

電源에 에너지가 回生되는 電流形 DC-DC 컨버터의 解析

(Analysis of the Current-Fed DC-DC Converter with Energy-Storage Reactor Feeding the Input)

金 熙 峻*, 原 田 耕 介**
(Heejun Kim and Kosuke HARADA)

要 約

DC-DC 컨버터의 한 가지 回路方式으로서 檢討되고 있는 電流形 DC-DC 컨버터는 (i) 트랜스의 偏磁現象이 일어나기 어렵다. (ii) 1個의 에너지 蓄積用 리액터를 使用함으로써 쉽게 多出力回路를 構成할 수 있다는 等 興味있는 特性을 가지고 있다. 本論文에서는 電流形 DC-DC 컨버터에 關하여 時比率이 50%이하의 경우 定常特性, 動特性 및 安定性を 狀態平均化法에 의하여 解析하고 實驗結果와의 比較 檢討를 行하였다. 그 結果 解析結果와 實驗結果는 양호한 一致를 보였고, 특히 安定성에 있어서는 귀환루프가 利得 K (=定數)의 理想 증폭기로 구성되는 경우 K 의 값에 關係없이 항상 安定하며 귀환루프에 位相지연 要素가 存在하는 경우에는 通常의 降壓形 DC-DC 컨버터에 比하여 현저하게 우수하다는 점에 명백해졌다.

Abstract

The current-fed DC-DC converter has only one energy storage reactor in series with the input for any number of outputs and is insensitive to transformer volt-second unbalance. It is considered that these properties of the converter are considerable advantages over other multiple-output circuits.

The steady-state and dynamic characteristic and stability for the current-fed DC-DC converter are analyzed in detail. The analysis is carried out by the state-space averaging method for the operation with the duty ratio less than 50% and is confirmed by the experiment.

From the evaluation of stability it is identified that the stability of this converter is excellent as compared with that of the conventional buck type converter.

I. 序 論

最近 DC-DC 컨버터의 한 가지 回路方式으로 電流形 DC-DC 컨버터가 檢討되고 있다.^{[1][2]} 이 方式은 그 重要한 특징으로, i) 트랜스의 偏磁現象이 일어나기 어렵다. ii) 1個의 蓄積 에너지用 리액터를 使用함으로써 쉽게 多出力을 構成할 수 있다. 等 興味

있는 特性을 들 수 있다.

그러나 이 컨버터의 電流 不連續 모오드에 대한 特性을 포함한 詳細한 解析은 아직 行해지지 않고 있다. 本論文에서는 대표적인 電流形 DC-DC 컨버터에 關하여, 時比率 D 가 50%이하의 경우 i) 定常狀態 特性, ii) 動特性 및 安定性, iii) 電流 不連續 모오드에 대한 特性 等を 狀態平均化法^[3]을 利用하여 解析하고 實驗에 의해 그 特性을 확인하였다. 특히 安定성에 있어서 귀환회로에 位相지연 要素가 存在하는 경우^[4] 通常의 降壓形 컨버터에 比하여 우수한 安定성을 갖

*正會員, **非會員, 九州大学 工学部 電子工学科
(Faculty of Engineering, Kyushu Univ.)

接受日字: 1983年 5月 10日

는다는 점을 명백히 밝혔다.

II. 回路 및 가정

그림 1 및 2에 電流形 DC-DC 컨버터의 대표적인 回路를 표시하였다. 병렬 인버터의 電源側에 2 卷線 리액터 X가 삽입되어 있다. 스위치 Q₁ 또는 Q₂가 ON일때 변압기 T를 통하여 電力이 부하에 전달된다. 다음 Q₁ 및 Q₂가 OFF일때 그림 1에서는 電力이 부하에 전달되고 그림 2에서는 入力側에 回流된다. 여기서 그림 1의 回路는 리액터 X 및 변압기 T의 捲數에 대하여 n_x = N_{x2}/N_{x1} = n = N_B/N_A = 1의 조건이 만족되는 경우 降壓形 컨버터와 똑같은 특성을 갖게 된다.

따라서 本論文에서는 그림 2의 回路, 즉 入力電壓 V₁를 入力側에 클램프시키는 回路를 中心으로 考察한다.

우선, 그림 3에 理想化한 各部의 波形을 나타내었다. 同圖에 있어서 (a), (b)는 스위치 Q₁, Q₂의 구동과형을 표시하고, (c), (d)는 스위칭 素子로 사용하는 MOSFET의 드레인-소오스間 電壓과형을 표시하고 있다. Q₁ 또는 Q₂의 狀態에 의하여 그림 2의 回路에 대해 다음과 같은 狀態方程式이 얻어진다.

狀態 I (Q₁ 또는 Q₂가 ON일때)에 대하여

$$\frac{dx}{dt} = A_1x + b_1V_1 \quad (1)$$

狀態 II (Q₁ 및 Q₂가 OFF일때)에 대하여

$$\frac{dx}{dt} = A_2x + b_2V_2 \quad (2)$$

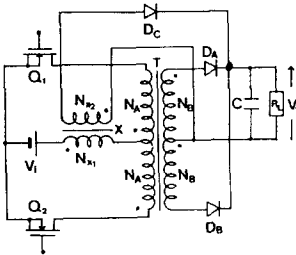


그림 1. 出力 結合形 電流形 DC-DC 컨버터 回路

Fig. 1. Circuit of current-fed DC-DC converter with energy storage reactor feeding to the output.

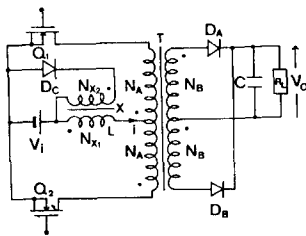


그림 2. 入力 結合形 電流形 DC-DC 컨버터 回路

Fig. 2. Circuit of current-fed DC-DC converter with energy storage reactor feeding to the input.

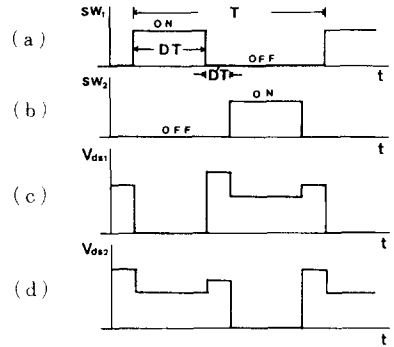


그림 3. 스위치 Q₁, Q₂에 있어서 理想化한 구동波形 (a), (b) 및 스위칭 波形 (c), (d)

Fig. 3. Idealized waveforms of switch drive (a), (b) and switching (c), (d) of switch Q₁ and Q₂.

狀態平均化法에 의하여 식 (1), (2)는 다음식과 같이 하나의 狀態方程式으로 近似된다.

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + bV \quad (3)$$

여기서

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} r_d & -\frac{1}{nL} \\ \frac{1}{nC} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad b_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$V_1 = V_t - V_b/n \quad (4)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{n_x^2 L} r_r & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad b_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{n_x L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$V_2 = V_t + V_{b_c} \quad (5)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2}{L} \left(D r_d + \frac{D'}{n_x^2} r_r \right) & -\frac{2D}{nL} \\ \frac{2D}{nC} & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}$$

$$bV = \begin{bmatrix} \frac{2D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_1 + \begin{bmatrix} -\frac{2D'}{n_x L} \\ 0 \end{bmatrix} V_2 \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x} &= [i \quad v_o]^T, \hat{\mathbf{x}} = [\hat{i} \quad \hat{v}_o]^T \\ D' &= 1/2 - D \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

단 r_a, r_f 는 狀態 I 및 II의 각각에 대응하는 回路의 抵抗分, i 는 리액터 電流 그리고 V_o, V_{dc} 는 다이오드 $D_A(D_B), D_C$ 의 ON電壓이고 MOSFET는 理想的인 스위치로 하고 평활 콘덴서의 抵抗分은 무시한다.

III. 定常特性

定常狀態에서 出力電壓 V_o 는 식 (3)에서 $di/dt = 0, dv_o/dt = 0$ 으로 했을 때 다음과 같이 얻어진다.

$$V_o = \frac{2nR_L D}{n^2 r^* + 2R_L D^2} \left\{ \left(D - \frac{D'}{n_x} \right) V_i - \left(\frac{D}{n} V_o + \frac{D'}{n_x} V_{dc} \right) \right\} \quad (8)$$

단 $r^* = Dr_a + D'r_f/n_x^2$

式 (8)로부터, $V_o > 0$ 이기때문에 D 의 存在範圍는

$$D > \frac{1}{2n_x} \frac{V_i + V_{dc}}{\left(1 + \frac{1}{n_x} \right) V_i + \frac{V_{dc}}{n_x} - \frac{V_D}{n}} \quad (9)$$

가 된다.

이 범위外에서는 電流不連續 모오드가 나타난다.

그림 4는 電流連續 모오드에서 時比率 D 에 대한 出力電壓 V_o 의 關係를 표시하는 計算 및 實驗結果이고 $V_i = 10V, n = n_x = 1, r_a = 0.7\Omega, r_f = 0.2\Omega, V_D = V_{dc} = 0.7V$ 의 경우를 표시하고 있다.

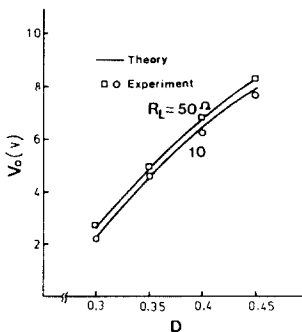


그림 4. 時比率 D 에 대한 出力전압

Fig. 4. Output voltage vs. duty ratio D .

1. 動特性

그림 2의 컨버터에 대하여 入力電壓, 時比率 및 부하저항에 미소변동이 생긴 경우의 動特性을 고찰한다. 式 (1), (2), (3)에 있어서 時比率, 入力電壓 및 부하저항의 미소변동분에 대하여 高次的의 항을 무시하여 線形근사⁵⁾를 행하면 컨버터의 전달함수로서 次式이 얻어진다.

$$\frac{\Delta \hat{\mathbf{x}}(s)}{\Delta D(s)} \cong 2(sI - \mathbf{A})^{-1} [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \hat{\mathbf{x}} + (\mathbf{b}_1 - \mathbf{b}_2) V_i] \quad (10)$$

$$\frac{\Delta \hat{\mathbf{x}}(s)}{\Delta V_i(s)} \cong (sI - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{b} \quad (11)$$

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

여기서 解析의 간명함을 위해 다이오드는 理想的인 素子로 한다. 式 (10)~(11)으로부터 $n = n_x = 1$ 일때 이 컨버터의 각 전달함수는

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

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

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

가 된다.

여기서

$$P(s) = 1 + \frac{2\delta}{\omega_o} s + \frac{1}{\omega_o^2} s^2 \quad (16)$$

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

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

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

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

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

IV. 動特性 및 安定性

$$G_{r0} = \frac{r^*V_o}{R_L(r^* + 2D^2R_L)}$$

$$\omega_r = \frac{2r^*}{L} \tag{17}$$

이상은 귀환을 행하지 않은 경우 콘버터의 動特性이나 여기에 出力電壓이 一定하게끔 귀환을 행하고 귀환루프는 利得 K(=定數)의 理想 증폭기로 구성된다고 하면

$$\Delta D(s) = -K\Delta V_o(s) \tag{18}$$

가 되고 式 (13)~(18)으로부터 레귤레이터 전체에 대한 전달함수는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_L(s)} &= \frac{G_f(s)}{1 + KG_c(s)} \tag{19} \\ &= \frac{G_{r0}}{P(s) + KG_{c0}(1 + s/\omega_z)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_o(s)}{\Delta R_L(s)} &= \frac{G_r(s)}{1 + KG_c(s)} \\ &= \frac{G_{r0}(1 + s/\omega_r)}{P(s) + KG_{c0}(1 + s/\omega_z)} \tag{20} \end{aligned}$$

2. 安定性

전달함수 式 (24), (25)의 特性方程式은

$$H(s) = P(s) + KG_{c0}(1 + s/\omega_z) = 0 \tag{21}$$

가 된다. 式 (17) 및 (21)으로부터, K의 값에 관계없이 不安定根은 없으므로 電流形 DC-DC 콘버터는 항상 安定함을 알 수 있다. 그러나 실제적으로 귀환제어系中에서 오차증폭기로 사용되는 연산 증폭기는 1次 지연의 pole을 가지며 따라서 式 (18)의 K는 그림 5에 표시하는 것처럼

$$K(s) = \frac{K}{1 + Ws} \tag{22}$$

로 치환할 수가 있다.

따라서 式 (21)의 K 대신에 式 (22)를 대입하여 정리하면 特性方程式은 다음과 같아진다.

$$\begin{aligned} H'(s) &= s^3 + \left\{ \frac{2\pi GB}{PK} + 2\delta\omega_o \right\} s^2 \\ &+ \left\{ \frac{2\pi GB}{PK} \cdot 2\delta\omega_o + \frac{2\pi GBV_o}{PR_L DC} + \omega_o^2 \right\} s \end{aligned}$$

$$+ \left\{ \frac{2\pi GB}{PK} \omega_o^2 + \frac{2\pi GBV_o\omega_z}{PR_L DC} \right\} = 0 \tag{23}$$

여기서, $\omega = PK/2\pi GB$, $1/P$: 콤파레이터의 利得
GB: 오차 증폭기의 利得帶域幅積

安定性의 評價를 위해 式 (23)에 Routh-Hurwitz의 判別法을 적용하여 구한 安定限界의 K를 K_c 로 놓으면 다음과 같은 式을 얻는다.

$$aK_c + bK_c + c = 0 \tag{24}$$

여기서

$$\begin{aligned} a &= \frac{\pi GBPV_o(L + 2r^*R_L C)}{R_L^2 C^2 LD} \\ &+ \frac{(r^* + 2R_L D^2)(L + 2r^*R_L C)P^2}{(R_L LC)^2} \\ &- \frac{\pi GBPV_o\omega_z}{R_L DC} \\ b &= \frac{2\pi^2(GB)^2V_o}{R_L DC} + \frac{\pi GBP(L + 2r^*CR_L)^2}{(R_L LC)^2} \tag{25} \end{aligned}$$

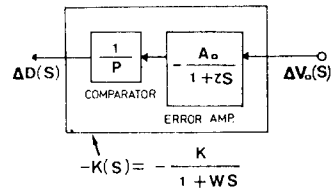


그림 5. 귀환회로의 블록圖

Fig. 5. Block diagram of feedback circuit.

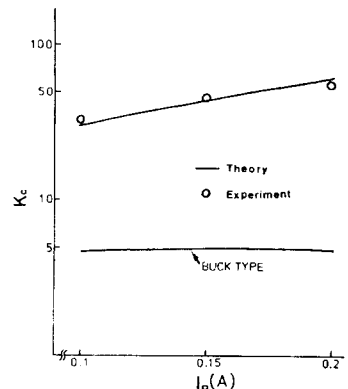


그림 6. 安定限界

Fig. 6. Boundary of stability.

$$c = \frac{2\pi^2 (GB)^2 (L + 2r \cdot CR_L)}{R_L LC}$$

따라서 式 (24)의 解로부터 K_c 를 구할 수가 있다.
그림 6에 出力電流 I_o 의 변화에 대한 K_c 의 實驗 및 計算結果를 通常의 降壓形 DC-DC 콘버터의 경우와 비교하여 표시하였다. 各 曲線에 대하여 아래가 安定, 위가 不安定의 영역을 나타낸다. 이것으로부터 電流形 DC-DC 콘버터의 경우 그 安定성은 降壓形에 비하여 대단히 우수하다는 점을 알 수 있다.

V. 電流 不連續 모드에 대한 特性

부하저항 R_L 이 클 경우, 리액터의 인덕턴스 L 이 작을 경우, 또는 式 (9)가 표시하는 D 의 범위 밖에서는 그림 7에 표시하는 것처럼 리액터 電流가 영으로 되는 期間 $D_2 T$ 가 생기는 電流不連續 모드가 出現한다. 이 경우 電流連續 모드의 경우와는 현저하게 다른 特性을 보인다. 그림 7에 나타낸 $DT, D_2 T, D_3 T$ 의 各 期間에 대한 3개의 狀態方程式은 狀態平均化法으로부터 次式과 같이 하나의 狀態方程式으로 近似된다.

$$\frac{d\hat{x}}{dt} \approx A\hat{x} + bV_i \tag{26}$$

여기서

$$A = \begin{bmatrix} 0, & -\frac{2L}{L} \\ \frac{2D}{C}, & -\frac{1}{CR_L} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} \frac{2}{L} (D - D_2) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{27}$$

이 경우 回路의 저항분의 영향은 미약하므로 무시하기로 한다. 그리고 $n = n_x = 1$, 다이오드는 理想的인 素子라 한다. 平均 리액터 電流 \hat{i} 는 그림 7로부터

$$\hat{i} = \frac{DT}{L} (V_i - \hat{v}_o) \tag{28}$$

로 표시되고, \hat{i} 는 1次的 미소량이므로 狀態平均化法에 있어서

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = 0 \tag{29}$$

으로 놓을 수가 있다.

式 (26)으로부터 定常狀態에서의 出力電壓 V_o 및 리액터 電流 I 는

$$V_o = \left(1 - \frac{D_2}{D}\right) V_i \tag{30}$$

$$I = \left(1 - \frac{D_2}{D}\right) \frac{V_i}{2DR_L} \tag{31}$$

가 된다.

여기서 式 (28), (30), (31)으로부터 D_2 는 다음과 같아진다.

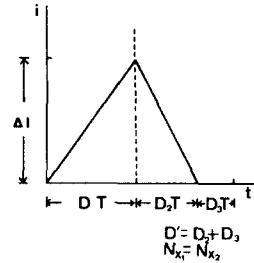
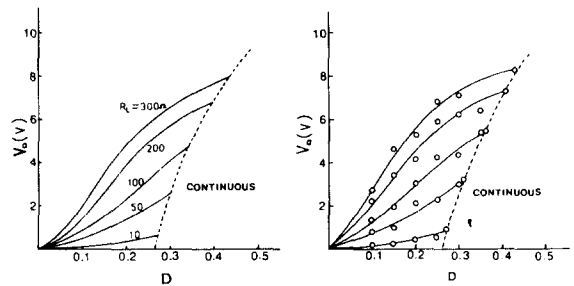
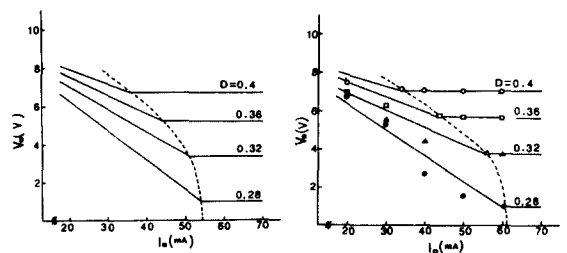


그림 7. 電流 不連續 모드에서 리액터 전류波형
Fig. 7. Reactor current waveform in the discontinuous conduction mode.



(a) 이론치 (b) 실험치
 $V_i = 10V, L = 0.6mH, T = 50\mu sec$

그림 8. 時比率 D 에 대한 出力電壓
Fig. 8. Output voltage vs. duty ratio D .



(a) 이론치 (b) 실험치
 $V_i = 10V, L = 0.6mH, T = 50\mu sec$

그림 9. 出力電流에 대한 出力電壓
Fig. 9. Output voltage vs. output current.

$$D_2 = \frac{D}{1 + \frac{D^2 TR_L}{L}} \quad (32)$$

그림 8은 時比率 D에 대한 出力전압 V_o 의 관계, 그림 9는 出力電流 I_o 에 대한 出力전압 V_o 의 관계를 나타내는 計算 및 實驗結果이다. 이 結果, 出力전압이 異常上昇하고 있다는 점을 알 수 있다.

그림 10은 레귤레이션 機構를 표시하고 있다. 귀환定數를 K라고 할때 귀환特性은 다음과 같아 진다.

$$D - D_p = -K(V_o - V_{o,p}) \quad (33)$$

式 (32), (33)을 式 (30)에 대입하여 정리하면 出力電壓은 次式으로 표시된다.

$$aV_o^2 + bV_o + cV_o + d = 0 \quad (34)$$

여기서

$$\begin{aligned} a &= 2TK^2 \\ b &= -2TK\{KV_i + 2(D_p + KV_{o,p})\} \\ c &= KT\{4V_i(D_p + KV_{o,p}) \\ &\quad + 2T(D_p^2 + 2KV_{o,p}D_p + K^2V_{o,p}^2)\} \\ d &= 2LI_o - 2TV_i(D_p^2 + 2KV_{o,p}D_p + K^2V_{o,p}^2) \end{aligned} \quad (35)$$

그림 11은 $D_p=0.34$, $V_{o,p}=5V$ 의 경우, K를 파라미터로 하여 出力전압과 出力전류의 관계를 나타내는 計算 및 實驗結果이다. 이것으로부터 出力 전압의 異常上昇은 K를 충분히 크게 해주므로서 改善된다는 점을 알 수 있다.

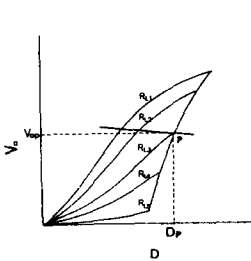


그림 10. 레귤레이션 機構
Fig. 10. Regulation mechanism.

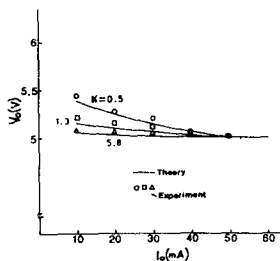


그림 11. 出力電流에 대한 出力電壓 vs. output current.

動特性에 있어서 레귤레이터 全體系에 대한 전달함수는 式 (26), (28), (29)에 미소변동을 고려하고, 그림 5의 귀환 루프를 적용하면 入力 전압 변동에 대하여

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_i(s)} = \frac{\frac{1}{CR_L} \left(\frac{D-D_2}{D_2} \right) \left(s + \frac{2\pi GB}{RK} \right)}{s^2 + \left(\frac{2\pi GB}{PK} + \frac{D}{CR_L D_2} \right) s + \frac{2\pi GB}{CR_L PK} \left(\frac{D}{D_2} + \frac{2V_o K}{D} \right)} \quad (36)$$

로 표시된다. 式 (36)으로부터 電流 不連續 모오드에서는 電流 連續 모오드에서와 같은 不安定現象은 일어나지 않는다는 점을 알 수 있다.

VI. 結 論

이상의 論議로부터 전형적인 電流形 DC-DC 컨버터에 있어서 時比率가 50% 이하의 경우, 定常特性, 動特性 및 安定性, 電流不連續 모오드에 대한 特性이 解析적으로 명백해졌다. 특히 안정성에 있어서는 降壓形 컨버터에 비해 대단히 우수하다는 점을 알 수 있었다

參 考 文 獻

- [1] R. Real and N.O. Sokal, "Push-pull current-fed multioutput regulated wide-input range DC-DC power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio: operation at duty ratio below 50%", *PESC Record*, pp 204-212, 1981.
- [2] V.J. Thottuvellil, T.G. Wilson and H.A. Owen, "Analysis and design of a push-pull current-fed converter", *PESC Record* pp 192-203, 1981.
- [3] R.D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified power stage", *PESC Record*, pp. 18-34, 1976.
- [4] K. HARADA and T. Nabeshima, "Dynamic characteristics of switching regulators", *26 Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau*, pp. 29-32, Sept. 1981.
- [5] 二宮, "スイッチングレギュレータ의 基本特性と 問題点", *電学誌*, 100. 6, pp. 29-36, 昭55-6.