

하이브리드 차량 및 전기 차량용 두 개의 인덕터와 하나의 변압기를 갖는 새로운 비절연형 부스트 컨버터

성현욱, 박기범, 김태성, 문건우, 윤명중
한국과학기술원

A New Non-isolated Boost Converter with Two-Inductor and One-Transformer for Hybrid Electric Vehicle and Electric Vehicle

Hyun-wook Sung, Ki-bum Park, Tae-sung Kim, Gun-woo Moon and Myung-jung Youn
KAIST

ABSTRACT

하이브리드 차량 및 전기차량 구동 모터의 권선저항에 의한 손실 및 모터의 크기를 줄이기 위해 고효율, 고승압형 DC-DC 컨버터 사용이 요구된다. 기존의 부스트 컨버터는 기생저항 성분에 의해 고승압이 불가능하여 변압기를 사용하여 승압비를 향상시킨 current-fed push-pull, current-fed full bridge, dual inductor-fed 부스트 컨버터 등으로 변형되어 사용되어 왔다. dual inductor-fed 부스트 컨버터의 경우 동일조건하에서 앞서 기술된 2가지 컨버터보다 2배의 승압비를 얻을 수 있으며 1차 측 전류 스트레스가 낮은 장점을 가지고 있어 대전력, 고승압 응용에 적합하다. 하지만 변압기의 누설인덕턴스에 의한 썬지성 전류/전압을 제한하기 위한 추가적인 snubber회로의 사용으로 효율을 떨어뜨리게 되는 단점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 단점을 보완할 수 있는 새로운 2개의 인덕터와 1개의 변압기를 갖는 DC-DC 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터의 동작원리와 모드해석을 실시하고 최종적으로 400W, 42Vdc (Battery)/400Vdc (Electric Motor) 실험결과를 통해 이를 검증한다.

1. 서론

고승압 DC-DC 컨버터는 하이브리드자동차, 전기자동차 UPS, 태양광 발전 등의 여러 분야에 두루 쓰이고 있다. 특히, 미래 자동차산업의 사활이 걸린 하이브리드 자동차 및 연료전지 자동차를 구동하기 위해서는 고효율, 고승압형 DC-DC 컨버터 기술이 필수적이다. 기존의 부스트 컨버터의 경우, 인덕터, 커패시터, 전력 스위치 및 다이오드 등의 손실분에 의해 승압에 제한이 있으며 높은 시비율로 동작시킬 경우 다이오드의 짧은 도통시간으로 인해 심각한 reverse-recovery 문제가 발생하고 다이오드의 rating이 커져야하는 단점을 가지고 있다.^[1] 한편 2개의 인덕터를 이용한 부스트 컨버터들이 소개되고 있으며 최근 dual inductor-fed 부스트 컨버터 topology를 응용한 고승압 컨버터가 제안되고 있다.^{[2][3]} 기존의 dual inductor-fed 부스트 컨버터는 비교적 낮은 소자 스트레스와 고승압의 용이함으로 널리 사용되고 있지만, 스위치 턴-오프 시, 변압기의 누설인덕턴스에 의한 과도한 썬지성 전류 문제를 가지고 있다. 제안된 컨버터는 기존의 부스트 컨버터와 dual inductor-fed 부스트 컨버터를 결합하여 앞서 언급한 각각의 문제점을 해결하고, 동시에 기존에 소개된 2-인덕터 부스트 컨버터 topology보다 큰 승압률을 나타낸다. 또한 제안된 컨버터는 비절연형으로 넓은 입력전압 범위를 갖는 42V 차량 배터리 전원으로부터 시비율 제

어만으로 400V DC 출력 전압을 얻을 수 있어 바다만을 접지로 삼는 고승압형 자동차 분야에 적합하다.

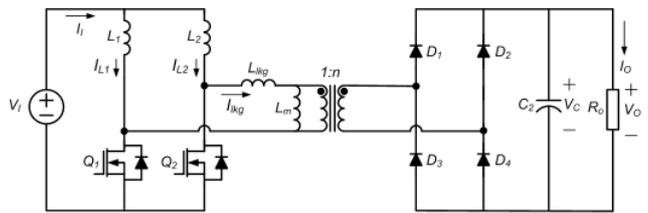


Fig. 1. Conventional dual inductor-fed boost converter

2. 분석

2.1 제안회로 및 동작원리

Fig. 2.는 제안된 컨버터의 회로도이다. 스위치 on시 1차 측 각각의 인덕터에 $0.5 \times I_i$ 의 전류가 흐르게 되고 파워링에 필요한 에너지를 저장한다. 스위치 off시 저장된 에너지는 변압기와 하단 부스트 회로의 다이오드(D_5, D_6)를 통해서 파워링하게 된다. 이때 출력전압의 일부인 V_{C1} 이 변압기의 1차측 양단에 걸리게 되고 $\frac{V_{C2}}{n}$ 전압과의 차이에 의한 누설인덕턴스 전류가 2차측으로 전달된다. 하단의 boost 컨버터는 DCM (Discrete Current Mode, 전류 불연속 모드)으로 동작하게 되는데 변압기의 턴비(n)에 의해 도통시간($D_2 T$)이 결정된다. 자세한 동작 원리는 다음절에 6개 모드로 나누어 설명한다.

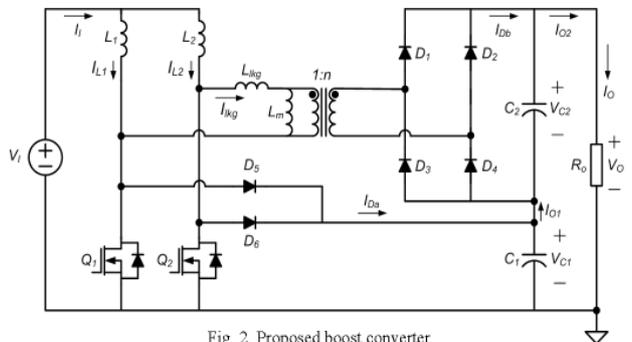


Fig. 2. Proposed boost converter

2.2 모드해석 및 Key waveforms

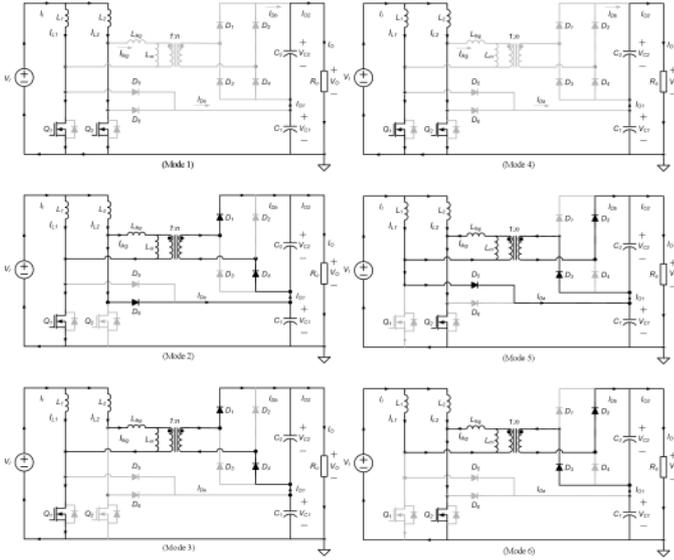


Fig. 3. Current path of Mode 1 ~ 6

Fig. 3은 제안된 컨버터의 각 모드별 동작 상태, 즉 전류경로를 나타낸 그림이다. L_1, L_2 에 흐르는 평균전류는 각각 $0.5I_I$ 이며 각 스위치는 반주기의 위상차를 가지며 t_0 이전에는 Q_1 off, Q_2 on, $D_{5,6}$ off 상태로 상단의 변압기에 의해서만 부스팅 동작을 한다.

Mode 1($t_0 \sim t_1$) : t_0 에서 Q_1 on, 변압기 양단의 전압이 0이 되고 2개의 인덕터에 각각 $0.5I_I$ 가 흐르며 C_1, C_2 모두 방전한다.

Mode 2($t_1 \sim t_2$) : t_1 에서 Q_2 off, L_2 에 흐르는 전류가 2개의 경로로 나뉘어 변압기를 통해 C_2 를 충전하고, D_6 를 통해 C_1 을 충전한다. $\langle I_{O1} \rangle = \langle I_{O2} \rangle = I_O$ 이므로 D_2T 는 아래의 식에 의해 변압기의 턴비(n)와 시비율(D)에 의해 결정된다. I_{Da} 와 I_{Db} 의 평균값인, $\langle I_{O1} \rangle$ 과 $\langle I_{O2} \rangle$ 는,

$$\langle I_{O1} \rangle = D_2 \cdot \frac{I_I}{2} \quad (1)$$

$$\langle I_{O2} \rangle = \frac{1}{n} \cdot [(1-D) - D_2 + 1 - D] \cdot \frac{I_I}{2} \quad (2)$$

$$D_2 = \frac{2(1-D)}{1+n} \quad (3)$$

또한, D_6 를 통해 변압기의 1차측 양단에 V_{C1} 출력이 걸리게 되고, D_1, D_4 를 통해 $V_{Lm} = V_{C2}/n$ 가 되어 $V_{lkg} = V_{C1} - V_{Lm}$ 으로 걸리게 되어 I_{lkg} 가 선형적으로 증가한다.

Mode 3($t_2 \sim t_3$) : t_2 에서 D_6 가 차단되어 L_2 를 통해 흐르는 $0.5I_I$ 가 모두 변압기를 통해 흐르게 되어 C_2 를 충전시키는 반면 C_1 은 load로 방전한다. D_6 가 차단되어 하단의 부스트 회로는 전류 불연속 모드로 동작한다.

$t_3 \sim t_0$ 의 동작은 Mode 1~Mode3의 동작과 대칭이다.

Fig. 4는 제안된 컨버터의 정상상태에서의 주요 파형을 나타낸다.

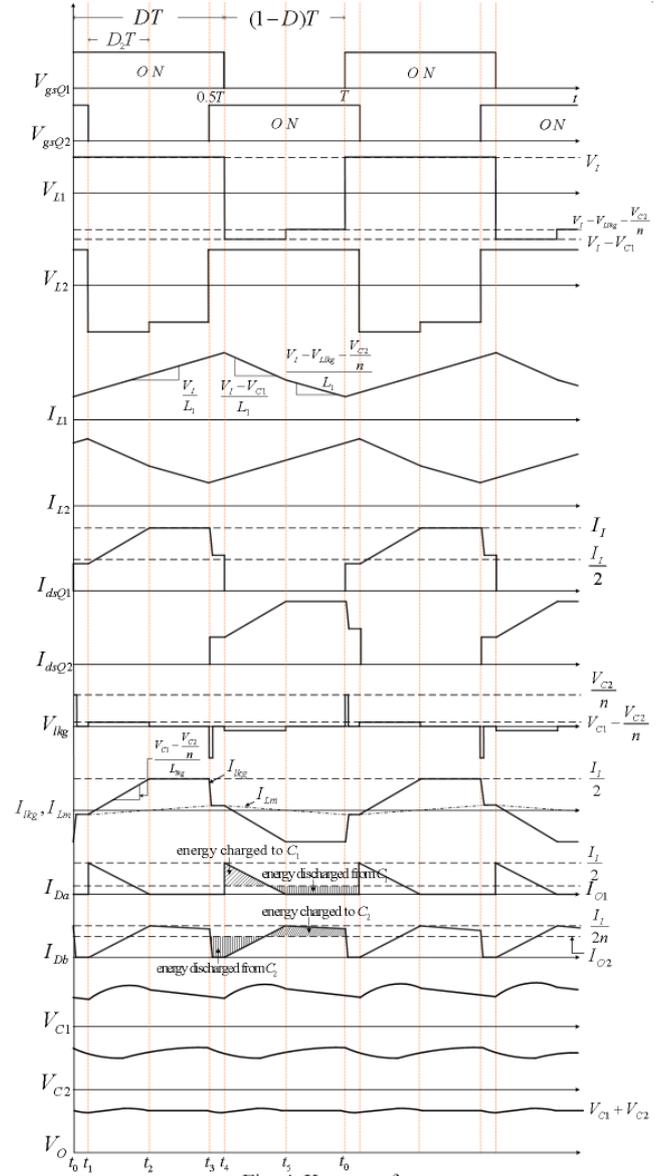


Fig. 4. Key waveforms

2.3 입출력 관계식

L_1 의 volt-sec balance 조건을 이용하면,

$$V_I = V_{lkg} + \frac{V_{C2}}{n} + (V_{C1} - V_{lkg} - \frac{V_{C2}}{n})D_2 - (V_{lkg} + \frac{V_{C2}}{n})D \quad (4)$$

$L_1, L_2 \gg L_{lkg}$ 이므로, $V_{lkg} \approx 0$ 으로 가정하면, (4)식은

$$V_I = D_2 V_{C1} + (1-D-D_2) \frac{V_{C2}}{n} \quad (5)$$

$$\frac{I_O}{I_I} = \frac{\langle I_{O1} \rangle}{I_I} = \frac{\langle I_{O2} \rangle}{I_I} = \frac{V_I}{V_O} = \frac{D_2}{2} = \frac{2(1-D) - D_2}{2n} \quad (6)$$

$$V_O = V_{C1} + V_{C2} \quad (7)$$

(5)~(7)을 연립하여 정리하면,

$$\frac{V_{C1}}{V_I} = \frac{1}{1-D} \quad (8)$$

$$\frac{V_{C2}}{V_I} = \frac{n}{1-D}$$

결국,

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{1+n}{1-D} \quad (9)$$

이 되며, 하단의 부스트 컨버터와 결합된 제안된 컨버터의 경우 기존의 dual inductor-fed 부스트 컨버터의 경우 ($\frac{V_O}{V_I} = \frac{n}{1-D}$)보다 더 큰 승압률을 보인다.

3. 실험결과

3.1 실험 사양

400W 급, 스위칭 주파수 48kHz prototype을 제작하여 제안된 컨버터의 동작을 검증하였다. 표. 1은 실험 사양에 해당한다.

표 1 Experimental Specification

	P_O (W)	V_I (V)	V_O (V)	$L_{1,2}$ (μH)	L_{lkg} (μH)	L_m (μH)
Value	400	42	400	620	12	450
	n(턴비)	C_1 (μF)	C_2 (μF)	R_O (Ω)	$Q_{1,2}$	$D_1 \sim D_6$
Value	3	330	330	400	300V/38.4A	400V/20A
비 고	14:42	catalytic	catalytic	at full load	FQA38N30	FFPF20U40S

(9)식의 입출력 관계식에 근거하여 $D=0.58$ (실제는 $D=0.601$), $n=3$ 인 경우, 즉 $V_O/V_I = 400/42 = (1+3)/(1-0.58)$ 에 대한 주요 실험 파형은 아래와 같다.

3.2 실험 파형

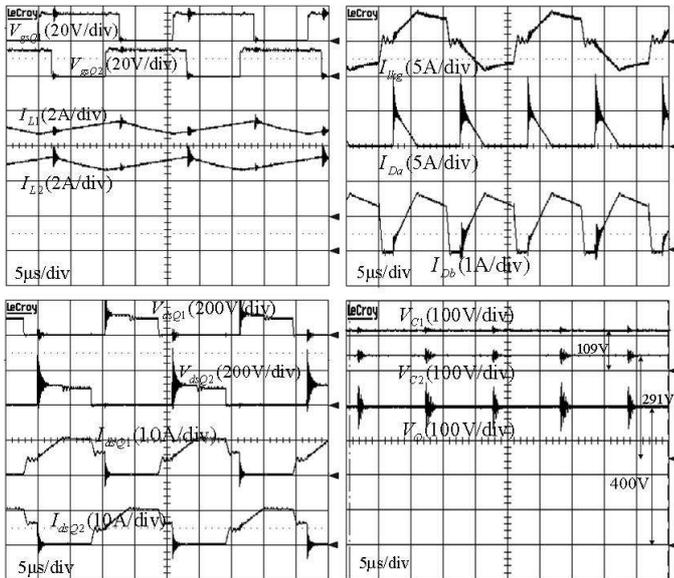


Fig. 5. Experimental wave forms

Fig. 5.는 제안된 컨버터의 주요 실험파형을 나타낸다. 좌측 상단파형은 스위치의 게이트 신호와 각 인덕터의 전류를 나타낸다. 우측상단파형은 변압기의 누설인덕턴스에 의한 1차측 전류와 I_{Da} , I_{Db} 를 보여준다. 좌측하단파형은 스위치양단 전압과 전류를 나타내며, 우측하단파형은 각각의 출력 캐패시터 전압과

출력전압을 나타낸다. 실험을 통하여 2.2 절에서 해석한 내용과 동일한 결과를 얻었으며 약 10배에 가까운 승압비를 단일 stage로 구현이 가능함을 확인하였다.

3.3 효율

Fig. 6.에 각 load별 제안된 컨버터의 효율을 나타내었다.

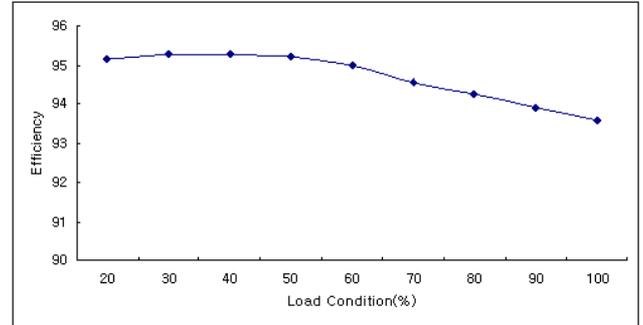


Fig. 6. Efficiency

4. 결론

본 논문에서는 두개의 인덕터와 하나의 변압기로 구성된 기존의 dual inductor-fed 부스트 컨버터와 부스트 컨버터를 결합하여 변압기의 누설인덕턴스에 의한 써지성 전류문제를 해결하고, 스위치의 전압을 $\frac{V_O}{1+n}$ 로 제한하여 추가적인 snubber 회로 없이 고승압이 가능한 컨버터를 제안하였다. 또한 제안된 컨버터 하단의 부스트 회로는 전류 불연속 모드로 동작하므로 기존의 고승압 부스트 회로가 가지고 있는 다이오드 reverse recovery 문제를 해결할 수 있었다. 제안된 컨버터는 기존의 dual inductor-fed 부스트 컨버터와 비교하여 더 높은 승압비를 얻을 수 있으며, 시비율 제어(0.5이하에서도 동작가능)만으로 출력전압 제어가 가능하고 해석이 간단하다는 장점도 가진다. 400W급 prototype의 제작 및 실험을 통해, 본론에서 언급한 분석내용과 동일함을 검증하였으며 full load에서 93.6%, 최대 95.3%까지의 효율을 얻을 수 있었다.

이 논문은 HWRS-ERC의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참고 문헌

- [1] Liang Yan, Brad Lehman, "Isolated Two-inductor Boost Converter with One Magnetic Core" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE Volume 2, 9-13 Feb. 2003 Page(s):879 - 885 vol.2
- [2] Y. Jang, M.M. Jovanovic, "New Two-inductor Boost Converter with Auxiliary Transformer", IEEE APEC, pp. 654 ~ 660, 2002
- [3] T.J. Liang, K.C. Tseng, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter", IEE proc.-electr. Power Appl. vol. 152, No. 2, 2005
- [4] Yungtaek Jang, Milan M. Jovanovic, "A New Soft-Switched DC-DC Front-End Converter for Applications with Wide-Range Input Voltage from Battery Power Sources" IEICE/IEEE Intelec'03, Oct. 19-23, 2003, pp770 ~ 777