

## 전달함수 변환에 의한 새로운 방법의 직류 대 직류 강압형 변환기 제어

강 명 숙\* · 마 진 석\* · 임 성 운\*\* · 구 본 호\*\* · 이 무 영\* · 권 우 현\*  
\* \* 경북대학교. \*\* 경일대학교

### Novel DC-DC Buck Type Converter Control by Transfer Function Transformation

Kang M. S.\* · Ma J.S.\* · Im S. W.\*\* · Koo B. H.\*\* · Lee M. Y.\* · Kwon W. H.\*  
\* \* Kyungpook National University. \*\* Kyungil University

**Abstract** - 본 논문에서는 직류 대 직류 강압형 변환기의 전달함수 변환에 의한 새로운 제어방법을 제안하였다. 제안된 방법은 외란 및 회로변수값의 변화시 나타나는 영향을 최소화시키며, 변환기의 동특성에 영향을 미치는 출력필터의 공진과 동작점 변화에 의한 플랜트 특성 변화를 현저하게 개선시킨다. 먼저 전달함수 변환 제어시 시스템의 특성을 나타내는 여러 가지 전달함수를 구하여, 이를 기존의 직류 대 직류 변환기에서의 전달 함수와 비교하였다. 또한 외란 및 회로변수값 변화시의 기준 전압 대 출력 전압 전달함수의 민감도를 구하여 회로변수값 변화시 나타나는 특성이 개선됨을 보이고, 마지막으로 모의실험과 실험을 실시하여 제안된 제어 방법이 기존의 제어 방법과 비교하여 우수한 성능을 가짐을 보였다.

#### 1. 서 론

직류 대 직류 변환기는 출력에 사용되는 LC 필터로 인하여 공진 현상을 가지는 2차 시스템으로 모델링 되고 이의 성능은 선형 소신호모델을 이용한 주파수 영역 해석을 통해 평가할 수 있다. 즉, 입출력 전압 전달함수 뿐만 아니라 입력 대 출력 잡음 전달(audio susceptibility)과 출력 임피던스(output impedance)가 제한된 최대치를 가짐으로써 입력 외란과 부하변화에 대해서도 일정한 출력을 가져야 한다. 그리고 넓은 범위의 주파수 영역에서 위의 특성을 만족시키려면 변환기는 넓은 대역폭을 가지도록 설계되어야 한다. 이를 위해 전압제환을 이용하여 높은 루프 이득을 가지도록 제어를 설계하면 되나 공진 특성으로 인해 공진점 이상의 대역폭을 가질 수는 없다.[1] 본 논문에서는 전압 제어루프만을 가지는 직류변환기에 전달함수 변환 제어 기법을 적용하여 높은 루프이득과 공진점 이상의 넓은 대역폭을 갖는 새로운 제어를 구현한다.[2] 제안된 제어 기법은 회로구성이 간단하며 우수한 제어 성능을 가지고 변환기의 회로변수값이나 외란 등에 대해서도 탁월한 성능을 가진

다. 먼저 전달함수 변환에 의한 일반적인 2차 시스템 제어 방법과 그 성능 향상에 대해 알아보고 이를 직류변환기에 적용하여 기존의 제어 방법과 제안된 제어 방법의 성능을 모의 실험과 실험을 통해 비교한다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 전달함수 변환 제어 이론

##### 2.1.1 전달함수 변환 제어 방법

시스템의 비선형성, 회로변수값 변화, 또는 외란의 영향으로 인해 전달 특성이 변하게 되면, 원하는 성능을 유지할 수 없게 되거나 경우에 따라 상이한 출력을 보이게 된다. 시스템이 이와 같은 특성을 가질 경우 그림 1과 같은 제어 루프를 사용하여 플랜트의 특성을 보상하고, 요구되는 성능을 만족시킬 수 있다.[2] 그림 1에 나타난 시스템의 전달함수는 식 (1)로 표현된다.

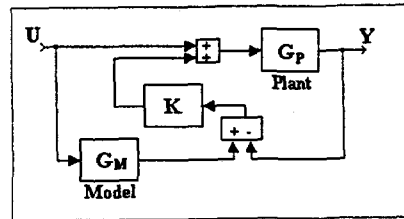


그림 1. 전달함수 변환에 의한 시스템 제어

$$\begin{aligned} \frac{Y(s)}{U(s)} &= \frac{n_P(s) + K \frac{n_M(s)n_P(s)}{d_M(s)d_P(s)}}{1 + K \frac{n_P(s)}{d_P(s)}} \\ &= \frac{n_P(s)(d_M(s) + K \times n_M(s))}{d_M(s)(d_P(s) + K \times n_P(s))} \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서  $G_P(s) = \frac{n_P(s)}{d_P(s)}$  : 플랜트 전달함수,

$G_M(s) = \frac{n_M(s)}{d_M(s)}$  : 모델 전달함수,

s : 라플라스 연산자

단, 모델의 전달함수는 안정함을 가정한다.

식 (1)에서 만약 플랜트와 모델의 차수가 같고  $K \gg 1$  인  $K$ 를 가지면, 시스템의 전달함수는 식 (2)와 같이 간략하게 된다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{n_M(s)}{d_M(s)} \quad (2)$$

식 (2)의 결과에서 알 수 있듯이 시스템은 모델의 전달함수로 변환되므로 플랜트의 비선형성과 회로 소자값의 변화가 제어출력에는 나타나지 않게 되며, 더불어  $K \gg 1$ 를 만족하는  $K$ 에 의해 출력이 나타나는 외란의 영향을 줄일 수 있다.

### 2.1.2 2차계의 전달함수 변환 제어 방법

공진 주파수  $w_o$ 를 가지는 시스템은 식 (3)과 같이 표현되며, 공진점에서 주파수 응답 특성의 변화가 급격하게 나타난다.

$$G_P(s) = \frac{Aw_o^2}{1 + s/Qw_o + s^2/w_o^2} \quad (3)$$

여기에서  $w_o$  : 플랜트 공진 주파수

$Q$  : 플랜트 공진 변수

$A$  : 플랜트 직류 이득

일반적으로 주어진 명령치에 잘 추종하고 외란에 대해 출력의 변화가 없도록 적분기를 이용한 제어기를 설계할 때 공진 주파수  $w_o$ 에서 위상여유를 확보할 수 없게 되어 공진점 이상의 대역폭을 가질 수 없다. 그리고 시스템의 직류 이득이 회로변수값으로 주어질 경우 플랜트의 동작점에 따라 안정도가 다르게 나타난다.

식 (3)으로 주어지는 플랜트에 식 (4)로 주어지는 모델을 사용하여 그림 1과 같은 제어루프를 구성하게 되면, 플랜트의 전달함수를 새로운 전달함수로 변환이 가능하다.

$$G_M(s) = \frac{1}{1 + s/w_M} \quad (4)$$

여기에서  $w_M$  : 모델 극점

식 (3)과 (4)를 이용하여 시스템의 전달함수를 구해보면 식 (5)와 같이 주어진다.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{A(1 + s/w_M + K)}{(1 + s/w_M)(1 + s/Qw_o + s^2/w_o^2 + KA)}$$

만약  $KA \gg 1$ ,  $1 + KA \approx KA$

$$= \frac{1 + s/w_M(1 + K)}{1 + s/Qw_oKA + s^2/(w_o\sqrt{KA})^2(1 + s/w_M)} \quad (5)$$

전달함수 변환 제어에 의해 공진 주파수  $w_o$ 는 새로운 주파수  $w_o\sqrt{KA}$ 로 주어지고 플랜트 직류이득  $A$ 를 상쇄시킴으로써 플랜트의 주파수 특성을 모델 전달함수  $G_M(s)$ 의 극점의 위치에 따라 변환 가능함을 알 수 있다. 이로써 플랜트 회로변수값에 의한 시스템 특성을 배제하고 주어진 모델에 의해 결정할 수 있게 된다.

### 2.2 전압제어 루프를 가진 강압형 직류변환기

강압형 직류변환기는 기준 전압 명령치를 추종하여 직류전압을 출력하게 되고, 비례 적분 제어기를 이용하여 입력 외란 및 부하 변동에도 기준 전압을 유지하도록 제어한다. 전압 제어 루프를 가진 강압형 직류변환기의 구조는 그림 2와 같다.

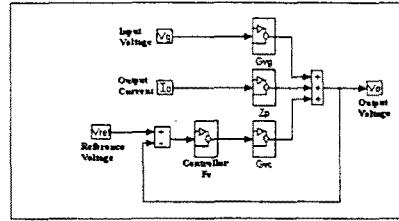


그림 2. 전압제어 루프를 가진 강압형 직류변환기의 선형 소신호 등가모델

스위칭 주파수의 고조파를 제거하기 위한 출력 필터의 인덕턴스와 커패시턴스 성분으로 인해 공진이 발생하고, 공진점에서의 급격한 특성 변화로 인해 적분 제어를 실시할 때, 위상 여유를 확보하지 못해 불안정하게 된다. 따라서 공진점 이상의 대역폭을 기대할 수 없게 되고, 또한 기준 입력 대 출력 전압의 전달함수의 회로변수값이 입력 전압의 영향을 직접 받아 동작점에 따라 응답 특성이 달라지게 된다.[3]-[5] 그림 2에서 나타난 각 전달함수는 식 (6), (7), (8)과 같다.

$$G_{Vr}(s) = \frac{D(s/w_{err} + 1)}{\Delta} \quad (6)$$

$$Z_p(s) = \frac{LCR_c s^2 + (CR_c R_l + L)s + R_l}{\Delta} \quad (7)$$

$$G_{Vc}(s) = \frac{P(s/w_{err} + 1)}{\Delta} \quad (8)$$

여기서,  $\Delta = 1 + s/Qw_o + s^2/w_o^2$

$$Qw_o = \frac{R + R_l}{L + C(R_l R_c + R_c R + R_l R)}$$

$$w_o = \sqrt{\frac{R + R_l}{LC(R + R_c)}} \cdot W_{err} = \frac{1}{CR_c} \cdot P = \frac{V_G}{V_m}$$

식에서 사용된 변수는 다음의 값을 나타낸다.

- $L$  인덕턴스
- $C$  커패시턴스
- $R$  부하 저항
- $R_l$  인덕턴스 기생저항
- $R_c$  커패시턴스 기생저항
- $V_G$  입력 직류 전압
- $V_m$  PWM 전압
- $R_l$  제어기 저항
- $C_l$  제어기 커패시턴스

전압 제어 루프만을 가진 강압형 직류변환기의 기준입력에 대한 출력전압의 루프이득  $T_r(s)$ 는

$$T_r(s) = F_r(s) G_{Vc}(s) \quad (9)$$

으로 주어지며, 여기서  $F_r(s)$ 는 전압 제어기의 전달함수이다.

식 (9)로 표현되는 루프이득  $T_r(s)$ 는 제어기의 특성  $F_r(s)$ 와 출력필터의 특성을 나타내는  $G_{Vc}(s)$

로 구성되며, 따라서 직류변환기의 동적 특성은 출력 필터에 의하여 결정된다. 또 식 (8)에서 전압제어 루프만으로 이루어진 강압형 직류변환기의 루프 이득은 입력 전압  $V_G$ 에 의존하고 있다. 따라서 공진 주파수  $\omega_o$ 에서 위상변화가 급격하게 나타나고,  $V_G$ 에 따라 위상 변화가 크게 나타나며, 전력변환부의 동작점인  $V_G$ 에 따라 과도 응답 특성이 다르게 나타난다. [6]-[8]

### 2.3 전달함수 변환에 의한 강압형 직류변환기 제어

제안된 전달함수 변환 제어 루프를 가진 강압형 직류변환기를 선형 소신호 모델로 나타내면 그림 3과 같다. 그림에서  $K$ 는 변환을 위한 이득이며, 모델의 전달함수  $G_M(s)$ 는 식 (10)과 같이 된다.

$$G_M(s) = \frac{1}{1+s/W_M} \quad (10)$$

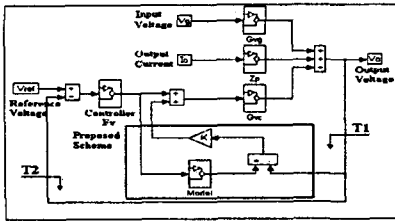


그림 3. 전달함수 변환 제어 루프를 가진 강압형 직류변환기의 선형 소신호 등가 모델

제안된 전달함수 변환 제어에 의해 모델과 변환 이득  $K$ 를 포함하는 루프를 추가로 가지게 되며 이를 각각  $T_n$ ,  $T_p$ 라 두면 식 (11), (12)과 같이 주어진다.

$$T_n(s) = KG_{vc}(s) \quad (11)$$

$$T_p(s) = KF_v(s)G_M(s)G_{vc}(s) \quad (12)$$

제안된 제어 방법에 의해 시스템은 다중 루프 구조를 가지게 되어 그림 3에 나타난  $T_1$ 과  $T_2$ 의 루프 이득을 가지게 된다.

#### 2.3.1 전달함수 해석

$T_1$ 루프 이득은  $T_n$ ,  $T_p$ ,  $T_v$ 의 합으로 주어지며 입력 및 부하 외란에 대한 특성을 나타낸다. 이때  $T_v$ 의 크기는  $T_n$ ,  $T_p$ 의 크기에 비해 무시할 수 있을 정도이므로  $T_1$ 은 식 (13)와 같다.

$$T_1(s) = T_v(s) + T_n(s) + T_p(s) \quad (13)$$

$$\approx T_n(s) + T_p(s)$$

$$= K \frac{P(1+s/w_{esr})}{1+s/Q\omega_o+s^2/\omega_o^2} \left\{ 1 + \frac{\omega_f}{s(1+s/w_M)} \right\}$$

$$= KP \frac{\omega_f}{s} \frac{(1+s/w_{esr})}{(1+s/w_M)} \frac{1+s/\omega_f+s^2/\omega_f\omega_M}{1+s/Q\omega_o+s^2/\omega_o^2} \quad (14)$$

$$\text{여기서 } \omega_f = \frac{1}{C_1R_1}$$

$$\text{여기에서 } f(s) = \frac{1+s/\omega_f+s^2/\omega_f\omega_M}{1+s/Q\omega_o+s^2/\omega_o^2} \text{ 라 두면,}$$

$f(s)$ 의 주파수 특성은  $\omega_f$ ,  $\omega_M$ 의 크기에 의해 결정된다. 만약  $\omega_o^2 > \omega_f\omega_M$ 을 만족시키도록  $\omega_f$ 와  $\omega_M$ 를 정하면 출력 필터에 의한 공진 특성을 나타내는 2차 성분이  $f(s)$ 에 포함되어 위상 여유를 높여준다. 따라서 높은 적분기 이득에도 안정성을 보장하게 되고,  $KP\omega_f$ 의 높은 적분기 이득으로 입력 및 부하 외란에 대한 제거율이 높게 된다.

$T_2$  루프 이득은 식 (15)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_2(s) = \frac{T_v(s) + T_p(s)}{1+T_n(s)} \quad (15)$$

$$= \frac{\omega_f}{s} \frac{P(1+K)\{1+s/w_M(1+K)\}}{1+KP+s/Q\omega_o+KPs/w_{esr}+s^2/\omega_o^2} \times \frac{1+s/w_{esr}}{1+s/w_M}$$

만약  $KP \gg 1$ ,  $1+KP \approx KP$

$$T_2(s) = \frac{\omega_f(1+s/w_{esr})\{1+s/w_M(1+K)\}}{s\{1+s/Q_nw_n+s^2/w_n^2\}(1+s/w_M)} \quad (16)$$

$$\text{여기서 } Q_nw_n = \frac{w_{esr}Q\omega_oKP}{Q\omega_oKP+w_{esr}}, w_n = \omega_o\sqrt{KP}$$

2차 시스템으로 주어지는 직류변환기의 전력변환부를 1차 모델을 이용하여 식 (16)과 같이 변환시킬 수 있다. 회로소자값에 따라 그 특성이 다르게 나타나는 전력변환부를 전달함수 변환 제어 방법을 이용하여 주어진 모델에 의해 주파수 영역 특성을 결정할 수 있음을 알 수 있다. 우선 시스템의 공진 주파수  $\omega_o$ 를  $\sqrt{KP}$ 배 만큼 이동시켜 대역폭을 증가시킬 수 있다. 그 증가량은 루프 이득  $K$ 를 크게 할수록 고주파로 이동되고 또한 이득  $K$ 를 크게 함에 따라  $P$ 의 영향이 상쇄되어 전력변환부의 동작점에 무관하게 안정된 성능을 나타낸다.

### 2.4 모의 실험 및 실험

모의실험 및 실험에 사용된 직류변환기의 회로소자값은 표 1과 같다.

표 1. 회로소자값

$L$	318 $\mu$ H	$\omega_f$	24 krad/s
$C$	103 $\mu$ F	$\omega_o$	550 rad/s
$R$	10 $\Omega$	$K$	20
$R_c$	0.24 $\Omega$	$V_G$	10 V
$R_l$	0.2 $\Omega$	$V_o$	5 V
$R_1$	510 $\Omega$	$f_s$	200 kHz

표 1에서 보여진  $\omega_M$ 은  $T_2$ 가 안정하도록 정한

뒤  $\lambda(s)$ 의 위상 진상 효과를 최대화 할 수 있도록  $\omega_c$ 를 결정하여  $T_1$ 의 위상여유를 높이도록 하였다. 그리고  $T_1$ 의 안정도를 유지하는 범위 내에서 직류 이득을 최대화 할 수 있도록  $K$ 값을 조정하였다. 제안된 제어 방법에 의해 변환된 시스템의 개루프 특성을 기존의 제어 방법에 의한 것과 비교해 보면 그림 4와 같다.

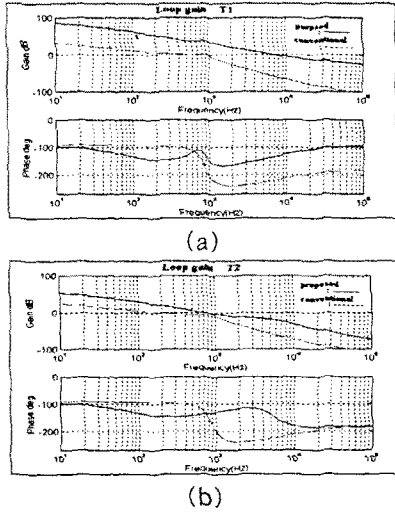


그림 4. 직류변환기의 개루프 특성 비교  
(a) 루프 이득  $T_1$  (b) 루프 이득  $T_2$

그림 4의 (a)에서 알 수 있듯이 제안된 방법에 의해 시스템의 위상이 진상되어 적분기 이득을 그만큼 높일 수 있고 그만큼 외란 전달율이 낮아지게 되어 직류변환기의 성능 향상을 볼 수 있다. 그림 4의 (b)에서  $T_2$ 는 공진점이  $\sqrt{KP}$ 만큼 고주파 영역으로 이동되어 대역폭이 넓어지고 더 높은 위상 여유를 가지게 되어 과도응답이 향상된다.

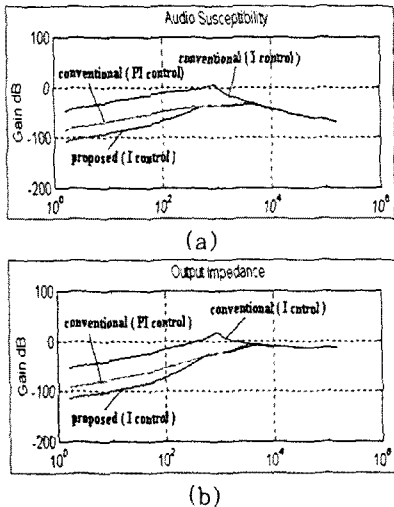


그림 5. 제안된 제어 방법과 기존의 제어 방법을 이용한 직류변환기의 비교  
(a) 입력 대 출력 잡음 전달율 (b) 출력 임피던스

그림 5에 나타난 입력 및 부하 외란의 출력 전달율을 보면, 단순 적분 제어기를 사용한 경우 직류 이득의 차이 만큼 향상되었다. 기존의 제어방법을 사용한 직류변환기의 제어기를 단순 적분기에 영점이 추가된 형태로 바꾸어 제안된 제어방법을 사용했을 때와 동일한 대역폭을 갖도록 제어기를 설계했을 때, 외란 전달율의 최대치는 동일하나 저주파 영역에서 더 낮은 값을 가지게 되어 성능이 그만큼 향상됨을 알 수 있다.

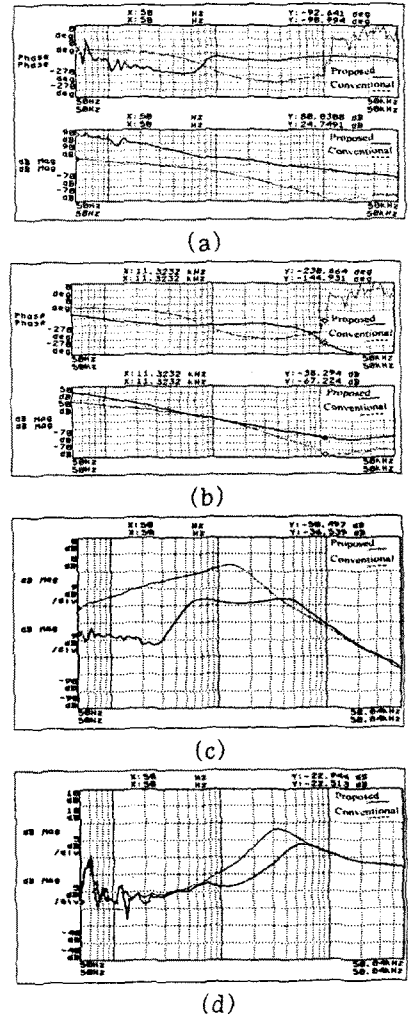
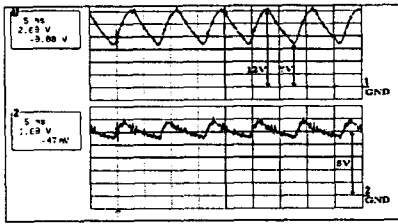


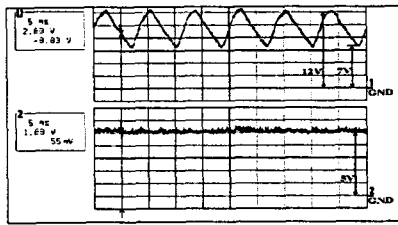
그림 6. 주파수 특성 비교  
(a) 루프 이득  $T_1$  (b) 루프 이득  $T_2$   
(c) 입력 대 출력 잡음 전달율 (d) 출력 임피던스

그림 6에 나타난 주파수 특성은 전압 제어 루프만을 가지는 적분 제어기를 사용한 것으로  $T_1$ 의 경우 직류 이득을 55 dB 정도 높일 수 있고, 위상 여유는 45° 이상 개선되었다.  $T_2$ 루프 이득은 공진효과가 고주파로 이동된 것을 그림 6 (b)의 위상 특성에서 볼 수 있다. 또한 그림 6의 (c), (d)에서 보는 바와 같이 입력 대 출력의 잡음 전달율

과 출력 임피던스가 기존의 제어 방법 보다 낮게 나타나 입력 외란과 부하 변화에 대한 출력 전압의 변동이 감소함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. 입력변동에 대한 출력전압  
(a) 기존의 방법 (b) 제안된 방법

그림 7은 전력변환부의 입력 전압(CH1)을 7V에서 12V까지 변화시켰을 때 출력전압(CH2)으로 기존의 제어 방법보다 제안된 제어 방법의 경우가 입력전압 변화에 대한 출력 전압의 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

### 3. 결 론

전달함수 변환 제어를 이용하여 플랜트 모델을 주어진 기준 모델로 변환 가능성을 보였다. 이를 강압형 직류변환기에 적용하여 전력변환부의 공진 주파수를 고주파 영역으로 이동시킴으로써 대역폭을 넓히고 동작점에 무관한 직류이득을 가지도록 전달함수를 변환하였다. 제안된 제어 방법을 이용한 직류변환기는 전력변환부의 회로변수값 변화뿐만 아니라 입력외란과 부하변동에 대해서도 전달특성의 변화율이 기존의 방법보다는 매우 개선됨을 보였다. 그리고 이들의 주파수 영역 특성과 시간영역 응답을 기존의 제어 방법과 비교함으로써 제안된 제어방법의 우수성을 증명하였다.

### [참 고 문 헌]

[1] R. D. Ridley, B. H. Cho, and F. C. Y. Lee, "Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-Controlled Switching Regulators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, PP. 489-498, 1988.  
[2] Jin Suk Ma, "Novel Integral System

Control Method by Transfer Function Transformation," M. S. thesis, Kyungpook National Univ., Teagu, Korea, 1996.

[3] K. Chakrabarty, G. Poddar, and S. Banerjee, "Bifurcation Behavior of the Buck Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 3, PP. 439-447, 1996.  
[4] F. Garofalo, P. Marino, S. Scala, and F. Vasca, "Control of DC-DC Converters with Linear Optimal Feedback and Nonlinear Feedforward," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 6, PP. 607-615, 1994.  
[5] S. S. Kelkar, and F. C. Y. Lee, "A Fast Time Domain Digital Simulation Technique for Power Converters : Application to a Buck Converter with Feedforward Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 1, no. 1, PP. 21-31, 1986.  
[6] O. Garcia, J. Sebastian, J. A. Cobos, R. Prieto, and J. Uceda, "A Comparison of Output Filter Size in DC/DC Converters," *IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, PP. 638-650, 1996.  
[7] P. R. K. Chetty, "Modeling and Design of Switching Regulators," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 18, no. 3, PP. 333-344, 1982.  
[8] S. Buso, " $\mu$ -Synthesis of a Robust Voltage Controller for a Buck-Boost Converter," *IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, PP. 766-772, 1996.