

넓은 입력전압 범위에서 높은 효율을 가지는 비대칭 하프-브릿지 컨버터

한정규, 최승현, 문건우
한국과학기술원

High Efficiency Half-Bridge Converter with Wide Input Voltage Range

Jung Kyu Han, Seung Hyun Choi, and Gun Woo Moon
KAIST

ABSTRACT

본 논문에서는, 넓은 입력전압 범위에서 높은 효율을 가지는 비대칭 하프 브릿지 컨버터를 제안한다. 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 적은 소자수를 가지고, 영전압 스위칭이 가능한 특징으로 인해 작은 용량의 전원장치에서 널리 쓰이는 토폴로지이다. 하지만, 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 넓은 입력전압 범위에서 설계되면 변압기에 큰 DC 오프셋 전류를 가지기 때문에, 변압기의 크기를 증가시키고 영전압 스위칭 에너지를 감소시키는 문제점을 갖는다. 따라서 이를 해결하기 위해, 제안하는 회로는 결합 인덕터를 사용한 새로운 구조의 정류기를 사용하여 변압기의 오프셋 전류를 제거한다. 이로 인해 제안하는 회로는 오프셋 전류로 인해 발생하는 문제점을 해결하여 넓은 입력전압 범위에서도 높은 효율을 가진다. 제안하는 회로의 효율성을 증명하기 위해 250~400V 입력전압과 100V/200W의 출력에서 실험이 진행되었다.

1. 서론

다양한 DC/DC 컨버터들 중, 그림 1(a)의 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 적은 소자 수를 갖고, 1차측 스위치의 영전압 스위칭 동작이 가능한 특징으로 인해 TV나 LED와 같은 소용량/고효율 전원장치에 사용되기 적합한 토폴로지이다^[1]. 하지만, 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 전원장치의 홀드업 조건을 만족시키기 위해 넓은 입력 전압 범위를 고려하여 설계되면, 입력 전압이 높을 때 1차측 스위치가 비대칭적으로 동작하여 변압기에 큰 DC 오프셋 전류가 발생하는 문제점을 가진다. 이러한 DC 오프셋 전류로 인해, 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 자성체의 포화를 막기 위해 기존보다 큰 부피의 자성체를 사용해야 하며, 이는 비용과 부피, 효율을 저감시키는 주요한 원인이 된다^[2]. 또한, 그림 1(b)에서 볼 수 있듯이, 변압기가 양의 DC 오프셋 전류를 갖기 때문에 스위치 Q_2 의 영전압 스위칭을 위한 음전류가 줄어들어 영전압 스위칭이 잘 이루어지지 않는다는 문제점을 가진다^[3].

따라서 본 논문에서는, 결합 인덕터를 사용한 새로운 구조의 정류기를 적용하여, 변압기의 DC 오프셋 전류를 제거한 비대칭 하프 브릿지 컨버터를 제안한다.

2. 제안하는 회로의 특징

제안하는 회로는 그림 2(a)와 같다. 기존의 비대칭 하프 브릿지 컨버터의 구조에서 출력 인덕터를 결합 인덕터로 사용하

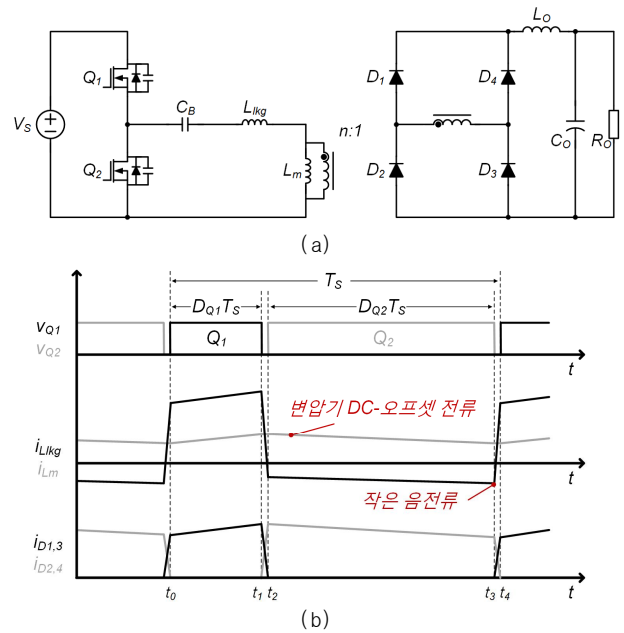


그림 1. 기존 비대칭 하프-브릿지 컨버터의 특징. (a) 회로 구조, (b) 주요 파형

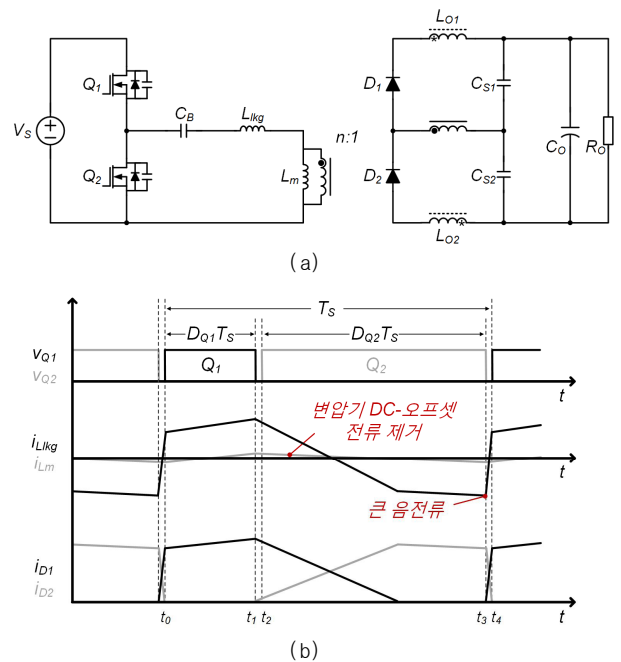
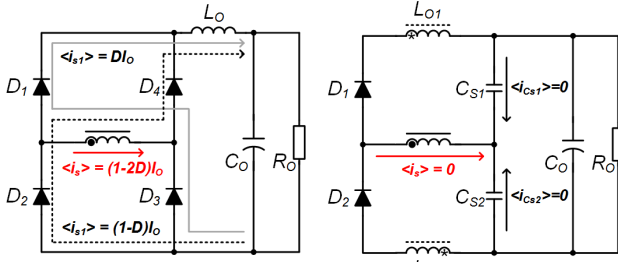


그림 2. 제안하는 컨버터의 특징. (a) 회로 구조, (b) 주요 파형



[기존 비대칭 하프-브릿지 컨버터]

[제안하는 컨버터]

그림 3. 정류단에 흐르는 평균 전류 비교

고, 정류기 다이오드 D_3 와 D_4 대신 커패시터 C_{S1} 과 C_{S2} 를 사용한다. 이러한 구조를 통해, 그림 2(b)에서 볼 수 있듯이, 제안하는 컨버터는 변압기의 DC 오프셋 전류를 갖지 않는다. 이로 인해, 제안하는 회로는 넓은 입력전압 범위에서도 작은 크기의 변압기를 사용 할 수 있을 뿐 아니라, 1차측의 큰 음전류로 인해 스위치 Q_2 의 영전압 스위칭이 기존보다 더 잘 이루어지는 장점을 갖는다.

2.1 기존 회로와 제안하는 회로의 정류단 특징 비교

그림 3은 기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터와 제안하는 컨버터의 정류단에 흐르는 평균 전류를 비교한 그림이다. 그림에서 볼 수 있듯이, 기존 회로에서는 1차측 스위치 Q_1 이 동작 하는 D_{Q1} 동안 D_1 과 D_3 를 통해 출력 전류가 흐르고, 스위치 Q_2 가 켜진 $1 - D_{Q1}$ 동안 D_2 와 D_4 를 통해 출력 전류가 흐르게 된다. 이로 인해 변압기의 2차측으로 $(1 - 2D_{Q1})I_0$ 의 전류가 흐르게 되어 1차측에서 DC 오프셋 전류를 야기하게 된다.

반면, 제안하는 회로에서는 정류기 커패시터 C_{S1} 과 C_{S2} 에 흐르는 평균 전류가 0으로 맞춰지기 때문에, 변압기의 2차측으로 흐르는 평균 전류가 0이 된다. 이로 인해, 제안하는 회로에서는 1차측 스위치들의 비대칭 동작에 관계 없이, 변압기에서 DC 오프셋 전류가 발생하지 않는다.

2.2 제안하는 회로의 전압 이득

제안하는 회로의 전압이득은 변압기의 자화인덕턴스 L_m 과 출력 인덕터 L_o 에 전압 시간 평형 원리를 적용하면 구할 수 있다. L_m 과 L_o 가 충분히 크다고 가정하면, 제안하는 회로의 전압이득은 아래와 같이 표현된다.

$$V_o/V_s = 2D_{Q1}/n \quad (1)$$

기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터의 전압이득인 $2D_{Q1}(1 - D_{Q1})/n$ 과 (1)을 비교하면, 제안하는 회로는 시비율이 0.5일 때 2배의 전압이득을 가지며, 이를 그래프로 그려보면 그림 4와 같다.

2.3 제영전압 스위칭 조건 비교

기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터에서, 스위치 Q_1 과 Q_2 는 다른 영전압 스위칭 조건을 갖는다. Q_1 과 Q_2 의 출력 커패시터가 같은 C_{oss} 값을 갖는다고 가정하면, Q_1 과 Q_2 의 영전압 스위칭 조건은 아래와 같이 표현된다.

$$\frac{1}{2}L_{lkq}(-2D_{Q1}I_0/n)^2 \geq C_{oss}(1 - D_{Q1})V_s^2 \quad (2)$$

$$\frac{1}{2}L_{lkq}(2(1 - D_{Q1})I_0/n)^2 \geq C_{oss}D_{Q1}V_s^2 \quad (3)$$

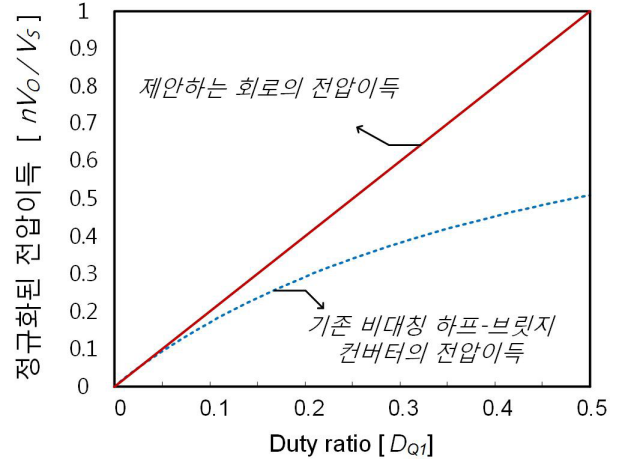


그림 4. 기존 회로와 제안하는 회로의 전압 이득 그래프

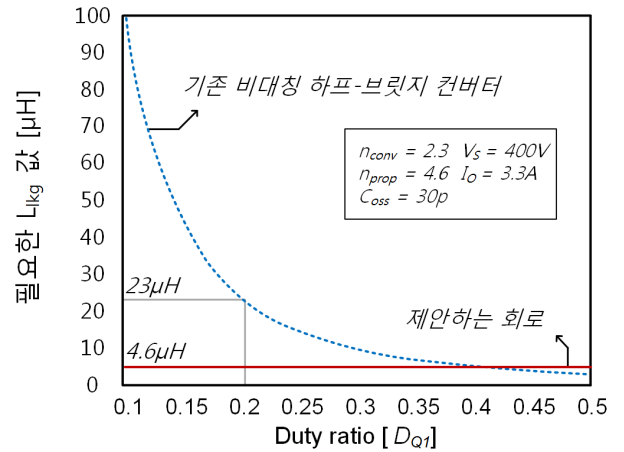


그림 5. Q_1 의 영전압 스위칭을 위해 필요한 L_{lkq} 값 비교

비대칭 하프 브릿지 컨버터는 입력 전압이 높을 시 작은 D_{Q1} 을 갖기 때문에, (2)와 (3)을 통해 Q_1 이 Q_2 에 비해 영전압 스위칭 에너지가 매우 부족한 것을 알 수 있다.

제안하는 회로의 경우, Q_1 과 Q_2 의 영전압 스위칭 조건은 아래와 같이 표현된다.

$$\frac{1}{2}L_{lkq}(-2I_0/n)^2 \geq C_{oss}V_s^2 \quad (4)$$

$$\frac{1}{2}L_m(2I_0/n)^2 \geq C_{oss}V_s^2 \quad (5)$$

(5)에서 볼 수 있듯이, Q_2 의 경우 L_m 이 영전압 스위칭에 관여하기 때문에 데드타임만 충분하다면 부하에 관계없이 영전압 스위칭이 가능하다. 또한 Q_1 의 경우 영전압 스위칭 달성을 위해 필요한 에너지는 (2)보다 크지만, 기존보다 큰 음전류를 갖기 때문에 영전압 스위칭을 더 잘 달성하게 된다. (4)와 (5)를 통해, 실험 조건에서 Q_1 의 영전압 스위칭 달성을 위한 L_{lkq} 값을 구해보면 그림5와 같다. 그림에서 볼 수 있듯이, D_{Q1} 이 0.5인 경우 기존 회로에서도 변압기의 오프셋 전류가 존재하지 않아, 영전압 스위칭을 위해 매우 작은 L_{lkq} 값이 필요하다는 것을 볼 수 있다. 하지만, 회로가 넓은 입력 전압 범위에서 설계되면, 입력 전압이 높을 시 D_{Q1} 이 작은 값을 갖게 되어, 기존의 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 제안하는 회로에 비하여 큰 L_{lkq} 값을 필요로 하게 된다.

표 I

프로토타입 컨버터들의 설계 값

	기존 비대칭 하프 브릿지	제안하는 회로
변압기 ($L_m, N_p:N_s$)	PQ3220 (400 μ H, 24:25)	PQ2620 (400 μ H, 22:10)
추가 인덕턴스 L_{lk}	25 μ H	7 μ H
Q_1 의 영전압 스위칭	100% 부하	100% 부하
Q_2 의 영전압 스위칭	전부하 조건	전부하 조건
정류기 다이오드 D_1	MBR40250 (250V, $V_F=0.62$)	MBR40250 (250V, $V_F=0.62$)
정류기 다이오드 D_2	SCS210AM (650V, $V_F=1.4$)	SCS210AM (650V, $V_F=1.4$)
정류기 다이오드 D_3	MBR40250 (250V, $V_F=0.62$)	
정류기 다이오드 D_4	SCS210AM (650V, $V_F=1.4$)	
정류기 커패시터 C_{S1}		100MPH106*2ea (10 μ F, 100V)
정류기 커패시터 C_{S2}		250MPH106*2ea (10 μ F, 250V)
출력 인덕터 (L_O , wire)	PQ2620 (400 μ H, 0.1 Φ *40)	PQ3220 (300 μ H, 0.1 Φ *40 2ea)

3. 실험 결과

앞서 설명한 내용들을 증명하기 위해, 250 400V 입력, 100V/200W 출력의 프로토타입 컨버터들을 통해 실험이 진행되었다. 표 1은 기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터와 제안하는 컨버터의 설계 값들을 나타낸다. 표에서 볼 수 있듯이, 기존 회로는 100% 부하조건에서 Q_1 의 영전압 스위칭을 위해 25 μ H의 L_{lk} 가 필요하지만, 제안하는 회로에서는 7 μ H로도 동일 조건에서 영전압 스위칭이 가능하였다. 또한, 작은 L_{lk} 값으로 인해 시비율 손실이 줄어들어, 큰 변압기 턴 비를 사용할 수 있었다.

그림 6은 100% 부하 조건에서, 프로토타입 컨버터들의 주요 파형을 나타낸다. 그림 6(a)에서 볼 수 있듯이, 기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터는 Q_1 과 Q_2 의 비대칭적인 동작으로 인해, 변압기에 큰 DC 오프셋 전류가 발생하는 것을 확인 할 수 있다. 반면, 그림 6(b)에서 볼 수 있듯이, 제안하는 회로는 새로운 정류기 구조로 인하여 변압기에 DC 오프셋 전류가 발생하지 않고, 이로 인해 큰 음전류를 갖는 것을 확인 할 수 있다.

그림 7은 전 부하 영역에서 제안하는 회로와 기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터의 효율을 비교한 그래프이다. 앞서 언급한 내용과 같이, 제안하는 회로는 변압기의 DC 오프셋 전류를 제거하여 코어 손실을 저감 하고, 큰 음전류를 이용해 작은 L_{lk} 값으로도 기존보다 영전압 스위칭을 더 잘 이룰 수 있었다. 이러한 특징으로 인하여, 제안하는 컨버터는 기존 컨버터에 비해 전 부하영역에서 높은 효율을 달성 할 수 있었다.

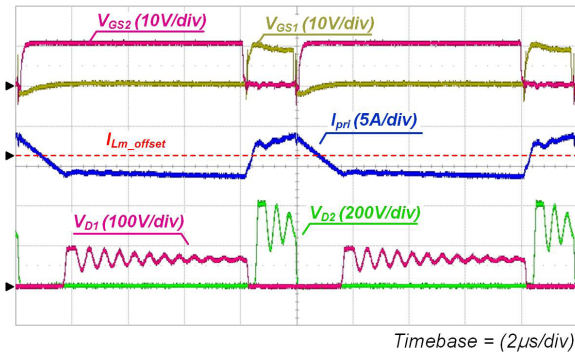
4. 결론

본 논문에서는, 넓은 입력 전압 범위에서 높은 효율을 가지는 비대칭 하프 브릿지 컨버터를 제안하였다. 제안하는 회로는 간단한 새로운 구조의 정류기 구조를 통해, 기존 비대칭 하프 브릿지 컨버터에서 발생하는 DC 오프셋 전류를 제거하였다. 이로 인해 넓은 입력 전압 범위에서도 작은 변압기를 사용할 수 있었으며, 큰 음전류를 통해 기존보다 1차측 스위치 Q_1 의 영전압 스위칭을 더 잘 달성 할 수 있었다. 이러한 특징들로 인해 제안하는 회로는 전 부하 영역에서 높은 효율을 달성 할 수 있었으며, 높은 효율을 필요로 하는 소용량 어플리케이션에 유용하게 사용 될 수 있을 것이다.

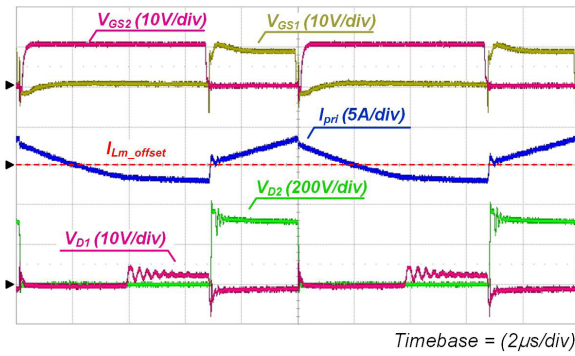
본 연구는 한국전력 전력연구원의 지원을 받아 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] J. K. Han, J. W. Kim, and G. W. Moon, "A High Efficiency Asymmetrical Half Bridge Converter With Integrated Boost Converter in Secondary Rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 11, pp. 8237-8242, Nov. 2017.
- [2] I. O. Lee and G. W. Moon, "A New Asymmetrical Half Bridge Converter With Zero DC Offset Current in Transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2297-2306, May 2013.
- [3] S. Chakraborty and S. Chattopadhyay, "An improved asymmetric half bridge converter with zero DC offset of magnetizing current," in *proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 1-8, Mar. 2015



(a)



(b)

그림 6. 100% 부하 조건에서 프로토타입 컨버터들의 주요 파형. (a) 기존 컨버터, (b) 제안하는 컨버터

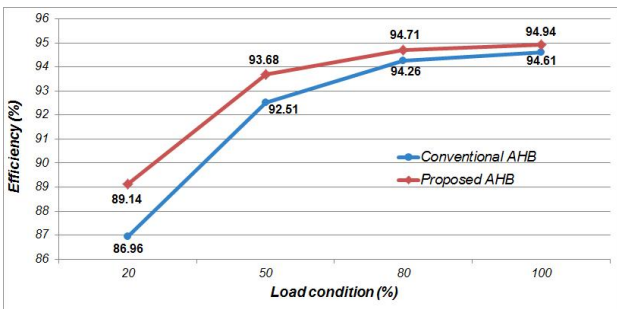


그림 7. 프로토타입 컨버터들의 효율