

평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 모델링 및 설계

정 영 석

부경대학교 기계공학부

Modeling and Design of Average Current Mode Control

Young-Seok Jung

Pukyong National University, School of Mechanical Engineering

ABSTRACT

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.

1. 서 론

기존의 여러 연구에서 컨버터의 동특성을 파악하기 위해 평균전류모드제어를 사용하는 컨버터에 대한 정확한 소신호 모델을 얻기 위한 노력을 행하였다. Tang [4]은 최대전류모드제어에서는 샘플링 효과를 이용할 경우 모델의 예측 능력이 상당히 우수한 것을 이용하여[1-3] 최대전류모드제어에서 구한 샘플러 이득을 그대로 평균전류모드제어에 응용한 경우가 있다. 이는 평균전류모드제어와 최대전류모드제어의 동작이 유사한 것을 이용한 것이나, 여러 다른 연구에서 이 방식의 부정확함이 언급되었다[5-6]. Sun[5]과 Sunti[6]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 전류루프

의 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.

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 평균전류모드제어에도 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. 소신호 모델링

2.1 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 회로도를 나타내었다. 이 그림에서 알 수 있듯이 평균전류모드제어는 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 있

다. 보상기는 2개의 극점과 1개의 영점으로 구성되어 있으며, 이에 대한 보상기 전달함수는 다음과 같다.

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

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.

보상기 출력의 작은 변동분에 대한 시비율의 변동량을 구하는 변조이득(F_m)은 변조기동작으로부터 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_c는 삼각파 기울기로서 $M_c = V_m/T_s$ 이며, M₁은 PWM 발생을 위해 사용된 삼각파 신호(v_m)와 보상기 출력(v_d)이 만날 때의 기울기로서, 다음과 같이 구할 수 있다.

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

단

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

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

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

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

이며, I_{PP}는 인덕터 리플 전류로서, $I_{PP} = M_r D T_s$ 이다.

2.2 샘플러 모델

그림 2에서의 전력단 모델 G(s)는 전류응답이 짧은 시간(몇 스위칭 주기)동안에 이루어지므로 이 시간 동안 출력측 커패시터 전압의 변동은 거의 무시 가능하다는 조건에 따라 다음과 같이 표현할 수 있다 [1].

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

그리고 이 그림으로부터 연속시간 샘플러 모델을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_s(s) = \frac{1}{1 + R_s F_m T_s [H_c(s)G(s)]^* - R_s F_m H_c(s)G(s)} \quad (5)$$

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

$$[H_c(s)G(s)]^* = K_c \frac{B_1 e^{-sT_s} + B_2 e^{-2sT_s}}{(1 - e^{-sT_s})^2 (1 - e^{-\omega_p T_s} e^{-sT_s})} \quad (6)$$

$$\text{단 } \begin{aligned} B_1 &= T_s + \frac{1}{\omega_z} - \frac{1}{\omega_p} - \left(\frac{1}{\omega_z} - \frac{1}{\omega_p} \right) e^{-\omega_p T_s} \\ B_2 &= -\frac{1}{\omega_z} + \frac{1}{\omega_p} + \left(\frac{1}{\omega_z} - \frac{1}{\omega_p} - T_s \right) e^{-\omega_p T_s} \end{aligned} \text{이다.}$$

3. 보상기 설계 및 실험

최대 입력전압 조건에서 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[9]을 활용할 수 있다. 전류루프이득에서 앞섬보상기 부분과 샘플러 이득(H_s(s))을 제외한 부분의 보드선도로부터 게인교차주파수가 4[kHz] 근처(스위칭 주파수의 1/3 지점아래)가 되도록 보상기 이득 K_c를 3200000로 선정한다. 앞섬보상기에 의해 보상해야할 위상은 30도 정도이며 이로부터 앞섬보상기의 영점과 극점의 비는 대략 3.2정도 됨을 알 수 있다. 그리고 앞섬보상기에 의해 30도의 위상보상이 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 R_f = 20[kΩ], C_z = 2.2[nF], C_p = 1[nF], R_l = 1[kΩ]이다. 그림 3에 나타난 주파수 응답 그림으로부터 입력전압이 25V의 조건에서 게인교차주파수가 7.7[kHz]이고 위상여유가 17도 정도 됨을 알 수 있다.

Sun[5] 과 Suntiio[6]의 연구에서는 샘플러 효과를 고려하고 있지 않으므로 샘플러 모델은 포함되어 있지 않다. 그림 3의 입력전압 조건에서의 전류루프이득의 크기와 위상을 각 모델의 예측 결과 및 스위칭 모델의 결과와 비교하여 나타내었다. 입력전압이 높은 25V의 경우에는 Tang[4]과 Suntiio[6] 모델 결과가 조금 낮은 크기응답을 예측하고 있다. 스위칭 모델 결과와 비교하여 제안한 모델의 예측 결과가 두 경우에 대해서도 우수한 결과를 보임을 알 수 있다. 그리고 그림 3에 나타난 위상 예측 결과에서도 제안한 모델의 예측결과가 가장 우수함을 알 수 있다. Sun[5] 과 Suntiio[6]의 위상 예측 결과는 입력 전압이 다른 두 조건에 대해서 위상 응답이 동일함을 알 수 있고, 이와 같은 결과로 평균전류모드제어에서의 입력전압에 따른 전류루프의 불안정성 문제를 예측할 수 없다. 스위칭 모델 결과에서는 입력전압이 증가함에 따라 고주파수 영역에

서 위상 지연이 증가하고 있으며 이를 제안한 모델이 정확히 예측하고 있다.

4. 결론

본 논문에서는 평균전류모드제어를 이용하는 컨버터의 전류루프에 존재하는 샘플링 효과를 효과적으로 고려하고 모델화함으로써 보다 우수한 예측 성능을 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 보상이 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.

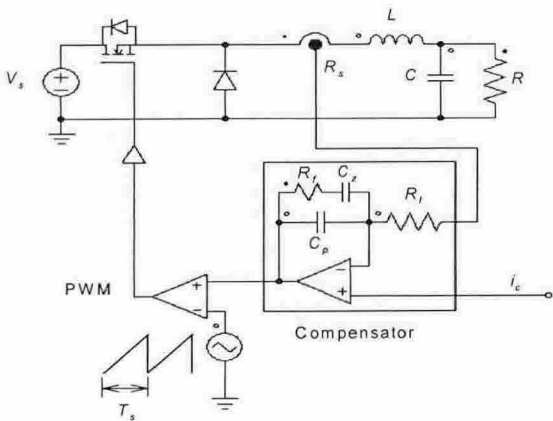


그림 1 평균전류모드제어를 적용한 벡 컨버터 회로도
Fig. 1 Circuit diagram of a buck converter employing average current mode control

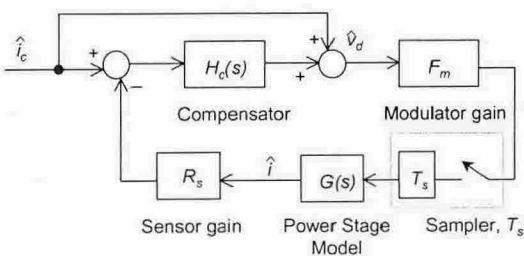
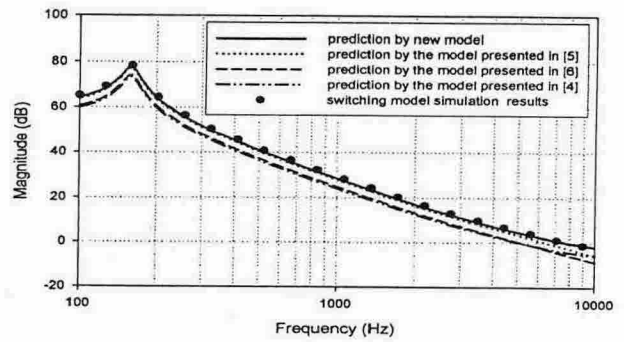
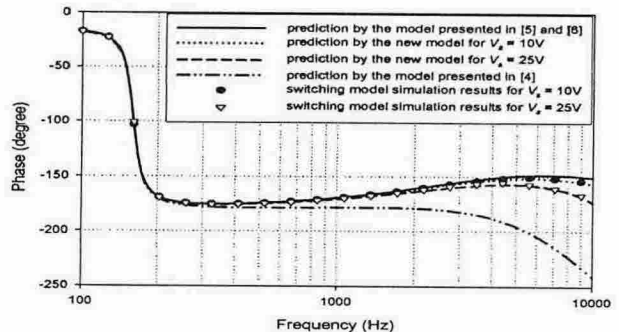


그림 2 샘플링 효과를 고려한 평균전류모드제어의 모델링 구조도
Fig. 2 Modeling structure of average current mode control employing sampling effect



(a) 입력전압이 25V인 경우의 주파수 크기응답



(b) 입력전압에 따른 주파수 위상응답

그림 3. 두 다른 입력 전압(10V, 25V)에 따른 제안한 모델 및 기존 모델의 전류루프이득의 주파수 크기 및 위상응답
Fig. 3 Magnitude responses of current loop gains of proposed and previous models for different two input voltages(10V, 25V)

이 논문은 2004년도 부경대학교 기성회 학술연구비에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [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