

단일 커패시터 클램핑 회로가 적용된 전기자동차 충전기용 위상천이 폴브릿지 컨버터

이민수, 임천용, 김건우, 박무현, 문건우
KAIST 전기 및 전자공학부

A Phase-Shift Full-Bridge Converter with Novel Single-Capacitor Clamping Circuit for Electric Vehicle Charger

Min-Su Lee, Cheon-Yong Lim, Keon-Woo Kim, Moo-Hyun Park and Gun-Woo Moon
School of Electrical Engineering, KAIST

ABSTRACT

본 논문에서는 전기자동차(EV) 충전기용 위상천이 폴브릿지(PSFB) 컨버터의 정류기 다이오드 전압 스트레스를 저감하기 위한 새로운 형태의 클램핑 회로를 제안한다. 제안하는 회로는 하나의 커패시터로 구성된 매우 단순한 구조임에도 불구하고, 정류기 다이오드의 전압 스트레스를 큰 폭으로 감소시킨다. 뿐만 아니라, 해당 회로는 프리휠링 구간의 전류를 감소시키며, 출력 인덕터의 사이즈 또한 줄일 수 있다는 장점을 지닌다. 따라서 제안된 컨버터는 정류기 다이오드의 도통손실을 큰 폭으로 저감하여 고효율을 달성할 수 있으며, 간단한 구조의 클램핑 회로와 줄어든 출력 필터 사이즈에 의해서 고밀도화를 달성할 수 있다. 제안된 컨버터의 타당성은 3.3kW, 270-420V_{DC}의 CC-CV 모드 충전 조건하에서 실험하여 검증되었다.

1. 서 론

전기자동차(EV)의 시장이 본격적으로 활성화됨에 따라, EV 충전기의 고효율, 고밀도화에 대한 연구는 매우 중요한 이슈로 떠올랐다. 이러한 EV 충전기는 배터리의 충전 알고리즘에 의해서 출력 사양이 결정되는데, 여러 충전 방식 중에서도 정전류(CC)-정전압(CV) 모드 충전이 널리 사용된다. 따라서 EV 충전기의 DC-DC 컨버터는 CC 모드에서 270-420V의 넓은 출력 전압 범위를, CV 모드에서 0.785-7.85A의 넓은 출력 전류 범위에서 동작할 수 있어야 하며, 이 충전 범위에서 고효율, 고밀도화를 달성할 수 있어야 한다.

위상천이 폴브릿지(PSFB) 컨버터는 간단한 구조, 고유 ZVS 특성 및 자화 전류 오프셋이 없다는 성질에 의해 EV 충전기의 DC-DC 컨버터에 가장 많이 사용되는 토폴로지 중 하나이다. 그러나 PSFB 컨버터는 정류기 다이오드에서 나타나는 전압 공진으로 인해 전압 스트레스가 매우 높아진다는 단점을 가지고 있다. 이러한 전압 공진 문제는 EV 충전기와 같은 높은 출력 전압 어플리케이션에서 치명적인 문제가 된다.

이 문제를 해결하기 위해 많은 연구자들이 전압 공진을 줄일 수 있는 방법을 제안하였다. 가장 고전적인 방식은 클램프 다이오드를 활용하여 전압 공진을 억제하는 방식이다.^[1] 하지만 해당 회로만을 사용하였을 때, 다이오드 전압 감소량은 충분치 못하고 낮은 전압 레벨의 다이오드를 활용하기 위해서는 추가적인 클램핑 회로가 요구된다. 따라서 이를 개선하기 위해 CDD 클램핑 회로를 사용한 회로가 제안되었다.^[2-3] 이 클램핑

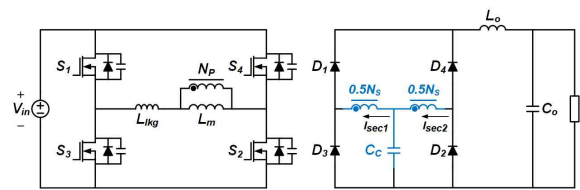


그림 1. 단일 커패시터 클램핑 회로가 적용된 PSFB 컨버터

회로는 정류기 다이오드의 전압 공진을 완전히 제거한다. 하지만 클램핑 커패시터의 전류가 출력 커패시터로 누설되기 때문에, 전해 커패시터를 주로 사용하는 출력 커패시터의 RMS 전류가 증가하고, 부피가 매우 커진다는 단점이 있다. 또한 프리휠링 전류가 완전히 제거되어 ZVS 조건이 좋지 못하다는 단점을 지닌다.

본 논문에서는 새로운 형태의 단일 커패시터 클램핑 회로를 제안한다. 제안하는 회로는 그림 1에 표현되어있으며, 기존의 PSFB 컨버터에서 하나의 커패시터만이 추가된 매우 단순한 구조를 가진다. 하지만 이런 단순한 회로에도 불구하고, 제안된 회로는 정류기 다이오드의 전압 스트레스를 큰 폭으로 감소시키며, 프리휠링 전류를 줄이고, 출력 필터의 사이즈 또한 감소시킬 수 있다는 장점을 지닌다.

2. 제안된 회로의 동작 분석

그림 2는 제안된 클램핑 회로가 적용된 PSFB 컨버터의 동작 파형을 보여준다. 해당 컨버터는 기존의 PSFB 컨버터와 같이 위상을 조절함으로써 출력 전압을 제어한다. 제안하는 컨버터는 반주기 동안 4개의 모드로 동작하며, 나머지 반주기 동안에는 이전의 반주기와 대칭적으로 동작한다. 따라서 이번 장에서는 하나의 반주기 동작에 대해서만 설명하겠다.

모드 1 [t₀~t₁] : 이 모드에서는 S₁, S₂ 스위치가 켜져, 파위가 1차측에서 2차측으로 전달된다. 이때 2차측의 좌측 변압기는 일정한 전류로 전력을 전달하지만, 2차측의 우측 변압기는 클램핑 커패시터를 충전하며 전류가 점점 상승한다. 이때 변압기의 전압은 클램핑 커패시터 전압 V_C와 동일하며 총 2V_C의 전압이 출력 인덕터에 전달되고, 다이오드를 클램핑한다.

모드 2 [t₁~t₂] : 이 모드는 진상 스위치(S₁, S₃)가 스위칭되며 시작된다. 이 경우 입력 전원은 더 이상 파워를 전달하지 않지만, 2차측의 우측 변압기에는 여전히 전류가 흐르고 있으므로 해당 경로를 통하여 변압기에는 V_C의 전압이 인가되며, 출력

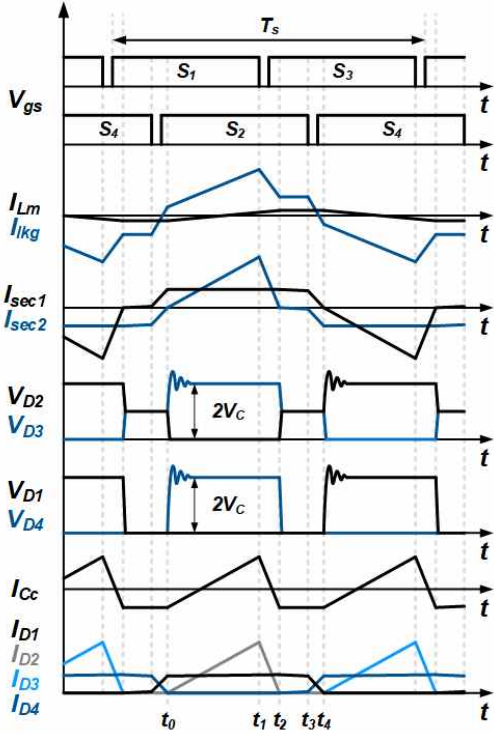


그림 2. 제안하는 컨버터의 동작 파형

인덕터에는 여전히 $2V_C$ 의 전압이 전달된다. 이와 동시에 이 변압기 전압은 1차측으로도 전달되는데 이는 모두 누설 인덕터에 인가되어 프리윙링 전류를 감소시킨다.

모드 3 [$t_2 \sim t_3$]: 누설 인덕터의 전류가 감소되어 2차측의 우측 변압기에 전류가 흐르지 않으면 모드 3가 시작된다. 더 이상 변압기에 전압을 인가할 경로가 없기 때문에 해당 모드에서는 변압기의 전압이 0이다. 하지만 이 모드에서도 클램핑 커패시터는 여전히 V_C 의 전압을 출력 인덕터에 전달하며, 이에 의해서 출력 인덕터의 전압 리플이 감소하여 보다 작은 사이즈의 출력 인덕터 코어를 사용할 수 있다.

모드 4 [$t_3 \sim t_4$]: 지상 스위치(S_2, S_4)가 스위칭되면 모드 4가 시작된다. 해당 모드에서는 입력 전원이 이전과 반대로 연결된다. 하지만 변압기의 전압은 여전히 0이므로 이 전압은 누설 인덕터에 직접적으로 인가되어 전류를 감소시킨다. 이 감소되는 전류는 정류기 다이오드(D_1, D_4) 간의 전류를 교차 시키며, D_1 의 전류가 0이 되면 해당 모드가 종료되며 나머지 반주기 동안 모드 1-4를 반복한다.

3. 제안된 회로의 특징 분석

3.1 전압 이득

컨버터의 전압 이득은 출력 인덕터의 전압-시간 균형식을 통하여 구할 수 있다. 따라서 제안하는 컨버터의 출력 전압은 다음과 같이 표현된다.

$$V_O = (2D_{eff} + 1)V_C \quad (1)$$

이 때, D_{eff} 는 유효 듀티, V_C 는 클램핑 커패시터 전압이며, 이 값들을 구하기 위해 두 개의 식이 추가적으로 필요하다. 따라서 클램핑 커패시터의 전류-시간 균형식과 2차측 누설 인덕터의 전압-시간 균형식을 추가적으로 이용하여 D_{eff} 와 V_C 를 구해보면 다음과 같다.

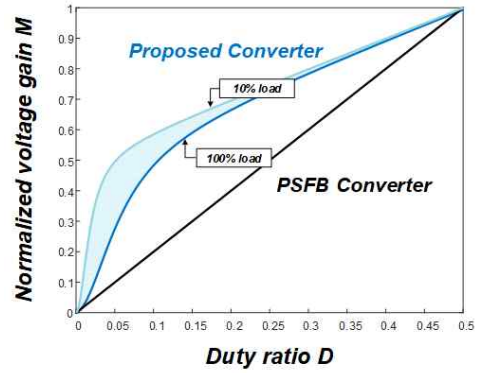


그림 3. 듀티에 따른 전압 이득 비교

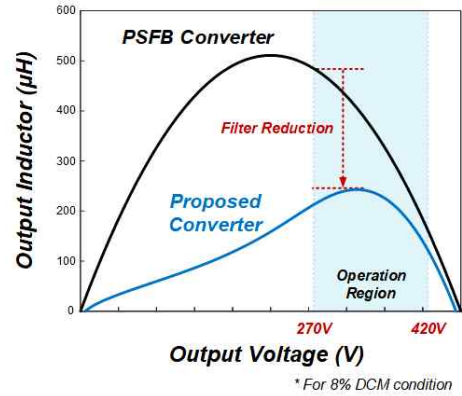


그림 4. 출력 전압에 따른 출력 인덕턴스 비교

$$V_C = \frac{V_{in}/n}{\frac{L_{lk2}I_O}{V_{in}/n \times D^2 T_s} + 1} \quad (2)$$

$$D_{eff} = \frac{V_{in}/n}{V_C} D \quad (3)$$

이 때, n 은 트랜스포머의 턴비($0.5N_s/N_p$), L_{lk2} 은 변압기 2차측 누설 인덕터, T_s 는 스위칭 주기이며, 위의 식을 이용하여 제안된 컨버터의 전압이득을 그려보면 그림 3과 같다.

3.2 출력 인덕터

앞선 동작 분석에서 출력인덕터의 전압 리플이 감소하기 때문에 보다 작은 사이즈의 코어를 활용할 수 있다고 언급하였다. 출력 인덕터의 전류 리플 식을 이용하면 출력 인덕턴스에 관한 식을 구할 수 있으며 그것은 다음과 같다.

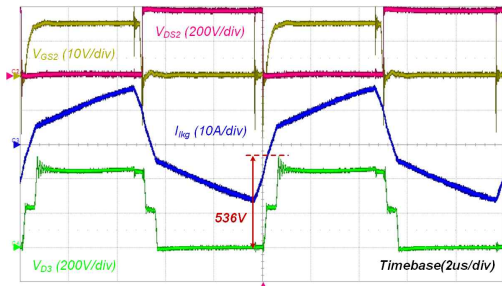
$$L_O = \frac{(2V_C - V_O)D_{eff}T_s}{\Delta I_O} \quad (4)$$

이 때 V_C 와 D_{eff} 은 (2), (3)에서 이미 구하였으므로 이것을 대입하여 MATLAB을 통해 출력 인덕턴스의 그래프를 그려보면 그림 4와 같다.

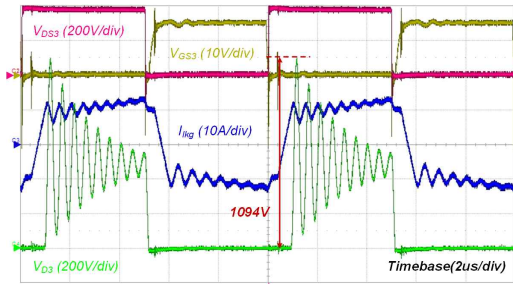
동작 범위 내에서 최대 출력 인덕턴스를 비교해보면 제안하는 컨버터의 값이 절반 가까이 줄어들며, 다른 조건이 모두 같으므로 보다 작은 사이즈의 코어를 활용할 수 있다.

3.3 전압 공진

제안하는 클램핑 회로에서 변압기의 2차측에도 누설 인덕터가 존재하며, 이는 클램핑 커패시터가 다이오드 전압을 클램핑



(a)



(b)

그림 5. 420V, 7.85A 출력 사양에서의 실험 파형
(a) 제안된 컨버터 (b) 기존 PSFB 컨버터

하는 경로 상에 존재한다. 따라서 공진에 대한 해석은 필수적이며,^{[4]-[5]} 공진이 나타나는 모드 1에서 다이오드 전압 식을 구해보면 다음과 같다.

$$V_D(t) = 2V_C(t_o') + \sqrt{2} V_C(t_o') \sqrt{\frac{L_{lk2}}{2L_{lk1}/n^2 + L_{lk2}}} \sin \omega t \quad (5)$$

이 때, L_{lk1} 은 1차측 누설 인덕터, L_{lk2} 는 2차측 누설 인덕터를 의미하며, 만약 1차측에 외부 인덕터를 추가하면 위의 식에서 L_{lk1} 이 증가하여 전체적인 공진이 감소하는 것을 알 수 있다. 이후 실험에서 사용될 트랜스포머의 사양($L_{lk1}=2.1\mu\text{H}$, $L_{lk2}=0.9\mu\text{H}$)을 대입하면, $16\mu\text{H}$ 의 외부 인덕터를 추가하였을 때 전압공진이 580V까지 감소한다. 이는 기존 컨버터가 1000V 이상 공진하는 것과 비교하면 매우 큰 폭으로 감소하는 것이다.

4. 실험 결과

제안된 컨버터의 유효성을 확인하기 위해 CC-CV 충전 알고리즘을 사용하여 385V 입력, 270~420V 출력 및 100kHz 스위칭 주파수 사양을 갖춘 3.3kW의 프로토타입을 제작하였으며, 또한 기존 PSFB 컨버터의 프로토타입을 함께 구현하여, 효율과 설계조건을 비교하였다. 제안된 컨버터는 2 μF 의 필름 커패시터를 활용하여 클램핑 회로를 구성하였으며, 650V의 다이오드와 기존의 절반의 부피인 출력 인덕터를 활용할 수 있다.

그림 5은 420V, 7.85A 출력조건 하에서의 실험 파형이다. 기존의 PSFB 컨버터의 정류기 다이오드 전압은 1094V까지 공진하는 반면, 제안된 컨버터의 다이오드 전압은 536V로 클램핑되는 것을 확인할 수 있다.

그림 6은 CC-CV 충전 모드에서 효율을 측정한 결과이다. 기존의 컨버터는 순방향 전압 강하가 큰 다이오드와 큰 출력 필터로 인해 전반적으로 효율이 낮은 반면, 제안된 컨버터 기존의 컨버터의 문제를 해결하여 전 범위에서 높은 효율을 달성할 수 있다.

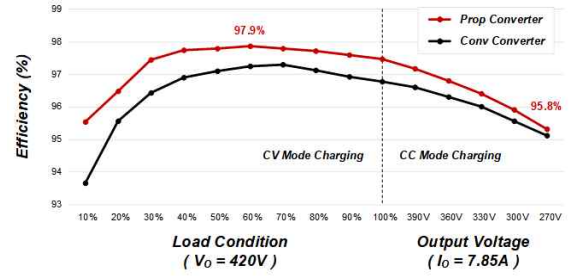


그림 6. CC-CV mode에서의 측정 효율 비교

5. 결론

본 논문에서는 EV 충전기용 위상천이 풀브리지 컨버터에서 나타나는 정류기 다이오드의 전압 스트레스를 줄이기 위한 새로운 형태의 단일 커패시터 클램핑 회로가 제안되었다. 제안하는 회로는 정류기 다이오드의 낮은 도통손실과 작은 출력 필터에 의해 모든 출력 조건에서 고효율을 달성할 수 있으며, 매우 단순한 클램핑 회로와 줄어든 출력 필터의 사이즈를 통해 고밀도화를 달성할 수 있다. 또한 제안하는 회로는 EV 충전기뿐만 아니라 높은 출력 전압을 갖는 다른 어플리케이션에도 적용이 가능하기에 다양한 산업 군에서 높은 활용도가 기대된다.

이 논문은 2018년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임
(NRF-2019R1A2B5B02070509).

참고 문헌

- [1] R. Redl, N. O. Sokal and L. Balogh. "A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter: Analysis and design consideration, at 1.5kW 100kHz," *IEEE Trans. Power Electron*, vol.6, no.3, July 1991. pp.408-418
- [2] J. G. Cho, J. W. Baek, C. Y. Jeong, and G. H. Rim, "Novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 1, pp. 15-20, Jan./Feb. 1999.
- [3] B. Gu, J.-S. Lai, N. Kees, and C. Zheng, "Hybrid-switching full-bridge dc-dc converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery charges," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 28, no. 3, pp. 1132 - 1144, Mar. 2013.
- [4] K. B. Park, C. E. Kim, G. W. Moon, and M. J. Youn, "Voltage oscillation reduction technique for phase-shift full-bridge converter," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 54, no. 5, pp. 2779 - 2790, Oct. 2007.
- [5] K. B. Park, B. H. Lee, G. W. Moon, and M. J. Youn, "Analysis on center-tap rectifier voltage oscillation of LLC resonant converter," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 27, no. 6, pp. 2684 - 2689, Jun. 2012.