

DC-DC 컨버터의 고주파화와 안정성

○ 김 희 준
한양대학교 전기공학과

High Frequency Switching and Stability of DC-DC Converters

Hee Jun KIM
Dept. of Electrical Eng. Hanyang University

Abstract

The miniturization of a DC-DC converter circuit in connection with the stability is investigated in this paper. As both the capacitance of the smoothing capacitor and the inductance of the reactor are reduced by raising the switching frequency, it is known that the stability of the buck converter declines with the switching frequency but the buck-boost converter has a nearly uniform stability. Furthermore, that in the frequency region above a certain switching frequency the buck-boost converter is suitable for the miniturization of circuit is cleared.

1. 서론

DC-DC 컨버터에 있어서 실용상 중요한 과제인 소형화의 문제는 그 한가지 방법으로서 스위칭주파수를 고주파화하여 출력속의 평활콘덴서의 용량 및 리액터의 인덕턴스를 감소시켜주므로써 해결될 수 있다. DC-DC 컨버터의 방식중에서 현재 가장 널리 이용되고 있는 강압형회로는 평활콘덴서의 용량이나 리액터의 인덕턴스를 감소시키면 안정범위가 좁아지는 반면, 승강압형회로에서는 콘덴서의 용량을 감소시키면 안정범위가 좁아지지만 인덕턴스의 감소는 오히려 시스템을 안정하게 해준다. 따라서 고주파화에 의해서 콘덴서의 용량 및 리액터의 인덕턴스를 함께 감소시켰을 경우, 안정성의 면에서 볼 때 승강압회로는 매우

흥미있는 회로방식이라고 할 수 있다. 본 논문에서는 출력전압 및 리액터전류의 리플이 동일하다는 조건에서 강압형 및 승강압형 컨버터의 고주파화에 의한 콘덴서, 리액터의 소형화 문제를 안정성의 면에서 비교검토하여 소형화를 하는데 있어서는 한계의 스위칭주파수가 존재하고 있음을 밝혔다.

2. 안정성과 C, L의 관계

그림 1은 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본회로를 나타낸다. 이 회로의 동작은 우선 스위치 Q가 ON이 되면 입력루프에 전류가 흐르고 리액터 L의 1차권선에 의해 에너지가 축적된다. 다음 Q가 OFF가 되면 리액터에 축적되었던 에너지는 리액터의 2차권선 및 다이오드 D를 통하여 출력에 전달된다. 스위치 Q가 ON인 상태 및 OFF인 상태에 있어서 리액터전류 i, 출력전압 Vo에 대한 평균화된 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{r^*}{L}i - \frac{D'}{L}v_o - \frac{nD}{L}V_i \quad (1)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{D}{C}i - \frac{1}{CR}v_o \quad (2)$$

여기서, D: Q가 ON기간의 시비율, D' = 1 - D

$$r^* = Dn^2r_1 + D'r_2$$

r₁: Q가 ON상태일때 리액터의 저항분

r₂: Q가 OFF상태일때 리액터의 저항분

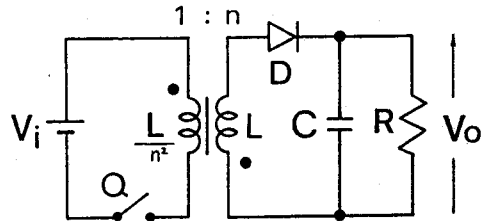


그림 1. 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본회로

미소변동 $V_i \rightarrow V_i + \Delta V_i$, $D \rightarrow D + \Delta D$, $R \rightarrow R + \Delta R$ 을 고려하고 이것을 식 (1), (2)에 대입하여 선형근사, 라플라스변환을 행하여 각 변동분에 대한 컨버터의 전달함수를하면 다음과 같다.

$$G_c(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = \frac{G_{co}(1 - s/\omega_c)}{P(s)} \quad (3)$$

$$G_f(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_{fo}}{P(s)} \quad (4)$$

$$G_r(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R(s)} = \frac{G_{ro}(1 + s/\omega_r)}{P(s)} \quad (5)$$

여기서

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

$$\omega_o = \frac{D^2 R + r^*}{LCR}$$

$$\delta = \frac{1}{2\omega_o} \left(\frac{1}{CR} + \frac{r^*}{L} \right)$$

$$G_{co} = \frac{V_o}{DD'} \cdot \frac{1 - (D/D')^2 n^2 r_i / R + r_2 / R}{1 + r^* / D^2 R} \quad (6)$$

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

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

$$G_{ro} = \frac{r^* V_o}{D^2 R + r^*}$$

$$\omega_r = \frac{r^*}{L}$$

그림 2는 이 컨버터의 레귤레이션 시스템을 나타내는 블록선도이며 귀환회로에 있어서 귀환이득 K (a)는 오차증폭기로 사용되는 연산증폭기의 1차위상지연을 고려하여 다음 식으로 가정한다.

$$K(s) = \frac{K}{1 + WS} \quad (7)$$

$$W = \frac{PK}{2\pi GB} \quad (8)$$

여기서 P : 컨퍼레이터의 이득
 GB : 오차증폭기의 이득대역폭
 동특성에 있어서 이 시스템의 전달함수는 다음과 같이 구해진다.

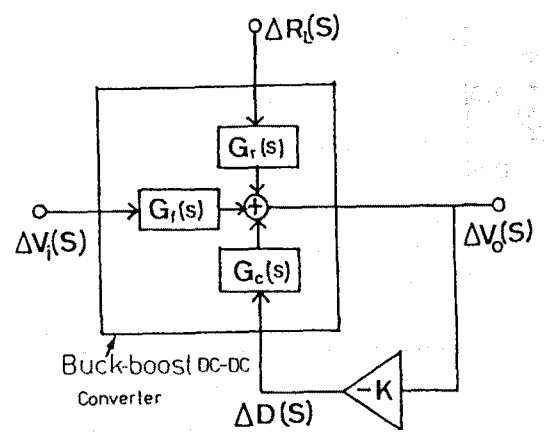
$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_f(s)}{1 + K(s)G_c(s)} \quad (9)$$

식 (3) - (9)로부터 특성방정식은

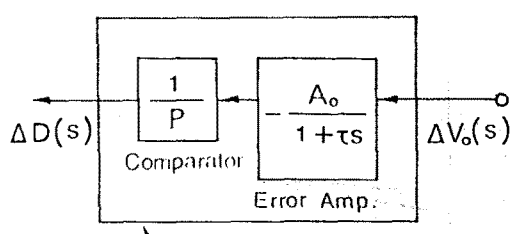
$$P(s)(1 + WS) + KG_{co}(1 - s/\omega_c) = 0 \quad (10)$$

가 되고, 이 식을 정리하면 다음과 같이 3차식이 된다.

$$s^3 + \left(2\delta\omega_o + \frac{1}{W}\right)s^2 + \left(\frac{2\delta\omega_o}{W} + \omega_o^2 - \frac{KG_{co}\omega_o^2}{\omega_c W}\right)s + \frac{\omega_o^2}{W}(1 + KG_{co}) = 0 \quad (11)$$



(a) 레귤레이션 시스템



(b) 귀환회로

그림 2. 승강압회로의 레귤레이션 시스템

안정판별을 위해 계수 $(\frac{2\delta\omega_o}{W} + \omega_c^2 - \frac{K G_{co} \omega_c^2}{\omega_c W})$, $(1 + K G_{co}) > 0$ 의 조건에서 식 (11)에 Hurwitz 판별법을 적용하면 다음식을 얻는다.

$$\omega_o^2 \gamma \left[2\delta\omega_o \gamma - G_{co} \left(1 + \frac{2\delta\omega_o}{\omega_c} \right) \right] K_c^2 + \omega_o^2 \left(4\delta^2 \gamma - \frac{G_{co}}{\omega_c} \right) K_c + 2\delta\omega_o = 0 \quad (12)$$

$$\gamma = \frac{P}{2\pi G B} \quad (13)$$

여기서 K_c 는 안정한계에서의 K 를 나타낸다.

따라서 식 (12)로부터 K_c 를 구할 수 있다. 그림 3은 송강압회로에 있어서 평할 변전사의 용량 C 및 리액터의 인덕턴스 L 의 변화에 대한 K_c 의 변화를 나타낸다. 이것에 대하여 그림 4는 강압회로의 결과를 나타낸다. 각 그림에서 곡선의 윗쪽이 불안정영역, 아랫쪽이 안정영역으로 된다. 이것으로부터 강압회로에서는 C 나 L 을 감소시키면 안정범위가 좁아지는데 대하여 송강압회로에서는 L 의 감소는 오히려 안정범위를 넓혀주고 있음을 알 수 있다.

3. 안정성과 스위칭주파수

스위칭주파수와 C 및 L 과의 관계를 알아보기 위하여 출력전압의 리플과 리액터전류의 리플을 구하면

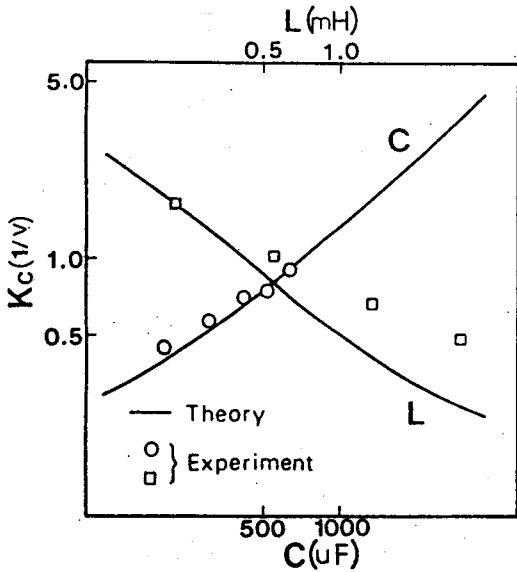


그림 3. C, L의 변화에 대한 안정한계 (송강압형)

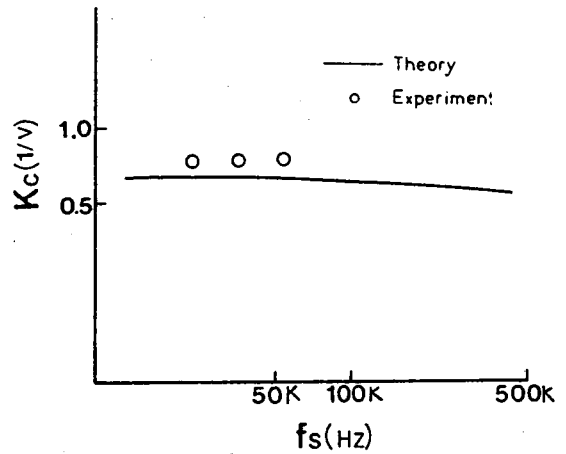


그림 5. 스위칭주파수에 대한 안정한계 (송강압형)

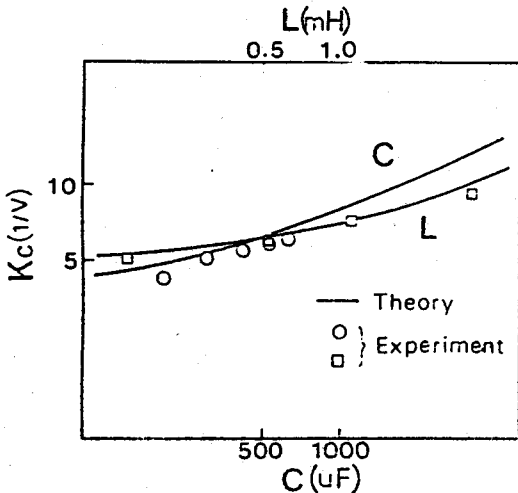


그림 4. C, L의 변화에 대한 안정한계 (강압형)

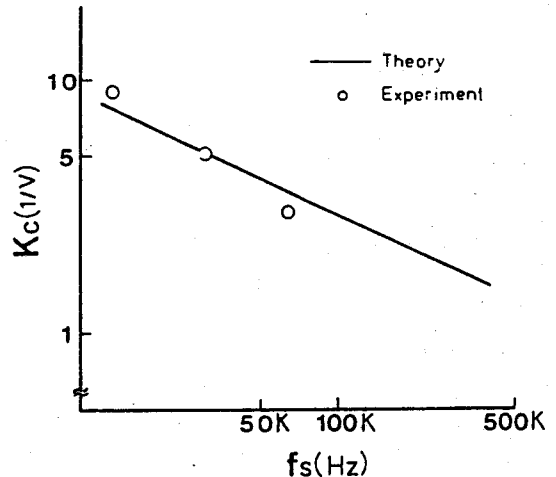


그림 6. 스위칭주파수에 대한 안정한계 (강압형)

$$\gamma_c = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{CR} \cdot \frac{1}{f_s} \quad (14)$$

$$\gamma_L = \frac{\Delta i}{I} = \frac{D^2 R}{L} \left(1 + \frac{r_2}{D'R}\right) \frac{1}{f_s} \quad (15)$$

가 된다. 여기서 f_s 는 스위칭주파수를 나타낸다. 식(14), (15)로부터 C 및 L을 구하면

$$C = \frac{D}{\gamma_c R f_s} \quad (16)$$

$$L = \frac{D^2 R}{\gamma_L f_s} \left(1 + \frac{r_2}{D'R}\right) \quad (17)$$

가 되고 C 및 L은 스위칭주파수 f_s 의 함수가 된다. 식(16), (17)을 식(12)로부터 구한 K_c 에 대입하면 K_c 는 f_s 의 함수가 됨을 알 수 있다. 스위칭주파수 f_s 에 대한 K_c 의 결과를 승강압형인 경우 그림5에 강압형인 경우는 그림6에 나타낸다. 이것으로부터 승강압형인 경우, f_s 의 변화에 K_c 는 거의 일정한 반면 강압형인 경우는 f_s 의 증가에 대하여 안정범위는 좁아짐을 알 수 있다. 그림7은 $V_o = 6V$, $I_o = 2A$ 의 출력조건에서, f_s 에 대한 K_c 의 변화를 승강압형 강압형 두 회로를 비교하여 나타냈다. 그림7의 결과로부터 f_s 가 f_m 이상의 범위에서는 승강압형이 강압형보다 넓은 안정범위를 보여주고 있으며 이것으로부터 승강압형회로는 f_s 를 고주파화시켜 사이즈를 작게 하여도 안정범위는 거의 일정하게 되고 따라서 소형화에 적합함을 알 수 있다.

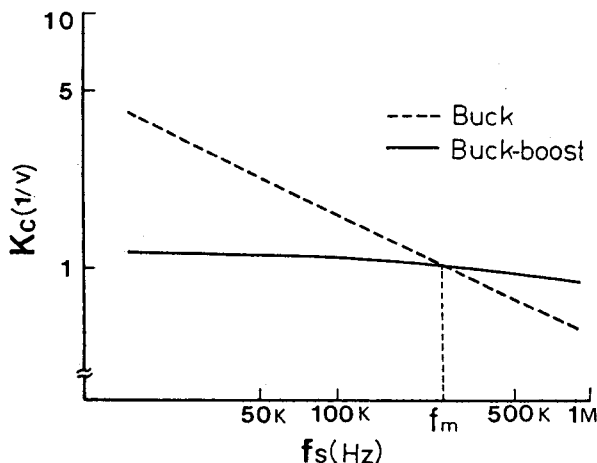


그림7. 안정한계의 비교

4. 결 론

이상의 결과로부터 승강압형은 커터는 스위칭주파수를 높였을 때 거의 일정한 안정범위를 갖는다는 것을 알 수 있다. 또한 어느 주파수 이상의 스위칭주파수 범위에서는 강압형보다 높은 안정성을 나타내므로 해서 소형화에 적합하다는 점이 명백해졌다. 본 논문에서는 평활콘덴서의 등가직렬저항(ESR)은 미소량이므로 논의에서 제외시켰으나 안정성에 미치는 영향등을 감안해 볼 때 ESR을 고려한 해석은 앞으로의 과제가 될 것으로 생각된다.

참고문헌

- (1) Middlebrook, R. D. & Cuk, S. : IEE PESC Record, pp.10-34(1976)
- (2) Harada, K. & Nabeshima, T. : IWK, IH Ilmenau, pp.29-32(1981)
- (3) Ninomiya, T. : IEEJ, Vol.100, No.6, pp.29-36(1980)
- (4) Harada, K. & KIM, H. J. : IPEC Record, pp.493-503(1983)