

부하변동과 인덕터 저항을 고려한 DC/DC 승압 컨버터의 개선된 PID 제어기 설계

Design of an improved PID controller for DC/DC boost power converter with inductor resistance under load variation

김인혁* · 정구종** · 손영익***
(In-Hyuk Kim · Goo-Jong Jeong · Young-Ik Son)

Abstract - This paper presents a new PID controller for a DC/DC boost converter model that has a parasitic inductor resistance. In order to maintain the robust output regulation property under load variations the proposed controller is designed by using an additional state variable developed via a parallel-damped passivity-based control approach. Simulation results using Matlab/Simulink SimPowerSystems compare the performances of the proposed controller with a conventional PI controller for reference step changes and load uncertainties.

Key Words : DC/DC Boost Converter, Parasitic Resistance, Output Feedback Control, Load Variation

1. 서론

스위칭 소자를 이용한 전력 변환 회로의 해석 및 제어 문제는 많은 연구자들의 관심을 받아왔다. DC 입력 전압을 승압하는 DC/DC 승압 컨버터는 통신, 자동차, 컴퓨터 등 다양한 분야에 응용되고 있으며, 특히, 신재생 에너지 분야가 주목 받으면서 더욱 활발히 연구되고 있다. DC/DC 승압 컨버터에 대한 제어 목표는 불확실한 부하나 소자에 대해서도 출력전압이 안정적으로 정전압을 유지해야 하는 것이다. 이 시스템의 모델은 입력과 상태 변수가 곱해진 형태의 비선형 시스템인 동시에 출력전압에 대해 영동특성(zero dynamics)이 불안정한 비최소 위상(non-minimum phase) 시스템으로 나타나며 이와 같이 까다로운 특성으로 인해 전력전자 분야 뿐만 아니라 제어 시스템 연구가 사이에서도 많은 연구가 진행 중이다.[1-3,5,6]

승압 컨버터 회로는 인덕터를 포함하고 있으며 제어 문제를 고려할 때 인덕터의 등가 직렬 저항을 무시할 경우 원하는 특성을 얻기 어려운 경우가 존재한다. 본 논문에서는 그림 1과 같이 등가 저항 R_1 이 포함된 회로에서 출력 전압만을 사용하여 부하 저항의 변동에 강인한 제어기를 설계한다. 기존의 제어 기법들 중 PI 또는 PID 제어 기법은 구현이 쉽고 산업계에 널리 쓰이고 있는 제어기이다. 그러나 PI 및 PID 제어기만을 사용하는 것은 원하는 과도 성능 및 부하 변동과 같은 제어시스템의 불확실성이 존재 할 때 강인한 출력 유지 성능을 보장하지 못하는 경우가 존재한다.[4]

본 논문에서는 성능 개선을 위한 새로운 형태의 PID 제어기를 2.2절에서 제안하였으며, 제안된 제어기의 성능을 검증하기 위하여 Matlab/Simulink의 SimPowerSystems를 이용하여 기존 제어기와 비교 모의실험을 수행하였다.

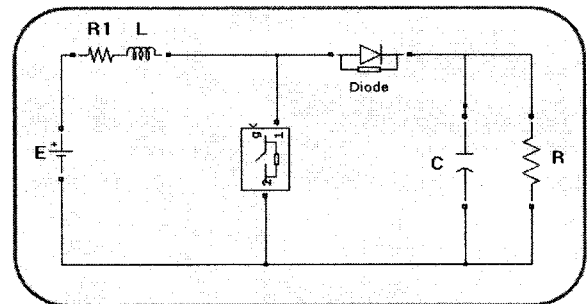


그림 1. DC/DC 승압 컨버터의 구조
Fig. 1. Structure of DC/DC boost converter

2. 본론

2.1 DC/DC 승압 컨버터 모델

본 논문에서 고려하는 DC/DC 승압 컨버터는 그림 1과 같다. 보다 실제적인 인덕터 모델을 고려하기 위해 등가 직렬 저항 R_1 을 포함하고 있으며, 평균 스위칭 기법에 의해 수학적 모델은 아래 식과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{R_1}{L}i_L - (1-d)\frac{1}{L}v_c + \frac{E}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} &= (1-d)\frac{1}{C}i_L - \frac{1}{RC}v_c \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 i_L 은 인덕터 전류, v_c 는 출력 전압, E 는 입력 전압이고 d 는 제어 입력(duty ratio)를 나타낸다 (단, $0 \leq d < 1$). 회로 정수 R_1 , L , C , R 은 각각 인덕터 등가 직렬 저항, 인덕턴스, 커패시턴스, 부하 저항을 나타낸다.

* 學生會員 : 明知大學校 電氣工學科 碩士課程
** 學生會員 : 明知大學校 電氣工學科 碩士課程
*** 正會員 : 明知大學校 電氣工學科 副教授 · 工博
接受日字 : 0000년 0월 0일
最終完了 : 0000년 0월 0일

이상적인 인덕터의 경우(즉, $R_1 = 0$) 부하변동에 대해 강한 성질을 갖는 제어기는 많은 연구결과들을 참고할 수 있다. 이는 크게 전류를 기반으로 전압을 간접적으로 제어하는 전류 모드 제어기와 전압을 기반으로 직접 제어하는 전압 모드 제어기로 구분할 수 있다. 간단한 형태의 전압 모드 제어기로서 전압의 목표 값에 대한 오차를 이용하는 PI 제어기를 고려할 수 있으나 비최소 위상 시스템 특성으로 인해 만족할 만한 제어 성능을 얻기 어렵다. 정상상태 동작점 $i_L = I_L$, $v_c = V_c$, $d = D$ 에서 시스템의 영점은 아래 식과 같다. R_1 이 상대적으로 아주 작으므로 복소평면의 우반평면에 영점을 가지는 비최소 위상 시스템을 확인 할 수 있다.

$$z_1 = \frac{V_c(1-D)/I_L - R_1}{L} \quad (2)$$

본 논문에서는 기존의 PI 제어기 설계 기법 대신 논문 [5]에서 제시된 추가 시스템을 활용한 새로운 PID 제어기를 제안한다. 추가 시스템과 PID 제어기의 설계는 오차 시스템의 동작점 선형화 모델에 근거하여 진행한다. 동작점의 불확실성에 따른 오차는 PID 제어기가 보상하는 방법을 통해 $R_1 = 0$ 인 경우의 동작점에 대한 아래 관계식을 이용한다.

$$V_c = \frac{1}{1-D}E, \text{ 혹은 } D = 1 - \frac{E}{V_c} \quad (3)$$

$$I_L = \frac{V_c^2}{RE} \quad (4)$$

한편, 인덕터 등가 저항을 고려하면 아래 식이 얻어진다.

$$V_c = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{(1-D)^2}{(1-D)^2 + (R_1/R)} E \quad (5)$$

$$D = 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{E}{V_c} + \sqrt{\left(\frac{E}{V_c}\right)^2 - \frac{4R_1}{R}} \right] \quad (6)$$

식 (5)-(6)은 $R_1 = 0$ 인 경우 식 (3)과 동일하다.

2.2 부하변동과 인덕터 저항을 고려한 제어기 설계

본 논문에서 제안하는 제어기는 아래와 같다.

$$d = 1 - \frac{E}{v_d} + \alpha \quad (7)$$

$$\alpha(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) \frac{1}{\tau s + 1} \bar{e}(s) \quad (8)$$

단, $\bar{e} = v_d - v_c$ 이고, τ 는 미분기를 구현하기 위한 방법으로 사용된 필터 시정수이다.

식 (7)과 (8)에서 사용된 추가 시스템 v_d 는 논문 [5]를 참조하여 아래 식과 같이 정의하였다. 사실 이 식은 논문 [6]에서 제안된 시스템의 선형화된 형태이다.

$$\frac{d}{dt} v_d = -\frac{K_1 + K_2}{C} v_d + \frac{K_2}{C} v_c + \frac{K_1}{C} V_d \quad (9)$$

일반적인 DC/DC 승압 컨버터의 PI 제어기는 하나의 공칭 동작점에서 선형화를 통해 설계되며 기준입력(V_d)과 출력(v_c)의 오차를 이용하여 제어입력(d)를 생성한다. 본 논문에서 제안하는 개선된 PID 제어기는 출력 전압과 상수 V_d 와의 오차가 아닌 새로운 상태 변수 v_d 와의 오차를 사용한다.

이제 시스템 (9)와 PID 제어기 설계를 위한 오차 시스템을

생각한다. 식 (4)와 식 (9)를 이용하여 아래와 같이 오차를 정의하자.

$$e_1 = i_L - I_L \quad (10)$$

$$e_2 = v_c - v_d \quad (11)$$

$$e_3 = v_d - V_d \quad (12)$$

시스템 (1)-(7)-(9)는 아래와 같이 오차 시스템으로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{de_1}{dt} &= -\frac{R_1}{L} e_1 - \frac{E}{Lv_d} e_2 + \frac{1}{L} (e_2 + v_d) - \frac{R_1}{L} \frac{V_d^2}{RE} \\ \frac{de_2}{dt} &= \frac{E}{Cv_d} (e_1 + v_c) - \frac{1}{RC} (e_2 + v_d) - \frac{K_2}{C} e_2 \\ &\quad + \frac{K_1}{C} v_d - \frac{1}{C} V_d - \frac{1}{C} (e_1 + v_d) \alpha \\ \frac{de_3}{dt} &= \frac{K_2}{C} e_2 - \frac{K_1}{C} e_3 \end{aligned} \quad (13)$$

오차 변수 e 에서 우리가 관심을 갖는 것은 부하변동이나 시스템의 불확실성에 대해서 $e_2 = 0$ 을 유지하는 것이다.(즉, $v_c = V_d$) 이 경우 시스템이 안정하다면 식 (9)에서 e_3 역시 0이 됨을 알 수 있다. 단, 전류 i_L 의 동작점은 부하에 따라 다른 값을 가진다.

결정해야할 제어기 상수 $K_1, K_2, K_p, K_i, K_d, \tau$ 는 두 단계로 결정된다. 이를 위해 먼저 시스템 (13)을 원점에 대해서 동작점 선형화 한다. 선형화된 식은 아래와 같다.

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{E}{LV_d} & 0 \\ \frac{E}{CV_d} & -\frac{1}{RC} - \frac{K_2}{C} & -\frac{2}{RC} + \frac{K_1}{C} \\ 0 & \frac{K_2}{C} & -\frac{K_1}{C} \end{bmatrix} \bar{x} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L} \\ -\frac{V_d^2}{CRE} \\ 0 \end{bmatrix} \alpha \quad (14)$$

$$\bar{y} = [0 \ 1 \ 0] \bar{x}$$

단, $\bar{x} = e$ 이고 $\bar{y} = e_2$ 이다.

상수 K_1, K_2 는 논문 [5]에서와 같이 e_3 의 라플라스 변환을 통해 설정한다. 즉, $R_1 = 0$ 이고 $e(0) = [-I_L \ -V_d \ 0]^T$ 일 때, $E_3(s)$ 가 아래와 같이 표현되도록 분모의 K_1, K_2 를 결정한다(극점-영점 소거).

$$E_3(s) = \frac{-\frac{K_2 V_d}{C} \left(s + \frac{1}{RC} \right)}{(s + \zeta \omega_n)^2 \left(s + \frac{1}{RC} \right)} \quad (15)$$

PID 제어 이득 K_p, K_i, K_d 와 τ 는 결정된 상수 K_1, K_2 를 대입한 식 (14)의 전달함수로부터 설계한다. 근궤적법 등 다양한 방법의 PID 제어기 설계 기법을 활용할 수 있다. 본 논문에서는 식 (15)의 완전 제곱항을 제어기 (8)의 분자식으로 상쇄하고 시정수 τ 는 근궤적 기법으로 설계한다.

한편, 논문 [5, 6]에서의 제어 입력과 유사하게 R_1 을 고려한 (6)식에 따라 아래와 같이 v_d 만을 사용한 제어 입력을 고려할 수도 있다. 하지만 이 식은 R_1 이 존재하는 경우 제어 입력이 R 의 영향을 받게 되어 부하변동이 일어나는 경우에는 v_d 만을 사용하는 제어기의 성능이 저하된다.

$$d = 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{E}{v_d} + \sqrt{\left(\frac{E}{v_d} \right)^2 - \frac{4R_1}{R}} \right] \quad (16)$$

다음 장에서는 Matlab/Simulink의 Sim Power System을 활용하여 제안된 제어기의 성능을 시험한다.

3. 모 의 실험

이번 장에서는 일반적인 PI 제어기와 본 논문에서 제안된 새로운 PID 제어기의 부하변동과 기준입력 변동에 대한 제어기의 성능을 모의실험한다. 실험에서 사용한 DC/DC 승압 컨버터의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. DC/DC 승압 컨버터의 파라미터

Table 1. Parameters of the DC/DC boost converter

인덕터	$L = 10\mu\text{H}$	인덕터 저항	$R_1 = 0.01\Omega$
커패시터	$C = 50\mu\text{F}$	스위칭주파수	$f_s = 50\text{kHz}$
입력전압	$E = 1\text{V}$	초기부하	$R = 5\Omega$

각 상태변수의 초기 값은 $i_L(0) = 0$, $v_c(0) = 0$, $v_d(0) = 0.01$ 이며, 제어 상수 K_1 , K_2 는 각각 0.3692와 0.846이다. 이 때, 시스템 (14)의 전달함수는 아래와 같다.

$$G(s) = \frac{-100000(s+7384)(s-19000)}{(s+4950)(s+12177+j2090)(s+12177-j2090)}$$

위 시스템에 대해 제어식 (7)에서 $\alpha(s)$ 는 아래 식과 같다.

$$\alpha(s) = \frac{0.3(s+12177+j2090)(s+12177-j2090)}{s(s+50000)} e(s)$$

한편, 비교를 위한 일반적인 PI 제어기의 이득은 $K_p = 0.00005$, $K_i = 100$ 이다. $t = 7\text{msec}$ 에서 부하는 5Ω 에서 10Ω 으로 변동하며 $t = 12\text{ms}$ 에서 다시 5Ω 이 된다.

그림 2는 $V_d = 5\text{V}$ 일 때 제안된 제어기 성능을 PI 제어기 및 논문 [5]의 제어기와 비교하였다. 그림 2에서 보듯이 $R_1 = 0.01$ 의 경우 논문 [5]에서 제안된 제어기는 V_d 에 수렴하지 못하며 PI 제어기의 경우 과도성능과 부하변동에 대해 제안된 제어기에 미치지 못함을 알 수 있다. 그림 3은 부하와 기준입력이 동시에 변하는 경우에 제어기의 추종 성능을 보여준다. 기준입력은 V_d 는 $5 \rightarrow 3.5 \rightarrow 2\text{V}$ 순으로 변하고 있다. 그림 3에서 제안된 제어기의 빠른 수렴속도와 과도 현상을 통해 개선된 PID 제어기의 성능을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 등가저항 R_1 을 갖는 인덕터 모델을 고려한 DC/DC 승압 컨버터에 대한 출력 전압 제어 문제를 다루었다. 제안된 제어기는 R_1 이 없을 때의 입력 및 출력 전압의 평형점 관계식으로부터 설계된 제어기와 PID 제어기를 결합한 출력 레환 제어기이다. PID 제어기는 추가로 설계된 시스템을 이용함으로써 기존의 PI 제어기에 비해 향상된 성능을 기대할 수 있었다. 모의실험을 통해 본 논문에서 제안된 제어기의 기준 입력 및 부하변동에 따른 과도성능 및 정상상태 성능이 우수함을 확인하였다.

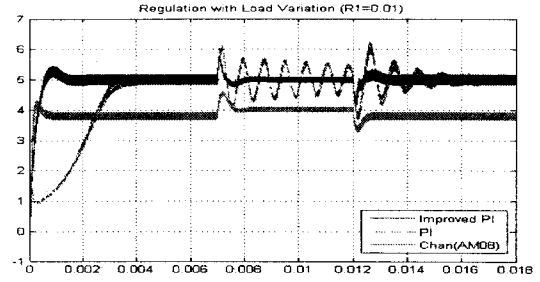


그림 2. 부하변동시 정전압 유지 성능비교

Fig. 2. Comparing performances of regulation with load variation

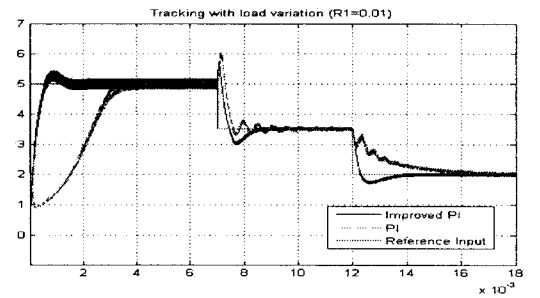


그림 3. 부하변동시 기준입력 추종 성능비교

Fig. 3. Comparing performances of tracking with load variation

감사의 글

이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (R11-2001-093-03005-0 (2009)) 이 연구에 참여한 연구자는 「2단계 BK21 사업」의 지원비를 받았음

참 고 문 헌

- [1] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, N.C. Voulgaris, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2664-2673, 2008, 7.
- [2] S.Y. Choe, J.W. Ahn, J.G. Lee, S.H. Baek, "Dynamic simulator for a PEM fuel cell System with a PWM DC/DC converter", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, pp. 669-680, 2008, 6.
- [3] 광동걸, "소프트 스위칭형 박-부스트 DC-DC 컨버터에 관한 연구", *전력전자학회 논문지*, 제12권 제5호 pp. 394-399, 2007, 10.
- [4] J.L. Chang, "Design of a robust controller using only output feedback to solve the servomechanism problem", *IEE Proc-Control Theory and Applications*, vol. 150, pp. 28-36, 2003, 1.
- [5] C.Y. Chan, "Simplified parallel-damped passivity-based controllers for dc-dc power converters", *Automatica*, vol. 44, pp. 2977-2980, 2008, 11.
- [6] D. Jeltsema and J.M.A. Scherpen, "Tuning of Passivity-Preserving Controllers for Switched-Mode Power Converters", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 49, no. 8, pp. 1333-1344, 2004