

경 부하 효율 향상을 위한 하프-브릿지 LLC 컨버터를 이용한 PFM 하프-브릿지 컨버터

이재범^[1], 김재국^[2], 김재현^[1], 문건우^[1]
KAIST^[1], 삼성 전기^[2]

ABSTRACT

출력 인덕터를 갖는 다양한 하프-브릿지 컨버터들은 높은 출력 전류를 갖는 medium-power에서 좋은 성능을 갖는다. 하지만, 그것들은 공통적으로 출력 인덕터에 의해 발생하는 스위치 턴-오프 손실과 스너버 손실로 인하여 낮은 경 부하 효율을 나타낸다. 이러한 기존의 하프-브릿지 컨버터들의 문제점들을 보완하기 위하여, 본 논문에서는 하나의 추가적인 스위치와 커패시터를 2차 측에 삽입하는 새로운 하프-브릿지 컨버터를 제안한다. 제안된 회로는 경 부하 시에 추가적인 스위치를 끄므로써 below 동작을 갖는 하프-브릿지 LLC 컨버터로 동작하기 때문에, 턴-오프 손실과 스너버 손실을 줄일 수 있다. 또한, 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖기 때문에 높은 경 부하 효율을 달성할 수 있다.

1. 서론

서버용 전원 장치에 있어서, 환경의 보호를 위해 고효율 컨버터가 지속적으로 요구되고 있다. 또한, 이를 여러 단체에서 규제를 통해 관리되고 있다. 그 중에서 대표적으로 Climate Savers Computing Initiative (CSCI)는 50% 부하 조건에서 최고의 효율을 요구하고 있으며, 최근에는 서버 시스템이 경 부하에서 대부분 동작하기 때문에, 10%와 20%의 경 부하 효율이 강화되고 있다.

기존의 pulse-frequency modulation (PFM) 하프-브릿지 컨버터는 50%의 고정 시비율로 동작하기 때문에 변압기 오프셋 전류가 없고 높은 변압기 turns-ratio를 갖는다. 또한, 출력 인덕터 때문에 중 부하 시 낮은 도통 손실을 가지며, 이는 높은 중 부하 효율을 나타내기 때문에 medium-power에서 널리 사용된다. 하지만, 경 부하 시에는 출력 인덕터로 인해 스위치 턴-오프 손실과 스너버 손실이 발생한다. 게다가, 영전압 스위칭을 성취하기 위하여 큰 변압기 누설 인덕턴스를 필요로 한다.

한편, 기존의 하프-브릿지 LLC 컨버터는 변압기 오프셋 전류가 없고 변압기 누설 인덕턴스에 관계 없이 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖기 때문에 medium-power에서 역시 사용 가능하다. 또한, 일반적으로 below 영역에서 동작하므로 낮은 스위치 턴-오프 손실을 갖는다. 게다가, 2차 측 스위치들의 낮은 전압 스트레스 때문에 스너버 손실을 제거할 수 있다. 하지만, 하프-브릿지 LLC 컨버터는 출력 인덕터를 갖지 않기 때문에 높은 출력 전류를 갖는 medium-power에서 큰 도통 손실을 야기하며, 이는 많은 출력 커패시턴스를 요구한다.

따라서, 본 논문에서는 medium-power에서 높은 출력 전류를 요구하는 서버용 전원 장치를 위한 하나의 추가적인 스위치와 커패시터를 2차 측에 삽입하는 고효율 하프-브릿지 컨버터를 제안한다. 제안된 회로는 경 부하 시에 추가적인 스위치를 끄므로써 below 동작을 갖는 하프-브릿지 LLC 컨버터로 동작하기 때문에, 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터에 비해 턴-오프 손실과 스너버 손실을 줄일 수 있다. 또한, 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖기 때문에 높은 경 부하 효율을 달성할 수 있다.

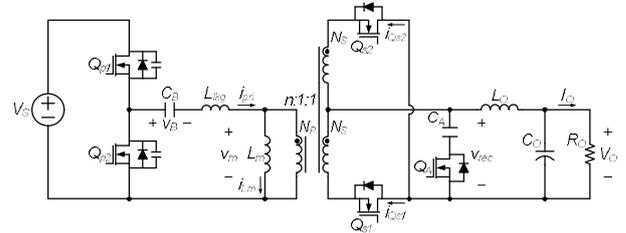


그림 1. 제안 되는 하프-브릿지 컨버터.

2. 동작 원리

제안된 회로는 경 부하 시 효율 향상을 위하여 그림 1과 같이 2차 측에 추가적인 스위치(Q_3)와 커패시터(C_2)를 삽입한다. 1차 측 스위치들은(Q_{p1} 과 Q_{p2}) 50%의 고정 시비율을 가지고 PFM 방식으로 제어 된다.

2.1. 정상 입력 시 30% 이상 부하 조건^[1]

높은 중 부하 효율을 달성하기 위하여, Q_3 를 끄므로써 출력 인덕터를 갖는 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터로 동작시킨다. 출력 인덕터 때문에 중 부하 효율에 지배적인 영향을 미치는 도통 손실이 크게 감소하여, 중 부하 시 높은 효율을 나타낸다.

2.2. 정상 입력 시 30% 이하 부하 조건^[2]

높은 경 부하 효율을 달성하기 위하여, Q_3 를 켜서 출력 인덕터를 갖지 않는 기존의 하프-브릿지 LLC 컨버터로 동작시킨다. Below 영역에서 동작하기 때문에, 1차 측 스위치들과 2차 측 스위치들의 턴-오프 손실을 줄일 수 있다. 또한, 2차 측 스위치들의 낮은 전압 스트레스 때문에 스너버 손실을 제거할 수 있으며, 변압기 자화 인덕턴스(L_m)에 의하여 영전압 스위칭이 성취되므로, 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖는다. 따라서, 높은 경 부하 효율을 달성할 수 있다.

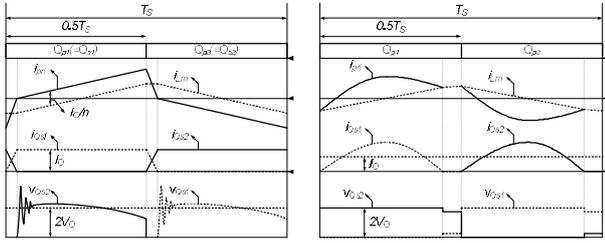
3. 제안된 컨버터의 분석

3.1. 영전압 스위칭

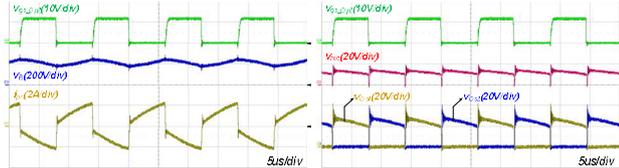
Q_{p1} 과 Q_{p2} 의 영전압 스위칭 동작은 대칭이므로, Q_{p2} 의 영전압 스위칭 동작만 고려된다.

정상 입력 시 30% 이상의 부하 조건에서, 제안된 회로는 높은 중 부하 효율을 달성하기 위하여 PFM 하프-브릿지 컨버터로 동작한다. 30% 이상의 부하 조건에서, Q_{p1} 이 꺼지면 L_m 에 걸리는 전압이 0V가 될 때까지 변압기 자화 전류(i_{Lm})와 1차 측으로 투영된 출력 전류의 합에 의해 Q_{p2} 의 출력 커패시터를 방전 시키고, 그 이후에는 변압기 누설 인덕턴스(L_{lk})에 저장된 에너지에 의해 방전 된다. 따라서, 경 부하 시에는 L_{lk} 에 저장된 에너지가 부족하기 때문에 경 부하 시에 충분한 영전압 스위칭 에너지를 갖기 위해서는 L_{lk} 를 필요로 한다. 이는 중 부하 효율의 감소를 초래할 수 있다.

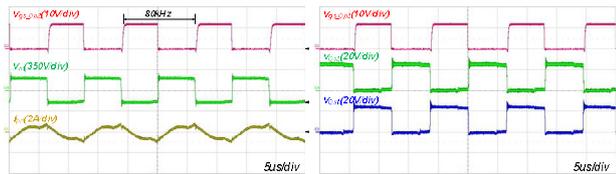
정상 입력 시 30% 이하의 부하 조건에서, 제안된 회로는 높은 경 부하 효율을 달성하기 위하여 below 동작을 갖는 하프-브릿지 LLC 컨버터로 동작한다. 30% 이하의 부하



(a) 기존 PFM 컨버터. (b) 제안 되는 컨버터.
그림 2. 30% 이하 부하 조건에서 1차 측 및 2차 측 주요 파형.



(a) 1차 측 파형. (b) 2차 측 파형.
그림 3. 100% 부하 조건 시 주요 실험 파형.



(a) 1차 측 파형. (b) 2차 측 파형.
그림 4. 20% 부하 조건 시 주요 실험 파형.

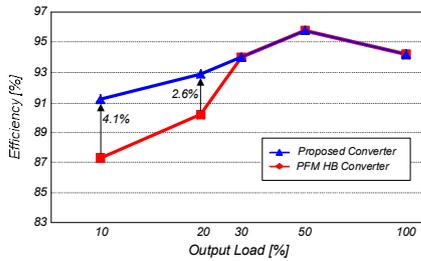


그림 5. 측정 효율.

조건에서 Q_{p1} 이 꺼지면 L_m 에 저장된 에너지에 의해 Q_{p2} 의 출력 커패시터를 방전 시킨다. 따라서, 30% 이하의 부하 조건에서는 L_{lk} 에 관계 없이 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖게 된다. 따라서, 제안된 회로의 경우, 30% 이상의 부하 조건까지 영전압 스위칭이 성취되도록 L_{lk} 를 설계하면 된다.

3.2. 턴-오프 손실 및 스너버 손실

3.2에서는 제안된 회로의 턴-오프 손실 및 스너버 손실을 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터와 비교한다.

그림 2(a)와 2(b)는 기존 및 제안된 회로의 1차 측과 2차 측 전류 파형과 2차 측 스위치들에 걸리는 전압 스트레스 파형을 나타낸다. 스위치의 턴-오프 손실은 주로 스위치가 꺼지는 순간의 전류에 의해 결정된다. 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터의 경우, 출력 인덕터 때문에 그림 2(a)와 같이 2차 측 스위치(Q_{s1})의 턴-오프 전류는 I_o 가 되며, Q_{p1} 의 턴-오프 전류는 $i_{Lm}(t_1) + I_o/n$ 가 된다. 반면, below 동작을 갖는 하프-브릿지 LLC 컨버터의 경우, 그림 2(b)와 같이 2차 측 스위치(Q_{s1})의 턴-오프 전류는 0A가 되며, Q_{p1} 의 턴-오프 전류는 $i_{Lm}(t_2)$ 가 된다. 따라서, 제안된 회로의 1차 측 스위치들의 턴-오프 전류는 감소하며 2차 측 스위치들의 턴-

오프 전류는 제거되기 때문에, 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터에 비해 30% 이하 부하 조건에서 스위치들의 턴-오프 손실이 감소된다.

출력 인덕터를 갖는 절연형 하프-브릿지 컨버터들은 공통적으로 2차 측 스위치들의 commutation 동작 이후 L_{lk} 와 2차 측 스위치들의 출력 커패시터의 공진에 의해 2차 측 스위치들의 높은 전압 스트레스를 야기시킨다. 이는 2차 측에 2개의 스너버를 필요로 하며, 이는 경 부하 효율 감소의 원인이 된다. 하지만, 제안된 회로의 경우에는, 30% 이하 부하 조건에서 Q_A 를 커서 그림 2(b)와 같이 2차 측 스위치들의 전압 스트레스를 낮추기 때문에 스너버 손실을 제거할 수 있다.

4. 실험 결과

제안된 회로의 가능성을 증명하기 위하여 $V_S=330V-400V$ 그리고 $V_O=12V$ 를 갖는 300W의 원형 컨버터가 제작되었다.

그림 3(a)와 3(b)는 각각 정상 입력 시 100% 부하 조건에서 1차 측과 2차 측의 주요 실험 파형을 나타낸다. 그림 3(a)에서 살펴볼 수 있듯이, 제안된 회로는 PFM 하프-브릿지 컨버터로 동작한다. C_B 에 걸리는 전압은 i_{pr} 에 의하여 충·방전되며, 원하는 출력 전압을 획득하기 위해 필요한 스위칭 주파수는 83kHz이다. 그림 4(a)와 4(b)는 각각 정상 입력 시 20% 부하 조건에서 1차 측과 2차 측의 주요 실험 파형을 나타낸다. 제안된 회로는 20% 부하 조건에서 하프-브릿지 LLC 컨버터로 동작한다. 그림 4(a)에서 살펴볼 수 있듯이, 제안된 회로는 below 영역에서 동작하며, 1차 측 스위치들의 턴-오프 전류가 작기 때문에 1차 측 스위치들의 턴-오프 손실을 저감할 수 있으며, 2차 측 스위치들의 턴-오프 전류는 0A가 되므로 2차 측 스위치들의 턴-오프 손실을 제거할 수 있다. 또한, 그림 4(b)에서 살펴볼 수 있듯이, 2차 측 스위치들의 전압 스트레스는 $2V_O$ 로 제한되기 때문에 스너버 손실 역시 제거할 수 있다. 따라서, 그림 5에서 살펴볼 수 있듯이, 제안된 컨버터는 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터에 비해 10%와 20% 부하 조건에서 각각 4.1%와 2.6%의 효율 상승을 초래한다.

5. 결론

본 논문에서는 하나의 추가적인 스위치와 커패시터를 2차 측에 삽입하는 새로운 하프-브릿지 컨버터를 제안한다. 제안된 회로는 경 부하 시에 추가적인 스위치를 끄므로써 below 동작을 갖는 하프-브릿지 LLC 컨버터로 동작하기 때문에, 기존의 PFM 하프-브릿지 컨버터에 비해 턴-오프 손실과 스너버 손실을 줄일 수 있다. 또한, 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖기 때문에 높은 경 부하 효율을 달성할 수 있다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.2010-0028680)

참고 문헌

- [1] B. C. Hyeon and B. H. Cho, "Analysis and Design of the L_mC Resonant Converter Current Ripple," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 59, no. 7, pp. 2772-2780, July. 2012.
- [2] B. C. Kim, K. B. Park, and G. W. Moon, "Asymmetric PWM Control Scheme During Hold-Up Time for LLC Resonant Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2992-2997, July. 2012.