

논문 2013-50-7-35

# DC-DC 벡 컨버터 제어기 비교

## ( A Comparison of DC-DC Buck Converter Controller )

강 민 구\*

( Min Gu Kang<sup>©</sup> )

### 요 약

벡 컨버터 LC 필터의 라플라스 변환 회로에서 전압 분배 법칙을 사용하여 전달 함수를 구하였다. 참고문헌에서 제안된 Type2 제어기의 근 궤적과 시뮬레이션 파형으로부터 제어기 설계가 잘못된 것을 나타내었다. PI 제어기를 근 궤적 기법으로 설계하였다. PI 제어기를 연산 증폭기를 사용하여 구현하였다. 제대로 동작하는 Type2 제어기를 제안하고 시뮬레이션을 통해 결과를 확인하였다.

### Abstract

Transfer function of Buk DC-DC converter is derived using Laplace transformed LC filter. Using root locus and simulation waveform, this paper shows that Type2 controller proposed in reference has poor performance. Using root locus PI controller has designed. Using operational amp, PI controller is realized. Properly operated Type2 controller is proposed and proved using simulation result.

**Keywords:** DC-DC Buck Converter, Type2 Controller, PI Controller, root locus

## I. 서 론

DC-DC 컨버터는 SMPS와 DC 전동기 구동 응용에 널리 사용된다. 이들 컨버터의 입력은 조정되지 않은 직류 전압이고, DC-DC 컨버터는 이들 입력을 원하는 전압 레벨로 만든다.

DC-DC 컨버터는 벡 컨버터, 부스트 컨버터, 벡 부스트 컨버터 등으로 나눌 수 있다<sup>[3~7]</sup>. 벡 컨버터는 항상 출력 전압이 입력 전압보다 작은 컨버터를 의미한다.

Mohan 등이 제시한 Type2 제어기<sup>[6~7]</sup>를 시뮬레이션 하면 정상 상태 오차가 0이 되지 않으나 이것은 시간을 늘리면 때 정상 상태 오차가 0이 된다. 참고 문헌에서 제안한 Type2 제어기는 과도 응답 시간이 길었다.

참고문헌의 Type2 제어기는 극점을 추가한 형태이다.

극점 추가의 문제점을 해결하기 위해 극점 가까이 영점을 두어 보상하도록 하는 개선된 Type2 제어기를 제안하였다.

## II. 벡 컨버터 전달 함수

DC-DC 벡 컨버터에서 MOSFET 스위치가 온일 때 다이오드는 오프된다. MOSFET 스위치가 오프일 때 다이오드는 온된다. 그림 1은 LC 필터의 라플라스 변환 회로이다. 전달 함수를 구하기 위해 상태 방정식을 세울 필

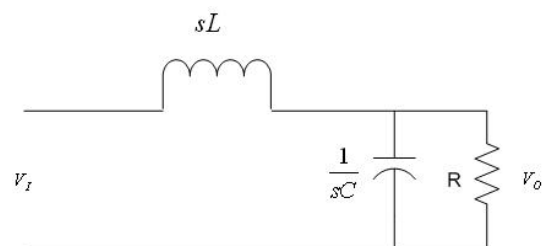


그림 1. LC 필터의 라플라스 변환 회로  
Fig. 1. Laplace transformed circuit of LC filter.

\* 정회원, 경기과학기술대학교 메카트로닉스과  
(Department of Mechatronics, Gyeonggi College of Science and Technology)

© Corresponding Author (E-mail: mgkang@gtec.ac.kr)  
접수일자: 2013년1월31일, 수정완료일: 2013년6월19일

요는 없다. 그림 1에서 전압 분배 법칙에 의해 바로 전달 함수를 구하면 다음과 같다.

$$G(s) = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \tag{1}$$

### III. 참고 문헌의 TYPE2 제어기

그림 2는 Type2 제어기를 나타내는 오차 증폭기이다. 오차 증폭기의 전달 함수는 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{1}{R_1 C_1} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)} \tag{2}$$

여기서  $\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1}$ ,  $\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2}$  이다.

참고문헌 [2]에서 제안한 각 소자값은 다음과 같다.

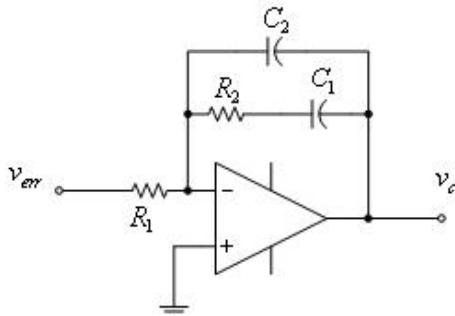


그림 2. Type2 에러 앰프  
Fig. 2. Type2 error amp.

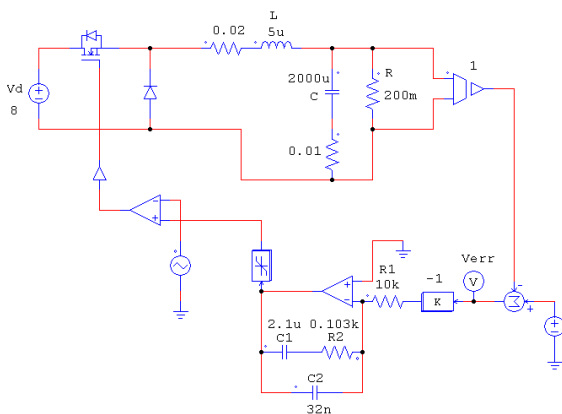


그림 3. 인덕터 저항과 커패시터 저항을 고려한 Type2 에러 앰프 시뮬레이션 회로  
Fig. 3. Type2 error amp Simulation circuit when inductor resistor and capacitor resistor are considered.

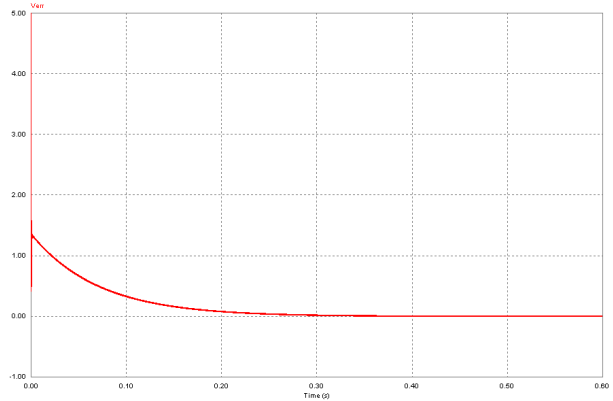


그림 4. 인덕터 저항과 커패시터 저항을 고려한 Type2 에러 앰프 오차전압 파형  
Fig. 4. Error voltage waveform using Type2 error amp when inductor resistor and capacitor resistor are considered.

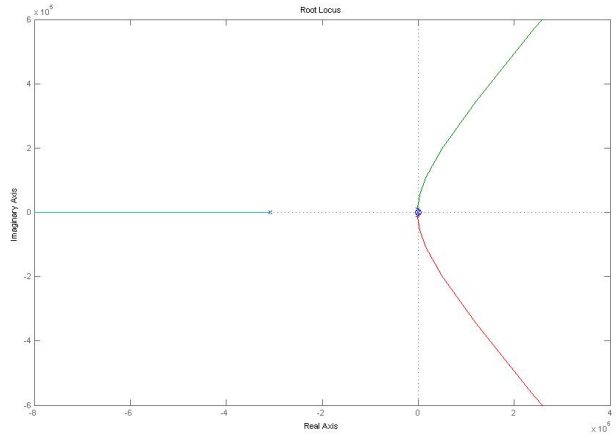


그림 5. Type2 제어기 근 궤적  
Fig. 5. root locus of Type2 controller.

$$C_1 = 2.1\mu F, C_2 = 32nF, R_1 = 10k\Omega, R_2 = 0.103k\Omega$$

$$\frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{10k(2.1 \times 10^{-6})} = \frac{100}{2.1} = 47.619$$

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C_1} = \frac{1}{103(2.1 \times 10^{-6})} = 4.62321$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_2 C_1 C_2} = \frac{(2.1 + 0.032) \times 10^{-6}}{103(2.1 \times 10^{-6})(32 \times 10^{-9})} = 308 \times 10^3$$

그림 3은 인덕터 저항과 커패시터 저항을 고려한 시뮬레이션 회로를 나타낸다. 그림 4는 이때의 오차 전압을 나타낸다. 정상 상태 오차가 0이 되지만 정상 상태에 도달하는데 0.3초 걸린다. 과도 상태가 길게 나타난다.

그림 5는 Type2 제어기의 근 궤적을 나타낸다. 그림

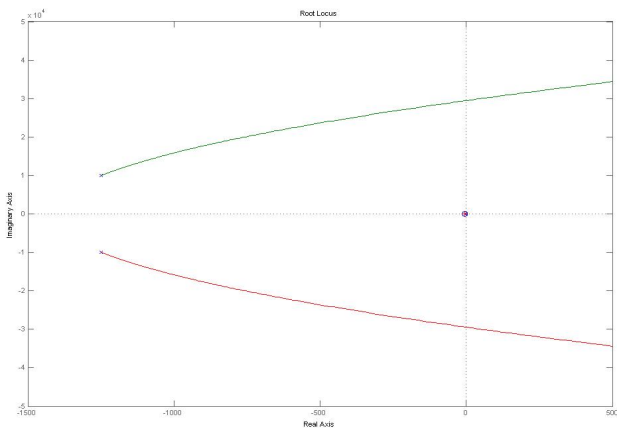


그림 6. 그림 5의 확대  
Fig. 6. enlarged photo of figure 5.

6은 그림 5의 확대된 그림이다. 추가된 극점의 영향으로 이득이 커지면 시스템이 불안정하게 된다. 제어기에 극점을 추가하는 것은 시스템 응답에 부정적인 영향을 준다. 따라서 참고 문헌의 Type2 제어기는 잘못된 설계라고 주장할 수 있다.

#### IV. PI 제어기

그림 7은 PI 제어기를 사용한 시뮬레이션 회로를 나타낸다. 그림 8은 그림 7의 블록선도이다.  $G(s)$ 는 식 (1)으로 주어졌다. PI제어기의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_c(s) = K \left( \frac{s + z_1}{s} \right) \quad (3)$$

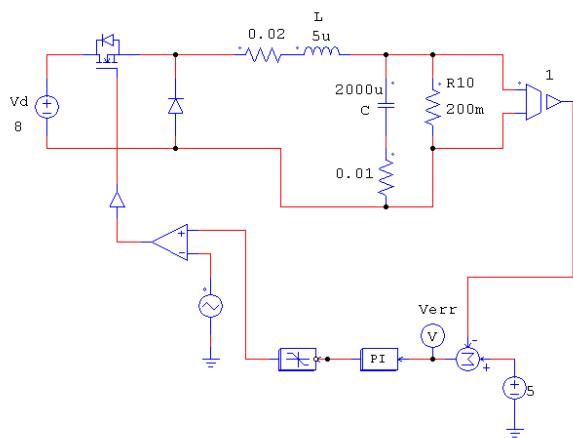


그림 7. 인덕터 저항과 커패시터 저항을 고려한 PI 제어기를 사용한 시뮬레이션 회로  
Fig. 7. Simulation circuit using PI controller when inductor resistor and capacitor resistor are considered.

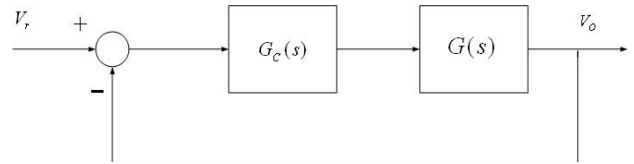


그림 8. 그림 7의 모델링  
Fig. 8. modeling of figure 8.

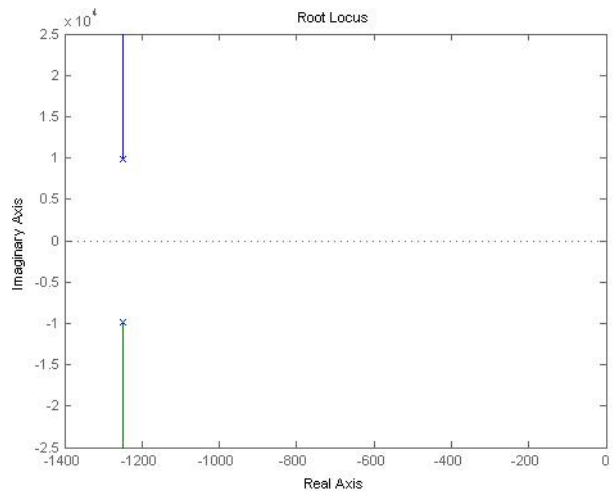


그림 9.  $G_c(s) = K$ 일 때 근 궤적  
Fig. 9. root locus of  $G_c(s) = K$

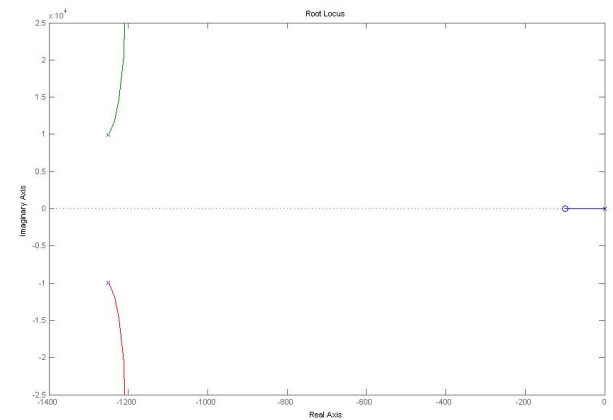


그림 10. 식 (3)의 근 궤적  
Fig. 10. root locus of eq. (3).

그림 9는  $G_c(s) = K$ 일 때 근 궤적을 나타낸다. 정상 상태 오차를 줄이기 위해 PI 제어기를 사용한다.  $s = 0$ 에 극점을 추가하면 Type1 시스템에 되고 직류 명령에 대해 정상 상태 오차는 0이 된다. 그러나  $s = 0$ 에 추가된 극점은 시스템을 불안정하게 하는 등 응답에 나쁜 영향을 준다. 따라서 영점을  $s = 0$  극점 근처에 두어 극점의 영향을 상쇄한다. 식 (3)에서  $z_1 = 100$ 로 정하였다. 이때 식 (3)의 근 궤적은 그림 10과 같다. 극점의 효과가 영점에 의해 상쇄되어 그림 10도 그림 9와 비슷한 근 궤적을 가진다.

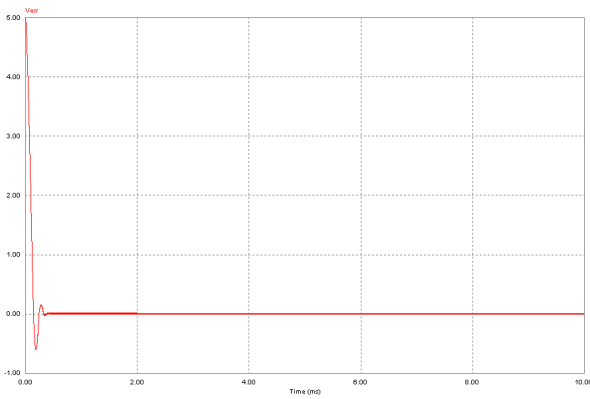


그림 11. 인덕터 저항과 커패시터 저항을 고려한 PI 제어기 오차 전압 시뮬레이션 파형

Fig. 11. Error voltage simulation waveform using PI controller when inductor resistor and capacitor resistor are considered.

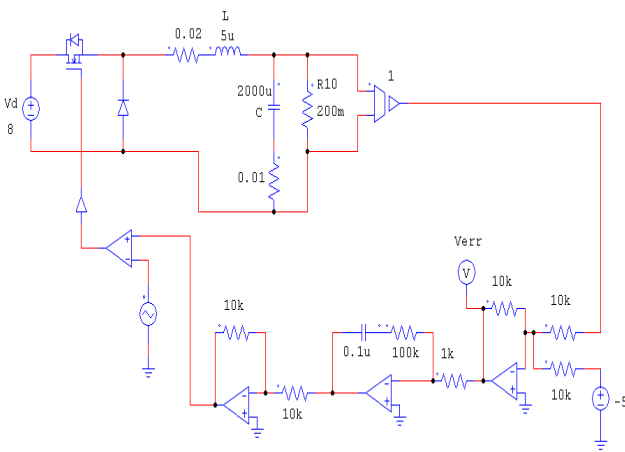


그림 12. 연산 증폭기를 사용하여 PI 제어기 구현  
Fig. 12. PI controller realization using op amp.

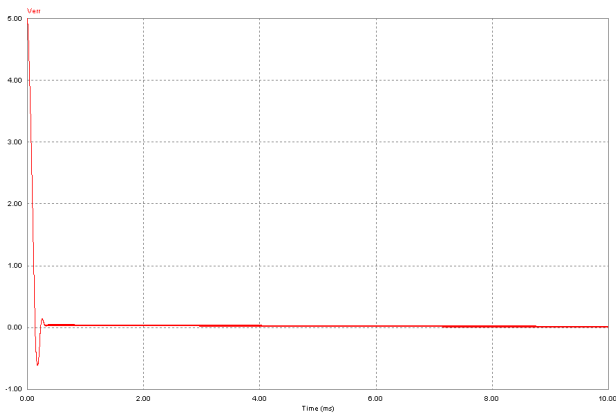


그림 13. 그림 12의 시뮬레이션 파형  
Fig. 13. simulation waveform of figure 12.

식 (3)의 PI 제어기에서  $K=100$ ,  $z_1 = 100$ 을 선택하고 시뮬레이션한 파형이 그림 11이다. 정상 상태 오차

는 0이고 오버 슈트도 적절하다. 정착시간이 1ms보다 작다. 그림 12은 PI 제어기를 연산 증폭기를 사용하여 구현한 것이다. 그림 13는 그림 11의 시뮬레이션 파형이다.

### V. 제안된 Type2 제어기

직류를 제어하므로 Type1만 되어도 정상 상태 오차는 0이 된다. Type2 제어기의 필요성은 없지만 굳이 Type2 제어기를 사용한다면 Type2 제어기를 식 (4)와 같이 제안한다.

$$G_c(s) = K \frac{(s + 100)^2}{s^2} \tag{4}$$

$s = 0$ 에 극점이 두 개 있어 Type2 시스템이 되고 극점 두 개의 부정적인 영향을 상쇄시키기 위해 영점 두 개를 극점 가까이에 둔다. 식 (4)을 시뮬레이션 한 파형이 그림 14이다. PI 제어기와 비슷하게 나타난다.

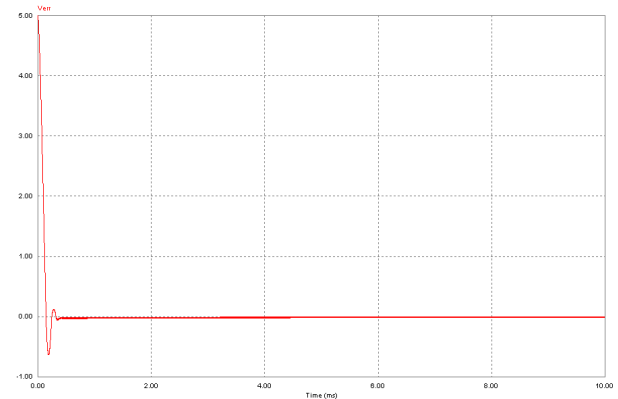


그림 14. 식 (4)을 사용하였을 때 에러 전압 파형  
Fig. 14. error voltage waveform using eq. (4)

### VI. 결론

벡 컨버터의 전달 함수는 LC 필터에 의해 결정된다. 상태 방정식을 세우지 않고 LC 필터에서 전압 분배 법칙을 적용하여 식 (1)과 같이 전달 함수를 구할 수 있다.

참고 문헌 [1], [2]에서 제안된 Type2 제어기는 잘못 설계된 것이다. 제어기에 극점을 추가하면 응답이 나빠진다. Type을 증가시키기 위하여 극점을 넣으면 그 극점 가까이에 영점을 넣어 극점의 영향을 상쇄시켜주어야 한다.

근 궤적 기법을 이용하여 PI 제어기를 설계하였다. 설계된 PI 제어기를 연산 증폭기를 사용하여 구현하였다.

식 (4)와 같이 설계오류가 수정된 Type2 제어기를 제안하였다. Type은 2로 되었지만 PI 제어기와 비슷하게 동작한다.

## REFERENCES

- [1] Mohan, Underland and Robbins, Power Electronics Converter, Application and design, pp. 323-336, 1995
- [2] 양재석, 신병철, 송의호, “소신호 해석을 통한 정류기의 제어기 설계,” 제2차 제어자동화시스템공학회 학술회의 논문집, 192-197, 1999.
- [3] R. D. Middlebrook, “Topics in multiple loop regulators and current mode programming,” IEEE PESC Record, pp. 716-732, 1985.
- [4] R. B. Redly, “A New continuous time Model for current mode control,” PCIM conference record, pp. 16-20, 1989.
- [5] V. Vorperian, “Analysis of current mode controlled PWM convertor using the model of the current controlled PWM switch,” PCIM conference record, 1990.
- [6] 허동훈, 남현석, 이민우, “휴대용 멀티미디어 기기를 이용한 400mA급 전류 방식 DC-DC 컨버터,” 전자공학회 논문지-SD 45(8) 24-31쪽, 2008.
- [7] 박민정, 손정만, 육승범, “낮은 온 저항을 가지는 스위칭 소자 내장형 저전압 DC-DC 컨버터,” 대한 전자공학회 학술대회논문집 30(1), 773-774쪽, 2007.

---

## 저 자 소 개



강 민 구(정회원)  
1985년 부산대학교 전기공학과  
학사 졸업.  
1987년 KAIST 전기전자공학과  
석사 졸업.  
2009년 숭실대학교 전기공학과  
박사 졸업.

<주관심분야 : 전원장치, 인버터 및 전력전자>