

승강압형 DC-DC 컨버터에 있어서 제어회로의 보상에 관한 연구

(A Study on the Compensation of the Feedback Circuit in the Buck-boost DC-DC Converter)

金 熙 峻** 李 仁 煥*

(Hee Jun Kim and In Hwan Lee)

要 約

본 논문에서는 스위칭 레귤레이터의 한 형태인 승강압형 DC-DC 컨버터에 있어서 전달함수의 우반면에 존재하는 영점이 안정성에 대하여 미치는 영향을 고찰하였고, 출력전류의 변화에 대한 안정 범위를 제환이득을 통하여 구하였다. 이 결과로부터, 우반면에 영점이 존재하기 때문에 안정성이 저하됨을 알 수 있었다.

제환제어회로에 극 보상을 하였고, 이경우 유효한 안정성의 범위를 이득대역폭적과 관련지어 구하였으며 실험을 통하여 이를 입증하였다.

Abstract

This paper investigated the effect of the zero on the right-half-plane on stability in the buck-boost DC-DC converter which is one type of the switching regulator, and the stability region in connection with the output current was shown by evaluating the feed-back gain. From the result it is shown that the stability decreases by the existence of the zero on the right-half-plane.

We carried out a compensation by a pole in the feedback circuit and obtained the available stability region in relation to the gain band-width product. These results proved to be the validity by experiment.

I. 서 론

집적화기술이 발달함에 따라서 다양한 전자기기의 직류 안정화 전원으로써 폭넓게 이용되고 있는 스위칭레귤레이터의 안정성은 전자기기 전체의 신뢰성을 높이는데 있어서 가장 기본적이며 중요한 문제중의 하나로 대두되고 있다.

스위칭 레귤레이터는 크게 직류변환장치인 DC-DC 컨버터와 출력전압을 안정화시키는데 필요한 제환 제어회로의 두 부분으로 나눌 수 있으며, 일반적으로 DC-DC컨버터는 입력전압과 출력전압의 승강압비에 의하여, 강압형(buck-type), 승압형(boost-type), 승강압형(buck-boost type)의 세가지 기본회로로 구분할 수 있다.

한편 제환제어회로는 비교기와 오차증폭기로 구성되며, 여기서 오차증폭기는 레귤레이션 시스템의 안정성에 영향을 준다. 이때 오차증폭기로 사용되는

*準會員, **正會員, 漢陽大學校 電氣工學科
(Dept. of Electrical Eng., Hanyang Univ.)

接受日字 : 1989年 9月 5日

연산증폭기는 1차 위상 지연 특성으로 가정된다.

승강압형 DC-DC 컨버터는 입력과 출력 사이에 2권선 리액터가 존재하며 이것이 직류절연변압기의 역할도 동시에 하고 있다는 점과 회로가 비교적 간단하다는 등의 장점으로 인하여 현재 소, 중용량의 스위칭 레귤레이터에 많이 이용되고 있는 실정이다. 그러나 이 컨버터는 회로구조상 전달함수의 우반면에 영점이 존재하며, 이 영점에 의하여 컨버터의 안정성이 저하된다는 단점이 지적되고 있다.^{[1][2]}

본 논문에서는 승강압형 DC-DC 컨버터의 안정성 해석을 통하여 이 컨버터의 안정범위를 구하였으며, 저하되는 안정성을 보상하기 위한 극생성회로를 케환제어회로의 오차증폭기에 적용하였다. 그 결과 보상에 의한 유효한 안정범위가 존재함을 알았으며, 이를 오차증폭기의 이득대역폭적과 관련지어 나타내었다. 또한 모든 해석의 결과는 실험을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

II. 회로 및 가정

그림1은 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본회로를 나타낸다. 이 회로의 동작을 살펴보면 우선 스위치 Q가 ON되면 입력루프에 리액터 전류가 흐르고 2권선 리액터의 1차권선에 의해 에너지가 축적된다. 또한 다이오드 D는 리액터 2차측에 유기되는 역전압에 의해 OFF 된다. 스위치 Q가 OFF되면 리액터에 축적되었던 에너지는 2차권선 및 다이오드 D를 통해 출력측에 전달된다.^[1]

스위치 Q가 ON인 기간을 상태 I, OFF인 기간을 상태 II라고 가정하면 각 상태에 대한 등가회로는 그림2와 같이 된다.

그림 2로부터 리액터 전류를 i , 출력전압을 v_o 라고 가정할 때 상태 공간 벡터^[2] $x = [i \ v_o]^T$ 를 사용하여 각 상태에 대한 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

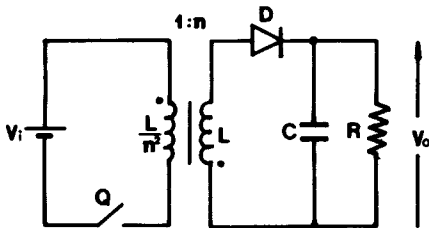
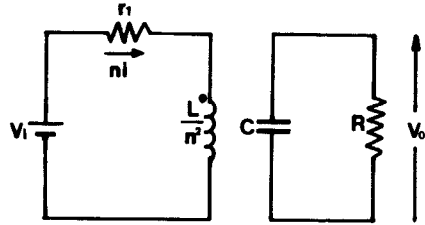
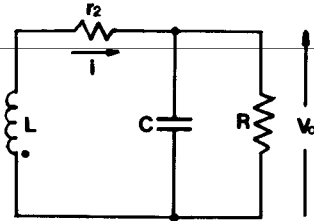


그림 1. 승강압형 DC-DC converter의 기본회로
Fig. 1. Basic configuration of the buck-boost DC-DC converter.



(a)



(b)

그림 2. 등가회로

- (a) Q ON 상태
- (b) Q OFF 상태

Fig. 2. Equivalent circuits.

- (a) Q ON state.
- (b) Q OFF state.

(i) state I : Q ON, D OFF

$$\frac{d}{dt}x = A_1 x + b_1 V_i \tag{1}$$

여기서

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{n^2}{L} r_1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$b_1 = \begin{bmatrix} \frac{n}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

(ii) state II : Q OFF, D ON

$$\frac{d}{dt}x = A_2 x + b_2 V_i \tag{2}$$

여기서

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_2}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

이들 두 상태방정식에 상태평균화법을 적용하여 하나의 평균화된 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \hat{\mathbf{b}} V_i \quad (3)$$

여기서

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

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{nD}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

여기서 식(1), (2), 및 (3)에 나타나는 변수 및 정수들은 다음과 같이 정의한다.

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{i} \quad \hat{v}_o]^T$$

\hat{i} : 평균 리 액터 전류, \hat{v}_o : 평균 출력 전압

D : 스위치의 ON 시비율, $D' = 1 - D$

r_1 : 스위치 ON 상태일 때 등가저항분

r_2 : 스위치 OFF 상태일 때 등가저항분

$$r^* = n^2 \cdot D \cdot r_1 + D' \cdot r_2$$

정상상태에 있어서 $\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{b} V_i = 0$ 이 되므로 $\hat{\mathbf{x}}$ 의 정상상태의 값을 리 액터전류 및 출력전압의 정상치로 나타내면 다음과 같다.

$$I = \frac{n \cdot D \cdot V_i}{r^* + D'^2 \cdot R} \quad (4)$$

$$V_o = \frac{n \cdot D \cdot D' \cdot R \cdot V_i}{r^* + D'^2 \cdot R} \quad (5)$$

III. 승강압형 회로의 안정성

한편 해석을 간편히 하기 위하여 스위치 Q 및 다이오드 D는 이상적인 소자로 가정한다. 동특성을 구하기 위하여 식(3)에 $\mathbf{x} = \mathbf{x} + \Delta \mathbf{x}$, $V_i = V_i + \Delta V_i$, $R = R + \Delta R$ 로 미소변동분을 고려하여 선형근사 및 라플라스변환을 행하면 컨버터의 전달함수로서 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$G_c(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = \frac{G_{co} \cdot (1 - s/W_c)}{P(s)} \quad (6)$$

$$G_f(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_{fo}}{P(s)} \quad (7)$$

$$G_r(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R(s)} = \frac{G_{ro} \cdot (1 + s/W_r)}{P(s)} \quad (8)$$

여기서

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

$$W_o^2 = \frac{D'^2 \cdot R + r^*}{L \cdot C \cdot R}, \quad \delta = \frac{L + r^* \cdot C \cdot R}{2W_o \cdot L \cdot C \cdot R}$$

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

$$W_c = D' \cdot G_{co} \cdot (D'^2 \cdot R + r^*) / (L \cdot V_o)$$

$$G_{fo} = \frac{n \cdot D}{D'} \cdot \frac{R}{R + (r^*/D'^2)}$$

$$G_{ro} = \frac{r^* \cdot V_o}{(D'^2 \cdot R + r^*) \cdot R}, \quad W_r = \frac{r^*}{L}$$

(9)

그림3은 승강압형 DC-DC 컨버터의 레귤레이션 시스템을 나타낸다. 이 레귤레이션 시스템은 제한제어 회로를 포함하고 있다. 제한이득 K를 가정했을 때 이 레귤레이션 시스템의 루프이득 T(s) 및 전달함수는 식(6), (7) 및 그림 3으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T(s) = -K \cdot G_c(s) \quad (10)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_f(s)}{1 - T(s)} \quad (11)$$

그림4는 루프이득 T(s)의 주파수 및 위상특성을 나타낸다. 이 결과로부터 전달함수 Gc(s)의 우반면에 존재하는 영점 Wc에 의하여 -180° 이상의 위상 지연이 나타나며, 제한이득 K를 증가시킬수록 Gain Margin이 줄어들어 시스템이 불안정하게 됨을 알 수 있다. 식(11)로부터 특성방정식을 구하면 다음과 같

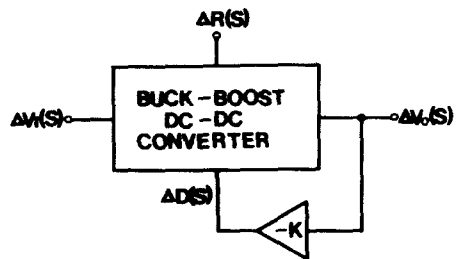


그림 3. 승강압형 DC-DC 컨버터의 레귤레이션 시스템

Fig. 3. The regulation system of the buck-boost DC-DC converter.

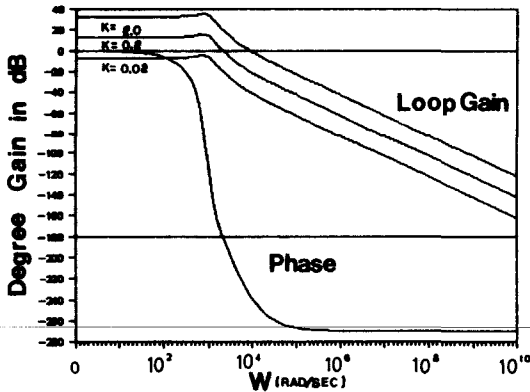


그림 4. 루프이득의 주파수특성과 위상특성
Fig. 4. The frequency response and phase characteristic of the loop gain.

IV. 이득대역폭적과 안정성

그림6은 콘버터의 폐환제어회로를 나타내며, 이 회로는 비교기 및 오차증폭기로 구성된다. 폐환제어 회로의 동작을 살펴보면 오차증폭기는 출력 전압과 기준전압을 비교하여 그 오차를 증폭한다. 한편 증폭된 오차신호는 비교기에서 삼각파와 비교되어 스위치 Q의 drive 신호인 구형파가 만들어지며, 출력전압의 크기에 따라서 pulse 폭이 제어된다. 오차증폭기로 사용되는 연산증폭기의 1차 위상지연을 고려할때 폐환이득 K(s)는 다음과 같이 된다.

$$K(s) = \frac{K}{1 + \frac{1}{W} \cdot s} \tag{14}$$

여기서

$$K = \frac{A_{fo}}{p}, \quad A_{fo} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$W = \frac{2\pi \cdot GB}{A_{fo}}, \quad \frac{1}{p} : \text{비교기의 이득}$$

GB : 오차증폭기의 이득대역폭적

그림3 및 그림6으로부터 콘버터의 레귤레이션 시스템에 있어서 루프이득 T(s) 및 전달함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T(s) = -K(s) \cdot G_c(s) \tag{15}$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_f(s)}{1 - T(s)} \tag{16}$$

식(16)으로부터 특성방정식을 구하면 다음과 같이 된다.

$$1 - T(s) = 1 + K(s) \cdot G_c(s) = 0 \tag{17}$$

식 (6)~(9) 및 (14)를 식 (17)에 대입하여 정리하면 다

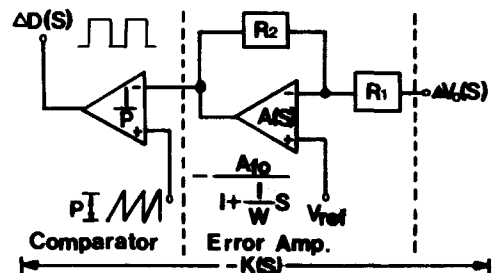


그림 6. 콘버터의 폐환제어회로
Fig. 6. The feedback circuit of the converter.

이 된다.

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

안정성을 평가하기 위하여 식(12)로 부터 안정 및 불안정의 경계에서의 K값 Kc를 구하면

$$K_c = \frac{2 \cdot \delta \cdot W_c}{W_o \cdot G_{co}} \tag{13}$$

와 같이 된다.

그림5는 출력전류의 변화에 대한 Kc의 변화를 나타내고 있다. 여기서 곡선의 윗쪽은 불안정영역, 아래쪽은 안정영역을 나타내며 출력전류가 증가할 수록 안정영역이 좁아지고 있음을 알 수 있다.^[3]

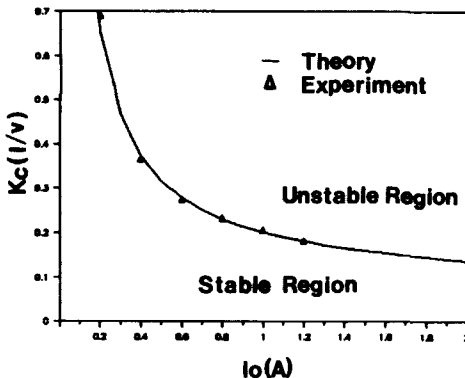


그림 5. 승강압형 스위칭 레귤레이터의 안정성
Fig. 5. Stability of the buck-boost switching regulator.

음과 같은 방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1}{W} \cdot \frac{1}{W_o^2} \cdot s^3 + \left[\frac{1}{W_o^2} + \frac{1}{W} \cdot \frac{2\delta}{W_o} \right] \cdot s^2 + \left[\frac{2\delta}{W_o} + \frac{1}{W} - K \cdot G_{co} \cdot \frac{1}{W_c} \right] \cdot s + K \cdot G_{co} + 1 = 0 \quad (18)$$

이득대역폭적(GB)과 안정성의 관계를 구하기 위하여 식(18)에 Routh-Hurwitz의 안정판별법을 적용하면 다음과 같은 Kc에 관한 방정식을 얻을 수 있다.

$$\left[2 \cdot \delta \cdot W_o^3 \cdot \gamma^2 - G_{co} \frac{2\delta \cdot W_o^2 \cdot \gamma}{W_c} - G_{co} \cdot W_o^2 \cdot \gamma \right] \cdot K_c^2 + \left[4\delta^2 \cdot W_o^2 \cdot \gamma - G_{co} \cdot \frac{W_o^2}{W_c} \right] \cdot K_c + 2\delta \cdot W_o = 0 \quad (19)$$

$$\gamma = \frac{P}{2\pi \cdot GB} \quad (20)$$

여기서 Kc는 안정과 불안정영역 사이의 경계에서의 제환이득을 나타낸다.

그림7은 오차증폭기의 이득대역폭적 GB와 Kc의 관계를 나타내는 결과이며 GB = ∞, 즉 1차 위상지연을 고려하지 않았을때의 결과도 함께 나타내고 있다. 이 결과로부터 승강압형 DC-DC 컨버터는 오차증폭기의 이득대역폭적이 작아짐에 따라서 안정성이 저하됨을 알 수 있게된다. 그러나 통상적으로 오차증폭기에 사용되는 연산증폭기의 이득대역폭적은 1MHz 이상이 되므로 승강압형 DC-DC 컨버터의 경우 안정성의 해석에 있어서 오차증폭기의 1차위상지연을 고려하지 않아도 무방하다는 점도 알 수 있게된다.⁽⁴⁾⁽⁵⁾

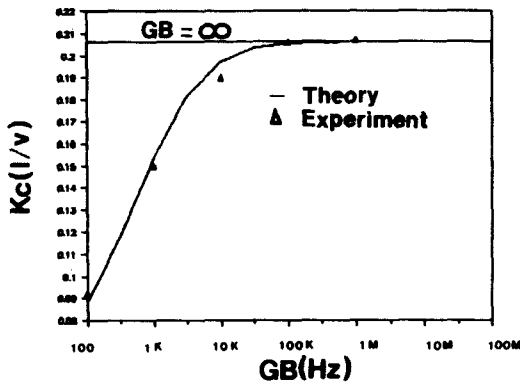


그림 7. 이득대역폭적(GB)과 안정성과의 관계
Fig. 7. Relationship between GB and stability.

V. 극 보상과 안정성과의 관계

그림 5에서 나타나는 승강압형 DC-DC 컨버터의 안정성 저하를 보상하기 위하여 제환제어 회로의 오차증폭기에 그림8과 같은 극생성회로를 적용하였으며 전달함수는 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$A(s) = \frac{\Delta V_c(s)}{\Delta V_o(s)} \cong -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + R_2 \cdot C \cdot s} \quad (21)$$

여기서

$$GB = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C} \quad (22)$$

이 오차증폭기에서 S = -1/R2·C을 우성극(dominant pole)으로 생각한다.

그림3 및 그림8로부터 컨버터의 루프이득 및 전달함수는 다음과 같이 구해진다.

$$T(s) = -K(s) \cdot G_c(s) \quad (23)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_f(s)}{1 - T(s)} \quad (24)$$

여기서

$$K(s) = \frac{K}{1 + \frac{1}{W} \cdot s}, \quad K = \frac{1}{P} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$W = \frac{1}{R_2 \cdot C}, \quad GB = \frac{1}{2\pi \cdot R_1 \cdot C}$$

그림9는 보상을 하였을 경우 루프이득의 주파수특성 및 위상특성을 나타낸다. 이 결과로부터 오차증폭기는 극이 전달함수의 복소극(complex pole)보다 좌

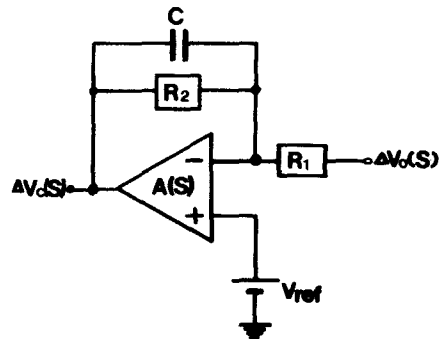


그림 8. 보상회로
Fig. 8. Compensating circuit.

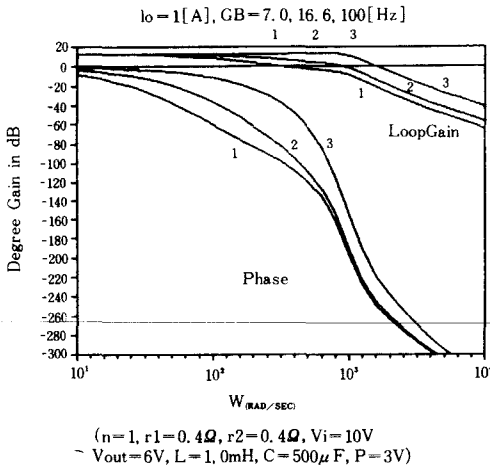


그림 9. 보상을 고려할 때 루프이득의 주파수특성 및 위상특성

Fig. 9. The frequency response and phase characteristic of the loop gain with compensation.

측에 존재할수록 Gain Margin은 증가하게 됨을 알 수 있다.

오차증폭기에 극생성회로를 적용할 때 식(24)의 전달함수의 특성방정식으로부터 식(17)~(19)에서와 동일한 방법으로 K_c 를 구하였다. 그림10은 보상을 하였을 경우 GB의 변화에 대한 K_c 와 보상이 없는 경우 ($GB=\infty$)의 K_c 를 함께 나타내고 있다.

오차증폭기에 보상을 행하였을 때의 안정성을 고찰하기 위하여 식(24)로 부터 얻어지는 특성방정식에 앞서와 동일한 방법으로 Routh-Hurwitz의 안정판별법을 적용하면 K_c 를 구할 수 있으며 GB의 변화에 대한 K_c 의 결과를 그림10에 나타내었다. 여기서 비교를 위하여 보상을 하지 않았을 때의 결과도 함께 표시하고 있다. 이 결과로부터 궤환 제어회로의 오차증폭기에 보상을 행하였을 때 유효한 안정영역이 존재함을 알 수 있으며, 위의 예에서는 $GB=16.6Hz$ 이하의 영역이 됨을 밝혔다.^[5]

그림11은 출력전류를 매개변수로 할 때 GB의 변화에 대한 K_c 를 나타내고 있다. 이 그림에서 수평선들은 $GB=\infty$ (보상이 없는 경우)의 결과이다. 이 결과로부터 출력전류가 증가할수록 유효한 안정영역이 향상되고 있음을 알 수 있다. 보상 후의 K_c 와 보상전의 K_c 가 같아지는 점에서의 GB값을 GB_c 로 정의할 때 GB_c 와 출력전류의 관계를 그림12에 나타내었다. 그림12에서 곡선의 아래영역이 유효한 GB의 영역이 되며 출력전류가 증가할수록 그 범위가 넓어지고 있음을 알 수 있다.

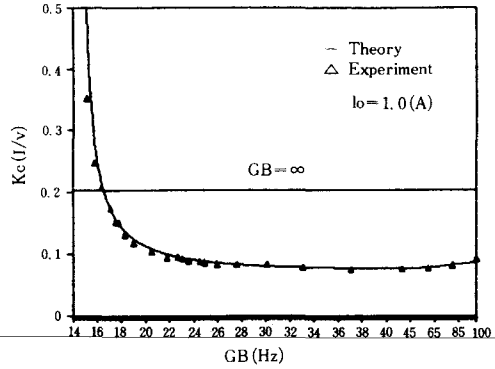


그림 10. 보상회로에 의한 안정성

Fig. 10. Stability by the compensating circuit.

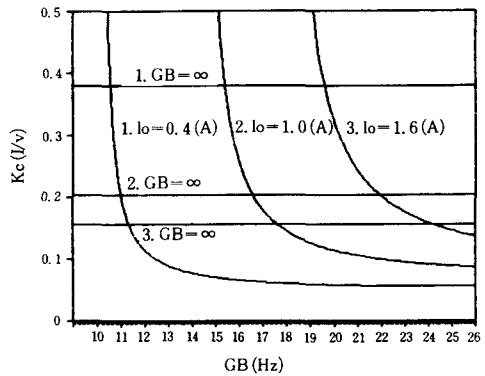


그림 11. 오차증폭기의 GB에 대한 Kc의 변화

Fig. 11. K_c for GB of the error amplifier.

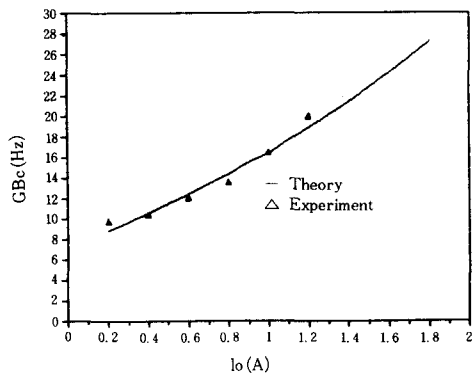


그림 12. 승강압형 DC-DC 컨버터의 유효한 GB영역

Fig. 12. The available GB region in the buck-boost DC-DC converter.

VI. 결 론

이상 승강압형 DC-DC 컨버터에 있어서 우반면에 존재하는 영점이 안정성에 미치는 영향을 해석 고찰 하였으며, 제환제어회로의 오차증폭기에 극생성회로를 적용함으로써 승강압형 DC-DC 컨버터의 안정성 저하를 보상하였다.

또한 승강압형 DC-DC 컨버터에 보상을 행할때 GB가 안정성에 미치는 영향을 자세히 분석하였으며 이때 컨버터의 안정성에 있어서 유효한 GB의 범위를 구할 수 있었다.

한편 좁은 GB의 범위에서는 과도응답이 나빠지는 영향을 고려해 볼 때, 앞으로의 과제로서는 과도상태와 안정성을 관련지은 연구가 필요하다고 생각한다.

參 考 文 獻

[1] H.J. Kim and K. Harada, "A high frequency switching and circuit configuration," *JTC-CAS'87 Proceeding*, pp. 35-39 July 1987.

[2] 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.

[3] 김희준, "DC-DC 컨버터의 소형화와 안정성," 대한전기학회 논문지, pp. 528-533 (1988).

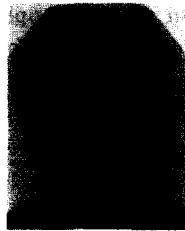
[4] 김희준, 이인환, "스위칭 레귤레이터의 안정성과 이득대역폭적과의 관계," 대한전기학회 추계 종합학술대회 논문집, pp. 399-402 (1988).

[5] H.J. Kim and I.H. Lee, "The pole compensation in the buck-boost DC-DC converter," *Proceedings of International Symposium on Power Electronics* pp. 284-289 May 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 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업 석사학위 취득. 1986年 일본 九州大學 대학원 전자공학과 졸업 박사학위 취득. 1987年 3月 ~ 현재 한양대학교 전기공학과 조교수. 주관심분야는 DC-DC converter, SMPS 등임.



李 仁 煥 (準會員)
 1965年 3月 15日生. 1988年 한양대학교 전기공학과 졸업. 1988年 3月 ~ 현재 한양대학교 대학원 전기공학과 석사과정. 주관심분야는 DC-DC converter 등임.