

넓은 입력 범위를 갖는 DCM-DCM 단일 역률 보상 AC/DC 컨버터의 Voltage Doubler를 적용한 전압 및 전류 스트레스의 저감

김준호, 박기범, 조대연, 문건우

Dept. of EE, KAIST, Daejeon, Republic of Korea

Abstract

본 논문에서는 부스트 컨버터와 플라이백 컨버터가 통합된 단일(Single Stage) 역률 보상 회로의 2차측에 Voltage Doubler를 적용한 새로운 역률 보상회로를 제안한다. 제안하는 회로는 불연속 모드(DCM-DCM)로 동작하며, 스위치 전압 및 전류 스트레스를 저감하고 2차측 다이오드의 전압 스트레스를 저감시키는 특징이 있다. 120 V LED 구동 드라이버 사양의 실험을 통해 제안한 회로의 동작을 검증한다.

1. 서론

그림 1에 나타난 AC/DC 단일 컨버터는 역률 보상 AC/DC 단으로 부스트 컨버터와 출력전압 제어를 위한 절연형 DC/DC 단으로 플라이백 컨버터가 결합된 형태로서 간단한 구조와 제어의 특징을 가지기 때문에 소용량 단일 역률 보상 회로에 적합하다 [1].

부스트 컨버터는 전류 제어를 하지 않고 자동적인 역률 보상의 효과를 얻을 수 있는 불연속 모드(DCM) 동작이 주로 사용된다. 플라이백 컨버터는 연속 모드 (CCM)로 동작 시 효율이 높고, 부하의 변동에 따른 시비율 변화가 없는 장점을 가지므로 많이 사용된다. 그러나 universal line (85~265V_{rms})동작 시, 입력 AC 전압의 증가와 부하 감소에 따라 링크 전압이 상승하여 일반적인 450V 전해 캐패시터의 사용이 어려워지며, 스위치의 전압 스트레스도 증가하는 문제가 발생한다. 이러한 링크 전압이 상승하는 단점을 보완하기 위한 링크 전압 피드백 방식과 AC/DC 컨버터의 DCM-DCM 동작 등의 방법이 연구되었다 [2]-[3].

링크 전압을 피드백하는 기법은 부스트 인덕터의 입력 전압의 역방향으로 링크 전압을 피드백 하여 전류 증가를 감소시킴으로써 링크 전압의 증가를 저감한다. 그러나 이러한 방법은 THD(Total Harmonic Distortion)가 높아지고, 역률이 낮아지는 단점을 갖는다. 또한 변압기에 새로운 턴을 추가하여야 하므로 회로가 복잡해지고, 변압기의 크기가 커지는 문제가 유발된다.

전체 회로를 DCM-DCM으로 동작시키는 방식은 회로가 간단하고 링크 전압이 부하의 변화에 영향을 받지 않는 장점을 갖는다. 또한 낮은 THD와 고역률을 얻을 수 있다. 그러나 입력 AC 전압 증가에 따라 링크 전압이 증가하고, DCM 동작으로 인한 스위치의 전류 스트레스 증가로 인해 효율이 저하되는 문제가 나타난다 [3].

본 논문에서는 그림 2와 같이 DCM-DCM으로 동작하는 단일 AC/DC 컨버터에서 DC/DC 컨버터의 2차측에 Voltage Doubler를 적용하여 스위치의 전압 및 전류 스트레스와 DC/DC 컨버터의 2차측 다이오드의 전압 스트레스를 저감시킬 수 있는 새로운 단일 역률 보상 회로를 제안한다 [4]. 제안하는 컨버터는 DCM-DCM 동작 설계로 인하여 universal line에서 450V 링크 캐패시터가 사용 가능하며, DC/DC단에서는 변압기의 누설 인덕터(L_{lk})와 Voltage Doubler 캐패시터(C_r)의 공진을 이용해 2차측으로 전력을 전달하므로 DCM-DCM 동작에서도 스위치의 전류

스트레스를 저감하는 설계가 가능하다. 그리고 부하 및 입력 AC 전압과 무관하게 스위치 전압 스트레스가 nV_o로 결정되므로 universal line에서 650V의 내압을 가지는 스위치의 사용이 가능하다. 또한 2차측 다이오드의 전압 스트레스가 V_o로 제한되어 고휘력 전압 사양(120 V LED 구동)에 유리하다.

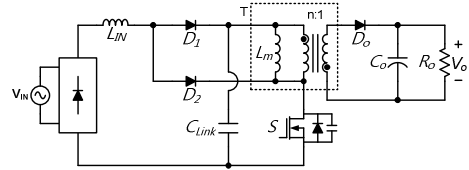


그림. 1 기존 단일 역률 보상 AC/DC 컨버터

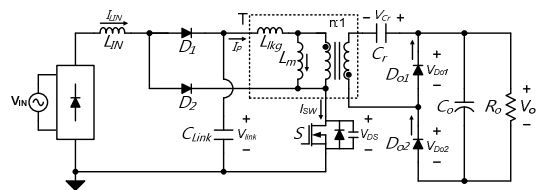


그림. 2 제안하는 Voltage Doubler를 적용한 단일 역률 보상 AC/DC 컨버터

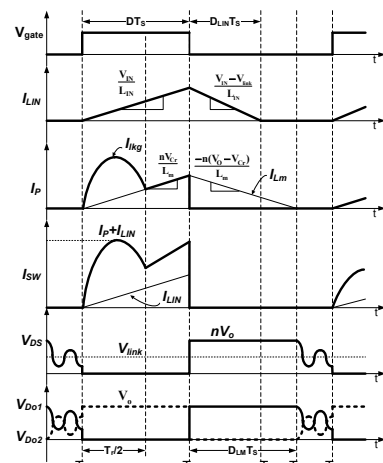


그림. 3 제안하는 AC/DC 컨버터의 주요 파형

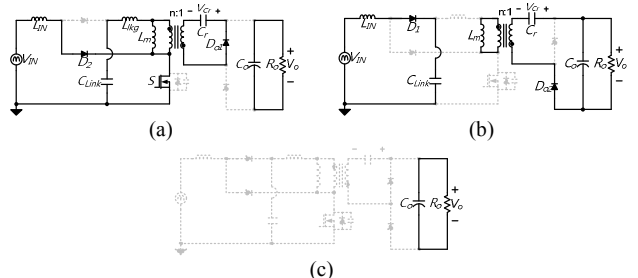


그림. 4 제안하는 컨버터의 기본 동작 과정
(a) Mode 1 [T₀-T₁] (b) Mode 2 [T₁-T₃] (c) Mode 3 [T₃-T₄]

2. 제안하는 단일 역률 보상회로의 동작

Mode 1 [$T_0 \sim T_1$]: 스위치가 켜지고 부스트 인덕터(L_{IN})와 변압기의 자화 인덕터(L_m)의 전류가 증가한다. 링크 캐패시터의 에너지가 C_r 로 전달되는 공진이 발생한다. 공진 주기(T_r)는 L_{lk} 와 C_r 에 의해 결정된다. 이 공진을 통해 전력을 전달하므로 한 주기 내에서 두 번의 전력 전달이 이루어진다. 따라서 L_m 전류(I_{Lm})의 최대치가 낮아지게 됨으로써 스위치의 전류 스트레스도 낮아지게 된다[4]. 다이오드(D_{o2})의 역전압은 출력 전압이 된다.

Mode 2 [$T_1 \sim T_3$]: 스위치가 꺼지고, $V_{link} = nV_{Cr}$ 에 의해서 스위치 전압 스트레스가 출력 전압(V_o)과 턴 비(n)의 곱으로 결정된다. 다이오드(D_{o1})의 역전압은 출력 전압이 된다. I_{LIN} 과 I_{Lm} 은 감소한다.

Mode 3 [$T_3 \sim T_4$]: I_{Lm} 과 I_{LIN} 전류가 0이 되고, 출력 캐패시터가 전력을 공급한다.

3. 설계 및 실험

Voltage Doubler 캐패시터 C_r 의 전압 변동이 충분히 작다는 가정 하에서 불연속 모드에서의 DC/DC 전압 입출력 관계식은 수식 (1)과 같다.

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{1+A}{4n} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4L_m A - 1}{L_{IN} (1+A)}} \right), \quad A = \sqrt{1 + 2n^2 D^2 \frac{R_o T_s}{L_m}} \quad (1)$$

L_m 과 L_{IN} 의 크기도 전압 입출력 비에 영향을 미치는 요소이다. 부스트 컨버터의 동작이 연속 모드에 빠지지 않기 위한 L_{IN} 은 수식 (2)를 통해 구할 수 있다. 따라서 L_{IN} 과 함께 L_m 의 크기도 결정되게 된다.

$$L_{IN} < \frac{A-1(1-D)^2}{1+A} L_m \quad (2)$$

실험에 사용된 Voltage Doubler를 적용한 단일 역률 보상 AC/DC 컨버터의 설계 목표 Spec.과 설계된 주요 소자들은 표 1과 같다. 소자는 50%의 전류 마진과 20%의 전압 마진을 고려하여 설계하였다.

그림 5에서 입력 전류가 입력 전압과 동일한 상으로 역률이 보상되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 6은 실험을 통해 구한 스위치의 전압 스트레스와 전류 스트레스 그래프이다. L_{lk} 에 의해 발생하는 spike를 고려하여도 스위치의 전압 스트레스가 600V 이하가 됨을 확인할 수 있다. 또한 스위치 전류 스트레스 그래프에서 보이는 공진을 통해 전력을 전달하는 과정이 발생하여 전류 스트레스의 최대치가 감소하였음을 알 수 있다.

그림 7을 통해 2차측 다이오드의 전압이 출력 전압으로 클램핑 되고 있음을 확인할 수 있다.

그림 8은 입력 AC 전압 변화에 따른 링크 전압과 역률의 그래프를 나타낸다. 입력 AC 전압이 265V_{rms}인 상태에서 링크 전압의 스트레스가 404V에서 정해짐을 알 수 있다. 따라서 450V의 캐패시터를 링크 캐패시터로 사용할 수 있다. 또한 링크 전압이 낮아진 효과로 낮은 내압을 가지는 스위치의 사용이 가능해진다.

최대 부하 상태 시, 265V_{rms} 입력 AC 전압에서 역률은 0.925, 85V_{rms} 입력 AC 전압에서 0.993이다.

표. 1 설계 값

항목	설계값	항목	설계값
출력 전압	120V	턴 비	51:16
출력 전류	0.6A	L_{IN}	90uH
출력 전력	72W	L_m	550uH
스위칭 주파수	100kHz	C_r	1uF
다이오드(D_1, D_2)	8ETL06FP (내압: 600V)		
다이오드(D_{o1}, D_{o2})	10ETF02 (내압: 200V)		
스위치(S)	IPA60R385CP (내압: 650V)		

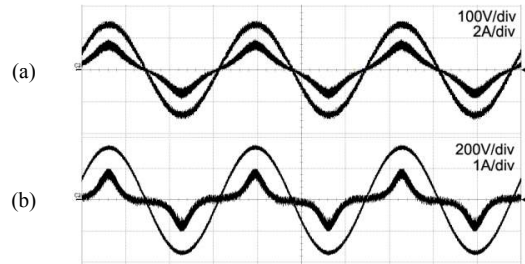


그림. 5 입력 AC 전압 및 전류 파형 (5ms/div)
(a) 100V_{rms} 입력 AC 전압 (b) 240V_{rms} 입력 AC 전압

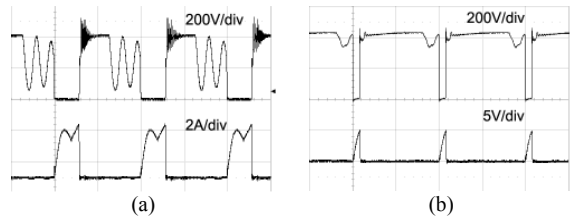


그림. 6 스위치 전압 및 전류 파형 (5us/div)
(a) 100V_{rms} 입력 AC 전압 (b) 240V_{rms} 입력 AC 전압

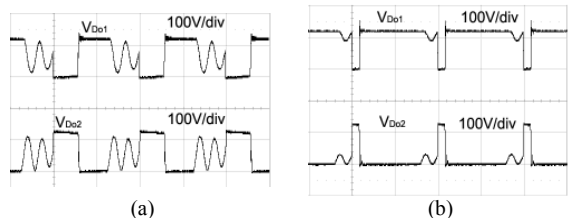


그림. 7 2차측 다이오드(D_{o1}, D_{o2}) 전압 파형 (5us/div)
(a) 100V_{rms} 입력 AC 전압 (b) 240V_{rms} 입력 AC 전압

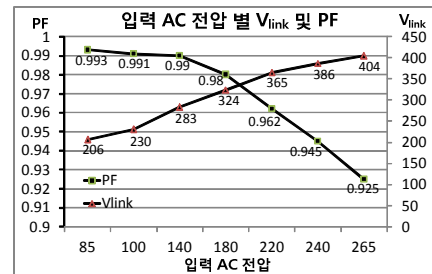


그림. 8 최대 부하 상태에서 입력 AC 전압에 따른 링크 전압(V_{link})과 역률(PF) 그래프

4. 결론

본 논문에서는 기존의 DCM-DCM 단일 역률보상회로의 2차측에 Voltage-Doubler를 적용하여, 450 V 링크캐패시터의 사용과 함께 1차측 스위치의 전압/전류 스트레스 및 2차측 다이오드의 전압 스트레스를 저감시켰다. 120 V LED 구동 드라이버 사양의 실험을 통해 제안된 회로의 타당성을 검증하였다.

References

- [1] M. T. Madigan, et al., "Integrated High-Quality Rectifier-Regulators," IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 46, no. 4, pp.749-758, Aug. 1999
- [2] R. Redl, et al., "A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage," in Proc. PESC'94, pp. 1137-1144
- [3] J. Qian, et al., "Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converters with DC-Bus Voltage Feedback for Universal Line Applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 6, pp. 1079-1088, Nov. 1998
- [4] K.-B. Park, et al., "PWM Resonant Single-Switch Isolated Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 8, pp. 1876-1886, Aug. 2009