

평균전류모드 제어 기법을 이용한 플라이백 컨버터의 모델링 및 안정도에 관한 연구

백수현, 송상호, 윤신용, 김철진
 동국대학교 전기공학과, 한라대학교 전기공학과

A Study on the modeling and stability of Flyback Converter using Average Current-

Soo-Hyun Baek, Sang-Ho Song, Shin-Yong Yoon, Cheri-Jin Kim
 Dongguk University, Halla Institute of Technology

Abstract - This paper presents design and stability analysis of the constant frequency Flyback type converter using average current-mode control. The average current-mode control has been recently reported, and superior characteristics over a peak current-mode control such as a good tracking performance of an average current, no slope compensation and noise immunity. By the improvement of PM(Phase Margin) obtained from applying the compensator in the current loop, the stability of designed flyback converter more improved. The validity of designed converter confirmed by simulation and experimental result

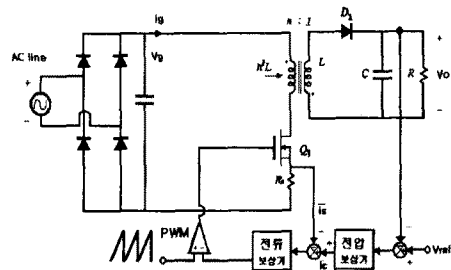


그림 1. 평균전류모드 제어 Flyback 컨버터 회로

1. 서 론

전류모드 제어기법을 적용한 컨버터는 전압모드 제어 방식의 컨버터와는 달리 인덕터 전류를 검출하여 출력전압과 함께 피드백 하여 출력을 안정화시키는 방법으로 입력전압의 변동으로 인한 영향이 적고 부하 변동 시에도 전압안정을 유지하며 과도응답특성 또한 우수하다 [1]. 전류제어모드 기법은 피크전류 제어기법과 평균전류 제어기법으로 분류할 수 있으며 최근 다양한 방법이 제시되고 있다[2].

평균전류모드 제어기법은 평균전류의 추종에 좋은 성능을 가지며 피크전류모드 제어기법과는 달리 내 노이즈 특성이 우수하고, 별도의 slope 보상을 필요치 않으며 각종 컨버터 회로에 다양하게 적용이 가능하다는 우수한 특성을 지니게 된다[3]. 평균전류모드 제어에서 보상회로는 제어량으로서 평균전류를 사용하는 전류제어루프에 포함된다.

본 연구에서는 상태공간 평균화법에 의한 소신호 모델링을 이용하였고[4][5], 부하 변동 시에도 일정한 직류 전원을 공급하기 위하여 전류루프에 보상회로를 설계하여 안정성을 갖게 하였다. 이에 대한 타당성을 검증하기 위하여 MATLAB을 이용한 시뮬레이션을 통해 안정도를 해석하였고 실제로 제작한 50[W]급의 플라이백 컨버터의 실험을 통해 이론의 타당성을 입증하였다.

2. Flyback 컨버터의 모델링

그림 1은 평균전류모드 제어에 의한 Flyback 컨버터의 주회로도이다. 해석에서 인덕터 전류 및 제어 전류의 리플분은 미소하므로 무시하여 인덕터 전류와 제어 전류는 동일한 값으로 가정한다.

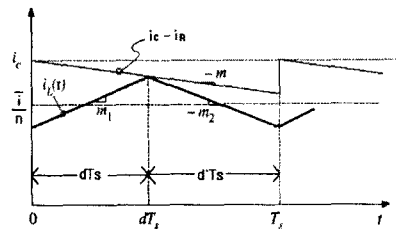


그림 2. 제어전류의 파형

그림 2는 제어전류의 파형을 나타내고 있으며, 여기서 i_S 는 스위치에 흐르는 전류, i_C 는 제어전류, i_R 는 안정화 램프전류를 각각 나타낸다. 인덕터전류 i_L , 출력전압 v_O 를 상태변수로 설정하고 스위치 Q의 도통 및 차단 상태에서부터 상태방정식을 구하여 상태공간 평균화법을 적용하면 식(1)과 같은 상태평균화 방정식을 구할 수 있다.

$$\frac{d\overline{x}(t)}{dt} = (dA_1 + d'A_2)\overline{d}x(t) + (dB_1 + d'B_2)v_i \quad (1)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{n^2 L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\overline{x}(t) = [\overline{i}, \overline{v_o}]^T, m_1 = \frac{v_i}{n^2 L} \quad (2)$$

여기서, $(\overline{x}(t)) : x(t)$ 에 대한 평균값

그림 2의 파형으로부터 식(3)을 구할 수 있다.

$$\frac{\overline{i}}{n} = i_c - (m + \frac{m_1}{2})dTs \quad (3)$$

식(2)에서 r_1, r_2 는 각각 스위치가 도통 및 차단 상태일 때 내부 손실저항이다.

동특성을 파악하기 위해 식(1)의 입력전압 및 제어전류에 미소변동을 고려하여 선형 근사를 하면 식(4)와 같이 되고 식(3)은 식(5)와 같이 표현 될 수 있다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + \{(A_1 - A_2)\hat{x} + (B_1 - B_2)V_i\} \hat{d} + B\hat{v}_i \quad (4)$$

$$\hat{d} = \frac{n\hat{i}_c - \hat{i}}{n(m + \frac{m_1}{2})T_s} \quad (5)$$

(여기서, \hat{x} 는 x 에 대한 미소변동값을 의미한다.)

식(5)를 식(4)에 대입하고 라플라스 변환을 이용하여 상태공간 평균화법에 의한 전류모드 제어 플라이백 컨버터의 입출력 전달함수와 제어 전달함수를 구하면 식(6), (7)과 같다.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{G_w}{p(s)} \quad (6)$$

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} = G_w \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{p(s)} \quad (7)$$

그리고, 각각의 변수들은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} p(s) &= 1 + \frac{2\delta}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2 \\ \omega_0 &\cong \frac{D}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{1 + \frac{Z_0 + 2Z_1 + Z_2}{R}} \\ \delta &= \frac{1}{2\omega_0} \left\{ \frac{D^2(Z_0 + Z_1 + Z_2)}{L} + \frac{1}{RC} \right\} \\ G_{v0} &\cong \frac{D}{nD} \cdot \frac{1 + \frac{Z_1}{R}}{1 + \frac{2Z_1 + Z_2}{R}} \quad (8) \\ G_{c0} &\cong \frac{c(V_o + \frac{V_i}{n})}{D} \cdot \frac{1 - \frac{R(1 + V_i/n V_o)}{Z_0 + 2Z_1 + Z_2}}{1 + \frac{Z_0 + 2Z_1 + Z_2}{R}} \\ \omega_z &= \frac{D^2 R}{L} (1 + \frac{V_i}{n V_o}) \cdot r^* = \frac{D}{n^2} r_1 + D r_2 \\ c &= \frac{1}{(m + \frac{m_1}{2}) T_s} \cdot Z_0 = \frac{r^*}{D^2} \\ Z_1 &\cong \frac{c V_o}{n D^2} \cdot Z_2 = \frac{c V_i}{n D^2} \end{aligned}$$

3. 평균전류모드 제어

평균전류모드 제어회로는 그림 3과 같이 표현할 수 있다. 인덕터전류 i_L 은 일반적으로 저항 R_s 에 의해서 검출되고 검출된 전류에 상응하는 전압 ($i_L R_s$)은 보상 회로에 피드백 된다.

보상기의 출력은 V_c 의 진폭과 스위칭 주파수 f_s 와 같은 주파수를 갖는 삼각파와 비교되어 PWM 제어신호 $g(t)$ 를 발생한다. 평균전류 제어의 보상기에 들어가는 또다른 입력 v_m 은 출력전압으로부터 피드백되어 보상기를 거친 전압으로 평균전류모드 제어의 외부 전압루프에 해당한다. 이러한 평균전류모드 회로는 저주파 통과 회로망 구조를 갖기 때문에 스위칭 주파수에 대한 리플요

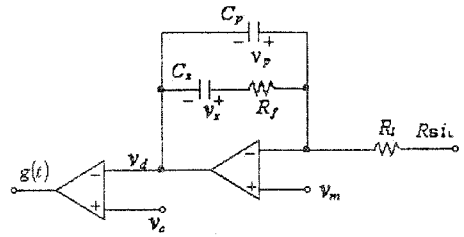


그림 3. 전류루프 보상회로

소는 미소하여 무시할 수 있으므로 보상기를 다음과 같이 모델링 할 수 있다. ($\overline{i_L}$ = 평균 인덕터 전류)

$$\frac{d v_p}{dt} + \frac{v_p - v_z}{R_f C_p} = \frac{R_i \overline{i_L} - v_m}{R_f C_p} \quad (9)$$

$$\frac{d v_z}{dt} + \frac{v_p - v_z}{R_f C_z} = 0$$

전달함수로는 식(10)과 같이 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_d(s) &= \frac{R_f C_z s + 1}{R_f C_p C_z s^2 + (C_p + C_z)s} \cdot \frac{R_i \overline{i_L}(s) - V_m(s)}{R_i} \\ &+ V_m(s) \quad (10) \end{aligned}$$

여기서, $V_d(s)$, $\overline{i_L}(s)$, 그리고 $V_m(s)$ 는 각각 $v_d(t)$, $\overline{i_L}(t)$, $v_m(t)$ 의 라플라스 변환값이다.

PWM 발생기는 전압모드제어의 경우와 같이 일정 이득 $1/V_c$ 로 표현 할 수 있으며 상태공간 평균화 모델에서 시비율은 식(11)과 같이 표현되어진다.

$$d = v_d / V_c \quad (11)$$

식(9)와 식(11)은 평균전류모드 제어를 사용하는 모든 컨버터에 대한 완전한 평균화 모델이 된다. 보다 정확한 모델을 필요로 할 경우에는 인덕터 전류 (i_L)에 리플분을 포함시킴으로서 모델링에 대한 정확도를 높일 수 있다.

4. 실험결과 및 검토

본 연구에서는 극점이 두 개, 영점이 하나인 보상회로를 사용하였으며 일반적으로 두 개의 극점과 단일 영점을 갖는 보상기는 전체 과도응답시간을 개선하고 안정한 위상여유를 확보하게 하는 특성이 있다. 모델링에 의한 컨버터의 파라미터 값은 표 1과 같다.

표 1. 플라이백 컨버터의 설계값

V_i [V]	V_o [V]	P[W]	L [μ H]	C [μ F]	R [Ω]
AC 220	50	50	300	120	50
r_1 [Ω]	r_2 [Ω]	n	D	f_s [KHz]	
0.1	0.1	1.1	0.13	100	

본 연구에서는 부하와 입력전압의 변화에 상관없이 일정한 출력직류전압을 얻기 위해 충분한 DC 이득을 확보하며 과도 응답시간의 개선을 위해 가능한 이득교차주파수를 높게 설계하였다. 또한 스위칭 주파수 ($f_s=100$ kHz)를 고려하여 이득 교차주파수는 약 15(kHz)로 보상기의 설계 사양을 결정하였다.

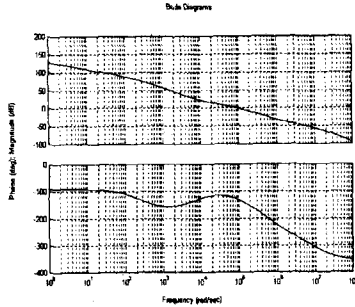


그림 4. 컨버터의 주파수응답 특성곡선

그림 4는 제어부에 보상기를 포함한 주파수 응답특성을 나타내고 있다. 제어기에 보상회로를 적용시킨 후의 시스템의 특성을 보면 위상여유가 50° 로 안정성을 확보하였고 이득 교차주파수는 약 15.4(kHz)로 충분한 대역폭을 확보하여 과도응답시간을 개선시킬 수 있었다. 이때의 보상기 파라미터 값은 $R_1=17(\Omega)$, $R_2=840(\Omega)$, $C_1=179(nF)$, $C_2=112(pf)$ 이다.

그림 5~7에 전류제어 플라이백 컨버터의 파형을 나타내었다.

그림 5는 스위칭 소자인 MOSFET의 드레인 과 소스사이의 전압파형이고, 그림 6은 이때의 1차측 인덕터의 전류파형을 나타내고 있다. 여기서, 최대 피크전류값이 크게 나타나고 있어 추가적으로 회로의 보안을 필요로 하고 있다. 그림 7은 부하의 변화에 따른 출력전압의 과도응답특성을 나타낸다. 0.6(A)에서 0.8(A)사이로 부하변동을 가하였고 과도응답시간은 약 0.7(s)로 양호한 특성을 나타내고 있다.

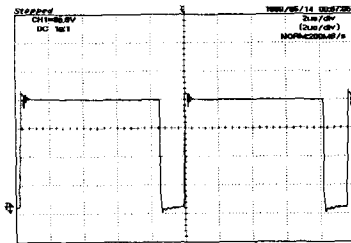


그림 5. 스위치 전압파형

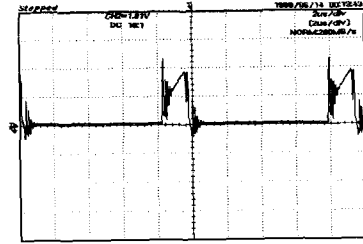


그림 6. 1차측 인덕터 전류파형

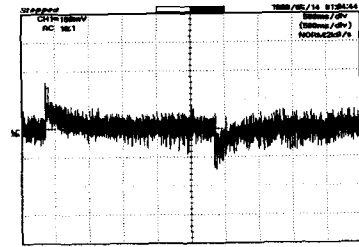


그림 7. 부하변동에 따른 과도응답 파형

5. 결 론

본 연구에서는 평균전류모드 제어이론을 적용하여 약 50W급의 모터구동을 위한 출력전압 50(V), 1.0(A)인 플라이백 컨버터를 설계, 제작하였고 제어부에 보상회로를 추가하여 안정도를 개선하였다. 부하의 변동에 따른 과도응답특성을 통한 해석과 시뮬레이션에 의한 안정도 해석을 수행함으로써 부하변동에 둔감하고 일정 출력전압을 얻을 수 있음을 확인하였다.

(참 고 문 헌)

- [1] Marty Brown, "Practical Switching Power Supply Design", ACADEMIC PRESS, INC, 1990.
- [2] Predrag Ninkovic and Marko Jankovic, "Improved Average Inductor Current Control of the Constant Frequency DC/DC Converter Using the Tuned-Average Current-Mode", in Proceeding of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol. 1, pp.315-319, 1998.
- [3] Young-Seok Jung, Jun-Young Lee and Myung-Joong Yoon, "A New Small Signal Modeling of Average Current Mode Control", in Proceedings of the Record of the 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, pp. 1118-1124, 1998.
- [4] 김희준, "스위치 모드 파워 서플라이", 성안당, 1996.
- [5] Robert W. Erickson, "DC-DC Power Converters", University of Colorado, 1998.
- [6] Jian Sun, Wei-Chung Wu and Richard M. Bass, "Large-Signal Characterization of Single-Phase PFC Circuits with Different Types of Current Control", in Proceeding of the 13th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 2, pp. 655-661, 1998.