

결합 인덕터를 이용한 2상 양방향 비반전 벡-부스트 컨버터

채준영¹, 정승용¹, 차현녕[†], 김흥근²

2-Phase Bidirectional Non-Inverting Buck-Boost Converter using Coupled Inductor

Jun-Young Chae¹, Seung-Yong Jeong, Hon-Nyong Cha[†], and Heung-Geun Kim²

Abstract

This study proposes a two-phase non-inverting buck-boost converter that uses a coupled inductor. The multi-phase converter has many advantages over single-phase counterparts, such as reduced output current ripple and conduction loss in switching devices and passive elements. Although the output current ripple of the multi-phase converter is reduced significantly because of the interleaved effect, the inductor current ripple is not reduced in multi-phase converters. One of the solutions to this problem is to use a coupled inductor. A 4 kW prototype converter is built and tested to verify the performance of the proposed converter.

Key words: Buck-boost converter, Coupled inductor, Interleaved PWM, Multi-phase converter

1. 서 론

최근 화석 에너지의 고갈과 환경오염으로 인해 세계적으로 환경규제가 심화되고 있고 이러한 영향으로 인해 신재생 에너지를 이용한 발전 방법이 많이 연구되고 있는 가운데 전기자동차, 태양광, 연료전지 발전 시스템, 배터리 충, 방전 분야에서 양방향 DC-DC 컨버터의 수요가 증가 되고 있다. 그림 1은 단상 양방향 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터를 나타내며 전압 이득은 식 (1)과 같고 출력 전류 리플은 식 (2)와 같다.^[1] 단상 DC-DC 컨버터는 대전류 시스템에서 큰 인덕터 전류와 인덕터 전류 리플로 인해 스위치와 인덕터에서 많은 전력 손실이 발생하게 된다.^[2] 이러한 문제로 인해 전력전자 분야에서 다상 (Multi-phase) DC-DC 컨버터가 많이 사용되고 있다. 그림 2는 2상 양방향 비반전 벡-부스트 컨버터를 나타내고 출력 전류 리플은 식 (3)과 같다.

식 (2)와 (3)을 비교하면 단상보다 2상일 때 출력 전류 리플(Δi_o)이 상당히 감소함을 알수있다.^[2-4] 또한, 상

의 수가 증가할수록 출력 전류 리플은 감소하고 각각의 스위치에서의 손실을 줄일 수 있다. 역으로, 단상일때의 출력 전류 리플과 2상일때의 출력 전류 리플을 같게 한다면 L_1 과 L_2 의 인덕턴스를 줄이고 인덕터의 부피를 줄일 수 있다. 그러나 이로 인해 인덕터 전류 리플 (Δi_{L_1} , Δi_{L_2})은 증가하는 단점을 가진다.^[2] 이러한 단점은 결합 인덕터를 사용하여 해결할 수 있다. 결합 인덕터를 사용한 다상 DC-DC 컨버터는 비결합 인덕터를 사용했을 때 보다 더 작은 인덕터 전류 리플을 가진다.^[2-11] 역으로 같은 인덕터 전류 리플을 가지기 위해 L_1 과 L_2 의 인덕턴스를 줄이거나 인덕터의 부피를 줄일 수 있다. 본 논문에서는 기존의 단상 양방향 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터의 스위치에서의 전력 손실을 감소시키고 출력 전류 리플과 인덕터 전류 리플의 감소를 위해 결합 인덕터를 사용한 2상 양방향 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터를 제안한다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (1)$$

$$\Delta i_{o, single-phase} = \frac{V_o}{R} \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{V_o}{2L} (1-D) T_s \quad (2)$$

$$\Delta i_{o, two-phase} = \frac{V_o}{2R} \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{V_o}{2L} (1-D) T_s \quad (3)$$

Paper number: TKPE-2014-19-6-1

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: chahony@knu.ac.kr, School of Energy Eng., Kyungpook National University

Tel: +82-53-950-8972 Fax: +82-53-950-8979

¹ School of Energy Eng., Kyungpook National University

² Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University

Manuscript received Jul. 7, 2014; accepted Aug. 26, 2014

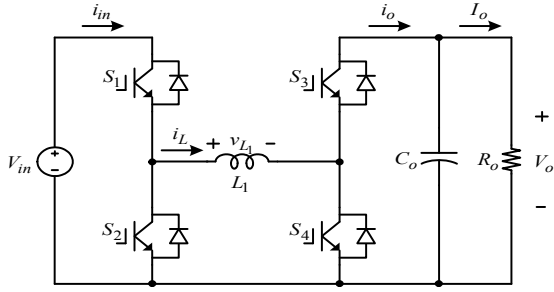


Fig. 1. Single-phase non-inverting buck-boost converter.

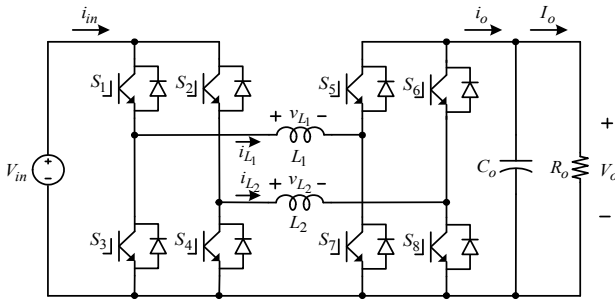


Fig. 2. Two-phase bidirectional non-inverting buck-boost converter.

2. 결합 인덕터를 사용한 2상 양방향 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터

2.1 일반 (비결합) 인덕터를 사용한 2상 양방향 비반전 벡-부스트 컨버터

그림 3은 비결합 인덕터를 사용한 2상 비반전 벡-부스트 컨버터의 인덕터(L_1 , L_2)의 전류와 전압 파형을 나타낸다. 그림 3에서 각각의 인덕터는 서로 상호 작용하지 않기 때문에 인덕터 전류 리플은 식 (4), (5)와 같이 나타내어진다.

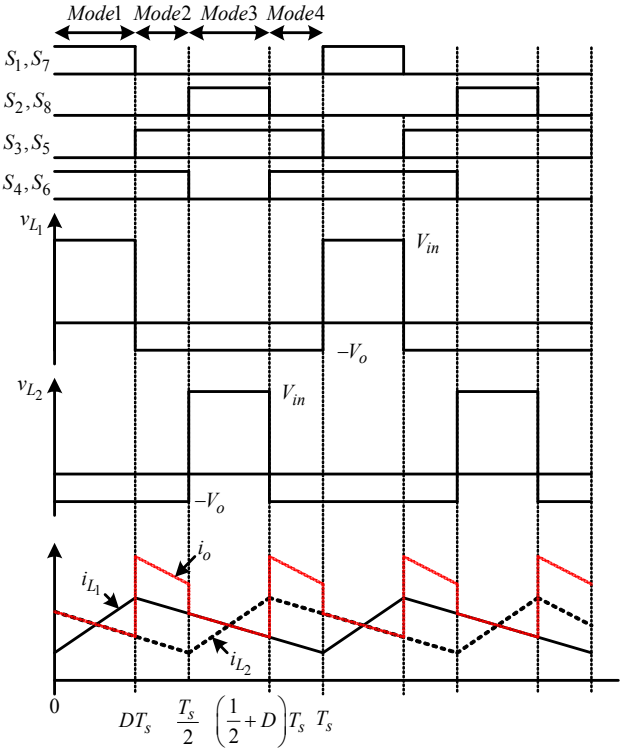
$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_o}{L_1}(1-D)T_s \quad (4)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s \quad (5)$$

만약 여기서 $L_1 = L_2 = L$ 라면 비결합 인덕터를 사용하였을 때 인덕터 전류 리플은 식 (6)과 같다.

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s \quad (6)$$

식 (6)에서 T_s 는 주기를 나타낸다. 출력 전류 리플의 크기는 인덕터 전류의 최대값($i_{L,peak}$)과 같고 정리하면 식 (3)과 같다.

Fig. 3. Key waveforms of two-phase bidirectional non-inverting buck-boost converter($D < 0.5$).

2.2 결합 인덕터를 사용한 2상 양방향 비반전 벡-부스트 컨버터

제안한 컨버터는 기존의 2상 양방향 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터에서 각각의 인덕터(L_1 , L_2)를 결합 인덕터로 대체한 컨버터이다. 그림 4는 제안한 컨버터의 회로를 나타낸다. 결합 인덕터는 이상적인 1:1 변압기와 누설 인덕턴스(L_{lk1} , L_{lk2}) 그리고 자화 인덕턴스(L_m)로 구성된다.^{[2][6][12]} 그림 5는 제안한 컨버터의 주요 파형을 나타낸다. 그림 4에서 이상적인 변압기의 극성이 반대이기 때문에 전압, 전류 관계식은 식 (7)-(10)와 같다.

$$i_{L_m} = i_{L_1} - i_{L_2} \quad (7)$$

$$v_{L_1} = v_{L_{lk1}} + v_{L_m} \quad (8)$$

$$v_{L_2} = v_{L_{lk2}} - v_{L_m} \quad (9)$$

$$v_{L_m} = L_m \frac{d}{dt} i_{L_m} = L_m \frac{d}{dt} (i_{L_1} - i_{L_2}) \quad (10)$$

그림 4에서 제안한 컨버터의 모드별 동작특성은 다음과 같다.

2.2.1. 모드 1 [0 - DT_s]

그림 5에서와 같이 모드 1에서의 인덕터 전압은 식 (11)과 같다.

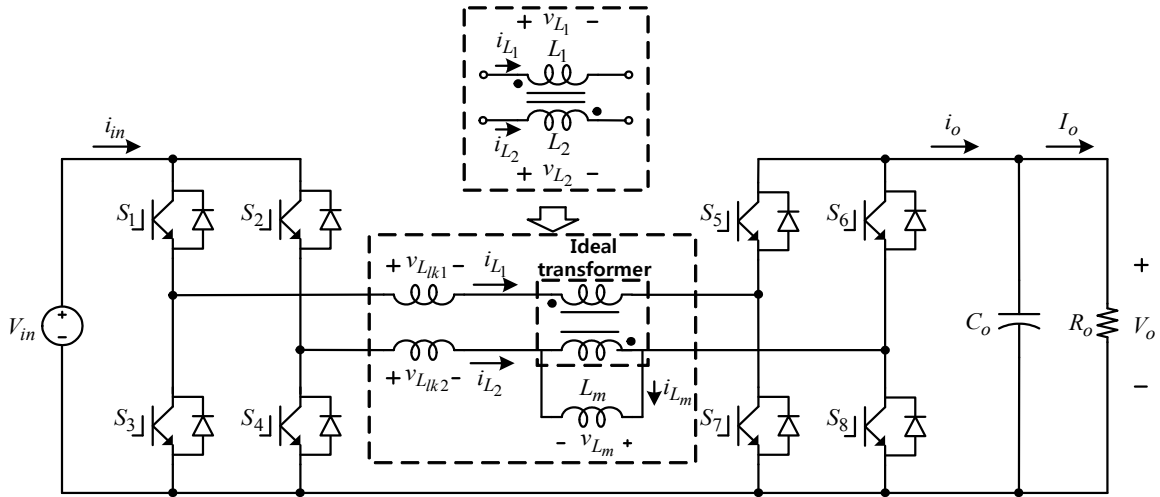


Fig. 4. Proposed two-phase bidirectional non-inverting buck-boost converter using coupled inductor.

$$v_{L_1} = V_{in}, v_{L_2} = -V_o \quad (11)$$

식 (7), (8)과 (11)을 정리하면 누설 인덕턴스(\$L_{lk1}\$, \$L_{lk2}\$)의 식 (12), (13)과 같다.

$$v_{L_{lk1}} = L_{lk1} \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{L_1} - v_{L_m} = V_{in} - v_{L_m} \quad (12)$$

$$v_{L_{lk2}} = L_{lk2} \frac{di_{L_2}}{dt} = v_{L_2} + v_{L_m} = (-V_o) + v_{L_m} \quad (13)$$

\$L_{lk1} = L_{lk2} = L_{lk}\$이라고 가정하여 식(12)와 (13)을 식 (10)에 넣어 정리하면 자화 인덕턴스(\$L_m\$)의 식 (14)와 같다.

$$v_{L_m} = \left(\frac{L_m}{2L_m + L_{lk}} \right) (V_{in} + V_o) \quad (14)$$

일반적으로 \$L_{lk}\$와 \$L_m\$은 식 (15), (16)과 같이 나타내어진다.

$$L_{lk} = (1-k)L_s \quad (15)$$

$$L_m = kL_s \quad (16)$$

여기에서 \$L_s\$와 \$k\$는 결합 인덕터의 자기 인덕턴스 (self inductance)와 결합 계수 (coupling coefficient)를 나타낸 식 (15)와 (16)을 식 (13)에 넣어 정리하면 식 (17)과 같다.

$$v_{L_m} = \left(\frac{k}{1+k} \right) (V_{in} + V_o) \quad (17)$$

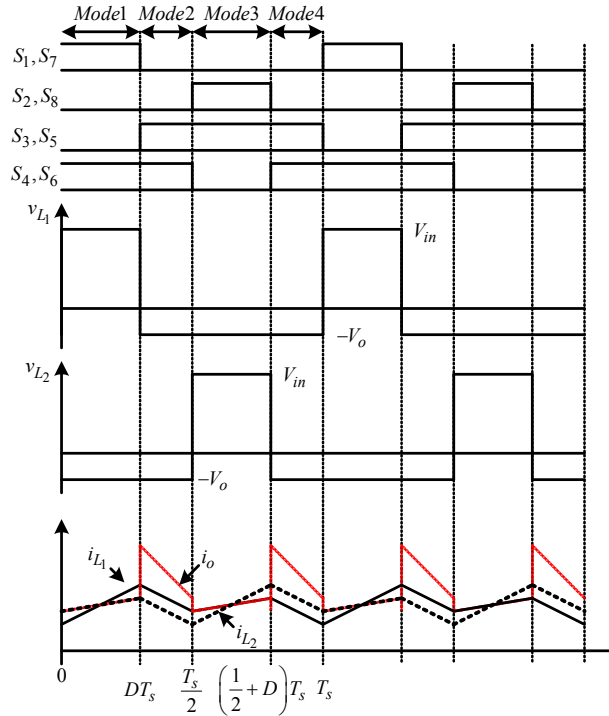


Fig. 5. Key waveforms of the proposed two-phase bidirectional non-inverting buck-boost converter using coupled inductor(\$D < 0.5\$).

식 (16)과 식 (1)을 식 (11)과 (12)에 넣어 정리하면 인덕터 전류의 관계식은 식 (18), (19)와 같다.

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_o}{L_{lk}} \left(\frac{1-D-kD}{(1+k)D} \right) \quad (18)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_o}{L_{lk}} \left(\frac{k-D-kD}{(1+k)D} \right) \quad (19)$$

2.2.2. 모드 2 [DTs - 0.5Ts]

모드 2에서 인덕터 전압의 관계식은 식 (20)과 같다.

$$v_{L_1} = v_{L_2} = -V_o \quad (20)$$

식 (7), (8)과 식 (20)을 정리하면 누설 인덕턴스(L_{lk1} , L_{lk2})의 식 (21)과 (22)와 같다.

$$v_{L_{lk1}} = L_{lk1} \frac{di_{L_1}}{dt} = v_{L_1} - v_{L_m} = -V_o - v_{L_m} \quad (21)$$

$$v_{L_{lk2}} = L_{lk2} \frac{di_{L_2}}{dt} = v_{L_2} + v_{L_m} = -V_o + v_{L_m} \quad (22)$$

식 (21)과 (22)를 식 (10)에 넣어 정리하면 $v_{L_m} = 0$ 과 같다. 그러므로 모드 2에서 인덕터 전류의 관계식은 식 (23)과 같다.

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{di_{L_2}}{dt} = -\frac{V_o}{L_{lk}} \quad (23)$$

2.2.3. 모드 3 [0.5Ts - (0.5+D)Ts]

모드 3은 모드 1과 같은 방법으로 해석하면 모드 3에서의 인덕터 전류의 관계식은 식 (24)와 (25)와 같다.

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_o}{L_{lk}} \left(\frac{k-D-kD}{(1+k)D} \right) \quad (24)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_o}{L_{lk}} \left(\frac{1-D-kD}{(1+k)D} \right) \quad (25)$$

2.2.4. 모드 4 [(0.5+D)Ts - Ts]

모드 4는 모드 2와 같다. 그러므로 인덕터 전류의 관계식은 식 (23)과 같다.

모드 1에서 식 (18)에서 dt 는 DT_s 와 같고 인덕터 전류 리플은 식 (26)과 같다.

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L_{lk}} \left(\frac{1-D-kD}{1+k} \right) T_s \quad (26)$$

식 (26)에서 결합 인덕터의 인덕터 전류 리플은 D 와 k 에 영향을 받는다. 비결합 인덕터의 인덕턴스(L)와 결합 인덕터의 누설 인덕턴스(L_{lk})가 같다는 가정하에 일반 인덕터와 결합 인덕터를 사용하였을 경우의 인덕터 전류 리플의 식 (6)과 식 (26)를 비교하면 식 (27)와 같다.

$$\frac{\Delta i_{L(\text{coupled})}}{\Delta i_{L(\text{non-coupled})}} = \frac{1-D}{1+k} k \quad (27)$$

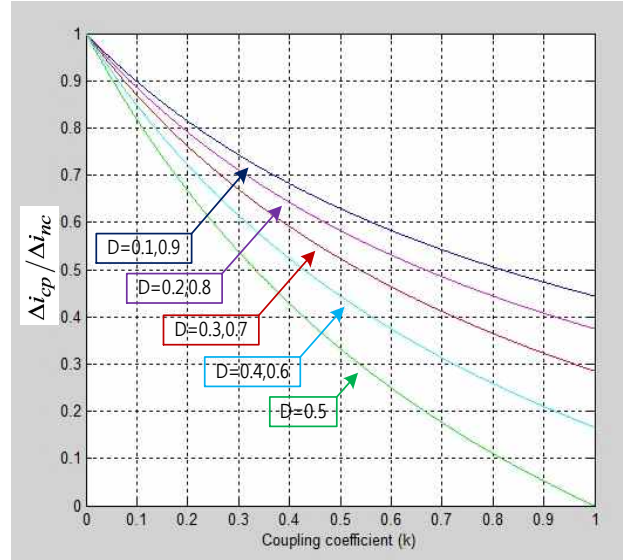


Fig. 6. Inductor current ripple of the coupled inductor normalized with respect to the non-coupled case.

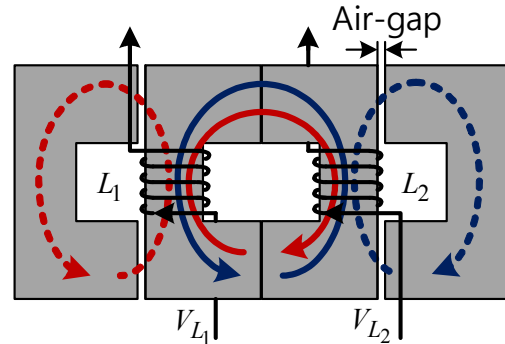


Fig. 7. Proposed coupled inductor structure.

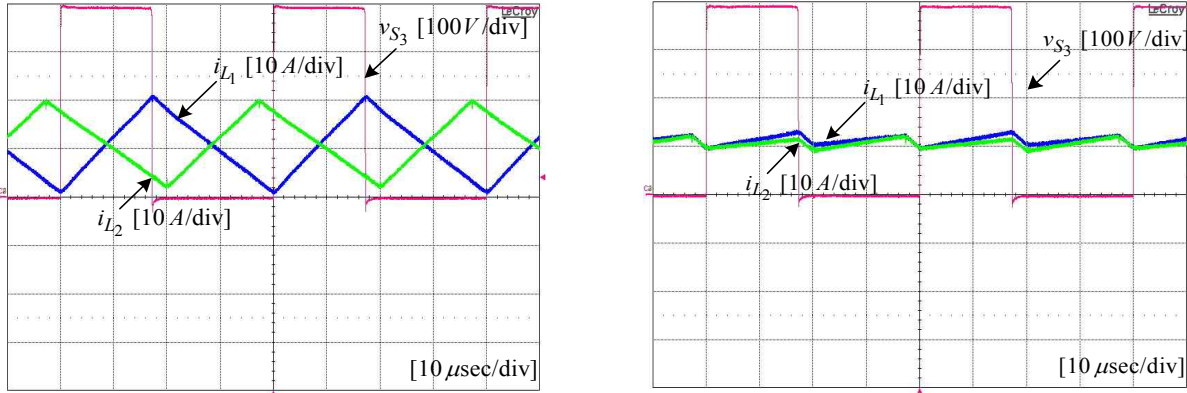
식 (27)을 도식화하면 그림 6과 같으며 결합 인덕터를 사용할 때와 비결합 인덕터를 사용할 때의 인덕터 전류의 리플을 비교한 그림이다. 그림 6의 결과에서 보듯이 같은 D 를 가질 때 결합 계수 k 가 클수록 인덕터 전류 리플이 줄어드는 것을 알 수 있다. 출력 전류는 S_5 , S_6 를 통해 흐르는 전류의 합과 같고 출력 전류 리플은 인덕터 전류의 최대값을 가진다. 출력 전류 리플의 관계식은 식 (28), (29)와 같다.

$$\Delta i_{o,D < 0.5} = \frac{V_o}{2R_o} \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{V_o T_s}{2L_{lk}} \left(\frac{1+k-2D-2kD}{1+k} \right) \quad (28)$$

$$\Delta i_{o,D > 0.5} = \frac{V_o}{2R_o} \left(\frac{1}{1-D} \right) + \frac{V_{in} T_s}{2L_{lk}} \left(\frac{k-D-kD}{1+k} \right) \quad (29)$$

3. 결합 인덕터 구조 및 분석

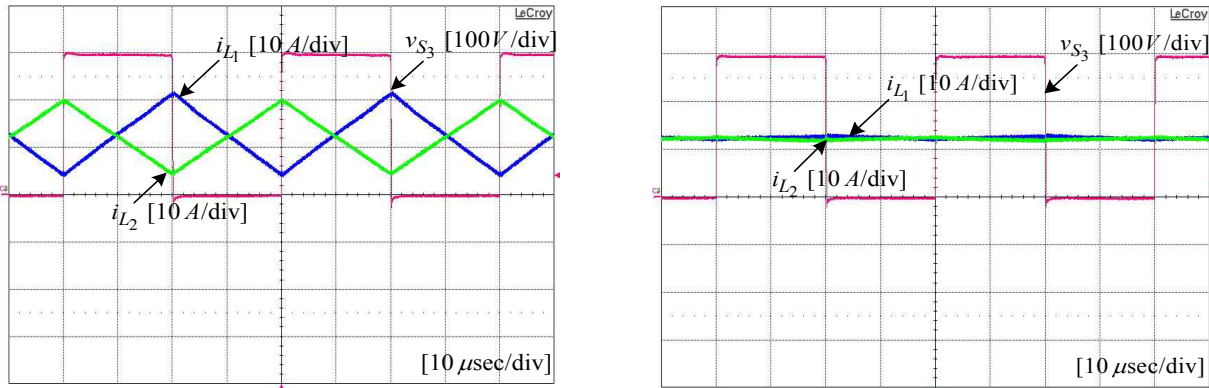
그림 7은 사용된 결합 인덕터의 구조이다. L_1 에서 바깥쪽으로 발생하는 자속은 L_{lk} 를 생성하고 L_1 에서 L_2



(a) Non-coupled

(b) coupled

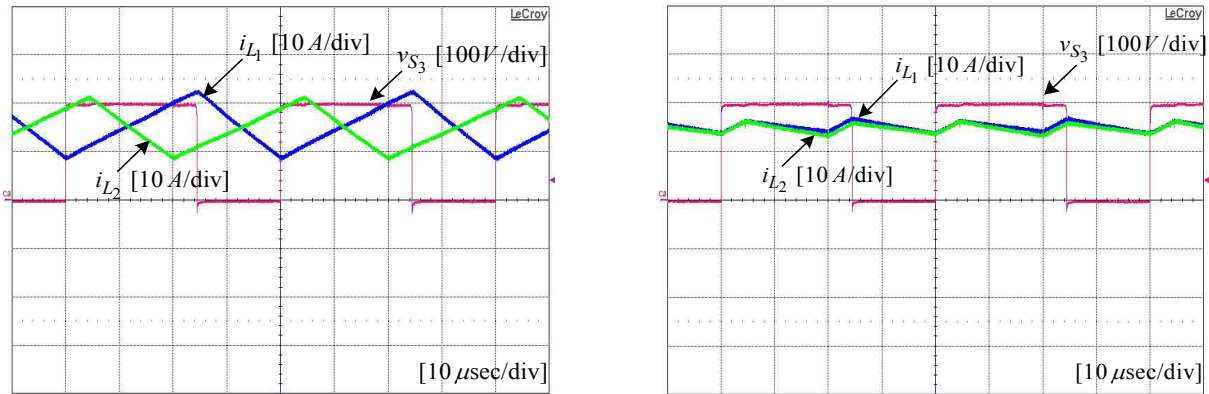
Fig. 8. Experiment results when $V_{in} = 400 V$, $D = 0.42$ and $P_o = 4 kW$.



(a) Non-coupled

(b) coupled

Fig. 9. Experiment results when $V_{in} = 300 V$, $D = 0.5$ and $P_o = 4 kW$.



(a) Non-coupled

(b) coupled

Fig. 10. Experiment results when $V_{in} = 200 V$, $D = 0.6$ and $P_o = 4 kW$.

로 발생하는 자속은 L_m 을 생성한다. 이와같이 L_2 에서 바깥쪽으로 발생하는 자속은 L_k 를 생성하고 L_2 에서 L_1 로 발생하는 자속은 L_m 을 생성한다.

4. 실험 결과

그림 8, 9, 10는 고정된 결합 계수(k)에 시비율(D)에 변화를 주고 실험한 인덕터 전류와 S_3 의 전압 실험파형을 나타낸다. 결합계수(k)의 크기가 클수록 비결합과 결합의 차이가 잘 보이고 결합 인덕터의 인덕터 전류 리플의 최대의 효과를 볼 수 있기 때문에 결합계수의

TABLE I
ELECTRICAL SPECIFICATIONS OF THE PROPOSED
CONVERTER

Input voltage	200 ~ 400 V	
Output voltage	300 V	
Switching frequency	25 kHz	
Output power	4 kW	
Coupled inductor	Core used	Ferrite Core (UU-95)
	No. of turns	33
	Self inductance(L_s)	4.5 mH
	Magnetizing inductance(L_m)	4.09 mH
	Leakage inductance(L_{lk})	410 μ H
	Coupling coefficient(k)	0.91

크기를 크게 하였다. 실험과정에서 나타나듯이 비결합 인덕터 전류 리플보다 결합 인덕터 전류 리플의 크기가 많이 줄어든다는 것을 알 수 있다. 표 1은 실험 조건과 설계된 결합 인덕터의 조건을 나타낸다. 그림 8은 $V_{in} = 400 V$, $D = 0.42$ 그리고 $P_o = 4 kW$ 조건에서 실험하였다. 그림 8(a), (b)는 비결합 인덕터와 결합 인덕터를 사용하였을 경우 인덕터 전류와 스위치 전압을 나타낸다. $D = 0.42$ 일 때 결합 인덕터를 사용하였을 경우 인덕터 전류 리플이 1/5만큼 줄어든다.

그림 9는 $V_{in} = 300 V$, $D = 0.5$ 그리고 $P_o = 4 kW$ 조건에서 실험하였다. 그림 9(a), (b)는 비결합 인덕터와 결합 인덕터를 사용하였을 경우 인덕터 전류와 스위치 전압을 나타낸다. 비결합 인덕터와 결합 인덕터를 비교해보면 $D = 0.5$ 일 경우 결합 인덕터의 효과가 가장 크다는 것을 알 수 있다. 그림 10은 $V_{in} = 200 V$, $D = 0.6$ 그리고 $P_o = 4 kW$ 조건에서 실험하였다. 그림 10(a), (b)는 비결합 인덕터와 결합 인덕터를 사용하였을 경우 인덕터 전류와 스위치 전압을 나타낸다. 비결합 인덕터와 결합 인덕터를 비교해보면 $D = 0.6$ 일 때 결합 인덕터를 사용하였을 경우 인덕터 전류 리플이 1/5정도 줄어든다. 그림 11는 결합 인덕터의 시제품 사진이다.

5. 결 론

본 논문에서는 결합 인덕터를 사용한 2상 양방향 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터를 제안 하였다. 제안한 컨버터는 일반적인 벡-부스트 DC-DC 컨버터와는 달리 출력 전압의 극성이 반전되지 않고 인터리브드 방식을 사용하여 출력 전류 리플이 감소된다. 2상 비반전 벡-부스트 DC-DC 컨버터의 비결합 인덕터에 결합

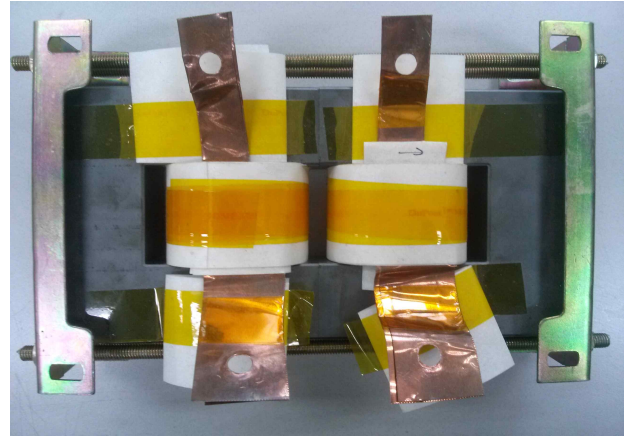


Fig. 11. Prototype coupled inductor picture.

인덕터를 적용시켜 인덕터 전류 리플을 현저히 감소시켰고 비결합 인덕터를 사용할 때와 같은 인덕터 전류 리플을 가지기 위해서 매우 작은 인덕턴스를 필요로 하기 때문에 인덕터의 부피를 상당히 줄일 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서 검증을 위해 4 kW의 시제품을 제작하여 제안한 컨버터를 실험하였다. 제안한 컨버터는 벡-부스트 동작과 양방향 동작이 필요한 전기자동차, 태양광 및 연료전지 발전 시스템, 배터리 충, 방전 분야등 다양한 전력전자 분야에 응용할 수 있을 것이다.

이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업지원을 받아 수행된 것임(NRF-2012R1A1A1044058).

References

- [1] F. Caricchi, F. Crescimbari, and A. Di Napoli, "20 kW water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional DC-DC converter topology for electrical vehicle motor drives," in *Proc. IEEE APEC*, Vol. 2, pp. 887-892, Mar. 1995.
- [2] J. P. Lee, H. Cha, D. Shin, K. J. Lee, D. W. Yoo, and J. Y. Yoo, "Analysis and design of coupled inductors for two-phase interleaved DC-DC converters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 339-348, May 2013.
- [3] G. Zhu, B. McDonald, and K. Wang, "Modeling and analysis of coupled inductor in power converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 5, pp. 1355-1363, May 2011.
- [4] H. B. Shin, J. G. Park, S. K. Chung, H. W. Lee, and T. A. Lipo, "Generalized steady-state analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled

- inductors,” *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, Vol. 152, pp. 584-594, May 2005.
- [5] P. Wong, “Performance improvement of multi-channel interleaving voltage regulator modules with integrated coupled inductors,” Ph.D. dissertation, Dept. Electr. Comput. Eng., Virginia Tech, Blacksburg, Mar. 2001.
- [6] L. Jieli, C. R. Sullivan, and A. Schultz, “Coupled-inductor design optimization for fast-response low-voltage dc-dc converters,” in *Proc. IEEE APEC*, pp. 817-823, 2002.
- [7] L. Jieli, A. Stratakos, A. Schultz, and C. R. Sullivan, “Using coupled inductors to enhance transient performance of multi-phase buck converters,” in *Proc. IEEE APEC*, pp. 1289-1293, 2004.
- [8] S. Chandrasekaran and L. U. Gokdere, “Integrated magnetics for interleaved DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles,” in *Proc. PESC*, pp. 356-361, 2004.
- [9] H. Wu, J. Lu, W. Shi, and Y. Xing, “Nonisolated bidirectional DC-DC converters with negative-coupled inductor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 5, May 2012.
- [10] H. N. Nagaraja, D. Kastha, and A. Patra, “Design principles of a symmetrically coupled inductor structure for multiphase synchronous buck converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 3, March 2011.
- [11] W. Yu, H. Qian, and J. S. Lai, “Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 3, Mar. 2010.
- [12] S. H. Kim, H. N. Cha, H. G. Kim, and B. C. Choi, “Clamp-mode three-level high voltage gain boost converter using coupled inductor,” *The Transaction of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 6, pp. 500-506, Dec. 2012.



채준영(蔡俊煥)

1986년 8월 2일생. 2012년 금오공대 전자과 졸업. 2012년~현재 경북대 대학원 석사과정.



정승용(鄭昇龍)

1988년 1월 13일생. 2008년~2014년 (주)우창엔지니어링 근무. 2014년 영진전문대학 디지털전기공학과 졸업. 2014년~현재 경북대 대학원 석사과정.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 현재 경북대 에너지공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 2013년 당 학회 회장 역임. 현재 경북대 IT대학 전기공학과 교수.