

DC-DC컨버터의 다출력화에 따른 정상특성 및 안정성해석

Steady-State and Stability Analysis of Multioutput DC-DC Converter

金能秀*, 李允鍾**, 金熙峻[§]
(Neung-Soo Kim · Yoon-Jong Lee · Hee-Jun Kim)

요 약

본 논문에서는 DC-DC컨버터회로에 있어서 구조상의 특징으로 다출력화에 큰 잇점을 갖는 전류환류형회로를 택하여 정상특성, 동특성 및 안정성에 관한 해석을 하였다.

해석방법으로서는 상태평균화법을 이용하였으며, 그 결과 정상특성에서는 회로의 2차측 등가저항에 의해서 두 출력사이에 오차가 존재함을 알았고, 종래의 컨버터회로중 가장 안정성이 뛰어나다고 알려져 왔던 전류환류형회로가 다출력회로에 있어서도 뛰어난 안정성을 보이고 있음을 입증하였다.

Abstract-The dynamic characteristics and stability including steady state characteristic of the current-fed DC-to-DC converter with multioutput, which has a considerable advantage about the multioutput circuit, are analyzed in this paper. It is performed by using the steady state averaging method. As result, we know that the error, which is caused by secondary winding resistance of the transformer, exists between the two outputs in the steady state characteristics.

Furthermore, it is verified that the current-fed DC-to-DC converter has also excellent stability in the multioutput application.

1. 서 론

전자기기의 소형화, 경량화 및 고효율화를 특징으로 하는 스위칭전원은 현재, 컴퓨터와 그 주변단말장치 등의 OA기기를 비롯하여 FA기기용, 통신기기용 등 여러분야의 전자기기용 전원으로서 폭넓게 이용되고 있다. 그리고 최근에는 전자부품의 성

능향상으로 기기의 고밀도화가 빠른속도로 이루어지고 있음에 따라, 하나의 입력전원으로부터 전압레벨 혹은 극성이 다른 복수개의 독립된 출력을 얻는 다출력 스위칭 전원의 필요성이 증가하게 되었다.

이 경우 스위칭전원내의 DC-DC컨버터회로에 있어서 변압기 2차측에 복수개의 출력권선을 설치하고, 어느 특정한 출력으로부터 부귀환을 걸어 스위치의 시비율을 제어함으로써 다른 모든 출력 전압들을 안정화시키는 연구가 행해지고 있다.^{1), 2)}

DC-DC컨버터의 회로방식중 전류환류형 컨버터의 특징은 하나의 리액터로 다출력회로를 쉽게 구성할 수 있고, 입력 전원측에 2권선 리액터가 삽입

* 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 博士過程

** 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

[§] 正 會 員 : 漢陽大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博

接受日子 : 1988年 4月 27日

1次修正 : 1988年 6月 23日

되어 변압기의 변자현상이 억제되며²⁾ 또한 기존 컨버터회로중 안정성이 가장 좋은 회로방식으로 알려져 왔다. 그러나 이들 특종중 회로구조상 나타나는 장점인 다출력회로에 대해서는 아직 자세한 해석이 행해지지 않고 있는 실정이다.

본 논문에서는 전류환류형 2출력 DC-DC컨버터의 정상특성을 포함한 동특성 및 안정성을 상태평준화법에^{3), 4)} 의해 해석하였으며, 특히 안정성의 면에서 포워드컨버터와 비교함으로써 다출력회로구성에서도 전류환류형 DC-DC컨버터가 높은 안정성을 보이고 있음을 이론과 실험을 통하여 입증하였다.

2. 회로구성 및 동작특성

그림 1에 전류환류형 포워드형 다출력 DC-DC컨버터회로를 나타낸다. 회로구성을 비교해보면 그림 1(a)의 전류환류형회로에서는 회로구성의 특징으로서 단지 하나의 리액터 X를 가지고서도 다출력을 얻을 수 있는 잇점을 가지고 있는 반면, 그림 1

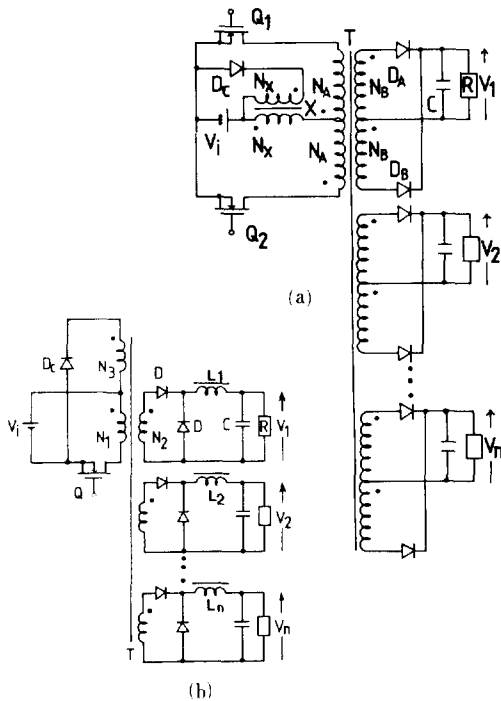


그림 1 다출력 DC-DC컨버터회로
 (a) 전류환류형 (b) 포워드형
Fig. 1 Circuits of multioutputs DC-DC converter.
 (a) Current-fed type
 (b) Forward type

(b)에서와 같이 포워드형 회로인 경우 n개의 출력에 대해서는 n개의 리액터(L)를 필요로 함을 알 수 있다.

그림 2에 전류환류형 2출력 DC-DC컨버터의 기본회로를 보았다. 이 회로는 입력측에 2권선 리액터 X가 직렬로 삽입되어 있어 변압기 T가 변자현상을 일으키는 것을 막아준다. 스위치 Q1 또는 Q2

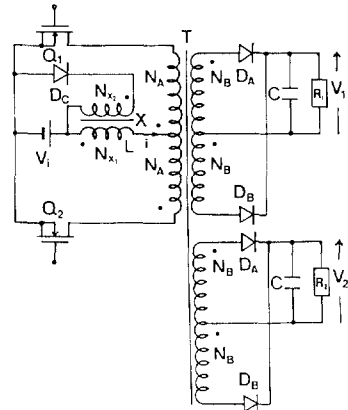
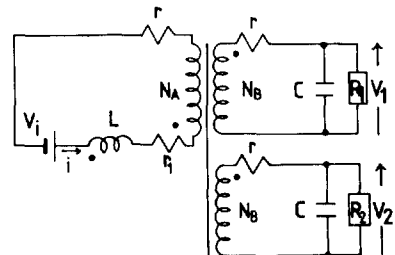
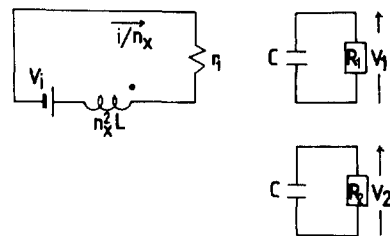


그림 2 전류환류형 DC-DC컨버터의 기본회로
Fig. 2 Basic circuit of current-fed DC-DC Converter.



(a) 상태 I (Q1 또는 Q2가 ON일때)



(b) 상태 II (Q1 또는 Q2가 OFF일때)

그림 3 등가회로
Fig. 3 Equivalent circuits.

가 ON일 때 변압기 T를 통해 입력전원이 2개의 출력에 전달되고, 리액터 X에는 권선 N_{x1} 을 통하여 에너지가 축적된다. 다음에 Q_1 및 Q_2 가 OFF되면 리액터에 축적된 에너지는 환류다이오드 D_c 를 통하여 입력으로 회생된다. 여기서 Q_1 또는 Q_2 가 ON인 시간을 상태 I, Q_1 및 Q_2 가 OFF인 시간을 상태 II라 했을 때의 각 상태를 나타내는 등가회로를 그림 3에 나타내었다. 스위치 Q_1 에 관하여, 현재 ON되는 시점으로부터 다음 ON되는 시점까지의 시간을 한주기 T_s 라 했을 때, push-pull 회로의 대칭성으로 인하여 한주기 T_s 동안에 상태 I 및 상태 II가 각각 두번씩 나타나게 되므로 상태 I에 관한 시비율 D의 최대값은 0.5임을 알 수 있게 된다.

그림 3으로 부터 각 상태에 대한 상태 방정식은 다음과 같다.

상태 I : (Q_1 또는 Q_2 가 ON일 때)

$$d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A}_1\mathbf{X} + \mathbf{b}_1V_i \quad (1)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_a}{L}, & -\frac{1}{2L}, & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{2C}, & -\frac{1}{C}\left(\frac{1}{2r} + \frac{1}{R_1}\right), & \frac{1}{2rC} \\ \frac{1}{2C}, & \frac{1}{2rC}, & -\frac{1}{C}\left(\frac{1}{2r} + \frac{1}{R_2}\right) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} i \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

상태 II : (Q_1 또는 Q_2 가 OFF일 때)

$$d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A}_2\mathbf{X} + \mathbf{b}_2V_i \quad (2)$$

$$\text{단, } \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L}, & 0, & 0 \\ 0, & -\frac{1}{CR_1}, & 0 \\ 0, & 0, & -\frac{1}{CR_2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

상태평균화법에 의하여 식(1) 및 식(2)가 선형이라는 가정하에 평균화된 하나의 상태방정식을 구하면 다음과 같이 된다.

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

$$\text{단, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{r^*}{L}, & -\frac{D}{L}, & -\frac{D}{L} \\ \frac{D}{C}, & -\left(\frac{D}{rC} + \frac{1}{CR_1}\right), & \frac{D}{rC} \\ \frac{D}{C}, & \frac{D}{rC}, & -\left(\frac{D}{rC} + \frac{1}{CR_2}\right) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} \frac{2(D-D')}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} i \\ \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{bmatrix}$$

$$r^* = 2Dr_a + 2Dr_1, \quad r_a = r_1 + \frac{3}{2}r, \quad D + D' = 0.5$$

여기서 D는 상태 I의 시간에 관한 시비율을 나타내고, r_a 및 r_1 은 각각 상태 I 및 상태 II에 대응하는 회로의 저항분이며 r은 상태 I에서 2차측 회로의 저항분을 표시한다. 그리고 해석을 간단하게 하기 위하여 MOSFET, 다이오드는 이상적인 소자로 가정하고 리액터 및 변압기의 권선비에 관하여 $N_{x1} = N_{x2}$, $N_A = N_B$ 임을 가정한다. 정상상태에 있어서 2개의 출력 V_1 , V_2 는 식(3)에서 $d\hat{\mathbf{X}}/dt = \mathbf{A}\cdot\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{b}\cdot V_i = 0$ 으로 했을 때 다음과 같이 구해진다.

$$V_1 = \frac{D \cdot V_i (r + 2D \cdot R_2)}{A \cdot r \cdot R_2} \quad (4)$$

$$V_2 = \frac{D \cdot V_i (r + 2D \cdot R_1)}{A \cdot r \cdot R_1} \quad (5)$$

단, $V = 2(D - D')V_i$

$$A = r^* \left(\frac{D}{r} + \frac{1}{R_1} \right) \left(\frac{D}{r} + \frac{1}{R_2} \right) + D^2 \left(\frac{2D}{r} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + \frac{D^2}{r} (2D - \frac{r^*}{r})$$

또한 두 출력전압의 비는 식(4)와 식(5)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_f = \frac{V_1}{V_2} = \frac{rR_1 + 2DR_1R_2}{rR_2 + 2DR_1R_2} \quad (6)$$

그림 4에 I_1 ($= \frac{V_i}{R_1}$)을 변화시켰을 때의 출력전압 V_1 , V_2 그리고 그림 5에 출력전압비의 실험 및 계

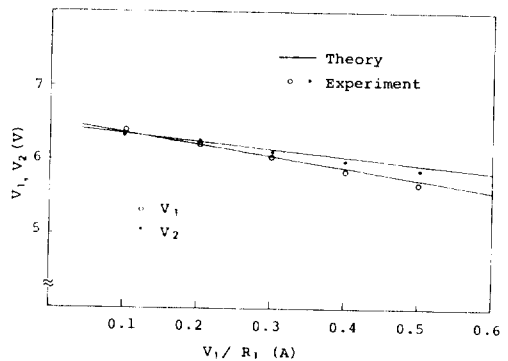


그림 4 I_1 에 대한 출력전압

Fig. 4 Output Voltage for I_1 .

$$\left(V_i = 10V, R_2 = 50\Omega, r = 0.4\Omega, r^* = 0.75\Omega, D = 0.375, f_s = 50KHz \right)$$

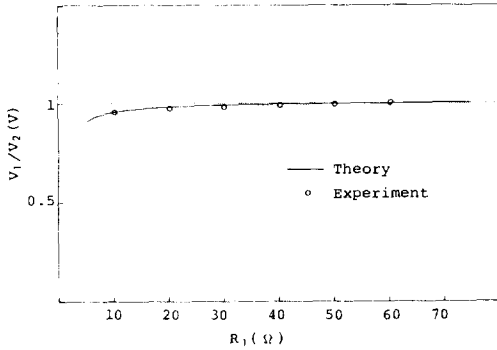


그림 5 출력전압비

Fig. 5 Output voltage ratio.
 ($V_i=10V, R_2=50\Omega, r=0.4\Omega, r_1=0.3\Omega$)
 ($D=0.375, r^*=0.75\Omega, f_s=50KHz$)

산 결과를 나타내고 있다. 식(4)~(6)과 그림4 및 그림5로 부터 각 출력단 부하 R_1, R_2 가 틀리는 경우 2차측 회로의 저항분 r 의 존재에 의하여 두 출력 전압사이에 차가 생기는 것을 알 수 있다.

3. 동특성

그림 2의 컨버터에 대하여 입력전압, 시비율 및 부하저항에 미소변동이 생긴 경우의 동특성을 고찰한다. 식(2)에 있어서 시비율, 입력전압 및 부하저항의 미소변동분에 대하여 고차의 항을 무시하여 선형으로 근사를 하면 컨버터의 전달함수로서 다음식이 얻어진다.

$$\frac{\Delta \tilde{X}(s)}{\Delta D(s)} \cong 2 \{ (A_1 - A_2) \tilde{X} + (b_1 - b_2) V_i \} / (sI - A) \quad (7)$$

$$\frac{\Delta \tilde{X}(s)}{\Delta V_i(s)} \cong b / (sI - A) \quad (8)$$

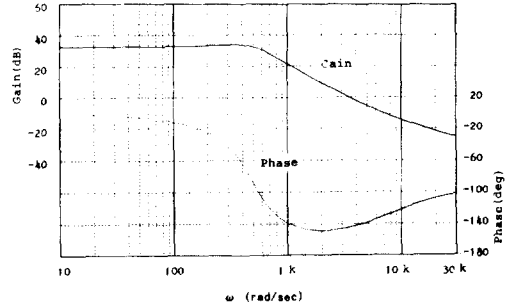
$$\frac{\Delta \tilde{X}(s)}{\Delta R_1(s)} \cong \tilde{X} (\partial A / \partial R_1) / (sI - A) \quad (9)$$

식(7)~식(9)로 부터 출력전압 V_1 에 관한 이 컨버터의 전달함수는 각각 다음과 같다.

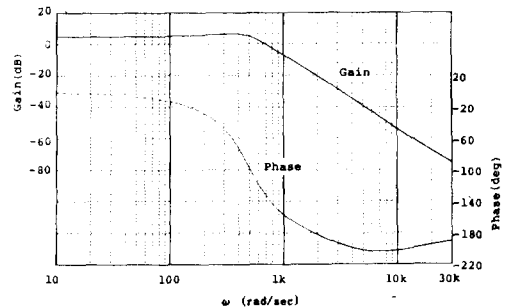
$$G_c(s) = \frac{\Delta V_1(s)}{\Delta D(s)} \cong 2 [A_{21} \{ (r_1 - r_d) I - (V_1 + V_2) / 2 \} / L + A_{22} (I - V_1 / r + V_2 / r) / 2C + A_{23} (I - V_1 / r - V_2 / r) / 2C] / |sI - A| \quad (10)$$

$$G_f(s) = \frac{\Delta V_1(s)}{\Delta V_i(s)} \cong 2 \cdot A_{21} (D - D') / (L \cdot |sI - A|) \quad (11)$$

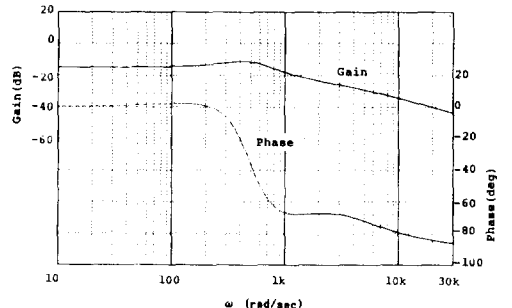
$$G_r(s) = \frac{\Delta V_1(s)}{\Delta R_1(s)} \cong V_1 \cdot A_{22} / (CR \cdot |sI - A|) \quad (12)$$



(a) $G_c(s) = \Delta V_1(s) / \Delta D(s)$



(b) $G_f(s) = \Delta V_1(s) / \Delta V_i(s)$



(c) $G_r(s) = \Delta V_1(s) / \Delta R_1(s)$

그림 6 전달함수에 대한 보드선도

Fig. 6 Bode plot of a transfer function.

$$\left(L=1mH, C=1000\mu F, V_i=10V, D=0.375 \right)$$

$$\left(V_1=5V, V_2=5V, GB=5 \times 10^5, R_2=50\Omega \right)$$

$$\left(r=0.4\Omega, r^*=0.75\Omega, r_1=0.75\Omega, P=6W \right)$$

단,

$$I = -V \{ (D/rC + 1/CR_1) (D/rC + 1/CR_2) - D^2/r^2C^2 \} / L \cdot |A|$$

$$A_{21} = D \{ s + (2DR_2 + r) / (rCR_2) \} / C$$

$$A_{22} = s^2 + (r^*rCR_2 + LDR_2 + rL) / rLCR_2 + \{ r^*(DR_2 + r) + rD^2R_2 \} / rLCR_2$$

$$A_{23} = D \{ s + (r^* - rD) / L \} / rC$$

그림 6은 식(10)~식(12)로 표시되는 각 전달함수에

대한 각(角) 주파수대 이득 및 위상특성의 계산결과를 나타낸다. 이 결과로 부터 전달함수내 영점의 존재에 의하여 위상여유가 증가하고 있음을 알 수 있다.

4. 안정성

그림 2의 콘버터회로에서 출력을 안정화시키기 위하여 출력 1 (V₁)로 부터 부귀환을 걸었을 때, 귀환루프는 이득 K(=정수)의 이상증폭기로 구성된다고 하면

$$\Delta D(s) = -K \Delta V_1(s) \tag{13}$$

가 되고 식(10)~식(13)으로 부터 레플레이터 전체계에 대한 전달함수는 다음과 같이 된다.

$$\Delta V_1(s) / \Delta V_i(s) = G_r(s) / (1 + K \cdot G_c(s)) \tag{14}$$

$$\Delta V_1(s) / \Delta R_1(s) = G_r(s) / (1 + K \cdot G_c(s)) \tag{15}$$

이때 식(14), 식(15)에서 특성방정식은

$$H(s) = 1 + K \cdot G_c(s) = 0 \tag{16}$$

이 된다. 식(16)으로 부터 K의 값에 관계없이 불안정근은 없으므로 전류형 DC-DC콘버터는 항상 안정함을 알 수 있다. 그러나, 실제적으로 귀환제어계 중에서 오차증폭기로 사용되는 연산증폭기는 1차 지연의 Pole을 가지며 식(13)의 K는 그림 7에 표시한 것처럼

$$K(s) = K / (1 + MKs) \tag{17}$$

로 치환할 수 있다.

따라서, 식(16)의 K대신 식(17)을 대입하여 정리하면 특성방정식은 다음과 같이 된다.

$$s^3 + \{P_1 + Z_1 \cdot K / (1 + MKs)\}s^2 + \{P_2 + Z_2 \cdot K / (1 + MKs)\}s + \{P_3 + Z_3 \cdot K / (1 + MKs)\} = 0 \tag{18}$$

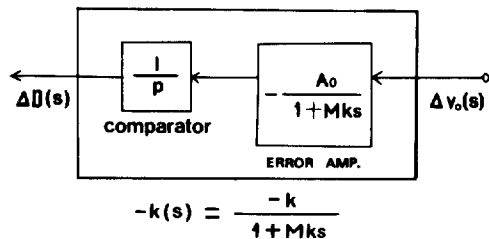


그림 7 귀환회로의 블록도
Fig. 7 Block diagram of feedback circuit.

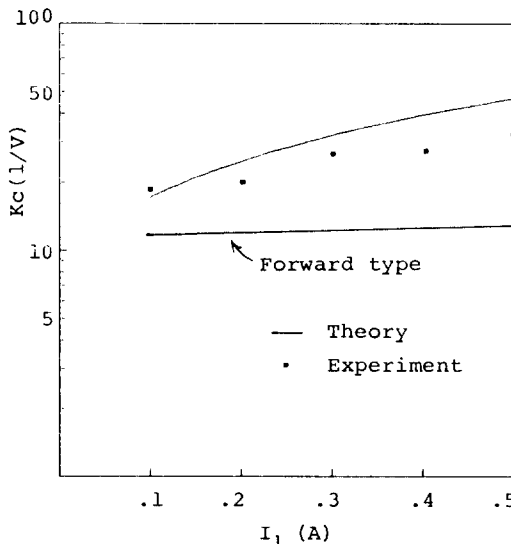


그림 8 안정한계
Fig. 8 Boundary of stability.
(L=1mH, C=1000μF, V_i=10V, D=0.375)
(V₁=V₂=5V, GB=5×10⁵, P=6V)

단,
M = P / (2π · GB), 1/P : 비교기의 이득
GB : Gain × Bandwidth

인정성의 평가를 위해 식(18)에 Routh-Hurwitz의 판별법을 적용하여 구한 안정한계의 K를 K_c로 놓으면

$$f_3 \cdot K_c^3 + f_2 \cdot K_c^2 + f_1 \cdot K_c + f_0 = 0 \tag{19}$$

가 성립된다.

식(19)의 해로부터 K_c를 구할 수가 있다. 여기서 식(18) 및 식(19)의 각각에 있어서 모든 계수는 부록에 정리해 나타내었다. 그림 8에 출력전류 I₁의 변화에 대한 K_c의 실험 및 계산결과를 2출력 포워드 콘버터⁵⁾의 경우와 비교하여 표시하였다. 각 곡선에 대하여 아래가 안정, 위가 불안정 영역을 나타낸다. 이것으로 부터 전류회전형 DC-DC콘버터는 다출력 회로인 경우에도 안정성에 있어서 포워드형에 비해 우수하다는 점을 알 수 있다.

5. 결 론

이상, 전류회전형 다출력 DC-DC콘버터중 2출력 회로에 대해서 시비율이 0.5이하인 경우 정상특성, 동특성 및 안정성에 대한 특성이 명백해 졌다.

그 결과 각 출력단 부하가 틀리는 경우, 2차측 회로의 저항분에 의하여 두 출력 전압사이에 오차가 생기는 것을 알 수 있었으며, 특히 안정성에 있어서는 귀환부포에 1차 위상지연을 가정했을 때 포워드형 다출력 DC-DC컨버터에 비하여 높은 안정성을 갖고 있음이 입증되었다.

참 고 문 헌

- 1) V.J. Thottuvelil, T.G. Wilson and H.A. Owen, "Analysis and Design of a Push-pull Current-fed Converter," IEEE PESC Record, pp.192-203, 1981.
- 2) R. Red 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%," IEEE PESC Record, pp.204-212, 1981.
- 3) R.D. Middlebrook and S. Cük, "A General Unified Approach to Modelling Switching-Converter Power Stage" IEEE PESC Record, pp. 18-34, Jun., 1976.
- 4) Koosuke Harada, et al. "State Space Analysis of the Cross Regulation", IEEE PESC Record, pp.186-192, 1979
- 5) 김희준, "전류환류형 DC-DC컨버터의 다출력 회로," 대한전자학회 추계학술 발표회, 1987.

<부 록>

식(18), 식(19)의 계수는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= 2 \cdot Z_{B1} \\
 Z_2 &= 2 \cdot (Z_{A1} + Z_{B2} + Z_{C1}) \\
 Z_3 &= 2 \cdot (Z_{A2} + Z_{B3} + Z_{C2}) \\
 Z_{A1} &= D\{(r_1 - r_d)I - (V_1 + V_2)/2\} / L \cdot C \\
 Z_{A2} &= Z_{A1} \cdot (2 \cdot DR_2 + r) / rCR_2 \\
 Z_{B1} &= (I - V_1/r + V_2/r) / 2 \cdot C \\
 Z_{B2} &= Z_{B1} \cdot (r^*rCR_2 + LDR_2 + rL) / rLCR_2 \\
 Z_{B3} &= Z_{B1} \cdot \{r^*(DR_2 + r) + rR_2D^2\} / rLCR_2 \\
 Z_{C1} &= D(I + V_1/r - V_2/r) / 2rC^2 \\
 Z_{C2} &= rC \cdot Z_{C1} \\
 |sI - A| &= s^3 + P_1s^2 + P_2s + P_3 \\
 P_1 &= \{r^*rCR_1R_2 + LR_2(DR_1 + r) + LR_1(DR_2 + r)\} / rLCR_1R_2 \\
 P_2 &= [r^*rC\{R_2(DR_1 + r) + R_1(DR_2 + r)\} + L(DR_1 + r)(DR_2 + r) + D^2R_1R_2(2r^2C - L)] / (r^2LC^2R_1R_2) \\
 P_3 &= [r^*(DR_1 + r)(DR_2 + r) + D^2r\{R_2(DR_1 + r) + R_1(DR_1 + r)\} + D^2R_1R_2(2rD - r^*)] / r^2C^2R_1R_2L \\
 f_3 &= (Z_2 + M \cdot P_3)\{M(P_1Z_1 - Z_2) + M^2 \cdot (P_1P_2 - P_3)\} - M^2P_1^2Z_3 \\
 f_2 &= (P_1P_2^2 - P_2P_3)M^2 + (P_1P_2Z_1 - P_2Z_2 + P_1^2Z_2 + P_3Z_1 - 2P_1Z_3)M + Z_1Z_2 \\
 f_1 &= (P_1^2P_2 + P_1P_3)M + (P_2Z_1 + P_1Z_2 - Z_3) \\
 f_0 &= P_1P_2 - P_3
 \end{aligned}$$