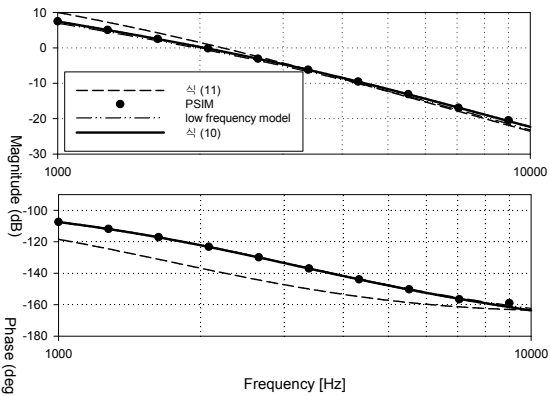


Fig. 6 Frequency response of the current loop gain for $C_p = 10nF$

그림 5와 6은 보상기에 사용된 커패시터(C_p)값을 바꾸었을 때 각 모델별 주파수응답 예측 결과를 나타내었다. 저역통과필터의 차단주파수를 높일 경우(그림 5) 저주파수 모델은 큰 오차를 보이나 다른 두 모델 즉 식 (10)과 (11)을 사용한 경우는 스위칭모델 예측결과와 상당히 유사한 예측 결과를 보인다. 그리고 차단주파수를

Table 2 Parameters and operating conditions of buck converter

PWM frequency f_s	20 [kHz]	
Filter inductance L	1000 [μH]	
Filter capacitance C	1000 [μF]	
Load resistance R	10 [Ω]	
Operating duty D	0.08	
Input voltage V_s	25 [V]	
Compensator	$R_f = 5 [k\Omega]$, $C_p = 1[nF]$, $R_f = 1[k\Omega]$	
Current sensing resistance R_s	0.2 [Ω]	
Peak value of ramp signal V_m	1.7 [V]	
PSIM	Time step	10 [nsec]
	AC sweep	0.001
	Amplitude	

낮출 경우 스위칭모델은 식 (10)을 사용한 경우 및 저주파수 모델을 사용한 경우와 상당히 유사하다. 어느 경우 이던지 식 (10)을 사용한 경우가 스위칭 모델의 예측 결과와 가장 근접한 결과를 보인다.

5. 결론

본 논문에서는 저역통과필터를 보상기로 이용하는 전류모드제어에서는 PI-type 전류모드제어 방식에서 구한 샘플러 이득을 사용할 경우 보다 정확히 전류루프이득을 예측 가능함을 보였다. 비록 저역통과필터의 주파수 특성이 스위칭 주파수의 1/2이하 영역에서 P-type 보상기와 유사하지만 샘플러 이득은 PI-type 보상기에서 구한 방식을 적용하는 것이 타당하다. 이를 확인하기 위해 상용 스위칭 기반 전력전자회로 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 결과와 비교하였다.

참고 문헌

- [1] Tan, F. D., and Middlebrook, R. D., "A Unified Model for Current-Programmed Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 10, No. 4, pp. 397-408, 1995.
- [2] Ridley, R. B., "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 271-280, 1991.
- [3] Tang, W., Lee, F. C., and Ridley, R. B., "Small-Signal Modeling of Average Current Mode Control," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 8, No. 2, pp. 112-119, 1993.
- [4] Sun, J., and Bass, R. M., "Modeling and Practical Design

- Issues for Average Current Control," *IEEE APEC Record*, pp. 980-986, 1999.
- [5] Suntio, T., Lempinen, J., Gadoura, I. and Zenger, K., "Dynamic Effects of Inductor Current Ripple in Average Current Mode Control," *IEEE PESC Conf Rec.*, pp. 1259-1264, 2001.
- [6] Jung, Y. S. and Youn, M. J., "Discrete-time small signal modelling of average current mode control," *Electronics Letter*, Vol. 36, No. 23, pp. 1908-1909, Nov. 2000.
- [7] Jung, Y. S., "Modeling of the Sampling Effect in the P-Type Average Current Mode Control," *Journal of Power Electronics*, Vol 11, No. 1, pp. 59-63, Jan. 2011.



정영석(丁永錫)

1970년 3월 15일생. 1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계자동차공학과 부교수.