

# 피크 전류-모드 제어를 사용하는 플라이백 컨버터의 정확한 모델링에 관한 연구

한 수 영, 박 현 서, 홍 성 수  
국민대학교 전력전자 연구소

## A Study on the Accurate Modeling of Flyback Converter Employing Peak Current-Mode Control

Su-Young Han, Hyun-Seo Park, Sung-Soo Hong  
Kookmin University Power Electronics Center

### ABSTRACT

본 논문에서는 피크 전류 모드 제어를 적용한 플라이백 컨버터의 정확한 Control to Output Transfer Function을 제시한다. 기존 저주파 극점만으로 간략화 된 모델은 실제 디스크리트 모델(Discrete Model)과 소신호 해석에서 많은 차이를 보인다. 본 논문에서는 정확한 저주파 극점을 유도하고, PSIM을 통한 모의실험을 통해 제안된 모델에 대한 정확성을 검증한다.

### 1. 서 론

피크 전류 모드 제어기법은 컨버터의 인덕터 전류의 정보를 담고 있는 스위치 전류와 출력전압을 피드백 하여 부하와 입력전압과 같은 외란으로부터 출력을 안정화 시키고 과도응답특성 또한 우수하여 신뢰성을 높이는 데 많이 사용된다<sup>[1]</sup>. 우수한 과도응답특성과 신뢰성을 보장하기 위해서는 컨버터의 정확한 Control to Output Transfer Function에 따른 제어기 설계가 요구된다. 따라서 본 논문에서는 피크 전류 모드 제어기법을 사용하는 플라이백 컨버터의 정확한 저주파 극점을 갖는 Control to Output Transfer Function의 모델을 제시한다.

### 2. 모델링 기법

#### 2.1 기존 모델링 방식의 Control-to-Output Transfer Function

플라이백 컨버터는 모델링 시 등가적으로 벅 부스트 컨버터와 상호 변형해 사용 가능하여 벅 부스트 컨버터의 모델링을 활용할 수 있다. 그림 1은 플라이백 컨버터와 플라이백 컨버터를 벅 부스트 컨버터로 변환했을 때의 구조를 나타낸다.

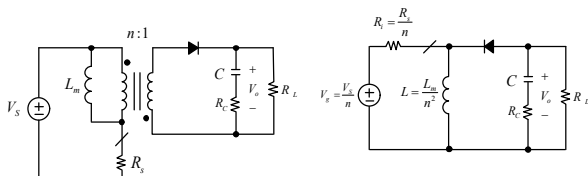


그림 1 플라이백 컨버터와 벅-부스트 컨버터로 변환된 플라이백 컨버터

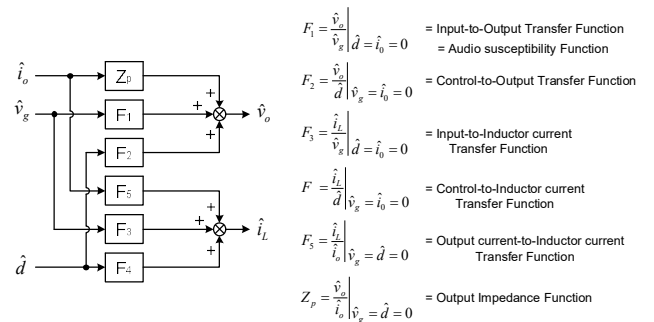


그림 2 요소별 시스템 전달함수

그림 2는 컨버터 전력단의 각 전달함수에 대한 블록선도이다. Control to Output Transfer Function을 도출하기 위해서는 Duty to Output Voltage Transfer Function과 Duty to Inductor current Transfer Function을 이용하는데, [2]를 참고하여 그림 1(b)를 이용하면 다음 식 (1), (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$F_2 = K_1 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{ZRHFP}}\right)}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad \text{Duty to Output Voltage Transfer Function} \quad (1)$$

$$F_1 = K_2 \frac{1 + \frac{s}{\omega_a}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad \text{Duty to Inductor current Transfer Function} \quad (2)$$

$$\left( K_1 = \frac{V_g}{(1-D)^2}, K_2 = \frac{V_g(1+D)}{R_L(1-D)^3}, \omega_a = \frac{1+D}{CR_L}, \omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{LC}} \right) \quad (3)$$

$$\left( \frac{1}{Q\omega_o} = R_C C + \frac{L_e}{R_L}, L_e = \frac{L}{(1-D)^2}, \omega_{ESR} = \frac{1}{R_C C}, \omega_{ZRHFP} = \frac{R_L}{DL_e} \right)$$

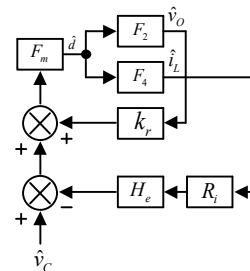


그림 3 Control-to-Output Transfer Function을 위한 피크 전류-모드 모델의 블록선도

그림 3에 나타난 피크 전류 모드 모델 블록선도를 이용하여 플라이백 컨버터에 대하여 기존의 저주파 극점으로 간략화 된 Control to Output Transfer Function을 저주파 극점을 식 (4)와 같이 제시하고 있다<sup>[3]</sup>. 단, [3]에서는 스케일링 인자(Scaling Factor: K)에 대한 수식이 나와 있지 않아 이를 유도하여 식 (5)에 나타내었다.

$$\frac{V_o(s)}{V_c(s)} = K \frac{[1 + \frac{s}{\omega_{ESR}}][1 - \frac{s}{\omega_{ZRHP}}]}{1 + \frac{s}{\omega_p}}, \quad \omega_p = \frac{1+D}{R_L C} \quad (4)$$

$$K = 1 / \left( \frac{(m_1 + m_3) T_s L C}{V_o} + \frac{(1+D) R_L}{(1-D) R_L} + \frac{R_L (1-D)^2}{2 L T_s} \right) \quad (5)$$

## 2.2 제안된 모델링 방식의 Control-to-Output Transfer Function

제안된 방식은 앞서 고찰한 바와 같이 기존의 모델링 방식을 사용한다<sup>[2]</sup>. 그림 3과 같은 기존 방식의 블록선도를 정리하면 Control to Output Transfer Function을 아래 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{F_m F_2}{1 + R_t F_m F_1 H_c - k_f F_m F_2} \quad (6)$$

저주파 극점을 찾기 위해  $H_c(s)$ 를 '1'로 가정하면, 식 (6)은 식 (7)과 같이 정의 할 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_c} = \frac{F_m F_2}{1 + R_t F_m F_1 - k_f F_m F_2} = K_3 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{ZRHP}}\right)}{1 + \frac{s}{Q_{new} \omega_{new}} + \frac{s^2}{\omega_{new}^2}} \quad (7)$$

식 (7)에서  $Q_{new}$ ,  $\omega_{new}$ 는 다음 식 (8)과 같이 정리되며,  $\omega_{new}$ 는 식 (9)와 같이 저주파 극점과 고주파 극점으로 구분할 수 있다. 고주파 극점은 시스템에 미치는 영향은 매우 미약하기 때문에, 저주파 극점만으로 간략화 할 수 있다.

$$\left( \begin{aligned} Q_{new} &= \frac{1}{\omega_{new}} \frac{1 + R_t F_m K_2 - k_f F_m K_1}{\frac{1}{Q_{new}} + \frac{R_t F_m K_2 - k_f F_m K_1}{\omega_{ESR}} + \frac{k_f F_m K_1}{\omega_{ZRHP}}} \\ \omega_{new} &= \sqrt{\frac{1 + R_t F_m K_2 - k_f F_m K_1}{\frac{1}{\omega_o^2} + \frac{k_f F_m K_1}{\omega_{ESR} \omega_{ZRHP}}} } \end{aligned} \right) \quad (8)$$

$$w_{pL} = \frac{\omega_{new}}{2} \left( \frac{1}{Q_{new}} - \sqrt{\frac{1}{Q_{new}^2} - 4} \right), \quad w_{pH} = \frac{\omega_{new}}{2} \left( \frac{1}{Q_{new}} + \sqrt{\frac{1}{Q_{new}^2} - 4} \right) \quad (9)$$

앞의 수식들을 정리하면 식 (10)과 같이 기존에 비해 더 정확한 플라이백 컨버터의 Control to Output Transfer Function을 구할 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_c} \approx K_3 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{ESR}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{ZRHP}}\right)}{1 + \frac{s}{w_{pL}}} \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_{new} w_n} + \frac{s^2}{w_n^2}} \quad (10)$$

$$w_n = \frac{\pi}{T_s}, \quad Q_p = \frac{1}{\pi(m_c D - 0.5)} \quad (11)$$

## 3. 모의실험 결과

PSIM을 이용하여 기존 모델과 제안된 모델을 비교 및 분석하였다. 모의실험 결과 기존 방식에서는 디스크리트 모델과 저주파에서 이득은 최대 3.5dB, 위상은 최대 15도의 차이가 있었으나, 제안 방식의 모델을 이용한 모의실험 결과 저주파에서 이득은 1dB, 위상은 1도 이내의 작은 오차를 보여 제안된 모델의 정확성을 검증하였다.

표 1 모의실험 조건

$V_{in}$	311V <sub>DC</sub>	$V_o$	12V
$I_o$	12A	$P_o$	45W
$L_m$	1mH	Turn ratio	53 : 7
$C_o$	2000uF	ESR	10m $\Omega$

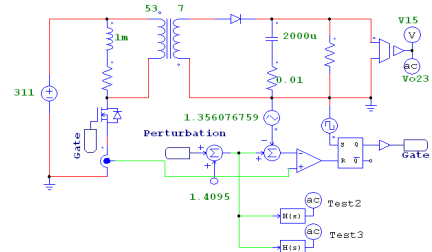
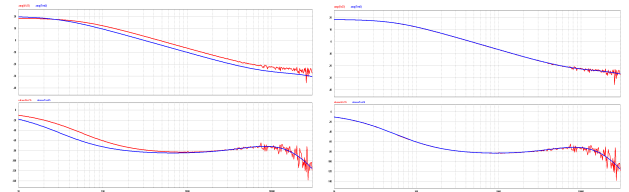


그림 5 모의실험에 사용한 플라이백 컨버터의 회로도



(a) 기존 방식

(b) 제안 방식

그림 6 기존 방식과 제안 방식의 Control to Output Transfer function 비교

## 4. 결론

본 논문에서는 기존 플라이백 컨버터의 Control to Output Transfer Function에서 발생하는 간략화에 따른 오차를 줄이기 위해 새로운 저주파 극점 모델을 제시하였다. 수학적 해석을 통하여 제안된 방식의 전달함수를 도출하였고, 모의실험 결과 제안 방식의 정확성을 검증하였다. 제안 모델링 기법을 통해 컨버터의 주파수 특성을 정확히 파악하고 기존 방식에 비해 안정성이 보장되는 제어기 설계를 보다 용이하게 할 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 지식경제부 및 정보통신 연구진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA 2012 H0301 12 2007)

## 참고 문헌

- [1] Marty Brown, "Practical Switching Power Supply Design", ACADEMIC PRESS. INC. 1990.
- [2] R. B. Ridley, "A new, continuous time model for current mode control", IEEE Trans. Power Electronics, vol.6 no.2, pp. 271 280, April, 1991.
- [3] R. B. Ridley, "A More Accurate Current Mode Control Model", Unitrode Seminar Handbook, SEM 1300, Appendix A2, Available : [www.ridleyengineering.com](http://www.ridleyengineering.com).
- [4] R. B. Ridley, "An Accurate and Practical Small Signal Model for Current Mode Control", Available : [www.ridleyengineering.com](http://www.ridleyengineering.com).