

Current Doubler 정류기를 이용한 능동클램프형 포워드 컨버터

어 성 준, 최 재 호, 안 태 영
충북대학교 전기전자공학부

An Active Clamp Forward Converter with a Current Doubler Rectifier

Sung-Jun Eur, Jae-Ho Choi, Tae-young Ahn
Dept. of Electrical and Electronics Eng. Chungbuk Natonal Univ.

Abstract - An active clamp forward converter is proper for minimization and basically makes high efficiency of the system because of soft switching type. Especially, when applied to forward converter, it widens the contol range of duty ratio and is suitable for high input voltage. In other hand, the current doubler has high utility efficiency of transformer and reduces output current ripple because it always transfers the power through the transformer and has two inductor with opposite slope. So, this paper explained the conduction mode of an active clamp forward converter with the current doubler rectifier.

1. 서 론

스위칭전원의 소형화·경량화를 위해서는 높은 스위칭 주파수가 요구 되고 있지만, 기존의 하드 스위칭 방식에서는 스위칭 주파수와 스위칭 손실이 비례하기 때문에 전체적인 효율이 낮아지는 문제점이 있다. 소프트 스위칭 방식의 하나인 영전압 스위칭(ZVS)과 영전류 스위칭(ZCS)방식은 높은 스위칭 주파수에서도 스위칭 손실을 저감시킬 수 있지만, 스위칭 소자의 전압·전류 스트레스가 증가하는 단점이 있었다. 이러한 문제점을 개선시키기 위해서 제안된 능동클램프 스위칭방식은 낮은 전압 스트레스, 영전압 스위칭, PWM제어 등의 장점이 존재한다. 한편, 최근 검토 되기 시작한 Current Doubler 정류기⁽¹⁾는 두 개의 인덕터와 변압기를 한 개의 코어로 구성이 가능하기 때문에 변압기의 이용율을 높일 수가 있고, 출력 전류의 리플이 저감되며, 변압기를 통해 항상 전력을 출력 측에 전달 할 수 있으며, 다른 양극성 정류방식과 달리 센터탭을 낼 필요가 없기 때문에 변압기의 소형화가 가능하다^(2,3).

본 논문에서는 Current Doubler 정류기를 2차측에 구성한 능동클램프형 포워드 컨버터의 동작모드를 명확히 하였고, 동작모드에서 얻어진 등가회로로부터 정상상태 해석을 하였다. 또한 스위칭 주파수가 500kHz, 출력이 약 200W(48V, 4A)급의 실험회로를 구성하여 해석결과와 타당성을 검토 하였으며, 영전압 스위칭 때문에 높은 전력변환효율을 얻을 수 있었다. 특히 실험 컨버터가 무부하 조건에서도 정상동작하고 있음을 확인 하였으며, 이 특징으로부터 저출력에서도 높은 효율을 유지할 수 있는 회로임을 알 수 있었다.

2. 동작 원리

그림 1에 능동클램프형 포워드 컨버터의 기본회로가 나타나 있으며, 그림 2는 변압기를 생략한 등가회로이다. 그림 2의 등가회로는 MOSFET과 다이오드가 이상적인 스위치로 동작한다고 가정하였고, 인덕터와 변압기의 기생저항은 무시하였다. 주스위치 Q_1 과 부스위치 Q_2 의 스위칭동작에 의해 컨버터는 한 주기 동안에 총 6개의 등가회로가 존재하며, 상태 등가회로를 그림3에 나타 내었다. 그림 3의 상태별 등가회로로부터, 그림 4의 이론 파형을 나타 내었고, 회로의 동작은 다음과 같이 설명 된다.

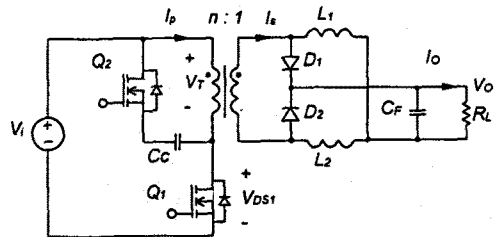


그림 1. Current Doubler 능동클램프 컨버터

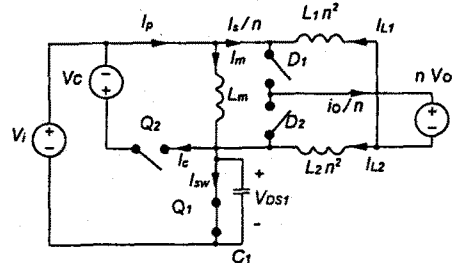


그림 2. 변압기를 생략한 등가회로

상태 1 (t_0-t_1): t_0 에서 주스위치 Q_1 가 온이 되고, 변압기 1차측에는 입력전압이 인가되어 여자전류는 일정한 기울기를 가지고 상승한다. 2차측은 변압기에 걸린 전압에 의해 다이오드 D_1 이 순방향으로 바이어스되므로, i_{L2} 가 증가하게 되고, i_{L2} 는 감소한다.

상태 2 (t_1-t_2): t_2 에서 Q_1 는 오프되고, 변압기 1차측은 전압이 감소하기 시작하며, 흐르던 여자전류에 의해 스위치에 병렬로 존재하는 커패시터를 통해 충전전류가 흘러

스위치의 전압은 상승한다. 2차측은 계속해서 D_1 이 계속 도통하지만, i_{L2} 의 기울기는 전상태보다 감소하고, t_2 인 순간에는 변압기의 1차측 전압이 영이 되며, 스위치에 걸리는 전압은 입력전압이 된다.

상태3 (t_2-t_3): t_3 에서부터 보조스위치의 다이오드를 통해 클램프 커패시터로 전류가 흐르고, 스위치 Q_2 에 걸린 전압은 계속해서 상승하며, 다이오드 D_2 가 순방향 바이어스되어 i_{L1} 의 기울기는 증가하며 i_{L2} 는 감소한다.

상태4 (t_3-t_4): t_4 까지 보조스위치 Q_2 의 턴은 상태이며, 여자전류가 Q_2 를 통해서 흐르게 되며, 클램프 전압의 기울기로 여자전류는 감소한다. 스위치 Q_2 에 걸리는 전압은 $V_{in} + V_{Cc}$ 로 크랩프 되고, 다이오드 D_2 를 통해 흐르는 전류 i_{L1} 은 더욱 큰 기울기를 가지고 상승한다.

상태5 (t_4-t_5): t_4 에서 스위치 Q_2 가 오프되면, Q_2 의 커패시터는 여자전류에 의해 충전전압을 방전하기 시작하고, 스위치 Q_2 에 흐르는 전류는 영으로 된다. 2차측의 전류 $i_{S/n}$ 은 i_{L1} 과 크기는 같고 방향은 반대이다.

상태6 (t_5-t_6): t_5 인 순간에는 변압기의 1차측의 전압이 영이 되고, 스위치의 전압은 입력전압으로 되며, 회로가 공진을 시작한다. 2차측은 다이오드 D_1 이 순방향 바이어스되어 i_{L2} 의 전류는 상승하기 시작한다. 이때 스위치 Q_1 이 ZVS를 하기 위해서 스위치 전압은 영으로 된다.

정상상태의 출력전압은 변압기의 2차측에 걸리는 전압의 정의 부분을 한주기로 평균한 값 이므로, 다음 식과 같이 표현된다.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} (V_{DS1} - V_i) dt = V_o \quad (1)$$

$$V_o = \frac{D}{n} V_i \quad (2)$$

단, T_s 는 스위칭 주기이고, 시비율 D 는 다음과 같이 정의하였다.

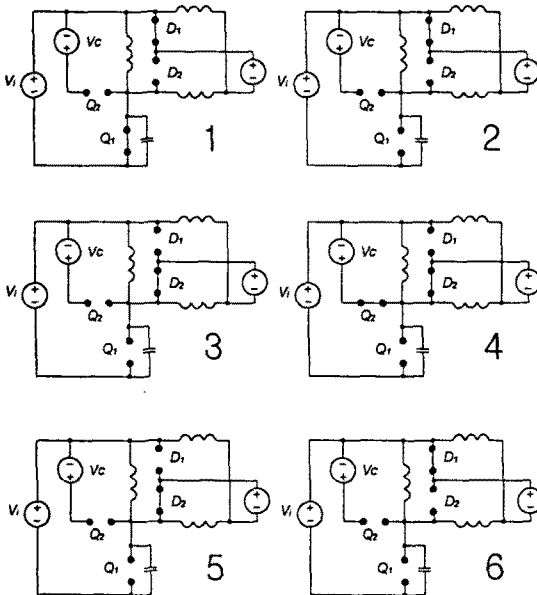


그림 3. 상태별 등가회로

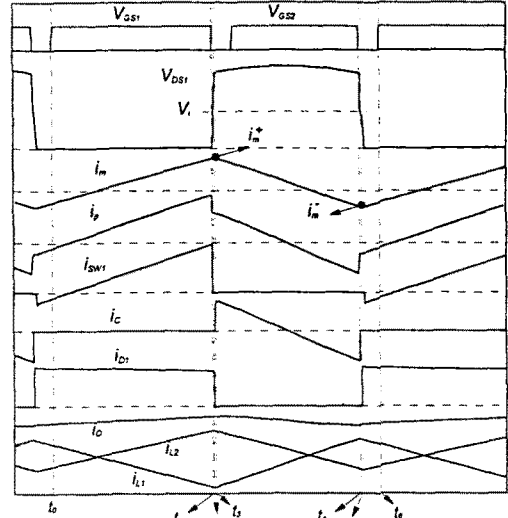


그림 4. 컨버터의 주요 이론파형

$$D = \frac{t_1 - t_0}{T_s} = \frac{\Delta T_{01}}{T_s} \quad (3)$$

한편, 클램프 커패시터 C_c 의 전압을 구하기 위해, 변압기의 양단에 걸리는 정·부전압의 면적을 구하면, 다음 식과 같이 표현 된다.

$$\int_0^{DT_s} (V_{DS1} - V_i) dt = \int_0^{DT_s} V_{DS1} dt \quad (4)$$

한편, 주스위치와 부스위치의 데드타임을 스위칭 시간에 비해 짧다고 가정하면, 시비율은 다음과 같은 부등식이 성립한다.

$$D = \frac{\Delta T_{01}}{T_s} \gg \frac{\Delta T_{13}}{T_s}, \frac{\Delta T_{46}}{T_s} \quad (5)$$

식 (5)의 가정에 의해 식 (4)는 다음 식과 같이 간략화시킬 수 있다.

$$V_i D T_s = V_c (1 - D) T_s \quad (6)$$

$$\therefore V_c = \frac{D}{(1-D)} V_i \quad (7)$$

따라서 스위치에 걸리는 전압의 최대치는 다음과 같다.

$$V_{DS(max)} = V_i + V_c = \frac{V_i}{(1-D)} = \frac{nV_o}{D(1-D)} \quad (8)$$

또한, 파형으로 부터 변압기의 1차측에 흐르는 자화전류의 진폭은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_m^+ - I_m^- = \frac{V_i D T_s}{L_m} \quad (9)$$

한편, 시간 $t_5 - t_6$ 에서 영전압 스위칭이 되기 위해서, 인덕터의 에너지와 커패시터의 에너지는 다음의 조건식을 만족해야 한다.

$$\frac{1}{2} L_m \left(\frac{I_m^+}{n} \right)^2 - \frac{1}{2} L_m \left(\frac{I_m^-}{n} \right)^2 \geq \frac{1}{2} C_s V_i^2 \quad (10)$$

단, 커패시터 C_s 는 다음과 같이 계산 되는 등가용량이며, 걸리는 전압에 의존하는 특징이 있다.

$$C_s = C_{DS1} + C_{DS2} + \frac{C_D}{n^2} \quad (11)$$

3. 실험

등가회로에 대한 동작설명과 해석결과의 타당성을 검토하기 위해 그림 5와 같은 실험회로를 구성하였다. 실험회로의 정격은 입력전압 범위가 280V~340V, 스위칭 주파수 500kHz, 출력은 약200W (48V, 4A)이다. 그림 6은 실험회로의 전력변환효율을 나타낸 것이다. 그림으로부터 입력전압이 변화하여도 실험회로의 효율은 거의 같은 값을 갖는다는 것을 알 수 있으며, 최대효율은 최대부하에서 나타나며, 그 때의 효율은 약 89% 이다. 한편, 실험회로는 식 (10)으로 표현 되는 ZVS 조건식으로부터 그림 7과 같은 ZVS 및 non-ZVS영역으로 나눌 수가 있다. 실선은 이론치이고, 각 점들은 측정치이다. 실험치와 이론치가 다소 차이는 것은 수식을 간략화 시켰고, MOSFET의 등가용량이 전압에 의존하기 때문에 정확히 추정하기 곤란하기 때문이라고 판단 된다.

회로가 non-ZVS영역에서 동작 할에도 불구하고, 높은 효율을 유지할 수 있는 것은, 다른 하드 스위칭 방식과 달리 턴온시의 최종전압이 비교적 낮기 때문에 턴온 손실이 적기 때문이다. 그림 8은 컨버터의 실험파형을 나타 내었다. 그림 8 (a)는 부하전류가 2[A] 일때의 파형이며, 그림4의 이론파형 및 상태등가회로에 대한 설명의 타당성을 확인 할 수 있다. 특히 그림 8 (b)는 실험회로가 무부하에서 동작할 때의 실험파형을 나타낸 것이며, 그림으로부터 무부하에서도 회로는 안정한 동작을 하고 있음을 알 수 있다. 이 특징은 무부하동작을 위해 추가적인 회로구성이 필요 없기 때문에 저출력시 고효율이 기대 된다.

4. 결론

본 논문에서는 최근 검토 되기 시작한 Current Doubler 정류기를 능동클램프형 포워드 컨버터의 2차 측에 구성하여 그 동작특성의 분석과 정상상태 해석결과를 실험을 통하여 비교·검토하였다. 비교를 위한 실험회로는 스위칭 주파수가 500kHz, 출력이 약 200W (48V, 4A)급으로 구성하였다. 우선, 상태별 등가회로 및 실험결과로부터 컨버터의 스위치는 기존의 능동클램프 방식과 마찬가지로 영전압 스위칭이 가능하며, 낮은 전압 스트레스를 실현 할 수 있기 때문에 전부하범위에 걸쳐서 높은 효율특성을 나타내었다. 또한 ZVS 범위를 정상상태 해석을 통하여 유도하였고, 실험결과와 비교하여 해석결과의 타당성을 검토하였다. 특히 실험 컨버터가 무부하 조건에서도 정상동작하고 있음을 확인하였으며, 이 특징으로 부터 저출력에서 고효율을 유지할 수 있는 회로임을 알 수 있었다.

[참고 문헌]

- [1] Ole. S. Seiersen, "Power Supply Circuit", U.S. Patent 4,899,271., Feb. 6, 1990.
- [2] 村林 陽康, etc.: "アクティブクランプ回路を持つ兩極性フォワードコンバータの動作解析", 日本電氣學會研究會資料, SPC-95 -26 pp.35-42, 1995. 5.
- [3] C. P. M. Hannigan and O. Seiersen: "A new efficient high frequency rectifier circuit," HFPC'91, pp.236-243, June 1991.

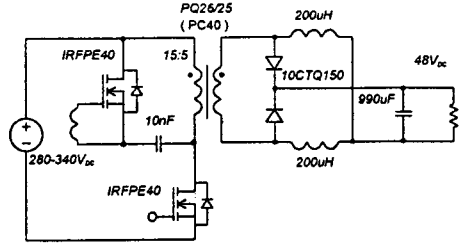


그림 5. 실험회로

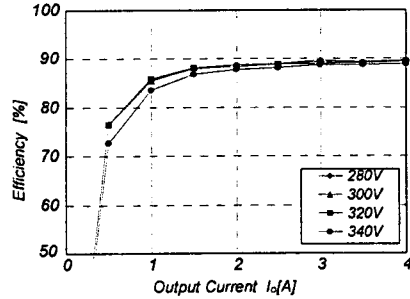


그림 6. 전력변환 효율

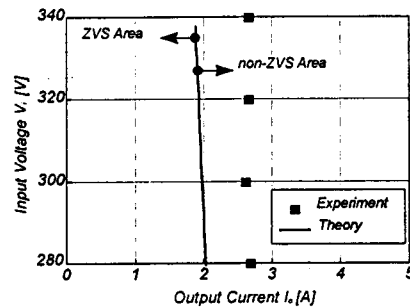
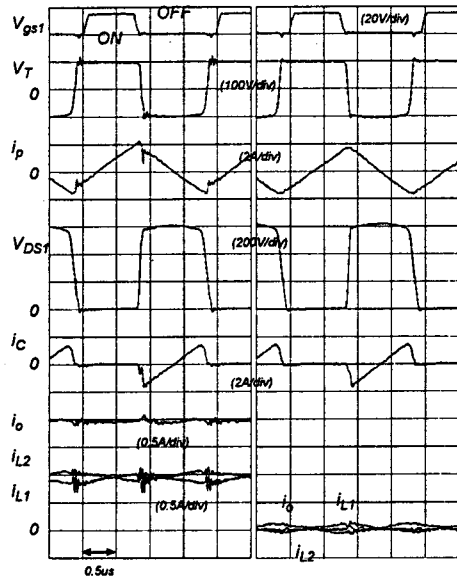


그림 7. ZVS 및 non-ZVS영역



(a) $I_o = 2A$ (b) $I_o = 0A$
그림 8. 컨버터의 주요 실험파형