

고승압비와 넓은 ZVS 영역을 갖는 비절연 DC-DC 컨버터

朴星植*, 崔世琬[†], 崔宇鎭**, 李敎範***

A Non-isolated DC-DC Converter with High Step-up Ratio and Wide ZVS Range

Sung-Sik Park, Se-Wan Choi, Woo-Jin Choi and Kyo-Beum Lee

요 약

기존의 부스트 컨버터는 출력 전압이 커질수록 스위치와 다이오드의 전압, 전류 스트레스가 커지고 다이오드 역방향회복에 의한 서지로 인해 실제 사용 가능한 승압비가 제한된다. 본 논문에서는 고승압 응용에 적합한 새로운 비절연 부스트 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 듀티비 0.5로 약 6배의 승압비를 가지며 CCM에서도 ZVS 스위칭이 가능하므로 넓은 ZVS 영역을 갖는다. 또한 스위치와 다이오드 전압정격이 출력전압의 1/3로 작고 인터리빙이 가능하여 입출력 수동소자의 정격도 작다. 다이오드도 ZCS 턴오프 동작으로 인해 역방향 회복에 의한 서지가 거의 없다. 제안하는 컨버터의 동작원리를 설명하였고 이론적 해석과 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

In the conventional boost converter, the actual duty cycle is limited as the output voltage increases due to increased voltage and current stress of the switch and diode and voltage surge caused by diode reverse recovery. In this paper a new non-isolated boost converter suitable for high gain applications is proposed. The proposed converter has voltage gain of around 6 when the duty cycle is 0.5. Since ZVS is achieved under CCM, the proposed converter has wide ZVS range. Also, voltage ratings of switch and diode are the same as one third of output voltage, and ratings of input and output passive components are reduced due to the interleaving. In addition voltage surge caused by diode reverse recovery is negligible due to ZCS turn-off of diodes. Operating principle of the proposed converter is described and validated through theoretical analysis, simulation and experiment.

Key Words : Non-isolated Boost Converter, Interleaving, High step-up Ratio, ZVS, ZCS, High Power, Voltage Doubler

1. 서 론

최근 전기 자동차, UPS 시스템, 태양광 및 연료전지

[†]교신저자 : 정회원, 서울산업대 제어계측공학과 교수
E-mail : schoi@snut.ac.kr

*학생회원, 서울산업대 제어계측공학과 석사과정

**정회원, 숭실대 전기공학부 조교수

***정회원, 아주대 전자공학부 조교수

접수일자 : 2009. 1. 16 1차 심사 : 2009. 2. 24
2차 심사 : 2009. 4. 8 심사완료 : 2009. 7. 6

시스템등 여러 응용분야에서 대전력 승압형 DC-DC 컨버터의 필요성이 증대되고 있다. 이러한 승압형 DC-DC 컨버터는 고주파 변압기의 사용 여부에 따라 절연형과 비절연형으로 나뉜다. 절연형 DC-DC 컨버터의 경우 전기적인 절연이 가능하고 변압기의 턴비에 의해 승압을 하므로 최적의 듀티를 사용할 수 있는 장점이 있지만 변압기의 누설 인덕턴스로 인한 스위치 전압 서지와 그에 따른 스너버 손실과 EMI가 발생하여 컨버터의 효율이 감소하며 부피 및 가격이 상승하

는 문제가 발생한다^[1]. 최근에 능동 클램프 회로를 이용하여 소프트 스위칭으로 컨버터의 스위칭 손실을 줄인 방식이 있지만 클램프 스위치의 전압 스트레스가 큰 문제점이 있다^[2,3]. 따라서 전기적인 절연이 요구되지 않는 응용에서는 고주파 변압기가 없는 비절연형 DC-DC 컨버터가 제안되고 있다.

승압형 비절연 DC-DC 컨버터에서는 구조가 간단한 기존의 부스트 컨버터를 많이 사용한다. 이 컨버터는 듀티에 의해서만 출력전압이 정해지므로 입출력 전압차가 큰 응용에서 사용 듀티비가 커져 스위치 및 다이오드의 전압 및 전류 스트레스가 커지고 역방향회복 특성에 의한 다이오드 스위칭 손실이 크기 때문에 고효율·고전력밀도를 달성하기 어렵다^[4]. 그러므로 기존의 부스트 컨버터로는 실제 사용할 수 있는 승압비가 3~4 배로 제한되어 결국 승압비만을 만족시키기 위하여 절연형 컨버터를 선택해야 하는 문제가 있다. 이에 따라 전기적인 절연이 요구되지는 않지만 높은 승압비가 필요한 응용을 위하여 비절연형 고승압 부스트 컨버터가 제안되었는데^[5-7], 이는 인덕터를 커플링하여 커플 인덕터의 턴 비에 의해 승압비를 높이는 방식^[5], 다이오드와 커패시터로 구성된 멀티플라이어 단(Multiplier stages)을 확장하여 승압비를 높이는 방식^[6]과 컨버터를 직렬로 연결하여 승압비를 높이는 방식^[7]으로 크게 나눌 수 있다. 커플링 인덕터 방식은 커플된 인덕터의 턴비로 승압이 가능하기 때문에 작은 듀티로 승압할 수 있고 다이오드의 역방향회복 특성에 의한 전압 서지를 완화시킨 장점이 있지만, 입력전류가 구형과 형태이기 때문에 전류리플이 크고 전압의 입출력차가 큰 응용에서 턴 비가 증가할수록 단방향의 커플링을 통한 에너지 전달이 커지므로 대전력 응용에서는 사용이 어렵다. 또한 멀티플라이어 단 방식은 변압기 없이 높은 승압비를 얻고 메인 스위치에 소프트 스위칭이 가능한 장점이 있으나 멀티플라이어 단의 다이오드에 역방향회복에 의한 전압 서지로 스위칭 손실이 증가하므로 스너버 회로가 필요하고 요구되는 승압비가 큰 경우 멀티플라이어 단의 수가 증가하므로 효율이 감소하는 단점이 있다^[8]. 또한 부스트 컨버터를 직렬로 연결한 컨버터(Cascade boost converter)는 작은 듀티로 매우 큰 승압비를 얻을 수 있지만 요구되는 승압비가 커질수록 스위치의 전압 및 전류 스트레스가 커지고 수동소자의 부피가 증가하게 된다.

본 논문에서는 고승압이 요구되는 응용에서도 고효율과 고전력밀도를 얻을 수 있는 새로운 비절연 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안한 컨버터는 다음과

같은 장점을 갖는다.

- 승압비가 부스트 컨버터의 약 3배임.
- CCM에서도 스위치 ZVS 턴온이 가능함.
- 스위치, 다이오드, 커패시터등 소자 전압정격이 출력전압의 1/3로 됨.
- 다이오드가 ZCS 턴오프 되어 역방향회복에 의한 서지 발생이 없음.
- 인터리빙 효과로 수동소자인 L과 C의 부피가 작아짐.

2. 제안하는 고승압 부스트 컨버터

그림 1에 제안한 컨버터는 저전압 측에 2개의 필터 인덕터, 4개의 MOSFET 스위치, 2개의 보조 커패시터, 2개의 보조 인덕터 그리고 직렬 연결된 전압 더블러(Voltage doubler)로 구성되어 있다. 저전압 측 레그는 그림 2와 같이 서로 180°의 위상차로 필터 인덕터의 전류를 인터리빙하기 때문에 전류 리플을 감소시킨다. 그리고 각 레그의 상·하측 스위치는 비대칭으로 출력전압을 제어하고 상보적(Complementary) 스위칭에 의해 필터 인덕터와 보조 인덕터, 스위치의 내부 커패시터를 이용하여 DCM에서 뿐만아니라 CCM에서도 자연스럽게 ZVS를 성취할 수 있다. 고전압 측은 전압 더블러를 직렬로 구성하여 승압비를 상승시키고 소자의 전압정격을 낮추는 역할을 한다. 또한 보조 인덕터에 흐르는 전류도 인터리빙하여 출력 커패시터로 흐르기 때문에 출력 리플을 감소시켜 출력 커패시터의 값이 작아지게 된다. 또한 그림 2에서 보듯이 다이오드에서 흐르는 전류는 출력 커패시터의 충·방전에 의해 ZCS 턴오프 스위칭이 이루어지기 때문에 역방향회복에 의한 서지 현상이 거의 발생하지 않는다.

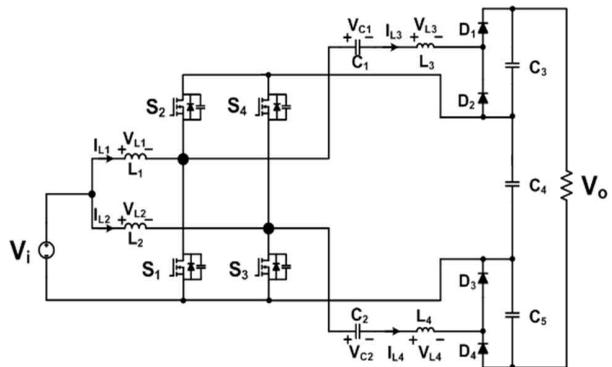


그림 1 제안한 고승압 부스트 컨버터
Fig. 1 Proposed high step-up ratio boost converter

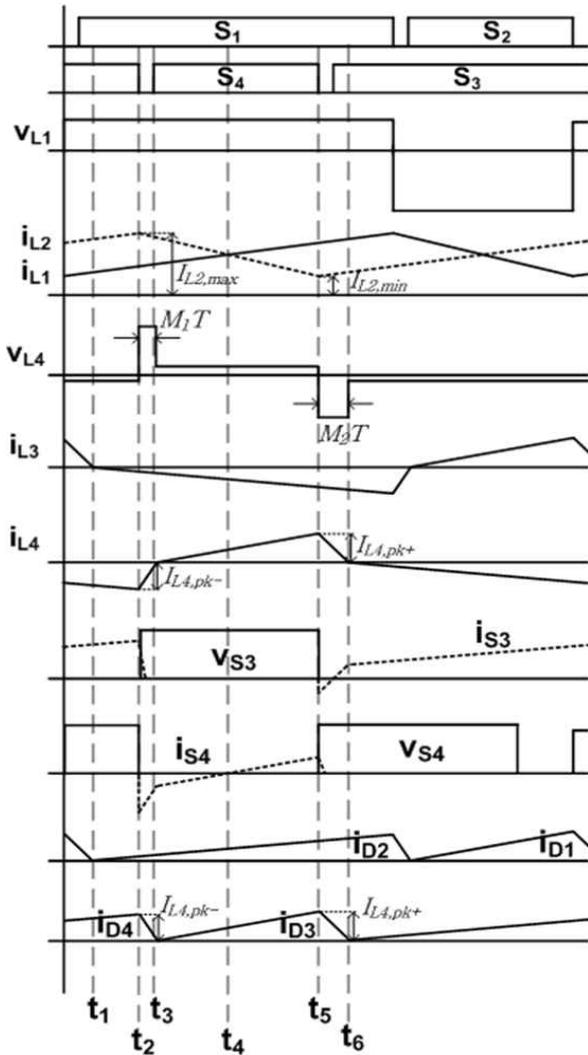


그림 2 제안하는 컨버터의 주요파형
Fig. 2 Key waveforms of the proposed converter

2.1 제안하는 컨버터의 동작원리

(a) 모드 1(t1~t2)

스위치 S1에는 입력 인덕터 전류 I_{L1} 과 보조 인덕터 전류 I_{L3} 가 도통하며 스위치 S3에는 입력 인덕터 I_{L2} 와 보조 인덕터 I_{L4} 가 도통하고 있다. 스위치 S1과 S3에 흐르는 전류의 크기는 다음과 같다.

$$i_{S1} = i_{L1} + i_{L3} \quad (1)$$

$$i_{S3} = i_{L2} + i_{L4} \quad (2)$$

(b) 모드 2(t2~t3)

스위치 S3가 차단되면서 S3로 흐르던 전류는 S4의

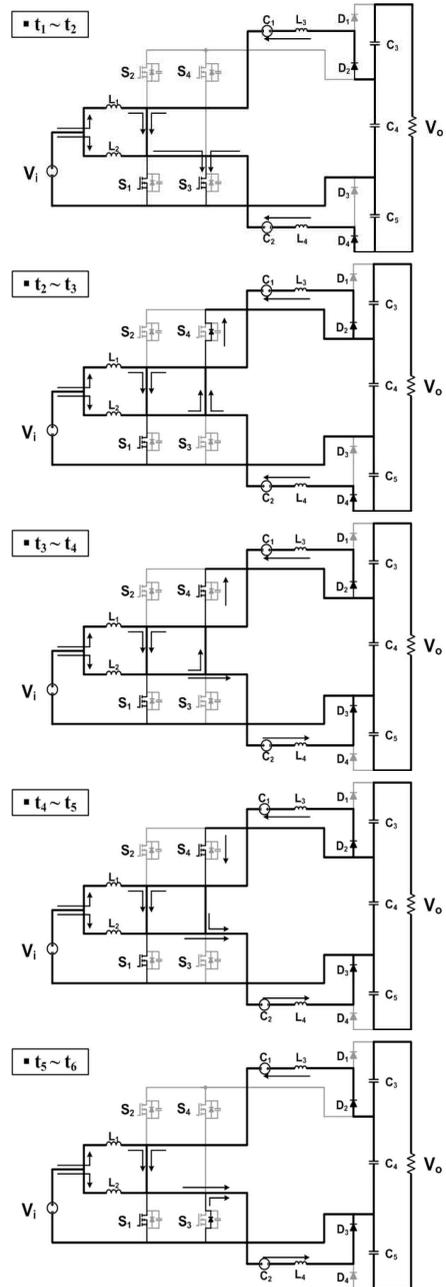


그림 3 제안한 컨버터의 동작 모드
Fig. 3 Operation modes of the proposed converter

내부 다이오드로 도통하고 보조 인덕터 $L4$ 에는 양의 전압이 인가되어 $L4$ 의 전류는 감소하게 된다. 보조 인덕터 $L4$ 의 전압은 다음과 같다.

$$V_{L4} = -V_{C2} + V_{C4} + V_{C5} \quad (3)$$

$$\frac{di_{L4}}{dt} = \frac{-V_{C2} + V_{C4} + V_{C5}}{L4} \quad (4)$$

그림 4는 모드 2(t_2) 순간에서 ZVS 스위칭 할 때의 등가회로를 표현하였다. 입력 인덕터 L_2 는 전류원으로 간주하여 분석한다. t_2 에서 각각의 크기는 $V_{S3} = 0$, $V_{S4} = V_{C4}$, $|I_{L4,pk-}| = -I_{L2,max} + I_{S3}$ 의 값을 갖는다.

스위치 S_4 가 차단될 때 입력 인덕터 L_2 와 보조 인덕터 L_4 에 저장된 에너지에 의해 스위치 S_3 와 스위치 S_4 의 내부 커패시터가 충·방전 하게 된다. 따라서 식 (5)와 같은 ZVS 조건식이 얻어지게 된다.

$$\frac{1}{2}L_4(|I_{L4,pk-}| + I_{L2,max})^2 > \frac{1}{2}(C_{oss} + C_{oss})V_{C4}^2 \quad (5)$$

또한 다이오드 D_4 의 전류는 보조 인덕터 L_4 의 전류 기울기로 감소하고 I_{D4} 가 0이 된 후 다이오드 D_4 가 차단되면서 ZCS 턴오프를 성취하게 된다.

(c) 모드 3($t_3 \sim t_4$)

스위치 S_4 의 내부 다이오드로 도통하던 전류는 스위치 S_4 가 턴온 되면서 자연스럽게 ZVS 턴온을 성취하게 된다. 보조 인덕터 L_4 가 반대 방향이 되면서 고전압측 다이오드에는 전류전환이 발생하여 다이오드 D_3 로 도통하게 된다.

(d) 모드 4($t_4 \sim t_5$)

스위치 S_4 채널의 역방향으로 도통하던 전류가 정방향으로 도통하면서 보조 인덕터 L_4 와 같은 기울기로 증가하게 된다.

(e) 모드 5($t_5 \sim t_6$)

스위치 S_4 가 차단되면서 S_4 로 흐르던 전류는 S_3 의 내부 다이오드로 도통하고 보조 인덕터 L_4 에는 음의 전압이 인가되어 L_4 의 전류는 감소하게 된다. 보조 인덕터 L_4 의 전압은 다음과 같다.

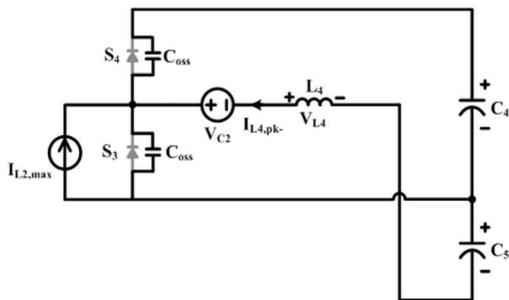


그림 4 시간 t_2 에서 상측 스위치 S_4 의 ZVS 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit of ZVS of upper switch S_4 at t_2

$$V_{L4} = -V_{C2} \quad (6)$$

$$\frac{di_{L4}}{dt} = \frac{-V_{C2}}{L_4} \quad (7)$$

다음 모드에서 스위치 S_3 의 내부 다이오드로 도통하던 전류는 스위치 S_3 가 턴온 되면서 자연스럽게 ZVS 턴온을 성취하게 된다.

그림 5는 모드 5(t_5) 순간에서 ZVS 스위칭 할 때의 등가회로를 표현하였다. t_5 에서 각각의 크기는 $V_{S4} = 0$, $V_{S3} = V_{C4}$, $I_{L4,pk+} = I_{L2,min} + I_{S4}$ 의 값을 갖는다.

스위치 S_3 가 차단될 때 보조 인덕터 L_4 에 저장된 에너지에 의해 스위치 S_3 와 스위치 S_4 의 내부 커패시터가 충·방전 하게 된다. 따라서 식 (8)과 같은 ZVS 조건식이 얻어지게 된다.

$$\frac{1}{2}L_4(I_{L4,pk+} - I_{L2,min})^2 > \frac{1}{2}(C_{oss} + C_{oss})V_{C4}^2 \quad (8)$$

2.2 제안하는 컨버터의 전압전달비

제안하는 컨버터의 승압비는 L_3 , L_4 및 부하에 따라 변하므로 다음과 같이 구할 수 있고 한 주기 동안 C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 의 전압이 일정한 전압을 유지한다고 가정 한다. 출력전압 V_O 는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$V_O = V_{C3} + V_{C4} + V_{C5} \quad (9)$$

또는

$$V_O = \frac{3}{1 - D_{eff}} V_i \quad (10)$$

여기서 유효듀티 D_{eff} 다음과 같이 정의된다.

$$D_{eff} = D + M_1 - M_2 \quad (11)$$

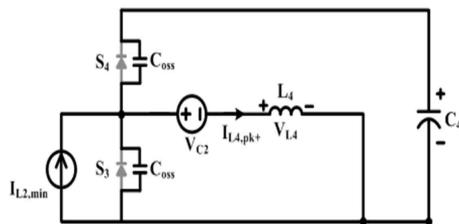


그림 5 시간 t_5 에서 하측 스위치 S_3 의 ZVS 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit of ZVS of lower switch S_3 at t_5

또한 출력전압 V_O 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_O = \frac{3}{1-D} V_i - \Delta V \quad (12)$$

여기서 ΔV 는 듀티손실(M_2-M_1)로 인해 발생하는 전압강하 분이다.

식 (10), (11)과 (12)로부터 ΔV 를 구하면 다음과 같다.

$$\Delta V = \frac{3V_i(M_1 - M_2)}{(1-D)(1-D-M_1+M_2)} \quad (13)$$

L_3, L_4 에 대한 Volt-sec 관계식으로부터 보조 커패시터의 전압을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{C1} = -\frac{V_{C3}(D-M_1-M_2) + V_{C4}(D-1)}{2D+1} \quad (14)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{C5}(D-M_1-M_2) + V_{C4}(D-1)}{2D+1} \quad (15)$$

각 각의 출력 커패시터의 전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_i \quad (16)$$

$$V_{C3} = \frac{1}{1-D} V_i - \frac{1}{2} \Delta V \quad (17)$$

$$V_{C5} = \frac{1}{1-D} V_i - \frac{1}{2} \Delta V \quad (18)$$

한편 다이오드 D_3, D_4 의 각 평균 전류는 출력 전류의 평균값과 같기 때문에 아래의 식으로 표현할 수 있다.

$$I_{D3,av} = \frac{V_O}{R_O} = \frac{1}{2} \times (1-D-M_1+M_2) \times T_S \times I_{LA,pk+} \quad (19)$$

$$I_{D4,av} = \frac{V_O}{R_O} = \frac{1}{2} \times (D+M_1-M_2) \times T_S \times I_{LA,pk-} \quad (20)$$

여기서 $I_{LA,pk+}$ 와 $I_{LA,pk-}$ 는 보조 인덕터 전류 I_{LA} 의 양의 첨두치와 음의 첨두치이다. 그림 2를 보면 아래의 식을 유도할 수 있다.

$$I_{LA,pk+} = \frac{-V_{C2} \cdot M_2 \cdot T_S}{L_4} \quad (21)$$

$$I_{LA,pk-} = \frac{(-V_{C2} + V_{C4} + V_{C5}) \cdot M_1 \cdot T_S}{L_4} \quad (22)$$

식 (12)부터 (22)까지 제안한 컨버터의 유효 승압비를 구하면 그림 6과 같다.

듀티 손실(M_2-M_1)은 보조 인덕터 L_3 와 L_4 의 인덕턴스가 작거나 부하 전류가 작으면 감소하지만 메인 스위치 S_1, S_3 의 ZVS 영역 또한 감소하게 된다. 따라서 메인 스위치의 스위칭 손실과 듀티 손실에 의한 승압비를 고려하여 적절히 인덕턴스를 설계해야 한다.

2.3 주요 소자들의 전압정격

기존 부스트 컨버터와 제안하는 컨버터의 소자정격을 표 1에 비교하였다. 기존 부스트 컨버터의 소자 전압정격은 출력전압과 같지만 제안한 컨버터는 보조회로에 의해 출력 전압이 양분되므로 소자의 전압정격이 출력전압의 1/3으로 된다. 따라서 제안한 컨버터는 스위치 $R_{DS(ON)}$ 과 다이오드 역방향 회복시간이 작은 소자를 선정할 수 있으므로 손실을 저감할 수 있다.

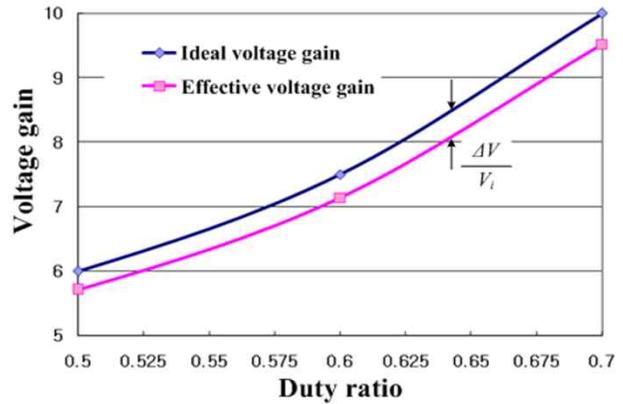


그림 6 제안한 컨버터의 승압비
Fig. 6 Voltage gain of the proposed converter

표 1 주요 소자 전압정격 비교
Table 1 Comparison component voltage rating

	부스트 컨버터	제안하는 컨버터
스위치 정격	V_o	$\frac{V_o}{3}$
다이오드 정격	V_o	$\frac{V_o}{3}$
커패시터 정격	V_o	$\frac{V_o}{3}$

2.4 ZVS 파형 비교

기존의 부스트 컨버터에서 ZVS 스위칭을 성취하기 위해서는 그림 7(a)에서와 같이 입력 필터 인덕터 전류를 DCM으로 동작시켜야 하므로 입력전류 리플이 커서 컨버터의 도통 손실 및 EMI 성분이 증가하는 문제가 발생한다. 하지만 제안하는 컨버터에서는 그림 6(b)와 같이 입력 필터 인덕터 전류를 CCM으로 하여도 ZVS 스위칭이 성취되므로 넓은 ZVS 영역을 갖으며 입력전류 리플 및 EMI를 작게 할 수 있다.

2.5 제안하는 컨버터의 확장

고승압 대전력 응용에 적용할 수 있는 제안한 컨버터의 확장 개념을 그림 8과 같이 나타낸다. N 을 증가시킬수록 승압비가 높아지고 소자의 전압정격이 낮아지기 때문에 입출력 전압 차가 더욱 큰 응용에 적용할 수 있다. 또한, 전류 분배와 인터리빙 효과가 증대되어 스위치의 전류정격이 낮아지고 수동소자의 부피가 줄어들지만 소자 수가 증가하는 단점이 있으므로 용량과 입출력 전압사양에 따라 적절히 상수를 선정해야 한다. N 에 따른 입출력 전압 관계식은 식 (23)과 같다.

2.6 제안하는 컨버터의 확장

고승압 대전력 응용에 적용할 수 있는 제안한 컨버터의 확장 개념을 그림 8과 같이 나타낸다. N 을 증가시킬수록 승압비가 높아지고 소자의 전압정격이 낮아지기 때문에 입출력 전압 차가 더욱 큰 응용에 적용할 수 있다. 또한, 전류 분배와 인터리빙 효과가 증대되어 스위치의 전류정격이 낮아지고 수동소자의 부피가 줄어들지만 소자 수가 증가하는 단점이 있으므로 용량과 입출력 전압사양에 따라 적절히 상수를 선정해야 한다. N 에 따른 입출력 전압 관계식은 식 (23)과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+2N}{1-D_{eff}} \tag{23}$$

3. 실험 결과

제안한 컨버터의 타당성을 입증하기 위해 다음의 설계 사양에 따라 시작품을 제작하였다.

- Power = 1 kW · V_{in} = 50 V · V_{out} = 400 V
- ΔI_{in} = 5% · ΔV_{out} = 3% · f_s = 70 kHz

표 2는 1kW급으로 설계된 제안한 컨버터의 실제 설계 소자들이다. 제안한 컨버터를 설계할 때 보조 인덕터와 보조 커패시터에서 공진이 발생하기 때문에 출력 전압 리플과 입력전류 리플이 커지게 된다.

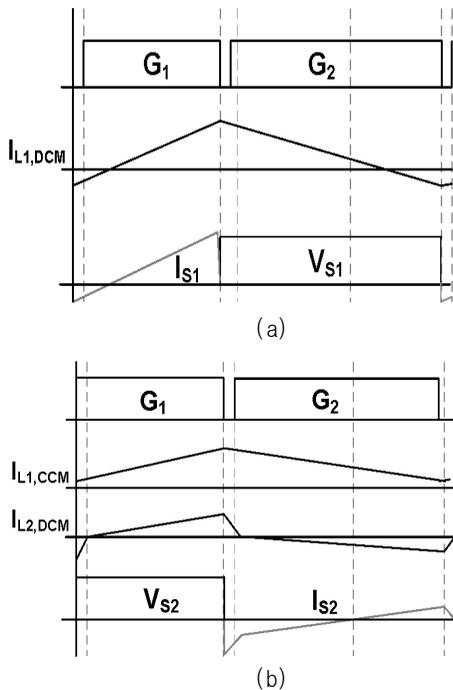


그림 7 스위치 ZVS 파형 비교
(a) DCM 부스트컨버터
(b) 제안하는 컨버터

Fig. 7 Comparison of ZVS waveforms of switches
(a) DCM boost converter
(b) Proposed converter

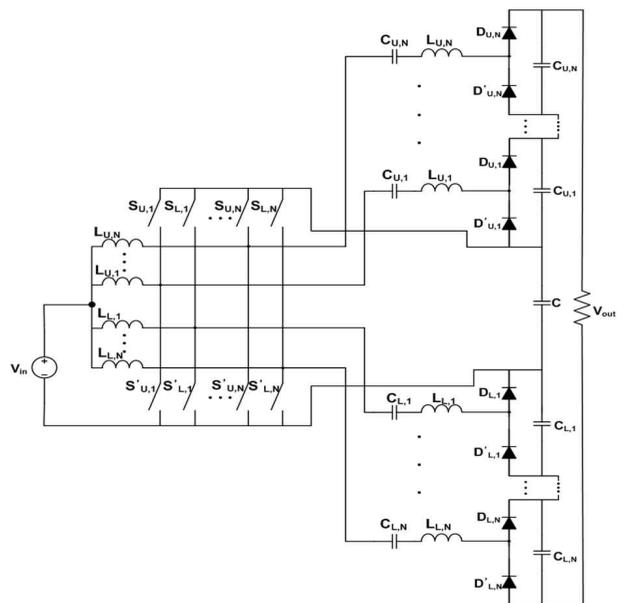


그림 8 제안하는 개념의 확장
Fig. 8 Extension of the proposed concept

표 2 설계소자
Table 2 Design parameter

Device	Parts
스위치	S ₁ , S ₂ , S ₃ , S ₄ = 560V, 16A, R _{DS(ON)} =0.28Ω, SPP16N50C3
다이오드	D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ = 400V, 10A, DPG10I400PA
필터 인덕터	L ₁ , L ₂ = 230uH, CH330125
보조 인덕터	L ₃ , L ₄ = 3uH, CH203125
필터 커패시터	C ₃ , C ₄ , C ₅ = 10uF, 250V, Film
보조 커패시터	C ₁ , C ₂ = 10uF, 250V, Film

따라서 출력전압 리플과 입력전류 리플을 제한하기 위한 보조 인덕터와 보조 커패시터를 선정한다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (24)$$

식 (24)에서 f_0 는 보조 인덕터 L_3 , L_4 와 보조 커패시터 C_1 , C_2 에 의해 발생하는 공진 주파수이며 $L_3 = L_4 = L$ 이며 $C_1 = C_2 = C$ 이다.

그림 9(a)는 입출력 전압을 보여준다. 입력전압은 50V이고 출력전압은 400V이므로 8배 승압된 것을 확인할 수 있다. 그림 9(b)에서 볼 수 있듯이 일반적인 부스트 컨버터의 경우 스위치 양단에 출력전압 400V가 인가되지만 제안한 컨버터는 보조회로에 의해 출력전압이 양분되므로 출력전압의 1/3인 133V가 스위치에 인가된다. 그림 9(c)에서는 인터리빙 된 입력전류와 인덕터 전류를 보여준다. 하지만 L_1 과 L_2 에서 전류 불균형을 볼 수 있는데 이는 개루프 실험이기 때문에 발생한 현상이다. 따라서 제안한 컨버터에서는 전류 불균형을 방지하기 위해 일반적인 전류 제어가 필요하다. 그림 9(d)에서는 스위치 전압과 스위치 전류가 ZVS 턴온이 성취되는 것을 확인할 수 있다.

그림 10은 제안한 컨버터의 계산효율과 측정효율을 나타낸다. 효율계산 시 스위치의 스위칭 손실 및 도통 손실, 마그네틱 소자의 동손 및 철손, 커패시터 ESR의 손실을 고려했다. 이론 효율은 600W에서 최고 효율인 97.1%로 계산되었고 실제로 실험을 통한 효율 측정도 600W에서 최대 효율인 97.5%가 측정되어 이론적 효율과 실험적인 효율이 일치하는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 고승압 응용에서 고효율, 고전력밀도를

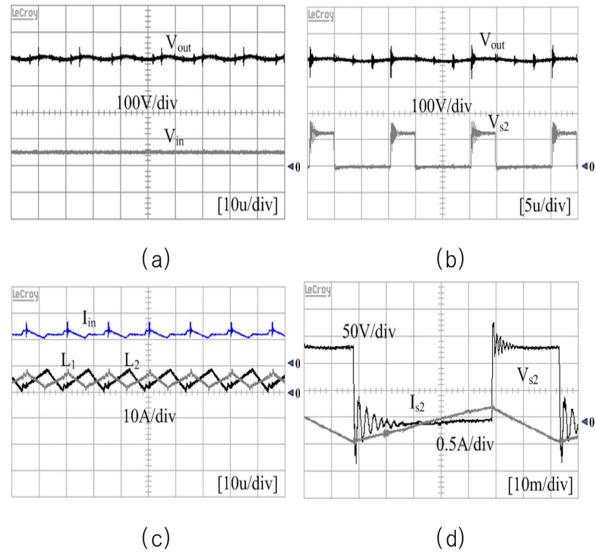


그림 9 실험파형 :

- (a) 입력전압(V_{in})과 출력전압(V_{out})
- (b) 스위치 전압(V_{s2})과 출력전압(V_{out})
- (c) 입력전류(I_{in})와 인덕터 전류(I_L)
- (d) 스위치 전압(V_{s2})과 스위치 전류(I_{s2})

Fig. 9 Experimental waveforms :

- (a) Input voltage(V_{in}) and output voltage(V_{out})
- (b) Switch voltage(V_{s2}) and output voltage(V_{out})
- (c) Input current(I_{in}) and inductor current(I_L)
- (d) Switch voltage(V_{s2}) and switch current(I_{s2})

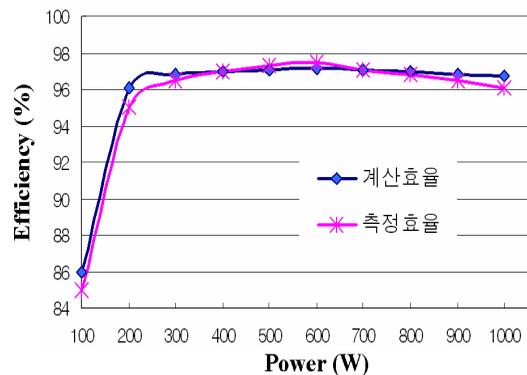


그림 10 측정 및 계산 효율

Fig. 10 Measured and calculated efficiency

달성할 수 있는 새로운 비절연 부스트 컨버터를 제안하였고 제안한 개념을 확장할 수 있는 방법도 제시하였다. 제안한 컨버터의 동작 원리와 특징을 분석하였으며 실험을 통하여 타당성을 검증하였다. 제안한 컨버터는 부스트 컨버터 승압비의 약 3배를 가지며 CCM에서도 ZVS 스위칭이 가능하다. 또한 소자의 전

압정격이 출력전압의 1/3이 되고 인터리빙이 가능하여 입출력 수동소자의 정격도 작다. 또한 다이오드도 ZCS 턴오프 동작으로 역방향 회복에 의한 서지현상도 거의 없다.

참 고 문 헌

- [1] Gules. R, Pfitscher. L. L, Franco. L. C, "An Interleaved Boost DC-DC Converter with Large Conversion Ratio", in Proc. *IEEE ISIE*, Vol. 1, pp. 411-416, 2003, June.
- [2] Nome. F. J, Barbi. I, "A ZVS Clamping Mode Current-Fed Push-Pull DC-DC Converter", in Proc. *IEEE ISIE*, Vol. 2, pp. 617-621, 1998, July.
- [3] Barbi. I, Gules. R, "Isolated DC-DC Converters with High-Output Voltage for TWTA Telecommunication Satellite Application", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 18, pp. 975-984, 2003, July.
- [4] Prudente. M, Pfitscher. L, Gules. R, "A Boost Converter with Voltage Multiplier Cells", in Proc. *IEEE PESC*, pp. 2716-2721, 2005.
- [5] Qun Zhao, Fred C. Lee, "High Performance Coupled-Inductor DC-DC Converter", in Proc. *IEEE APEC*, pp.109-113, 2003, Feb. 9-13.
- [6] Prudente. M, Pfitscher. L, Gules. R, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 23, pp. 871-887, 2008, March.
- [7] H. Sira-Ramirez, R. Silva-Ortigoza, "Control Design Techniques in Power Electronics Devices", Springer, pp. 46-50, 2006.
- [8] Araujo. S. V, Bascope. R. P. T, Menezes. L, "Step-up Converter with High Voltage Gain Employing Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier", in Proc. *IEEE PESC*, pp. 2271-2277, 2008, June.
- [9] 박성식, 김표수, 최세완, 이진희, "고승압비와 넓은 ZVS영역을 갖는 비절연 DC-DC 컨버터", *2008년도 전력전자학술대회 논문집*, pp. 203-205, 2008. 6.

저 자 소 개



박성식(朴星植)

1984년 3월 27일생. 2007년 서울산업대 제어계측공학과 졸업. 2007년~현재 동 대학원 제어계측공학과 석사 과정.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울산업대 제어계측공학과 교수. 당 학회 국제이사.



최우진(崔宇鎭)

1967년 1월 7일생. 1990년 송실대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 Texas A&M University 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1995년~1998년 (주)대우중공업 중앙연구소 전자기술실. 2005년~현재 송실대 전기공학부 조교수. 당 학회 국문지/JPE 편집위원.



이교범(李敎範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark. 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원.