

시간 지연 제어를 이용한 영전압 스위칭 PWM 하프 브릿지 컨버터의 제어 성능 개선

강정일^o, 정영석, 이준영, 윤명중
한국과학기술원 전기 및 전자공학과

Performance Improvement of Zero Voltage Switching PWM Half Bridge DC/DC Converter Using Time Delay Control Method

Jeong-il Kang, Young-Seok Jung, Jun-Young Lee, Myung-Joong Youn
Department of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology

Abstract

A switching power stage is a very nonlinear system because it has two or more operation modes in one switching cycle. To model a switching power stage, the state space averaging method has been developed. Though it allows a unified treatment of a large variety of switching power stages, the model it yields is always very nonlinear. So, it is required to linearize the averaged model. But it is well known that a controller for a nonlinear plant designed by the linearization frequently fails in showing satisfactory control performance. Hence it is very natural to try to design a nonlinear controller for a switching power stage.

In design of a switching power system, nonlinear control approaches such as adaptive control and fuzzy control have been widely studied so far. In this research, a recently developed control method, time delay control is briefly studied and a design example for a ZVS PWM half bridge converter is given. The performance of the time delay controller is compared to its conventional counterpart, PI controller by computer simulations.

1. 서론

스위칭 전원 장치(switching power supply)의 효율을 높이기 위한 방법으로 다양한 소프트 스위칭 방법들이 고안된 바 있다. 최근에는 전원 회

로에 기생하는 유도성 혹은 정전성 성분들만을 이용하여 별도의 소자 추가 없이 적절한 스위칭 타이밍만을 이용해 소프트 스위칭을 얻는 방법도 고안되었다[1]. 이러한 여러 가지 소프트 스위칭 방법들은 결국 소자의 스위칭 손실을 줄여 전원 장치를 보다 고속으로 동작시킬 수 있도록 하기 위한 것인데 스위칭 주파수가 높아질수록 기생 성분들의 영향이 두드러지며 따라서 모델의 불확실성(uncertainty)도 커지게 된다.

뿐만 아니라 스위칭 전원 장치는 한 스위칭 주기 안에 2개 이상의 서로 다른 동작 모드를 가지며 그 수학적 모델도 각각의 모드를 나타내는 불연속적인 미분 방정식들의 집합으로 밖에 나타낼 수 없다. 이와 같은 모델을 이용해 제어를 설계하는 것은 거의 불가능하기 때문에 독립된 하나의 모델을 얻기 위한 상공간 평균법[2]이 고안된 바 있다. 그러나 평균화 모델은 변수들이 복잡하게 상호 결합되어 있어 비선형적이므로 대부분의 경우 어떤 공칭 동작점을 잡아 그 주위로 선형화를 행하여 제어를 설계하게 된다.

이렇게 설계된 제어기는 제어 시스템이 공칭 동작점을 벗어나는 경우에 대해 만족스러운 제어 성능을 보장하지 못하며 전원 장치의 동작 주파수가 높아짐에 따라 모델 자체의 신뢰도도 떨어지고 부하 변동이나 입력 변동 등에 대해

강인한 특성을 보이지 못한다. 따라서 퍼지 제어 [3]나 적응 제어[4] 등의 현대 미선형 제어 이론을 적용하여 스위칭 전원 장치의 제어 성능을 향상시키는 연구가 많이 이루어지고 있다.

본 연구에서는 최근에 개발된 바 있는 시간 지연 제어 방법[5]을 이용한다. 영전압 스위칭 PWM 하프 브릿지 컨버터[6]의 평균화 모델을 알아보고 이를 적당한 가정들을 통해 모델 축소를 하여 2 차의 평균화 비선형 방정식을 유도한 뒤 이를 공칭 모델로 삼는다. 이를 이용하여 선형 비례 적분 제어기와 시간 지연 제어기를 설계하여 각 제어 방법의 성능을 평가해본다.

2. 제어 대상 모델

다음 Fig. 1 은 영전압 스위칭 PWM 하프 브릿지 컨버터의 회로도이다. 각각의 스위치는 영전압 스위칭을 얻기 위해 비대칭적으로 구동되며 한 스위칭 주기 안에 크게 4 개의 모드가 존재하게 된다. 각각의 모드에 대해 미분방정식을 세워 상공간 평균법에 의한 평균화 모델을 유도하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다[6].

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_l &= \frac{L_m N v_a}{\alpha} \left(D - \frac{2NL_l i_l}{v_a T} \right) + \frac{L_m N (v_i - v_a)}{\alpha} \left(1 - D - \frac{2NL_l i_l}{(v_i - v_a)T} \right) \\
 &\quad - \frac{(L_a + L_l)v_a}{\alpha} - \frac{N^2 L_l L_m v_a}{L_a \alpha} \left(\frac{2NL_l i_l}{v_a T} + \frac{2NL_l i_l}{(v_i - v_a)T} \right) \\
 \dot{i}_m &= \left(\frac{L_a v_a}{\alpha} + \frac{NL_l v_a}{\alpha} \right) \left(D - \frac{2NL_l i_l}{v_a T} \right) \\
 &\quad + \left\{ -\frac{L_a (v_i - v_a)}{\alpha} - \frac{NL_l v_a}{\alpha} \right\} \left(1 - D - \frac{2NL_l i_l}{(v_i - v_a)T} \right) \\
 \dot{v}_a &= \frac{-1}{2C_a} \left\{ (i_m + Ni_l) \left(D - \frac{2NL_l i_l}{v_a T} \right) + (i_m - Ni_l) \left(1 - D - \frac{2NL_l i_l}{(v_i - v_a)T} \right) \right\} \\
 v_a &= \frac{R_a i_l - v_a}{R_a C_a} \quad \text{where } \alpha = L_a L_m + L_a L_l + N^2 L_l L_m
 \end{aligned}$$

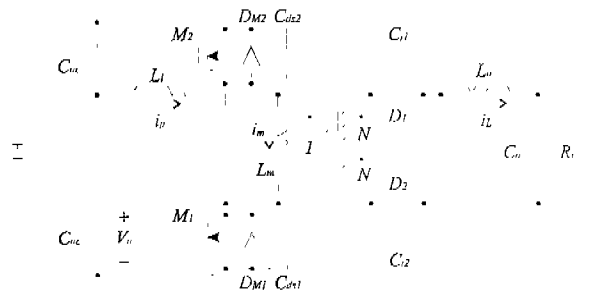


Fig. 1. 영전압 스위칭 PWM 하프 브릿지 컨버터

위에 제시한 모델을 이용해 동작점을 찾아 선형화를 행하여 4 차의 소신호 모델을 유도하여 제어기를 설계하는 것은 매우 복잡한 일이다. 따라서 보다 간단한 공칭 모델을 얻기 위하여 모델의 정확성을 희생해야할 필요가 있다. 기생 성분들을 무시하고 또 그로 인해 생기는 두개의 모드를 무시하면 다음과 같이 2 차의 미선형 미분 방정식이 얻어진다.

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_l &= -\frac{1}{L_a} v_a + \frac{2N}{L_a} v_i D - \frac{2N}{L_a} v_i D' \\
 \dot{v}_a &= \frac{i_l}{C_a} - \frac{v_a}{R_a C_a}
 \end{aligned}$$

위의 축소된 2 차 미선형 방정식을 본 연구에서 다루는 제어 대상의 공칭 모델로 삼는다.

3. 제어기 설계

3.1 PIC(PI Controller) 설계

출력 전압을 궤환 받아 이를 기준 전압 (reference voltage)과 비교한 뒤 그 오차를 제어기 입력으로 하고 제어기 출력 D 를 제어 대상 공칭 모델의 입력으로 가한다. 기존의 선형 제어기로는 비례 적분형 제어기가 많이 쓰이며 본 연구에서도 비례 적분형 제어기를 설계한다.

앞에서 구한 제어 대상의 공칭 모델에 대하여 정상 상태 동작점을 구한 뒤 선형화하면 다음과 같은 소신호 모델을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_l &= -\frac{1}{L_a} \hat{v}_a - \left(\frac{4ND_{ref}V_i}{L_a} - \frac{2NV_i}{L_a} \right) \hat{d} \\
 \dot{\hat{v}}_a &= \frac{1}{C_a} \hat{i}_l - \frac{1}{R_a C_a} \hat{v}_a
 \end{aligned}$$

윗 식에서 D_{ref} 는 동작점에서의 제어 입력을

나타낸다. 이 식을 이용하여 기존의 주파수 영역에서의 해석을 통해 비례 적분 제어기의 파라미터 K_p, K_i 위를 구할 수 있다.

3.2 TDC (Time Delay Controller) 설계

앞 절에서 구한 제어 대상의 비선형 공칭 모델을 다시 쓰면 다음과 같다.

$$i_L = f + \frac{2N}{L_o} v_o (D - D^2) = f + \hat{b}(D - D^2) = f + \hat{b}u$$

$$\dot{v}_o = \frac{I_f}{C_o} - \frac{v_o}{R_o C_o}$$

where $f = \text{unknown nonlinear function}$

앞 절의 비선형 공칭 모델과 앞 장의 평균화 비선형 모델을 비교하면 \dot{v}_o 의 경우는 불확실성이 거의 없고 i_L 의 식에 모든 불확실성이 내포되어 있으므로 비선형 공칭 모델의 i_L 의 식에 알려지지 않은 함수 f 가 있다고 본다. 한편 공칭 모델의 제어 입력이 실제 제어 입력과 그 제곱의 값의 형태로 표현되므로 그 둘을 합해 u 로 놓았다. 이는 제어를 설계하여 제어 입력 u 를 구한 뒤 다시 D 에 대해 풀어서 제어 대상에 제어 입력으로 가해주면 된다. 앞의 시간 지연 제어를 위한 비선형 공칭 모델을 출력 전압에 대해 풀면 다음과 같다.

$$\dot{v}_o = -\frac{\dot{v}_o}{R_o C_o} + \frac{f}{C_o} + \frac{\hat{b}}{C_o}u$$

반일 시간 지연 L 이 충분히 작다면,

$$\begin{aligned} \frac{\dot{v}_o}{R_o C_o} - \frac{f}{C_o} &= \frac{\hat{b}}{C_o}u - \dot{v}_o \\ &\approx \frac{\hat{b}}{C_o}u(t-L) - \dot{v}_o(t-L) \end{aligned}$$

이 되고 따라서 제어 입력 u 가 다음과 같으면,

$$u(t) = u(t-L) + \frac{C_o}{\hat{b}} \{ \dot{v}_o(t-L) + K_p v_{err} + K_v \dot{v}_{err} \}$$

폐루프 시스템의 동역학은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \dot{v}_o &= -\frac{\dot{v}_o}{R_o C_o} + \frac{f}{C_o} + \frac{\hat{b}}{C_o} \left[u(t-L) + \frac{C_o}{\hat{b}} \{ \dot{v}_o(t-L) + K_p v_{err} + K_v \dot{v}_{err} \} \right] \\ &= -\frac{\dot{v}_o}{R_o C_o} + \frac{f}{C_o} + \frac{\hat{b}}{C_o} u(t-L) - \dot{v}_o(t-L) + K_p v_{err} + K_v \dot{v}_{err} \\ &\approx K_p v_{err} + K_v \dot{v}_{err} \end{aligned}$$

한편 v_{err} 는 기준 전압과 출력 전압의 오차로 정의되고 기준 전압 V_{ref} 는 시간에 대해 일정하다고 하면 v_{err} 의 미분치는 v_o 의 미분치와 같아지고 출력 전압 오차의 동역학은 다음과 같다.

$$\dot{v}_{err} + K_p v_{err} + K_v \dot{v}_{err} = 0$$

위의 선형 오차 동역학을 이용하면 종래의 주파수 영역 해석 등을 통해 제어기 파라미터를 설계할 수 있다. 실제 제어 대상에 들어가는 입력 D 는 다음의 식을 풀어서 구한다.

$$D - D^2 = u$$

4. 컴퓨터 모의 실험

전체 시스템의 블록 다이어그램은 다음 Fig. 2와 같다. 제어 대상으로는 2장에서 소개한 영전압 스위칭 PWM 하프 브릿지 컨버터의 5차 4모드 모델을 이용한다. 비례 적분 제어기와 시간 지연 제어기 모두 내부적으로 적분 작용을 하며 동시에 제어 입력의 크기가 포화 함수에 의해 제한되므로 적분기 와인드 업 현상을 피하기 위한 적분기 와인드업 보상기를 추가한다.

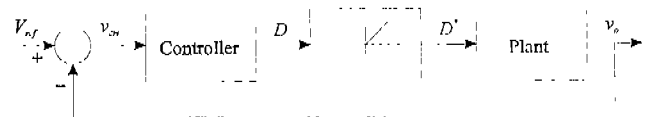


Fig. 2. 페루프 제어 시스템의 블록 다이어그램

제어 대상의 소자 값과 각종 파라미터 값들은 다음과 같다.

$$C_{dc}=20e-6, C_o=3e-6, L_o=97e-6, L_1=1.25e-6$$

$$L_m=390e-6, R_o=4, N=1.1, V_1=140, f_{sw}=100e3.$$

먼저 제어 시스템에 가해지는 부하의 최대치와 최소치를 임의로 각각 1.2ohm과 24ohm으로 설정한다. 그리고 최대 부하 변동에 대해 최적의 제어 성능을 보이도록 각각의 제어기 파라미터를 조정하여 임의의 부하 조건에 대해 입력 전원에 140, 120, 190, 120 순의 계단형 변동을 주고 각 제어기의 출력 규제 성능을 비교해 본다. 다음 Fig. 3과 Fig. 4는 부하 변동에 대해 부하 변동, 출력 오차, 출력 전압, 그리고 제어 입력을 나타

낸 그림으로 두 가지 제어기 모두 만족스러운 제어 성능을 보임을 알 수 있다. 다음 Fig. 5와 Fig. 6은 $R_0=2$ 인 경우에 전원 변동에 대한 출력 제어 성능을 나타낸다. 과도 응답 및 정상 상태 응답 모두 시간 지연 제어기의 경우 보다 탁월한 제어 성능을 보임을 알 수 있다.

다음 Fig. 7와 Fig. 8은 제어 대상 파라미터 중 변압기 자화 인덕턴스 값이 원래 값보다 10분의 1만큼 작은 경우에 대한 출력 제어 결과로 시간

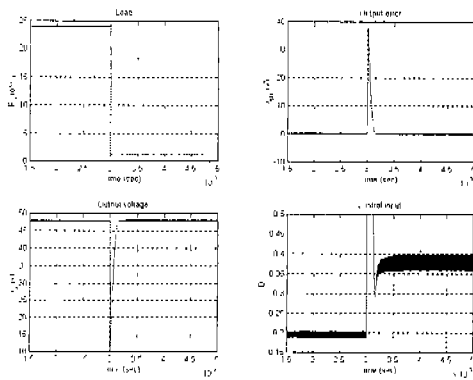


Fig. 3. PIC : $K_p=0.2$, $K_i=3500$, $T_s=2e-8$

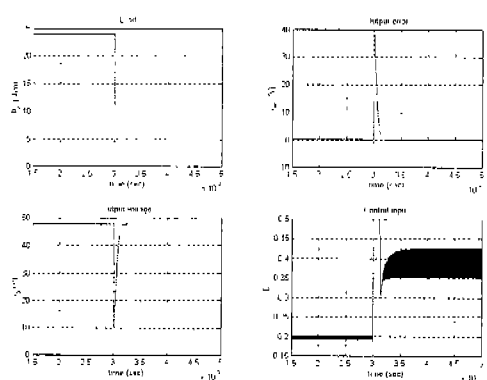


Fig. 4. TDC : $K_p=5.8e7$, $K_v=2.3e3$, $T_s=L=2e-8$

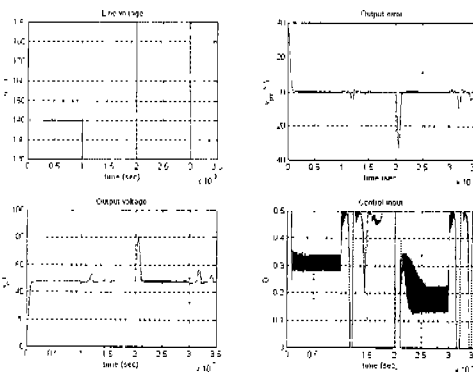


Fig. 5. PIC : $K_p=0.2$, $K_i=3500$, $T_s=2e-8$, $R_0=2$

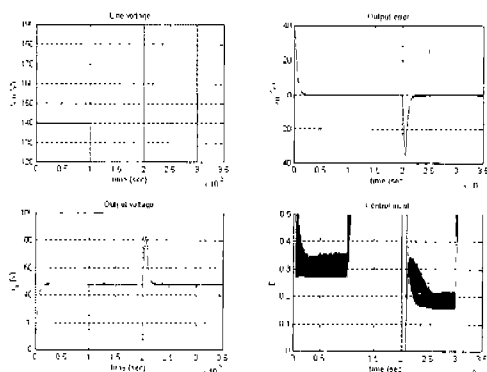


Fig. 6. TDC : $K_p=5.8e7$, $K_v=2.3e3$, $T_s=L=2e-8$, $R_0=2$

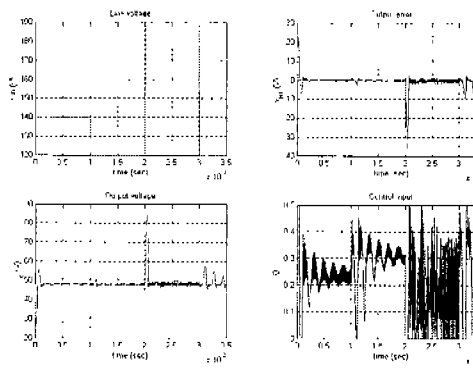


Fig. 7. PIC : $K_p=0.2$, $K_i=3500$, $T_s=2e-8$, $L_m=39e-6$

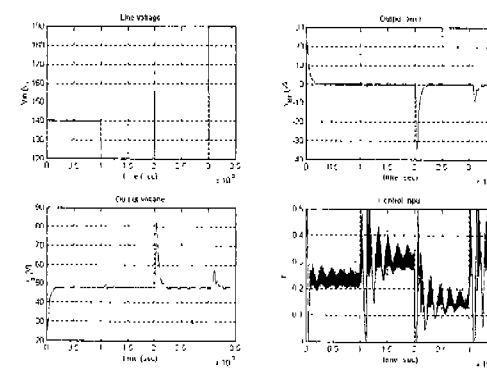


Fig. 8. TDC : $K_p=5.8e7$, $K_v=2.3e3$, $T_s=L=2e-8$, $L_m=39e-6$

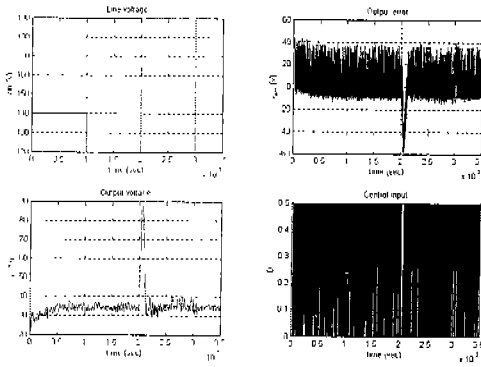


Fig. 9. PIC : $K_p=0.2$, $K_i=3500$, $T_s=2e-8$, 잡음

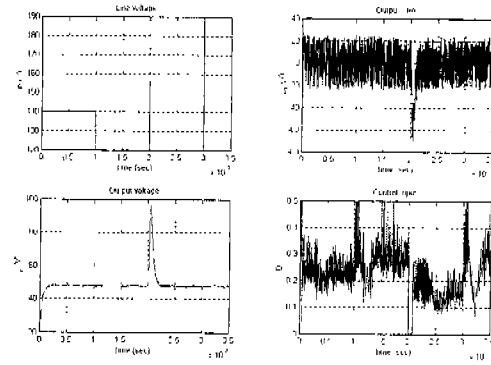


Fig. 10. TDC : $K_p=5.8e7$, $K_v=2.3e3$, $T_s=L=2e-8$, 잡음

지연 제어기가 보다 강인한 특성을 보임을 알 수 있다.

Fig. 9 와 Fig. 10 은 출력 전압을 감지함에 있어 최대 크기가 $V_{ref}/2$ 인 잡음이 섞여 있는 경우의 입력 전원 변동에 대한 출력 규제를 나타낸다. 역시 시간 지연 제어기의 경우가 잡음에 훨씬 둔감하다.

5. 결론

본 연구에서는 영전압 스위칭 PWM 하프 브릿지 컨버터를 제어 대상으로 삼아 기존의 방법대로 비례 적분형 선형 제어기를 설계해 보고 모델 불확실성에 강인한 제어 성능을 보인다고 알려져 있는 시간 지연 비선형 제어기를 설계하여 각 제어기의 성능을 비교해 보았다.

일정한 공칭 동작점을 잡고 그 주변에서만 동작이 이루어진다면 종래의 비례 적분 제어기의 제어 성능이나 시간 지연 제어기의 성능이나 별로 차이가 없을 것이지만 부하 조건, 전원 조건, 혹은 제어 대상의 파라미터가 변화하는 경우에 대해서 시간 지연 제어기는 과도 응답, 정상 상태 응답 및 안정도 면에서 우수한 제어 성능을 보였다.

6. 참고문헌

[1] P. Imberston, N. Mohan, "Asymmetrical Duty Cycle Permits Zero Switching Loss in PWM Circuits with No Conduction Loss Penalty," IEEE Trans. on Industry

Application, Vol. 29, no.1, 1993, pp. 121-125.

[2] R.D. middlebrook, S. Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stages," IEEE Power Electronics Specialists Conf., Rec., June 8-10, 1976.

[3] Young-Seok Jung, et. al., "Controller Design of Current Mode Controlled DC/DC Converter using Fuzzy Logic Control," Proc. of '95 KIEE Summer Conf., Taejon, 1995, pp. 385-387.

[4] Jun-Young Lee, et. al., "Adaptive Predictive Control Technique for QSRC," Proc. of '95 KIEE Summer Conf., Taejon, 1995, pp. 391-393.

[5] Youcef-Toumi, K and Osamu Ito, "A Time Delay Controller for Systems with Unknown Dynamics", ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 112, 1990, pp. 133-141.

[6] Jeong-il Kang, et. al., "Modelling and Analysis of Zero Voltage Switching PWM Half Bridge DC/DC Converter", 전력전자 학술대회 논문집, 1997, pp. 101-109.