

## BUCK 컨버터의 슬라이딩 모드 제어에 관한 연구

임달호, 김희준, 손영대, 오원석, 구태홍\*  
한양대학교 전기공학과

## Sliding mode controller design of BUCK converter

IM DAL-HO, KIM HEE-JUN, SON YOUNG-DAE, OH WON-SEOK, GOO TAE-HONG \*  
Dept. of Electrical Eng. In Hanyang Univ.

**Abstract** - In this paper, we have analyzed the transient and steady state characteristics of buck type DC - DC converter using the sliding mode control method based upon VSS. This control method provides the easier analysis tool due to the time domain analysis and the acquirement of desired transient characteristics if the slope of the switching line is properly selected, and guarantees the robustness against parameter uncertainties and load disturbances. Also, it can achieve direct nonlinear control without linearizing approximation of state space averaging method. PSPICE simulation results are then presented verifying these concepts.

## 1. 서론

최근 VSS 이론에 기초한 슬라이딩 모드 제어방식이 고속 스위칭소자와 고속연산 제어기의 발달에 힘입어 모토브아암과 전동기의 위치 및 속도제어에 활발히 응용되고 있으며, 또한 DC-DC 컨버터에 적용한 논문도 다수 발표되고 있다.<sup>[3][4]</sup> 일반적인 DC-DC 컨버터는 PWM 제어를 통하여 출력전압을 제어한다. 이러한 제어방식은 스위치의 ON, OFF 모드의 불연속적인 비선형 특성 때문에 동특성 해석이 어려우므로 듀티비와 소신호 모델을 이용한 상태 평균화법을 사용하여 주파수 영역에서 해석하게 된다.<sup>[6][7]</sup> 이러한 특징에 기인하여 대신호 외란 인가시의 안정성 문제와 컨버터의 초기 동작시의 전압 및 전류의 오버슈트에 대한 보호회로가 부가적으로 필요하게 된다. 이에 반하여 VSS 이론을 이용한 슬라이딩 모드 제어방식은 시간영역 제어이므로 전압이나 전류등의 상태변화를 이미 설정된 슬라이딩 평면상에 강제로 구속시킴으로써 소신호 및 경계조건 이내의 대신호 외란과 제어대상 파라미터 변동 및 비선형성, 잡음등에 대하여 강인성을 보여주며, 과전류 제한을 내포한 스위칭 평면의 설정으로 기존의 상태 평균화법보다 간단하고 양호한 특성을 보여 준다.<sup>[3]</sup>

BUCK형 컨버터의 경우 에너지 축적요소로 인해 2차계를 이루고 있으나, 미리 설정한 스위칭 제어함수의 값에 따라 스위치를 ON, OFF 시키는 슬라이딩 모드 제어방식을 적용할 경우 시스템 차수가 1차로 되므로 직선적인 해석이 가능하다. 따라서, 본 논문에서는 슬라이딩 모드 제어방식을 BUCK형 DC-DC 컨버터에 적용하여 동특성을 해석하였으며 PSPICE 등가 아나로그 회로를 구성하여 이의 타당성을 검토하였다.

## 2. BUCK형 컨버터의 시스템 모델

그림 1은 기본적인 BUCK형 컨버터의 POWER 회로부이다. 스위칭 소자의 ON, OFF에 따라서 시스템은 그림 2의 ON, OFF 등가 시스템을 구성하게 된다.

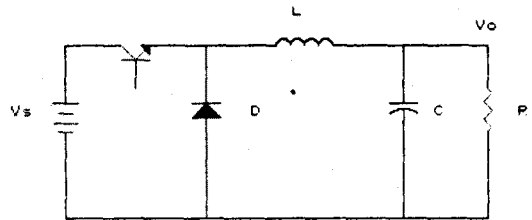
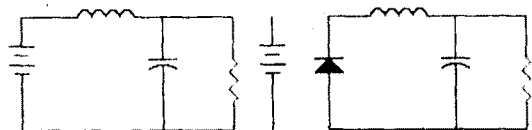


그림 1. BUCK형 컨버터의 기본 구성도

Fig. 1. The basic circuit of buck type converter



(a) on mode

(b) off mode

그림 2. 각 모드별 등가회로

Fig. 2. Equivalent circuits

각 모드별 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 &1) \text{ ON 모드 상태 방정식} && 2) \text{ OFF 모드 상태 방정식} \\
 &V_o = L \frac{di}{dt} + V_o && 0 = L \frac{di}{dt} + V_o \\
 &i = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} && i = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R}
 \end{aligned}$$

각 모드별 상태 방정식은 상태 평균화법에 의하여 다음식으로 일원화 된다.

$$\left. \begin{aligned}
 i &= C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} \\
 V_o \cdot d &= L \frac{di}{dt} + V_o \quad (d = \frac{V_o}{V_o^*})
 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

PWM 방식은 이 식으로부터 소신호 해석을 이용하여 과도특성 및 정상상태 특성을 해석한다.

상태변수를 식 (2)와 같이 설정하였을 때 콘버터는 식 (3)으로 표시 된다.

$$X_1 = V_o - V_o^*, \quad X_2 = \frac{dX_1}{dt} \quad (2)$$

$V_o$  : 출력 전압

$V_o^*$  : 기준 전압

$U$  : 제어 입력 {0, 1}

$$\begin{bmatrix} \frac{dX_1}{dt} \\ \frac{dX_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_o^*}{LC} \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{V_o^*}{LC} \end{bmatrix} \quad (3)$$

스위칭 라인을 다음과 같이 설정하면  $\tau$  는 출력전압의 시정수가 된다.

$$S = X_1 + \tau X_2 = 0$$

$X_1 + \tau \frac{dX_1}{dt} = 0$  에서  $X_1 = X_1(0) e^{-t/\tau}$  이며, 출력전압은 슬라이딩 모드 초기상태에서 시정수  $\tau$ 를 갖는 점근적(asymptotical)으로 안정한 1계 시스템으로 동작하게 된다.

이러한 슬라이딩 모드의 존재조건은 다음 식과 같다.<sup>[1]</sup>

$$\lim_{s \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (4)$$

콘버터 초기 동작점에서 스위칭 라인에 hitting 하기 위한 조건은 시스템의 특성근이 음의 실근 또는 복소근을 갖는 것이다.<sup>[2]</sup> 이 조건은 다음의 특성근에서 항상 만족함을 알 수 있다. 특성 방정식은  $\Delta = S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2 = 0$  이며 각 계수는 다음식과 같다.

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \zeta = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

스위칭 라인의 기울기  $\frac{1}{\tau}$  을 고유값 안쪽으로 설정할 때 외란인가 및 파라미터 변동 등에 둔감하게 되므로 다음 식의 두 근 중 하나인

$$\lambda_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \sqrt{(\zeta\omega_n)^2 - \omega_n^2} \quad (6)$$

slow response를 나타내는  $\lambda$  값 이내로 스위칭 라인을 설정하며, 또한 슬라이딩 모드 존재조건 식 (4)로부터 다음식을 구할 수 있다.

$$S \dot{S} = S \left[ \left(1 - \frac{\tau}{RC}\right) X_2 - \frac{\tau}{LC} X_1 + \frac{\tau}{LC} (V_o U - V_o^*) \right] \quad (7)$$

이므로, 정상상태값을 지나는 슬라이딩라인의 기울기는 이 식으로부터  $\tau > RC$  를 만족하여야 한다. 결과적으로  $\tau$  는  $\lambda$  보다 커야 한다.

불연속적인 제어입력을 다음과 같이 설정할 경우

$$\left. \begin{aligned}
 U &= 0 \quad \text{for } S > 0 \\
 U &= 1 \quad \text{for } S < 0
 \end{aligned} \right\}$$

각 경우의 상태 궤적도는 그림 3과 같다.

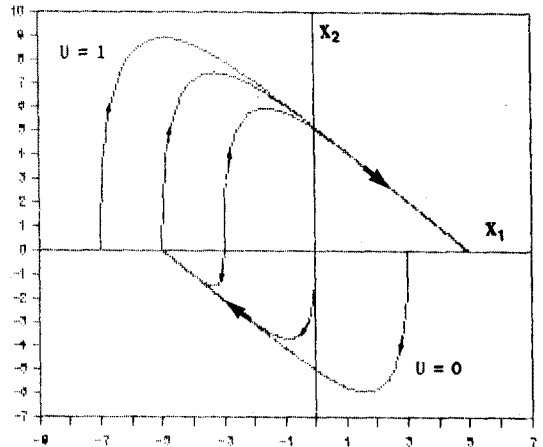


그림 3.  $U=0$  과  $U=1$  에 대한 상태궤적도  
Fig. 3. The state trajectory of each case

이 때의 두 궤적은 같은 고유값을 가지며 다만 입력전압에 관련된 항목이 첨가된 점이 다르다. 이 불연속적인 제어입력  $U$ 를 연속적인  $U_{eq}$ 로 대체하여 동가 시스템을 구성할 수 있다. 이러한 이상적인 슬라이딩 모드는 스위칭 주파수가 무한대일 경우 실현될 수 있으며 실제적으로는 소자 및 각 요소의 지연시간 등에 의해서 한정된 주파수를 가지게 된다. 이상적인 경우의 상태궤적도는 그림 4와 같다.

그림 4(a)에서  $t_0-t_1$ 은 reaching phase이며 이 기간 동안은 슬라이딩 모드의 강인성이 보장되지 못한다.  $t_1-t_2$ 는

sliding phase이다. 실질적으로는 sliding phase동안 시스템의 지연요소(소자의 delay time, 제한된 스위칭 주파수 및 히스테리시스 band 등)에 의하여 (b)와 같이 스위칭 라인 주위를 채터링하며 슬라이딩 하다가 정상상태값 부근에서 limit cycle을 형성한다. 이러한 limit cycle은 히스테리시스 밴드 폭에 의하여 결정된다.

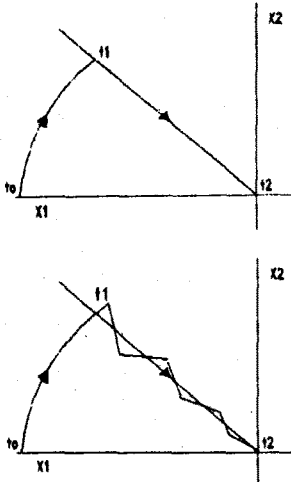


그림 4. 상태 궤적  
Fig. 4. State trajectory

3. 동가연속제어입력  $U_{eq}$

제어입력  $U$ 는 (0,1)를 갖는다. 이러한 불연속적인 제어입력  $U$ 를 다음식의 동가연속제어입력  $U_{eq}$ 로 대체하여 동가적으로 해석할 수 있다. 슬라이딩 모드 존재조건 식 (4)가 만족될때

$$S = \frac{dS}{dt} = 0 \quad \text{이므로}$$

식 (3)으로부터 다음 식과 같은 동가제어 입력을 구할 수 있다.

$$U_{eq} = (\tau W_N - 1) X_2 + \tau W_0 X_1 + \frac{V_o^*}{dt} \tau \quad (8)$$

이 식은 PWM 제어 해석방법인 상태평균화법에서 duty ratio를 이용하여 연속제어입력으로 대체한 경우와 스위칭 주파수가 무한대인 경우와 같다.

4. 시스템 구성

시스템 구성도는 그림 5와 같다. 변수  $X_2$ 는 하드웨어 구성시 변수  $X_1$ 을 입력으로 하는 미분회로를 거쳐 얻을수있으며, PSPICE 시뮬레이션에서는 출력 커패시터의 전류값을 피이드백하여 얻을 수도 있다. 제어 입력의 스위칭 주파수는 이상적인 경우에는 무한대 이므로 스위칭 소자의 스위칭 한계내

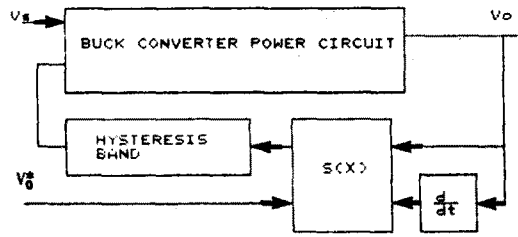


그림 5. 시스템 구성 블록 다이어그램  
Fig. 5. Block diagram of the system

에서 동작하도록 히스테리시스 band 폭을 갖는 비교기를 이용하였다. 제어회로의 구성도는 그림 6과 같다.

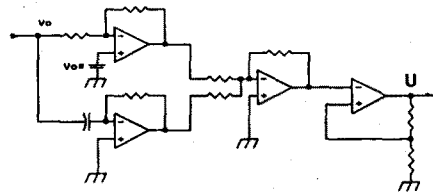
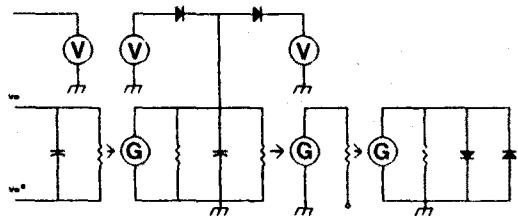


그림 6. 제어회로 구성도  
Fig. 6. The configuration of control circuit

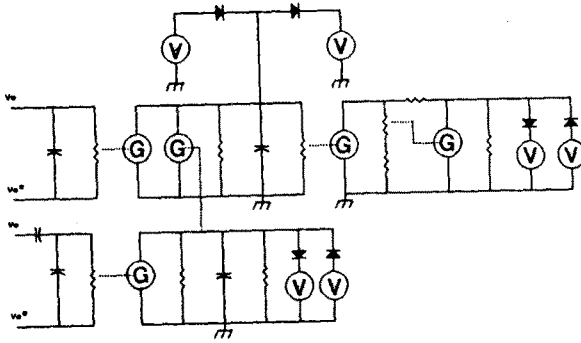
5. PSPICE 시뮬레이션

PWM 제어와 SLIDING MODE 제어의 PSPICE 등가 회로는 그림 7과 같다. 차이점은 PWM 제어에서는 삼각파 발생기가 첨가되며 슬라이딩 모드 제어에서는  $X_2$ 를 얻기 위한 미분회로가 필요하다.  $\zeta$  값을 일정하게 유지하기 위해서는 식 (5)로부터 최소 부하는 1.214 ohm이 된다.

그림 8 및 9에서 두 방식의 동특성은 거의 일치함을 알 수 있다. 슬라이딩 라인의 기울기를 변화시켰을때 캐패시터의 최대 전류값을 700mA 에서 약 400mA 까지 낮출수 있다. 그러나 정상상태값에 이르는 시간은 길어짐을 알 수 있었다.



(a) PWM 방식의 등가회로 모델



(b) 슬라이딩 모드 제어방식의 등가회로 모델

그림 7. PWM 방식과 슬라이딩 모드 제어방식의 PSPICE 등가회로 모델

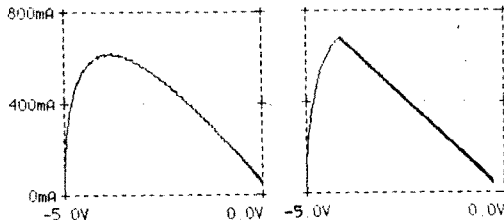
Fig. 7 PSPICE equivalent circuit model

표 1. 파라미터 값

Table 1. Parameters

$V_s$	10 V	$L$	1.385 mH
$V_o^*$	5 V	$C$	100 $\mu$ F
$R_{LOAD, MAX}$	1.214 ohm	$f_s$	33 KHz
$\zeta$	1.533		

$f_s$  : PWM 캐리어 주파수

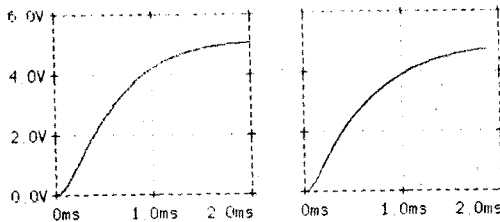


(a) PWM 방식

(b) 슬라이딩모드 방식

그림 8. 상태궤적도

Fig. 8. The state trajectory



(a) PWM 방식

(b) 슬라이딩모드 방식

그림 9. 출력전압

Fig. 9. OUTPUT VOLTAGE

## 6. 결론

VSS 이론에 기초한 슬라이딩 모드 제어방식을 BUCK형 DC-DC 컨버터에 적용하였다. PWM 제어와 같은 삼각파를 만들 필요가 없으므로 제어회로가 간단하며, 출력전압 및 출력 캐패시터 전류를 상태변수로 도입함으로써, 보다 안정한 제어를 할 수 있었다. 또한, 소신호 모델해석이 필요하지 않으므로 선형근사화가 필요없이 직접 비선형적인 제어가 가능하였다.

## 참고 문헌

- [1] V.I.Utkin, Sliding Modes and Their Applications in Variable Structure Systems, Mir, Moscow, 1978.
- [2] U.Itkis, Control Systems of Variable Structure, John Wiley and Sons, New York, 1976.
- [3] R.Venkataramanan, A.Sabanovic and S.Cuk, "Sliding Mode Control of DC-to-DC Converter", in Proc. IECON'85, pp.251~258, 1985.
- [4] S.R.Sanders, G.C.Verghese and D.F.Cameron, "Nonlinear Control Laws for Switching Power Converters", in Proc. of 25th IEEE Conf. on Decision and Control, Athens, Greece, pp.46~53, Dec., 1986.
- [5] H.J.Sira-Ramirez, M.Ilic, "A Geometric Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to-DC Power Supplies", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol.35, No.10, pp.1291~1298, Oct., 1988.
- [6] D.M.Mitchell, DC-DC Switching Regulator Analysis, McGraw-Hill, 1988.
- [7] R.D.Middlebrook, S.Cuk, Advances in Switched-Mode Power Conversion, TESLACO., Inc., Pasadena, CA, 1983.