

인공위성용 전원을 위한 평균전류형 제어 BOOST 컨버터에 관한 연구

김희준 김영태 김인기 최종문⁰
한양대학교 전기공학과

A Study of Average Current Mode Control Boost Converter for Space Craft Power System

H. J. Kim , Y. T. Kim , I. G. Kim , J. M. Choi⁰
Electrical Eng. Hanyang Univ.

Abstract

Recently current mode control is widely adopted in switching power converter because of inherent stability and ability of parallel operating. There are several ways in current mode control. One of them, peak current control is chiefly employed. Peak current mode control converter usually senses and controls peak inductor current. But there is peak-to-average current errors. Therefore peak current control needs compensation ramp correcting the errors.

Average current mode control eliminates these problems, and is constructed by simple structures.

This paper will describe the behavior of a simple average current mode boost converter and introduce the design techniques.

I. 서론

DC-DC 컨버터의 전류형 제어는 출력 전류를 제어하므로 전압형 제어에 비하여 안정된 동작을 하며 전류의 최대치를 제한할 수 있으므로 병렬운전에 유리하고, 1계 전달함수로 표현되는 점등 여러가지 이점이 있다.

이러한 전류형 제어 컨버터중 가장 광범위하게 사용되는 피크전류형 제어 컨버터는 그림 1(a)와 같이 두개의 제어 루프로 구성된다. 인덕터는 내부 전류 제어 루프에 포함되고 외부제환은 간단한 전압 루프로 구성된다. 피크전류형 제어는 외부 루프에 의해서 설정된 값과 인덕터 전류의 피크치를 비교하는 형태로 동작한다. 내부 전류 루프는 정상상태의 평균 인덕터 전류 제어를 목적으로 하지만 실제적으로는 순간적인 피크 인덕터 전류를 제어한다. 만약 인덕터 전류의 리플이 무시할 정도로 작다고 가정하면 피크전류 제어는 평균전류 제어와 거의 같다. 그러나 피크전류형 제어에서 전류 ramp는 일반적으로 매우 작은 값이 V_c 와 비교되므로 잡음에 매우 취약하다. 또한 시비율이 0.5이상일때는 불안정하게 되어 발진하게 된다. 일반적으로 비교기의 입력측의 불안정을 제거하기 위해서 피크전류형 제어는 외부 보상 램프가 필요하므로 구조가 복잡하다.

이에 반하여 그림 1(b)의 평균전류형 제어는 보상 램프가 필요 없으며, 전류의 평균치를 V_c 와 비교하므로 잡음에 강하고, 정밀한 평균전류치를 설정할수 있는등 여러가지 장점이 있다. 본 논문에서는 전류형 제어분야에서 새롭게 시도되고 있는 평균전류형 제어를 적용하여 추후 인공위성용 전원장치의 방진기에 응용이 가능한 Boost 컨버터를 설명하고 이에 관한 설계방법을 제시한다.

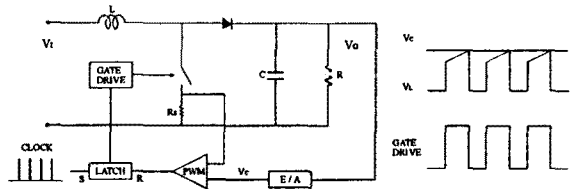


그림 1 (a) 피크전류형 제어 컨버터

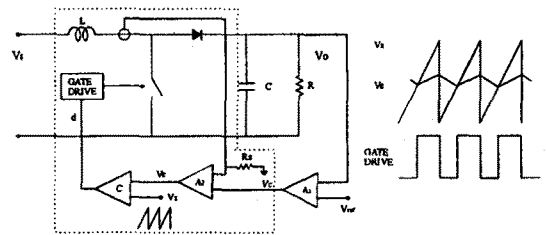


그림 1 (b) 평균전류형 제어 컨버터

II. 평균전류형 제어 컨버터의 동작 원리

전류형 제어 컨버터에는 전류의 피크치를 검출하여 제어하는 피크전류형 제어가 가장 많이 사용되었으며 이에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔으나 피크전류형 제어는 안정성을 저하시키는 여러가지 문제점들이 있다. 이 때문에 최근 인덕터전류의 평균치를 검출하여 제어하는 평균전류형 컨버터가 새로이 시도되고 있다.

평균전류형 제어는 전압형 제어와 비교하여 가장 큰 차이 점은 그림 1(a)에서 C.T 에서 검출된 인덕터 전류의 값이 저항 R_s 를 거쳐서 전압으로 변환되어 오차 증폭기 (A_2)를 거치는 외부 제한 루프가 추가된다. 그림 2는 일반적인 전류형 제어기를 나타낸다. 이는 요구되는 출력을 제어하기 위한 전압제어 전류형 컨버터를 나타낸다.

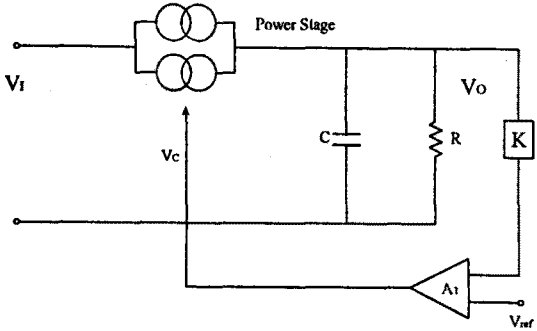


그림 2 전류형 제어 원리도

그림2의 제한은 분압기 K와 오차 증폭기 A_1 , V_{REF} 로 구성된다. 출력전압의 제한값(KV_o)과 기준전압 V_{REF} 의 차는 오차증폭기(A_1)에 의해 증폭되어 제어 전압 V_c 를 발생시킨다. 이 루프에 개루프 이득을 측정하기 위해 전압 V_o^* 를 인가하여 개루프 전압제어 이득을 구하면 다음식과 같다.

$$A_{OL}(s) = \frac{v_o}{v_o^*} = \frac{K A_1 G R}{1 + j \frac{f}{f_0}} \quad (1)$$

여기서

- G : 전류 제한 루프의 전달 함수
- K : 제한비(일반적으로 $K=V_{REF}/V_o$)
- A_1 : 오차 증폭기의 조합이득(composit gain)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

이다.

또한 그림 1(b)에서 점선블록의 전류제한 루프는 다음과 같이 구할 수 있다. 먼저 신호 V_o 는 시비율에 대응하는 값으로 다음식과 같다.

$$\Delta V_o / \Delta D = V_o / d = V_o \quad (2)$$

또한 비교기에 인가되는 신호 V_o 는 $(V_c - iR_s)$ 의 값을 증폭하여 구하므로 식(3)과 같다.

$$V_o = A_2 (V_c - iR_s) \quad (3)$$

그림 3 과 같은 일반적인 Boost의 상태평균화 회로방정식 중 소신호 방정식은 다음식과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i} &= D' i - I d \\ Z_L \dot{i} &= V_o \dot{d} - D \dot{V} \\ \dot{v} &= Z_T \dot{i}_o \end{aligned} \quad (4)$$

식(4)에 식(2)와 식(3)을 대입하여 정리하면 전류제한 루프이득 iR_s / V_c 를 구할 수 있다.

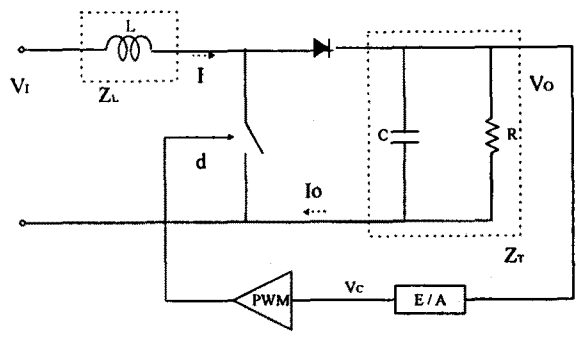


그림 3 일반적인 Boost 회로

$$A_{CL}(s) = \frac{i R_s}{V_c} = \frac{1}{1 + \frac{V_s (Z_L + D'^2 Z_T)}{2 A_2 V_o R_s}} \quad (5)$$

여기서 $R_{eq} = (2 A_2 V_o R_s) / V_s$ 라 두고 식(5)를 저주파 영역에 대하여 유도하면 다음과 같다.

$$A_{CL}(s) = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + D'^2 R} \cdot \frac{1 + j\omega RC}{1 + \frac{j\omega RC R_{eq}}{R_{eq} + D'^2 R}} \quad (6)$$

식(6)에서 DC 이득항, f_z 와 f_c 는 다음과 같다.

$$A_{CL}(s) - DC = \frac{R_{eq}}{R_{eq} + D'^2 R} \quad (7)$$

$$f_z = \frac{1}{(2\pi RC)}$$

$$f_p = \frac{1}{\frac{2\pi RC R_{eq}}{R_{eq} + D'^2 R}}$$

이와 유사하게 고주파수대에서 유도하면 식(5)를 식(8)로 정리할 수 있다.

$$A_{CL}(s) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L}{R_{eq}}} \quad (8)$$

식(8)에서 제어기의 페루프 밴드폭은 식(9)과 같이 된다.

$$f_c = \frac{A_2 V_o R_s}{\pi L V_s} \quad (9)$$

식(9)은 전류제어 이득 A_2 가 커지면 제어기의 cross over 주파수가 커진다는 것을 알 수 있다. 그러나 이득항은 인덕터전류의 교류성분을 증폭하고, 증폭된 전류 오차신호 V_o 와 톱니파의 상호작용에 영향을 미친다. 전류오차신호 V_o 의 기울기가 톱니파의 기울기보다 크면 각 신호간의 상호 동작을 예측할 수 없으며 그결과 불안정한 동작을 하게 된다.

인덕터의 교류성분은 C.T.에서 검출되어 R_s 를 거치면서 전압으로 바뀌고, 이신호는 다시 A_2 의 이득비로 증폭된다. 그러므로 V_o 의 기울기에 대한 식은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\Delta V_e / \Delta t = -A_2 \cdot \Delta I / \Delta t \cdot R_s \quad (10)$$

전류의 기울기가 최대가 될 때 $\Delta I / \Delta t = V_o / L$ 가 된다. 그리고 톱니파의 기울기 관계식은 다음과 같다.

$$L = V_o \cdot f_s \quad (11)$$

그러므로 식(10)과 식(11)을 합하면 최대 비례이득 A_2 는 식(12)과 같다.

$$\max A_2 = \frac{L f_s V_o}{R_s V_o} \quad (12)$$

식(12)을 식(9)에 대입하면 최대값 f_c 을 구할 수 있다.

$$f_c = \frac{f_s}{\pi} \quad (13)$$

실제적인 대역 (f_s) 는 최대값이 제한되어 있으며 컨버터의 제어기는 스위칭 주파수의 1/2 이내로 제한 된다. 그러나 식(12)에서 구한 최대값 이상의 이득을 사용할 수 있지만 증폭기의 기울기는 V_o 신호의 기울기에 의해서 제한된다.

결과적으로 전류제어형 컨버터의 전체의 개루프 이득은 다음과 같다.

$$A_{OL}(T) = A_{OL}(C) \cdot A_{OL}(V)$$

$$A_{OL}(T) = \frac{K A_1 \frac{1}{R_s} R}{1 + j f/f_0} \cdot \frac{1}{1 + j f/f_c} \quad (14)$$

그러나 실제적인 설계에서는 f_0 의 영향은 스위칭 주파수 f_s 와 대역 f_c 보다 빠르게 감소하므로 f_0 의 값을 무시하고 설계한다.

III. 평균전류형 제어 Boost컨버터 설계

평균전류형 제어 컨버터의 이론을 입증하기 위해서 다음과 같은 사양으로 boost 컨버터를 설계한다.

$$V_o = 28[V], V_i = 10 \sim 14[V], I_{max} = 3[A]$$

$$f_s = 50[KHz]$$

일반적으로 인덕터의 전류를 검출하기 위한 R_s 는 인덕터에 직렬로 연결하지만 본 실험에서는 C.T.를 1:200 권선비로 하여 저항을 2(ohm)을 사용한다. 이 저항을 직렬저항 R_s 값으로 환산하면

$$\frac{N_1}{N_2} \cdot (R) = \frac{1}{200} \cdot 2 [\Omega] = 0.01[\Omega] \text{ 이다.}$$

실제적인 boost 컨버터로 0.2[A] 에서 3[A]의 범위로 동작시킨 결과 전압변동율은 0.3% 이내이며 0.5[A]에서 3[A]로 부하를 변동할 때에도 그림 4(a), (b)와 같이 전압변동이 없이 안정하게 동작함을 확인할 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 평균전류형 제어 컨버터의 동작 원리와 설계 방법을 Boost컨버터에 적용하여 고찰해 본 결과 전체적인 제어루프의 전달함수가 1계 전달함수의 특성을 갖는다는 것을 입증하였다. 또한 평균전류형 제어 컨버터는 급격한 부하변동시에도 출력전압의 변동이 없이 안정하게 동작하는 것을 확인할 수 있었다.

평균전류형 제어 Boost컨버터는 피크전류형 제어에 비해 구조가 간단하며, 전압형 제어 컨버터에 비해 보상이 간단하고 안정하므로 높은 신뢰성과 안정도를 요구하는 인공 위성용 전원의 방전기에 적합하다.

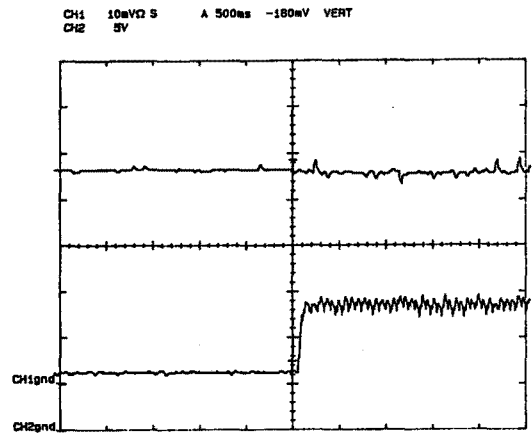


그림 4 (a) 0.5 A 에서 3 A 로 부하변동시

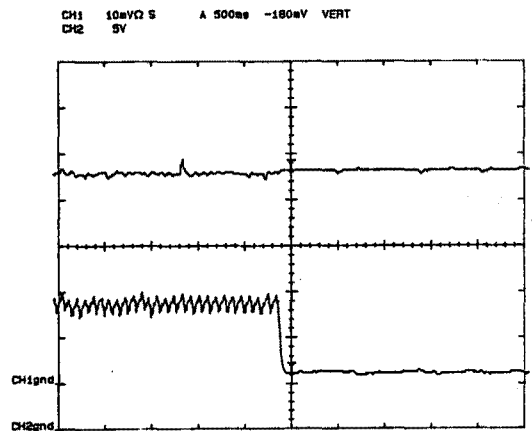


그림 4 (b) 3 A 에서 0.5 A 로 부하변동시

V. 참고문헌

1. Lloyd Dixon : "Average current mode control of switching power supplies", Unitrode switching regulated power supply design seminar manual 1990, topic 5
2. D.O'Sullivan, H.Spruyt, A.Crausaz : "Pwm Conductance control", PESC '88 RECORD (APRIL 1988) p351 - p359
3. W.Tang, R.B. Ridley, F.C. Lee : "Small signal modeling of average current mode control", VPEC, 1990
4. R.B. Ridly : "A new small-signal model for current mode control", Ph.D.Dissertation, VPEC, NOV. 27, 1990