

DC-DC 컨버터의 소형화와 안정성

A Miniturization and Stability of DC-to-DC Converters

金 熙 峻*
(Hee-Jun Kim)

요 약

본 논문에서는 DC-DC 컨버터의 소형화문제를 안정성과 관련지어 고찰하였다. 그 결과 DC-DC 컨버터의 소형화문제에 있어서 스위칭주파수를 고주파화시켜서 평활콘덴서의 용량및 리액터의 인덕턴스를 동시에 감소시켰을 경우 강압형회로는 안정범위가 좁아지는 반면 승강압형회로는 거의 일정한 안정범위를 갖는다는 점을 알았다. 또한 이 두컨버터회로의 안정성을 비교했을때 어느 주파수이상의 고주파영역에서는 승강압형회로가 강압형회로보다 우수한 안정성을 나타냄으로써 소형화에 적합한 회로임을 밝혔다.

Abstract-The miniturization of a DC-to-DC converter 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 the buck-boost converter is suitable for the miniturization of circuit is cleared in the high frequency region above a certain switching frequency.

1. 서 론

최근에 전자계산기를 비롯한 여러 전자기기들은 집적화기술의 발달로 매우 빠른 속도로 소형화되고 있다. 그러나 전자기기에 있어서 전원부분은 자기소자등의 존재로 인하여 집적화기술을 적용시키는 것이 가장 곤란한 부분으로남아 있다. 따라서 전자기기의 식류안정화전원으로서 폭넓게 이용되고 있는 스위칭레귤레이터의 핵심부분인 DC-DC 컨버터에 있어서 소형화 문제는 실용상 매우 중요한 과제로 대두되고 있다.

DC-DC 컨버터의 소형화문제는 그 한가지 방

법으로서 스위칭주파수를 고주파화시켜 평활콘덴서의 용량 및 리액터의 인덕턴스를 감소시켜줌으로써 해결될 수 있다. 그러나 DC-DC 컨버터에서 평활콘덴서의 용량 및 리액터의 인덕턴스의 감소는 DC-DC 컨버터의 안정성에 큰 영향을 미치게 되므로 위의 방법을 통한 소형화문제의 해결에는 안정성의 면에서 제한이 뒤따르게 된다. 따라서 스위칭주파수를 높여서 평활콘덴서 및 리액터를 소형화 하는데 있어서는 안정성의 면에서의 검토가 동시에 이루어져야 함은 필수적이라고 할 수 있다.

본 논문에서는 출력전압 및 리액터전류의 리플이 동일한 조건에서 강압형 및 승강압형컨버터의 고주파화에 의한 소형화문제를 안정성의 면에서 비교 검토하여 승강압형회로가 어느 주파수 이상의 고주파영역에서 강압형회로보다 우수하다는 점을 밝혀냄으로써 고주파화에 적합한 회로임을 보이고 있다.

*正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博

接受 日 子 : 1988年 1月 25日

1 次 修 正 : 1988年 6月 21日

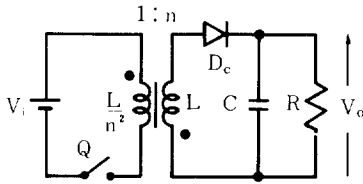
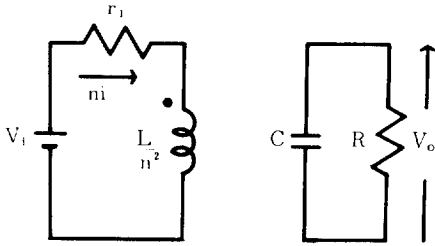
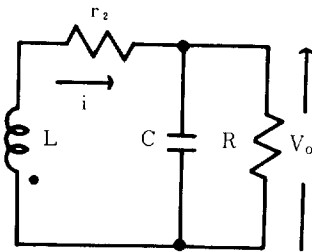


그림 1 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본 회로
 Fig. 1 Basic circuit of a buck-boost DC-to-DC converter.



(a) Q-ON state



(b) Q- OFF state

그림 2 등가회로
 Fig. 2 Equivalent circuit.

2. 회로 및 가정

그림 1은 승강압형 DC-DC 컨버터의 기본회로를 나타낸다. 이 회로의 동작을 알아보면 우선 스위치 Q가 ON되면 입력루프에 전류가 흐르고 2 권선 리액터의 1 차권선에 의해 에너지가 축적 된다. 또한 다이오드 Dc는 리액터 2 차측에 유기되는 역전압에 의해 OFF가 된다. 다음에 Q가 OFF 되면 리액터에 축적되었던 에너지는 2 차권선 및 Dc를 통하여 출력측에 전달된다. Q가 ON인 기간을 상태 I, OFF인 기간을 상태 II 라고 가정했을 때 각 상태에 대한 등가회로는 그림 2와같이 된다. 이 등가회로로부터 각 상태에 있어서 리액터전류 i 및 출력전압 v0에 관한 회로방정식을 구하면 다음과 같다.

상태 I 에서,

$$di/dt = -n^2r_1i/L + nVi/L \tag{1}$$

$$dv_0/dt = -v_0/CR \tag{2}$$

상태 II 에서,

$$di/dt = -r_2i/L - v_0/L \tag{3}$$

$$dv_0/dt = i/C - v_0/CR \tag{4}$$

여기서 r1은 상태 I에서 리액터의 저항분, r2는 상태 II에서 리액터의 저항분을 나타내며 해석의 간단함을 위하여 스위치 Q, 다이오드 Dc는 이상적인 소자로 가정한다. 출력의 응답주파수에 비해 스위칭 주파수가 충분히 높다는 가정하에 식 (1)~(4)를 한 주기를 통하여 평균하면 다음과 같이 평균화된 상태방정식을 구할 수 있다.²

$$di/dt = -r^*i/L - D\hat{v}_0/L + nDVi/L \tag{5}$$

$$d\hat{v}_0/dt = D\hat{i}/C - \hat{v}_0/CR \tag{6}$$

여기서 D는 Q가 ON기간의 시비율, D'=1-D, r^* = Dn^2r1 + D'r2를 나타낸다.

정상상태에 있어서 리액터전류 및 출력전압은 식 (5), (6)에서 di/dt = 0, d\hat{v}_0/dt = 0로 놓음으로써 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I = nDVi / (r^* + D^2R) \tag{7}$$

$$V_0 = nDD'RVi / (r^* + D^2R) \tag{8}$$

3. 안정성과 C, L의 관계

3.1 승강압형 DC-DC 컨버터의 안정성

입력전압, 시비율 및 부하저항에 관하여 미소변동 Vi → Vi + ΔVi, D → D + ΔD, R → R + ΔR을 고려하면 i → I + Δi, v0 → V0 + ΔV0의 미소변동이 생기고 이를 식 (5), (6)에 대입하여 각 변동분에 대하여 선형근사하면 다음과 같이 된다.

$$\frac{d}{dt} \Delta I \cong -r^* \Delta I / L - D' \Delta V_0 / L + (r_2 - n^2 r_1) I + V_0 + nV_i \{ \Delta D / L + nD \Delta Vi / L \} \tag{9}$$

$$\frac{d}{dt} \Delta V_0 \cong D' \Delta I / C - I \Delta D / C - \Delta V_0 / CR + V_0 \Delta R / CR^2 \tag{10}$$

식 (9), (10)에 라플라스 변환을 행하면 컨버터의 각 변동분에 대한 전달함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G_d(s) \cong \Delta V_0(s) / \Delta D(s) = G_{d0}(1 - s/\omega_d) / P(s) \tag{11}$$

$$G_v(s) \cong \Delta V_0(s) / \Delta Vi(s) = G_{v0} / P(s) \tag{12}$$

$$G_r(s) \cong \Delta V_0(s) / \Delta R(s) = G_{r0}(1 + s/\omega_r) / P(s) \tag{13}$$

여기서,

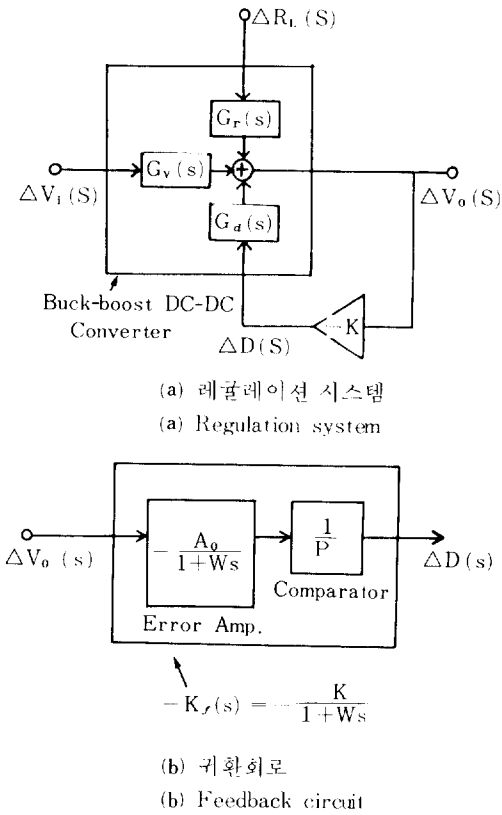


그림 3 승강압형 회로의 레귤레이션 시스템
Fig. 3 Regulation system of a buck-boost DC-to-DC converter.

$$\begin{aligned}
 P(s) &= 1 + 2\delta s/\omega_0 + s^2/\omega_0^2 \\
 \omega_0 &= \sqrt{(D'^2R + r^*)/LCR} \\
 \delta &= (L + r^*CR)/2\omega_0LCR \\
 G_{ao} &= \{1 - (D/D')^2 n^2 r_1/R + r_2/R\} V_0 / \\
 &\quad (1 + r^*/D^2R) DD' \\
 \omega_a &= D'G_{ao}(D^2R + r^*)/LV_0 \\
 G_{vo} &= nDR / (R + r^*/D^2) D' \\
 G_{\tau o} &= r^*V_0 / (D^2R + r^*)R \\
 \omega_r &= r^*/L
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

그림 3은 이 컨버터의 레귤레이션 시스템을 나타내는 블록선도이며 귀환회로에 있어서 이득 K는 오차증폭기의 1차 위상지연을 고려하여 다음식으로 가정한다.³⁾

$$K_r(s) = K/(1+Ws) \tag{15}$$

$$W = pK/2\pi GB \tag{16}$$

여기서 1/p : 비교기의 이득, GB : 오차증폭기의 이득대역폭, K = A₀/p, A₀ : 오차증폭기의 직류이

득, 1/W : 오차증폭기의 3dB 각주파수를 나타낸다. 따라서 레귤레이션시스템의 전달함수는 식 (11), (12) 및 (14)~(16)으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta V_o(s)/\Delta V_i(s) = Gv(s)/\{1 + K_r(s)G_a(s)\} \tag{17}$$

이 식으로부터 특성방정식은

$$P(s)(1+Ws) + KG_{ao}(1-s/\omega_a) = 0 \tag{18}$$

가 되고, 이 식을 정리하면 다음과 같이 s의 3차식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 s^3 + (2\delta\omega_0 + 1/W)s^2 + (2\delta\omega_0 + \omega_0^2W - KG_{ao}\omega_0^2/\omega_a) \\
 s/W + \omega_0^2(1 + KG_{ao})/W = 0
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

안정판별을 위해 식 (19)에 Hurwitz 판별법을 적용하면 레귤레이션시스템이 안정한 조건으로써 다음과 같은 부등식을 얻을수 있다.

$$aK^2 + bK + c > 0 \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
 a &= \omega_0^2 r^* \{ 2\delta\omega_0 r - G_{ao}(1 + 2\delta\omega_0/\omega_a) \}, \\
 b &= \omega_0^2 (4\delta^2\gamma - G_{ao}/\omega_a), \quad c = 2\delta\omega_0, \quad \gamma = p/2\pi GB
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

따라서 안정과 불안정 사이의 경계조건은 식 (20)으로부터

$$aK_c^2 + bK_c + c = 0 \tag{22}$$

가 되며 여기서 K_c는 안정한계에서의 K를 나타낸다. 그림 4는 식(22)의 해를 나타내고 있으며 승강압형컨버터의 안정성을 설명해주고 있다. 곡선의 윗부분이 불안정영역, 아랫부분이 안정영역을 나타내

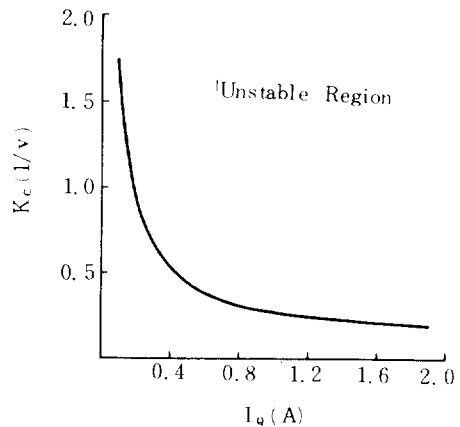


그림 4 승강압형 DC-DC컨버터의 안정성
Fig. 4 Stability of the buck-boost DC-to-DC converter.

$$\begin{aligned}
 (n=2, r_1=0.2\Omega, r_2=0.4\Omega, V_i=10V, V_0=6V \\
 L=1.11mH, C=479\mu F, p=3V, GB=500KHz)
 \end{aligned}$$

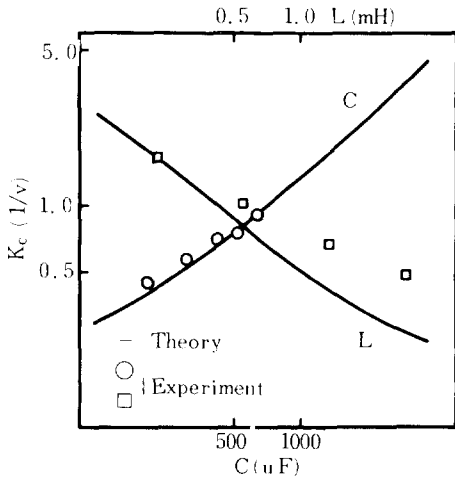


그림 5 C, L의 변화에 대한 안정한계(승강압형)
 Fig. 5 Boundaries of stability for C and L (Buck-boost type).

($n = 2, V_i = 10V, V_o = 5V, L = 1.11mH, C = 479\mu F, p = 3V, GB = 500KHz$)

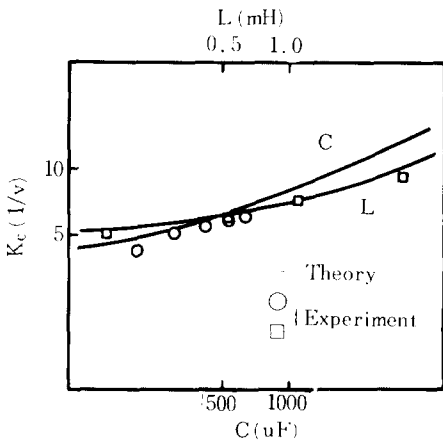


그림 6 C, L의 변화에 대한 안정한계(강압형)
 Fig. 6 Boundaries of stability for C and L (Buck type).

($V_i = 10V, V_o = 5V, L = 1.11mH, C = 479\mu F, p = 3, GB = 500KHz$)

며 출력전류가 클수록 안정성이 저하되고 있음을 알 수 있다.

3.2 안정성과 C, L

평환컨덴서의 용량 C 및 리액터의 인덕턴스 L의 감소에 의한 소형화의 문제를 안정성과 관련지어 평가하기 위하여 (22) 식의 K_c 를 C 및 L의 함수로 놓고 그 범위를 구하면 C 및 L의 변화에 대한 안정성

의 추이를 알 수 있게 된다. 또한 안정한 컨버터 회로로서 일반적으로 폭넓게 이용되고 있는 강압회로에 대한 결과와 비교해봄으로써 승강압회로가 가지고 있는 고유한 특징을 발견할 수 있게된다. 여기서 강압회로에 대한 해석은 부록에 나타냈다. 그림 5는 승강압회로에 있어서 C 및 L의 변화에 대한 K_c 의 변화를 나타낸다. 이에 대하여 그림 6은 강압회로의 결과를 나타내고 있다. 각 그림에서 꼭짓의 윗쪽은 불안정영역, 아랫쪽은 안정영역을 나타낸다.

이 결과로부터 강압회로에서는 C나 L을 감소시키면 안정범위가 좁아지는데 대하여 승강압회로에서는 L의 감소는 오히려 안정범위를 넓혀주고 있음을 알 수 있다. 따라서 소형화의 문제로서 C나 L을 동시에 감소시켰을 경우 안정성의 면에서 볼 때 승강압회로는 매우 흥미로운 회로임을 알 수 있게 된다.

4. 스위칭주파수의 고주파화와 안정성

스위칭 주파수와 C 및 L과의 관계를 알아보기 위하여 식 (2), (3) 및 (7), (8)로부터 출력전압의 리플과 리액터전류의 리플을 구하면

$$|\Delta v_o| \cong V_o D T_s / CR = V_o D / CR f_s \quad (23)$$

$$|\Delta i_L| \cong D^2 R (1 + r_2 / D' R) / L f_s \quad (24)$$

가 된다. 식 (23), (24)로부터 출력전압의 리플률 및 리액터전류의 리플률을 구하면

$$\gamma_c = |\Delta v_o| / V_o \cong D / CR f_s \quad (25)$$

$$\gamma_L = |\Delta i_L| / I \cong D^2 R (1 + r_2 / D' R) / f_s L \quad (26)$$

가 된다. 여기서 f_s 는 스위칭주파수를 나타낸다. 식 (25), (26)으로부터 C 및 L을 구하면

$$C = D / \gamma_c R f_s \quad (27)$$

$$L = D^2 R (1 + r_2 / D' R) / \gamma_L f_s \quad (28)$$

가 되고 C 및 L은 스위칭주파수의 함수가 된다. 식 (27), (28)을 식 (22)로부터 구한 K_c 에 대입하면 K_c 는 f_s 의 함수가 됨을 알 수 있다. f_s 에 대한 K_c 의 결과를 승강압형인 경우 그림 7에, 강압형인 경우는 그림 8에 나타낸다. 이것으로부터 승강압형인 경우, f_s 의 변화에 K_c 는 거의 일정한 반면 강압형의 경우는 f_s 의 증가에 대하여 안정범위는 좁아짐을 알 수 있다. 그림 9는 $V_o = 6V, I_o = 2A$ 의 출력조건에서 f_s 에 대한 K_c 의 변화를 승강압형, 강압형 두회로를 비교하여 나타냈다. 그림 9의 결과로부터 f_s 가 f_m 이상의 범위에서는 승강압형이 강압형보다 넓은 안정

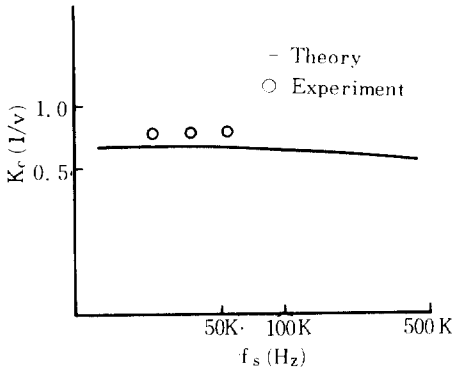


그림 7 스위칭주파수에 대한 안정한계 (승강압형)
Fig. 7 Boundary of stability for switching frequency(Buck-boost type).
 (n=2, $V_i=10V$, $V_o=5V$, $I_o=1A$
 $\gamma_L=10\%$, $\gamma_c=0.4\%$, $p=3V$, $GB=500KHz$)

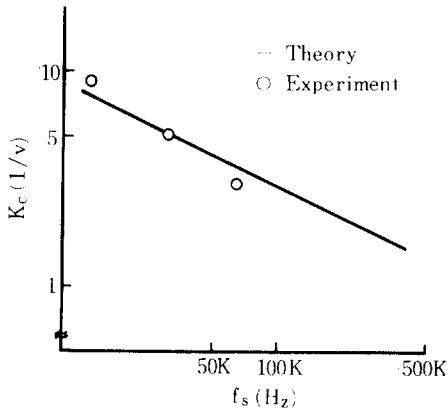


그림 8 스위칭주파수에 대한 안정한계 (강압형)
Fig. 8 Boundary of stability for switching frequency(Buck type).
 ($V_i=10V$, $V_o=5V$, $I_o=1A$, $\gamma_L=10\%$
 $\gamma_c=0.4\%$, $p=3V$, $GB=500KHz$)

범위를 보여주고 있으며 이것으로부터 승강압회로로는 f_s 를 고주파화시켜 사이즈를 작게 하여도 안정범위는 거의 일정하게 되고 따라서 소형화에 적합함을 알 수 있다.^(4,5)

5. 결 론

이상의 결과로부터 승강압형DC-DC 컨버터는 스위칭주파수를 높여서 사이즈를 소형화했을 경우에도 거의 일정한 안정범위를 갖는다는 것을 알아

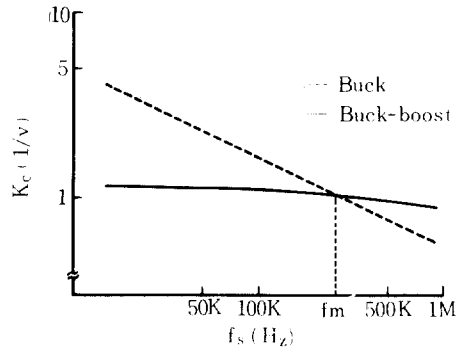


그림 9 안정한계의 비교
Fig. 9 Comparison of stability.
 ($V_i=10V$, $V_o=6V$, $I_o=2A$, $\gamma_L=5\%$, $\gamma_c=1\%$
 $p=3V$, $GB=500KHz$).

냈다. 또한 어느 주파수 이상의 고스위칭주파수 범위에서는 강압회로보다 높은 안정성을 나타내므로 소형화에 적합하다는 점이 입증되었다.

본 논문에서는 평형상태에서의 등가저항은 미소량 이므로해서 논의에서 제외시켰으나 안정성에 미치는 영향등을 감안해 볼 때 이 등가저항을 고려한 해석은 앞으로의 과제가 될것으로 생각된다. 강압회로의 정상상태 및 동특성에 관한 해석은 부록에 나타내었다.

참 고 문 헌

- 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) 三宮, "スイッチングレギュレータの基本特性と問題点", 日本電気學會誌, vol. 100, no. 6, pp.507-514, June 1980.
- 3) K. Harada and H.J. Kim, "Analysis of the push-pull current-fed DC-DC converter", IPEC Record, pp. 493-503 Mar. 1983.
- 4) 김희준, "DC-DC 컨버터의 고주파화와 안정성", 전기전자공학학술대회 논문집, pp.824-827 1987년 7월.
- 5) H.J. Kim and K. Harada, "A high frequency switching and circuit configuration", JTC-CAS '87 Proceeding, pp.35-39 July 1987.

〈부 록〉

강압형DC-DC 콘버터회로의 기본회로와 스위치Q의 ON, OFF 상태에 대한 등가회로를 그림A-1 및 그림A-2에 나타낸다. 각 상태에서 얻어진 상태방정식을 환주기를 통하여 평균하면 다음과 같은 평균화된 상태방정식을 구할 수 있다.

$$di/dt = -ri/L - \hat{v}_o/L + DV_i/L \tag{A1}$$

$$d\hat{v}_o/dt = \hat{i}/C - \hat{v}_o/CR \tag{A2}$$

이 식으로부터 정상상태에 있어서 리액터전류 및 출력전압은 다음과 같이 구해진다.

$$I = DV_i / (r + R) \tag{A3}$$

$$V_o = DRV_i / (r + R) \tag{A4}$$

동특성에 있어서 입력전압, 시비율 및 부하저항에 관하여 미소변동에 고려했을 때 각 변동분에 대한 전달함수를 구하면 다음과 같이 된다.

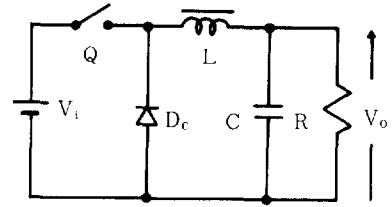
$$G_d(s) = \Delta V_o(s) / \Delta D(s) \cong G_{d0} (1 - s/\omega_d) / P(s) \tag{A5}$$

$$G_v(s) = \Delta V_o(s) \Delta V_i(s) \cong G_{v0} / P(s) \tag{A6}$$

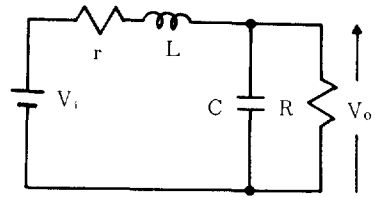
$$G_r(s) = \Delta V_o(s) / \Delta R(s) \cong G_{r0} (1 + s/\omega_r) / P(s) \tag{A7}$$

여기서,

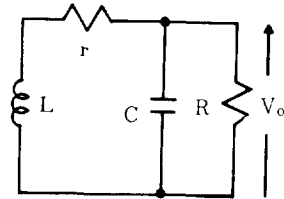
$$\left. \begin{aligned} P(s) &= 1 + 2\delta s/\omega_0 + s^2/\omega_0^2 \\ \delta &= (\sqrt{L/C}/2R + r\sqrt{C/L}/2) / \sqrt{1+r/R} \\ \omega_0 &= \sqrt{(1+r/R)/LC} \\ G_{d0} &= V_o/D \\ \omega_d &= \infty \\ G_{v0} &= DR/(r+R) \\ G_{r0} &= rV_o/(1+r/R)R^2 \\ \omega_r &= r/L \end{aligned} \right\} \tag{A8}$$



그림A-1 강압형DC-DC 콘버터
Fig.A-1 Buck DC-to-DC converter.



(a) Q-ON State



(b) Q-OFF State

그림A-2 강압형회로의 등가회로
Fig.A-2 Equivalent circuit of buck type circuit.