

능동 클램프를 이용한 전류원 푸쉬풀 컨버터

김 상식, 권 봉환
포항공과대학교 전자전기공학과

Active-clamp current-fed push-pull converter

Sang-Sik Kim, Bong-Hwan Kwon
Department of Electronics & Electrical Engineering, Pohang University of Science and Technology

Abstract - An active-clamp current-fed push-pull converter for the step-up application is proposed. The proposed converter is composed of active-clamp circuits and a voltage doubler rectifier. Thus, the voltage stress of the main switches is reduced and the output diodes are clamped to output voltage. Moreover, the output diodes can achieve zero current switching (ZCS) by the series resonance between resonant capacitors and leakage inductances. The prototype is designed for 350V/1.5kW with input voltage range 30-60V. The theoretical analysis and experimental results are presented.

1. 서 론

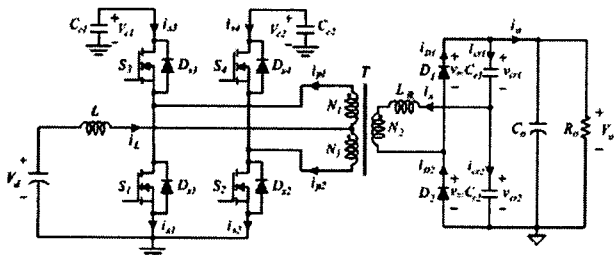
최근 연료 전지, 태양 전지, 그리고 배터리 등에서 공급되는 광범위의 낮은 직류 전압을 높은 출력 전압으로 변환하고, 높은 전력 효율을 갖는 직류-직류 컨버터에 대한 관심이 높아지고 있다. 특히 입력 측에 인덕터를 갖는 전류원(current-fed) 방식은 승압용(step-up applications) 컨버터를 설계하는데 있어서 많은 연구가 진행되어 왔다. 전류원 방식은 전압원(voltage-fed) 방식에 비해 트랜스포머의 낮은 권선 비로 구현할 수 있고, 입력 전류 리플(ripple)이 작은 장점을 가지고 있다. 그러나 기존에 연구된 전류원 방식의 푸쉬풀 컨버터는 시비율이 항상 0.5보다 커야하기 때문에 스위치의 전압 스트레스가 상대적으로 높다 [1], [2]. 또한, 출력 다이오드의 역 회복(reverse recovery) 특성과 높은 전압 스트레스는 전력 손실을 증가시킨다 [1]~[3].

본 논문에서는 전류원 푸쉬풀 컨버터에 능동 클램프(active-clamp) 회로와 voltage doubler 회로를 가지는 컨버터를 제안한다. 1차 측을 구성하는 능동 클램프 회로는 누설 인덕턴스(leakage inductance)에 저장된 에너지의 방전 경로를 제공하여, 그 에너지를 재활용할 수 있다. 또한, 2차 측을 구성하는 voltage doubler 회로는 직렬 공진에 의한 영 전류 스위칭(ZCS)을 통해 다이오드의 역 회복 전류 특성에 의한 손실을 제거하여, 컨버터의 전력 변환 효율을 증가시킨다.

2. 제안하는 회로의 해석

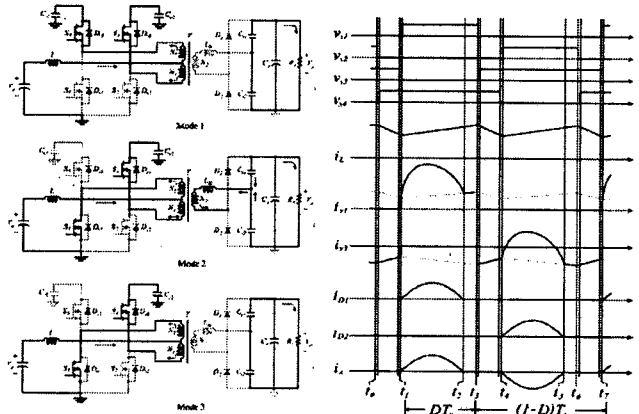
2.1. 제안하는 능동 클램프를 이용한 전류원 푸쉬풀 컨버터

그림 1은 능동 클램프를 이용한 전류원 푸쉬풀 컨버터의 회로이다. 이 컨버터는 스위치 S_3, S_4 , 클램프 콘덴서 C_{c1}, C_{c2} 로 이루어진 능동 클램프 회로와 출력 다이오드 D_1, D_2 , 공진 콘덴서 C_{r1}, C_{r2} 로 이루어진 voltage doubler 회로로 구성된다. 제안한 컨버터의 이론 파형과 동작 특성을 살펴보기 전에 다음과 같은 가정들을 제시한다. 1) 스위치 S_1, S_2, S_3 과 S_4 는 기생 다이오드 D_{s1}, D_{s2}, D_{s3} 과 D_{s4} 를 가지면서 이상적인 특성을 가진다. 2) 스위칭 주기(T_s)하에서 같은 시비율 D 를 가지는 주 스위치 S_1, S_2 는 서로 스위칭 반주기만큼 위상차가 있고, 입력 전압에 따라 시비율이 0.5보다 작거나 큰 영역에서 동작한다. 3) 같은 leg에 있는 S_1 과 S_3, S_2 와 S_4 는 각각 짧은 데드 타임(dead time)을 가지면서, 상보적(complementary)으로 동작한다. 4) 클램프 콘덴서 C_{c1}, C_{c2} 는 큰 용량을 가지므로, 클램프 콘덴서의 양단에 인가되는 전압 v_{c1}, v_{c2} 의 리플(ripple)은 무시할 수 있고, 이들은 콘덴서 전압 V_c 를 가진다. 5) 공진 콘덴서 C_{c1}, C_{c2} 는 같은 용량을 가진다.



〈그림 1〉 능동 클램프를 이용한 전류원 푸쉬풀 컨버터

2.2. $D < 0.5$ 일 경우, 동작 모드와 이론 파형



〈그림 2〉 컨버터의 동작 모드

〈그림 3〉 주요부의 이론 파형

그림 2와 3은 시비율 D 가 0.5보다 작을 경우, 컨버터의 동작 모드와 주요부의 전압과 전류의 이론 파형을 나타낸다. 컨버터는 이론 파형에서 보여주듯이, 스위칭 반주기 단위로 동작한다.

Mode 1 [t_0, t_1]: $t = t_0$ 일 때, 스위치 S_2 가 소거되고, 인덕터 전류 i_L 는 식 (1)과 같이 감소한다. 이 때, 1차 측 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 는 크기가 같고, 서로 반대 방향으로 흐르기 때문에 2차 측으로 에너지가 전달되지 않는다.

$$i_L(t) = i_L(t_0) - \frac{V_c - V_d}{L}(t - t_0). \quad (1)$$

Mode 2 [t_1, t_2]: $t = t_1$ 일 때, 스위치 S_1 이 도통되고, 이 때, 인덕터 L 에 흐르는 전류 i_L 은 식 (2)와 같이 증가한다.

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{2V_d - V_c}{2L}(t - t_1). \quad (2)$$

또한, 2차 측은 누설 인덕턴스 L_k 와 공진 콘덴서 C_{r1}, C_{r2} 의 직렬 공진에 의해서 2차 측 전류 i_s 가 흐르고, 1차 측의 에너지는 2차 측으로 전달된다. 이 때, 2차 측 전류 i_s 와 공진 콘덴서 전압 v_{cr} 은 식 (3), (4)로 표현된다.

$$i_s(t) = \frac{nV_c - v_{cr}(t_1)}{Z} \sin \omega_r(t - t_1) \quad (3)$$

$$v_{cr}(t) = nV_c - (nV_c - v_{cr}(t_1)) \cos \omega_r(t - t_1) \quad (4)$$

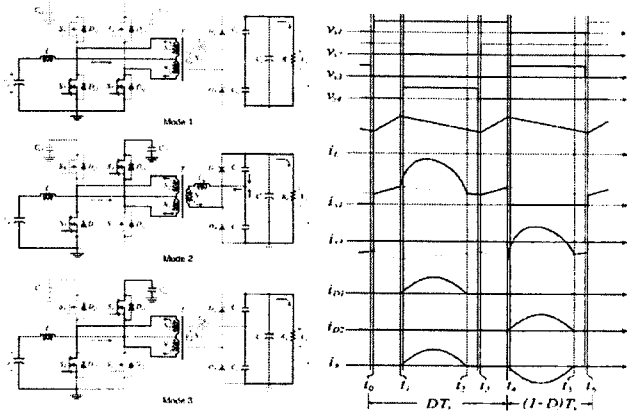
$$\text{where } \omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_k(C_{r1} + C_{r2})}} = \sqrt{\frac{1}{L_k C_r}}, \quad Z = \sqrt{\frac{L_k}{C_r}}, \quad n = \frac{N_2}{2N_1}.$$

스위치 S_1 과 S_4 에 흐르는 전류 i_{s1}, i_{s4} 는 각각 식 (5), (6)와 같이 인덕터 전류 i_L 과 직렬 공진에 의한 전류 i_s 로 나타내어진다.

$$i_{s1}(t) = n i_s(t) + \frac{i_L(t)}{2} \quad (5), \quad i_{s4}(t) = n i_s(t) - \frac{i_L(t)}{2}. \quad (6)$$

Mode 3 [t_2, t_3]: $t = t_2$ 일 때, 직렬 공진이 끝나더라도, 스위치 S_1 과 S_4 는 도통되어 있기 때문에, 인덕터 L 에 에너지가 저장된다. 또, Mode 1과 같이, 1차 측 전류 i_{L1} 과 i_{L2} 는 크기가 같고, 서로 반대 방향으로 흐르기 때문에, 2차 측으로 에너지가 전달되지 않는다.

2.3. D>0.5 일 경우, 동작 모드와 이론 파형



<그림 4> 컨버터의 동작 모드

<그림 5> 주요부의 이론 파형

그림 4와 5는 시비율 D가 0.5보다 클 경우, 컨버터의 동작 모드와 주요부의 전압과 전류의 이론 파형을 나타낸다.

Mode 1 [t_0, t_1]: $t = t_0$ 일 때, 스위치 S_1 이 도통되고, 인덕터 L에 흐르는 전류는 식 (7)과 같이 증가한다. 이 때, 트랜스포머의 1차 측 전류 i_{p1} 과 i_{p2} 는 크기가 같고 서로 반대 방향으로 흐르기 때문에, 2차 측으로 에너지가 전달되지 않는다.

$$i_L(t) = i_L(t_0) + \frac{V_d}{L}(t - t_0). \quad (7)$$

Mode 2 [t_1, t_2]: $t = t_1$ 일 때, 스위치 S_2 는 소거되고, 데드 타임이 지난 후에, 스위치 S_4 가 도통되면서 인덕터 전류 i_L 은 식 (8)이 된다.

$$i_L(t) = i_L(t_1) - \frac{V_c - 2V_d}{2L}(t - t_1). \quad (8)$$

또한, 2차 측은 누설 인덕턴스 L_{lk} 와 공진 콘덴서 C_{r1}, C_{r2} 의 직렬 공진으로 인한 전류 i_s 가 흐르고, 동시에 1차 측의 에너지는 2차 측으로 전달된다. 이 때, 2차 측 전류 i_s , 스위치 전류 i_{s1} 과 i_{s4} , 공진 콘덴서 전압 v_{cr1} 은 식 (3)~(6)과 같은 형태를 지닌다.

Mode 3 [t_2, t_3]: $t = t_2$ 일 때, 직렬 공진이 끝나더라도, 스위치 S_1 과 S_4 는 도통되어 있기 때문에, 인덕터 전류 i_L 은 감소한다. 또한, Mode 1과 같이, 1차 측 전류 i_{p1} 과 i_{p2} 는 크기가 같고, 서로 반대 방향으로 흐르기 때문에, 2차 측으로 에너지가 전달되지 않는다.

2.4. 제안하는 회로의 설계

인덕터 L에 volt-second law를 적용하면, 클램프 콘덴서에 인가되는 전압 V_{c1}, V_{c2} 과 스위치 S_1, S_4 의 드레인-소스 간의 전압은 $V_d/(1-D)$ 가 되고, 입력 전압 V_d 와 출력 전압 V_o 는 식 (9)와 같은 관계를 갖는다.

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{2n}{(1-D)}. \quad (9)$$

출력 다이오드 D_1 과 D_2 는 출력 전압 V_o 로 클램프 되고, 출력 전류 i_o 는 식 (10)으로 표현될 수 있다. 출력 전류 i_o 를 한 주기 동안 평균한 값은 출력 직류 전류 I_o 가 되므로, 2차 측 전류 i_s 의 피크 값은 식 (11)이 된다.

$$i_o = |i_{s1}| = |i_{s2}| = \frac{1}{2} |i_s| \quad (10)$$

$$I_{s,peak} = \frac{nV_c - v_{cr1}(t_1)}{Z_r} = \frac{\pi I_o \omega_r}{\omega_s} \quad \text{where } \omega_s = \frac{2\pi}{T_s}. \quad (11)$$

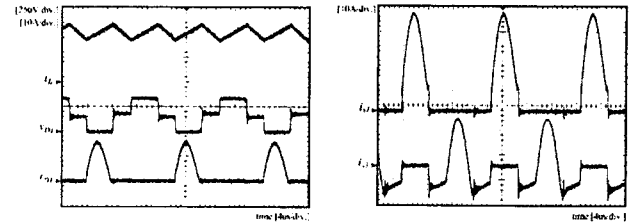
영 전류 스위칭 (ZCS)을 통해, 출력 다이오드 D_1 과 D_2 의 역 회복 특성으로 인한 손실을 제거하기 위해서는 $t = t_3$ 이전에 공진이 끝나야 한다. 이를 위해, 공진 주파수 f_r 를 결정하는 요소인 공진 콘덴서의 값은 시비율의 범위에 따라 각각 식 (12)와 (13)을 만족해야 한다.

$$C_r \leq \frac{D^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}} \quad (D < 0.5) \quad (12)$$

$$C_r \leq \frac{(1-D)^2 T_s^2}{\pi^2 L_{lk}} \quad (D > 0.5). \quad (13)$$

3. 실험 파형 및 결과

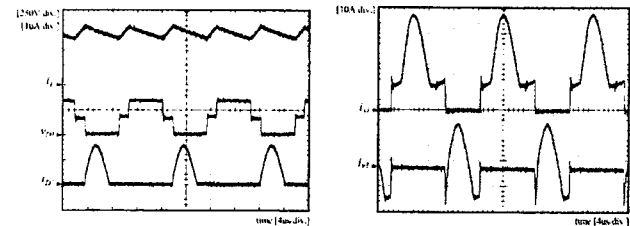
제안하는 컨버터는 입력 전압 30~60V, 출력 전압 350V, 스위칭 주파수 70kHz 하에서 동작한다. 본 실험에서는 트랜스포머의 권선비를 $N_1:N_2=4:17$ 로 하고, 식 (9)에 의해 시비율은 0.27~0.68 정도의 범위를 가진다. 또한, 트랜스포머의 누설 인덕턴스가 700nH일 때, 식 (12)와 (13)을 고려하여 공진 콘덴서 C_{r1} 과 C_{r2} 를 각각 1uF으로 설계하면, 공진 주파수 f_r 는 135kHz가 된다. 그림 6과 7은 시비율이 0.5보다 작을 경우, 그림 8과 9는 시비율이 0.5보다 클 경우의 주요 전압과 전류의 실험 파형이다.



<그림 6> i_L, V_{D1} 과 i_{D1} 의 파형

<그림 7> i_{s1} 과 i_{s3} 의 파형

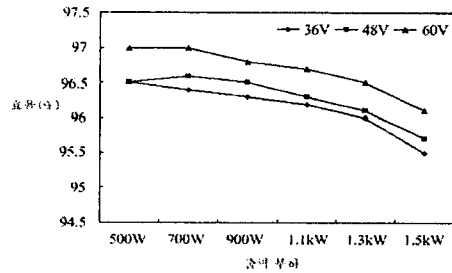
다이오드의 영 전류 스위칭 (ZCS)는 공진 주파수 f_r 를 가지는 출력 다이오드 전류 i_{D1} 의 실험 파형을 통해 확인된다.



<그림 8> i_L, V_{D1} 과 i_{D1} 의 파형

<그림 9> i_{s1} 과 i_{s3} 의 파형

그림 10은 입력 전압과 출력 부하에 따른 효율의 변화를 보여주고 있으며, 입력 전압 36V, 출력 부하 1.5kW일 때 전부하에서 최소 효율 95.5%를 가진다.



<그림 10> 입력 전압과 출력 부하에 따른 효율

4. 결 론

본 논문에서는 능동 클램프 회로를 이용한 전류원 푸시풀 컨버터를 제안하였다. 능동 클램프 회로는 누설 인덕턴스에 저장된 에너지를 소모하는 수동 스너버 (snubber) 회로와는 달리, 그 에너지를 재활용함으로써, 스위치의 전압 스트레스를 줄인다. 또한, 2차 측의 voltage doubler 회로는 누설 인덕턴스와 공진 콘덴서의 직렬 공진을 통한 영 전류 스위칭 (ZCS)으로 다이오드의 역 회복 특성에 의한 손실을 제거하여 전력 변환 효율을 높인다.

[참고 문헌]

- [1] W.C.P. de Aragao Filho, I. Barbi, "A comparison between two current-fed push-pull DC-DC converters-analysis, design and experimentation", Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International, Page(s):313-320, 1996.
- [2] F.J. Nome, I. Barbi, "A ZVS clamping mode-current-fed push-pull DC-DC converter", Industrial Electronics, 1998. Proceedings. ISIE '98. IEEE International Symposium, vol.2, Page(s):617 - 621, 1998.
- [3] D.A. Ruiz-Caballero, I. Barbi, "A new flyback-current-fed push-pull DC-DC converter", Power Electronics, IEEE Transactions, Page(s):1056 - 1064, 1999.