

높은 출력 전압을 위한 두 개의 트랜스포머를 가지는 위상천이 폴브릿지 컨버터

이승훈, 곽봉우, 김명복
한국생산기술연구원

Two-Transformer Phase-Shift Full-Bridge Converter for High Output Voltage

Seung-Hoon Lee, Bong-Woo Kwak, and Myung-Bok Kim
Korea Institute of Industrial Technology

ABSTRACT

기존의 두 개의 변압기를 가지는 위상천이 폴브릿지 컨버터는 1차측 스위치들의 낮은 전압스트레스와 영전압 스위칭 능력을 가지기 때문에 많은 애플리케이션에 사용되고 있다. 하지만, 넓은 입력 전압 범위에서 1차측에 큰 순환 전류를 가지며, 2차측 다이오드는 출력 전압이 높을수록 높은 전압 스트레스를 가지는 단점들이 있다. 본 논문에서는 두 개의 변압기를 가지는 위상천이 폴브릿지 컨버터의 순환 전류와 2차측 다이오드 전압 스트레스를 저감하기 위한 폴브릿지 타입의 정류기를 제안한다. 제안된 정류기를 통하여 넓은 입력 전압 범위에서 순환 전류를 제거할 수 있으며, 2차측 다이오드들의 전압 스트레스를 감소시킬 수 있다.

1. 서 론

기존의 두 개의 변압기를 가지는 위상천이 폴브릿지 컨버터는 TV, 서버 파워, 전기 자동차 파워시스템 내의 배터리 충전기 및 DC/DC 컨버터 등에 사용될 수 있다. 이는 1차측 스위치들이 입력 전압으로 클램핑 되어 낮은 전압 스트레스를 가지고, 영전압 스위칭이 가능하기 때문이다.^[1] 더 나아가, 두 개의 변압기가 서로 출력 인덕터 역할을 하기 때문에 1차측뿐만 아니라 2차측의 낮은 RMS 전류를 가질 수 있다.^[2]

하지만, 기존 컨버터는 넓은 입력 전압 범위에서 최대 입력 전압(nominal 입력 전압)에서 freewheeling 구간동안 출력 전류가 1차측으로 투영되어 큰 순환 전류를 가진다. 이러한 순환 전류로 인하여 높은 전도 손실을 가지도록 하는 높은 RMS 전류를 가지게 된다. 더 나아가, 높은 출력 전압을 요구하는 애플리케이션에서는 2차측 다이오드가 높은 전압 스트레스를 가지게 되며, 이는 높은 출력 전압일수록 악화된다. 이러한 관점에서 기존의 2차측 정류기 구조보다는 폴브릿지 타입의 정류기가 낮은 전압 정격의 다이오드들 사용할 수 있기 때문에 더 적합할 수 있다.

이에 따라, 기존 컨버터의 단점들을 개선하기 위해 본 논문에서는 폴브릿지 타입의 정류기를 적용한 위상천이 폴브릿지 컨버터를 제안한다. 제안 폴브릿지 정류기를 통하여, 제안 컨버터는 1차측에 순환 전류 뿐만 아니라 2차측 다이오드들의 전압 스트레스를 저감할 수 있다. 그림 1의 기존 컨버터와 비교하였을 때, 제안 컨버터는 freewheeling 구간

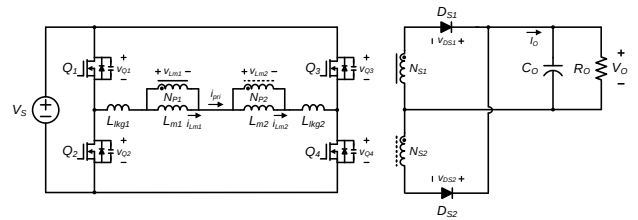


그림 1. 기존 컨버터

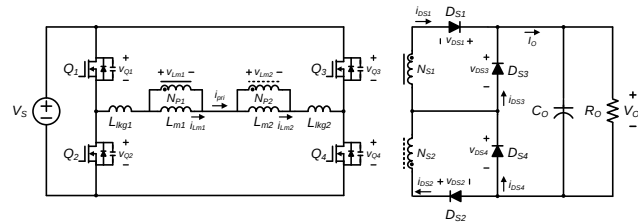


그림 2. 제안 컨버터

동안 1차측에 순환 전류를 저감할 수 있다. 또한, 2차측 다이오드들에 더 좋은 퍼포먼스들을 가지는 낮은 전압 정격의 다이오드를 사용할 수 있다. 그러므로 넓은 입력 전압 범위와 높은 출력 전압 조건에서 제안 컨버터는 nominal 입력 전압에서 낮은 도통 손실을 가질 수 있다.

2. 제안하는 컨버터 동작 분석

제안 컨버터는 그림 2와 같이 2차측에 다이오드 D_{S3} 와 D_{S4} 를 추가하여 폴브릿지 타입의 정류기로 구성할 수 있다. 폴브릿지 정류기 구조를 통하여 제안 컨버터는 더 낮은 전압 정격의 다이오드들을 사용할 수 있다. 그림 3은 제안 컨버터의 동작 파형을 보여준다. 스위칭 사이클은 두 사이클 t_0-t_4 와 t_4-t_8 로 나눌 수 있으며, 두 사이클이 대칭적인 동작으로 동일하기 때문에 한 사이클만 설명되어 있다. 각 사이클은 4 모드들로 나눌 수 있으며, 제안 컨버터의 분석을 위해 다음과 같은 조건을 가정한다. 1) 출력 커패시터와 기생 다이오드를 제외하고, 모든 스위치들은 이상적이다. 2) N_{Pn} 와 N_{Sn} 는 각각 1차측과 2차측 턴 수이며, 턴 비는 $n = N_{P1}/N_{S1} = N_{P2}/N_{S2}$ 이다. 3) 출력 전압은 스위칭 사이클동안 일정하며, 두 개의 변압기는 동일하다. ($L_{m1}=L_{m2}=L_m$ and $L_{lk1}=L_{lk2}=L_{lk}$) 4) 그림 3에 없는 소자들의 기생 성분들은 모두 무시한다.

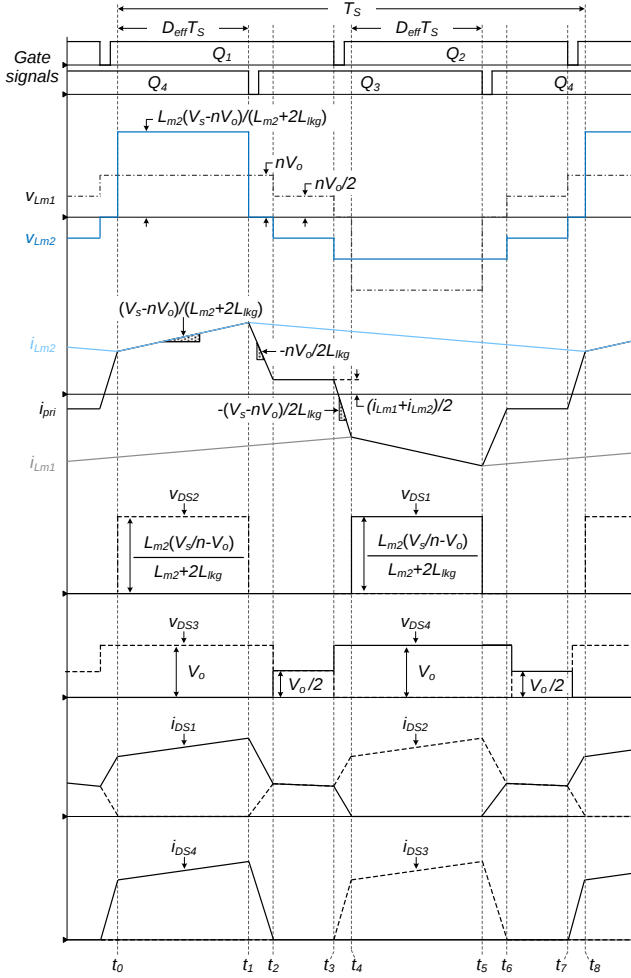


그림 3. 제안 컨버터 동작 파형

Mode 1 [t_0 - t_1]: t_0 에서 Q_1 은 영전압 스위칭하면서 켜지고, 2차측 다이오드 D_{S1} 과 D_{S2} 의 commutation 후, 출력 전압 V_o 는 자화 인덕터 L_{m1} 으로 투영된다. 나머지 자화 인덕터 L_{m2} 는 출력 인덕터 역할을 하고, 이때 전압은 $(V_s - nV_o)/(L_{m2} + 2L_{lk})$ L_{m2} 걸리게 된다. 이에 따라, 1차측 전류 i_{pri} 는 $(V_s - nV_o)/(L_{m2} + 2L_{lk})$ 의 기울기로 증가한다. 이 구간동안 D_{S2} 의 전압 V_{DS2} 는 $L_{m2}(V_s/n - V_o)/(L_{m2} + 2L_{lk})$ 이다. a

Mode 2 [t_1 - t_2]: Q_4 는 t_1 에 켜지며, D_{S1} 과 D_{S2} 의 commutation 이 시작된다. 이는 L_{m2} 의 전압 V_{Lm2} 이 0이 되기 때문이다. 이 모드 동안, Q_3 는 영전압 스위칭되며, 1차측 전류 i_{pri} 는 V_o 가 여전히 L_{m1} 에 투영되었기 때문에 $(i_{Lm1} + i_{Lm2})/2$ 의 전류가 될 때까지 $nV_o/2L_{lk}$ 의 기울기로 감소한다.

Mode 3 [t_2 - t_3]: D_{S1} 과 D_{S2} 의 commutation 후, 전류는 $(i_{Lm1} + i_{Lm2})/2$ 가 된다. 출력 전압의 절반이 t_2 에 각 변압기를 통해 투영된다. 이에 따라, 전압 $nV_o/2$ 와 $-nV_o/2$ 가 각각 L_{m1} 과 L_{m2} 에 걸리게 된다. 이를 통하여 제안하는 컨버터는 freewheeling 구간동안 1차측 순환전류를 제거할 수 있다.

Mode 4 [t_3 - t_4]: t_3 에 Q_1 이 꺼지고, D_{S1} 과 D_{S2} 의 commutation 이 시작된다. 이 구간 동안 D_{S2} 는 도통되고, V_{DS4} 는 V_o 로 클램핑 된다. Q_2 가 영전압 스위칭하며 켜지고, V_{Lm2} 는 nV_o 가 된다. 1차측 전류 i_{pri} 는 D_{S1} 이 꺼질 때까지 $(V_s - nV_o)/2L_{lk}$ 의 기울기로 감소한다.

이후 사이클의 동작은 전류 방향만 반대이고, 대칭적으로 동작이 동일하여 설명을 생략한다.

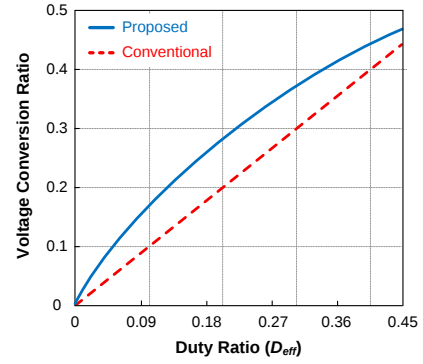
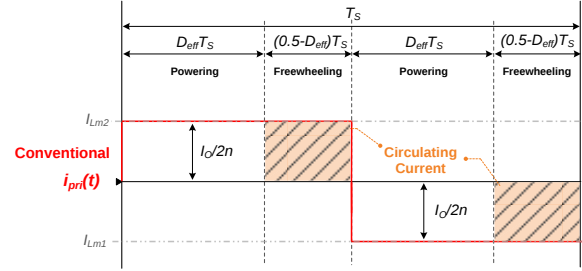
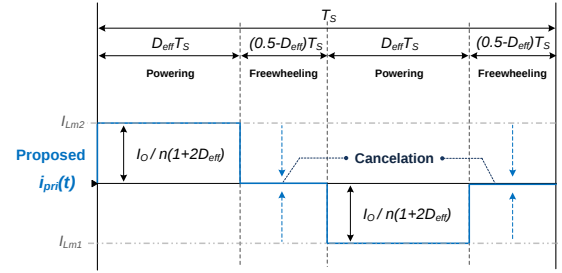


그림 4. 전압 변환 비율



(a) 기존 컨버터



(b) 제안 컨버터

그림 5. 간략화한 전류 파형

3. 회로 분석

3.1 전압 변환 비율

기존 컨버터는 L_{m2} 에 $D_{eff}T_s$ 동안 $V_s - nV_o$ 전압과 $(1 - D_{eff})T_s$ 동안 $-nV_o$ 전압이 L_{m2} 에 인가된다. 한편, 제안하는 컨버터는 $D_{eff}T_s$ 동안에 $V_s - nV_o$ 전압, $(1 - 2D_{eff})T_s$ 동안 $-nV_o/2$ 전압, 그리고 나머지 $D_{eff}T_s$ 동안 $-nV_o$ 전압이 L_{m2} 에 인가된다. 이에 따라 L_{m2} 의 voltage-second balance에 의해 전압 변환 비율을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_{Conv.} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_{eff}}{n} \quad (1)$$

$$M_{Prop.} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{D_{eff}}{n(D_{eff} + 0.5)} \quad (2)$$

그림 4는 변압기 턴 비를 1로 가정하였을 때, 기존과 제안 컨버터의 D_{eff} 에 따른 전압 변환 비율을 나타낸다.

3.2 순환 전류

그림 5는 자화 인덕터 L_{m1} 과 L_{m2} 가 충분히 커서 전류원이라 가정하였을 때, 기존 컨버터와 제안 컨버터의 freewheeling 구간동안 간략화한 1차측 전류 파형이다.

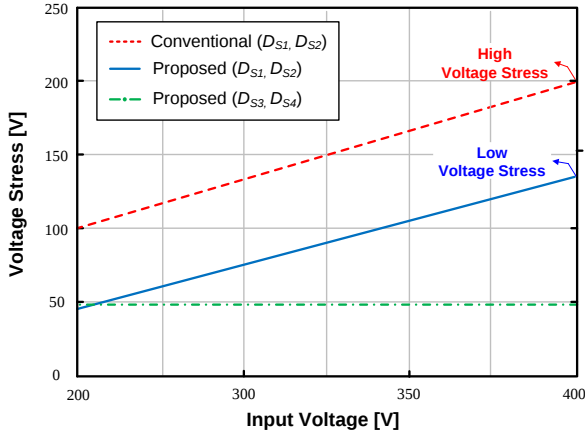


그림 6.2 차측 다이오드 전압 스트레스

기존과 제안 컨버터에서의 변압기 자화 인덕터 전류 $I_{Lm,Conv.}$ 와 $I_{Lm,Prop.}$ 는 출력 커패시터의 current-second balance 에 의해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{Lm,Conv.} = \frac{I_o}{2n} \quad (3)$$

$$I_{Lm,Prop.} = \frac{I_o}{n(1+2D_{eff})} \quad (4)$$

그림 5 와 같이 기존 컨버터는 freewheeling 구간동안 출력 전류가 1 차측으로 투영되어 흐르기 때문에 큰 순환 전류를 가진다. 하지만, 제안하는 컨버터는 두 변압기를 통해 1 차측으로 투영된 전류가 방향만 반대이고, 동일한 전류를 가지므로 cancellation 이 가능하다.

1.3 다이오드 전압 스트레스

기존 컨버터에서의 다이오드의 전압 스트레스는 다음과 같이 표현된다.

$$V_{DS1} = V_{DS2} = \frac{V_s}{n} \quad (5)$$

제안 컨버터에서는 두 개의 다이오드를 추가할지라도 2 차측 다이오드들의 전압스트레스를 감소할 수 있다. 더 나아가, 추가 다이오드들은 출력 전압으로 클램핑된다. 제안 컨버터에서의 전압 스트레스는 다음과 같다.

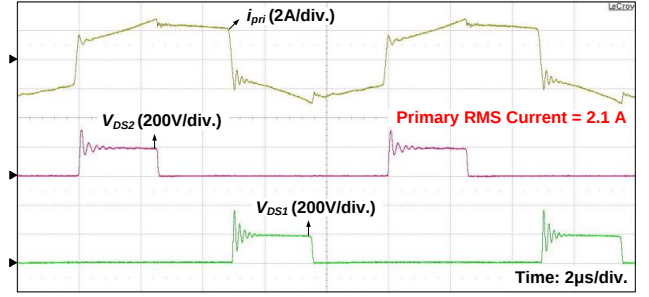
$$V_{DS1} = V_{DS2} = \frac{V_s}{n} - V_o \quad (6)$$

$$V_{DS3} = V_{DS4} = V_o \quad (7)$$

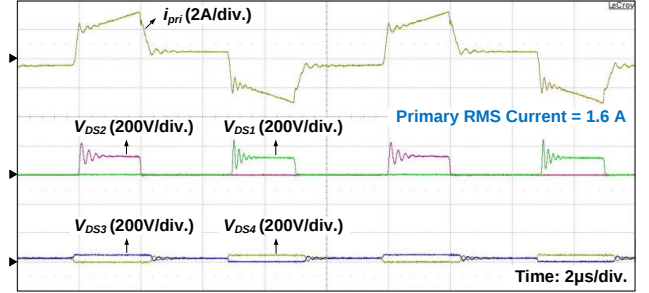
그림 6은 $V_s = 250\text{--}400\text{ V}$, output voltage = 48 V 조건에서의 입력 전압에 따른 2차측 다이오드 전압 스트레스를 나타낸다.

4. 실험 결과

제안 컨버터의 유효성은 $V_s = 250\text{--}400\text{ V}$, 출력 전압 = 48 V 그리고 스위칭 주파수 = 100 kHz 조건에서 400 W 프로토타입을 통해 검증되었다.



(a) 기존 컨버터



(b) 제안 컨버터

그림 7. 입력 전압 400 V 에서의 주요 파형

그림 7 은 nominal 입력 전압 400 V 에서의 기존과 제안 컨버터의 주요 파형이다. 기존 컨버터는 nominal 입력에서 1 차측의 큰 순환 전류로 인해 높은 RMS 전류를 가진다. 또한, 다이오드는 392V 높은 전압 스트레스를 가진다. 반면, 제안하는 컨버터는 순환 전류 cancellation 을 통해 1 차측의 낮은 RMS 전류와 246V 전압 스트레스를 가진다. 추가한 다이오드는 출력전압 48V 로 클램핑되어 낮은 전압스트레스를 가진다.

5. 결 론

제안하는 컨버터는 폴브릿지 타입의 2 차측 정류기를 통해 기존의 두 개의 변압기를 가지는 위상천이 폴브릿지 컨버터의 순환 전류와 다이오드의 높은 전압스트레스를 저감할 수 있다. 이에 따라, 1 차측의 RMS 전류를 감소시키고, 2 차측 다이오드에 낮은 전압 정격의 소자를 사용할 수 있다. 이러한 특징으로 제안 컨버터는 넓은 입력 전압 범위 및 높은 출력 전압 애플리케이션에 큰 효과를 가질 수 있다.

본 논문은 한국생산기술연구원 기본사업 "차세대 모빌리티용 AI 융합 자가발전·충전 핵심 요소기술 개발 (KITECH EH-23-0013)" 의 지원으로 수행한 연구임.

참 고 문 헌

- [1] G. B. Koo, G. W. Moon, and M. J. Youn, "Analysis and design of phase shift full bridge converter with series-connected two transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 411–419, Mar. 2004.
- [2] D. W. Lee, H. S. Youn and J. -K. Kim, "Development of phase-shift full-bridge converter with integrated winding planar two-transformer for LDC," *IEEE Trans. Transp. Electrific.*, vol. 9, no. 1, pp. 1215–1226, Mar. 2023.