

전류모드제어형 컨버터의 소신호 제어 특성

송요창*, 김영태**, 김철진*
 한라대학교*, 원주대학**

The small signal analysis of current-mode controlled converter

Yo-Chang Song* Young-Tae Kim** Cheri-Jim Kim*
 Halla University* Wonju College**

Abstract - Recently, the power supply equipments have tendency to take multiple feedback loop paths. In this paper, the state space averaging technique is applied for the analysis of flyback type current mode control circuit. We made real converter for the guarantee of stable output characteristic and proper design of feedback circuit. The validity of proposed method is verified from test results. The improvement of stability is confirmed by sinusoidal signal injection method with isolated transformer. It is known that phase margin is sufficient and gain crossover frequency f_c is nearly 1/5 of switching frequency f_s , from the experimental result with frequency response analyzer.

1. 서 론

DC-DC 컨버터는 전자시스템에 안정된 전력을 공급해 주어야 한다는 의미에서 전원공급장치의 연구 개발은 현대의 전자, 정보, 통신 산업의 발달에 매우 중요하다고 할 수 있다. 이러한 컨버터는 스위치의 반복적인 동통·차단으로 회로가 비선형이 되어 그 동작의 해석이 매우 복잡하나 컨버터는 직류 전력을 얻기위해 저역통과 필터를 이용하고 있으므로 통상 스위칭 주파수는 회로의 고유주파수에 비하여 충분히 높게 설정하고 있다. 이런 이유로 한주기당 인덕터 전류 및 캐패시터 전압의 변화를 상태 변수로 두어 선형적으로 근사화 할 수 있으며 회로의 물리적인 특성을 표현할 수 있도록 컨버터의 선형 근사에 의한 동작 해석 하는 방법을 상태공간 평균화법이라 한다.

본 연구에서는 여러 가지 형식의 컨버터 방식중 단일 또는 다중 출력과 중·소용량에 적합한 플라이백 방식의 컨버터를 연구의 대상으로 하여 해석과 실험을 행하였으며 제작된 컨버터는 전류모드제어(current-mode control)기법을 이용하였다. 이 방법은 최대 출력 전류가 제어전류에 의해 직접 결정되므로 스위치 소자의 최대 전류를 직접제어 할 수 있을뿐만 아니라 병렬운전시 각 컨버터의 과전류 보호가 용이하며 공통의 제어신호에 의한 복수의 컨버터 병렬운전이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 본 연구에서는 전류모드제어 방식을 적용한 DC-DC컨버터의 안정도 향상에 관한 연구를 위하여 소신호 모델링에 따른 주파수 영역 해석을 수행 하였으며 실험결과로부터 제안한 방법의 타당성을 입증하였다.

2. 전류모드 플라이백 컨버터

다음의 그림1은 본 연구에서 제작한 전류모드 제어 방식의 DC-DC 플라이백 컨버터의 기본 회로도이다.

제시한 그림1의 제어 회로는 2개의 루프를 가지고 있으며 하나는 스위치 소자를 통과하는 전류 검출 제어 루프와 또 다른 하나는 출력전압을 감지하여 피드백하는 외부 전압 루프이며 스위치Q가 on 했을시 에너지를 저장하고 스위치Q가 off시 에너지를 부하측으로 전달하는 플라이백 방식의 컨버터이다. U1(programmable zener diode)은 오차증폭기이며 U2(optocoupler)는 절연형 컨버터의 전원측과 제어회로의 절연을 목적으로 사용한다.

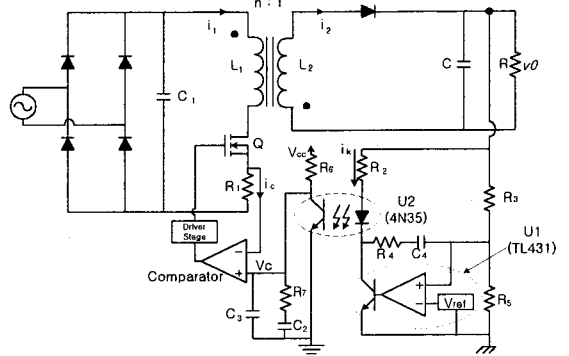


그림 1. 전류모드 플라이백 컨버터 회로
 Fig 1. Current mode controlled flyback converter

회로해석을 하기 위하여 인덕터 L을 경유하는 전류 i 와 출력 캐패시터단의 전압 v 를 상태변수로 두어 상태공간 평균화법을 적용하여 해석하였으며 컨버터의 on, off 동작에 따른 상태 평균화 방정식과 입력전압, 시비율에 미소변동을 고려하여 그림1에 제시한 전류모드 제어형 플라이백 컨버터 회로로부터 다음의 식(1), (2), (3)과 같이 상태변수에 대한 방정식을 정의할 수 있다. 또한 DC-DC 컨버터의 인덕터 전류는 연속적이며 제어 최대 전류는 제어 평균전류와 거의 동일 하므로 전류 모드제어 방식의 경우 소신호 해석에서 인덕터는 오차 전압에 의해 제어 되는 전류원으로 간주할 수 있다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + b\hat{v}_i + \{ (A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_i \} \hat{d} \quad (1)$$

식(2)는 on 시간일 때의 상태 방정식을 나타내며 식(3)은 off 시간일 때의 상태방정식을 나타낸다. A와 b는 $A = DA_1 + D'A_2$ 와 $b = Db_1 + D'b_2$ 로 표현되며 D와 D'는 on, off시간일 때의 시비율을 각각 의미하며 A_1, b_1 과

A_2, b_2 는 각각 정상상태에서 on,off시 인덕터전류 i_1 과 캐패시터전압 v_c 의 상태 변수에 따른 계수를 의미한다.

$$\frac{dx}{dt} = A_1x + b_1v_i \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{n^2L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} v_i$$

$$\frac{dx}{dt} = A_2x + b_2v_i \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

여기서 n 은 트랜스포머 1,2차 간의 권수비이며, r_1, r_2 는 권선저항을 의미한다.

그리고 정상상태에서는 $\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = 0$ 이므로 식(4)와 같이 상태방정식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}}{dt} &= \begin{bmatrix} \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{dr_1 + n^2 dr_2}{n^2L} & -\frac{d}{L} \\ \frac{d}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_2 \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \end{aligned} \quad (4)$$

식(2),(3),(4)를 식(2)에 대입하여 제어전달함수를 표현하면 다음의 식(5)로 표현할 수 있으며 미소 듀티비의 변동에 대한 출력의 변화는 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} = \frac{G_{co} \left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{s} \quad (5)$$

여기서

$$\begin{aligned} A &= s^2 + 2\delta\omega_0s + \omega_0^2 \\ \omega_0 &= \frac{D^2}{LC} \left[1 + \frac{Z_0 + (2+J)Z_1 + Z_2}{R}\right] \\ 2\delta\omega_0 &= \frac{1}{CR} + \frac{D^2[Z_0 + (J+1)Z_1 + Z_2]}{L} \\ \omega_z &= \frac{D^2R}{L} \cdot \left[J + \left(1 + \frac{V_i}{nV_0}\right) - \frac{Z_0}{R}\right] \\ Z_0 &= \frac{r^*}{D^2}, \quad Z_1 = \frac{h'V_0}{nD^2}, \quad Z_2 = \frac{h'V_i}{n^2D^2} \\ r^* &= \frac{D}{n^2}r_1 + D'r_2 \end{aligned}$$

그림2는 식(5)에 따른 MATLAB 시뮬레이션의 결과로 교차주파수가 600[Hz]로 나타났으며 본 연구에서 제작한 컨버터의 스위칭 주파수는 100[kHz]이다. 그림2의 결과를 토대로 안정된 동작범위인 스위칭 주파수의 1/4~1/5에 해당하는 20[kHz]~25[kHz]사이 교차주파수를 얻기 위하여 보상을 제작하였으며 다음의 식(6)의 형태를 적용하였다.

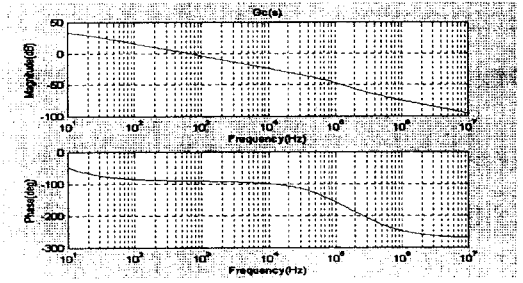


그림 2. 입력제어전달함수
Fig 2. Simulation result of input and output controlled transfer function

$$H(s) = \frac{(1 + sC_4R_4)}{s(C_4 + C_5)R_3 \left[1 + \frac{sC_4C_5}{C_4 + C_5}R_4\right]} \quad (6)$$

따라서 본 연구에서 제작한 플라이백 컨버터의 전체 루프이득 $T(s)$ 는 다음의 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T(s) = G_c(s) \cdot H(s) \cdot \frac{1}{V_{ref}} \quad (7)$$

3. 실험 결과 및 고찰

본 연구에서는 실험을 위하여, 그림 1에 제시한 전류 모드 제어 방식의 컨버터를 기본으로 회로를 설계 제작하였으며, 제작한 컨버터 회로의 기본설계사양을 다음의 표1에 제시한다.

표1. 실험용 컨버터 회로의 파라미터
Table1. Parameters of experimental converter

V_i [V]	V_0 [V]	P [W]	L [μH]	C [μF]	f_s [kHz]
AC 110	80	24	281	180	100
n	r_1 [Ω]	r_2 [Ω]	R [Ω]	R_3 [kΩ]	R_4 [Ω]
0.93	2.6	2.6	100	22	10
R_7 [kΩ]	C_2 [μF]	C_3 [pF]	C_4 [μF]	C_5 [pF]	
55	0.3	2	0.01	30	

다음의 그림 3과 4는 각각 본 연구에서 설계 및 제작한 전류제어 방식의 플라이백 컨버터의 MOSFET의 드레인 과 소스간의 스위칭 전압파형과 이때의 1차측 인덕터 전류의 시뮬레이션과 실험 파형을 나타낸 그림이다.

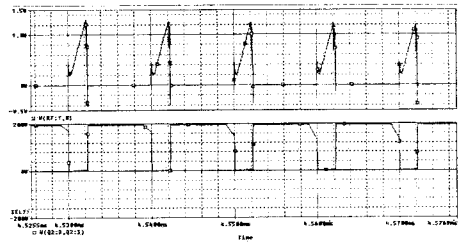


그림 3. 스위치 소자의 전압 및 전류 파형
Fig 3. Analysis waveform of switching device and current sensor

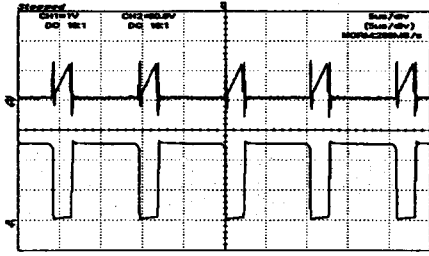


그림 4. 스위치 전압 및 전류 실험 파형
Fig 4. Experimental waveform of switching device and current sensor

다음의 그림 5 는 주파수 영역 해석을 위한 신호주입회로를 나타낸 그림이다. 그림에서 주파수 응답 분석장비의 주입 신호원이 컨버터의 동작에 전기적 영향을 가하지 않도록 절연 트랜스포머를 사용하였다.

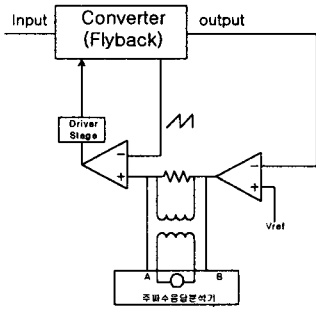


그림 5. 주파수 영역 해석을 위한 신호주입회로
Fig 5. Signal injection circuit for frequency response analysis

그림 6 은 제작한 컨버터에 그림 5에 제시한 신호 주입 방안을 적용한 주파수 응답특성을 나타낸 것이다. 그림의 결과로부터, 루프의 대역폭은 스위칭 주파수 f_s 의 약 1/5 에 해당하는 약 20[kHz] 로서 신속한 응답특성을 예견할수 있다. 또한 저주파수에서의 이득이 충분히 높아 양호한 정전압 출력 특성을 나타내며, 이득교차주파수 f_c 에 이를 때 까지의 이득저감은 -20 [dB/dec] 로서 안정된 응답특성을 나타내고 있다.

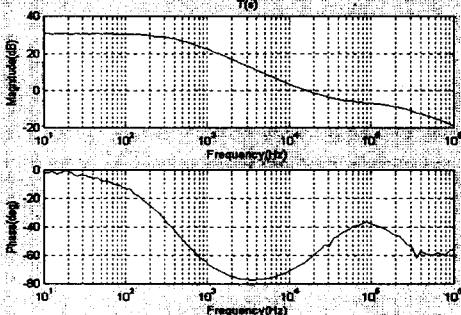


그림 6. 주파수 응답 특성곡선
Fig 6. Experimental result of frequency response analysis

다음의 그림 7 은 컨버터의 스텝응답을 나타낸 것으로, 정상상태까지 약 3(ms)가 소요되며 양호한 응답특성을 보이고 있다.

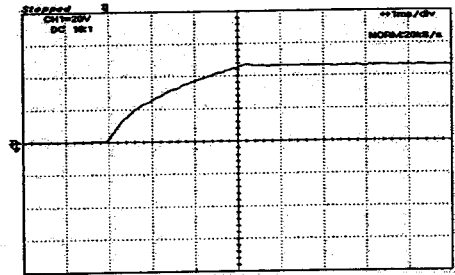


그림 7. 스위치ON 시의 실험에 의한 스텝 응답
Fig 7. Experimental waveform of step response

4. 결 론

최근의 전원장치는 전류모드 제어기법을 이용한 다중루프 피드백 회로를 적용하는 경향이 있다. 본 연구에서는 상태공간 평균화법을 적용하여 플라이백 방식의 에너지 변환 특성을 갖는 전류모드 제어회로를 기준으로 회로를 모델링 하였으며, 전류검출에 의한 내부 전류루프의 제어전압을 기준으로 출력전압의 전달특성을 해석하였다. 제작한 컨버터의 정전압 특성을 확보하기 위한 적절한 피드백 회로의 설계와 안정도 향상을 기하기 위해 전류모드 제어회로 주변에 절연 트랜스포머를 사용하여 직렬로 정현파 신호를 주입하는 방법을 사용하였다. 주파수 분석장비를 이용한 실험 결과, 충분한 위상여유의 확보와 동작 주파수의 약 1/5 에 해당하는 20[kHz] 부근에서 이득교차 주파수 f_c 가 존재하며 입력 및 부하의 변동에 대하여 안정된 동작이 이루어지는 것을 확인하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] Huai Wei, Issa Batarseh, Guangyong Zhu, Peter Kornetzky, "A Single-Switch AC-DC Converter with Power Factor Correction", IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, pp. 421-430, May, 2000.
- [2] 김희준, "스위치 모드 파워 서플라이", 성안당, 1996
- [3] 김철진, "평균전류모드 제어기법을 이용한 플라이백 컨버터의 모델링 및 안정도에 관한 연구" "대한 전기학회 하계학술대회 논문집", 1999.7, pp 2682-2687
- [4] S.S. Keller and F.C. Lee, "The effects of an adaptive feedforward Compensation Scheme on Converter Dynamic Characteristics," Proceeding of Powercon 10, 1983
- [5] G. Chryssis, "High Frequency Switching Power Supplies", 1984
- [6] Robert W. Erickson, "DC-DC Power Converters", University of Colorado, 1998.
- [7] B. Holland, "Modelling Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter," Proceedings of the Powercon 11 1-2, pp. 1-6, 1984.
- [8] 윤명중, 직류전원장치, 한국과학기술원 최종보고서, 1998.
- [9] Marty Brown, "Practical Switching Power Supply Design", ACADEMIC PRESS, INC, 1990.