

# 전류모드제어를 적용한 직류전원장치의 해석 및 보상에 관한 연구.

論 文

52B-5-5

## The Analysis and Compensation of DC to DC Converter with Current Mode Controller

金 澈 珍\* · 金 永 泰\*\* · 宋 堯 彰\*\*\*

(Cherl Jin Kim · Young Tae Kim · Yo Chang Song)

**Abstract** - Current mode control has been used for DC to DC converters for over twenty years. There are many different control schemes which use the inductor current signal in one way or another to control the DC to DC converter. 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 result. 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.

**Key Words** : current mode control, state space averaging technique, analysis and compensation, isolated transformer, frequency response analyzer

### 1. 서 론

전자, 통신기기에 있어서 안정된 전력을 공급해 주는 전원공급장치는 시스템의 심장부라고 할 수 있으며, 이러한 전원공급장치로서 DC-DC 컨버터(이하 컨버터라 함.)에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔다.[1][2][3] 컨버터는 스위치의 반복적인 도통·차단 동작과 저역통과 필터를 이용하여 직류 전력을 얻고 있으며, 소형·경량화를 위해 통상 스위칭 주파수는 회로의 고유주파수에 비하여 충분히 높게 설정하고 있다. 컨버터의 제어방식은 크게 전압모드제어(voltage mode control)방식과 전류모드제어(current mode control)방식으로 나눌 수 있다.

전류모드제어방식의 컨버터에 대한 연구는 이미 20여년에 걸쳐 연구되어져 왔으며, 기존의 PWM을 이용하여 시비율을 제어하는 전압모드제어방식과 다르게 일정 주파수의 클럭으로 스위치를 도통시키고 스위칭 전류 또는 인덕터 전류가 설정 값에 도달한 순간에 스위치를 차단시키는 제어방식으로 제어 전원의 최대 값을 제한함으로써 스위치 소자의 최대 전류를 직접 제어할 수 있어 컨버터의 과전류 보호가 쉬우며 병렬 운전시 각 컨버터의 전류 분배가 쉽고 공통의

제어 신호에 의한 복수의 컨버터의 병렬 운전이 가능하며, feedforward 특성으로 인해 개루프 line regulation 특성이 향상되고, 소신호 전달함수가 1차 특성을 나타내는 등의 특징을 갖고 있다.[4][5] 컨버터의 동작해석은 주기당 인덕터 전류 및 커패시터 전압의 변화를 선형으로 근사화하여 전류 혹은 전압의 한 스위칭 주기당 평균값을 상태변수로 놓음으로써 스위치를 포함하는 비선형 회로도 선형 회로로 취급하여 해석하는 상태 공간 평균화법을 이용하고 있으며, 이 방법은 상태 공간 모델링에 의한 방법에 비해 매우 용이한 방법으로 모든 형태의 DC-DC 컨버터의 동작을 통일적으로 해석할 수 있다는 장점이 있다. 또한, 해석 결과는 회로의 선형 평균화 모델링에 그대로 적용할 수 있어 회로의 물리적인 성격도 충분히 설명해 줄 수 있다.[6][7]

본 연구에서는 전류모드제어 방식을 적용한 단일 또는 다중 출력에 적합한 플라이백 방식의 컨버터에 상태공간평균화법을 이용하여 동작특성을 해석하였고 해석 결과를 이용하여 보상기 회로를 설계하였으며 80V, 24W의 전류모드 플라이백 DC-DC 컨버터를 설계·제작하였다. 또한, 신호주입 회로를 이용한 주파수 응답특성 실험과 스위치 ON시의 스텝응답과 부하변동시의 과도응답특성 실험을 통해 해석 및 보상기 회로 설계의 타당성과 안정동작을 확인하였다.

\* 正 會 員 : 漢 拏 大 學 校 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

\*\* 正 會 員 : 國 立 原 州 大 學 電 氣 科 助 教 授 · 工 博

\*\*\* 正 會 員 : (주)포스텍 개발팀장

接受日字 : 2003年 2月 3日

最終完了 : 2003年 3月 18日

2. 전류모드 플라이백 컨버터의 해석

2.1 피드백 루프의 동작과 신호 해석

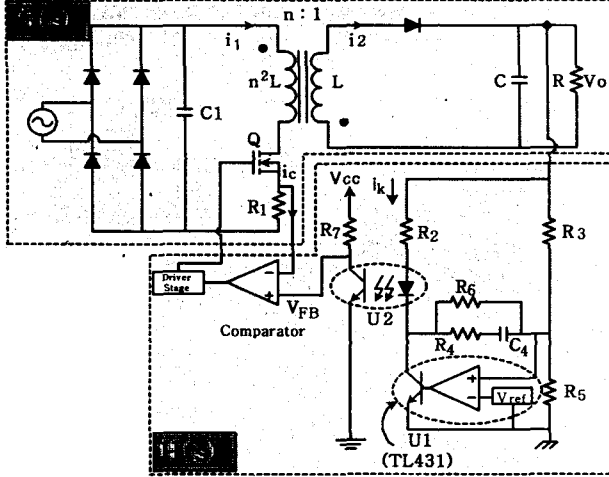


그림 1. 전류모드 플라이백 컨버터 회로

Fig. 1. Current Mode controlled Flyback converter circuit

그림 1은 플라이백 컨버터의 회로 구성을 나타낸다. 제어 회로의 절연을 위해 optocoupler 다이오드를 사용하였으며, 보상회로의 구성은 programmable zener diode (U1)를 오차 증폭기로 사용하여 구성하였다.

2.2 상태 공간 평균화법의 적용

그림 1에서 1차측 인덕턴스를  $L_1$ , 2차 인덕턴스를  $L$ 이라 할 때, 권수비가  $n : 1$  이라 하면 1, 2차 인덕턴스의 관계는 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} L_1 : L &= n^2 : 1 \\ L_1 &= n^2 L \end{aligned} \quad (1)$$

또, 그림 1에서 스위치 Q의 ON, OFF 시의 각 상태를 나타내는 등가회로는 그림 2와 같이 나타낼 수 있다

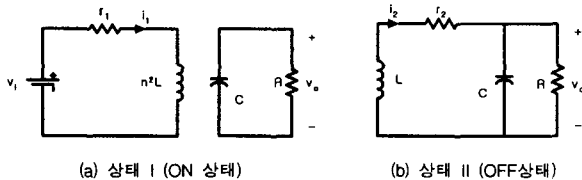


그림 2. Flyback 컨버터의 등가회로

Fig. 2. Equivalent circuit of Flyback converter

그림 2의 등가회로로부터 상태 I에서의 상태방정식은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{d}{dt} \frac{i_2}{n} = \frac{V_i}{n^2 L} - \frac{r_1 i_2}{n^2 L} \\ \frac{di_2}{dt} &= \frac{V_i}{nL} - \frac{r_1 i_2}{n^2 L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= -\frac{v_o}{CR} \end{aligned} \quad (2)$$

그러므로, 식 (2)로부터 상태 I의 상태 평균화 방정식을 나타내면 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= A_1 x + b_1 v_i \\ \begin{bmatrix} \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_1}{n^2 L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} v_i \end{aligned} \quad (3)$$

또한, 그림 2의 등가회로로부터 상태 II에서의 상태방정식은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \frac{di_2}{dt} &= -\frac{i_2 r_2}{L} - \frac{v_c}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_2}{C} - \frac{v_o}{CR} \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 적용한 회로에서는  $v_o = v$  이므로 식 (4)로부터 상태 II의 상태 평균화 방정식을 나타내면 식 (5)가 된다.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= A_2 x + b_2 v_i \\ \begin{bmatrix} \frac{di_2}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i \end{aligned} \quad (5)$$

식 (4)와 (5)로부터 Flyback 컨버터의 상태 평균화 방정식을 식 (6)과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A \bar{x} + b v_i = (d A_1 + d' A_2) \bar{x} + (d b_1 + d' b_2) v_i$$

여기서,

$$\begin{aligned} A &= d A_1 + d' A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{dr_1 + n^2 d' r_2}{n^2 L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \\ b &= d b_1 + d' b_2 = \begin{bmatrix} \frac{d}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이며 식 (6)을 다시 표현하면 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_2}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r^*}{L} & -\frac{d}{L} \\ \frac{d}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_2 \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} V_i \quad (7)$$

이 때,  $r^*$ 는 다음과 같다.

$$r^* = \frac{dr_1}{n^2} + d'r_2.$$

또한, 전류모드제어방식에서는  $D > 0.5$  인 경우 스위칭이 반복됨에 따라 컨버터 동작이 불안정하게되므로 그림 3 에서와 같이 기울기가  $m$  인 ramp 파형을 설정전류(제어 전류)  $i_c$  에 중첩시켜 불안정 현상을 제거하여 컨버터가 안정하게 동작되도록 제어하고 있으며, 이 때 1차단 평균전류  $\bar{i}_1$  은 식 (8)과 같이 구해진다.

$$\bar{i}_1 = \frac{\bar{i}_2}{n} = i_c - (m + \frac{m_1}{2})dT_s \quad (8)$$

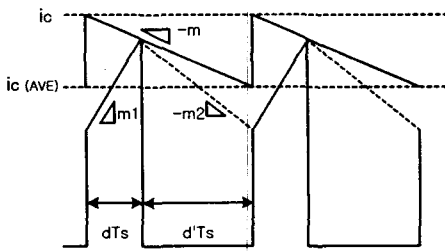


그림 3. 기울기 보상  
Fig. 3. Slope compensation

2.3 정상 상태 특성

정상 상태에서의 특성을 알아보기 위해서는  $\frac{d\bar{x}}{dt} = 0$  으로 놓고 인덕터 전류 및 출력전압을 구하면 식 (9)와 같다.

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_2}{dt} \\ \frac{d\bar{v}_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{dr_1 + n^2 d'r_2}{n^2 L} & -\frac{d}{L} \\ \frac{d}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_2 \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

식 (9)로부터  $I_2$ 와  $V_0$ 를 구하면 각각 식 (10), (11)과 같다.

$$I_2 = \frac{DV_i}{nD^2R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^*}{D^2R}} \quad (10)$$

$$V_0 = \frac{DV_i}{nD} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r^*}{D^2R}} \quad (11)$$

또, 식 (8)을 이용하여 정상상태 시 2차단의 평균전류는 식 (12)와 같다.

$$I_2 = nI_c - n(m + \frac{m_1}{2})DT_s \quad (12)$$

2.4 동특성 해석

동특성을 구하기 위하여 상태 평균화 방정식에서 입력전압 및 제어전류에 미소변동을 고려하여 선형 근사화 하면 식 (13)과 같다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + h_2\hat{d} + b\hat{v}_i \quad (13)$$

여기서,  $h_2 = \{(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V\}$ 이다.

식 (8)로부터 미소 변동분에 대한 선형방정식을 구하면 식 (14)와 같다.

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{i}_2}{n} = \hat{i}_c - (m + \frac{m_1}{2})\hat{d}T_s$$

$$\hat{i}_2 = n\hat{i}_c - n(m + \frac{m_1}{2})\hat{d}T_s \quad (14)$$

$$\hat{d} = \frac{n\hat{i}_c - \hat{i}_2}{n(m + \frac{m_1}{2})T_s}$$

식 (13)과 식(14)로부터 식 (15)를 구할 수 있다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + h_2 \left( \frac{\hat{i}_c}{(m + \frac{m_1}{2})T_s} \right) - h_2 \left( \frac{\hat{i}_2}{n(m + \frac{m_1}{2})T_s} \right) + b\hat{v}_i \quad (15)$$

식 (3), (5), (10), (11)을 이용하여  $h_2$ 를 풀면 식 (16)과 같이 표현된다.

$$h_2 = \begin{bmatrix} h_{21} \\ h_{22} \end{bmatrix} = (A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_i$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{V_0 \cdot (n^2 r_2 - r_1) + D'Rn^2 V_0 + D'RnV_i}{D'Rn^2 L} \\ -\frac{V_0}{D'RC} \end{bmatrix} \quad (16)$$

또한, 식 (16)을 이용하여 식 (17)을 얻을 수 있다.

$$- \mathbf{h}_2 \left( \frac{\hat{i}_2}{n(m + \frac{m_1}{2})T_s} \right) \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_1 \hat{\mathbf{x}} \quad (17)$$

여기서,

$$\mathbf{h}_1 = \left[ - \frac{1}{n(m + \frac{m_1}{2})T_s} \quad 0 \right] \text{고, } h' \text{를 식 (18)과}$$

같이 가정하면  $\mathbf{h}_1$ 은 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$h' = \frac{1}{(m + \frac{m_1}{2})T_s} \quad (18)$$

$$\mathbf{h}_1 = \left[ - \frac{h'}{n} \quad 0 \right] \quad (19)$$

또한, 식 (16)을 이용하면 식 (15)를 식 (20)으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{h}_2 h' \hat{i}_c - \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_1 \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{b}\hat{v}_i \quad (20)$$

식 (20)을 라플라스 변환하여 정리하면 식 (21)과 같다.

$$\begin{aligned} (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2) \hat{\mathbf{x}}(s) &= h' \mathbf{h}_2 \hat{i}_c + \mathbf{b}\hat{v}_i(s) \\ \hat{\mathbf{x}}(s) &= \left[ (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2)^{-1} h' \mathbf{h}_2 \right] \hat{i}_c \\ &\quad + \left[ (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2)^{-1} \mathbf{b} \right] \hat{v}_i(s) \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)에서 미소 변동분에 대한 입력력전달함수와 입력력 제어전달함수는 각각 식 (22), (23)과 같다. 이때, 입력력 전달함수는 피드백이 없는 입력력함수이며, 입력력 제어전달함수는 오차증폭기와 보상기를 삽입하되 전달비가 1:1인 상태를 말한다.

$$\begin{aligned} \frac{\hat{\mathbf{x}}(s)}{\hat{v}_i(s)} &= \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{v}_i(s)} \\ \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} \end{bmatrix} = [s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]^{-1} \mathbf{b} \\ &= [s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{d}{nL} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (22)$$

$$\frac{\hat{\mathbf{x}}(s)}{\hat{i}_c(s)} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_2(s)}{\hat{i}_c(s)} \\ \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} \end{bmatrix} = [s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]^{-1} \mathbf{h}_2 h'$$

$$= [s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]^{-1} \times \begin{bmatrix} \frac{V_0(n^2 r_2 - r_1) + D' R n^2 V_0 + D' R n V_i}{D' R n^2 L} \\ - \frac{V_0}{D' R C} \end{bmatrix} h \quad (23)$$

식 (9)와 (16) 그리고 (19)을 이용하여  $[s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]^{-1}$ 를 구하면 (24)와 같다.

$$[s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2]^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{1}{CR} & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} + \frac{h' V_0}{nCD'R} & E \end{bmatrix}}{E \cdot (s + \frac{1}{CR}) \cdot (\frac{D'}{L} \cdot (\frac{D'}{C} + \frac{h' V_0}{nCD'R}))} \quad (24)$$

여기서,

$$E = S + \frac{r^*}{L} + \frac{h' V_0(n^2 r_2 - r_1) + h' V_0 n^2 D' R + h' n D' R V_i}{n^3 L D' R}$$

식 (24)와 (22), (23)을 이용하여 입력력 전달함수  $G_v(s)$ 와 제어전달함수  $G_c(s)$ 를 구하면 식 (25)와 식 (26)과 같다.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{G_{vo}}{P(s)} \quad (25)$$

$$G_c(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} = \frac{G_{\infty} \left( 1 - \frac{s}{\omega_z} \right)}{P(s)} \quad (26)$$

여기서,

$$P(s) = s^2 + 2\delta\omega_0 s + \omega_0^2$$

$$\omega_0^2 = \frac{D'^2}{LC} \left[ 1 + \frac{Z_0 + (2+J)Z_1 + Z_2}{R} \right]$$

$$Z_0 = \frac{r^*}{D'^2}, \quad Z_1 = \frac{h' V_0}{nD'^2}, \quad Z_2 = \frac{h' V_i}{n^2 D'^2}$$

$$J = \frac{(n^2 r_2 - r_1)}{n^2 D' R}$$

$$2\omega_0 = \frac{1}{CR} + \frac{D'^2 [Z_0 + (J+1)Z_1 + Z_2]}{L} G_{vo} = \frac{D' D}{nLC} \left[ 1 + \frac{Z_1}{R} \right]$$

$$G_{\infty} = \frac{D h'}{LC} \left( V_0 + \frac{V_i}{n} \right) \times \left[ \frac{J}{1 + \frac{V_i}{nV_0}} + 1 - \left( \frac{Z_0}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_i}{nV_0}} \right) \right]$$

$$w_z = \frac{D^2 R}{L} \cdot \left[ J + \left( 1 + \frac{V_i}{nV_0} \right) - \frac{Z_0}{R} \right]$$

그림 4는 입출력제어전달함수의 시뮬레이션 결과이다. 그림 4에서 알 수 있듯이 교차주파수(crossover frequency :  $f_c$ )가 약 1kHz임을 알 수 있다. 본 연구에서 제작한 DC-DC컨버터의 스위칭 주파수는 100[kHz]이므로 안정된 동작 특성을 얻기 위해서는 적절한 보상회로가 필요함을 알 수 있다.

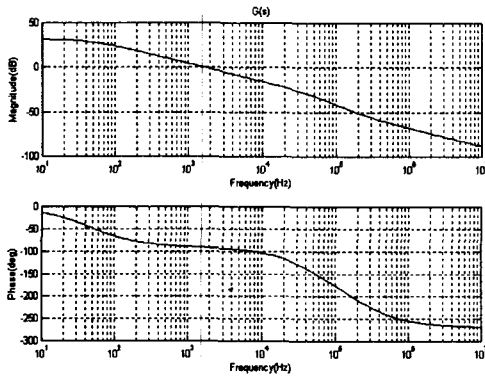


그림 4. 입출력제어전달함수(G(s))의 주파수 응답특성  
Fig. 4. Frequency response analysis of input and output controlled transfer function(G(s))

### 3. 보상회로 구성

본 연구에서는 DC-DC 컨버터의 안정된 동작을 위해 그림 5와 같은 보상회로를 구성하였다.

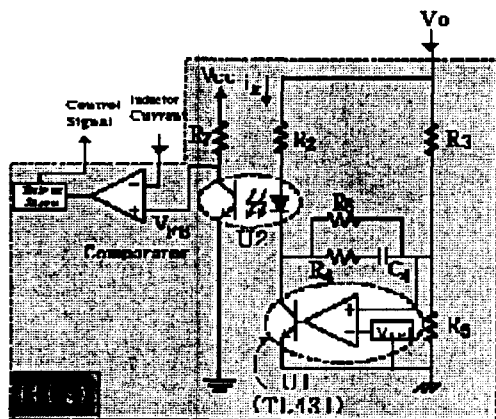


그림 5. 보상기 회로  
Fig. 5. Compensator circuit

그림 5에서 보상기 회로의 동작을 살펴보면, 부하변동에 의해 출력전압  $V_0$ 가 상승한다면  $R_3$ 와  $R_5$ 사이의 전위는 기

준전압  $V_{ref}$ 보다 높아지므로 TL431 내부 op-amp의 출력 전위가 높아진다. 높아진 전위는 내부 TR base에 가해져 TR이 도통하여  $I_K$ 의 전류가 흘러 opto-coupler의 다이오드 발광량이 많아진다. 또한, 이 높은 발광량은 opto-coupler TR base에 가해져 최종적으로 comparator '+' 단자에는 낮은 제어전압( $V_c$ )가 유입된다. 반대로 출력전압  $V_0$ 가 낮아지면 comparator '+' 단자에는 높은 제어전압( $V_c$ )가 유입된다. 이와 같이 출력전압의 변동에 의해 comparator에 유입되는 전류를 제어함으로써 부하 변동에도 불구하고 안정된 출력전압을 유지 할 수 있다. 이와 같은 보상기 회로의 전달함수는  $V_{(FB)}$ 가 U2의 다이오드가 발광되는 정도에 따라 반비례적으로 제어되므로 식(27)과 같이 표현 할 수 있다.

$$H(s) = \frac{V_{FB}}{V_0} = \frac{R_3[1 + sC_4(R_4 + R_6)]}{R_6(1 + sC_4R_4)} \quad (27)$$

식 (27)로부터 보상기 회로는 아래와 같은 영점( $\omega_{z1}$ )과 극점( $\omega_{p1}$ )을 갖고 있다. 이러한 영점과 극점을 이용하여 적절한 대역폭을 갖으며 교차주파수에서 이득의 기울기가 -20dB가 되도록 소자 값을 설계한다.

$$\omega_{z1} = \frac{1}{C_4(R_4 + R_6)} \quad \omega_{p1} = \frac{1}{C_4R_4}$$

### 4. 실험 결과

본 연구에서는 실험을 위하여, 그림 1에 제시한 전류 모드 제어 방식을 기본으로 Flyback DC-DC 컨버터회로를 설계·제작하였으며, 제작한 컨버터 회로의 기본설계사양은 표 1과 같고, 그림 6은 실제 제작한 컨버터 사진을 나타낸다.

표 1. 실험용 컨버터 회로의 파라미터

Table 1. Parameters of experimental converter

입력 전압	출력 전압	전압 변환비	인덕터	커패시터	부하
AC 220	80	24	281	180	100
0.93	2.6	2.6	100	10	100
5	0.01				

그림 7은 설계·제작된 DC-DC 컨버터의 주파수 영역 해석을 위한 신호주입회로를 나타낸 그림이다. 그림 7에서와 같이 주파수 응답 분석장비의 주입 신호원이 컨버터의 동작에 전기적 영향을 가하지 않도록 절연 트랜스포머를 사용하여 측정하였다.

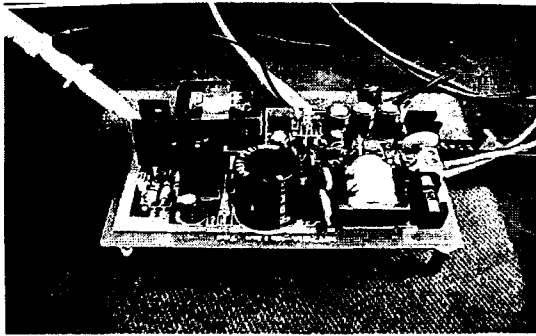


그림 6. 실험용 컨버터  
Fig. 6. Experimental converter

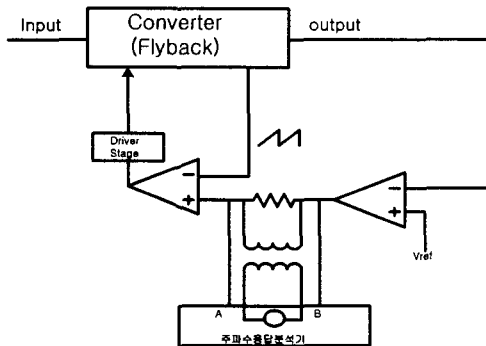


그림 7. 주파수 영역 해석을 위한 신호주입회로  
Fig. 7. Signal injection circuit for frequency response analysis

그림 8은 설계 파라미터를 이용한 보상기 회로의 전달함수에 대한 시뮬레이션 결과이며, 그림 9는 설계된 보상기 회로를 이용한 실험용 컨버터의 주파수 응답특성을 측정한 결과이며, 그림 10~14는 설계된 실험용 컨버터의 스텝응답 및 과도응답에 대한 시뮬레이션 및 실험 파형이다. 그림 10과 11은 각각 스위칭 소자인 MOSFET의 드레인과 소스사

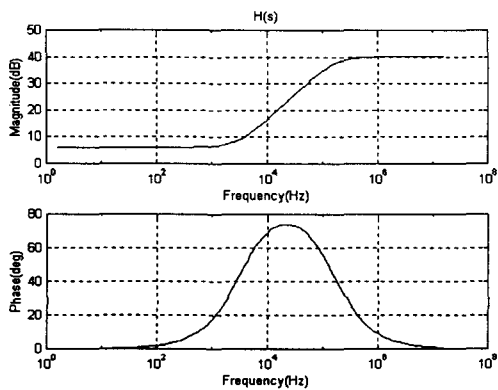


그림 8. 보상기 회로의 주파수 응답 특성  
Fig. 8. Frequency response analysis of compensator circuit

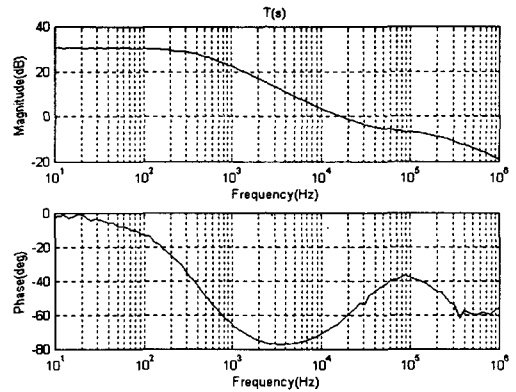


그림 9. 주파수 응답 특성곡선의 실험 파형  
Fig. 9. Experimental waveform of frequency response analysis

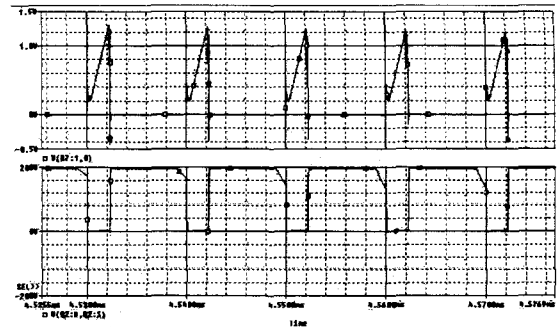


그림 10. 스위치 전압 및 전류 시뮬레이션 파형  
Fig. 10. Simulation waveform of switch voltage and current

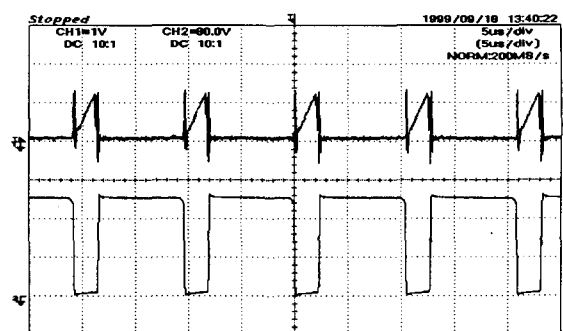


그림 11. 스위치 전압 및 전류 실험 파형  
Fig. 11. Experimental waveform of switch voltage and current

이의 전압 파형과 이 때의 1차측 인덕터 전류의 시뮬레이션과 실험 파형을 나타내고 있다. 그림 12와 13은 각각 컨버터 ON시의 스텝응답에 대한 시뮬레이션과 실험파형이며 그림 14는 부하를 0.24[A]에서 0.48[A]로 변동하였을 때의 실험파형을 나타낸다.

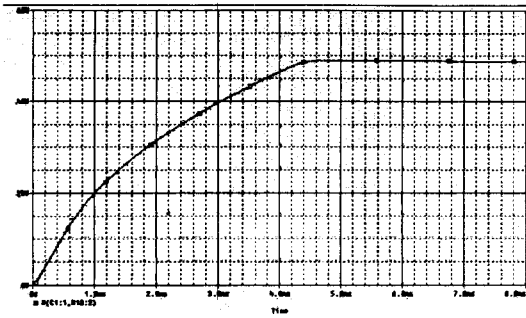


그림 12. 스텝 응답의 시뮬레이션 파형  
Fig. 12. Simulation waveform of step response

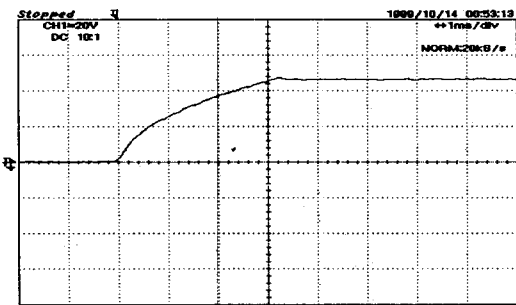


그림 13. 스텝응답의 실험 파형  
Fig. 13. Experimental waveform of step response

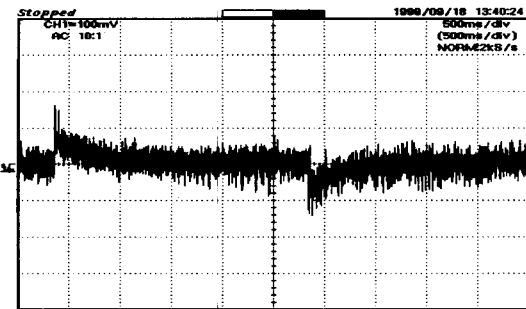


그림 14. 부하변동 실험 파형  
Fig. 14. Experimental waveform of load variation

그림 9에서 알 수 있듯이 루프의 대역폭은 스위칭 주파수  $f_s$  의 약 1/5 에 해당하는 약 20[kHz]로 적절한 대역폭과 양호한 출력응답특성을 나타내고 있다. 또한, 저주파수에서의 이득이 충분히 높아 양호한 정전압 출력 특성을 나타내며, 이득교차주파수  $f_c$  에 이를 때까지의 이득저감은 -20 [dB/dec]로 안정된 응답특성을 나타내고 있다. 또한, 그림 13에서 알 수 있듯이 스위치 ON 시 정상상태까지 약 3[ms]가 소요되며 부하변동시 과도응답 시간은 약 0.7[s]로 양호한 특성을 나타내며 안정되게 동작됨을 알 수 있다. 이러한 해석 결과와 실험 결과로부터 설계된 보상기 회로가 타당함을 알 수 있었다.

### 5. 결 론

본 연구에서는 상태공간 평균화법을 적용하여 플라이백 방식의 에너지 변환 특성을 갖는 전류모드 제어 DC-DC 컨버터 회로를 모델링 하였으며, 전류검출에 의한 내부 전류루프의 제어전압을 기준으로 출력전압의 전달특성을 해석하였다. 또한, 해석 결과를 이용하여 보상기 회로를 설계하고 실험용 DC-DC 컨버터를 설계·제작하였다. 제작한 컨버터의 정전압 특성 및 주파수 응답특성을 확인하기 위하여 전류모드 제어회로 주변에 절연 트랜스포머를 사용하여 직렬로 정현파 신호를 주입하는 방법을 사용하여 실험하였다. 주파수 분석장비를 이용한 실험 결과, 동작 주파수의 약 1/5 에 해당하는 20[kHz]부근에서 이득교차 주파수  $f_c$  가 존재하며 충분한 위상여유의 확보하여 안정된 동작이 이루어지는 것을 확인하였으며 스위치 ON시의 스텝응답이나 부하변동시의 과도응답 특성이 각각 3[ms]와 0.7[s]로 양호하며 안정되게 동작함을 확인하므로써 해석 및 보상기 설계의 타당성을 확인하였다. 이러한 전류모드 방식의 DC-DC 컨버터는 병렬운전을 통한 전원장치의 대형화에 널리 이용될 수 있으리라 생각된다.

### 참 고 문 헌

- [1] G. Chryssis, "High Frequency Switching Power Supplies", 1984
- [2] Marty Brown, "Practical Switching Power Supply Design", ACADEMIC PRESS, INC, 1990.
- [3] 윤명중, 직류전원장치, 한국과학기술원 최종보고서, 1998.
- [4] B. Holland, "Modelling Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter," Proceedings of the Powercon 11 I-2, pp. 1-6, 1984.
- [5] 김철진, "평균전류모드 제어기법을 이용한 플라이백 컨버터의 모델링 및 안정도에 관한 연구" 『대한 전기학회 하계학술대회 논문집』, 1999.7, pp 2682-2687
- [6] 김희준, "스위치 모드 파워 서플라이", 성안당, 1996
- [7] Robert W. Erickson, "DC-DC Power Converters", University of Colorado, 1998.
- [8] S.S. Keller and F.C. Lee, "The effects of an adaptive feedforward Compensation Scheme on Converter Dynamic Characteristics," Proceeding of Powercon 10. 1983
- [9] 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.

## 저 자 소 개



### 김철진(金澈珍)

1980년 한양대 공대 전기공학과 졸업.  
1983년 동 대학원 전기공학과 졸업  
(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과  
졸업 (공학). 1991년 - 1995년 생산기술  
연구원 KETI 제어기기 연구실장.

1995년 - 현재 한라대학교 전기전자제어 공학부 교수.  
당학회 평의원.

Tel : 033) 760-1245 Fax : 033) 760-1241

E-mail : cjkim@halla.ac.kr



### 김영태(金永泰)

1984년 한양대 공대 전기공학과 졸업.  
1989년 동 대학원 전기공학과 졸업  
(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과  
졸업 (공학). 1997년 - 현재 국립  
원주대학 전기과 조교수

Tel : 033) 760-8426 Fax : 033) 760-8420

E-mail : ytkim@sky.wonju.ac.kr



### 송요창(宋堯彰)

1970년 3월 16일생. 2001. 강원대학교  
산업대학원 전기공학과 (석사) 1995년 -  
2001년. 한라대학교 전기공학과 조교  
2001년 - 2002년. (주)성신 기술연구소  
2002년 - 현재. (주)포스테크 개발팀장