

하나의 스위치를 사용한 영전압-전류 스위칭 벡 컨버터

김기준, 김태웅, 이성백
광운대학교 전자공학과

Zero Voltage and Zero Current Switching Buck Converter Using a Single Swi

Kim Ki Jun, Kim Tai Woong, Lee Sung Paik
Kwang Woon University Dept. of Electronic engineering

Abstract - This paper propose zero voltage and zero current switching buck converter using a single switch. This converter is electrically equivalent to two basic buck converter in a cascade. Proposed converter is switching at high frequency and operate in high efficiency at wide load range due to resonant switching.

1. 서 론

최근에 스위칭 전원장치는 주파수가 증가함에 따라 전원장치가 소형화, 경량화 되므로 높은 스위칭 주파수로 동작하도록 요구되어지고 있다[1]. 그러나 기존의 하드 스위칭 기법은 주파수에 비례하여 스위칭 손실이 증가하며 또한 그에 따라서 효율도 낮아진다. 스위칭 손실을 제거하기 위해서, 컨버터에 소프트 스위칭 기법을 적용하게 되었다. 소프트 스위칭 기법 중 하나는 영전압 스위칭 (Zero-Voltage Switching)과 영전류 스위칭 (Zero Current Switching)기법이 있다[1]. 이 기법은 스위치 흐르는 전류나 전압이 영점을 지날 때 스위치가 온 또는 오프로 천이 되도록 하여 높은 스위칭 주파수에서도 스위칭 손실을 저감시킬 수 있다.

일반적으로 영전압-전류 스위칭 컨버터는 두 개의 스위치를 사용하여 하나는 영전압 스위칭을, 다른 하나는 영전류 스위칭을 하도록 구성되었다[2]. 이러한 컨버터는 영전압-전류 스위칭 기법을 사용하므로 스위칭 손실을 줄일 수 있으나 스위칭 소자에 높은 스트레스가 존재하고 스위칭 주파수가 부하에 따라 변하므로 부하 변동이 클 경우 스위칭 주파수가 저하되므로 부하를 제한하게 된다.

본 논문에서는 하나의 스위치를 사용하여 영전압-전류 스위칭을 하는 영전압-전류 PWM 벡 컨버터를 제안하였다. 이런 소프트 스위칭 기법에 의해 높은 주파수에서도 넓은 부하범위를 갖는다.

2. 본 론

2.1 제안한 컨버터

그림 1은 하나의 스위치를 사용한 영전압-전류 스위칭 PWM 벡 컨버터를 나타낸다. 등가적으로 두 개의 기본적인 벡 컨버터를 직렬로 접속한 구조를 가지고 있다[2].

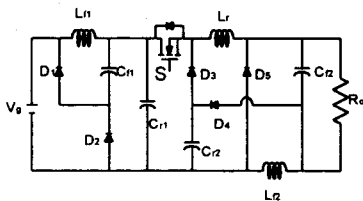


그림 1. 제안한 컨버터의 회로도
Fig. 1. Circuit of proposed converter

2.2 동작원리

동작원리를 설명하기 위해 다음과 같은 초기 조건을 가정한다. 필터 인덕터 L_1 과 L_2 는 이상적인 전류원이 되도록 매우 크고, 필터 캐패시터 C_1 과 C_2 의 전압은 맥동이 없다고 가정한다. 초기 회로의 상태로 전류 I_{L1} 과 I_{L2} 는 스위치가 t_0 에서 턴온이 되기 전까지 환류 다이오드 D_1 과 D_5 를 통해서 흐른다.

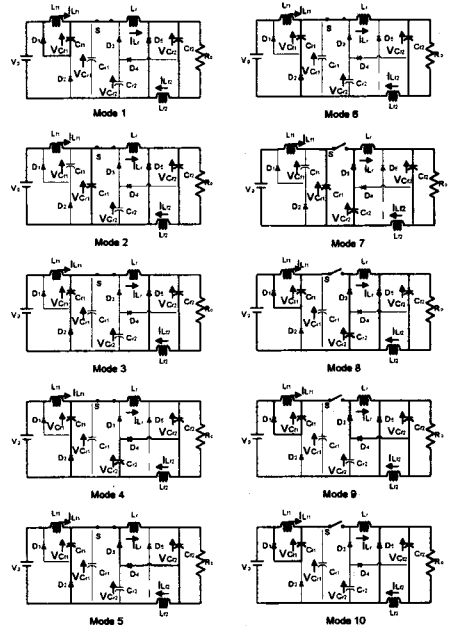


그림 2. 제안한 컨버터의 동작 모드
Fig. 2. Operation mode of proposed converter

그림 2는 제안한 컨버터의 동작원리를 설명하기 위해 서 모드별로 나타내었고 그림 3은 이 컨버터의 이론적인 파형을 나타낸다.

Mode 1 ($t_0 - t_1$) : 스위치 턴온

스위치 S가 영전류 스위칭 조건에서 턴온이 되면서 주기가 시작된다. 인덕터 L_1 에서 흐르는 전류는 선형적으로 증가하여 전류 i_{L1} 이 i_{L2} 와 같게 되면 이 모드는 끝이 난다. 이때 환류 다이오드 D_1 과 D_5 가 도통상태이므로 캐패시터 C_1 과 C_2 의 전압은 영이다.

Mode 2 ($t_1 - t_2$) : 첫 번째 공진 단계

환류 다이오드 D_1 이 턴오프가 되고, C_1 과 L_1 이 공진을 시작한다. i_{L1} 가 증가할 때 캐패시터 C_1 은

초기값 $V_g + V_{C_n}$ 부터 방전하여 V_{C_n} 이 되면 이 단계는 끝이 나고 다이오드 D_2 가 도통상태가 된다.

Mode 3 ($t_2 - t_3$) :

인덕터 L_r 에서 흐르는 전류는 선형적으로 증가하여 t_3 에서 부하전류와 같게 된다.

Mode 4 ($t_3 - t_4$) : 두 번째 공진 단계

t_3 에서 두 번째 공진을 시작하게 된다. t_4 에서 캐패시터 C_{r2} 전압은 V_{C_n} 으로 클램프되고 다이오드 D_3 는 도통이 된다. 인덕터 전류 i_{L_r} 은 이 구간동안에 부하전류보다 증가한다.

Mode 5 ($t_4 - t_5$) :

인덕터 전류 i_{L_r} 에 흐르는 전류는 선형적으로 감소하여 부하전류와 같게 된다. 캐패시터 C_{r2} 의 전압은 V_{C_n} 을 유지한다.

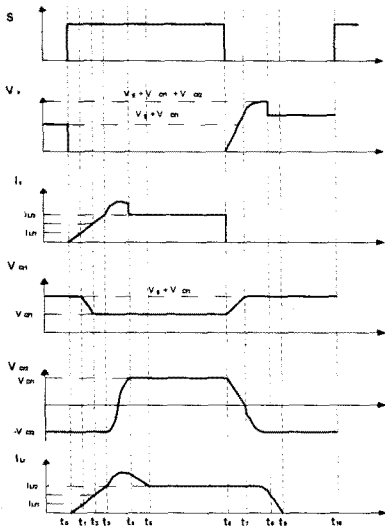


그림 3. 제안한 컨버터의 이론적인 파형
Fig. 3. Theoretical waveform of proposed converter

Mode 6 ($t_5 - t_6$) :

스위치 S와 인덕터 L_r 은 전류 I_{L_r} 를 도통시킨다.

Mode 7 ($t_6 - t_7$) : 스위치 턴오프

스위치 S는 영전압 스위칭 조건으로 턴오프가 된다. 캐패시터 C_{r2} 는 선형적으로 방전하여 영전압이 되고 환류 다이오드 D_5 는 도통된다. 또한, 캐패시터 C_{r1} 은 $V_g + V_{C_n}$ 까지 충전되고 환류 다이오드 D_1 도 도통된다.

Mode 8 ($t_7 - t_8$) : 새로운 공진

이 시간 간격동안에, 캐패시터 C_{r2} 와 인덕터 L_r 사이에서 새로운 공진이 있다. 인덕터 L_r 에서 흐르는 전류는 영으로 감소하고 캐패시터 C_{r2} 는 음의 전압으로 충전이 되어 $-V_{C_n}$ 가 되면 끝이 난다. 다음 동작의 사이클이 시작되기 전에 캐패시터 C_{r1} 은 $(V_g + V_{C_n})$ 이 유지된다.

Mode 9 ($t_8 - t_9$) :

다이오드 D_4 가 턴온이 되면, 인덕터 L_r 전류는 부하전압 동작에 의해서 영이 될 때까지 선형적으로 감소한다. I_{L_r} 이 영이 되면, 스위치 S는 ZCS 방법에서 턴온이 될 수 있다.

Mode 10 ($t_9 - t_{10}$) :

환류 다이오드 D_5 는 부하전류를 도통시킨다. 스위치 S는 턴온이 되어 다음 사이클이 될 때까지 유지된다.

그림 3에서 나타낸 바와 같이 스위치는 영전류의 조건인 t_0 에서 턴온하고 영전압의 조건인 t_6 에서 턴오프하도록 한다. 또한 공진은 모드 2, 4, 8에서 일어난다.

3. 시뮬레이션

제안한 벽 컨버터는 다음과 같은 사항으로 PSPICE를 사용하여 시뮬레이션 하였다.

- $V_g = 100V$ $R_o = 2\Omega$
- $F_s = 200kHz$ $D = 0.5$
- $L_r = 2.2\mu H$
- $L_{r1} = 200\mu H$ $L_{r2} = 200\mu H$
- $C_{r1} = 6.8nF$ $C_{r2} = 6.8nF$
- $C_{r1} = 220\mu F$ $C_{r2} = 220\mu F$

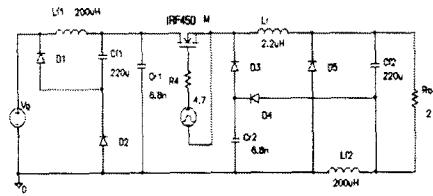
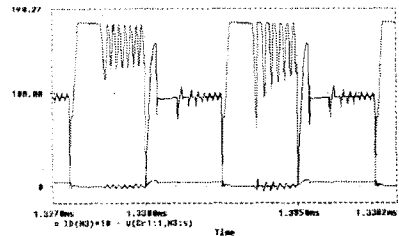
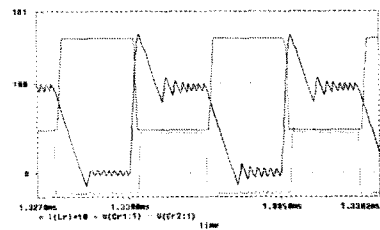


그림 4. Pspice 시뮬레이션 회로도
Fig 4. Circuit of pspice simulation



(a)



(b)

그림 5. 시뮬레이션 파형

(a) 스위치 양단의 전압, 전류 파형

(b) 공진 캐패시터 C_{r1} , C_{r2} 전압,

인덕터 L_r 전류 파형

Fig 5. Simulation waveform

(a) Waveform of voltage, current across switch

(b) Resonant capacitor C_{r1} , C_{r2} , inductor L_r current waveform

그림 5는 제시된 컨버터에 대한 시뮬레이션시 파형을 나타낸다. 스위치 양단의 전압과 전류 파형과 각 공진 성분인 전압, 전류 파형을 통해서 영전류, 영전압 조건에 따라서 스위치가 턴온, 턴오프되는 것을 알 수 있다.

4. 실험 결과

제안한 컨버터의 이론과 시뮬레이션 결과를 검증하기 위해서 250W급의 영전압-전류 스위칭 벡 컨버터를 시뮬레이션 조건과 동일하도록 다음과 같이 제작하였다.

Switch : MOSFET IRF 450
 Diodes : MUR 1560
 Switching frequency : 200kHz

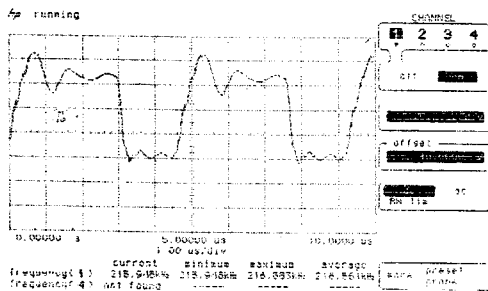
$$V_g = 100V \quad I_o = 4A$$

$$L_r = 2.2\mu H$$

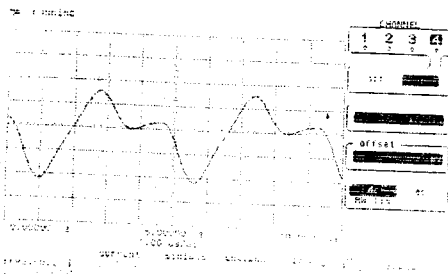
$$L_{A1} = 200\mu H \quad L_{A2} = 200\mu H$$

$$C_{r1} = 6.8nF \quad C_{r2} = 6.8nF$$

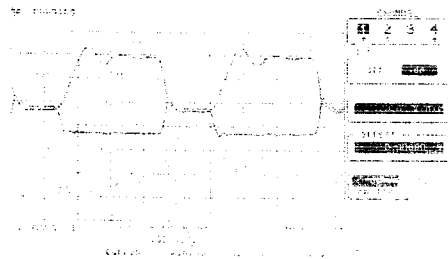
$$C_{A1} = 220\mu F \quad C_{A2} = 220\mu F$$



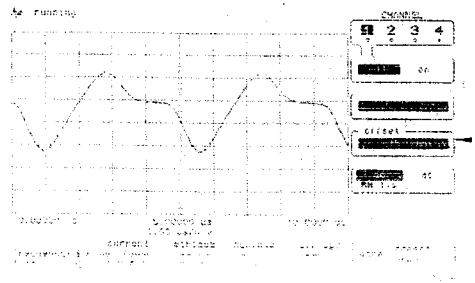
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 6. 제안한 컨버터의 실험 파형

- (a) 스위치에서의 전류 파형
- (b) 스위치 양단의 전압 파형
- (c) 공진 인덕터 L_r 의 전류 파형
- (d) 공진 캐패시터 C_{r1} C_{r2} 양단의 전압 파형

Fig 6. Experimental waveform of proposed converter

- (a) Current waveform of switch
- (b) Voltage waveform across switch
- (c) Current waveform of resonant inductor L_r
- (d) Voltage waveform of resonant capacitor C_{r1} C_{r2}

그림 6은 제안한 벡 컨버터의 실험결과 파형을 나타낸다. 2장의 본론과 시뮬레이션에서 나타난 것과 같이 스위치는 영전류 조건에서 턴온이 되고 영전압 조건에서 턴오프가 된다. 전류(電流)손실 없이 넓은 부하범위에서 동작하는 것을 증명하였다. 또한 높은 효율을 나타낸다. 그림 6의 (c), (d)의 파형으로부터 본론의 모드별 설명과 같이 공진 캐패시터와 인덕터 사이에서 공진함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 하나의 스위치를 사용하여 영전압-전류 스위칭을 하는 소프트 스위칭 벡 컨버터를 제시하였다. 이 컨버터는 기존의 영전압-전류 스위칭 PWM 벡 컨버터가 두 개의 스위치를 사용한 반면에 높은 스위칭 주파수에서 하나의 스위치로 사용하여 영전류 조건으로 스위치가 턴온하고 영전압 조건으로 턴오프 되도록 하였다. 따라서 경부하시에도 넓은 주파수 범위에서 높은 효율로 동작한다. 이 컨버터는 완전 부하시에 93%의 효율을 나타내고 낮은 출력전류에서도 90%이상의 효율을 나타낸다.

[참 고 문 헌]

- [1] Lee, F.C. " High-Frequency Quasi-Resonant Co Technologies". Proceedings on the IEEE, vol. 76 no. 377-390, April 1988.
- [2] Maksimovic, D. and Cuk, S. "Switching Converters Wide DC Conversion Range", IEEE Transaction Power Electronic, vol. b, no. 1, pp. 151-157, 1991.
- [3] L.C. de Freitas, D.F. da Cruz and V.J. Farias. "ZCS-ZVS-PWM DC-DC buck converter for high po and high switching frequency: analysis, simulation experimental results", Conference Applied Electronics -APEC'93, pp. 693-699 March 1993.