

다이오드 역방향 회복에 의한 손실을 감소시킨 부스트 컨버터

송기승*, 이종규**, 이성백*

*광운대학교 전자공학과, **동서서울대학 전자계산기학과

A Technique for Reducing Diode Reverse-Recovery-Related Losses in Boost converters

Song Ki Seung*, Lee Jong Kue**, Lee Sung Paik*

*Kwang Woon University, **Dong Seoul College

Abstract - This paper proposes a circuit technique that reduces losses caused by reverse-recovery characteristics of the diode in converters. In high voltage, high power, Reverse recovery characteristics of the diode gives large stresses to switching devices. To solve the problem, we propose a circuit with active snubber between diode and switch. By controlling di/dt rate of the diode, the proposed technique reduces the losses and the stresses of switching devices.

1. 서론

스위칭 기법에 의한 전원장치의 개발은 에너지의 효율을 보다 증가시켰다. 그러나 이러한 스위칭 전원장치의 단점은 스위칭시 스위칭 소자에 많은 스트레스를 준다는 것이다. 전력이 높을수록 이러한 스트레스는 소자에 많은 부담을 주어 회로의 신뢰도를 저하시키게 되었다. 이러한 단점을 보완하기 위해 소프트 스위칭 기법이 제시되었다. 이후 소프트 스위칭 기법은 활발한 연구 속에서 비약적으로 발전하였다. 그러나 공진을 이용하는 소프트 스위칭 기법은 공진에 필요한 에너지를 소비하는 단점이 있다.

[1],[2]에서 제안된 회로는 스너버 인덕터를 첨가하는 형태이다. 스너버 인덕터를 부과하면 컨버터 회로에서 다이오드와 스위치는 최소의 전류와 전압 스트레스를 가진다. 비록 보조 스위치는 하드스위칭을 하지만 메인 스위치가 온-오프되는 순간에만 동작을 하기 때문에 전력의 손실을 무시할 수 있다. 그러나 제안된 회로는 보조 스위치의 출력 커패시턴스와 스너버 인덕터의 불필요한 공진으로, 회로에 동손을 증가시키고 스너버 인덕터에 불필요한 전류를 발생시키는 단점이 있다.

[3]에서 제안된 회로는 컨버터의 메인 스위치와 보조 스위치가 모두 ZVS에서 동작을 한다. 그러나, 컨버터에 사용된 다이오드는 다이오드의 기생 커패시턴스와 스너버 인덕터 사이에 발생하는 기생 공진의 전압 스트레스 이상의 정격을 가져야 한다. 따라서 [3]에서 주어진 회로는 효율과 가격면에서 불리한 높은 전압 등급을 가지는 다이오드를 사용해야 한다.

본 논문에서는, 컨버터의 스위치와 다이오드에 스너버 인덕터를 직렬로 연결된 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 다이오드의 전류 di/dt 비를 제어함으로써 역방향 회복에서 발생하는 손실을 감소시킬수 있을 것이다. 제

안한 시스템이 안정적으로 동작함을 증명하기 위해 컴퓨터를 이용하여 시뮬레이션으로 타당성을 확인하고 실험 결과값을 시뮬레이션 결과값과 비교한다.

2. 제안된 회로

본 논문에서는 제안한 이론을 부스트 컨버터에 적용하였고 제안한 회로를 그림 1에 나타내었다.

그림 1에서 기본적인 부스트 컨버터 다이오드 D_1 에 스너버 인덕터 L_S 를 연결하고 보조 스위치로 MOSFET M_2 를 접속하였으며, 이 보조 스위치 M_2 가 오프상태에 있는 동안 스너버 인덕터 L_S 에 저장된 에너지를 방전하기 위해 직렬로 클램프 커패시터 C_C 를 접속하였다. 다이오드 D_2 는 부스트 다이오드 D_1 의 기생 커패시턴스와 스너버 인덕터 L_S 사이의 기생적인 공진을 제거하는 역할을 한다.

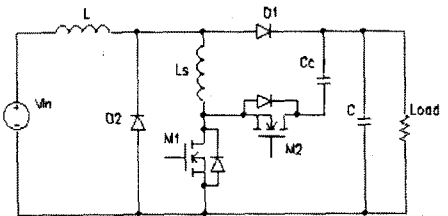


그림 1. 제시된 부스트 컨버터의 회로도
Fig.1. Circuit of proposed boost-based converter

3. 동작 원리

제안한 이론 분석의 편의를 위해 부스트 인덕터 L 은 상당히 크다고 가정을 한다. 따라서 입력은 등가적으로 직류 전류원 I_{in} 으로 대치 할 수 있다. 출력 커패시터 C 역시 출력측의 리플을 무시할 정도로 상당히 크다고 가정을 해서 출력 전압도 등가적으로 직류 전압원 V_0 으로 대치 가능하다. 또한 부스트 다이오드 D_1 의 기생 커패시턴스는 클램프 커패시터 C_C 에 비해 무시 될 수 있으므로 클램프 다이오드 D_2 는 생략할 수 있다. 이렇게 간단해진 회로를 그림 2에서 다시 제시하였다. 그림 3은 제시한 등가회로를 전력단계 별로 나누어서 설명한다.

제1단계 (a) :

부스트 스위치 M_1 이 오프되기전에 입력전류 I_{in} 은 인덕터 L_S 와 스위치 M_1 의 출력커패시턴스를 통해서 흐른다. 결과, 스위치 M_1 을 지나는 전류는 선형적으로

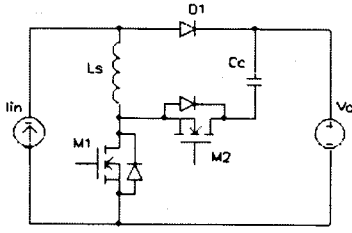


그림 2. 제안한 부스트 컨버터의 등가회로
Fig. 2. The equivalent circuit of proposed boost based converter

증가한다. 스위치를 지나는 전압이 V_o 이상이 되면 다이오드 D_1 이 도통된다. 이때 스위치 M_1 의 전압은 $V_o + V_{C_c}$ 에서 클램프된다.

제2단계 (b) :

전류 i_L 은 클램프 커패시터 C_C 가 방전되어 선형적으로 감소한다. 이때 입력전류 I_{in} 은 $i_L + i_D$ 로 항상 일정하기 때문에 다이오드 D_1 의 전류 i_D 는 선형적으로 증가하기 시작하여 I_{in} 이 된다. 이러한 상태는 i_L 이 영이 되어서 보조스위치 M_2 의 병렬다이오드가 오프될 때 끝나게 되고 보조스위치 M_2 는 ZVS상태가 되기 위해 병렬다이오드의 오프전에 온상태가 된다.

제3단계 (c) :

보조스위치 M_2 가 온되면 인덕터전류 i_L 은 반대방향으로 흐르기 시작하고, 다이오드전류 i_D 는 입력전류 I_{in} 을 초과하여 $2I_{in}$ 까지 선형적으로 증가한다.

제4단계 (d) :

보조스위치 M_2 가 오프된 후에 인덕터전류 i_L 은 클램프 커패시터 C_C 를 통해서 더 이상 흐르지 못하고 스위치 M_1 의 출력커패시턴스를 통해서 계속적으로 흐르게 된다. 따라서 스위치 M_1 의 전압은 감소하여 영으로 되고 $-I_{in}$ 의 값을 가지던 인덕터전류 i_L 은 영으로 증가하며 다이오드 전류 i_D 는 I_{in} 으로 감소한다.

제5단계 (e) :

인덕터가 식(1)과 같이 스위치 M_1 의 출력커패시턴스보다 충분히 크다면 M_1 의 전압은 영으로 감소되고 인덕터의 전류는 영으로 증가한다.

$$\frac{1}{2} L [i_L]^2 \geq \frac{1}{2} C_{M_1} (V_o + V_C)^2 \quad (1)$$

제6단계 (f) :

이때 스위치 M_1 의 ZVS를 위해서 스위치 M_1 을 온한다. 전류 i_L 은 스위치 M_1 을 경유하여 흐르게 되므로 다이오드전류 i_D 는 식(2)와 같이 선형적으로 감소하게 된다.

$$\frac{di_D}{dt} = -\frac{V_o}{L_S} \quad (2)$$

여기서 다이오드의 역방향 회복에 의한 손실의 감소를 위해 전류의 비 di_D/dt 를 작게 만들어 준다. 식(2)에서 처럼 인덕터 L_S 의 값이 커지면 di_D/dt 비가 작게 되어 다이오드 역방향 회복에 의한 손실이 보다 효과적으로 감소된다. [4]

제7단계 (g) :

인덕터전류 i_L 은 입력전류 I_{in} 과 같게 될 때까지 선

형적으로 증가한다. $i_L = I_{in}$ 이 될 때 다이오드전류 i_D 는 영으로 감소가 되었다가 역방향으로 흐르기 시작하고 스위치 M_1 에는 입력전류 I_{in} 을 초과하는 과전류가 흐르게 된다. 이때, 만약 인덕터 L_S 가 없었다면 다이오드의 역방향 회복에 의한 과전류가 몇배는 클 것이다.

제8단계 (h) :

다이오드의 역방향회복이 끝나면 스위치 M_1 에 흐르는 전류는 입력전류 I_{in} 만이 흐르게 되고 다시 제1단계 (a)로 돌아가게된다.

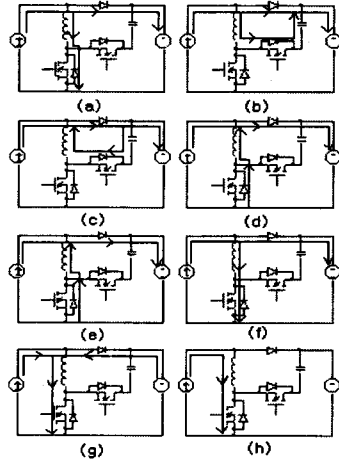


그림 3. 동작모드
Fig. 3. Operation mode

4. 시뮬레이션

그림 1에서 제시한 회로를 가지고 PSpice로 시뮬레이션하였다. 제안된 회로의 개선점을 증명하기 위해서, 기존의 하드 스위칭에 의존하는 일반적인 부스트 컨버터의 동작 특성을 또한 PSpice로 시뮬레이션을 하였다.

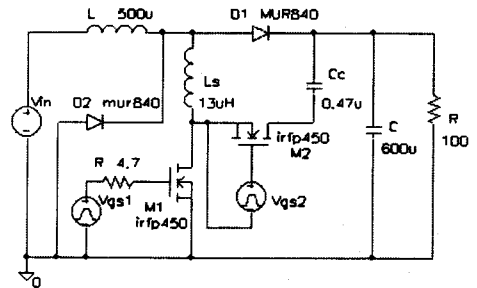
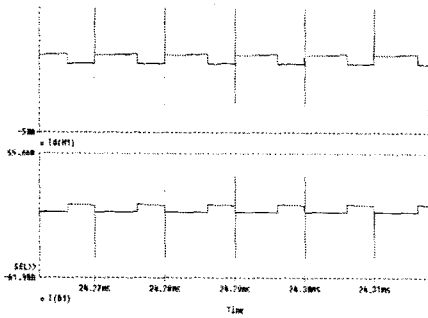


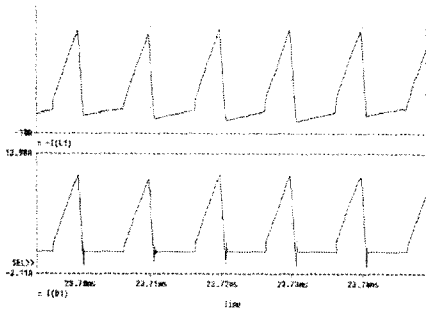
그림 4. 시뮬레이션 회로도
Fig. 4. Circuit of PSpice simulation

그림 5에서는 시뮬레이션의 결과 파형을 보여주고 있다. 그림 5(a)는 일반적인 부스트 컨버터에서 하드 스위칭시 MOSFET 스위치 M_1 의 전류파형(상)과 부스트 다이오드 D_1 의 전류파형(하)을 보여주고 그림 5(b)에서는 제안한 회로에서 MOSFET 스위치 M_1 의 전류파형(상)과 부스트 다이오드 D_1 의 전류파형(하)을 보여 준다. 그림 5에서 보면 다이오드의 역방향 회복특

성에 의한 전류 스파이크가 제거 되었음을 알 수 있다.



(a) 상 : 하드스위칭시 스위칭전류파형
하 : 하드스위칭시 다이오드전류파형



(b) 상 : 제안한 회로의 스위칭전류파형
하 : 제안한 회로의 다이오드전류파형

그림 5. PSpice를 이용한 스위칭 전류와 다이오드 전류의 시뮬레이션 파형

Fig. 5. Simulation waveform of switch and diode current using PSpice

5. 시스템 구성

스위칭 M_1 이 ZVS상태를 만들기 위해서 식(1)에서 보통이 L_S 에 저장된 에너지가 M_1 의 출력커패시턴스에 저장되어진 에너지 값보다 커야한다. 출력커패시턴스는 이미 결정되었기 때문에 유일한 설계변수는 L_S 이다. 또한 식(2)에서 처럼 다이오드의 전류비 di_D/dt 를 작게 제어하기 위해서도 큰 L_S 가 필요하다. 그러나 L_S 의 값이 크게되면 다이오드 역방향 회복에 의한 손실은 줄일수 있게 되지만 전체회로의 스위칭 주파수와 최대 출력전력을 제한하는 요인이 된다. 이러한 L_S 의 선택은 비록 스위칭 M_1 이 ZVS상태가 불가능할지라도 스위치가 $V_0 + V_C$ 보다 낮은 전압에서 스위칭되기 때문에 스위칭시 손실이 줄어들게 된다는 것을 의미한다.

6. 실험 결과

제안한 회로를 검증하기 위해서 제작한 200W급 부스트 컨버터를 그림4와 같이 제작하였다. 실험에서 사용한 소자값들은 다음과 같다.

- Input Voltage : DC 30 [V]
- Switching Frequency : 100 [kHz],
- Duty : 0.7
- MOSFET M_1, M_2 : IRFP 450,
- Diode D_1, D_2 : MUR 460
- Boost Inductor L : 500 [μH]
- Output Capacitor C : 600 [μF] / 450 [V]

Clamp Capacitor C_C : 0.94 [μF]

Snubber Inductor L_S : 13 [μH]

Load Resistor : 50 [Ω]

그림 6은 제안된 회로에서 부스트 다이오드 D_1 과 MOSFET 스위칭 M_1 을 통해 흐르는 전류파형을 보여 준다. PSpice로 시뮬레이션을 한 파형과 동일하게 다이오드 D_1 의 역방향 회복 특성을 제어 함으로써 MOSFET 스위칭 M_1 에서 역회복 유도 전류 스파이크가 상당히 제거되었음을 확인할 수 있다.

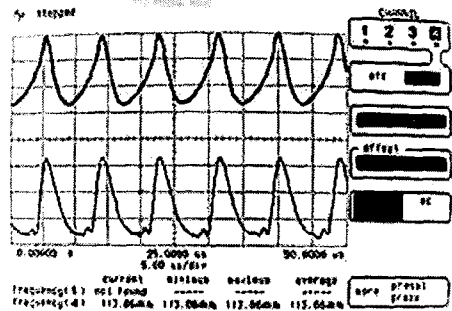


그림 6. 다이오드 D_1 과 MOSFET M_1 의 전류파형

Fig. 6. Current waveform of diode D_1 and MOSFET M_1

7. 결 론

본 논문에서는 부스트 다이오드의 전류비를 제어함으로써 다이오드의 역방향 회복에서 발생하는 손실을 감소시켜 스위칭 스트레스를 저감 시키는 방법을 제안하였다.

제안한 회로는 다이오드의 전류 di/dt 비를 제어함으로써 역방향에서 발생하는 손실을 감소시켰다. 다이오드 전류가 갑작스럽게 변하지 않음으로 전류 스파이크가 크게 줄어들고 다이오드의 애노드와 접지 사이에 클램프 다이오드를 접속함으로써 다이오드의 기생 커패시턴스와 스너버 인덕터 사이에서 발생하는 기생공진이 제거되어 스위칭 소자와 다이오드에서 발생하는 스트레스를 저감시킬수 있다. 또한 반도체 소자에서 갑작스러운 변화가 없으므로 컨버터의 EMI성능도 개선되어짐을 알 수 있다. 결과, 스위칭 소자와 다이오드에 스트레스를 감소시킬수 있으므로 고전력에도 실용적인 컨버터의 구현이 가능하다.

[참 고 문 헌]

- [1] R. Streit, D. Tollik, "High efficiency telcom rectifier using a novel soft-switched boost-based input current shaper", INTELEC Proc., pp. 720-726, Oct. 1991.
- [2] G. Hua, C.S. Leu, F.C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters", IEEE PES Rec., pp 55-61, Jun. 1992.
- [3] C.M.C. Duarte, I. Barbi, "A new family of ZVS-PWM active-clamping dc-to-dc boost converters: analysis, design, an experimentation", INTELEC Proc., pp. 305-312, 1996.
- [4] Y. Khersonsky, M. Robinson, D. Gutierrez, "New fast recovery diode technology cuts circuit losses, improves reliability", PCIM Magazine, pp. 16-25, May 1992.