

이중출력을 갖는 새로운 전류환류형 DC-DC 컨버터의 해석

홍성민⁰, 김창선*, 김희준
 한양대학교 전기공학과, *목포대 정보공학부

Analysis of a New Current-Fed DC-DC Converter with the Double Outputs

S.M. Hong⁰, C.S. Kim*, H.J. Kim
 Hanyang Univ. *Mokpo National Univ

Abstract - In this paper, we proposed a novel current-fed DC-DC converter with multi-output. It has two winding reactor in series with the input source of the converter. By using the 2nd winding recycling the energy stored in the reactor to the input, the double-outputs DC-DC converter can be created, which makes it a good choice for a multi-output power supply with more outputs and has savings in cost and space.

The steady state and dynamic characteristics of the converter are analyzed in detail by using the state space averaging method. It is found that the maximum value of V_{O2} exists in the 2nd output and also during the MOSFET off period, the energy stored in the magnetizing inductance is reset through auxiliary winding N_3 , so the duty cycle is restricted to 50%.

Theoretical and experimental results were taken from the converter rated at switching frequency 50kHz, input voltage 50V, output voltage 5V, 12V and output power 65W. As a result, both results were well consistent. Therefore, it is varified the validity of the proposed converter in this paper.

1. 서 론

SMPS는 반도체 스위칭 소자를 이용하여 전력의 흐름을 제어함으로써 종래에 비하여 소형·경량화에 큰 장점을 가지고 있는 안정화 전원이라고 할 수 있다. 한편 각종 전자·통신기들이 소형·경량화됨에 따라 전원 부분에서도 소형화의 한 일환으로 하나의 전원에서부터 다출력을 얻을 수 있는 다출력 회로에 대한 논의가 활발히 진행되고 있다[1]-[4]. 본 논문에서는 다출력용으로 많이 검토되고 있는 이중출력 전류환류형 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 회로적으로는 입력전원과 직렬로 2권선 리액터가 구성되어 있는 것이 특징이며 이것을 통하여 자화에너지가 입력으로 회생된다. 장점으로는 단지 한 개의 리액터 X를 가지고서도 쉽게 다출력 회로를 구성할 수 있으며 PFC에 이용되기도 한다.

전류환류형 컨버터의 대표적인 것이 그림 1에 있는 Boost, Push-Pull 컨버터이다. 그러나 절연형인 Push-Pull 컨버터에서는 두개의 파워 스위치를 필요로 하는 단점이 있다[2].

본 논문에서 제안한 회로의 정상상태 특성 및 동특성을 해석하기 위해 상태공간 평균화법을 이용하였다. 그 결과 두 개의 출력 중 출력 V_{O2} 에는 최대값이 존재하고, 스위치로 사용되는 MOSFET가 오프되는 동안 자화 인덕턴스에 축적된 에너지는 보조권선 N_3 를 통하여 리셋되기 때문에 시비율은 최대 50%로 제한됨을 확인하였다. 본 회로의 타당성을 입증하기 위하여 컨버터를 제작, 실험하였으며 해석 결과와 일치함을 확인하였다.

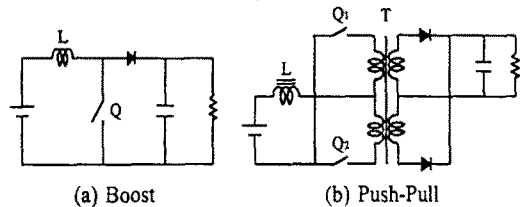


그림 1. 기본적인 전류환류형 컨버터

2. 이중출력 전류환류형 DC-DC 컨버터

2.1 회로 구성

그림 2는 본 논문에서 제안한 이중출력 전류환류형 DC-DC 컨버터의 기본 회로를 나타낸다. 회로 구조상 특징으로는 기존의 회로 방식인 포워드 컨버터 타입이며 리액터가 1차측에 입력전원과 직렬로 삽입되어 있는 것이 특징이다. 여기서 다이오드 D_C 와 권선 N_{X2} 는 스위치 Q의 도통 구간 동안 리액터에 축적된 에너지를 스위치 Q가 차단되었을 때 입력으로 환류시켜 주는 역할을 한다. 그리고 2차측 출력 V_{O2} 에 해당하는 회로 부분은 변압기 1차측의 자화 인덕턴스에 축적된 에너지를 리셋시켜 주기 위해서 추가된 부분이며 다출력화가 가능하다. 스위치 Q가 차단되면 변압기의 자화인덕턴스에 축적된 에너지를 다이오드 D_2 를 통하여 출력으로 전달되기 때문에 최대 시비율 D가 50%로 제한된다.

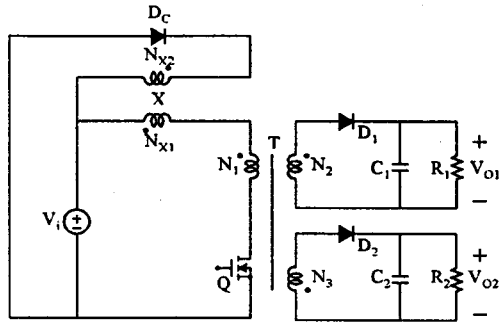


그림 2. 이중출력 전류환류형 DC-DC 컨버터

2.2 모드별 동작 해석

회로동작은 스위치 Q의 도통과 차단 상태에 따라 두 개의 모드로 나눌 수 있으며 기생성분은 무시하였다.

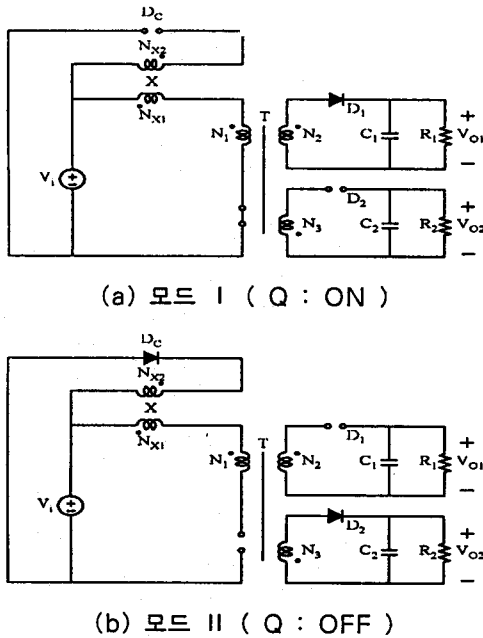


그림 3. 등가회로

(1) 모드 I (Q : ON)

스위치 Q가 도통하면 다이오드 \$D_1\$이 순방향 바이어스 되고 \$D_2\$는 역방향 전압이 걸려 차단된다. 입력전압은 변압기 T와 다이오드 \$D_1\$을 통하여 출력 \$V_{O1}\$에 전달되고, 이 구간 동안 리액터 X에는 권선 \$N_{X1}\$을 통하여 에너지가 축적되고 동시에 자화인덕턴스 \$L_M\$에도 에너지가 축적된다.

(2) 모드 II (Q : OFF)

스위치 Q가 차단되면 리액터에 축적된 에너지는 환류 다이오드 \$D_C\$와 권선 \$N_{X2}\$를 통하여 입력으로 회생하게

되고 변압기의 자화 인덕턴스에 축적된 에너지는 다이오드 \$D_2\$가 도통되면서 출력 \$V_{O2}\$로 전달된다.

위의 모드해석에서 리액터와 변압기의 각 상태에 있어서 자속의 변화량은 동일해야 함으로 리액터의 1차측에 걸리는 전압과 변압기의 1차측에 걸리는 전압은 아래의 식 (1), (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\left(V_i - \frac{N_1}{N_2} V_{O1} \right) D T_s = \frac{N_{X1}}{N_{X2}} V_i (1-D) T_s \quad (1)$$

$$\frac{N_1}{N_2} V_{O1} D T_s = \frac{N_1}{N_3} V_{O2} (1-D) T_s \quad (2)$$

시비율은 스위치에 걸리는 전압을 고려함으로써 결정되며 스위치의 전압 스트레스 \$V_{sw}\$는

$$V_{sw} = V_i + \frac{N_{X1}}{N_{X2}} V_i + \frac{N_1}{N_3} V_{O2} \text{로 주어진다.}$$

여기에 식 (1)과(2)를 대입하면 식 (3)이 얻어진다.

$$V_{sw} = \frac{V_i}{1-D} \quad (3)$$

식 (3)의 관계식에서 보면 스위치에 걸리는 전압은 턴수와 무관함을 알 수 있다.

아래의 그림 4는 본 논문에서 제안한 컨버터의 이론적인 파형을 나타낸다.

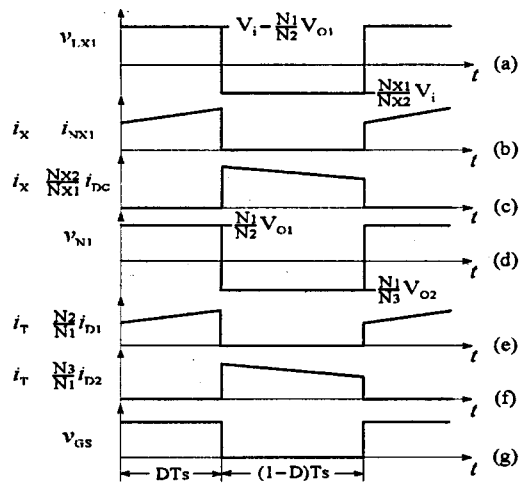


그림 4. 이론적인 파형

3. 정상상태 해석

그림 3의 등가회로로부터 각 모드에 대하여 정상상태 해석을 상태방정식을 이용하여 해석하였다. 여기서 X는 2권선 리액터, \$D_C\$는 환류다이오드를 나타내며 다음과 같은 기생성분을 고려하였다. \$r_1, r_2\$는 변압기 1, 2차측의 권선저항이고 \$r_1', r_2'\$는 리액터 X의 1, 2차측의 권선저항이며, \$rc_1, rc_2\$는 각각 출력 캐패시터의 ESR을 나타낸다.

정상상태에 있어서 두 출력전압 \$V_{O1}, V_{O2}\$는 아래의 식과 같다.

$$V_{O1} = \frac{\phi}{n} \left\{ (R_1 \parallel r_{C1})D + \frac{R_1^2 D}{\beta} \right\} \quad (4)$$

$$V_{O2} = \frac{\phi}{n_1} \left\{ (R_2 \parallel r_{C2})D' + \frac{R_2^2 D'}{\delta} \right\} \quad (5)$$

여기서, $\phi = \frac{1}{K L_{X1}} \frac{1}{\beta \delta C_1 C_2} (D - \frac{D'}{n_X}) V_i$

$$K = \frac{1}{L_{X1} \beta \delta C_1 C_2} (a + \frac{R_1^2 D^2}{n^2 \beta})$$

$$n = \frac{N_2}{N_1} \quad n_1 = \frac{N_3}{N_1} \quad n_X = \frac{N_{X2}}{N_{X1}} = \sqrt{\frac{L_{X2}}{L_{X1}}}$$

$$r_d = r_1' + r_1 + \frac{r_2}{n^2} + (R_1 \parallel r_{C1}) \frac{1}{n^2}$$

$$a = r_d D + \frac{r_2'}{n^2} D' \quad \beta = R_1 + r_{C1} \quad \delta = R_2 + r_{C2}$$

이다.

연속모드에서 시비율 D의 변화에 대한 출력전압 V_{O1} , V_{O2} 과의 관계를 보면 출력전압 V_{O2} 에 최대값이 존재하게 됨을 알 수 있다.

위의 식 (4), (5)에서 $V_{O1}, V_{O2} > 0$ 이어야 하기 때문에 D의 존재범위는 $D > \frac{1}{n_X + 1}$ 와 같이 된다.

변압기와 시비율과의 관계에서는 아래의 식 (6)과 같이 되고

$$(V_i - V_{LX1})D T_s = \frac{N_1}{N_3} V_{O2} T_m T_s \quad (6)$$

여기서 변압기의 잠자기간(demagnetizing period) T_m 은 $T_m \leq 1 - D$ 이어야 하므로 시비율 D와 권수비의 관계식은 아래 식 (7)과 같이 된다.

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1} \frac{(V_i - V_{LX1})}{V_{O2}}} \quad (7)$$

위의 관계식에서 보면 변압기의 자화 인덕턴스에 축적된 에너지는 보조권선 N_3 을 통하여 리셋되기 때문에 최대 시비율은 50%로 제한된다는 것을 알 수 있으며 이 범위 외에서는 전류불연속 모드가 나타난다.

4. 동특성

컨버터에서 입력전압, 시비율에 미소변동이 발생하는 경우, 즉 $v_i \rightarrow V_i + \hat{v}_i$, $d \rightarrow D + \hat{d}$ 가 되는 경우 소신호 동특성을 상태 평균화 방정식을 통하여 해석하였으며 해석을 간편하게 하기 위하여 기생성분은 무시하였으며, 미소변동분에 대하여 고 ω 의 항을 또한 무시하였으며, 소신호 성분만을 나타내면 컨버터의 전달함수로서 다음식이 얻어진다.

각 출력전압에 대하여 컨버터의 입출력 전달함수는 아래의 식(8), (9)와 같다.

$$\frac{\hat{v}_{O1}(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{a}{P(s)} \frac{n R_2 C_2}{D} (s + \frac{1}{R_2 C_2}) \quad (8)$$

$$\frac{\hat{v}_{O2}(s)}{\hat{v}_i(s)} = \frac{a}{P(s)} \frac{D' n^2}{D^2 n_1} R_2 C_1 (s + \frac{1}{R_1 C_1}) \quad (9)$$

전류관류형 컨버터의 제어전달 함수는 식 (10), (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\hat{v}_{O1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{O1}}{P(s)} \frac{n^2 L_{X1} R_2 C_2}{D^3 R_1} (s + \frac{1}{R_2 C_2}) \left\{ s + \frac{D^2 R_1}{n^2 n_X L_{X1} q} \right\} \quad (10)$$

$$\frac{\hat{v}_{O2}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{O2}}{P(s)} \frac{n^2 L_{X1} R_2 C_1 C_2}{D^2} \left[\frac{D R_1}{n^2 n_X L_{X1} R_2^2 C_2^2 q} - \frac{D^2}{D' n^2 L_{X1} R_2 C_1 C_2} - \frac{D}{n^2 L_{X1} R_2 C_1 C_2} + s \left\{ \frac{D R_1}{n^2 n_X L_{X1} R_2 C_2 q} - \frac{1}{D' R_1 R_2 C_1 C_2} \right\} - s^2 \frac{1}{D' R_2 C_2} \right] \quad (11)$$

여기서 $P(s) = 1 + cs + bs^2 + as^3$.

$$q = D - \frac{D'}{n_X} \quad \text{라 하면}$$

$$a = \frac{n^2 L_{X1} R_2 C_1 C_2}{D^2}$$

$$b = \frac{n^2 L_{X1} (R_1 C_1 + R_2 C_2)}{D^2 R_1}$$

$$c = \frac{n^2 L_{X1}}{D^2 R_1} + R_2 C_2 \quad \text{이다.}$$

위의 동특성 해석에서 보면 입출력 전달함수와 제어 전달함수 식 (10)에서는 좌반면에 영점이 존재하지만 제어 전달함수의 두번째 출력 식 (11)에서는 우반면에 영점이 하나 존재함으로 인하여 위상이 더 뒤쳐지며 위상 여유를 감소시킨다고 할 수 있다. 아래의 그림 5는 v_{O1} 을 피드백 시켰을 경우 제어 전달함수 식 (10)에 대한 보드선도를 나타내며 이 경우 위상여유가 약 55° 정도 됨을 알 수 있다.

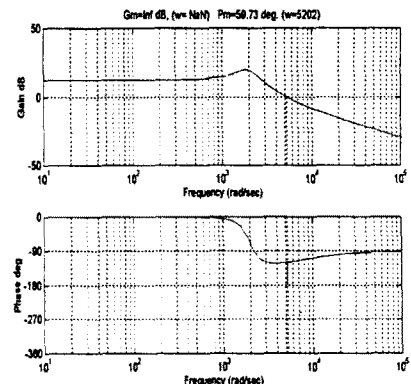
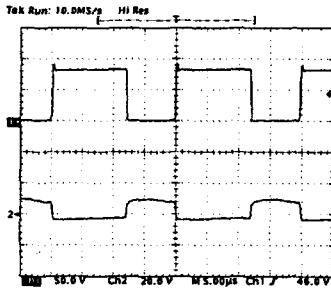


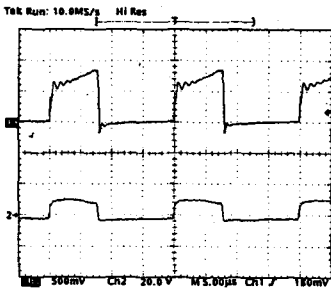
그림 5. 제어 전달함수(v_{O1}/d)에 대한 보드선도

5. 실험결과

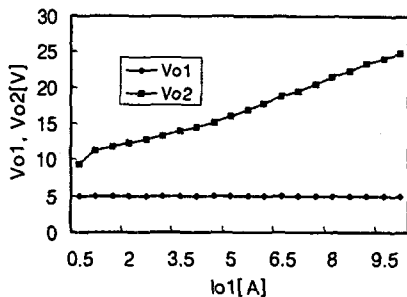
본 논문에서 제안한 컨버터의 해석을 기초로 입력 50V, 출력 5V, 12V 그리고 출력 65W의 정격을 갖는 컨버터를 제작하여 실험하였다. 그림 (a)는 주 스위치의 드레인-소스 전압파형을 나타내며 중부하에서의 전압 스트레스는 식 (3)에서 보면 84V(D=0.4) 정도임을 알 수 있다. 그림 (b)는 변압기의 1차측 전류파형을 나타내며 선형적으로 증가한다. 그림 (c)는 V_{O1} 을 피드백 시켰을 경우의 부하특성을 나타낸다. 두 출력의 레귤레이션에서 하나의 출력이 안정되면 다른 하나의 출력은 이상상승 된다는 것을 알 수 있다. 이 회로를 실제적인 응용면에서 고찰하기 위하여 제2출력 전압 V_{O2} 의 안정화는 통상적인 방법인 레귤레이션 IC를 사용하였으며 허용된 범위내에서 좋은 안정성을 얻었다. 실험 결과 효율은 최대 85%로 측정되었다.



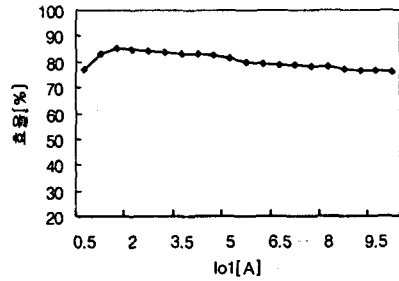
(a) 주 스위치의 V_{DS} , V_{GS} 의 파형(중부하시)



(b) 변압기의 1차측 i_{N1} , V_{GS} 의 파형(중부하시)



(c) 레귤레이션 특성($I_{O2}=0.5A$ 일 때)



(d) 효율 곡선($I_{O2}=0.5A$ 일 때)

그림 6. 실험 파형

6. 결론

본 논문에서는 다출력화의 일환으로 이중출력 전류환류형 DC-DC 컨버터를 제안하였으며 주요 특징으로는 오직 하나의 파워 스위치, 절연, 하나의 입력 인덕터, 용량성 출력 필터 등을 들 수 있다. 이론적인 해석을 하기 위해서 상태공간 평균화법을 이용하여 정상상태 특성 및 동특성을 해석하였다. 그 결과 시비율 D의 변화에 대한 출력에 있어서는 출력전압 V_{O2} 에 최대값이 존재하며, 스위치로 사용되는 MOSFET가 오픈되는 구간 동안 자화인덕턴스에 축적된 에너지는 권선 N_3 를 통하여 리셋되기 때문에 최대 시비율은 50%로 제한됨을 알았다.

본 회로의 타당성을 입증하기 위하여, 스위칭 주파수 50kHz, 입력전압 50V, 출력전압 5V, 12V 그리고 출력 65W의 정격을 갖는 컨버터를 제작, 실험하였으며, 최대 효율은 85%로 측정되었다. 그리고 제2출력 전압 V_{O2} 의 안정화는 통상적인 방법인 레귤레이션 IC를 사용하였으며 다출력회로의 실제 응용에 적합함을 알았다. 실험 결과 이론적인 해석과 일치하였으며 본 논문에서 제안한 이중출력 전류환류형 DC-DC 컨버터의 타당성을 입증하였다.

[참고 문헌]

- (1) 이윤중, 김희준, 김능수 : "DC-DC 컨버터의 다출력화에 따른 정상특성 및 안정성 해석", 전기학회 논문지 Vol. 37, No. 8, pp. 534-539 (Aug. 1988)
- (2) K. Harada and H. J. Kim : "analysis of the push-pull current-fed DC-DC converter", IPEC Record, pp. 493-503 (Mar. 1983)
- (3) 이윤중, 김희준, 안태영 : "전류환류형 DC-DC 컨버터를 이용한 새로운 다출력 회로", 전기학회논문지 38권 6호 pp. 451-457 (1989년 6월)
- (4) H. Matsuo, "Comparison of Multiple-output DC-DC Converts Using Cross Regulation", IEEE Power Electronics Specialists Conference Recordings, 1979, pp. 169-185