

# 평균전류모드제어의 전류응답예측을 위한 새로운 이산시간 소신호 모델

丁永錫<sup>†</sup>

## New Discrete-time Small Signal Model of Average Current Mode Control for Current Response Prediction

Young-Seok Jung

### 요 약

본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 전류응답을 예측할 수 있는 새로운 이산시간 소신호 모델을 구한다. 평균전류모드제어는 최대전류모드제어와 달리 전류제어를 위해 복잡한 보상기 회로를 사용하므로 컨버터의 동작 특성 해석이 어렵다. 평균전류모드제어를 사용하는 컨버터의 소신호 전류응답을 예측하기 위해 샘플러 모델을 제안하고, 이 모델로부터 새로운 이산시간 소신호 모델을 구한다. 제안된 방식은 기존 방식과 달리 복잡한 형태의 보상기를 사용하는 컨버터에도 적용 가능하다. 제안한 새로운 이산시간 소신호 모델을 이용한 예측 결과를 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과와 비교하여 제안한 새로운 이산시간 소신호 모델의 우수성을 보인다.

### ABSTRACT

In this paper, a new discrete-time small signal model of an average current mode control is proposed to predict the inductor current responses. Compared to the peak current mode control, the analysis of the average current mode control is difficult because of its presence of an compensation network. By utilizing sampler model, a new discrete-time small signal model is derived and used to predict the behaviors of an inductor current of average current mode control employing generalized compensation networks. In order to show the usefulness of the proposed model, prediction results of the proposed model are compared to those of the circuit level simulator, PSIM and experiment.

**Key Words** : Average current mode control, Sampling effect, Discrete-time Small signal model

### 1. 서 론

평균전류모드제어는 입력전류의 모양을 제어하는 역률개선회로, 배터리 충전용 정전류 회로, MR(Magneto Rheological) 유체를 이용한 반능동 현가장치의 구동회

로 등의 전류를 제어대상으로 하는 응용에 많이 이용되고 있다. 평균전류모드제어는 최대전류모드제어에 비해 전류루프의 안정화를 위한 외부 신호가 필요 없으며, 저주파수 영역에서 전류 루프 이득이 크고, 노이즈에 대한 강인한 특성이 있으며, 특히 역률 개선을 위한 회로의 응용에 있어서는 최대전류모드제어에 비해 전류의 왜곡을 줄일 수 있어 더욱 많이 응용되고 있는 실정이다. 이런 특성을 갖는 평균전류모드제어를 컨버터 응용에 이용하기 위해서는 평균전류모드제어를 이

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 부경대 기계공학부 조교수  
E-mail : yousjung@pknu.ac.kr  
접수일자 : 2004. 11. 4      1차 심사 : 2005. 1. 5  
심사완료 : 2005. 1. 7

용하는 컨버터의 동특성 파악이 중요한 문제가 된다. 컨버터의 동특성을 파악하기 위해 전류모드제어를 사용하는 컨버터에 대한 소신호 모델이 많이 연구되었다. 특히 최대전류모드제어에서는 샘플링 효과를 이용할 경우 모델의 예측 능력이 상당히 우수한 것으로 알려져 있다<sup>[1-3]</sup>. Tang, Lee, 그리고 Ridley<sup>[4]</sup>에 의해 최대전류모드제어에서 구한 샘플러 이득을 그대로 평균전류모드제어에 응용한 경우가 있으나 여러 다른 연구에서 이 접근방식의 부정확함이 언급되었다<sup>[5,6]</sup>. 이들 연구에서는 샘플링 효과가 평균전류모드제어에서는 나타나지 않으며, PWM 변조 이득을 구하여 스위칭 주파수의 3분의 1 지점까지 정확한 모델을 제시하였다<sup>[5,6]</sup>. 그러나 이들 모델식 자체로는 전류루프에 존재하는 불안정성 문제를 예측할 수 없다. 모델식 외에 평균전류모드제어에 존재하는 보상기의 출력에 나타나는 리플을 해석하여 전류루프의 안정성 예측문제를 보완하였다. 모델식을 이용해 전류루프에 존재하는 불안정성 문제를 다루기 위해서는 평균전류모드제어에 존재하는 샘플링 효과를 고려할 필요가 있다. 샘플링 효과를 이용하고, Tang<sup>[4]</sup>의 연구 결과를 보완한 연구가 발표된 바 있으나, 단순한 형태의 보상기(PI 제어기)에 대해서만 적용 할 수 있었다<sup>[7]</sup>. 일반적으로 사용되는 보상기는 노이즈 저감을 위해 고주파수 영역에 극점을 추가적으로 사용하는 형태이므로 기존 모델을 적용하기 어렵다.

따라서 본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 전류응답을 예측할 수 있는 새로운 이산시간 소신호 모델을 구한다. 평균전류모드제어를 사용하는 컨버터의 소신호 전류응답을 예측하기 위해 샘플러 모델을 제안하고, 이 모델로부터 새로운 이산시간 소신호 모델을 구한다. 제안된 방식은 기존 방식과 달리 복잡한 형태의 보상기를 사용하는 컨버터에도 적용 가능하다. 제안한 새로운 이산시간 소신호 모델을 이용한 예측 결과를 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과와 비교하여 제안한 새로운 이산시간 소신호 모델의 우수성을 보인다.

## 2. 소신호 모델링

평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 특성을 해석하기 위해, 사용되는 컨버터의 연속시간 소신호 모델의 유도 과정을 간략히 소개한다. 그림 1에는 평균전류모드제어를 이용하는 벡 컨버터의 회로도를 나타내

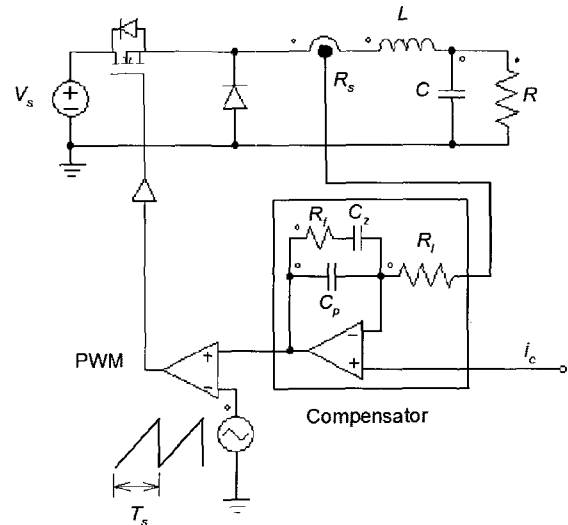


그림 1 평균전류모드제어를 적용한 벡 컨버터 회로도  
Fig. 1 Circuit diagram of a buck converter employing average current mode control

었다. 스위치가 온될 경우 인덕터에 입력전압이 순방향으로 인가되어 전류가 증가하게 되고, 스위치가 오프되면 인덕터에는 역방향으로 출력전압이 인가되어 전류는 감소하게 된다. 스위치 동작에 따른 전압과 전류에 관한 평균화기법을 적용한 상태 공간 모델식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= d \cdot \bar{v}_s - \bar{v}_o \\ C \frac{d\bar{v}_o}{dt} &= \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_o}{R} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 bar는 평균값을 의미하며, d는 동작 시비율(duty ratio)이다. 식 (1)으로부터 소신호 모델식을 얻기 위해 전류, 전압, 그리고 시비율을 정상상태값과 작은변동분으로 구분하여  $\bar{i}_L = I_L + \tilde{i}$ ,  $\bar{v}_o = V_o + \tilde{v}_o$ ,  $\bar{v}_s = V_s + \tilde{v}_s$ ,  $d = D + \tilde{d}$  와 같이 표시하고 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L \frac{d\tilde{i}}{dt} &= D \tilde{v}_s - \tilde{v}_o + \overline{V}_s \tilde{d} \\ C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} &= \tilde{i} - \frac{\tilde{v}_o}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

해석하려는 전류루프의 동특성은 일반적으로 전압루프에 비해 월등히 빠르므로 몇 번의 스위칭 주기 동안

에는 입력전압 및 출력전압의 소신호 변동양은 무시 가능하다. 따라서 식 (2)를 시비율과 인덕터 전류에 관한 식으로 구하면 다음과 같이 간략히 표현할 수 있다.

$$L \frac{d\tilde{i}}{dt} = \overline{V_s} \tilde{d} \quad (3)$$

식 (3)은 전류모드제어를 다루는 여러 연구에서 일반적으로 전류 루프의 동특성을 나타내는 관계식으로 많이 사용되고 있다. 식 (3)을 정상상태에서의 인덕터 전류의 상승 및 하강 기울기로 표시하면 다음과 같다.

표 1 각 컨버터에 대한 인덕터 전류기울기 관계식  
Table 1 Inductor current equations for several converters

	상승기울기( $S_r$ )	하강기울기( $S_f$ )	$S_r + S_f$
부스트 컨버터	$V_s/L$	$(V_o - V_s)/L$	$V_o/L$
벅 컨버터	$(V_s - V_o)/L$	$V_o/L$	$V_s/L$
벅-부스트 컨버터	$V_s/L$	$V_o/L$	$(V_s + V_o)/L$

$$\frac{d\tilde{i}}{dt} = (M_r + M_f) \tilde{d} \quad (4)$$

여기서  $M_r$ 은 상승기울기를  $M_f$ 는 하강기울기를 나타낸다. 식 (4)는 벅 컨버터의 관계식만이 아니라 부스트 그리고 벅-부스트 타입의 컨버터에도 동일하게 적용되는 관계식이며 식 (4)를 이용해 해석하게 될 평균 전류모드제어는 이들 컨버터에 모두 적용가능하다. 표 1에는 각 컨버터에 대한 인덕터 전류의 기울기 관계식을 정리하였다.

### 3. 이산시간 소신호 모델링

#### 3.1 펄스전달함수

평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 전류응답 특성을 해석하기 위해 이산시간 소신호 모델을 구한다. 그림 2에는 일반적으로 많이 사용되는 보상기 회로와 PWM 비교기를 나타내었다. 여기에는 전류센서(센서 이득  $R_s$ )를 통해 얻은 인덕터 전류 파형과 보상기 출력 파형( $v_d$ ) 그리고 PWM 신호를 발생시키기 위한 삼각파와 신호( $v_m$ )를 포함한다. 보상기는 2개의 극점과 1개의 영점으로 구성되어 있으며, 이에 대한 보상기 전달함수는 다음과 같다.

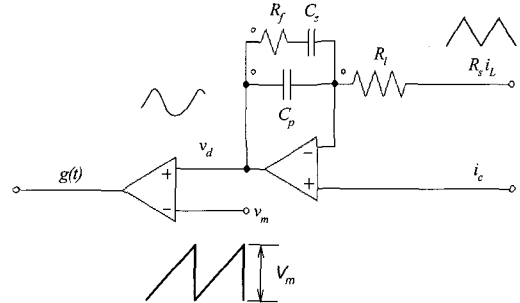


그림 2 보상기 회로와 보상기 입출력 파형  
Fig. 2 Circuit diagram and input-output waveforms of compensator

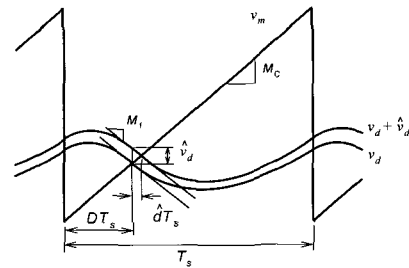


그림 3 시비율 생성을 위한 PWM 변조 파형  
Fig. 3 Waveforms of PWM modulator to generate duty cycle

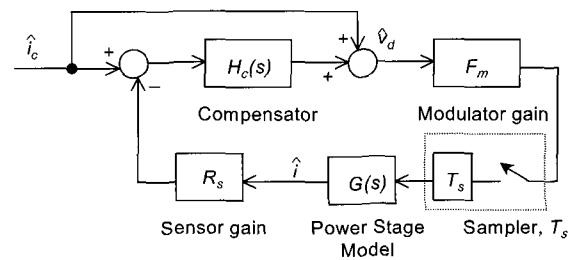


그림 4 샘플링 효과를 고려한 평균전류모드제어의 모델링 구조도  
Fig. 4 Modeling structure of average current mode control employing sampling effect

$$H_c(s) = \frac{K_c(1 + s/\omega_z)}{s(1 + s/\omega_p)} \quad (5)$$

여기서  $K_c = \frac{1}{R_f(C_p + C_z)}$ ,  $\omega_z = \frac{1}{R_f C_z}$ ,  $\omega_p = \frac{C_z + C_p}{R_f C_z C_p}$  이다.

그림 3에는 보상기 출력으로부터 시비율( $d$ )을 얻기 위한 PWM 신호 발생과정을 보여주고 있다. 보상기

출력의 작은 변동분에 대한 시비율의 변동량을 구하는 변조이득( $F_m$ )은 이 그림으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$F_m = \frac{\partial}{\partial v_d} = \frac{1}{(M_c + M_1)T_s} \quad (6)$$

여기서  $M_c$ 는 삼각파 기울기로서  $M_c = V_m/T_s$ 이며,  $M_1$ 은 PWM 발생을 위해 사용된 삼각파 신호( $v_m$ )와 보상기 출력이 만날 때의 기울기로서, 스위칭 주파수( $f_s$ )에서의 보상기 이득으로부터  $M_1 = R_s H_c(2\pi f_s) |M_r$ 와 같이 근사화할 수 있다.

그림 4에는 이산 시간 소신호 모델을 구하기 위해 샘플링 효과를 고려한 평균전류모드제어의 소신호 모델 구조를 나타내었다. 샘플링 효과는 보상기 출력으로부터 시비율을 결정하는 부분에 하나의 이상적인 샘플러를 추가하여 고려하였다. 이는 소신호 전류응답에서 한 스위칭 주기내에서 결정된 시비율은 다음 주기가 되어야만 바뀔 수 있는 전류루프의 특성을 고려한 것이다. 그림 4에서의 전력단 모델  $G(s)$ 는 식 (4)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G(s) = \frac{\tilde{i}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{M_r + M_f}{s} \quad (7)$$

그리고 이 그림으로부터 다음의 두식을 얻을 수 있다.

$$\tilde{v}_d = \tilde{i}_c + H_c(s) (\tilde{i}_c - R_s \tilde{i}) \quad (8)$$

$$\tilde{i} = KG(s) \tilde{v}_d^* \quad (9)$$

식 (8)과 (9)의 양변을 샘플링하여 표현하면 다음과 같다.

$$\tilde{v}_d^* = \tilde{i}_c^* + (H_c(s) \tilde{i}_c)^* - R_s (H_c(s) \tilde{i})^* \quad (10)$$

$$\tilde{i}^* = KG^*(s) \tilde{v}_d^* \quad (11)$$

그런데 식 (9)의 양변에  $H_c(s)$ 를 곱하고 양변을 샘플링하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$(H_c(s) \tilde{i})^* = K [H_c(s) G(s)]^* \tilde{v}_d^* \quad (12)$$

식 (10), (11), 그리고 (12)로부터 인덕터 전류의 샘플링한 양은 다음과 같다.

$$\tilde{i}^* = \frac{KG^*(s)}{1 + R_s K [H_c(s) G(s)]^*} \{ \tilde{i}_c^* + [H_c(s) \tilde{i}_c]^* \} \quad (13)$$

여기서 \*는 샘플링한 양을 표시하며  $K = F_m T_s$  이다. 전류명령이 시간에 따라 천천히 변한다고 가정할 경우 전류명령은 다음과 같이 표현할 수 있으며,

$$\tilde{i}_c \cong \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \tilde{i}_c^* \quad (14)$$

식 (13)은 식 (14)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{i}^* = \frac{KG^*(s)}{1 + R_s K [H_c(s) G(s)]^*} \left\{ 1 + \left[ H_c(s) \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right]^* \right\} \tilde{i}_c^* \quad (15)$$

식 (15)로부터 전류루프의 펄스전달함수는 다음과 같다.

$$T_i(z) = \frac{\tilde{i}(z)}{\tilde{i}_c(z)} = \frac{KG(z)}{1 + R_s K (H_c G(z))} \left\{ 1 + (1 - z^{-1}) \frac{H_c G(z)}{M_r + M_f} \right\} \quad (16)$$

여기서  $H_c G(z) = Z\{H_c(s) G(s)\}$ 이며 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_c G(z) = K_c (M_r + M_f) \times \frac{[T_s + \alpha - \alpha e^{-\omega_s T_s}] z^{-1} + [-\alpha + (\alpha - T_s) e^{-\omega_s T_s}] z^{-2}}{(1 - z^{-1})^2 (1 - e^{-\omega_s T_s} z^{-1})} \quad (17)$$

여기서  $\alpha = 1/\omega_z - 1/\omega_p$  이다. 따라서 식 (16)과 (17)을 정리하면 다음과 같은 평균전류모드제어에서의 전류루프 펄스전달함수를 구할 수 있다.

$$T_i(z) = \frac{b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (18)$$

여기서 각 계수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_3 &= 1 \\ a_2 &= R_s K K_c (M_r + M_f) (T_s + \alpha - \alpha e^{-\omega_s T_s}) - 2 - e^{-\omega_s T_s} \\ a_1 &= R_s K K_c (M_r + M_f) (-\alpha + (\alpha - T_s) e^{-\omega_s T_s}) + 1 + 2e^{-\omega_s T_s} \\ a_0 &= -e^{-\omega_s T_s} \\ b_3 &= K (M_r + M_f) \\ b_2 &= K (M_r + M_f) [K_c (T_s + \alpha - \alpha e^{-\omega_s T_s}) - 1 - e^{-\omega_s T_s}] \\ b_1 &= K (M_r + M_f) [K_c (-\alpha + (\alpha - T_s) e^{-\omega_s T_s}) + e^{-\omega_s T_s}] \\ b_0 &= 0 \end{aligned}$$

식 (18)에서 구한 전류루프의 펄스전달함수는 표 1

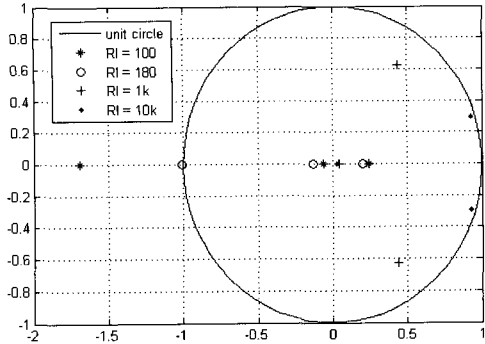


그림 5 부하 저항 변화에 따른 전류루프 펄스전달함수의 근궤적도  
 Fig. 5 Root loci of current loop pulse transfer function according to the variations of load resistance

과 함께 벽, 부스트, 그리고 벽-부스트 컨버터에 모두 적용하여 전류응답을 예측할 수 있는 모델로 사용 가능하다.

### 3.2 안정도 해석

이상에서 구한 전류루프의 펄스 전달함수를 바탕으로 전류루프에 존재하는 안정도 문제를 확인하기 위하여 보상기 입력 저항  $R_l$ 에 따른 근궤적을 확인하였다. 그림 5에 저항값이  $10k\ \Omega$ ,  $1k\ \Omega$ ,  $180\ \Omega$ ,  $100\ \Omega$ 인 경우에 대한 식 (18)의 근해석 결과를 나타내었다. 여기에 사용된 컨버터 파라미터는 4장의 실험결과 고찰에서 사용되었던 값을 사용하였다. 이 그림으로부터 본 논문에서 제시한 이산시간 모델을 이용함으로써 보상기의 이득에 따라 전류루프의 안정도 문제가 발생할 수 있음을 확인할 수 있다. 안정도에 관한 Sun과 Bass<sup>[5]</sup>의 연구에서는 평균전류모드제어에서의 전류루프의 안정도 문제는 존재하며 보상기 출력의 리플관계로 해석하였다. 벽 컨버터의 경우 안정하기 위한 조건을 다음과 같이 제시하였다.

$$\frac{R_f}{R_l} \leq \min \left[ \frac{2V_m L f_s}{(V_{s, \max} - V_o) R_s}, \frac{V_m L f_s}{V_o R_s} \right] \quad (19)$$

표 2에서 제시한 컨버터 파라미터를 사용할 경우, 식 (19)로부터의 전류루프의 안정을 위한 조건은  $R_l \geq 447\ \Omega$ 이다. 그러나 그림 5에서 제시된 제안한 모델로부터 전류루프가 안정하기 위한 조건을 구하면 대략  $R_l \geq 180\ \Omega$ 임을 알 수 있으며, 이는 4장의 실험결과와

으로부터 제안한 모델의 결과가 더 정확한 예측임을 확인할 수 있다.

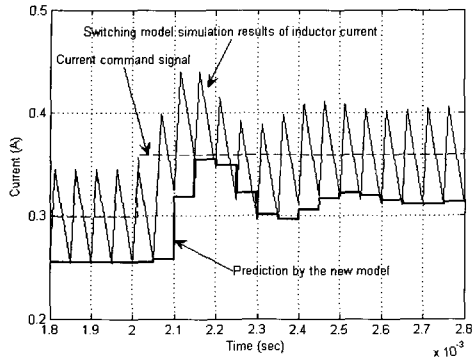
표 2 평균전류모드제어를 사용하는 벽 컨버터의 파라미터 및 동작 조건

Table 2 Parameters and operating conditions of average current mode controlled buck converter

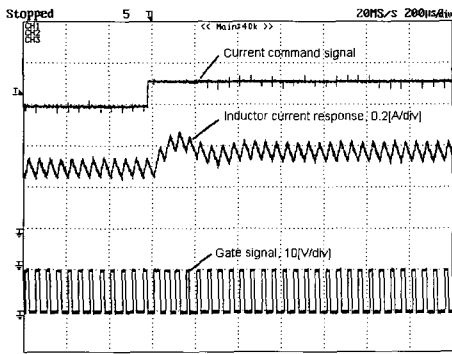
PWM 동작 주파수 $f_s$	20 [kHz]
출력 필터 인덕턴스 $L$	1000 [ $\mu$ H]
출력 필터 커패시턴스 $C$	1000 [ $\mu$ F]
부하 저항 $R$	8 [ $\Omega$ ]
동작 시비율 $D$	0.24
입력 전압 $V_s$	10 [V]
보상기	$R_f = 20$ [k $\Omega$ ], $C_z = 2.2$ [nF], $C_p = 1$ [nF], $R_l = 350$ [ $\Omega$ ], 1[k $\Omega$ ]
전류센서 이득 $R_s$	0.2
외부 삼각파 신호 최대값 $V_m$	1.7 [V]

### 4. 실험 결과

이상의 결과의 정당성을 확인하기 위하여 스위칭 모델 시뮬레이션을 위한 PSIM 회로 시뮬레이션과 같이 실험을 행하였다. 제안한 모델 결과식은 벽, 부스트, 벽-부스트 컨버터에 모두 적용가능하나 본 논문에서는 벽 컨버터에 대해서 비교 실험을 행하였다. PSIM은 시간을 분할하여 시뮬레이션을 행하므로 결과의 정확도를 높이기 위해서는 시간을 잘게 분할하여 행하여야 하며 본 비교 시뮬레이션에서는 10[nsec]의 시간 단계를 사용하였다. 그리고 비교 대상 컨버터의 파라미터는 표 2에 정리하였다. 그림 6과 7에는 보상기의 입력 저항  $R_l$ 이 각각  $1k\ \Omega$ 과  $350\ \Omega$ 일 때의 본 논문에서 제시한 전류루프의 이산시간 모델식 결과, 스위칭 모델 시뮬레이션 결과 그리고 실험 결과를 나타내었다. 각 그림의 (a)에는 시뮬레이션 결과를 (b)에는 실험 결과를 나타내었다. 이들 그림으로부터 스위칭 모델의 응답과 실험결과 그리고 제안한 모델에 의한 전류 응답 특성은 상당히 유사한 결과를 보임을 알 수 있다. 그리고 보상기 이득이 증가할수록( $R_l$ 이 감소할수록) 인덕터 전류응답이 빠른 응답을 보이나, 그림 5의 근해석 결과로부터  $R_l$ 의 더 큰 감소는 전류의 변동성을 더



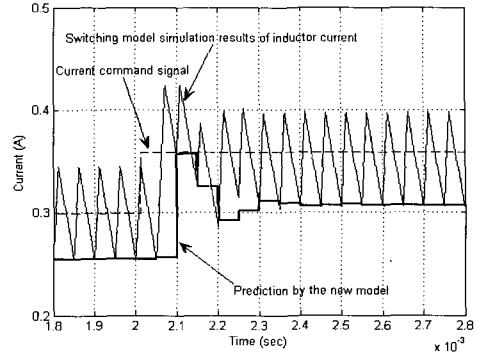
(a) 시뮬레이션 파형



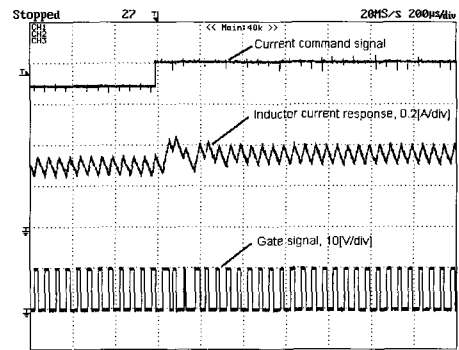
(b) 실험 파형

그림 6 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 응답 파형( $R_L = 1k \Omega$ )  
 Fig. 6 Inductor current responses with abrupt change of current command( $R_L = 1k \Omega$ )

속 증가시켜 불안정한 방향으로 응답 특성이 변화할 수 있음을 알 수 있다. 그림 8에는 보상기의 입력 저항 값이  $200 \Omega$  일 때의 스위칭 모델 시뮬레이션 결과로써 전류 루프의 응답이 불안정함을 알 수 있다. 이는 제안한 모델이 예측한 결과보다 조금 높은 저항값에서 불안정함을 나타낸 것이나 3장에서 언급하였듯이 평균전류모드제어에 관한 기존 모델의 예측결과보다 제안한 모델이 전류응답에 관해 우수한 예측 능력을 보인다. 보다 더 정확한 예측 모델을 구하기 위해서는 변조 이득( $F_m$ )에 포함된 보상기 출력 기울기  $M_I$ 을 더욱 정확하게 표현할 필요가 있으나 Sun과 Bass<sup>[5]</sup>의 연구에서 언급하였듯이 보상기에 사용되는 OP-amp의 비선형성에 의해 실제 실험 모델에 적용 가능한 안정한계점 조건은 쉽게 구하기 어렵다. 비록 안정한계점 근처에서 스위칭 모델 결과와 조금의 오차가 존재하



(a) 시뮬레이션 파형



(b) 실험 파형

그림 7 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 응답 파형( $R_L = 350 \Omega$ )  
 Fig. 7 Inductor current responses with abrupt change of current command( $R_L = 350 \Omega$ )

나, 본 논문에서 제안한 모델은 평균전류모드제어를 사용하는 컨버터의 전류성능 예측에 있어 기존 모델<sup>[5,6]</sup>에 비해 우수한 결과를 보인다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 전류응답을 예측할 수 있는 새로운 이산시간 소신호 모델을 유도하였다. 평균전류모드제어는 최대전류모드제어와 달리 전류제어를 위해 복잡한 보상기 회로를 사용하고 있으므로 컨버터의 동작 특성 해석이 어려웠다. 평균전류모드 제어를 사용하는 컨버터의 소신호 전류응답을 예측하기 위해 샘플러 모델을 제안하고, 이 모델로부터 새로운 이산시간 소신호 모델을 구하였다. 제안된 방식은 기존 방식과 달리 복잡한 형태

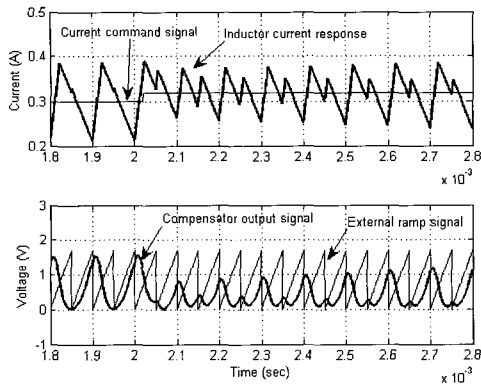


그림 8 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 응답 파형( $R_L = 200 \Omega$ )  
 Fig. 8 Inductor current responses with abrupt change of current command( $R_L = 200 \Omega$ )

의 일반적인 보상기를 사용하는 컨버터에도 적용 가능하다. 제안한 새로운 이산시간 소신호 모델을 이용한 예측 결과를 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과와 비교하여 제안한 새로운 이산시간 소신호 모델의 우수성을 확인하였다.

이 논문은 2005년도 두뇌한국21사업에 의하여 일부 지원되었음.

### 참 고 문 헌

[1] Tan, F. D., and Middlebrook, R. D., "A Unified Model for Current-Programmed Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 4, pp. 397-408, 1995.  
 [2] Ridley, R. B., "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 271-280, 1991.  
 [3] 정영석, 권순재, "전류모드로 제어되는 영전압 스위칭 하프 브리지 PWM 컨버터의 해석", 전력전자학회 논문지, pp. 338-345, 2003.  
 [4] Tang, W., Lee, F. C., and Ridley, R. B., "Small-Signal Modeling of Average Current Mode Control," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 2, pp. 112-119, 1993.  
 [5] Sun, J., and Bass, R. M., "Modeling and Practical Design Issues for Average Current Control", IEEE APEC Record, pp. 980-986, 1999.

[6] Suntio, T., Lempinen, J., Gadoura, I. and Zenger, K., "Dynamic Effects of Inductor Current Ripple in Average Current Mode Control", IEEE PESC Conf. Rec., pp. 1259-1264, 2001.  
 [7] Jung, Young-Seok and Youn, Myung-Joong, "Discrete-time small signal modelling of average current mode control", Electronics Letter, Vol. 36, No. 23, pp. 1908-1909, November 2000.

### 저 자 소 개



**정영석(丁永錫)**

1970년 3월 15일생. 1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계공학부(메카트로닉스 자동화 정보전공) 조교수.