

## 다출력 전류환류형 DC-DC 컨버터의 정상특성

### (The Steady State Characteristics of the Push-Pull Current-fed DC-to-DC Converter with Multiple Outputs)

金 熙 峻\*

(Hee Jun Kim)

#### 要 約

전류환류형 DC-DC 컨버터는 한개의 리액터를 가지고 다출력회로를 구성할 수 있다는 점에서 타 컨버터회로에 비해 큰 장점을 가지고 있다. 본 연구에서는 2출력 전류환류형 DC-DC 컨버터의 정상특성을 해석하고 실험을 통하여 그 결과를 입증하였다. 또한 두 출력 전압간에는 회로의 2차측 저항분에 의하여 출력오차가 발생함을 알았으며 타 컨버터 회로방식인 포워드형회로의 결과와 비교하였을 때 출력오차에 관하여 우수한 시비율의 범위를 구하였다.

#### Abstract

The push-pull current-fed DC-to-DC converter has only one energy storage reactor in series with the input for any number of outputs. It is considered that this property of the converter has considerable advantages over other multiple-output circuits. The steady state characteristics of the converter with two outputs is analyzed. It is known that the voltage difference between the two outputs appears by existing the 2nd winding resistance of transformer and there is a region of the duty ratio in which the voltage difference of the converter is smaller than that of the forward converter.

#### I. 서 론

소형, 경량 및 고효율을 장점으로 갖고 있는 스위칭레귤레이터는 최근 전자계산기를 비롯한 전자통신 기기등의 직류안정화전원으로서 폭넓게 이용되고 있다. 또한 기기의 고밀도화가 빠른 속도로 이루어지고 있음에 따라서 하나의 입력전원으로부터 전압레벨이 틀린 복수개의 독립된 출력을 얻는 다출력스위칭레귤레이터의 필요성이 증가하게 되었다. 이 경우

스위칭레귤레이터내의 DC-DC 컨버터회로에 있어서 리액터에 복수개의 출력권선을 설치하여 어느 특정한 출력으로부터 스위치에 부귀환을 걸어 스위치의 시비율을 제어함으로써 다른 모든 출력전압들을 안정화시키는 시도가 행하여지고 있다.

DC-DC 컨버터의 회로방식중 전류환류형컨버터는, 1) 한개의 리액터를 사용해서 쉽게 다출력회로를 구성할 수 있다. 2) 입력전원에 직렬로 리액터가 삽입되어 있음으로써 변압기의 편자현상이 일어나기 어렵다. 3) 기존의 컨버터회로 중 안정성이 가장 뛰어나다 등의 장점을 갖는 회로방식으로 알려져왔다.<sup>1,2</sup> 그러나 이중 첫번째 장점인 다출력회로에 관해서는 회로구조상 나타나는 장점으로서 아직 이에 대한

\*正會員, 漢陽大學校 電氣工學科  
(Dept. of Electrical Eng., Hanyang Univ.)  
接受日字: 1988年 1月 25日

자세한 해석은 행해지지 않고 있다.

본 연구에서는 전류환류형 DC-DC 컨버터의 다출력회로중 2출력회로에 관하여 정상특성을 실험 및 이론적인 해석을 통하여 명확히 했으며 회로내부의 저항분의 존재로 일어나는 출력전압의 차를 타 컨버터회로와 비교하여 본 회로의 우수한 범위를 규정하고 있다.

II. 다출력회로

그림 1에 전류환류형 및 포워드형 DC-DC 컨버터의 다출력회로를 나타내고 있다. 이 그림에서 두 회로방식을 비교해볼 때 전류환류형인 경우는 한개의 리액터(X)만을 가지고 다출력을 얻는 반면 포워드형인 경우에는 다출력을 얻기 위해서 출력의 수와 동일수량의 리액터(L)를 필요로 하고 있다. 따라서 다출력회로를 구성하는데 있어서 전류환류형 DC-DC 컨버터는 회로구조상 타 컨버터회로에 비하여 큰 장점을 갖고 있음을 알 수 있게 된다.

그림 2는 2출력전류환류형 DC-DC 컨버터의 기본 회로를 나타낸다. 입력전원측에 2권선 리액터 X가 직렬로 삽입되어 있어 변압기 T가 편자현상을 일으키는 것을 막아준다. 회로동작을 알아보면 스위치 Q1 또는 Q2가 ON일 때 변압기 T를 통하여 전력이 2개의 출력에 전달되고 리액터 X에는 권선 N<sub>x1</sub>을 통하여 에너지가 축적된다. 다음에 Q1 및 Q2가 OFF가 되면 리액터에 축적된 에너지는 환류다이오드 D<sub>c</sub>를 통하여 입력으로 회생된다.

Q1 또는 Q2가 ON인 기간을 상태 I, Q1 및 Q2가 OFF인 기간을 상태 II라 했을때 각 상태에 대한 등가회로를 그림 3에 나타낸다. 여기서 해석의 간단함을 위해서 스위치소자인 MOSFET, 다이오드는 이상적인 소자로 가정하고 리액터 및 변압기의 권선비에 관하여 N<sub>x1</sub>=N<sub>x2</sub>, N<sub>A</sub>--N<sub>B</sub>임을 가정한다.

그림 3의 등가회로로부터 각 상태에 대한 회로방정식은 다음과 같이 구해진다.

상태 I에서,

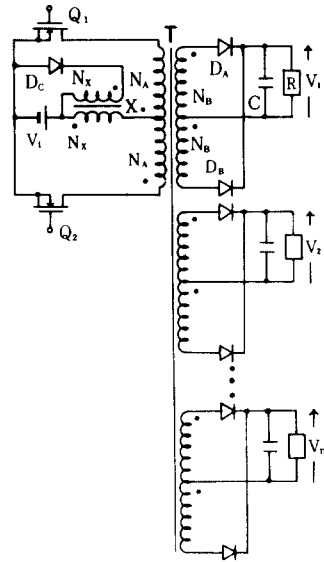
$$\frac{di}{dt} = -\frac{r_a}{L} i - \frac{1}{2L} v_1 - \frac{1}{2L} v_2 + \frac{1}{L} V_i \quad (1)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{2C} i - \frac{1}{C} \left( \frac{1}{2r} + \frac{1}{R_1} \right) v_1 + \frac{1}{2rC} v_2 \quad (2)$$

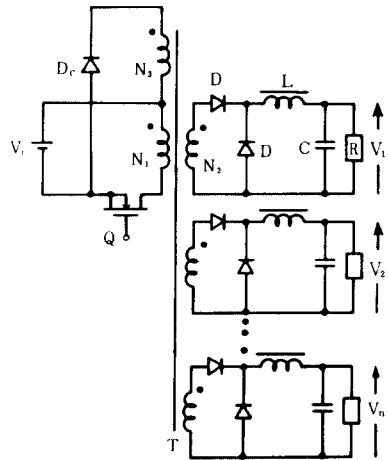
$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{2C} i + \frac{1}{2rC} v_1 - \left( \frac{1}{2r} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{C} v_2 \quad (3)$$

상태 II에서,

$$\frac{di}{dt} = -\frac{r_1}{L} i - \frac{1}{L} V_i \quad (4)$$



(a)



(b)

그림 1. DC-DC 컨버터의 다출력회로

(a) 전류환류형 (b) 포워드형

Fig. 1. DC-to-DC converters with multiple outputs.

(a) Current-fed type.

(b) Forward type.

$$\frac{dv_1}{dt} = -\frac{1}{CR_1} v_1 \quad (5)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = -\frac{1}{CR_2} v_2 \quad (6)$$

스위칭주기를 T<sub>s</sub>, 상태 I의 기간을 T<sub>on</sub>, 상태 II의 기간을 T<sub>off</sub>라 했을때 각 기간의 시비율을 D=T<sub>on</sub>

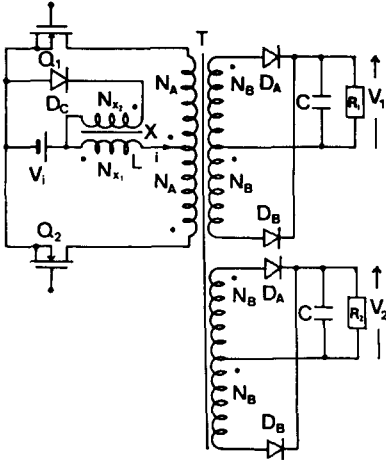


그림 2. 2출력 전류환류형 DC-DC 컨버터  
Fig. 2. The push-pull current-fed DC-to-DC converter with two outputs.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r^*}{L}, & -\frac{D}{2L}, & -\frac{D}{2L} \\ \frac{D}{2C}, & -\left(\frac{D}{2rC} + \frac{1}{CR_1}\right), & \frac{D}{2rC} \\ \frac{D}{2C}, & \frac{D}{2rC}, & -\left(\frac{D}{2rC} + \frac{1}{CR_2}\right) \end{bmatrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} \frac{D-D'}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{x} = [\hat{i}, \hat{v}_1, \hat{v}_2]^T \quad (8)$$

단  $r^* = D r_a + D' r_r$  이고,  $r_a, r_r$ 는 각각 상태 I 및 상태 II에 대응하는 회로의 저항분,  $r$ 은 상태 I에서 2차측 회로의 저항분을 표시한다.

III. 정상 상태 해석

정상 상태에 있어서 2출력전류환류형 DC-DC 컨버터의 두출력  $V_1, V_2$ 는 식 (7)에서  $dx/dt = 0$ 로 했을때 다음과 같이 구해진다.

$$V_1 = \frac{DV}{A} \cdot \left(\frac{r+DR_2}{rR_2}\right) \quad (9)$$

$$V_2 = \frac{DV}{A} \cdot \left(\frac{r+DR_1}{rR_1}\right) \quad (10)$$

여기서

$$V = (D-D') V_i \quad (11)$$

$$A = \frac{D^3}{r} + D\left(\frac{D}{2} + \frac{r^*}{r}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) + \frac{2r^*}{R_1 R_2} \quad (12)$$

이 때 두출력전압사이의 관계를 알아보기 위해서 두출력의 비를 구해보면 다음과 같다.

$$C_r = \frac{V_1}{V_2} = \frac{rR_1 + DR_1 R_2}{rR_2 + DR_1 R_2} \quad (13)$$

그림 2에서 두출력전압  $V_1, V_2$ 는 변압기의 2차측 권선에 동일한 권선수  $N_B$ 를 가정함으로써 동일한 값이 되어야 함에도 불구하고 식 (9)~(13)으로부터 2차측회로의 저항분  $r$ 의 존재에 의해서 두출력전압사이에 차가 발생하고 있음을 알 수 있다.

그림 4는 부하저항  $R_L$ 을 변화시켰을때 출력전압  $V_1$  및  $V_2$ 의 변화를 나타내는 실험 및 계산결과이며 두출력사이에 발생하는 차를 잘 설명해주고 있다. 그림 5는 두출력전압의 비  $V_1/V_2$ 를 나타내는 결과이며 기대치  $V_1/V_2 = 1$ 에 대한 오차를 나타내주고 있다.

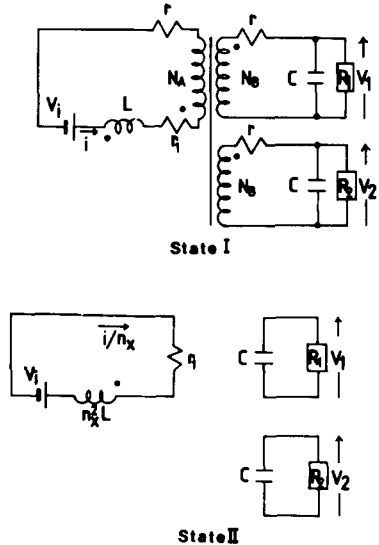
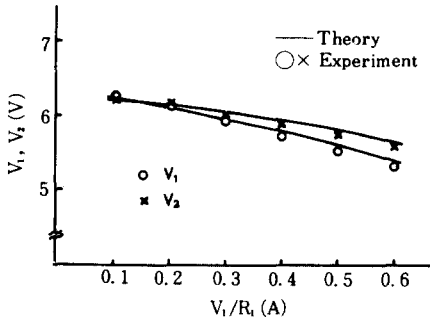


그림 3. 동가회로  
Fig. 3. Equivalent circuits.

$T_s, D' = T_{off}/T_s$ 라 정의하고 식 (1)~(6)에 상태평 균화법을 적용하여 평균화된 상태방정식을 구하면 다음과 같이된다.

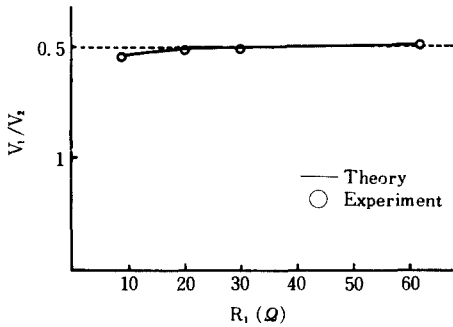
$$\frac{dx}{dt} = A\hat{x} + bV_i \quad (7)$$

여기서



( $V_1=10V$ ,  $R_2=50\Omega$ ,  $r=0.4\Omega$ ,  $r^*=0.75\Omega$ )

그림 4. 부하특성  
Fig. 4. Load characteristics.

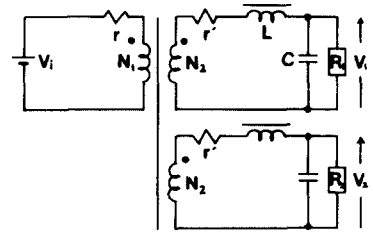


( $V_1=10V$ ,  $R_2=50\Omega$ ,  $r=0.4\Omega$ )

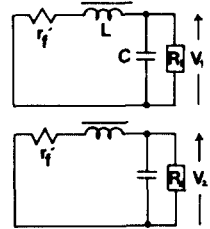
그림 5. 출력전압비  
Fig. 5. Ratio of output voltages.

두출력 전압비에 관한 오차를 비교평가하기 위하여 DC-DC 컨버터회로에 있어서 가장 널리 이용되고 있는 회로중의 하나인 그림1(b)의 포워드형 회로를 택하여 전류환류형 회로의 결과와 비교하기로 한다. 2출력포워드 DC-DC 컨버터에서 스위치가 ON인 기간을 상태 I, OFF인 기간을 상태 II 라고 했을때 등가회로를 그림 6에 나타낸다. 이 등가회로로부터 앞서 전류환류형 회로에서 수행한 방법을 이용하여 정상 상태에 있어서 2출력포워드 DC-DC 컨버터의 두출력전압 및 출력전압비를 구하면 다음과 같이 된다.<sup>[3,4]</sup>

$$V_1 = \frac{\left(\frac{D}{r'} + \frac{D'}{r'_2} + \frac{1}{R_2}\right) R_1 D V_1}{\left(\frac{D}{r'} + \frac{D'}{r'_2} + \frac{1}{R_2}\right) \cdot R_A + D \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot R_B} \quad (14)$$



(a) state I



(b) state II

그림 6. 포워드형의 등가회로  
Fig. 6. Equivalent circuits of forward type.

$$V_2 = \frac{\left(\frac{D}{r'} + \frac{D'}{r'_2} + \frac{1}{R_2}\right) R_1 D V_1}{\left(\frac{D}{r'} + \frac{D'}{r'_2} + \frac{1}{R_2}\right) \cdot R_A + D \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot R_B} \quad (15)$$

여기서

$$R_A = R_1 + 2Dr + Dr' + D'r'_2 \quad (16)$$

$$R_B = D' \left( \frac{1}{r'} - \frac{1}{r'_2} \right)^2 \frac{r}{r'} \quad (17)$$

두출력전압비는

$$F = \frac{V_1}{V_2} = \frac{r' r'_2 R_1 + (r'_2 D + r' D') R_1 R_2}{r' r'_2 R_2 + (r'_2 D + r' D') R_1 R_2} \quad (18)$$

여기서  $r'$ 은 상태 I에서 2차측 회로의 저항분,  $r'_2$ 은 상태 II에서 회로의 저항분을 나타낸다. 그림 7은 포워드형 회로의 정상 상태에 있어서 두출력전압의 부하특성을 나타낸다. 이 결과로부터 포워드형 컨버터에 있어서도 2차측 회로의 저항분  $r'$ 의 존재에 의하여 오차가 발생하고 있음을 알게된다.

이 오차에 있어서 전류환류형회로의 우수한 범위를 구하기 위하여  $C_r$  및  $F$ 에 관하여,

$$\left. \begin{aligned} (1-C_r) < (1-F) : R_1 < R_2 \\ (C_r-1) < (1-F) : R_1 > R_2 \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

의 조건에서 시비율 D의 범위를 구하면 다음과 같 이 된다.

$$D > \frac{1}{r'_2/r + r/r'} \quad (20)$$

따라서 D의 이 범위에서는 두출력전압비에 대한 오차에 있어서 전류환류형회로가 포워드형에 비해 작아짐을 알 수 있다.<sup>1)</sup> 그림 8에 식 (20)의 결과를 도시하고 있으며 각 곡선의 왼쪽 영역이 전류환류형 회로의 우수한 범위를 나타낸다. 또한 r'가 커질수록 전류환류형회로의 우수한 D의 범위가 커지고 있음을 알 수 있다.

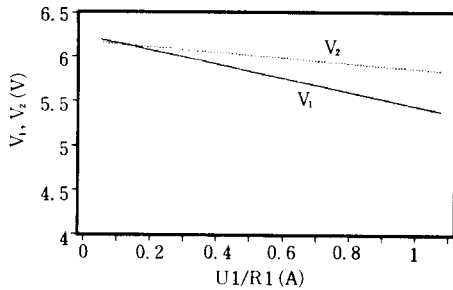


그림 7. 포워드형의 부하특성  
Fig. 7. Load characteristics of forward type.

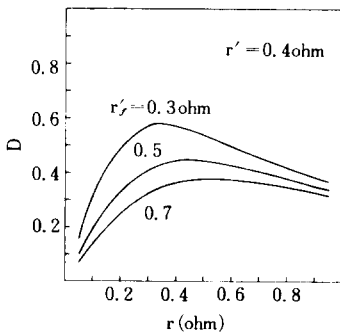


그림 8. r에 대한 D의 변화  
Fig. 8. Duty ratio D vs. r.

IV. 결 론

모든 DC-DC 컨버터회로중 가장 안정성에 뛰어난 회로방식인 전류환류형 DC-DC 컨버터의 다출력회

로에 있어서 그 정상 특성을 명백히 밝혔다. 또한 회로의 2 차측 저항분에 의해 생기는 출력전압간의 오차에 관하여 타 컨버터회로에 비해 우수한 범위가 존재함을 알았으며 그 범위를 구하였다.

회로적인 접근방법을 통하여 출력간에 생기는 오차를 최소화하는 일이 앞으로의 과제가 될것으로 생각되며 그 한가지 방안으로써 출력전압2에서 시비율을 조절함으로써 오차를 없앤 결과를 부록에 나타 내었다.

〈부 록〉

정상 상태에 있어서 두출력전압의 표현식을 다시 쓰면 식 (9), (10)으로부터

$$V_1 = \frac{DV}{A} \cdot \left( \frac{r + DR_2}{rR_2} \right) \quad (A1)$$

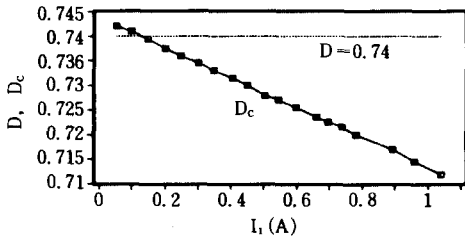
$$V_2 = \frac{DV}{A} \cdot \left( \frac{r + DR_1}{rR_1} \right) \quad (A2)$$

가 된다. 이 식으로부터 어떤 시비율의 값 D에서 나타나는 두출력간의 오차는 출력 1을 기준으로 했을 때 출력 2에서 시비율을 조절 함으로써 없어짐을 알 수 있으며 그 수치 예로써 D=0.74일 때 두출력전압의 값과 시비율을 Dc로 조절했을 때 출력전압2의 값을 비교하여 표 A-1에 나타내었으며 출력전류 II의 변화에 대한 Dc의 변화를 그림A-1에 표시하였다. 이 결과로부터 이 예에서는 두출력간의 오차를 없애기 위한 Dc의 범위가 0.712부터 0.742 사이에 있음을 알게된다.

표 A-1. 전압오차의 보상  
Table A-1. Compensation of voltage error.

R2 = 50Ω

R1 (Ω)	V1 (v)	V2 (v)	Dc	V2 (v)
4.5	4.67	5.18	0.7120	4.67
5.5	4.91	5.33	0.7170	4.91
7.5	5.22	5.54	0.7225	5.22
9.0	5.38	5.64	0.7255	5.38
11.0	5.54	5.74	0.7280	5.54
14.0	5.69	5.85	0.7315	5.69
19.5	5.86	5.96	0.7345	5.86
30.0	6.02	6.07	0.7375	6.02
62.0	6.18	6.17	0.7410	6.18
120.0	6.26	6.22	0.7420	6.26



그림A-1.  $I_1$ 의 변화에 대한 보상시비율  $D_c$   
 Fig.A-1. Compensation Duty ratio  $D_c$  vs.  $I_1$ .

출력전압 2의 시비율을 조절하는 데는 출력 2의 회로에 보조스위치를 첨가하여서 출력오차에 의해 출력 2의 시비율을 제어하는 등의 방법이 고려될 수 있으나 이에 대한 자세한 고찰은 앞으로의 과제로써 남겨두고 싶다.

參 考 文 獻

- [1] K. Harada and H.J. Kim, "Analysis of the push-pull current-fed DC-DC converter," *IPEC Record*, pp. 493-503, Mar. 1983.
- [2] 김희준, 原田耕介, "전원에 에너지가 희생되는 전류형 DC-DC 컨버터의 해석," 대한전자공학회는문지, 제20권 제 4 호, pp. 41-46, 6, 1983.
- [3] K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga, "Cross-regulation Analysis of a Switching Regulator," *Trans. IECE*, vol. 62-C no. 4, pp.281-287, 1979. 4.
- [4] K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga, "State-space Analysis of the cross regulation," *IEEE PESC Record*, pp. 186-192, 1979.
- [5] 김희준, "전류환류형 DC-DC 컨버터의 다출력회로," 대한전자공학회 추계종합 학술대회 논문집, 제10권 제 1 호, pp. 491-493, 11, 1987.