

DC-DC 컨버터의 解析法

김 희 준

한양대학교 전기공학과 조교수

I. 서 론

電子機器用電源으로서 最近 널리 이용되고 있는 스위칭레귤레이터는 小形輕量, 高效率의 특징을 가지고 있다. 이 스위칭레귤레이터에 있어서 가장 핵심적인 부분으로는 직류입력전압을 半導體스위치의 고주파스위칭 작용과 필터에 의해 우리가 원하는 직류출력전압을 얻는 DC-DC컨버터를 들 수 있다.

DC-DC컨버터는 그 구조 및 특성상 크게 다음과 같이 6개의 종류의 회로로서 구분할 수 있다.

- a) 강압형(Buck type)회로
- b) 승압형(Boost type)회로
- c) 승강압형(Buck-boost type)회로
- d) 전류환류형(Current-fed type)회로
- e) 포-워드형(Forward type)회로
- f) 푸시풀형(Push-pull type)회로.

여기서 e), f)의 두 회로는 구조상으로는 變壓器가 있으므로 해서 출력전압을 변압기의 권선비로서 조정할 수 있다는 점 등의 특징이 있으나, 出力回路의 부분에서 보는 이 두회로의 특성은 a)의 강압형회로와 동일하다는 점을 알 수 있다.

DC-DC컨버터회로는 스위치와 2차필터를 포함하는 非線形回路이기 때문에 通常의 線形回路의 解析法을 가지고 특성을 명확히 규정짓는 일은 그리 쉬운 일이 아니다. 이에 최근 狀態平均化法(State Space Averaging

Method)을 이용한 해석이 정착하는 단계에 있어서 그 기본 특성을 비교적 손쉽게 해석할 수 있게끔되었다.^{1,2)}

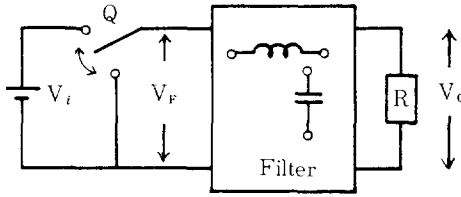
本稿에서는 狀態平均化法의 일반적인 성질을 설명하고, 적용例로서 이것을 前述한 여러종류의 컨버터회로中 가장 安定性에 뛰어난 전류환류형회로에 적용시킴으로서 그 기본특성을 명확히 한다. 또한 이 외에 강압형, 승압형, 승강압형의 전형적인 회로에 적용시킨 결과를 整理하여 명시하고 비교고찰함으로서 狀態平均化法이 통일적인 해석에 적합한 해석법이란 점을 보이기로 한다.

II. 狀態平均化法

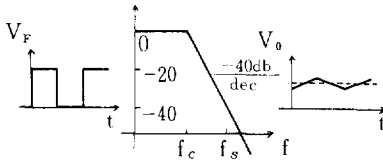
그림1은 DC-DC컨버터의 原理를 설명해주고 있다. 직류입력전압을 스위치Q를 가지고 고주파로 스위칭시켜서 일단 펄스狀의 전압 V_F 로 변환시킨 후 LC필터를 통하여 우리가 원하는 직류출력 전압 V_0 를 얻게된다. 이때 출력전압 V_0 의 크기는 펄스전압 V_F 의 펄스幅에 의해 제어된다. 그런데 이 경우 출력전압 V_0 는 아주 小量의 리플을 갖는 전압이며 스위치를 포함하는 이 회로는 非線形회로임을 알 수 있게된다. 그러나 그림 1-(b), (c)로부터 보면 회로의 固有周波數에 비하여 스위칭주파수가 충분히 높은 경우에는 線形近似가 가능하다는 점을 알 수 있다.

이처럼 원래 비선형회로인 DC-DC컨버터회로를 어느 조건하에서 線形近似를 행하여 그 기본특성을 보다 손쉽게 또 여러형태의 컨버터를 통일적으로 해석할 수 있는 수법으로 개발된 것이 狀態平均化法이다. 그림2는 컨버터의 스위치가 ON, OFF를 반복하는 것을 나타낸다. 여기서 ON, OFF의 각 상태에 대응하는 回路方程式은 다음과 같은 狀態方程式으로 쓸수 있다고 한다.

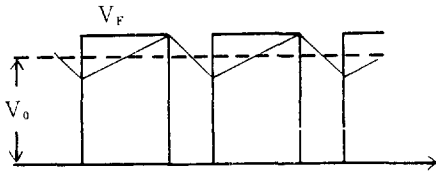
狀態 I (스위치가 ON일 때)에 대하여 :



(a) DC-DC 컨버터의 원리



(b) LC 필터의 작용



(c) 출력전압

그림 1. DC-DC 컨버터의 원리도

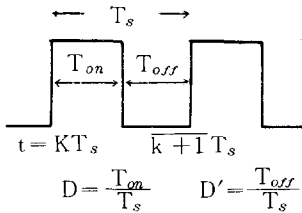


그림 2. 반도체 스위치의 구동파형

$$\frac{dX}{dt} = A_1 X + b_1 V_i \quad (1)$$

$$kT_s \leq t \leq kT_s + T_{on}$$

狀態 II (스위치가 OFF일 때)에 대하여 :

$$\frac{dX}{dt} = A_2 X + b_2 V_i \quad (2)$$

$$kT_s + T_{on} \leq t \leq \overline{k+1}T_s$$

狀態벡터 X의 要素가 되는 狀態변수에는 리액터의 電流, 평활콘덴서의 전압 等 連續量이 선택된다. 또 A_1, A_2, b_1, b_2 는 各各 回路의 파라미터에 의해 결정되는 계수 행렬 및 벡터이다. 여기서 스위치의 스위칭주파수가 회로의 고유주파수보다 충분히 높을 때 狀態변수의 변화는 그림3에 나타내는 것처럼 직선의 꺾은선으로 近似할 수가 있다. 그림3에서 한 주기 T_s 에 대한 狀態벡터 X의 평균치 \hat{X} 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{X}(kT_s) = \frac{1}{2} [X(\overline{k-1}T_s + DT_s) + X(kT_s)] \quad (3)$$

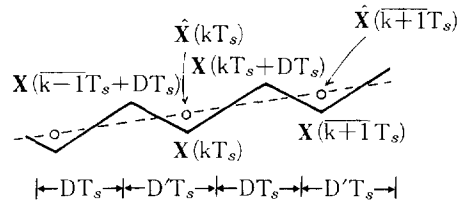


그림 3. 狀態변수의 파형

또 2次이상의 미소項을 무시하면 다음과 같은 線形差分方程式을 얻을 수 있다.

$$\frac{\hat{X}(\overline{k+1}T_s) - \hat{X}(kT_s)}{T_s} \cong [DA_1 + D'A_2] \hat{X}(kT_s) + [Db_1 + D'b_2] V_i \quad (4)$$

스위칭주기 T_s 가 충분히 작다고 하면 (4)式은 다음과 같은 미분방정식으로 근사할 수가 있으며,

$$\frac{d\hat{X}}{dt} \cong (DA_1 + D'A_2) \hat{X} + (Db_1 + D'b_2) V_i \quad (5)$$

이 식이 狀態平均化法 基本式이 된다.

III. 電流環流形DC-DC컨버터의 해석

3.1 定常特性

상태평균화법을 DC-DC컨버터의 해석에 적용하는 예로서 여러 컨버터회로中 가장 안정성이 우수한 전류환류형 DC-DC컨버터를 예로 들어서 그 특성을 알아보기로 한다. 그림4는 전류환류형 DC-DC컨버터의 기본회로를 나타낸다.

병렬인버터의 入力電壓側에 2巻線リアクターX가 직렬로 삽입되어 있다. 스위치Q₁ 또는 Q₂가 ON일때 변압기 T를 통하여 電力이 부하에 전달된다. 다음 Q₁ 및 Q₂가

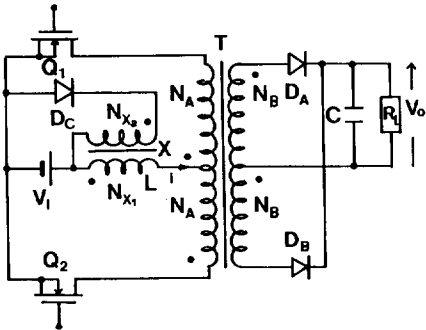


그림 4. 전류환류형 DC-DC 컨버터의 기본회로

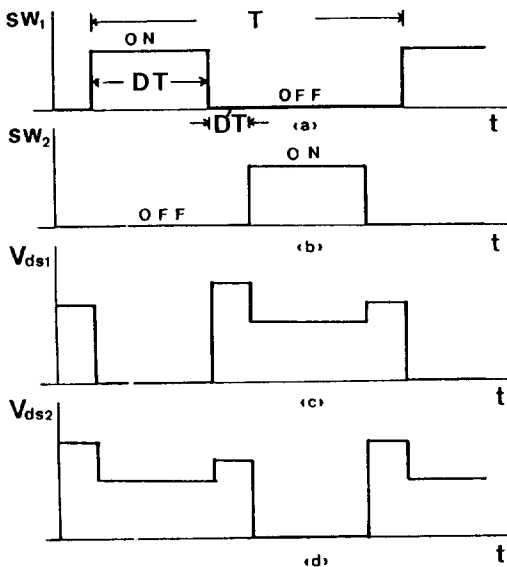


그림 5. 스위치의 구동파형 및 스위칭 파형

OFF일 때는 전력이 환류다이오드D_C를 통하여 入力측에 회생된다.

그림5는 스위치Q₁ 및 Q₂의 상태에 대응하는 驅動波形 및 스위칭波形을 나타낸다. 이로부터 다음과 같은 상태 방정식이 얻어진다.

상태 I (Q₁ 또는 Q₂가 ON일때)에 대하여 :

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_1\mathbf{X} + \mathbf{b}_1V_i \quad (6)$$

상태 II (Q₁ 및 Q₂가 OFF일 때)에 대하여 :

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_2\mathbf{X}_1 + \mathbf{b}_2V_i \quad (7)$$

상태平均化法에 의하여 이 두식은 다음과 같이 平均化된 상태방정식으로 근사된다.

$$\frac{d\hat{\mathbf{X}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{X}} + \hat{\mathbf{b}}V_i \quad (8)$$

여기서,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}r_d & -\frac{1}{nL} \\ \frac{1}{nC} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{n_x^2L}r_f & 0 \\ 0 & \frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{n_xL} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{2}{L}r^* & -\frac{2D}{nL} \\ \frac{2D}{nC} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{2}{L}\left(D - \frac{D'}{n_x}\right) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{X} = [i, v_o]^T, \quad \hat{\mathbf{X}} = [\hat{i}, \hat{v}_o]^T$$

但 r_d, r_f는 상태 I 및 상태 II의 各各에 대응하는 회로의 저항분, i는 리액터전류, r* = Dr_d + D'r_f / n_x², n = N_B / N_A, n_x = N_{x2} / N_{x1}을 나타낸다.

정상상태에서 출력전압V₀는 식(8)에서 di/dt=0, dv₀/dt=0으로 했을 때 다음과 같이 구해진다.

$$V_o = \frac{2nP_L D}{n^2 r^* + 2R_L D^2} \cdot \left(D - \frac{D'}{n_x}\right) V_i \quad (9)$$

그림6은 時比率D에 대한 出力전압V₀의 관계를 표시하는 결과이며 Vi=10V, n=n_x=1, r_d=0.7Ω, r_f=0.2Ω의 경우를 나타내고 있다.

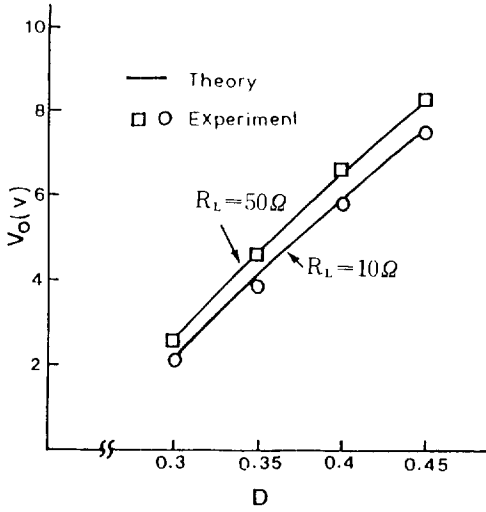


그림 6. 時比率에 대한 출력전압

3.2 動特性 및 安定性

전류환류형콘버터에 대하여 입력전압, 時比率 및 부하저항에 미소변동이 생긴 경우의 動特性을 고찰한다. 즉 式(6)~(8)에 있어서 $D \rightarrow D + \Delta D$, $V_i \rightarrow V_i + \Delta V_i$, $R_L \rightarrow R_L + \Delta R_L$ 에 대하여 $X \rightarrow X + \Delta X$ 의 미소변동을 想定하여 2次以上の 미소項을 무시함으로서 변동분에 대한 선형미분방정식이 얻어진다. 또 이 방정식에 초기 조건을 0으로 놓고 라플라스변환을 행하면 이 콘버터의 전달함수가 다음과 같이 구해진다.

$$\frac{\Delta \hat{X}(s)}{\Delta D(s)} \cong 2(sI - A)^{-1} [(A_1 - A_2) \hat{X} + (b_1 - b_2) V_i] \tag{10}$$

$$\frac{\Delta \hat{X}(s)}{\Delta V_i(s)} \cong (sI - A)^{-1} b \tag{11}$$

$$\frac{\Delta \hat{X}(s)}{\Delta R_L(s)} \cong (sI - A)^{-1} \left(-\frac{\partial A}{\partial R_L} \right) \hat{X} \tag{12}$$

또 이 式들로부터 출력전압변동에 관한 전달함수를 구하면 다음과 같아진다.

$$G_c(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = G_{co} \frac{1+s/w_z}{P(s)} \tag{13}$$

$$G_r(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = G_{ro} \frac{1}{P(s)} \tag{14}$$

$$G_r(s) = \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R_L(s)} = G_{ro} \frac{1+s/w_r}{P(s)} \tag{15}$$

여기서,

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

$$2\delta = \frac{L + 2R_L r^* C}{\sqrt{R_L LC (2r^* + 4R_L D^2)}}$$

$$\omega_o = \sqrt{\frac{2r^* + 4R_L D^2}{R_L LC}}$$

$$G_{co} = \frac{\left\{ \frac{1}{2 - 1/2D} (2r^* + R_L D) + \frac{1}{2} r_f \right\} V_o}{D (r^* + 2R_L D^2)}$$

$$\omega_z = \frac{2}{L} \left\{ \frac{1}{2 - 1/2D} (2r^* + P_L D) + \frac{1}{2} r_f \right\}$$

$$G_{ro} = \frac{2D(D - D') R_L}{r^* + 2D^2 R_L}$$

$$G_{ro} = \frac{r^* V_o}{R_L (r^* + 2D^2 R_L)}$$

$$\omega_r = \frac{2r^*}{L}$$

이상은 귀환을 걸지않은 경우의 콘버터의 動特性이지만 이것에 출력전압을 일정하게끔 부귀환을 건 레귤레이션시스템을 그림7에 나타낸다. 여기서 귀환루프는 利得K의 이상증폭기로 구성된다고 가정하면,

$$\Delta D(s) = -K \Delta V_o(s) \tag{16}$$

가 되고 式(13)~(16)으로부터 레귤레이션시스템全體에 대한 전달함수는 다음과 같이 구해진다.

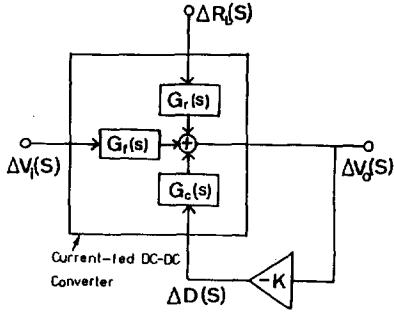
$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{G_r(s)}{1 + KG_c(s)} = \frac{G_{ro}}{P(s) + KG_{co} (1 + s/\omega_z)} \tag{17}$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R_L(s)} = \frac{G_r(s)}{1 + KG_c(s)} = \frac{G_{ro} (1 + s/\omega_r)}{P(s) + KG_{co} (1 + s/\omega_z)} \tag{18}$$

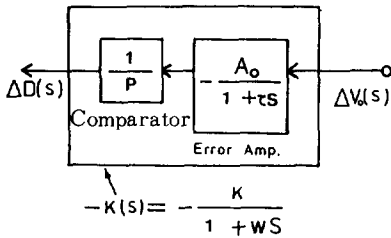
그림8, 그림9는 各各 주파수에 대한 전달함수의 式(17), (18)의 결과를 표시해주고 있다. 이 結果로부터 어느 주파수에 대하여 공진현상이 나타나고 있으며 K의 증가

에 의하여 공진주파수는 높아지고 피-크치는 점점 작아짐을 알 수 있다.

전달함수의 식으로부터 特性方程式은 식(19)와 같이 구해진다.



(a) 레귤레이션 계



(b) 귀환 회로

그림 7. DC-DC 컨버터의 레귤레이션 시스템

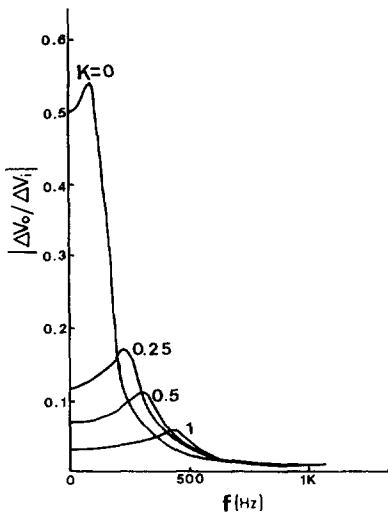


그림 8. 주파수에 대한 전달함수

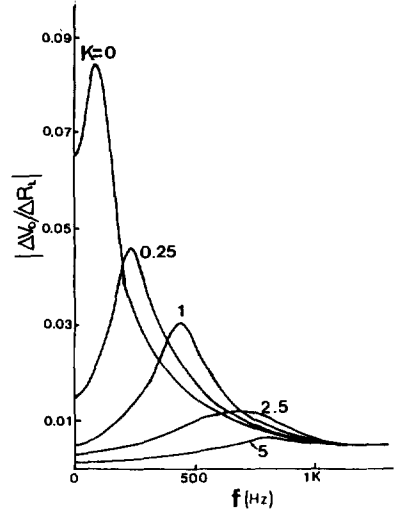


그림 9. 주파수에 대한 전달함수

$$\begin{aligned}
 H(s) &= P(s) + KG_{c0}(1 + s/\omega_z) \\
 &= (1/\omega_o)^2 s^2 + (2\delta/\omega_o + KG_{c0}/\omega_z) s + (1 + KG_{c0}) \\
 &= 0 \tag{19}
 \end{aligned}$$

이 식으로부터 전류환류형컨버터는 K의 값에 관계없이 不安定根이 없으므로 항상 안정하다는 점을 알 수 있다.

그러나, 실제적으로 귀환회로중에 誤差증폭기에 사용되는 연산증폭기는 1차위상지연을 가지므로 (16)식의 K는 다음과 같은 식으로 치환될 수 있다. (그림7-(b))

$$K(s) = \frac{K}{1 + Ws} \tag{20}$$

但, $W = PK / 2\pi GB, \frac{1}{P}$: 콤파레이터의 이득

GB : 誤差增幅器의 利得帶域幅積.

따라서 식(20)을 특성방정식의 식, (19)식의 K에代入하여 정리하면 특성방정식은 다음과 같이 새로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H(s) &= s^3 + \left\{ \frac{2\pi GB}{PK} + 2\delta\omega_o \right\} s^2 + \left\{ \frac{2\pi GB}{PK} 2\delta\omega_o \right. \\
 &+ \left. \frac{2\pi GRV_o}{PR_L DC} + \omega_o^2 \right\} s + \left\{ \frac{2\pi GB}{PK} \omega_o^2 + \right. \tag{21} \\
 &\left. \frac{2\pi GBV_o\omega_z}{PR_L DC} \right\} = 0
 \end{aligned}$$

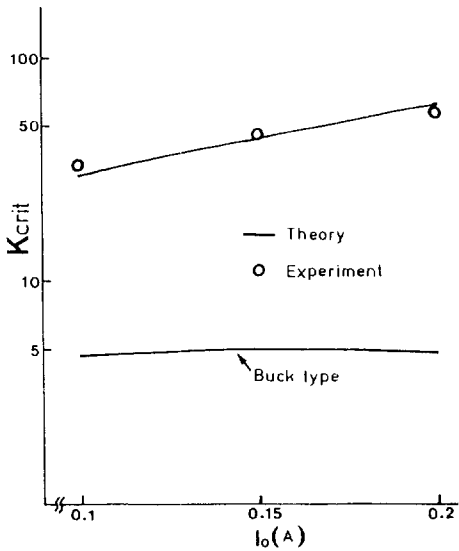


그림 10. 안정한계

안정성을 평가하기 위하여 Hurwitz의 안정판별법을 (21)식에 적용하면 안정과 불안정 사이의 경계에서, K의 값인 \$K_{crit}\$를 구할 수 있다. 그림 10은 출력전류의 변화에 대한 \$K_{crit}\$의 결과를 강압형회로의 결과와 비교해서 표시하고 있다. 각 곡선에 대하여 아래영역이 안정영역, 위가 불안정영역을 나타낸다. 이 결과로부터 電流選流形 DC-DC 콘버터는 그 안정성이 강압형회로에 비하여 대단히 우수하다는 점을 알 수 있다.

3.3 전류불연속모드에 대한 特性

부하저항이 클 경우, 리액터의 인덕턴스가 작을 경우 또는 時比率D가 25%이하의 범위에서는 그림 11에 나타내는 것처럼 리액터전류가 0으로 되는 기간 \$D_3T\$가 존재하는 전류불연속모드가 出現한다. 이 경우 전류연속모드의 경우와는 현저하게 다른 특성을 보인다. 그림 11에 보인 \$DT, D_2T, D_3T\$의 각 기간에 대한 3개의 상태방정식은 상태평균화법으로부터 次式과 같이 하나의 상태방정식으로 근사된다.

$$\frac{d\hat{X}}{dt} \cong A\hat{X} + bV_i \quad (22)$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2D}{L} \\ \frac{2D}{C} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} \frac{2(D-D_2)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\hat{X} = [i, \hat{v}_o]^T$$

이 경우 회로의 저항分の 영향은 아주 작으므로 무시하고 있다. 또 \$n=n_x=1\$을 가정하고 있다. 그림 11로부터 平均리액터電流 \$\hat{i}\$는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{i} = \frac{DT}{2L} (V_i - \hat{v}_o) \quad (23)$$

\$\hat{i}\$는 1次的 미소量이므로 상태평균화법에 있어서

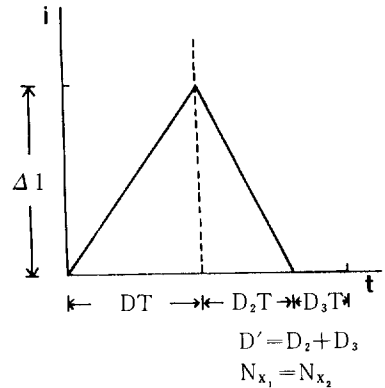


그림 11. 불연속모드에서 리액터 전류파형

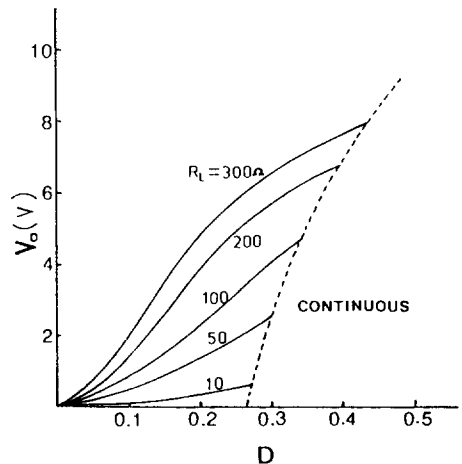


그림 12. 불연속모드에서 출력전압

$$\frac{di}{dt} = 0 \tag{24}$$

으로 놓을 수 있다. 式(22)로부터 정상상태에서의 출력 전압 V_o 및 리액터전류 I 는 다음과 같이 구해진다.

$$V_o = \left(1 - \frac{D_2}{D}\right) V_i \tag{25}$$

$$I = \left(1 - \frac{D_2}{D}\right) \frac{V_i}{2DR_1} \tag{26}$$

그림 12는 時比率 D 에 대한 出力전압 V_o 의 관계를 나타내고 있다. 이 결과 출력전압이 異常上昇하고 있다는 점을 알 수 있다. 動特性에 있어서 전달함수는 앞서의 방법에 준해서 구하면 입력전압의 변동에 대해서 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{\frac{D-D_2}{CR_1 D_2} \left(s + \frac{2\pi GB}{PK} \right)}{s^2 + \left(\frac{2\pi GB}{RK} + \frac{D}{CR_1 D_2} \right) s + \frac{2\pi GB}{CR_1 PK}} \tag{27}$$

$$\left(\frac{D}{D_2} + \frac{2V_o K}{D} \right)$$

이 결과로부터 전류불연속모드에서는 불안정현상은 일어나지 않음을 알 수 있다.

表 1. 各 컨버터의 정수

	강 압 형 (Buck)	승 압 형 (Boost)	승강압형 (Buck-boost)
정상상태의출력전압 V_o	$\frac{D}{1+Z_o/R_L} V_i$	$\frac{1}{D'} \cdot \frac{1}{1+Z_o/R_L} V_i$	$\frac{D}{nD'} \cdot \frac{1}{1+Z_o/R_L} V_i$
평균손실저항 r^*	$D r_1 + D' r_2$	$D r_1 + D' r_2$	$D r_1/n^2 + D' r_2$
출력임피던스 Z_o	r^*	$r^*/(D')^2$	$r^*/(D')^2$
	$\frac{1}{2R_L} \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{Z_o}{2}} \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{1}{2D'R_L} \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{D'Z_o}{2}} \sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{1}{2D'R_L} \sqrt{\frac{L}{C} + \frac{D'Z_o}{2}} \sqrt{\frac{C}{L}}$
ω_o	$\frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1+Z_o/R_L}$	$\frac{D'}{\sqrt{LC}} \sqrt{1+Z_o/R_L}$	$\frac{D'}{\sqrt{LC}} \sqrt{1+Z_o/R_L}$
G_{co}	$\frac{V_o}{D} \cdot \frac{1+r_2/R_L}{1+Z_o/R_L}$	$\frac{V_o}{D'} \cdot \frac{1 - \frac{r_1}{(D')^2 R_L}}{1+Z_o/R_L}$	$\frac{V_o}{DD'} \cdot \frac{1 - \frac{D r_1^* - D' r_2}{(D')^2 R_L}}{1+Z_o/R_L}$
ω_z	∞	$\frac{(D')^2 R_L}{L} \left\{ 1 - \frac{r_1}{(D')^2 R_L} \right\}$	$\frac{(D')^2 R_L}{DL} \left\{ 1 - \frac{D r_1^* - D' r_2}{(D')^2 R_L} \right\}$
G_{ro}	$\frac{Z_o V_o}{R_L^2} \cdot \frac{1}{1+Z_o/R_L}$	$\frac{Z_o V_o}{R_L^2} \cdot \frac{1}{1+Z_o/R_L}$	$\frac{Z_o V_o}{R_L^2} \cdot \frac{1}{1+Z_o/R_L}$
ω_r	Z_o/L	$(D')^2 Z_o/L$	$(D')^2 Z_o/L$

IV. 他 컨버터회로의 結果

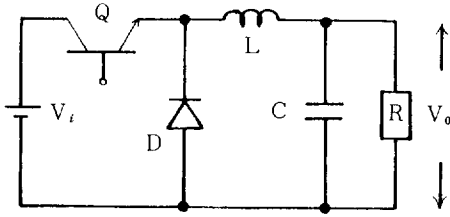
이 장에서는 상태평균화법을 전류환류회로 이외의 대표적인 회로방식인 강압형, 승압형, 승강압형컨버터에 적용하여 얻어진 특성을 表로서 정리하여 표시하고 서로 비교하므로써 특히 안정성의 우열을 가릴 수 있음을 보인다.

그림 13은 대표적인 강압형, 승압형, 승강압형 DC-DC 컨버터의 구성을 나타낸다. 또 表1은 이 회로들에 상태평균화법을 적용해서 구한 특성을 표시해주고 있다.⁹⁾

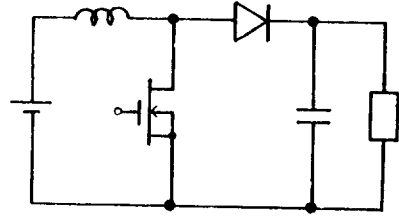
表1에서 各 회로의 ω_z 의 결과와 式(13)에서 주어지는 전류환류형의 ω_z 의 결과를 비교해 보면 승압회로와 승강압회로에서 $\omega_z > 0$, 강압회로에서 $\omega_z = \infty$, 전류환류회로에서 $\omega_z < 0$ 가 됨으로서 전류환류회로가 안정성에서 제일 우수하다는 점을 알 수 있다.

V. 結 論

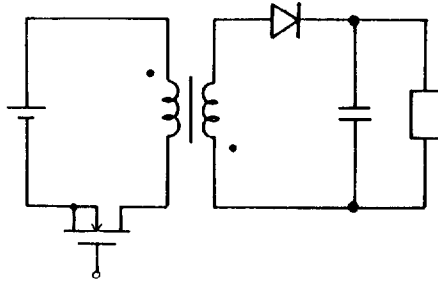
以上 DC-DC 컨버터의 해석에 유력한 수법으로서 널리 이용되고 있는 상태평균화법을 論議함과 동시에, 보다 손쉽게 컨버터의 해석을 행할 수 있고 또 통일적인 해석에 적합하다는 점을 보였다. 한편 상태평균화법을 적용하는데 곤란한 것에는 共振形컨버터, 스위



(a) 降壓形



(b) 昇壓形



(c) 昇降壓形

그림 13. DC-DC 컨버터의 회로

칭 Surge와 잡음, 스위칭 손실 등이 있다.

특히 컨버터의 한 종류로서 스위치素子에 흐르는 전류 또는素子에 걸리는 전압을 정현파狀으로 해서 손실 및 잡음을 억제하는데 특징이 있는 공진형 컨버터는 最近 많이 검토되기 시작한 회로방식이다. 이 컨버터는 전류 또는 전압이 정현파狀인 관계로 상태평균화법을 적용하기 곤란하므로 해서 State Plane 해석法 등 다른 해석법에 의한 적용이 검토되고 있는 중이다.

참 고 문 헌

- 1) R. D. Middlebrook and S. Čuk : "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stage", IEEE PESC '76 Record, pp. 18~34 (June, 1976)
- 2) 二宮 : "スイッチングレギュレータ-の基本特性と問題點" 電學誌, 100, 6, pp. 507~514 (June, 1980)
- 3) 金熙峻, 原田 : "電源에 에너지가 回生되는 電流形 DC-DC 컨버터의 解析", 대한전자공학 회논문지 Vol. 20, No. 4, pp. 41~46 (July, 1983)
- 4) K. Harada : "State of the Art in DC-to-DC Converters", IEEE INTELEC '83, pp. 35~42 (Oct. 1983)