

승강압형 DC-DC 컨버터의 안정도 및 과도응답

(The Stability and Transient Response in the Buck-Boost DC-DC Converter)

金熙峻*, 金淳彰**

(Hee Jun Kim and Soon Chang Kim)

要 約

본 논문에서는 스위칭 레귤레이터의 한 형태인 승강압형 DC-DC 컨버터에 있어서 전달함수의 우반면에 존재하는 영점이 안정성에 미치는 영향에 관하여 고찰하였고 출력전류의 변화에 대한 안정범위를 궤환이득을 통하여 구하였다. 또한 궤환이득이 증가함에 따라서 과도응답의 감쇠비가 감소하여 응답의 진동이 점점 커지게 되며, 결국 시스템이 불안정하게 됨을 알아냈고 과도응답해석을 통하여 이 컨버터의 안정도 영역을 구해냈다.

이러한 결과로부터 우반면에 영점이 존재함으로서 안정성이 저하됨을 알 수 있었다. 안정성의 개선을 위하여 궤환제어회로에 극점보상을 하였고, 안정도와 과도응답 해석을 통하여 유효한 안정성의 범위를 이득대역폭적과 관련지어 구하였으며 실험을 통하여 이를 입증하였다.

Abstract

This paper investigated the effect of the right-half-plane zero on stability in the buck-boost DC-DC converter which is one type of the switching regulator and the stability region for the variation of the output current is obtained by evaluating the feedback gain.

And it is clarified that the damping ratio decreases gradually by increase of the feedback loop gain and the regulation system of the converter becomes unstable, and from the transient response analysis we obtained the stability region about this converter. From above result it is known that the stability decreases by the existence of the right-half-plane zero. For the improvement of stability, we carried out one pole compensation in feedback circuit and obtained the available stability region in relation to the gain bandwidth product from the stability and transient response analysis.

These results were established by experiment.

I. 서 론

고효율 및 소형 경량화의 면에서 큰 장점을 갖고 있는 스위칭 레귤레이터는 전자계산기를 비롯한 각종의 전자기기의 직류안정화 전원으로 폭넓게 이용되고 있으며 스위칭 레귤레이터는 크게 나누어 DC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터의 출력오차를 보상하는 제어회로의 두 부분으로 구성되며 전자기기

*正會員, 漢陽大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Eng., Hanyang Univ.)

**準會員, 生産技術研究院 의료기기실

(Korea Academy of Industrial Technology)

接受日字: 1991年 1月 15日

(※ 본 논문은 1988년 부터 1990년까지 한국과학재단에서 지원한 일반기초연구사업의 연구논문임.)

에 있어서 스위칭 레귤레이터의 안정한 동작은 가장 기본적인 조건이 되며 안정성 평가는 아주 중요한 부분을 차지한다고 할 수 있다.

이 중에서 DC-DC 컨버터는 직류입력전압을 반도체 소자를 가지고 고주파로 스위칭시켜서 일단 펄스상의 전압으로 변환시킨후 LC 필터를 통하여 우리가 원하는 직류출력전압을 얻는 직류변환 장치로서 입력전압과 출력전압의 승강압비에 의하여 강압형(buck type), 승압형(boost type), 승강압형(buck-boost type)의 세가지 기본회로로 구분할 수 있다.

또한 DC-DC 컨버터의 출력안정화를 위한 제환 제어회로는 통상 출력전압과 기준전압과의 오차를 증폭하는 오차증폭기와 이를 삼각파와 비교하여 구형파를 발생하는 비교기로 구성된다. 즉 출력안정화는 우선 출력과 기준전압을 비교하여 출력오차를 검출한 다음, 출력오차를 증폭하여 제어신호를 만들고 이 제어 신호가 출력오차를 보상해 주도록 부제환을 걸어줌으로서 수행된다.

DC-DC 컨버터중 승강압형회로는 입력과 출력 사이의 2권선리액터가 임출력간 직류절연의 역할도 병행하고 있다는 장점으로 인하여 비교적 중소용량의 전원으로 폭넓게 이용되고 있는 회로 방식이다.

그런데 이 컨버터는 회로 구조상 전달함수의 우반면에 영점이 존재하며, 이 영점이 컨버터의 안정성에 큰 영향을 주게 된다는 점이 여러 연구 결과에 의해 밝혀진 바 있다.^{[1][2]}

본 논문에서는 승강압형 DC-DC 컨버터의 안정도해석 및 과도응답 특성을 통하여 시스템의 안정범위를 구하였고 안정성을 보상하기 위하여 극생성 회로를 제환제어회로의 오차증폭기에 적용하였다. 그 결과 보상에 의해 안정성이 개선됨을 입증하고 극점 보상회로를 적용한 과도응답특성을 고찰하여 유효한 보상범위를 구하였으며 모든 해석결과는 실험을 통하여 입증하였다.

II. 회로 및 동작원리

그림 1은 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본회로를 나타낸다. 이 회로의 동작을 살펴보면 스위치 Q가 ON상태일때 입력루프에 전류가 흐르고 2권선리액터의 1차권선에 의해 에너지가 축적된다.

또한 다이오우드 D는 리액터 2차측에 유기되는 역전압에 의해 OFF가 된다. 스위치 Q가 OFF 상태일때 리액터에 축적되었던 에너지는 2차권선 및 다이오우드 D를 통해 출력측에 전달된다.

스위치 Q가 ON인 기간을 상태I, OFF인 기간을

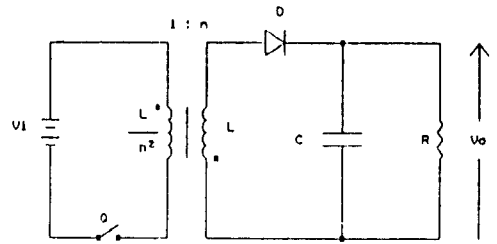


그림 1. 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본회로
Fig. 1. Basic configuration of the buck-boost DC-DC converter.

상태II라고 가정하고 리액터에 흐르는 전류를 i, 출력전압을 v0라고 가정할때 상태벡터(statespace vector) $x = (i \ v_0)^T$ 를 사용하여 각 상태에 대한 상태방정식을 구하고 여기서 상태평균화법^{[1][2]} 적용하여 상태변수의 평균치에 관한 하나의 평균화된 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = A\hat{x} + bV_i \tag{1}$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r^*}{L} & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} \frac{nD}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

여기서 식(1)에 나타나는 변수 및 정수들은 다음과 같이 정의한다.

- $\hat{x} : [i \ v_0]^T$
- $\hat{i} : \text{평균 리액터 전류, } \hat{v}_0 : \text{평균 출력 전압}$
- $D : \text{스위치의 ON 시비율, } D' = 1 - D$
- $n : \text{2권선 리액터의 1, 2차간의 권선비}$
- $r_1 : \text{스위치 ON 상태일때의 권선저항}$
- $r_2 : \text{스위치 OFF 상태일때 권선저항}$
- $r^* = n^2 D \cdot r_1 + D' r_2$

III. 안정도 해석

승강압형 DC-DC 컨버터 회로의 동특성을 구하기 위하여 식(1)에 $\hat{x} = x + \Delta \hat{x}$, $V_i = V_i + \Delta V_i$, $R = R + \Delta R$ 로 미소변동을 고려하여 선형근사 및 라플라스변환을 행하면 컨버터의 전달함수로 다음과 같은 식들을 구할 수 있다.^{[2][4]}

$$G_c(s) = \frac{\Delta V_0(s)}{\Delta D(s)} = \frac{G_{co} \cdot (1 - s/\omega_c)}{P(s)} \tag{2}$$

$$Gf(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{Gfo}{P(s)} \tag{3}$$

$$Gr(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R(s)} = \frac{Gro \cdot (1+s/\omega_r)}{P(s)} \tag{4}$$

여기서

$$P(s) = 1 + \frac{2\delta}{\omega_o} s + \frac{1}{\omega_o^2} s^2$$

$$\omega_o^2 = \frac{D'^2 R + r^*}{LCR}, \quad \delta = \frac{L + r^* CR}{2\omega_o LCR}$$

$$Gco = \frac{V_o}{DD'} \cdot \frac{[1 - (D/D')^2 n^2 r_1 / R + r_2 / R]}{1 + (r^* / D'^2 R)}$$

$$\omega_o = D' Gco \cdot (D'^2 R + r^*) / (L V_o)$$

$$Gfo = \frac{nD}{D'} \cdot \frac{R}{R + (r^* / D'^2)}$$

$$Gro = \frac{r^* V_o}{(D'^2 R + r^*) R}, \quad \omega_r = \frac{r^*}{L}$$

(5)

식(2)의 전달함수를 보면 우반면의 영점 ω_c 가 존재하며 이것이 승강압형 컨버터의 안정성에 영향을 주고 있다는 것을 알 수 있고 그림 2는 승강압형 DC-DC 컨버터의 레귤레이션 시스템을 나타낸다.

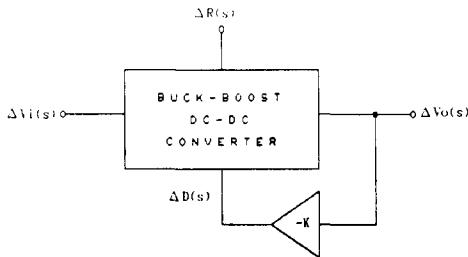


그림 2. 승강압형 컨버터의 레귤레이션 시스템
Fig. 2. Regulation system of the buck-boost converter.

폐환이득을 K를 가정했을 때 이 시스템의 루프이득 T(s) 및 전달함수는 식(2), (3) 및 그림 2로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T(s) = -K Gc(s) \tag{6}$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{Gf(s)}{1 - T(s)} \tag{7}$$

그림 3의 결과로부터 전달함수 Gc(s)의 우반면에

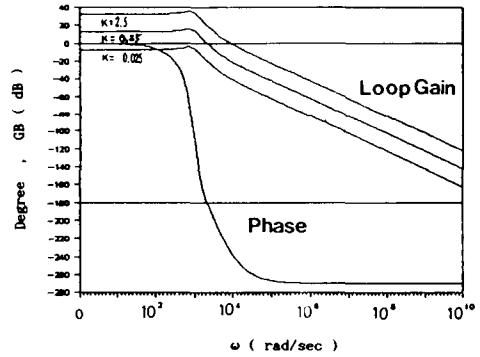


그림 3. 루프이득의 주파수특성과 위상특성
Fig. 3. The frequency response and phase characteristics of the loop gain.

존재하는 영점 ω_c 에 의하여 폐환이득 K가 증가할수록 Gain Margin이 줄어들어 시스템이 불안정하게 될 것을 알 수 있고 특성방정식은 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$1 - T(s) = 1 + K \cdot Gc(s) = 0 \tag{8}$$

식(8)에 Routh-Hurwitz의 안정도판별법을 적용하고 안정과 불안정의 경계에서의 K의 값을 Kc라 할때 Kc를 구하면 다음과 같다.⁽¹⁾

$$Kc = \frac{2\delta \omega_c}{Gco \omega_o} \tag{9}$$

그림 4는 출력전류 Io에 대한 Kc의 결과를 나타낸다. 곡선의 위쪽은 불안정영역, 아래쪽은 안정영역을 나타내며 출력전류가 증가할수록 안정영역이 좁아짐을 알 수 있다.

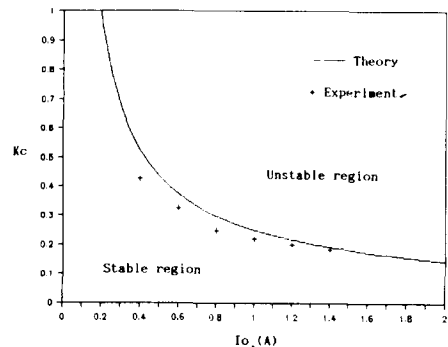


그림 4. 승강압형 컨버터의 안정성
Fig. 4. Stability of the buck-boost converter.

IV. 이득대역폭적과 안정성

DC-DC 컨버터의 레귤레이션 시스템에서 부계 환요소인 제어회로는 출력오차를 증폭하는 오차증폭기와, 증폭된 오차전압과 삼각파를 비교하여 구형파를 생성하는 비교기로 구성된다. 그 제어회로를 그림 5에 나타내며 연산증폭기로 구성되는 오차증폭기는 일반적인 경우 1차위상지연을 가정할 수 있다. 이 그림으로부터 궤환이득은 다음과 같이 구해진다.^[4]

$$K(s) = \frac{K}{1+s/W} \tag{10}$$

여기서, $K=Afo/p$, $Afo=R_2/R_1$, $W=2\pi GB/Afo$
 GB : 오차증폭기의 이득대역폭적(gain band width product)

그림 3 및 5로부터 루프이득을 구하면

$$T(s) = -K(s)Gc(s) \tag{11}$$

가 되고 특성방정식은

$$1-T(s) = 1+K(s)Gc(s) = 0 \tag{12}$$

으로 주어진다.

이득대역폭적과 안정성과의 관계를 구하기 위하여 앞에서와 동일한 방법으로 식(12)에 안정도판별법을 적용하면 다음과 같이 Kc 에 관한 방정식을 구할 수 있다.

$$\left[2\delta \omega_o^3 \gamma^2 - Gco \frac{2\delta \omega_o^3}{\omega_c} \gamma - Gco \omega_o^2 \gamma \right] Kc^2 + \left[4\delta^2 \omega_o^2 \gamma - Gco \frac{\omega_o^2}{\omega_c} \right] Kc + 2\delta \omega_o = 0 \tag{13}$$

여기서 $\gamma = P/2\pi GB$ 이다.

식(13)으로부터 오차증폭기에 1차위상지연을 고려했을 경우의 Kc 를 구할 수 있으며 Kc 와 GB의 관계를 그림 6에 나타낸다.

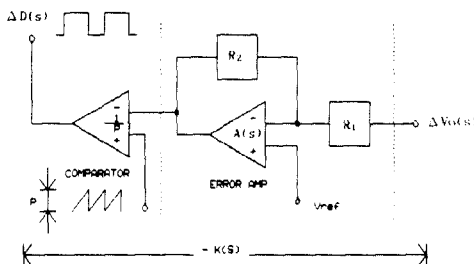


그림 5. 제어회로
 Fig. 5. The feedback circuit.

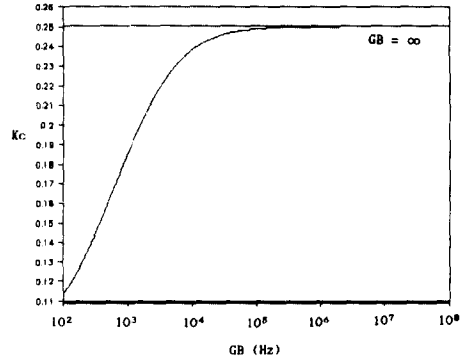


그림 6. 이득대역폭적과 안정성
 Fig. 6. Relationship between GB and stability.

오차증폭기에 위상지연을 고려하지 않았을때 ($GB = \infty$)의 결과도 함께 표시하고 있다. 이 결과로부터 GB가 작은 범위에서는 안정범위가 좁아지고 있으며 GB가 약 1MHz 이상의 범위에서는 1차위상지연을 고려하지 않았을 때와 거의 같아짐을 알 수 있다. 따라서 승강압형 DC-DC 컨버터의 안정성은 오차증폭기의 GB가 큰범위에서는 우반면의 영점 ω_c 에 의해서, GB가 작은 범위에서는 바로 GB의 값에 의해서 결정된다는 점을 알 수 있다.

V. 과도응답 특성

승강압형 컨버터에서 스텝입력에 대한 출력의 과도응답을 구하기 위해서 식(3)로부터 다음과 같은 식을 구할 수 있다.^[5]

$$\frac{\Delta Vo(s)}{\Delta Vi(s)} = \frac{Gfo}{P(s) + K \cdot Gco \cdot (1-s/\omega_o)} = \frac{Gfo \cdot \omega_o^2}{(s+\beta)^2 + \omega^2} \tag{14}$$

여기서

$$\beta = \frac{1}{2} \cdot \left(2\delta \omega_o - \frac{K Gco \omega_o^2}{\omega_c} \right) \tag{15}$$

$$\omega = \left[\omega_o^2 \cdot (1 + K Gco) - \beta^2 \right]^{1/2}$$

식(14)를 라플라스 역변환해서 스텝입력전압 ΔVi 에 대한 출력전압 $\Delta Vo(t)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\Delta Vo(t) = A \cdot \left[1 - \exp(-\beta t) \cdot \left(\cos \omega t - \frac{\beta}{\omega} \cdot \sin \omega t \right) \right] \tag{16}$$

여기서 A는 정상상태에서의 출력전압값이다. 다음은 부하변동 ΔR 에 대한 ΔVo 를 구하고 이것

을 라플라스 역변환하면 다음과 같이 됨을 알 수 있다.

$$\Delta V_o(t) = A \cdot [1 - \exp(-\beta t) \cdot (\cos \omega t - \frac{\beta}{\omega} \cdot \sin \omega t) + A_1 \cdot \exp(-\beta t) \cdot \sin \omega t] \quad (17)$$

그림 7 과 8 은 스텝입력전압 ΔV_i 와 스텝부하저항 ΔR 에 대한 출력전압 ΔV_o 의 과도응답을 나타내는 시뮬레이션 및 실험결과이다.

과도응답에서 안정도를 판별할 수 있는 감쇠비 (damping ratio) k 와 고유주파수(natural frequency) ω_n 구하면 다음과 같다.

$$k = \frac{\omega_o K1}{2 K2} \quad (18)$$

$$\omega_n = [\omega_o^2 \cdot (1 + K Gco)]^{1/2} \quad (19)$$

여기서

$$K2 = (1 + K Gco)^{1/2}$$

$$K1 = \frac{2\delta}{\omega_o} - \frac{K Gco}{\omega_c}$$

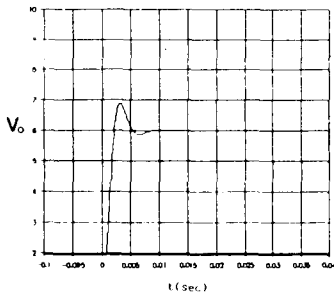
그림 9에 케환이득 K 와 감쇠비 k 와의 관계를 나타내며 이 결과로부터 케환이득 K 가 증가할수록 감쇠비 k 가 작아져 결국 음의 값이 되어 시스템이 불안정에 이른다는 것을 알 수 있다.

또 안정한 영역에서는 $0 < k < 1$ 이므로 극점은 과소 채동 (underdamping) 조건에 대응하는 복소공액으로 되고 응답은 진폭이 시간에 따라 감쇠하는 정현파임을 알 수 있다.

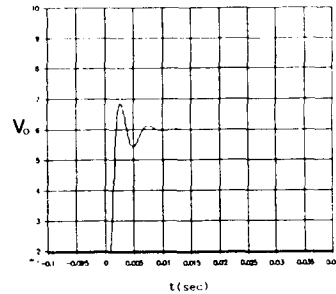
%오버슈우트(overshoot) P. O. 와 정점시간(peak time) T_p 는 다음과 같이 정의된다.

$$P. O. = \frac{A_{max} - A}{A} \times 100\% \quad (20)$$

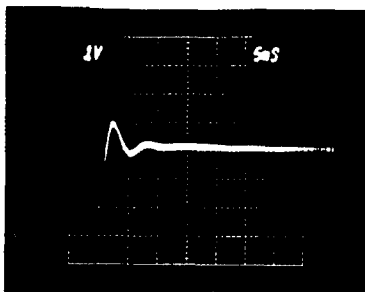
$$T_p = \frac{\pi}{\omega_n \cdot (1 - k^2)^{1/2}} \quad (21)$$



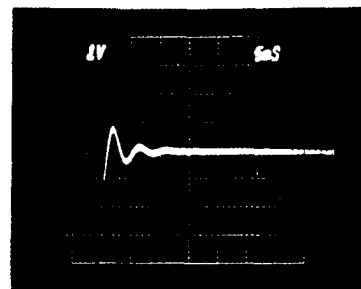
(a) $K=0.03$ <시뮬레이션 결과>



(b) $K=0.07$ <시뮬레이션 결과>



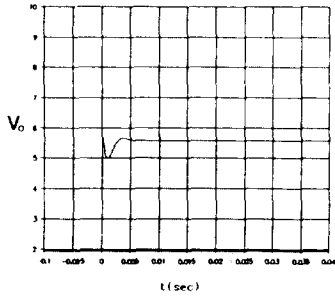
(c) $K=0.03$ <실험결과>



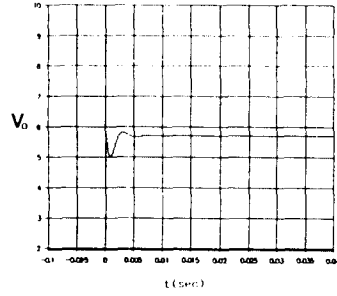
(d) $K=0.07$ <실험결과>

($n=1, L=1mH, C=470\mu F, V_o=6V, R=6\Omega, \Delta V_i=10V, I_o=1A$)

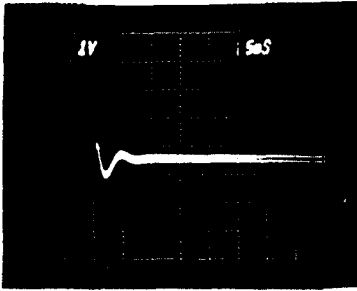
그림 7. 스텝입력에 대한 출력응답
Fig. 7. Output responses for the step input.



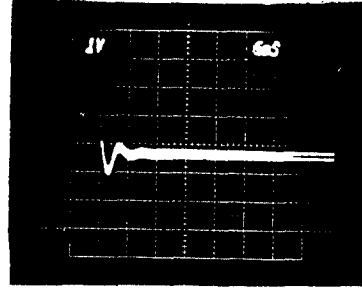
(a) $K=0.03$ <시뮬레이션 결과>



(b) $K=0.07$ <시뮬레이션 결과>



(c) $K=0.03$ <실험결과>



(d) $K=0.07$ <실험결과>

($n=1, L=1mH, C=470\mu H, V_i=10V, V_o=6V, \Delta R=2.5\Omega$)

그림 8. 스텝부하저항에 대한 출력응답

Fig. 8. Output responses for the step load resistance.

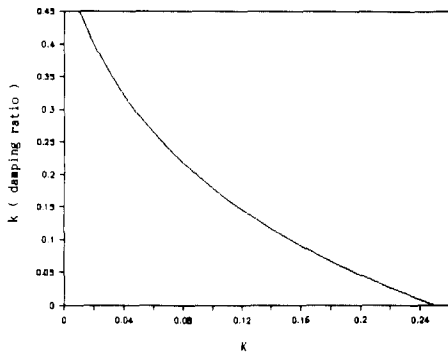


그림 9. 게환이득 K의 증가에 따른 감쇠비 k의 감소
Fig. 9. The decrease of the damping ratio k by the increase of feedback gain K.

여기서 A_{max} 는 과도응답에서의 최고치이며 A는 정상상태치이다.

2차 시스템의 계단응답은 시정수의 4배후에 2%이

내에 들어오게 되므로 정정시간(settling time) T_s 를 구하면 다음과 같다.

$$T_s = 4\tau = \frac{4}{\beta} = \frac{4}{k\omega_n} \quad (22)$$

그림 7의 실험결과와 식(21) 및 (22)로부터 정점시간 T_p 및 정정시간 T_s 의 결과를 종합하면 그림10및 11과 같은 결과를 얻을 수 있다.

그림13과 그림14에서는 루프이득 K가 증가할수록 정점시간 T_p 는 줄어들고 정정시간 T_s 는 늘어나고 있음을 알게 된다.

즉, 이것은 게환이득이 커지면 감쇠비는 감소하고 감쇠비가 감소하면 정점시간은 줄고 정정시간은 늘어나서 응답은 더욱 진동적이 된다는 것을 의미한다.

식(16)에서 시정수 τ 를 구하면 $\tau=1/\beta$ 가 되고 시스템이 안정성을 이루는 조건은 $\tau>0$ 이라 볼 수 있으므로 결국 $\beta>0$ 된다.

따라서 안정과 불안정의 경계치를 구하면 다음과 같이 된다.

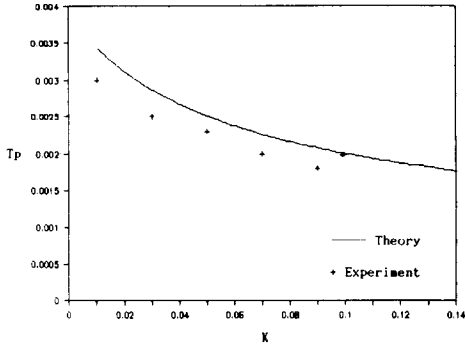


그림 10. 게환이득 K 증가에 대한 정점시간 T_p 의 변화
 Fig. 10. Variation of the peak time T_p for the increase of the feedback gain K.

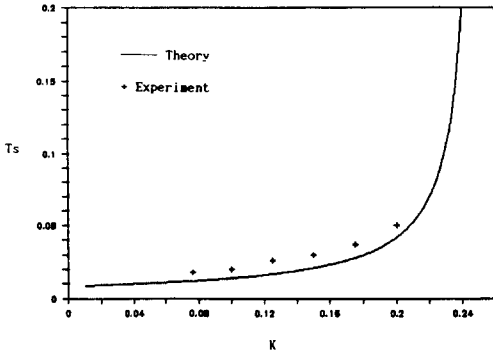


그림 11. 게환이득 K 증가에 대한 정정시간 T_s 의 변화
 Fig. 11. Variation of the settling time T_s for the increase of the feedback loop K.

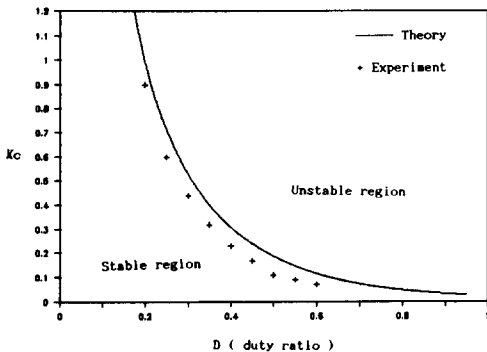


그림 12. 시비율과 안정도와의 관계
 Fig. 12. Relationship between duty ratio and stability.

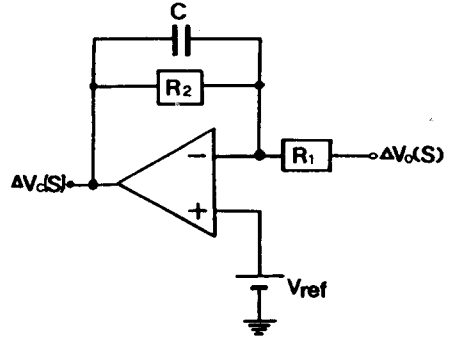


그림 13. 보상회로
 Fig. 13. Compensating circuit.

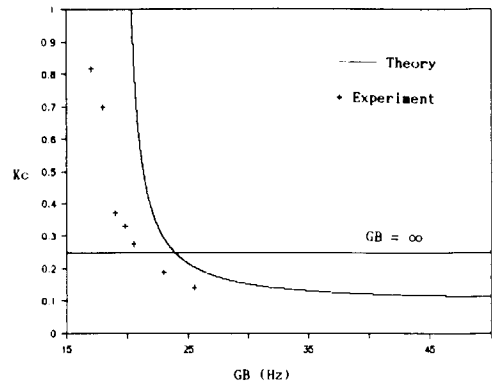


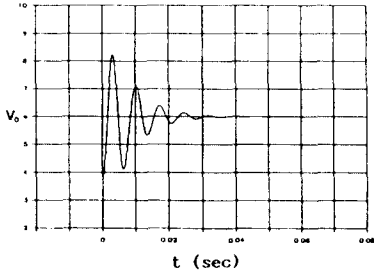
그림 14. 극점보상에 의한 안정성 개선
 Fig. 14. Stability improvement by the pole compensation.

$$K_c = \frac{2\delta \omega_o}{G_{co} \omega_o} \quad (23)$$

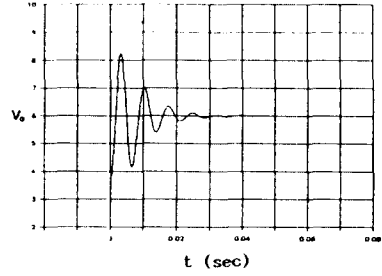
여기서 K_c 는 안정과 불안정영역의 경계치이고 식 (9)에 나와있는 Routh-hurwitz 안정도판별법을 적용한 결과식과 식(23)이 일치하고 있다는 것을 알 수 있다. 그림12는 시비율과 K_c 의 관계를 나타내며 승강압형 컨버터는 시비율(duty ratio) D 가 커질수록 안정영역이 줄어들어는다는 것을 알 수 있다.

VI. 극점보상에 의한 안정성 개선

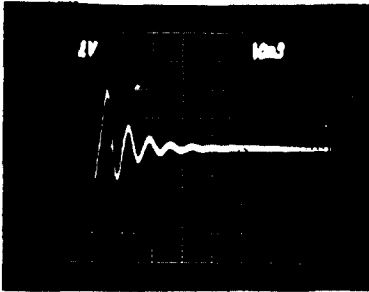
극점보상을 통하여 안정성을 개선하기 위하여 제어회로의 오차증폭기에 그림13과 같은 보상회로를 적용할 수 있으며 이 회로의 전달함수는 다음과 같이 근사할 수 있다.¹⁴⁾



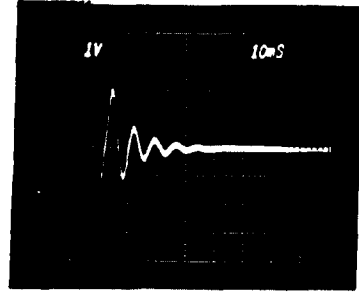
(a) $GB=14.2\text{Hz}$ <시뮬레이션 결과>



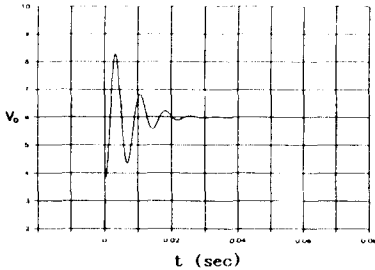
(b) $GB=13.2\text{Hz}$ <시뮬레이션 결과>



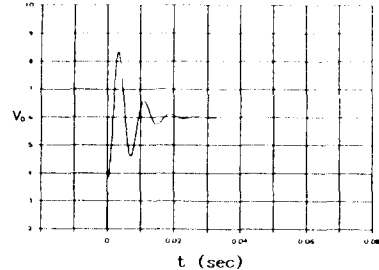
(c) $GB=14.2\text{Hz}$ <실험 결과>



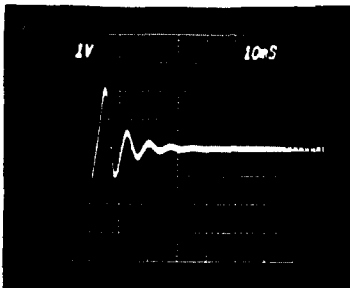
(d) $GB=13.2\text{Hz}$ <실험 결과>



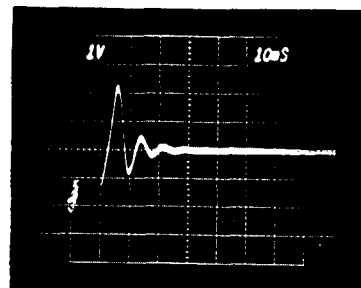
(e) $GB=11.36\text{Hz}$ <시뮬레이션 결과>



(f) $GB=9.22\text{Hz}$ <시뮬레이션 결과>



(g) $GB=11.36\text{Hz}$ <실험 결과>



(h) $GB=9.22\text{Hz}$ <실험 결과>

($n=1, L=1\text{mH}, C=470\mu\text{F}, V_o=6\text{V}, R=6\Omega, \Delta V_i=10\text{V}, I_o=1\text{A}, K=0.09$)

그림15. 보상회로를 적용한 스텝입력에 대한 출력응답

Fig. 15. Output responses applied to compensation circuit for the step input.

$$A(s) = \frac{\Delta V_c(s)}{\Delta V_o(s)} \approx -\frac{R_2}{R_1(1+sCR_2)} \quad (24)$$

여기서 GB는 $GB=1/2\pi R_1 C$ 가 된다.

따라서 오차증폭기로 그림13의 회로를 이용하였을 때 앞에서와 동일한 방법으로 Kc를 구할 수 있으며 이 때 Kc와 GB의 관계를 구하면 그림14와 같이 된다. 이 결과로부터 식(24)의 전달함수에 나타나는 극점에 의하여 위상여유가 증가하며 이것이 안정성에 기여하고 있음을 알 수 있다. 특히 GB가 24Hz 이하의 범위에서는 오차증폭기에 1차위상지연을 가정하지 않았을 때 보다도 더 안정성이 향상되고 있으며, 안정성개선을 위하여 극점 보상을 행할 때 유효한 GB의 범위는 바로 이 영역이 됨을 알 수 있다.

Ⅶ. 극점보상회로를 적용한 과도응답특성

승강압형 DC-DC 컨버터에 있어서 안정성을 향상시키기 위하여 궤환제어회로에 극점보상회로를 적용했을 때 출력 전압의 과도응답식은 앞서와 같은 방법을 통해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta V_o(t) = & A[1 - \exp(-\beta t) \cdot (\cos \omega t + \frac{\beta}{\omega} \cdot \sin \omega t) \\ & - A_1 \cdot \exp(-\alpha t) - A_2 \cdot \exp(-\beta t) \cdot (\cos \omega t - \frac{\alpha - \beta}{\omega} \cdot \sin \omega t)] \end{aligned} \quad (25)$$

여기서 A는 정상상태의 출력전압이 된다.

그림15는 보상회로를 적용했을 때 출력전압의 과도응답을 나타내는 결과이다. 이 결과로부터 GB값과 정정시간(settling time)과의 관계를 알 수 있으며, 이를 정리하면 그림16과 같이 나타낼 수 있다.

그림16의 관계로부터 GB가 증가할수록 정정시간(settling time)은 늘어나서 시스템이 불안정해지고 GB가 감소하면 정정시간(settling time)은 줄어들어 시스템이 안정해진다는 것을 알 수 있다.

그림17은 GB에 따른 정점시간(peak time)의 변화를 나타내고 있다.

과도응답에서의 안정도를 판별할 수 있는 또 하나의 방법은 GB에 따른 감쇠비(damping ratio)k의 변화를 보는 것이다.

그림18은 출력전류를 매개변수로 할 때 GB변화에 대한 감쇠비의 변화를 나타내고 있으며 수평선은 $GB = \infty$, 즉 보상이 없는 경우의 결과이다. 이 그림으로부터 출력전류가 증가할수록 유효한 안정영역이 향상되고 있음을 알 수 있다.

그림19에서는 보상전의 감쇠비 k와 보상후의 감쇠비 k가 같아지는 점에서의 GB값을 GB_c 로 정의할때

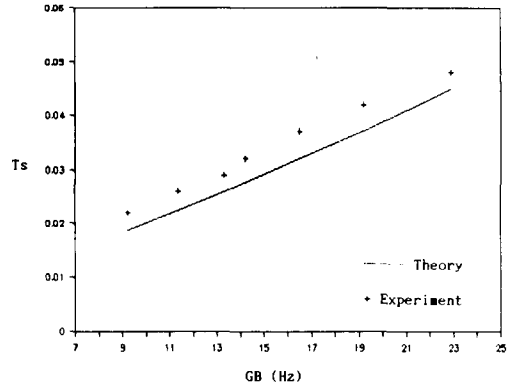


그림16. GB 변화에 대한 정정시간 Ts
Fig. 16. Settling time Ts for the variation of GB.

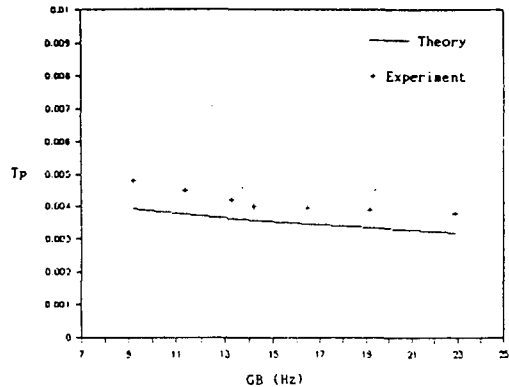


그림17. GB 변화에 대한 정점시간 Tp
Fig. 17. Peak time Tp for the variation of GB.

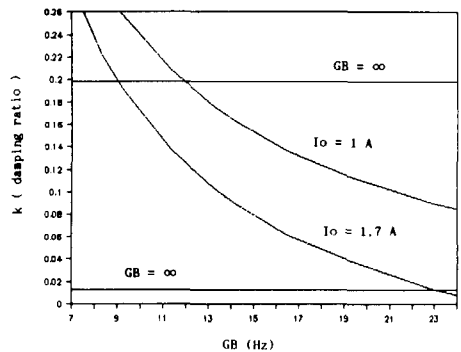


그림18. GB 변화에 대한 감쇠비
Fig. 18. Damping ratio for the variation of GB.

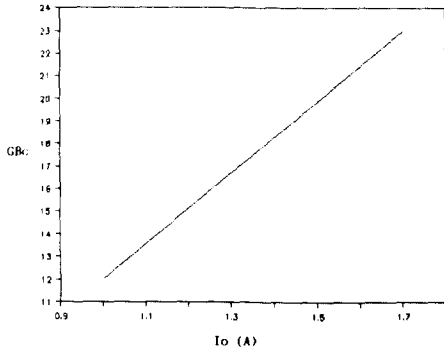


그림 19. GBc와 출력전류의 관계
Fig. 19. Relation between GBc and output current.

GBc와 출력전류의 관계를 나타낸다. 곡선의 아래영역이 유효한 GB의 영역이 되며 출력전류가 증가할수록 그 범위가 넓어지고 있음을 알 수 있다.

Ⅷ. 결 론

지금까지 승강압형 DC-DC 콘버터의 안정도와 과도응답에 관하여 논의하였으며 제환제어회로에 보상을 적용하였을때 GB가 안정성에 미치는 영향을 고찰하였다.

승강압형 DC-DC 콘버터는 전달함수에 영점이 존재함으로써 제어회로에 제환이득의 값에 따라 불안정영역이 존재하며 출력전류의 증가에 따라 안정영역이 감소함을 알 수 있었다. 과도응답특성에서는

제환이득이 증가함에 따라 감쇠비가 감소하여 시스템이 불안정하게 된다는 것을 실험과 시뮬레이션을 통해 알 수 있었고 그 안정영역을 구하였다.

또한 안정성의 개선을 위하여 제어회로의 오차증폭기에 극점보상을 해줌으로서 유효한 GB영역을 구하였고 과도응답 특성에서는 정정시간(settling time)과 감쇠비를 가지고 안정성이 개선되는 GB영역을 구할 수 있었다.

參 考 文 獻

- [1] R.D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter power stage," *IEEE PESC'76 Record*, pp. 18-34, June 1976.
- [2] H.J. Kim and K. Harada, "On the relation between the stability of the DC-DC converter and the gain-bandwidth product," *JTC-CSSC' 88 Record*, pp. 446-450, Nov. 1988.
- [3] H.J. Kim, "A miniaturization and stability of DC-DC converters," *transactions of KIEE*, pp. 528-533, August 1988.
- [4] H.J. Kim and I.H. Lee, "The pole compensation in the buck-boost DC-DC converter," *Proceeding of ISPE*, pp. 284-289, May 1989.
- [5] 김희준, 김순창, "스위칭 레귤레이터에 있어서 과도응답에 대한 연구," *대한전기공학회 추계종합학술대회 논문집* pp.235-39 nov 1989.

著 者 紹 介



金熙峻(正會員)
1954年 11月 16日生. 1976年 한양대학교 전자공학과 졸업. 1978年 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986年 일본 구주대학 전자공학과 졸업(공학박사). 현재 한양대학교 전기공학과 조교수.



金淳彰(正會員)
1963年 9月 1日生. 1989年 한양대학교 전자공학과 졸업. 1991年 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 생산기술연구원 품질평가센터 의로기기실 연구원.