

# 반브리지형 스위칭 전원의 설계 및 제어

論 文

33~2~5

## Design and Control of the Half-Bridge Type Switching Regulator

高 永 吉\* · 李 光 遠\*

(Yung-Kil Koh · Kwang-Won Lee)

### Abstract

This paper presents the design and the optimal control method of current-fed half-bridge switching regulator. To achieve fast response load current variation is fed to control input, and simple optimal control model has been derived with provision of current control loop in the control circuit. Test results show that the control system model is correct and 5ms response time has been obtained at 25 kHz switching frequency.

### 1. 서 론

근래 직류전원장치의 크기를 작게 하고 효율을 증가시키기 위하여 스위칭전원 (switching regulator)을 많이 사용하고 있다. 스위칭 레귤레이터는 종래의 직렬조절형 직류 전원장치가 전원전압과 출력전압의 차이를 트랜지스터의 전압강하로 흡수하는 것과는 달리 스위칭 방법을 이용함으로써 변압기의 크기를 줄이고 효율을 좋게 만든 것이다. 그러나, 효율은 좋아지는 반면 회로가 복잡하고 응답속도가 느린 단점이 있다.

그림 1은 스위칭 전원의 대표적인 회로형태로서 이 중 1)은 입력전압보다 출력전압을 낮추는 것이고 2)는 높이는 것이며 3)은 높게 또는 낮게도 할 수 있는 것이다. 4)~6)은 용량을 크게 하도록 트랜지스터를 2개이상 사용한 것으로서 출력측에는 변압기가 사용되고 변압기 2차측을 정류하여야 하는 형태이다.

스위칭 전원장치의 동작특성을 해석하는 방법으로는 스위치가 on일 때와 off일 때의 특성의 평균을 위하여 계산하는 방법<sup>1)</sup>을 많이 사용하며, 문헌 2) 3)은 인덕터의 전류가 불연속일 때의 해석 모형을 제시하고 있다. 한편 동작성을 좋게 하기 위한 여러 가지 제어방법에 대하여도 연구 발표되고 있다.<sup>4) 5)</sup>

이 연구는 그림 1의 회로형태 중에서 입력과 출력

을 절연시킬 수 있고 duty cycle 제어에 적합하며 스위칭 트랜지스터의 내압이 크지 않아도 좋은 반브리지형을 택하여 이것을 전류원방식<sup>6)</sup>으로 설계하고 제어방법을 실험한 것이다. 전류원 변환기는 전압원 변환기에 비하여 침두전류를 작게하고 변압기 포화를 덜 일으키는 장점이 있다. 그 대신 전류원으로 동작하게 하기 위한 인덕터가 필요한데 이 인덕터는 권선을 2개로 함으로써 출력 필터(filter)의 인덕터 구실을 겸하게 할 수 있다.

시험 스위칭 레귤레이터의 스위칭 주파수는 가칭 주파수를 벗어나는 25kHz로 하였다. 제어특성을 좋게 하기 위하여 전류제어 루우프를 갖도록 하고 부하변화에 대한 빠른 응답을 위하여 출력전류의 변화를 제어입력에 첨가하는 방식<sup>5)</sup>을 택함으로써 전류제어 루우프와 전압제어 루우프의 제어모형을 간단한 최적제어 모형이 되게 하였다. 특성시험 결과 약 5ms 정도의 응답시간을 얻을 수 있었다.

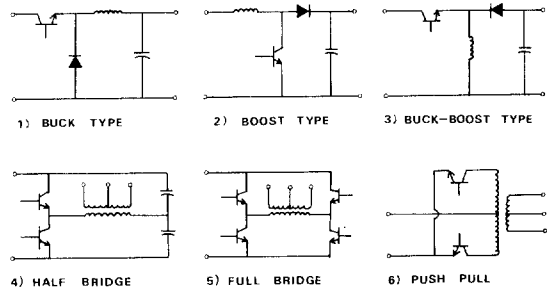


그림 1. 스위칭 레귤레이터의 회로 형태  
Fig. 1. Switching regulator configurations

註 會 員 : 兼洲大 工大 電子工學科 助教授  
接受日字 : 1983年12月1日

## 2. 전류원 반 브리지 buck converter의 동작원리

그림 2는 전류원 반 브리지 buck converter의 기본회로이다. 이 회로는 그림 1의 4)에 보인 반 브리지 변환기의 회로에 출력변압기와 직렬로 2-권선 인덕터를 삽입한 것이다. 인덕터를 삽입함으로써 트랜지스터가 on인 동안 인덕터의 1차측에 전류를 흘리면 off인 동안은 2차측에 전류가 흘러 출력 커패시터로의 충전전류를 스위칭 1주기 동안 거의 일정하게 유지할 수 있다. 또 인덕터의 작용으로 2개 트랜지스터가 함께 도통하는 것을 막아 주고 변압기 포화가 잘 안 일어나게 하는 장점이 있다.

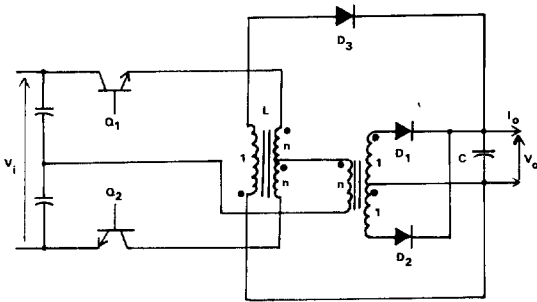


그림 2. 전류원 반브리지 변환기  
Fig. 2. Current - fed half - bridge converter

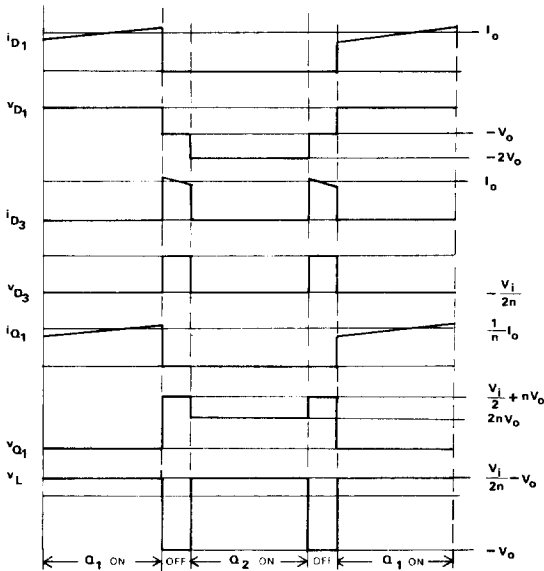


그림 3. 전류원 반 브리지 변환기의 파형  
Fig. 3. Waveforms in current - fed half - bridge converter

인덕터의 권선에는 어느 한 쪽이든 항상 전류가 흐르도록 동작시키면 각 부분의 이상적 파형은 그림 3과 같다. 그림 3에서 트랜지스터가 on인 기간을  $T_1$ , off인 기간을  $T_2$ , 입력전압을  $V_i$ , 출력전압을  $V_o$ , 변압기 권선비를  $n:1$ 이라 하고,  $T_1 / (T_1 + T_2) = D$ 라 놓으면 인덕터 자속변화의 평형조건에서

$$D \left( \frac{V_i}{2n} - V_o \right) = (1 - D) V_o \quad (1)$$

가 되므로 출력전압은

$$V_o = \frac{D}{2n} V_i \quad (2)$$

가 된다.

## 3. 변환기의 설계

시형 변환기의 규격은 실험실에서 소출력 직류전원으로 사용할 수 있도록 표 1과 같이 생각하였다.

표 1. 시형 변환기 설계규격

Table 1. Design specification of prototype converter

입 력	: 220 V ac $\pm 10\%$ , 60Hz
출 력	: 30 V dc, 1 A
출력전압 맥동	: 0.1 V
스위칭 주파수	: 25 kHz

식 2)에서  $D$ 는 1보다 작아야 하므로

$$n < V_i / 2V_o \quad (3)$$

가 성립하여야 한다. 변환기의 교류입력을 다이오드로 전파정류하고 커패시터필터를 사용하면  $V_i$ 는 전원 1주기 동안 커패시터의 충전전압에 따라 변하는데, 방전시  $V_i$ 의 최소값이 280V 이하는 되지 않을 정도로 입력 커패시터의 용량을 정하면 식 3)으로부터  $n < 4.7$ 이어야 한다. 편의상  $n$ 을 정수값으로 하기 위하여  $n = 4$ 로 택하는 경우  $D$ 는 0.70 ~ 0.86 사이의 값을 갖게 된다.

2차로 환산한 인덕터 전류의 스위칭 1주기 동안 맥동 한계  $\Delta i_L$ 을 부하전류의 20%까지 허용하는 것으로 하여 0.2A로 잡으면, 스위칭 주파수를  $f$ 라 할 때 인덕터의 2차 환산 인덕턴스  $L$ 은

$$L = \frac{V_o(1 - D_{min})}{f(\Delta i_L)} \quad (4)$$

에서 1.8mH가 되며, 출력 커패시터의 용량값은 스위칭 1주기 동안 출력전압의 맥동 한계를  $\Delta v_o$ 라 할 때

$$C > \frac{\Delta i_L}{8 f (\Delta v_o)} \quad (5)$$

에서 10  $\mu$ F 이상이어야 한다. 또 커패시터의 등가 직렬저항 ESR은

$$ESR < \Delta v_o / \Delta i_L \quad (6)$$

에서 5 $\Omega$  이하이어야 한다.

회로상수들이 계산되었으므로 변환기 소자들의 주요 규격을 산출하기로 한다. 먼저 변압기에 대하여 생각하면, 철심 재료는 페라이트 (ferrite)를 사용하는 것이 좋으므로 우선 철심의 크기를 계산하여야 한다. 철심의 크기는 철심의 단면적 ( $A_c$ ) 과 창구의 면적 ( $A_w$ ) 으로 정하여 지는데, 철심 자로의 단면적은 최대 자속밀도 ( $B_m$ ) 에 영향을 받고, 창구의 단면적은 권선의 전류밀도에 영향을 받는다. 창구에서 동점유율을 0.3, 권선의 전류밀도를 2 A / mm<sup>2</sup> 정도로 하는 경우 그림 2와 그림 3으로부터  $A_c A_w$  를 계산하면

$$A_c A_w > \frac{P_o}{f B_m} \times 10^{-6} \text{ [m}^4\text{]} \quad (7)$$

단  $P_o$ : 변환기 출력 [W]

$f$ : 변압기 전압의 주파수 [Hz]

$B_m$ : 철심의 최대 자속밀도 [T]

를 얻는다.  $P_o = 30$  W,  $f = 12.5$  kHz 이고,  $B_m$  을 0.3T로 잡으면,  $A_c A_w > 0.8$  cm<sup>4</sup> 이 되는데 편의상 삼화전자 (사)의 EI-40 ( $A_c = 1.44$  cm<sup>2</sup>,  $A_w = 1.55$  cm<sup>2</sup>)을 택하였다. 변압기의 2차권선수  $N_2$  는

$$N_2 > V_o / 4 f A_c B_m \quad (8)$$

에서 20회이면 충분하나, 창구에 여유가 있어 자화전류를 줄이도록 2차 40회, 1차 160회로 하였다.

인덕터의 경우도 철심은 페라이트를 사용하고, 변압기의 경우와 유사한 계산으로부터

$$A_c A_w > \frac{3 L I_o^2}{B_m} \times 10^{-6} \text{ [m}^4\text{]} \quad (9)$$

를 얻는다. 이로부터  $A_c A_w > 1.8$  cm<sup>4</sup> 으로 계산되므로 EI-40을 사용할 수 있다. 인덕터의 2차권선수는

$$N_2 = L I_o / A_c B_m \quad (10)$$

에서 40회로 하고, 1차는 160회로 하였다. 인덕터의 공극  $l_g$  는

$$l_g \approx \mu_o N_2 I_o / A_c B_m \quad (11)$$

에서 약 1.7mm 이다.

스위칭 트랜지스터는,  $V_{CE0}$  가  $Q_1$ 의 이미터와  $Q_2$ 의 콜렉터를 클램프하면  $V_{i(max)}$  가 되므로 340 V이

고, 콜렉터 전류의 최대값은  $\frac{1}{n} (I_o + \frac{1}{2} \Delta i_L)$ 에 변압기 여자전류를 더하면 되므로 1 A 부근으로 예상되어, BUW26을 택하였다. 스위칭 다이오드는 최대역전압과 순방향 평균전류의 계산에서 RGP10J를 택하였다.

#### 4. 변환기의 최적제어

제어계통은 인덕터 전류를 제어하는 내부 루우프를 갖도록 하고, 부하전류의 변화가 내부 루우프의 기준지령에 더하여 지도록 그림 4와 같이 구성하였다. 회로의 각 변수들은 소문자로 나타내고, 정상상태의 값은 대문자로, 정상상태값으로부터의 편차는 소문자의 ( $\hat{\cdot}$ )로 나타내어 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} i_L &= I_L + \hat{i}_L & i_L: 2차 환산 인덕터 전류의 스위칭 1주기 평균 \\ d &= D + \hat{d} & d: 스위칭 duty cycle \\ i_o &= I_o + \hat{i}_o & i_o: 출력 전류 \\ i_c &= \hat{i}_c & i_c: 커패시터 전류 \\ v_o &= V_o + \hat{v}_o & v_o: 출력 전압 \end{aligned} \quad (12)$$

식12에서 정상상태일 때의 값  $I_L$ 과  $I_o$ 는 같다. 그림 4의 스위칭 레귤레이터에서 입력전압의 변화는 스위칭 주파수에 비하여 아주 느리므로, 인덕터의 권선저항, 커패시터의 직렬저항등을 무시한 이상적인 경우 이 회로의 동작은 다음 방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left( \frac{\hat{i}_L}{I_L} \right) &= \frac{V_i}{2n L I_L} \hat{d} + \frac{V_o}{L I_L} \left( \frac{\hat{v}_i}{V_i} \right) \\ \frac{\hat{i}_L}{I_L} - \frac{\hat{i}_o}{I_o} &= - \frac{\hat{i}_c}{I_L} \\ \frac{d}{dt} \left( \frac{\hat{v}_o}{V_o} \right) &= \frac{I_L}{C V_o} \left( \frac{\hat{i}_c}{I_L} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

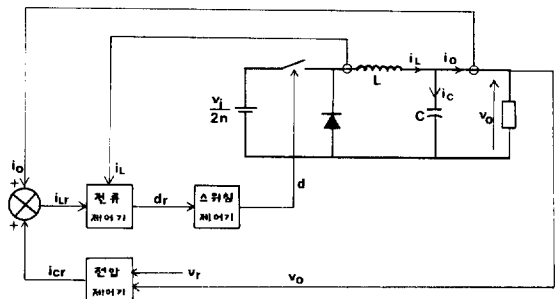


그림 4. 제어계통 개요

Fig. 4. Control schematics

스위칭 주파수 보다 느린 변화만을 생각하여 스위칭 제어기로  $d = d_r$  이 되게 할 수 있다고 하고, 전류제어 루우프가 전압제어 루우프에 비하여 빠른 응답을 얻는다면, 전압제어 루우프의 해석에서는  $i_L = i_{Lr}$  이 되는 것으로 생각할 수 있으므로 결국  $i_c = i_{cr}$  이 되는 것으로 생각할 수 있다. 이것은 식(13)으로 표현되는 스위칭 레귤레이터를  $\hat{d}$ 을 입력으로 하고  $\hat{i}_L / I_L$ 을 출력으로 하는 제어 시스템과,  $\hat{i}_c / I_L$ 을 입력으로 하고  $\hat{v}_o / V_o$ 를 출력으로 하는 제어 시스템으로 분리하여 나타낼 수 있는 것을 의미하며 이 때 두 제어 모형은 똑같은 형태가 된 셈이다.

식(13)의 시스템을 제어하는 문제는 부하의 변화가 연속적으로 급격하지 않다면 레귤레이터 문제로 생각할 수 있는데, 외란에 의한 출력의 편차를 없애기 위하여 제어기의 출력을 상태의 케환과 오차적분의 1차결합으로 설계하는 것으로 하고 최적 레귤레이터의 설계문제로 생각하여 표 2와 같이 정리한다.

표 2. 최적 레귤레이터 문제  
Table 2. Optimal regulator problem

주어진 시스템 :	$\begin{cases} \dot{x}_1 = bu \\ y = x_1 \end{cases}$												
상태제한 제어기 :	$\begin{cases} u = -k_1 x_1 - k_2 x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 \end{cases}$												
Cost function :	$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (q x_1^2 + x_2^2 + r u^2) dt$												
제어 목표: $q, r$ 이 주어졌을 때 $J$ 를 최소로 하는 $k_1, k_2$ 를 찾는 것													
단 :	<table border="1"> <tr> <td></td> <td><math>x_1</math></td> <td><math>u</math></td> <td><math>b</math></td> </tr> <tr> <td>전류제어</td> <td><math>\hat{i}_L / I_L</math></td> <td><math>\hat{d}</math></td> <td><math>V_i / 2n L I_L</math></td> </tr> <tr> <td>전압제어</td> <td><math>\hat{v}_o / V_o</math></td> <td><math>\hat{i}_c / I_L</math></td> <td><math>I_L / CV_o</math></td> </tr> </table>		$x_1$	$u$	$b$	전류제어	$\hat{i}_L / I_L$	$\hat{d}$	$V_i / 2n L I_L$	전압제어	$\hat{v}_o / V_o$	$\hat{i}_c / I_L$	$I_L / CV_o$
	$x_1$	$u$	$b$										
전류제어	$\hat{i}_L / I_L$	$\hat{d}$	$V_i / 2n L I_L$										
전압제어	$\hat{v}_o / V_o$	$\hat{i}_c / I_L$	$I_L / CV_o$										

표 2의 제어문제는 교과서<sup>7)</sup>적인 문제로 최적제어 입력은

$$u = -\frac{1}{r} B' P \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = -k_1 x_1 - k_2 x_2 \quad (14)$$

로 구하여 지는데 이 때  $P$ 는 Riccati 방정식

$$PA + A'P + Q - \frac{1}{r} P B B' P = 0 \quad (15)$$

을 만족하여야 한다. 여기에서

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} q & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

이다. 식(15)에서  $P$ 를 구하면

$$P = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{r}}{b} \cdot \sqrt{q + \frac{2\sqrt{r}}{b} \frac{\sqrt{r}}{b}} & \\ \frac{\sqrt{r}}{b} & \sqrt{q + \frac{2\sqrt{r}}{b}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

이 되고 식(14)의  $k_1, k_2$ 는

$$k_1 = \sqrt{\frac{q}{r} + \frac{2}{b\sqrt{r}}}, k_2 = \frac{1}{\sqrt{r}} \quad (18)$$

로 구하여 진다. 이렇게 상태 케환했을 때의 최적 케적은

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = e^{Gt} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} -bk_1 & -bk_2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

로 얻어진다. 상술한 상태케환 최적 레귤레이터를 블록선도로 그리면 그림 5와 같다. 그림 5에서 특성방정식은

$$S^2 + bk_1 S + bk_2 = 0 \quad (20)$$

이 되며 근은

$$S = -\frac{bk_1}{2} \pm \frac{j}{2} \sqrt{4bk_2 - b^2 k_1^2} \quad (21)$$

이다.

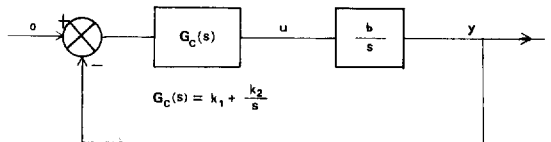


그림 5. 최적 레귤레이터 구성도

Fig. 5. Block diagram of the optimal regulator

표 2로 정리된 최적 레귤레이터는  $q$ 와  $r$ 의 값에 따라 즉 제어목표에 따라 식(18)의  $k_1, k_2$ 가 달라지기 때문에 여기에 따라 출력  $y$ 가 달라지는데, 그림 5의 페루우프 특성이 Butterworth filter와 같은 특성을 갖도록  $q = 0$ 으로 주기로 한다. 그러면 식(18)은

$$k_1 = \frac{2}{b} \alpha, k_2 = \frac{2}{b} \alpha^2, \alpha = \sqrt{\frac{b}{2\sqrt{r}}} \quad (22)$$

이 되며, 식(21)에서 극 (pole)은

$$S = \alpha(-1 \pm j) \quad (23)$$

가 된다. 이 때의 최적케적은 식(19)로부터

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = e^{-\alpha t} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cos(\alpha t + \frac{\pi}{4}) - 2\alpha \sin \alpha t \\ \frac{1}{\alpha} \sin \alpha t \sqrt{2} \cos(\alpha t - \frac{\pi}{4}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} \quad (24)$$

로 그려지는데, 상기 식을 그림 5의  $y$ 와  $u$ 에 대하여 변환하면

$$\begin{bmatrix} y \\ \frac{b}{2\alpha} u \end{bmatrix} = e^{-\alpha t} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \cos(\alpha t + \frac{\pi}{4}) & 2 \sin \alpha t \\ -\sin \alpha t & \sqrt{2} \cos(\alpha t + \frac{\pi}{4}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(0) \\ \frac{b}{2\alpha} u(0) \end{bmatrix} \quad (25)$$

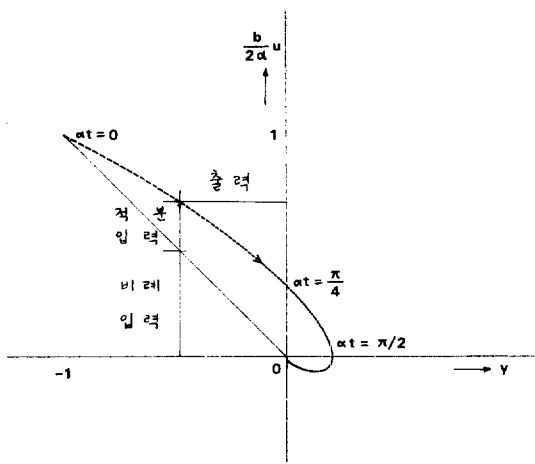


그림 6. 단위계단 변화에 대한 입-출력 궤적  
 Fig. 6. Input - output trajectory for unit step disturbance

로 얻어져서 단위계단 변화에 대하여 그림 6의 궤적을 그린다. 그림 6에서 최대 overshoot는  $\alpha t = \pi/2$  때 0.2 정도인 것을 알 수 있다.

식 23)으로 주어지는 극점은  $\alpha$ 를 크게 할수록 원점에서 멀어져서 넓은 대역의 특성을 얻고 그림 6의 궤적이 원점으로 수렴하는 속도는 빨라지며 제어기의 출력  $u$ 는 커진다.  $1/\alpha$ 은 시간과 같은 단위인데 이 문제의 경우 전류제어에서는 스위칭제어의 응답시간보다 충분히 큰 값으로  $1/\alpha = 0.3ms$ 로 주고 전압제어에서는 전류제어의 응답보다 크도록  $1/\alpha = 1.5ms$ 로 주면 최적 레귤레이터의 상수들은 표 3으로 구하여진다.

표 3. 최적 레귤레이터 상수 값

Table 3. Constants' values of the optimal regulator

	$b[(ms)^{-1}]$	$1/\alpha[ms]$	$k_1$	$k_2[(ms)^{-1}]$
전류제어	21.2	0.3	0.315	1.05
전압제어	0.333	1.5	4.00	2.67

5. 특성시험 결과

스위칭제어기 소자로는 스위칭 전원장치 제어용 집적회로 소자인 Motorola 사제 MC 3420을 사용하고 전류제어기와 전압제어기는 연산증폭기를 사용하여 그림 7과 같이 구성하였다.

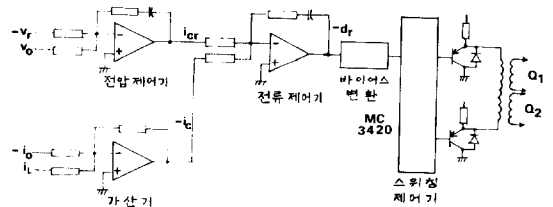


그림 7. 스위칭 레귤레이터 제어회로  
 Fig. 7. Control circuit of switching regulator

먼저 스위칭 파형을 관찰한 결과  $v_{Q2}$ 와  $-v_L$ 이 그림 8과 같아 그림 3의 이상적 파형과 유사한 것을 확인할 수 있었다. 다만 파형이 약간 대칭이 아니고 스위칭 시 전압의 상승과 하강이 조금 느린 편이어서 스위칭 주파수를 올리려면 스위칭 특성을 좀 더 개선할 필요가 있다.

전류제어 루우프의 특성은 그림 7에서 전압제어기와 가산기의  $-i_o$ 를 개로하고  $i_{cr}$ 에 발진기를 연결

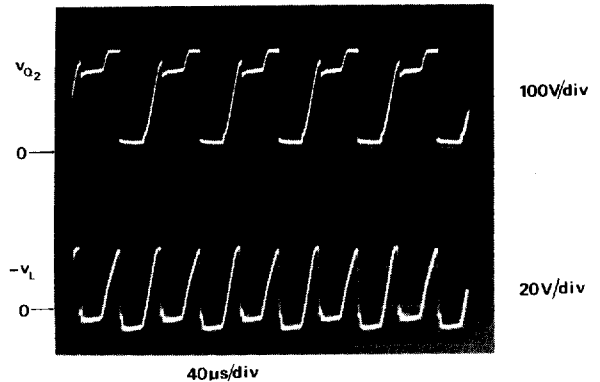


그림 8. 스위칭 파형  
 Fig. 8. Switching waveforms

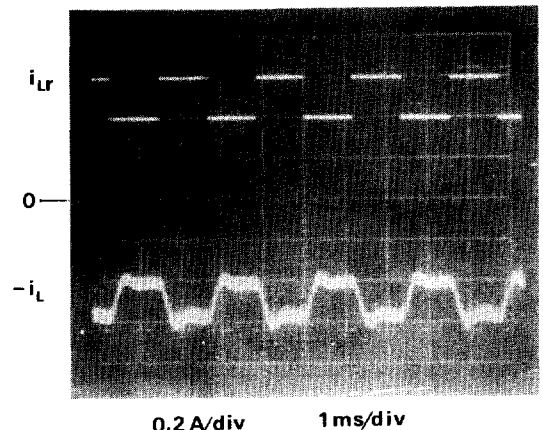


그림 9. 전류제어 loop의 입력 및 출력  
 Fig. 9 Input and output of current control loop

부하전류의 변화가 전류제어기의 기준지령에 바로 더하여 지기 때문이다.

### 6. 결 론

전류원 반브리지형 스위칭 레귤레이터를 설계하고 이의 제어를 위하여 전류제어 루우프를 구성하였다. 부하변화에 대하여 빨리 응답할 수 있도록 부하전류의 변화를 전류제어 루우프의 입력에 첨가하고, 두 제어 루우프의 응답시간에 차이를 둠으로써 스위칭 레귤레이터의 제어모형을 똑같은 2개의 최적제어 모형으로 간략화하였다.

특성시험 결과 예측된 응답을 얻었고, 스위칭주파수 25kHz에서 응답시간이 전체적으로 약 5ms 이었다. 이 응답시간은 회로의 스위칭 특성을 개선하여 스위칭 주파수를 올리면 더 빠르게 할 수 있을 것이다.

상술한 최적제어기는 스위칭 전원의 출력전류나 입력전압이 큰 폭으로 변하면 상수들의 변화폭이 커져 특성이 달라질 것이 예상되므로 이런 경우 적응제어나 또는 다른 적당한 제어방법의 채택 가능성에 대하여 연구가 필요할 것으로 생각된다.

### 참 고 문 헌

- 1) R. D. Middlebrook and S. Cuk; "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," IEEE power Electronics Specialists Conference '76 Rec. (IEEE Publ. 76 CHO 1084-3 AFS), pp. 18-34, 1976
- 2) F. C. Y. Lee and Y. Yu; "Modeling of switching regulator power stages with and without zero-inductor-current dwell time." IEEE Trans. Ind. Electron. Cont. Instr., vol. IECl-26, No 3, pp. 142-150, Aug. 1979.
- 3) P. R. K. chetty; "Current injected equivalent circuit approach to the modeling of switching dc-dc converters in discontinuous inductor conduction mode." IEEE Trans. Ind. Electron., vol. IE-29, No 3, pp. 230-234, Aug. 1982.
- 4) F. E. Thau; "A feedback compensator design procedure for switching regulators," IEEE Trans. Ind. Electron. Cont. Instr. vol. IECl-26, No 2, pp. 104-110, May 1979.
- 5) R. Redl and N. O. Sokal; "Optimizing dynam-

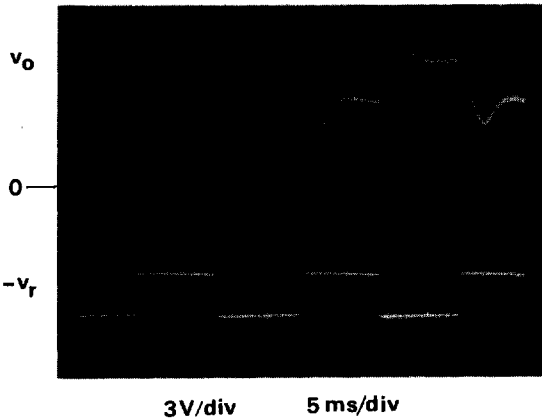


그림10. 전압제어 loop의 입력 및 출력  
Fig. 10. Input and output of voltage control loop

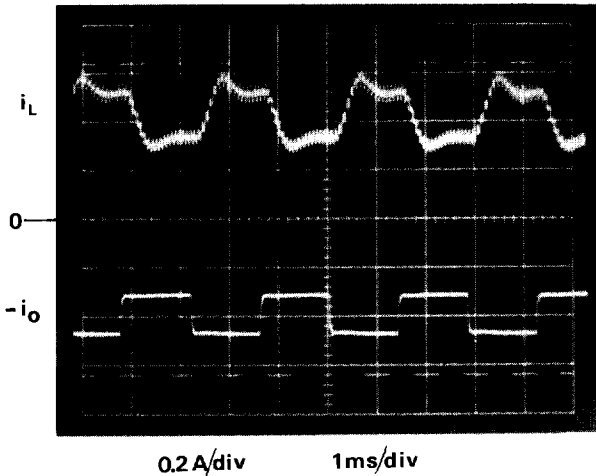


그림11. 부하변화에 대한 응답  
Fig. 11. Response to load variations

하여 기록한 결과 그림 9와 같았다. 전압제어기와  $-i_o$ 를 개로하면  $i_{cr}$ 은  $i_{Lr}$ 이 된다.

그림 9를 보면 전류지령의 계단변화에 대한 응답이 그림 6으로 계산한 것과 거의 같은 것을 알 수 있다.

전압제어 루우프의 특성은 전류제어기와 전압제어기를 동작시키는 상태에서  $v_r$ 을 변화하여 그림10과 같은 결과를 얻었다. 이 파형도 그림 6의 계산과 거의 일치하는 것을 볼 수 있다.

부하변화에 따른 응답특성을 보기 위하여 부하의 일부를 트랜지스터로 계속 교체하며 기록한 것이 그림 11이다. 이 파형은 그림 9와 거의 같은데 이것은

- ic behavior with input and output feed-forward and current-mode control," Proc. of Powercon 7, pp. H1-1 through H1-15, 1980.
- 6) L. H. Dixon, Jr.; The current driven buck converter pulse width modulator topology for off line converter applications, Unitrode Corporations, 1980.
- 7) A. P. Sage and C. C. White III; Optimum systems control, 2nd ed., Prentice-Hall, Inc., 1977.