

# 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 모델링 및 설계

丁永錫<sup>†</sup>

## Modeling and Design of Average Current Mode Control

Young-Seok Jung

### 요 약

본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 연속시간 소신호 모델을 구한다. 평균전류모드제어에 일반적으로 사용되는 보상기를 적용한 컨버터의 해석을 위해 샘플러를 전류루프에 포함시켜 해석한다. 기존 모델에서는 정확히 해석하기 어려웠던 전류루프 이득의 고주파 영역 해석이 제안한 모델을 이용함으로써 쉽게 해결할 수 있으며, 시스템의 안정성을 결정하는 고주파 영역에서의 주파수 응답 특성을 제안한 모델이 우수한 성능으로 예측 가능함을 보인다. 이를 위해 평균전류모드제어에서 전류루프에 샘플러가 포함된 모델을 제시하고 이 샘플러에 대한 연속시간 모델을 구하여 평균전류모드제어의 연속시간 모델을 구한다. 제안한 새로운 연속시간 소신호 모델을 이용한 예측 결과를 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과와 비교하여 제안한 새로운 연속시간 소신호 모델의 우수성을 확인한다.

### ABSTRACT

In this paper, a new continuous-time small signal model of an average current mode control is proposed. Sampling effect is considered to obtain the proposed small signal model. By the proposed model, the high frequency response characteristics of current loop gain might be predicted accurately compared to previous models. And this leads the prediction of inductor current response of the proposed model to be accurate compared to others. 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, Continuous-time Small signal model

### 1. 서 론

평균전류모드제어는 1990년대 초에 소개된 이후 여러 컨버터 응용에 많이 이용되고 있다. 특히 최대전류모드제어에 비해 전류루프의 안정화를 위한 외부 신호가 필요 없고, 저주파수 영역에서의 전류 루프 이득이 크고, 노이즈에 대한 강인한 특성이 있어 응용분야가 넓은 실정이다. 이런 특성을 갖는 평균전류모드제어를

컨버터 응용에 이용하기 위해서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 동특성 파악이 중요한 문제가 된다.

기존의 여러 연구에서 컨버터의 동특성을 파악하기 위해 평균전류모드제어를 사용하는 컨버터에 대한 정확한 소신호 모델을 얻기 위한 노력을 행하였다. Tang<sup>[4]</sup>은 최대전류모드제어에서는 샘플링 효과를 이용할 경우 모델의 예측 능력이 상당히 우수한 것을 이용하여<sup>[1-3]</sup> 최대전류모드제어에서 구한 샘플러 이득을 그대로 평균전류모드제어에 응용한 경우가 있다. 이는 평균전류모드제어와 최대전류모드제어의 동작이 유사한 것을 이용한 것이나, 여러 다른 연구에서 이 방식

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 부경대 기계공학부 조교수  
E-mail : yousjung@pknu.ac.kr  
접수일자 : 2005. 5. 27                    1차 심사 : 2005. 6. 29  
심사완료 : 2005. 6. 30

의 부정확함이 언급되었다<sup>[5, 6]</sup>. Sun<sup>[5]</sup>과 Suintio<sup>[6]</sup>의 연구에서는 샘플링 효과가 평균전류모드제어에서는 나타나지 않는 것으로 해석하였고, PWM 듀티를 구하는 과정인 변조기(modulator) 모델을 이용하여 PWM 변조 이득을 구하였으며, 전류루프이득에 관한 주파수 응답을 제시하여 스위칭 주파수의 3분의 1 지점까지 정확한 모델임을 보였다. 그러나 이들 모델식 자체로는 전류루프에 존재하는 불안정성 문제를 예측할 수 없어 모델식 외에 평균전류모드제어에 존재하는 보상기의 출력에 나타나는 리플을 해석하여 전류루프의 안정성 예측문제를 보완하였다. 그리고 이들 모델은 스위칭 주파수의 2분의 1 지점 근처에서 발생하는 위상 지연 현상에 대해 설명하지 못하였다. 모델식을 이용해 전류루프에 존재하는 불안정성 문제를 다루기 위해서는 전류루프에 존재하는 샘플링 효과를 고려할 필요가 있다. 이 방법은 이미 저자에 의해 제시된 이산시간 모델링 과정에서 제시된 바 있으나<sup>[7, 10]</sup>, 기존의 제어기 설계 방법을 활용하기 위해서는 연속 시간 모델이 필요하다. 샘플링 효과를 연속시간 모델로 해석하여 스위칭 주파수의 2분의 1 근처에 발생하는 위상 지연 현상을 설명하고, 이를 제어기 설계에 활용 가능하도록 하는 연속시간 소신호 모델을 제시할 필요가 있다.

따라서 본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 전류응답을 예측할 수 있는 새로운 연속시간 소신호 모델을 구한다. 이를 위해 샘플러 모델을 제안하고, 샘플러에 관한 연속 시간 모델을 제시하여, 스위칭 주파수의 2분의 1 근처에 발생하는 위상 지연 현상을 설명한다. 이 위상 지연 현상에 의해 평균전류모드 제어에도 불안정성 문제가 발생할 수 있으며, 제안한 모델은 기존의 모델보다 우수하게 이 현상을 설명할 수 있음을 보인다. 제안한 새로운 연속시간 소신호 모델을 이용한 예측 결과를 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과와 비교하여 제안한 새로운 연속시간 소신호 모델의 우수성을 확인 한다.

## 2. 변조기 모델

평균전류모드제어 방식은 전력단의 인덕터 전류를 전류센서(센서 이득  $R_s$ )를 통해 얻고, 이를 보상기의 입력으로 사용하여 원하는 전류가 되도록 하는 PWM 비교기를 통해 시비율을 정하는 방식이다. 그림 1에 평균전류모드제어를 적용한 벡 컨버터의 회로도도 나타내었다. 이 그림에서 알 수 있듯이 평균전류모드제

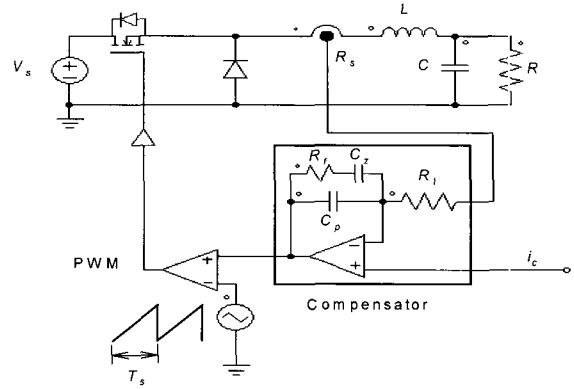


그림 1 평균전류모드제어를 적용한 벡 컨버터 회로도  
Fig. 1 Circuit diagram of a buck converter employing average current mode control

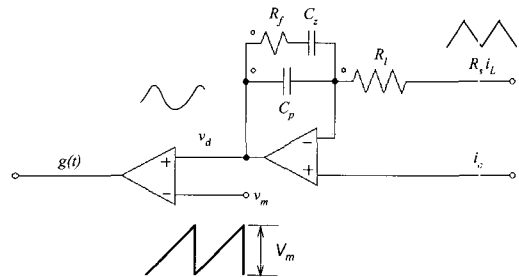


그림 2 보상기 회로와 보상기 입출력 파형  
Fig. 2 Circuit diagram and input-output waveforms of compensator

어는 크게 전력단, 보상기부, 그리고 PWM 시비율(듀티) 결정을 위한 변조기부로 나눌 수 있다. 연속시간 소신호 모델을 구하기 위해서 각 부분별 소신호 모델을 구하고, 이를 조합하여 완성된 하나의 소신호 모델을 구할 수 있다. 그림 2에는 보상기 회로와 PWM 비교기를 나타내었다. 여기에는 전류센서(센서이득  $R_s$ )를 통해 얻은 인덕터 전류 파형과 보상기 출력 파형( $v_d$ ) 그리고 PWM 신호를 발생시키기 위한 삼각파 신호( $v_m$ )를 포함한다. 보상기는 2개의 극점과 1개의 영점으로 구성되어 있으며, 이에 대한 보상기 전달함수는 다음과 같다.

$$H_c(s) = \frac{K_c(1+s/w_z)}{s(1+s/w_p)} \quad (1)$$

여기서  $K_c = \frac{1}{R_f(C_f + C_p)}$ ,  $w_z = \frac{1}{R_f C_f}$ ,  $w_p = \frac{C_f + C_p}{R_f C_f C_p}$  이다.

그림 3에는 보상기 출력으로부터 시비율( $c$ )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.

$$F_m = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_d} = \frac{1}{(M_c + M_1)T_s} \quad (2)$$

여기서  $M_c$ 는 삼각파 기울기로써  $M_c = V_m/T_s$ 이며,  $M_1$ 은 PWM 발생을 위해 사용된 삼각파와 신호( $v_m$ )와 보상기 출력( $v_d$ )이 만날 때의 기울기로써, 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_1 = k_3 + k_4 + \frac{k_1 - k_2 + (k_3 + k_4)e^{-w_p(1-D)T_s}}{1 - e^{-w_p T_s}} e^{-w_p D T_s} \quad (3)$$

단

$$k_1 = R_s K_c \left( \frac{I_{PP}}{2} - \frac{M_f}{w_z} \right) (1 - e^{-w_p(1-D)T_s})$$

$$k_2 = \frac{R_s K_c M_f}{w_p} (w_p(1-D)T_s - 1 + e^{-w_p(1-D)T_s})$$

$$k_3 = R_s K_c \left( \frac{M_r}{w_z} - \frac{I_{PP}}{2} \right) (1 - e^{-w_p D T_s})$$

$$k_4 = \frac{R_s K_c M_r}{w_p} (w_p D T_s - 1 + e^{-w_p D T_s})$$

이며,  $I_{PP}$ 는 인덕터 리플 전류로써,  $I_{PP} = M_d T_s$ 이다. 식 (3)의 유도과정은 부록 1에 나타내었다. 그림 4에는 연속 시간 소신호 모델을 구하기 위해 샘플링 효과를 고려한 평균전류모드제어의 소신호 모델 구조를 나타내었다. 샘플링 효과는 보상기 출력으로부터 시비율을 결정하는 부분에 하나의 이상적인 샘플러를 추가하여 고려한다. 이는 소신호 전류응답에서 한 스위칭 주기 내에서 결정된 시비율은 다음 주기가 되어야만 바뀔 수 있는 전류루프의 특성을 고려한 것이다. 따라서 변조기 모델은 변조이득과 하나의 이상적인 샘플러로 모델링 가능하다.

### 3. 연속시간 소신호 모델링

#### 3.1 샘플러의 연속시간 모델

평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 연속시간 소신호 모델을 구하기 위해서는 샘플러에 대한 등가의 연속시간 모델을 구해야 한다. 최대전류모드제어에서 구한 샘플러의 연속시간 모델은 평균전류모드제어에 그대로 사용할 수 없으므로 전류루프의 전달함수로부터 등가의 연속시간 모델을 구할 필요가 있다.

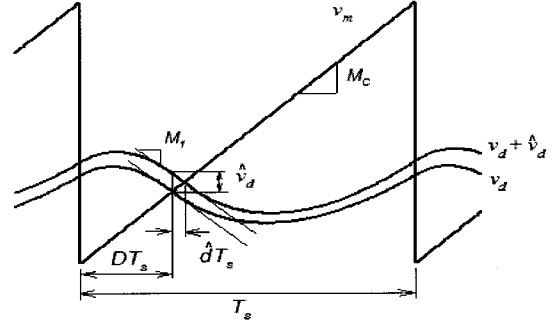


그림 3 시비율 생성을 위한 PWM 변조 파형  
Fig. 3 Waveforms of PWM modulator to generate duty cycle

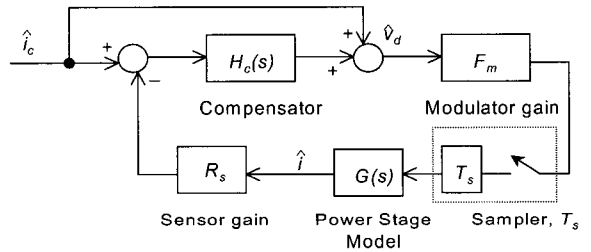


그림 4 샘플링 효과를 고려한 평균전류모드제어의 모델링 구조도  
Fig. 4 Modeling structure of average current mode control employing sampling effect

그림 4에서의 전력단 모델  $G(s)$ 는 전류응답이 짧은 시간(몇 스위칭 주기)동안에 이루어지므로 이 시간동안 출력측 커패시터 전압의 변동은 거의 무시 가능하다는 조건에 따라 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[1]</sup>.

$$G(s) = \frac{\hat{i}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{M_r + M_f}{s} \quad (4)$$

여기서  $M_r$ 과  $M_f$ 는 각각 인덕터 전류의 상승 및 하강 기울기를 나타낸다. 그리고 이 그림으로부터 다음의 두식을 얻을 수 있다.

$$\hat{v}_d = \hat{i}_c + H_c(s)(\hat{i}_c - R_s \hat{i}) \quad (5)$$

$$\hat{i} = F_m T_s G(s) \hat{v}_d^* \quad (6)$$

식 (5)와 (6)으로부터 다음식을 얻을 수 있다.

$$\hat{v}_d^* = \frac{\hat{i}_c^* + (H_c(s)\hat{i}_c)^*}{1 + R_s F_m T_s [H_c(s)G(s)]^*} \quad (7)$$

식 (6)과 (7)로부터 다음 식을 얻는다.

$$\dot{i} = \frac{F_m T_s G(s)}{1 + R_s F_m T_s [H_c(s) G(s)]^*} [\dot{i}_c^* + (H_c(s) \dot{i}_c)^*] \quad (8)$$

그런데 식 (4)에 나타낸 전력단의 모델식은 높은 주파수 영역에서 이득을 크게 감소시키는 특성이 있고 전류명령이 빠르게 변하지 않는다면 다음과 같은 근사 식을 얻을 수 있다.

$$G(s)[\dot{i}_c^* + (H_c(s) \dot{i}_c)^*] \cong G(s) \frac{1 + H_c(s)}{T_s} \dot{i}_c \quad (9)$$

식 (8)과 (9)로부터 전류루프의 전달함수는 다음과 같다.

$$T_i(s) = \frac{\dot{i}}{\dot{i}_c} = \frac{F_m G(s)[1 + H_c(s)]}{1 + R_s F_m T_s [H_c(s) G(s)]^*} \quad (10)$$

그림 4에서 구하려는 연속시간 샘플러 모델을  $H_s(s)$ 로 나타내어 전류루프의 전달함수를 구하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\dot{i}}{\dot{i}_c} = \frac{F_m G(s)[1 + H_c(s)]H_s(s)}{1 + R_s F_m G(s)H_c(s)H_s(s)} \quad (11)$$

따라서 식 (10)과 (11)으로부터 연속시간 샘플러 모델을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_s(s) = \frac{1}{1 + R_s F_m T_s [H_c(s) G(s)]^* - R_s F_m H_c(s) G(s)} \quad (12)$$

그런데  $[H_c(s) G(s)]^*$ 은  $H_c(s) G(s)$ 의 z-변환으로부터 구할 수 있으며 다음과 같다.

$$[H_c(s) G(s)]^* = K_c \frac{B_1 e^{-sT_s} + B_2 e^{-2sT_s}}{(1 - e^{-sT_s})^2 (1 - e^{-w_p T_s} e^{-sT_s})} \quad (13)$$

단

$$\begin{aligned} a_5 &= A T_s^6 \left( \frac{B_1 + B_2}{w_p \pi^6} \right) \\ a_4 &= A T_s^4 \left( \frac{(B_1 + B_2) T_s}{\pi^6} + \frac{B_1 - B_2}{2 w_p \pi^4} \right) \\ a_3 &= T_s^2 \frac{1 - e^{-w_p T_s}}{w_p \pi^2} + A T_s^3 \left( \frac{(B_1 - B_2) T_s}{2 \pi^4} + \left( \frac{3}{\pi^4} - \frac{1}{4 \pi^2} \right) \frac{B_1 + B_2}{w_p} \right) \\ a_2 &= T_s \left( \frac{T_s (1 - e^{-w_p T_s})}{\pi^2} + \frac{1 + e^{-w_p T_s}}{2 w_p} \right) + A T_s^2 \left( \left( \frac{3 T_s}{\pi^4} - \frac{T_s}{4 \pi^2} \right) (B_1 + B_2) + \left( \frac{2}{\pi^2} - \frac{1}{4} \right) \frac{B_1 - B_2}{2 w_p} \right) \\ a_1 &= \frac{T_s (1 + e^{-w_p T_s})}{2} + \frac{1 - e^{-w_p T_s}}{w_p} + A T_s \left( \left( \frac{2 T_s}{\pi^2} - \frac{T_s}{4} \right) \frac{B_1 - B_2}{2} + \left( \frac{3}{\pi^2} - \frac{1}{4} \right) \frac{B_1 + B_2}{w_p} \right) - A T_s^2 \frac{1 - e^{-w_p T_s}}{w \pi^2} \\ a_0 &= 1 - e^{-w_p T_s} + A \left( \left( \frac{3 T_s}{\pi^2} - \frac{T_s}{4} \right) (B_1 + B_2) + \frac{B_1 - B_2}{2 w_p} \right) - A T_s \left( \frac{T_s (1 - e^{-w_p T_s})}{\pi^2} + \frac{1 + e^{-w_p T_s}}{2 w_p} \right) \end{aligned}$$

$$B_1 = T_s + \frac{1}{w_z} - \frac{1}{w_p} - \left( \frac{1}{w_z} - \frac{1}{w_p} \right) e^{-w_p T_s}$$

$$B_2 = -\frac{1}{w_z} + \frac{1}{w_p} + \left( \frac{1}{w_z} - \frac{1}{w_p} - T_s \right) e^{-w_p T_s}$$

그리고  $e^{-sT_s}$ 에 대한 스위칭 주파수의 1/2까지 정확한 Pade 근사화<sup>[9]</sup>는 다음과 같으므로

$$e^{-sT_s} = \frac{1 - \frac{\pi}{w_s} s + \frac{4}{w_s^2} s^2}{1 + \frac{\pi}{w_s} s + \frac{4}{w_s^2} s^2} \quad (14)$$

식 (13)과 (14)로부터 식 (12)를 다시 정리하면 다음과 같은 최종의 연속시간 샘플러 모델을 구할 수 있다.

$$H_s(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (15)$$

그리고  $A = R_s K_c F_m (M_r + M_f)$ 이다. 그림 5에는 식 (12)와 (15)에 나타낸 연속시간 샘플러 모델의 주파수 응답을 표 1에 나타낸 컨버터 파라미터를 사용하여 비교해 나타내었다. 식 (12)를 Pade 근사화 기법을 적용하여 근사화한 식 (15)의 주파수 응답은 식 (12)의 주파수 응답과 작은 오차 내에서 유사함을 확인할 수 있으며, 입력 전압이 증가함에 따라 위상 지연이 증가함을 확인할 수 있다. 이런 현상은 평균전류모드제어에서 입력전압이 증가함에 따른 전류루프의 불안정성 문제를 설명할 수 있는 근거가 된다.

### 3.2 기존 모델과의 비교

기존의 연구 결과<sup>[4-6]</sup>에서 알려진 높은 입력전압 조건에서의 평균전류모드제어의 전류응답의 불안정성 문제를 제안된 모델과 기존 모델의 예측 결과를 확인하기 위하여 전류루프 이득의 주파수 응답 특성을 확인한다. 평균전류모드제어를 사용하는 벽 컨버터의 전류

$$\begin{aligned} b_3 &= T_s^2 \frac{1 - e^{-w_p T_s}}{w_p \pi^2} \\ b_2 &= T_s \left( \frac{T_s (1 - e^{-w_p T_s})}{\pi^2} + \frac{1 + e^{-w_p T_s}}{2 w_p} \right) \\ b_1 &= \frac{T_s (1 + e^{-w_p T_s})}{2} + \frac{1 - e^{-w_p T_s}}{w_p} \\ b_0 &= 1 - e^{-w_p T_s} \end{aligned}$$

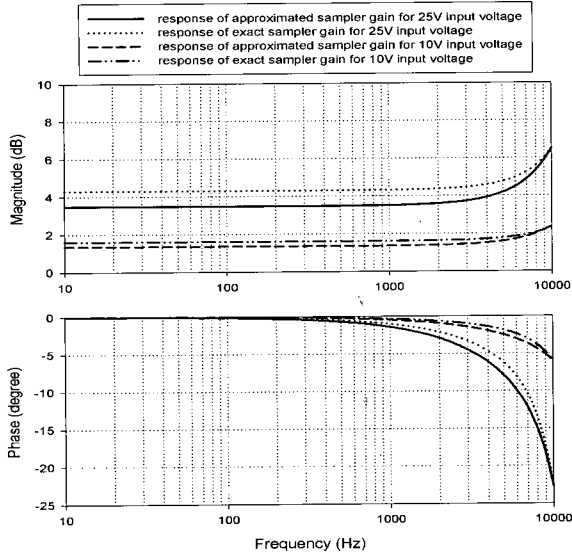


그림 5 두 다른 입력 전압에 따른 식 (12)와 (15)의 연속 시간 샘플러 모델의 주파수 응답  
 Fig. 5 Frequency responses of sampler models in equations (12) and (15) for different input voltages

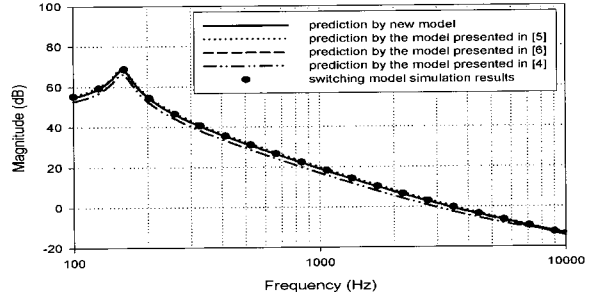
루프 이득은 다음과 구할 수 있다.

$$T_c(s) = R_s F_m G_p(s) H_c(s) H_s(s) \quad (16)$$

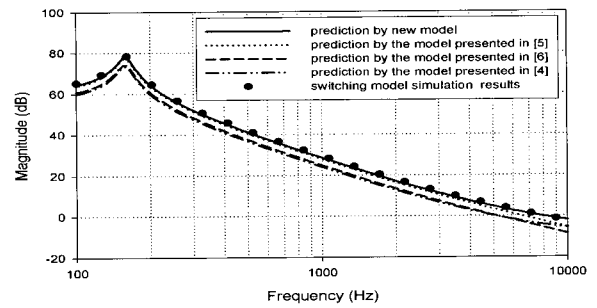
여기서  $G_p(s)$ 는 전력단의 전달함수이며 상태평균화 기법을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G_p(s) = \frac{(1 + RCs)V_s}{RLs^2 + Ls + R} \quad (15)$$

기존 모델과 제안한 모델과의 차이는 연속시간 샘플러 모델( $H_s(s)$ ) 및 변조이득( $F_m$ )의 차이에 있다. 특히 Sun<sup>[5]</sup> 과 Suntio<sup>[6]</sup>의 연구에서는 샘플러 효과를 고려하고 있지 않아 샘플러 모델은 포함되어 있지 않다. 그림 6과 7에 다른 두 입력전압 조건에서의 전류루프 이득의 크기와 위상을 각 모델의 예측 결과 및 스위칭 모델의 결과와 비교하여 나타내었다. 입력전압이 10V 일때의 전류루프이득의 크기 예측 결과는 서로 비슷한 결과를 확인할 수 있으나, 입력전압이 높은 25V의 경우에는 Tang<sup>[4]</sup>과 Suntio<sup>[6]</sup> 모델 결과가 조금 낮은 크기 응답을 예측하고 있다. 스위칭 모델 결과와 비교하여 제안한 모델의 예측 결과가 두 경우에 대해서도 우수한 결과를 보임을 알 수 있다. 그리고 그림 7에 나타난 위상 예측 결과에서도 제안한 모델의 예측결과가 가장 우수함을 알 수 있다. Tang<sup>[4]</sup>의 모델은 샘플링



(a) 입력전압이 10V인 경우



(b) 입력전압이 25V인 경우

그림 6 두 다른 입력 전압(10V, 25V)에 따른 전류루프이득의 주파수 크기응답 비교

Fig. 6 Magnitude responses of current loop gains for different two input voltages(10V, 25V)

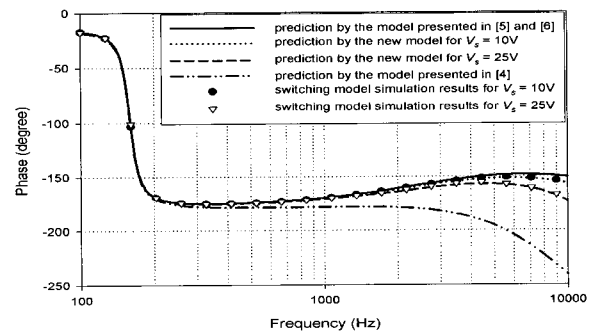


그림 7 두 다른 입력 전압(10V, 25V)에 따른 제안한 모델 및 기존 모델의 전류루프이득의 주파수 위상응답

Fig. 7 Phase responses of current loop gains for different two input voltages(10V, 25V)

효과를 고려하고 있어 높은 주파수영역에서 위상 지연 효과를 나타내고 있으나 스위칭 모델 결과와 비교하여 그 양이 너무 과도함을 알 수 있다.

그리고 Sun<sup>[5]</sup>과 Suntio<sup>[6]</sup>의 위상 예측 결과는 입력 전압이 다른 두 조건에 대해서 위상 응답이 동일함을

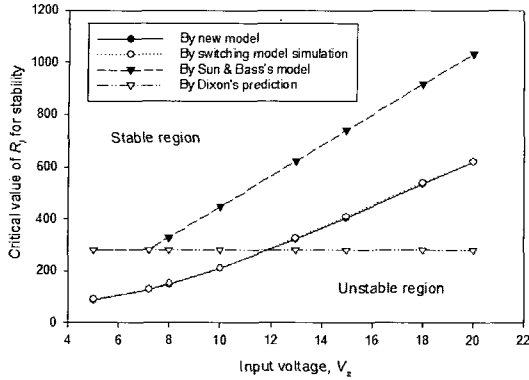


그림 8 입력전압에 따른 각 모델별 안정을 위한 RI 조건  
 Fig. 8 Critical values of RI for stability with different input voltages

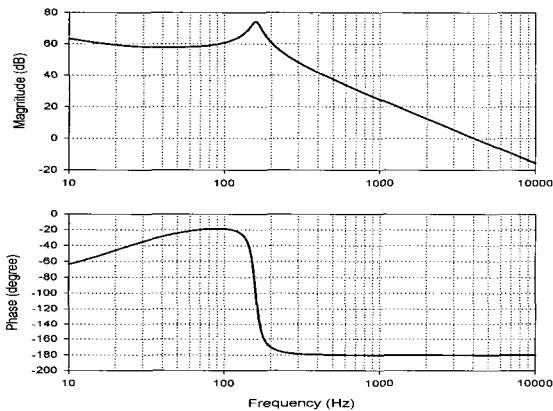


그림 9 전류루프이득에서 앞섬보상기 부분과 샘플러 이득( $H_s(s)$ )을 제외한 부분의 보드선도  
 Fig. 9 Bode diagram of current loop gain except lead compensator and sampler gain parts

알 수 있고, 이와 같은 결과로 평균전류모드제어에서의 입력전압에 따른 전류루프의 불안정성 문제를 예측할 수 없다. 스위칭 모델 결과에서는 입력전압이 증가함에 따라 고주파수 영역에서 위상 지연이 증가하고 있으며 이를 제안한 모델이 정확히 예측하고 있다.

### 3.3 보상기 입력저항에 따른 안정도 해석

보상기의 입력 저항  $R_l$ 은 전류루프의 이득을 결정하여 시스템의 안정도를 결정할 수 있는 중요한 변수로써 이미 이전논문<sup>[10]</sup>에서 이산시간 모델을 바탕으로  $R_l$ 에 따른 안정도를 해석하고 기존 모델과 비교하였었다. 그림 8에는 보상기 입력 저항  $R_l$ 과 입력전압에 따른 전류루프의 안정한계 조건을 제안한 연속시간 모델과 Sun<sup>[5]</sup>, Dixon<sup>[8]</sup>이 제시한 조건, 그리고 스위칭 모델

표 1 평균전류모드제어를 사용하는 벡 컨버터의 파라미터 및 동작 조건

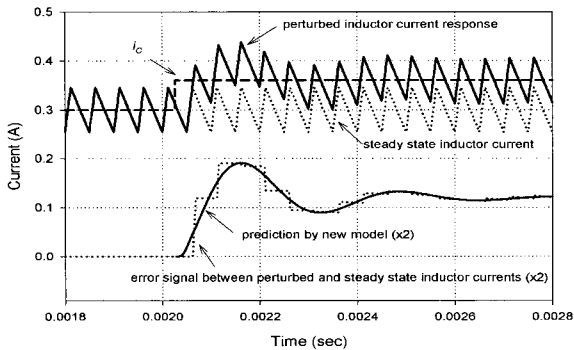
Table 1 Parameters and operating conditions of average current mode controlled buck converter

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], $R_t = 1$ [k $\Omega$ ]
전류센서 이득 $R_s$	0.2
외부 삼각파 신호 최대값 $V_m$	1.7 [V]

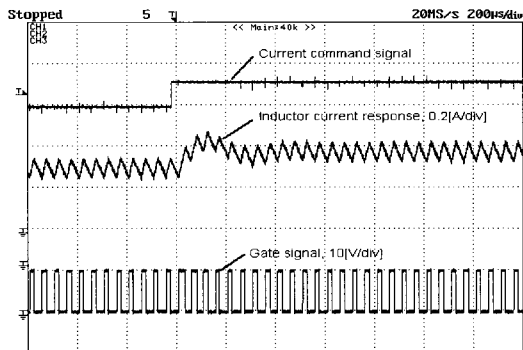
의 결과와 비교하여 나타내었다. 이 그림으로부터 제안한 연속시간 모델의 결과는 이산시간모델<sup>[10]</sup>의 결과와 같이 기존의 보상기 출력 리플 조건으로부터 구한 Sun<sup>[5]</sup>과 Dixon<sup>[8]</sup>의 결과 보다 우수한 결과를 예측할 수 있음을 알 수 있다.

## 4. 보상기 설계 및 실험

새롭게 제안한 모델은 기존의 모델과 달리 크기 및 위상 주파수응답을 거의 정확히 예측할 수 있으므로 보상기 설계 및 검증에 있어 보다 큰 도움이 된다. 일반적으로 보상기는 제어 시스템의 빠른 응답과 안정성을 동시에 보장하도록 설계한다. 평균전류모드를 이용하는 컨버터의 보상기 설계는 전류응답이 불안정해질 수 있는 최대 입력전압에서 전류 루프의 빠른 응답 및 안정성을 확보할 수 있도록 설계한다. 이를 위해 최대 입력전압조건에서 게인교차주파수는 스위칭 주파수의 1/3지점 근처에 위치시키고, 위상여유는 30도 정도가 되도록 설계하도록 한다. 보상기에 있는 원점 극점은 정상상태 특성 개선에 반드시 필요하므로 보상기 설계는 원점 극점을 제외한 나머지 영점과 극점, 그리고 이득을 결정하게 된다. 이 때 설계하게 될 보상기 형태는 앞섬보상기(lead compensator) 형태가 되므로 기존의 주파수 설계법<sup>[9]</sup>을 활용할 수 있다. 그림 9에는 전류루프이득에서 앞섬보상기 부분과 샘플러 이득( $H_s(s)$ )을 제외한 부분의 보드선도이다. 이 보드선도는 게인교차주파수가 4[kHz] 근처(스위칭 주파수의 1/3 지점아래)가 되도록 보상기 이득  $K_c$ 를 320000로

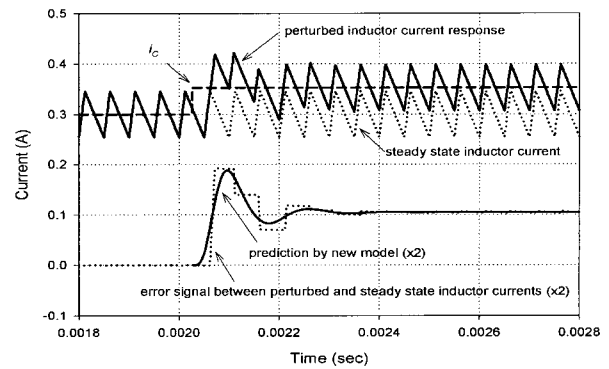


(a) 시뮬레이션 파형

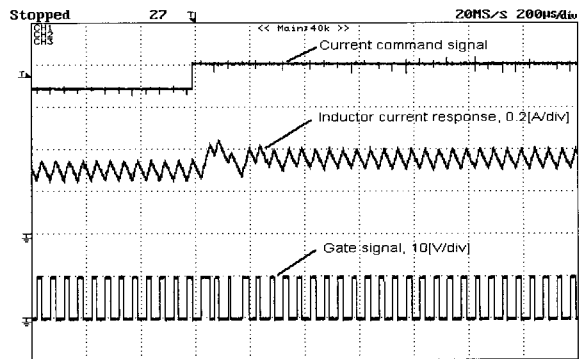


(b) 실험 파형

그림 10 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 응답 파형( $R_l = 1\text{ k}\Omega$ )  
 Fig. 10 Inductor current responses with abrupt change of current command( $R_l = 1\text{ k}\Omega$ )



(a) 시뮬레이션 파형



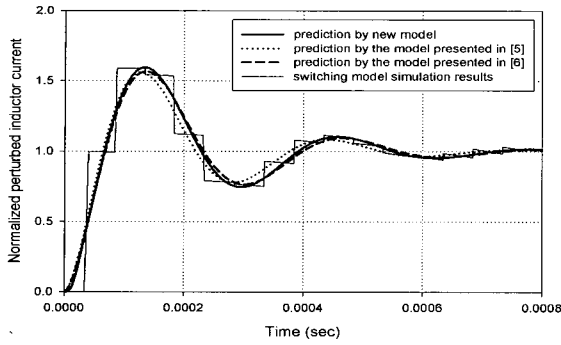
(b) 실험 파형

그림 11 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 응답 파형( $R_l = 350\ \Omega$ )  
 Fig. 11 Inductor current responses with abrupt change of current command( $R_l = 350\ \Omega$ )

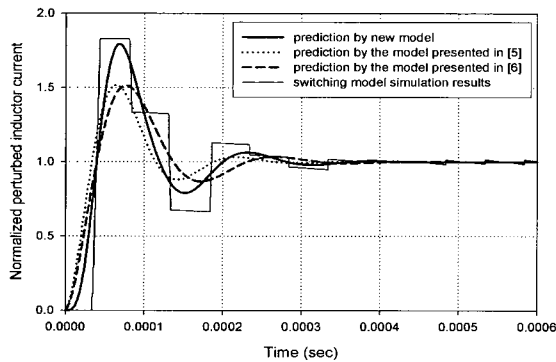
선정한 경우이며, 여기에서의 개인교차주파수는 그림 5에 나타난 것과 같이 샘플러 이득에 의한 영향을 고려하여 선정하였다. 이 그림으로부터 앞섬보상기에 의해 보상해야할 위상은 30도 정도이며 이로부터 앞섬보상기의 영점과 극점의 비는 대략 3.2정도 됨을 알 수 있다. 그리고 앞섬보상기에 의해 30도의 위상 보상이 이루어지는 주파수를 6.5[kHz] (스위칭 주파수의 1/3 근처)로 선정하면 영점과 극점의 위치는 각각 3.6[kHz]와 11.6[kHz]로 구해진다. 이상의 결과로부터 보상기에 사용된 설계 소자값은 표 1에 나타난 것과 같이  $R_f = 20\text{ [k}\Omega\text{]}$ ,  $C_z = 2.2\text{ [nF]}$ ,  $C_p = 1\text{ [nF]}$ ,  $R_l = 1\text{ [k}\Omega\text{]}$ 이다. 설계된 보상기 극점의 위치가 스위칭 주파수의 1/2 보다 조금위의 주파수에 위치하므로 인덕터 전류의 스위칭 주파수 성분을 효과적으로 제거할 수 있을 것으로 기대된다. 이상에서 설계된 보상기와 샘플러 효과가 포함된 전체 전류루프 이득에 대한 주파수 응답 특성을 확인할 필요가 있다. 그림 6(b)과 7에 나타난 주파

수 응답 그림으로부터 입력전압이 25V의 조건에서 개인교차주파수가 7.7[kHz]이고 위상여유가 17도 정도 됨을 알 수 있다.

본 논문에서 제시한 평균전류모드제어의 새로운 연속시간 모델의 정확성을 확인하기 위하여 PSIM을 이용한 스위칭 모델 시뮬레이션을 행하고 간이 실험 결과와 비교한다. 새롭게 제시된 연속시간 모델의 예측 성능은 이미 평균전류모드제어의 이산시간 모델을 제시한 연구<sup>[10]</sup>의 실험결과를 활용하여 비교 제시한다. 비교 대상인 벡 컨버터 및 보상기의 파라미터는 표 1에 정리하였다. 그림 10과 11에 보상기의 입력 저항  $R_l$ 이 각각 1[kΩ]과 350[Ω]일 때의 제안한 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



(a)



(b)

그림 12 인덕터 전류의 소신호 응답 파형: (a)  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ , (b)  $R_L = 350\ \Omega$   
 Fig. 12 Small signal inductor current responses for (a)  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ , (b)  $R_L = 350\ \Omega$

의한 전류 응답 특성은 상당히 유사한 결과를 보임을 알 수 있다. 그림 12에는 인덕터 전류의 소신호 응답을 확인하기 위하여 스위칭 모델의 전류 과도응답에서 정상상태 응답과의 차를 구한 전류 소신호 응답을 제안한 모델, Sun<sup>[5]</sup> 그리고 Suntio<sup>[6]</sup> 모델과 비교하여 제시하였다. 보상기 이득이 작은 경우( $R_L = 1[\text{k}\Omega]$ )는 각 모델이 제시하는 응답은 서로 유사한 응답을 보이나 보상기 이득이 증가할 경우( $R_L = 350[\Omega]$ ) 제안한 모델의 예측 결과가 가장 우수한 결과를 보임을 알 수 있다. 이러한 제안한 모델의 우수한 예측 결과는 평균모드 제어의 전류루프에 존재하는 샘플링 효과를 효과적으로 고려한 결과이다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터

의 전류루프에 존재하는 샘플링 효과를 효과적으로 고려하고 모델화함으로써 보다 우수한 예측성능을 보이는 새로운 연속시간 소신호 모델을 제시하였다. 샘플링 효과의 고려를 통해서 스위칭 주파수의 1/2 근처에서의 위상 지연 현상을 설명할 수 있었으며, 이미 이전의 여러 논문에서 언급되었던 입력전압의 증가 또는 보상기 이득 증가에 따른 평균전류모드제어의 불안정성 문제에 대해서도 설명하였다. 그리고 제안한 새로운 연속시간 소신호 모델을 이용한 예측 결과를 스위칭 모델 시뮬레이션 프로그램인 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 및 실험결과와 비교하여 제안한 새로운 연속시간 소신호 모델의 우수성을 확인한다.

이 논문은 2004학년도 부경대학교 기성회 학술연구비에 의하여 연구되었음

### 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.
- [8] Dixon, L. H., "Average current-mode control of switching power supplies", Unitrode Power Supply Design Seminar Manual, 1990.
- [9] Franklin, G. F., Powell, J. D., and Emami-Naeini, A.



Feedback control of dynamic systems, 4th edition, Pearson & Prentice Hall, 2002.

- [10] 정영석, “평균전류모드제어의 전류응답예측을 위한 새로운 이산시간 소신호 모델”, 전력전자학회 논문지, pp. 219-225, 2005.

### 부 록

정상상태에서의 스위칭 순간의 보상기 출력 기울기 ( $M_1$ )은 보상기 동작의 해석으로부터 구할 수 있다. 보상기 동작에 관한 미분방정식은 다음과 같다.

$$\frac{1}{w_p} \ddot{v}_d + \dot{v}_d = -K_c(e + \dot{e}) + \dot{i}_c + \frac{\ddot{i}_c}{w_p} \quad (A1)$$

여기서  $e = R_s i_L - i_c$ 이다. 식 (A1)은 보상기 출력과 정상상태 전류명령 조건으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{w_p} \dot{y} + y = K_c(e + \dot{e}) \quad (A2)$$

여기서  $y = -\dot{v}_d$ 이다. 인덕터 전류의 상승 및 하강 시간동안의 에러 신호를 각각  $e_1(t), e_2(t)$ 라 하면 이들에 관한 시간함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_1(t) &= R_s \left( M_r t - \frac{I_{pp}}{2} \right) \\ e_2(t) &= R_s \left( -M_r t + \frac{I_{pp}}{2} \right) \end{aligned} \quad (A3)$$

식 (A2)와 (A3)의 라플라스 변환은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_1(s) &= K_c \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p}} \left( R_s M_r \frac{1}{s^2} + R_s \left( \frac{M_r}{w_z} - \frac{I_{pp}}{2} \right) \frac{1}{s} \right) + \frac{y_1(0)}{s + w_p} \\ Y_2(s) &= K_c \frac{1}{1 + \frac{s}{w_p}} \left( -R_s M_r \frac{1}{s^2} - R_s \left( \frac{M_r}{w_z} - \frac{I_{pp}}{2} \right) \frac{1}{s} \right) + \frac{y_2(0)}{s + w_p} \end{aligned} \quad (A4)$$

식 (A4)의 시간영역 해는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \frac{R_s K_c M_r}{w_p} (w_p t - 1 + e^{-w_p t}) \\ &\quad + R_s K_c \left( \frac{M_r}{w_z} - \frac{I_{pp}}{2} \right) (1 - e^{-w_p t}) + y_1(0) e^{-w_p t} \\ y_2(t) &= -\frac{R_s K_c M_r}{w_p} (w_p t - 1 + e^{-w_p t}) \\ &\quad - R_s K_c \left( \frac{M_r}{w_z} - \frac{I_{pp}}{2} \right) (1 - e^{-w_p t}) + y_2(0) e^{-w_p t} \end{aligned} \quad (A5)$$

식 (A5)에서  $y_2(0) = y_1(DT_s)$ 와  $y_2((1-D)T_s) = y_1(0)$ 의 경계 조건과  $M_1 = y_1(t)|_{t=DT_s}$ 으로부터 식을 정리하면 식 (3)을 얻는다.

### 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(공학박). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계공학부(메카트로닉스 자동차정보전공) 조교수.