

연료전지응용을 위한 높은 승압비와 낮은 전류리플을 갖는 무변압기형 부스트컨버터

박찬기*, 양진영*, 김형준*, 최세완*, 주리아**, 김현**
*서울산업대학교, **삼성SDI

Transformer-less Boost Converter with High Gain and Low Current Ripple for Fuel Cell Applications

Chanki Park*, Jinyoung Yang*, Hyungjoon Kim*, Sewan Choi*, Ria Ju**, Hyun Kim**
*Seoul National University of Technology, **Samsung SDI

ABSTRACT

연료전지로부터의 낮고 변동폭이 큰 전압을 안정되게 승압시키기 위하여 부스트 컨버터가 사용되고 있으며 전기적인 절연이 요구되지 않는 응용에서는 손실, 가격 및 부피 상승의 원인이 되는 고주파변압기가 없는 무변압기형의 부스트 컨버터가 장점을 갖는다. 본 논문에서는 6~8배의 실제 사용 가능한 승압비를 가지며 입출력 전류리플이 매우 작은 새로운 무변압기형 부스트 컨버터를 제안하고 모의실험을 통하여 그 타당성을 검증한다.

1. 서 론

높은 효율과 환경친화적인 특성 때문에 차세대 에너지원으로 각광을 받고 있는 연료전지는 일반적으로 출력전압이 낮고 변동 폭이 크기 때문에 이를 승압시키고 조정하기 위한 부스트 컨버터의 사용이 필수적이다. 연료전지의 출력전압의 범위는 연료전지의 종류, 용량 및 응용분야에 따라 다양하다. 예를 들어 소형 분산발전의 경우 연료전지의 전압은 20~80V이며 이 연료전지의 출력전압으로부터 220V의 교류전압을 얻기 위하여 인버터를 사용하게 되는데 이때 약 400V의 직류전압이 인버터에 공급되어야 한다. 이러한 경우 대개 고주파변압기를 채용한 DC-DC 컨버터로 전기적 절연과 승압을 얻는다. 이때 고주파변압기는 1차측의 낮은 전압과 큰 전류의 특성 때문에 손실, 부피 및 가격 상승의 원인이 되고 있다.

최근에 전기적인 절연을 요구하지 않는 응용에는 이러한 고주파변압기를 사용하지 않는 무변압기형(Transformer-less) 부스트컨버터가 제안되고 있다^[1].

가장 구성이 간단한 무변압기 방식인 단상 부스트 컨버터는 소자의 기생 저항과 제어문제 때문에 실제적인 전압의 승압비는 3~4배로 제한되게 된다. 이러한 승압비로는 시스템에 필요한 전압을 얻지 못하는 경우가 많아 더욱 높은 승압비를 가지는 컨버터가 요구되어 진다. 이러한 높은 승압비를 얻을 수 있는 방식으로 Luo방식은^[2] 이론적인 승압비는 높으나 실제적으로 승압비가 제한이 되고, 소자의 전압 전류 스트레스가 커서 손실이 크며 수동 소자의 부피가 큰 단점이 있다. 또한 부스트컨버터와 벡-부스트컨버터의 조합에 의한 방식은^[3] 6~8배의 실제 승압비를 얻을 수 있다. 그러나 입력전류의 리플이 크고 두 대의 컨버터의 비대칭성으로 제어가 복잡한 단점이 있다.

본 논문에서는 6~8배의 높은 실제 승압비를 가지며 입출력 전류리플이 매우 작은 새로운 무변압기형 부스트컨버터를 제안하고 모의실험을 통하여 그 타당성을 검증한다.

2. 본 론

2. 1 제안한 방식의 동작원리

그림 1에 제안한 높은 승압비를 갖는 부스트 컨버터를 나타낸다. 이는 두 대의 부스트 컨버터를 입력 측에 병렬로 출력 측에 직렬로 연결한 형태이다. 두 대의 부스트 컨버터는 동일한 듀티비 D로 동작하게 하며 커패시터 전압 V_{c1} 과 V_{c2} 는

$$V_{c1} = V_{c2} = \frac{1}{1-D} \times V_E \quad (1)$$

이고, 또한 출력전압 V_o 는

$$V_o = V_{c1} + V_{c2} - V_E \quad (2)$$

이므로 제안한 부스트 컨버터의 승압비는 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_E} = \frac{1+D}{1-D} \quad (3)$$

그리고 입력측 각 노드에 키르히호프 전류법칙을 적용하면

$$I_E = I_{L1} + I_1 \quad (4)$$

$$I_{L2} = I_o + I_1 \quad (5)$$

이므로 입력전류는 다음과 같이 된다.

$$I_E = I_{L1} + I_{L2} - I_o \quad (6)$$

그림 2에 제안한 방식의 각 모드별 회로 동작을 나타내고 그림 3에 각부 파형을 나타낸다. 두개의 스위치의 게이트 신호는 기본적으로 180도의 위상차를 가지며 듀티비 D가 0.5보다 작은 경우 그림 2(a)와 같이 동작하고 듀티비 D가 0.5보다 큰 경우 그림 2(b)와 같이 동작한다. 스위치에 동작 상태에 따라 그림 3과 같이 4개의 모드가 존재하며 $D < 0.5$ 인 경우는 모드1, 모드2 및 모드3이 $D > 0.5$ 인 경우는 모드1, 모드3 및 모드4의 동작을 각각 반복한다. 각 모드에 대한 동작은 다음과 같다.

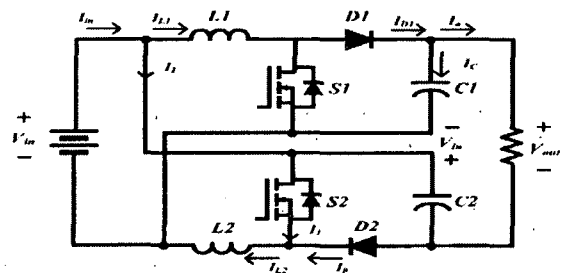


그림 1 제안한 높은 승압비를 갖는 부스트 컨버터
Fig. 1 Proposed high gain boost converter

■ 모드1 (S_1 on, S_2 off)

S_1 이 도통일 때 인덕터 전류에 의해서 인덕터 L_1 에 에너지가 축적되고 다이오드 D_1 은 차단, 출력필터 C_1 은 부하저항 R 을 통하여 방전하게 된다. 스위치 S_2 는 차단되며 인덕터 L_2 에 축적되었던 에너지는 방전하게 된다.

■ 모드2 (S_1 off, S_2 off)

스위치 S_1 과 S_2 는 차단되며 인덕터 L_1 과 L_2 에 축적되었던 에너지는 방전하게 된다.

■ 모드3 (S_1 off, S_2 on)

스위치 S_1 이 차단되어 다이오드 D_1 은 도통 상태가 되며 인덕터 L_1 은 부하로 방전하게 되고, 스위치 S_2 가 도통하며 다이오드 D_2 는 차단되며 인덕터 L_2 는 에너지가 축적되며 C_2 는 방전하게 된다.

■ 모드4 (S_1 on, S_2 on)

스위치 S_1 , S_2 가 모두 도통하고 다이오드 D_1, D_2 가 모두 차단되어 인덕터 L_1, L_2 는 에너지가 축적되며 C_1, C_2 는 방전상태가 된다.

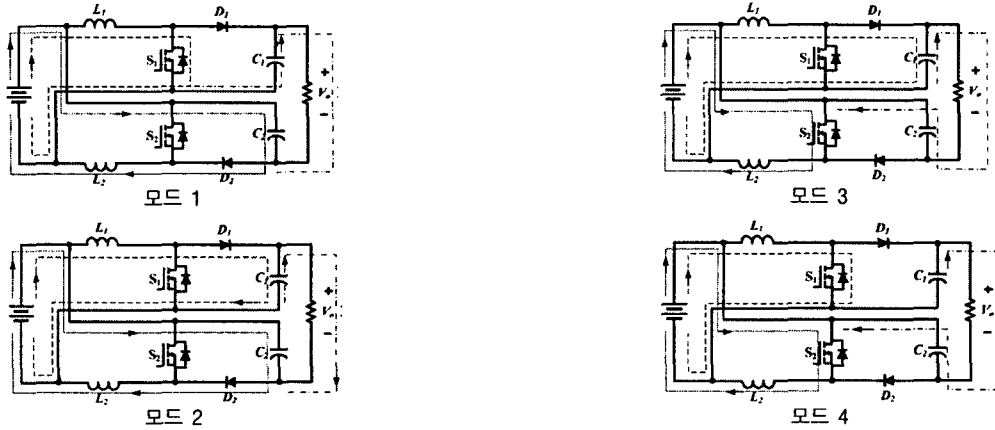


그림 2 제안한 컨버터 동작모드

Fig. 2 Operation modes of the proposed converter

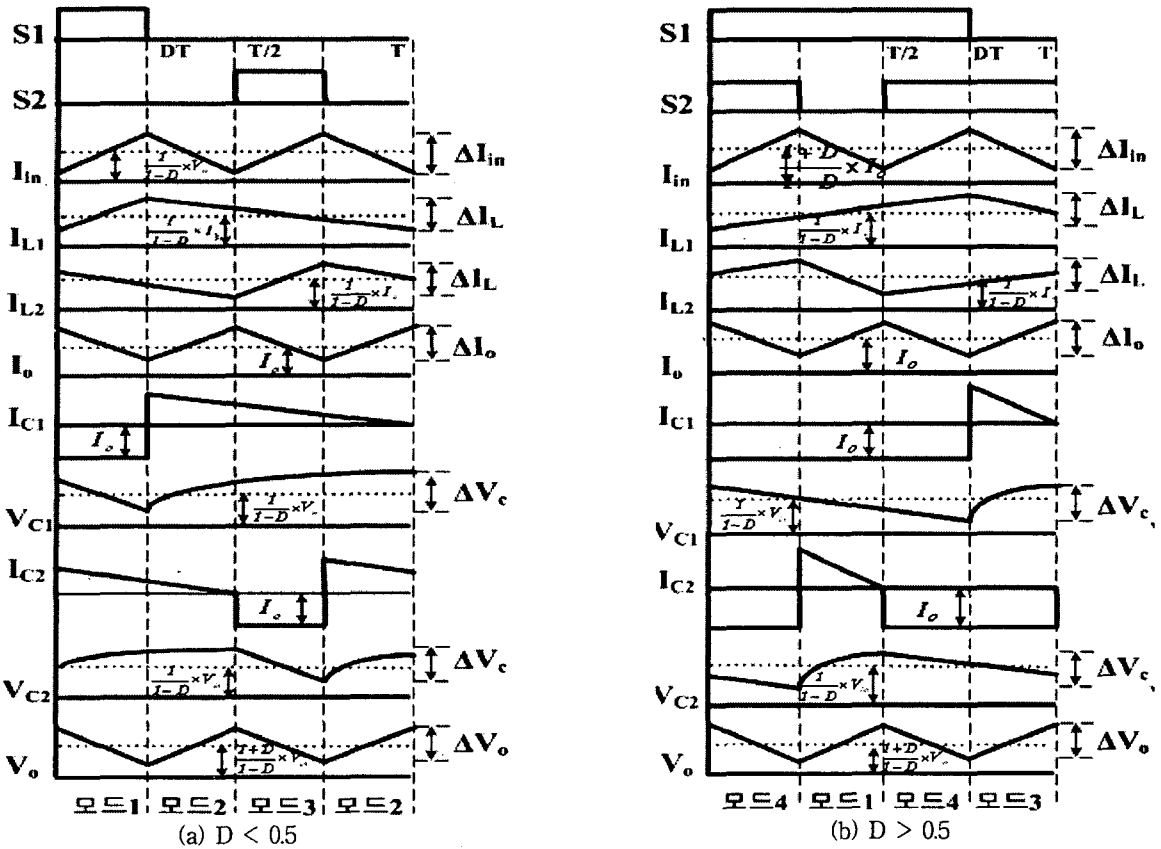


그림 3 제안하는 컨버터의 주요 파형

Fig. 3 Main waveforms of the proposed converter

2.2 손실을 고려한 승압비

식(3)의 승압비는 각 소자의 저항성분을 고려하지 않은 이상적인 경우이며 실제 스위치의 온 저항, 인덕터의 권선저항, 커패시터의 등가 직렬저항 등의 영향으로 손실이 발생뿐 아니라 승압비도 제한되는 결과를 가져오게 된다.

이러한 각 소자의 저항성분을 고려한 커패시터 출력전압은

$$\frac{V_{c1}}{V_{\infty}} = \frac{V_{c2}}{V_{\infty}} = \frac{1}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R} + \frac{R_{DS(on)} D}{(1-D)^2 R}} \quad (7)$$

이 된다. 여기서 R_L 과 $R_{DS(on)}$ 은 각각 인덕터와 스위치의 저항성분이다.

식(2)와(7)로부터 저항성분을 고려한 부스트 컨버터의 승압비는 다음과 같이 된다.

$$\frac{V_o}{V_{\infty}} = \frac{1+D}{1-D} \frac{1}{1 + \frac{2R_L}{(1-D)^2 R} + \frac{2R_{DS(on)} D}{(1-D)^2 R}} \quad (8)$$

식(8)로 부터 부하저항 R에 대한 인덕터 저항 R_L 을 파라미터로 하여 듀티비에 대한 승압비를 그림 4에 나타낸다.

그림 4로부터 제안한 부스트 컨버터의 손실을 고려한 승압비는 6~8배까지 얻을 수 있음을 알 수 있다.

2.3 소자 설계

2.3.1 인덕터 설계

그림 3에서 보듯이 듀티비 D가 0.5보다 큰 경우와 작은 경우 인덕터 전류와 입력전류의 관계가 다르므로 인덕턴스의 설계시 각각의 경우를 고려해야 한다.

$D < 0.5$ 인 경우 그림 3(a)로부터 $t = T/2$ 에서 각 전류의 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{L1}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{1}{1-D} I_o + \frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{(1-D)} (0.5-D) \quad (9)$$

$$i_{L2}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{1}{1-D} I_o - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (10)$$

$$i_{\infty}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{1+D}{1-D} I_o - \frac{\Delta i_{\infty}}{2} \quad (11)$$

식(6)과 식(9)~(11)로부터 입력전류의 리플은 다음과 같이 된다.

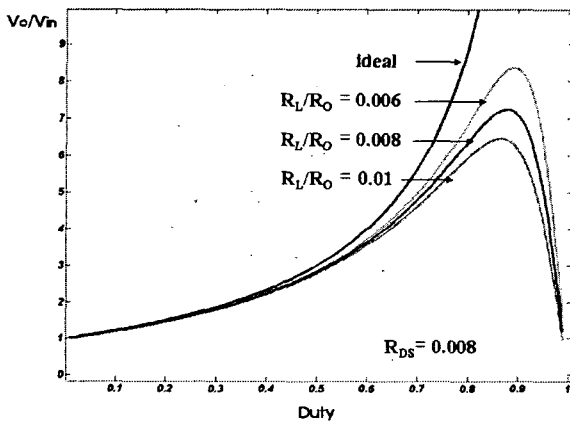


그림 4 제안한 부스트 컨버터의 인덕터와 스위치의 손실을 고려한 승압비
Fig. 4 Voltage gain considering losses in inductors and switches

$$\Delta i_{\infty} = 2 \frac{\Delta i_L}{1-D} (0.5-D) \quad (12)$$

또한 스위치 S_1 의 off구간(DT~T)을 이용하여 인덕터의 전류의 리플을 구하면

$$\Delta i_L = \frac{V_L(1-D)}{L} T \quad (13)$$

이 되므로 인덕턴스는 다음과 같이 된다.

$$L = \frac{2(0.5-D)(V_c - V_{\infty})}{\Delta i_{\infty} \times f_s} \quad (14)$$

$D > 0.5$ 인 경우 같은 방법 방법으로 인덕턴스를 구하면

$$L = \frac{2V_{\infty}(D-0.5)}{\Delta i_{\infty} \times f_s} \quad (15)$$

이 된다.

2.3.2 커패시터 설계

그림 3에서 보듯이 듀티비 D가 0.5보다 큰 경우와 작은 경우 커패시터 전압과 출력전압의 관계가 다르므로 커패시터 설계시 각각의 경우를 고려해야 한다.

$D > 0.5$ 인 경우 그림 2(b)로부터 $t = DT$ 에서 각 전압의 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_{c1}(DT) = \frac{1}{1-D} V_{\infty} - \frac{\Delta V_c}{2} \quad (16)$$

$$v_{c2}(DT) = \frac{1}{1-D} V_{\infty} + \frac{\Delta V_c}{2} - \frac{\Delta V_c}{D} (D-0.5) \quad (17)$$

$$v_o(DT) = \frac{1+D}{1-D} V_{\infty} - \frac{\Delta V_o}{2} \quad (18)$$

$$v_{\infty}(DT) = V_{\infty} \quad (19)$$

이 되며, 식(2)과 식(16)~(19)로부터 출력전압 리플은 다음과 같이 된다.

$$\Delta V_o = 2 \frac{\Delta V_c}{D} (D-0.5) \quad (20)$$

또한 스위치 S_1 의 on구간(0~DT)를 이용하여 커패시터의 전압 리플을 구하면

$$\Delta V_c = \frac{I_o \times D}{f_s \times C} \quad (21)$$

이 되므로 커패시턴스는 다음과 같이 된다.

$$C = \frac{2 \times I_o \times (D-0.5)}{\Delta V_o \times f_s} \quad (22)$$

$D < 0.5$ 인 경우 같은 방법 방법으로 커패시턴스를 구하면

$$C = \frac{2 \times I_o \times D(0.5-d)}{(1-D) \Delta V_o \times f_s} \quad (23)$$

이 된다.

2.3.3 설계 예

제안한 높은 승압비를 갖는 부스트 컨버터를 전기적인 절연이 필요하지 않은 응용예로서 연료전지 노트북의 전원시스템에 적용하였다. 사용된 설계 파라미터는 다음과 같다.

- * 입력전압 V_{in} : 4V~12V(4V nominal)
- * 출력전압 V_o : 24V
- * 출력전력 P_o : 30W
- * 스위칭 주파수 : 50kHz
- * 입력전류 리플 : 10%이하

* 출력전압 리플 : 3%이하

적용된 컨버터의 출력전압을 유지하기 위해서는 최대 6 배의 승압비가 요구되어진다. 입력전압의 변동 분을 고려하여 입력이 4V일 때 식(3)으로부터 $D=0.333$, 입력전압이 12V 일 때 $D=0.714$ 이다. 따라서 식(14),(15)와 식(22),(23)로 각각의 경우에 인덕턴스와 커패시턴스를 구하여 최대값을 취하면 $L=53.44 \mu H$, $C=14.76 \mu F$

또한 스위치와 다이오드의 정격은 다음과 같다. 스위치 전압정격= $14.36V_{pk}$ 전류정격= $6.36A_{rms}$, 다이오드 전압정격= $14.36V_{pk}$ 전류정격= $6.2A_{rms}$

3. 시뮬레이션

2.3.3의 설계 예를 바탕으로 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하였다. 모의실험 조건은 입력전압 4V($D=0.714$) 일 때 입력전류와 각각의 인덕터 전류 파형, 출력전압과 각각의 커패시터 전압 파형이다. 입력전류 i_{in} 는 병렬 연결된 인덕터의 인터리빙으로 인해 그림5의 (b)와 같이 전류 리플이 9%정도

로 작아지는 것을 볼 수 있다. 출력전압 리플 또한 각각의 커패시터 전압 리플도 서로 상쇄되어 출력전압 리플은 2.9%정도로 작아진 것을 볼 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 연료전지로부터의 낮고 변동폭이 큰 전압을 안정되게 승압시키기 위한 부스트 컨버터를 제안하였다. 제안한 부스트 컨버터는 다음과 같은 장점을 갖는다.

- 고주파변압기를 사용하지 않고 6~8배의 실제 사용 가능한 승압비를 얻을 수 있다.
- 입력 및 출력전류의 리플이 작아 인덕터와 커패시터가 작아진다.
- 제어가 비교적 용이하다.

제안한 무변압기형 부스트 컨버터의 동작원리 및 설계방법에 대하여 기술하고 모의실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다. 본 방식은 전기적 절연이 요구되지 않고 높은 승압비를 요구하는 응용에서 사용하면 적합하다.

참고 문헌

- [1] Y.Xue, L.Chang, S.B. Kjær, J. Bordonau, T. Shimizu, "Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators : An Overview", Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 19, Issue: 5, Sept. 2004 pp. 1305 - 1314.
- [2] Luo, F.L. Ye, H. "Positive output cascade boost converters", Electric Power Applications, IEE Proceedings -Volume 151, Issue 5, 9 Sept. 2004 Page(s):590 - 606 Digital Object Identifier 10.1049/ip-epa:20040511.
- [3] Palma, L. Todorovic, M.H. Enjeti, P. "A High Gain Transformer-Less DC-DC Converter for Fuel-Cell Applications", Power Electronics Specialists, 2005 IEEE 36th Conference on June 12, 2005 Page(s):2514 - 2520.
- [4] 김희준, "스위치 모드 파워 서플라이" 성안당 2002.1.8 pp 40~48.

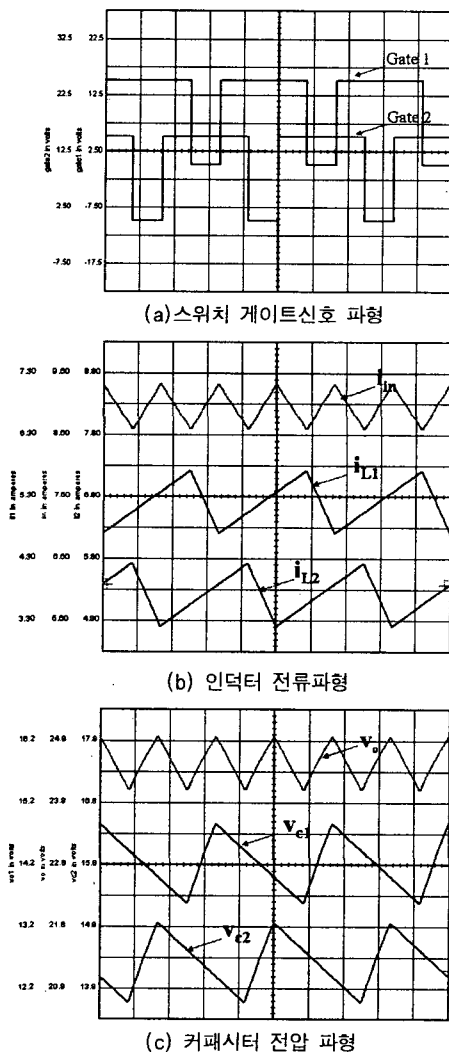


그림 5 제안한 부스트 컨버터의 시뮬레이션 파형
Fig. 5 Simulation waveforms of the proposed boost converter