

Coupled Inductor를 사용한 대형수소전기화물차용 7kW급 저전압 컨버터의 설계 및 분석

허경현¹, 이우석¹, 최승원¹, 이일운¹, 송형석², 이준영[†]

Design and Analysis of a 7kW LDC using Coupled Inductor for Heavy Hydrogen Electric Transport Vehicle

Gyeong-Hyeon Heo¹, Woo-Seok Lee¹, Seung-Won Choi¹, Il-Oun Lee¹, Hyung-Suk Song²,
and Jun-Young Lee[†]

Abstract

This study proposes a 7kW low-voltage DC-DC converter (LDC) using a coupled inductor (CI) for heavy hydrogen electric transport vehicles. The LDC uses a phase-shift manner for soft switching. SiC-MOSFET is used to reduce the loss of reverse recovery current through the use of a high switching frequency. LDC is require large transformer and inductor because of large output current. The size of transformer and inductor can be reduced by deviding the transformer and inductor into two pieces each. This work presents the experimental results of the proposed circuit.

Key words: CI(Coupled Inductor), EV converter, LDC(Low DC-DC Converter), PSFB(Phase-shift Full-bridge) converter

1. 서 론

제안하는 저전압 컨버터(LDC)는 대형수소전기화물차용으로써, 입력전압의 범위가 538V~800V로 일반적인 전기자동차에 탑재되는 LDC보다 훨씬 높은 입력전압을 갖는다.

소형화, 경량화, 고효율의 조건을 만족하기 위한 LDC의 토폴로지로 위상천이 풀브리지 구조를 채택하였다. ZVS 동작을 통해 소프트 스위칭을 달성하고, SiC 전력 반도체소자를 스위치로 선정하여 효율을 높인다. SiC-MOSFET은 온저항이 낮아 Si-MOSFET에 비해 도통 손실이 적고, 다수 캐리어로 동작하는 MOSFET의 특성상 소수 캐리어의 재결합 시간이 필요 없으므로 IGBT

보다 훨씬 빠른 고속 스위칭이 가능하다^[1].

LDC의 구조상 출력전류가 크므로 위상천이 풀브리지를 사용하면 용량이 큰 변압기와 출력 인덕터가 필요하게 된다. 따라서 자기 소자의 크기가 증가하는 단점이 생기나 이러한 단점을 개선하기 위해 커플드 인덕터(CI)를 사용한 병렬 구조 LDC를 제안한다. 그림 1의 구조로써 병렬화를 통해 기존 1개의 변압기에 걸리는 부하를 여러 변압기로 분배할 수 있고 따라서 자기 소자의 크기를 상대적으로 작게 설계할 수 있으므로 적절한 배치를 통해 장비 전체의 소형화를 꾀할 수 있다. 병렬 배치를 했을 때 각 단 사이의 불균형으로 인해 전력의 쏠림 현상이 발생할 수 있다. 따라서 CI를 사용하여 각 단의 균형을 맞추어 전체 시스템의 불안정을 막을 수 있다. 본 논문에서는 CI를 사용한 7kW급 2병렬 LDC의 설계 및 실험 결과를 발표하고자 한다.

2. 동작 분석

그림 1은 CI를 사용한 풀브리지 컨버터를 나타내며, 그림 2는 CI가 적용된 위상천이 풀브리지 방식의 주요 동작 파형이다. 변압기의 실 제작 시 각 변압기마다 특성 차이가 존재하게 되므로 각 단에 편차가 생긴다. 따

Paper number: TKPE-2020-25-1-6

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

[†] Corresponding author: pdpljy@mju.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Myongji University
Tel: +82-31-330-6357 Fax: +82-31-330-6977

¹ Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

² Dept. of R&D Center, YOUNG HWA Tech. Co., Ltd.

Manuscript received Oct. 1, 2019; revised Oct. 21, 2019; accepted Nov. 14, 2019

— 본 논문은 2019년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2019년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

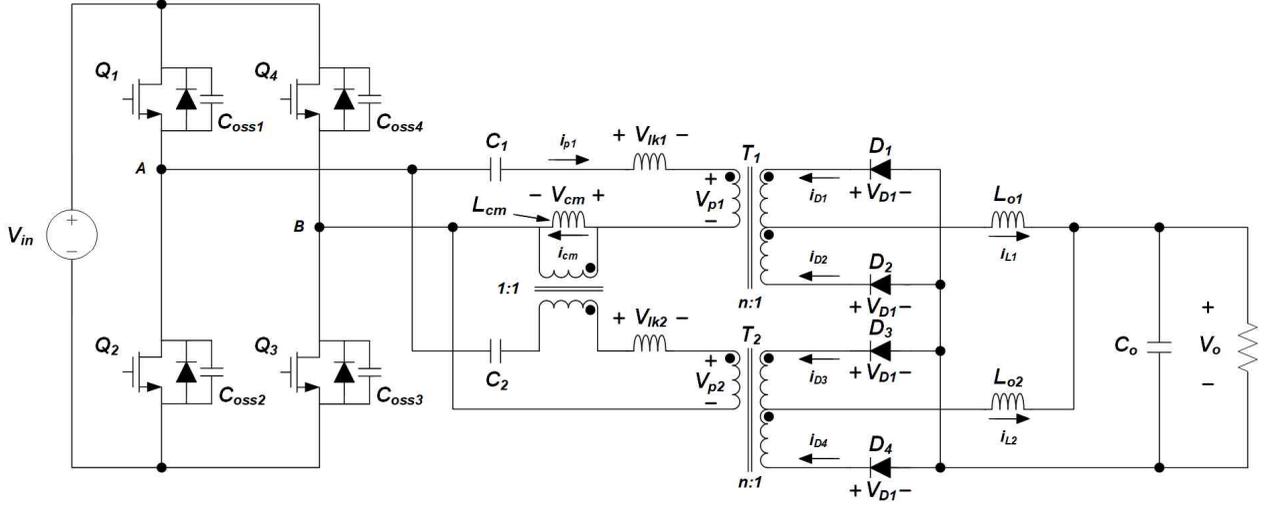


Fig. 2. Proposed 7kW LDC circuit diagram using a coupled inductor.

라서 1번 변압기의 누설인덕턴스 L_{lk1} 은 2번 변압기의 누설인덕턴스 L_{lk2} 보다 작다고 가정하고 동작 분석을 한다. C_1 , C_2 는 DC 블로킹 캐패시터이며 변압기 포화 시 발생하는 과전류를 차단하기 위해 사용한다. 용량이 큰 캐패시터를 사용하므로 스위칭 주파수가 높은 조건에서 C_1 , C_2 의 임피던스는 낮다. 따라서 C_1 , C_2 에 인가되는 전압은 동작 분석에서 고려하지 않는다.

2.1 Mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$)

Mode 1구간은 모든 2차측 다이오드가 도통 되어 출력 인덕터 전류가 freewheeling 동작을 한다. 따라서 변압기에 걸리는 전압 V_{p1} , V_{p2} 는 모두 0이므로 CI의 자화 인덕턴스를 고려하여 식 (1)의 조건을 가진다. 식 (1)로부터 V_{in} 을 L 과 V_{cm} 으로 전개하여 식 (2)를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{p1} &= V_{p2} = 0 \\ i_{p1} &= i_{p2} + i_{cm} \\ V_{in} &= V_{lk1} + V_{cm} = V_{lk2} - V_{cm} \end{aligned} \quad (1)$$

$$V_{in} = \left(\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} \right) V_{lk2} + \left(\frac{L_{lk1}}{L_{cm}} \right) V_{cm} + V_{cm} \quad (2)$$

따라서 Mode 1구간의 V_{cm} , V_{lk1} , V_{lk2} 을 V_{in} , L_{cm} , L_{lk1} , L_{lk2} 에 대한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$V_{cm} = \frac{V_{in} - V_{in} \left(\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} \right)}{\left(\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} \right) + \left(\frac{L_{lk1}}{L_{cm}} \right) + 1} \quad (3)$$

$$V_{lk1} = V_{in} \frac{2 \left(\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} \right) + \left(\frac{L_{lk1}}{L_{cm}} \right)}{\left(\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} \right) + \left(\frac{L_{lk1}}{L_{cm}} \right) + 1} \quad (4)$$

$$V_{lk2} = V_{in} \frac{2 + \left(\frac{L_{lk1}}{L_{cm}} \right)}{\left(\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} \right) + \left(\frac{L_{lk1}}{L_{cm}} \right) + 1} \quad (5)$$

2.2 Mode 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

Mode 2구간은 powering 동작 구간으로 식 (6)의 조건을 가진다.

$$\begin{aligned} V_{p1} &= V_{p2} \\ i_L &= i_{L1} + i_{L2} = i_{D1} + i_{D3} \\ V_{in} &= V_{lk1} + V_{p1} + V_{cm} = V_{lk2} + V_{p2} - V_{cm} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)으로부터 V_{p1} 을 V_{in} , V_o , L_{cm} , L_{lk1} , L_{lk2} , L_o 에 대한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$V_{p1} = \frac{\left[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) V_{in} + 2n \{ L_{cm} (L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1} L_{lk2} \} V_o \right]}{\left[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{ L_{cm} (L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1} L_{lk2} \} \right]} \quad (7)$$

식 (7)을 통해 파형 해석을 위한 V_{lk1} , V_{lk2} , V_{cm} 의 수식을 구할 수 있다.

$$V_{lk1} = \frac{2L_{lk1} (2L_{cm} + L_{lk2}) (V_{in} - nV_o)}{\left[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{ L_{cm} (L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1} L_{lk2} \} \right]} \quad (8)$$

$$V_{lk2} = \frac{2L_{lk2} (2L_{cm} + L_{lk1}) (V_{in} - nV_o)}{\left[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{ L_{cm} (L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1} L_{lk2} \} \right]} \quad (9)$$

$$V_{cm} = \frac{2L_{cm} (L_{lk2} - L_{lk1}) (V_{in} - nV_o)}{\left[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{ L_{cm} (L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1} L_{lk2} \} \right]} \quad (10)$$

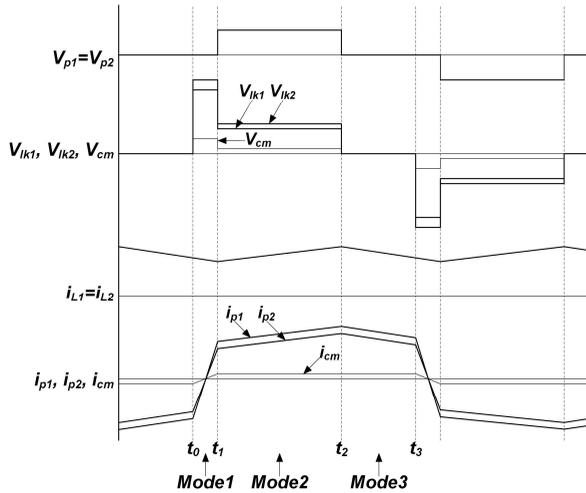


Fig. 3. Key waveforms of the LDC using a coupled inductor.

2.3 Mode 3 ($t_2 \leq t < t_3$)

Mode 3구간은 freewheeling 동작 구간으로 2차측 다이오드가 모두 도통 되어 순환전류가 흐른다. 입력전압 V_{in} 이 0이므로 출력 인덕터 전압에 $-V_o$ 가 인가된다. i_L 은 $-V_o/L_o$ 만큼 선형적으로 감소한다.

2.4 자화전류 i_{cm}

Mode 1, 2에서 i_{cm} 의 식은 다음과 같다.

$$\text{Mode 1 : } i_{cm}(t) = i_{cm}(t_0) + \frac{V_{cm}}{L_{cm}}(t_1 - t_0) \quad (11)$$

$$\text{Mode 2 : } i_{cm}(t) = i_{cm}(t_1) \quad (12)$$

Mode 2의 초기 조건은 t_0 지점에서의 역수 값과 같다.

$$i_{cm}(t_1) = -i_{cm}(t_0) \quad (13)$$

위 식들을 사용하여 초기 조건 $i_{cm}(t_0)$ 을 구할 수 있다.

$$i_{cm}(t_0) = \frac{i_{L2} - i_{L1}}{n} \quad (14)$$

식 (14)를 통해 1차측에서 본 출력전류의 차와 같음을 알 수 있다. 따라서 i_{p1} 은 $i_{p2} + i_{cm}$ 이므로 CI가 전류의 불균형을 해결할 수 있다.

3. 자기 소자 설계

3.1 변압기 설계

컨버터에 사용할 자기 소자는 설계 사양으로 계산한 A_p 보다 더 큰 A_p 를 가진 제품으로 선정해야 한다. 식 (16)은 식(15)에서 설계 마진을 고려하여 유도한 수식으로, 식 (16)을 통해 설계 사양의 A_p 를 계산한다. 2병렬 구조이므로 자기 소자 1개당 7kW의 절반인 3.5kW를

사용한다. 따라서 A_p 가 8.74cm^4 이상인 자기 소자를 선정해야 한다.

$$A_p = \left(\frac{\Sigma VA \times 10^4}{K \times B_m \times f_s \times k_u k_t \sqrt{\Delta T}} \right)^{1.14} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} A_p &= \left(\frac{11.1 \times P}{K_f \times \Delta B \times f_s} \right)^{1.31} \\ &= \left(\frac{11.1 \times 3500}{0.165 \times 0.3 \times 150000} \right)^{1.31} \approx 8.74 [\text{cm}^4] \end{aligned} \quad (16)$$

권선수를 계산하기 위해 먼저 권선비를 결정해야 한다. 최소 입력전압 $V_{in,min}$ 은 538Vdc 이고, 출력전압 V_o 는 28Vdc이다. D_{max} 는 deadtime, 동작 마진, 기생성분으로 인한 손실 등을 고려하여 0.4로 선정하였다. 식 (16)으로부터 15:1의 권선 비를 구할 수 있다.

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{n} = \frac{V_o}{V_{in,min} \times 2 \times D_{max}} = 0.065 \approx \frac{1}{15} \quad (17)$$

식 (17), (18)을 사용하여 1차측 권선수 N_p 를 15Turn, 2차측 권선수 N_s 를 1Turn으로 설계하였다. A_c 는 자기 소자의 단면적으로 3.14cm^2 이고, ΔB 는 0.3으로 선정하였다.

$$N_p = \frac{V_{in,min} \times D_{max} \times 10^4}{\Delta B \times A_c \times f_s} \approx 15 [\text{Turn}] \quad (18)$$

따라서 식 (16), (18)을 통해 최소 A_p 조건을 만족하며, 전류 밀도와 누설인덕턴스를 고려한 권선 두께에서 선정된 권선수를 모두 감을 수 있는 크기인 EQ5050 모델을 자기 소자로 선정하였다.

3.2 Coupled Inductor 설계

CI는 변압기와 인덕터의 특성을 동시에 가지고 있으므로 변압기의 설계방식과 인덕터의 설계방식을 모두 사용할 수 있다. 본 논문에서는 변압기 설계 수식을 사용하였고, 10kW 기준으로 설계하여 10kW급 LDC와 겸용으로 활용할 수 있도록 하였다.

A_p 를 구하기 위해 식 (16)을 사용한다. 이때 P는 최소 입력전압, 최대 시비율 조건에서 CI에 인가되는 전력의 rms 값을 시뮬레이션으로 측정하여 사용한다. 계산한 A_p 가 2.77cm^4 이므로 A_p 가 4.31cm^4 인 EQ3535를 선정하였다.

식 (18)로부터 권선수 N_p 를 구할 수 있다. $V_{in,min}$ 은 시뮬레이션으로 측정된 값을 사용하였고, D_{max} 는 1, ΔB 는 0.15로 선정하였다. EQ3535의 A_c 는 1.62cm^2 이다. 계산 결과를 통해 권선수를 5Turn으로 선정하였다. 권선 비가 1:1이므로 N_p 와 N_s 의 권선수는 같다.

3.3 누설인덕턴스 설계

변압기와 CI의 누설인덕턴스는 ZVS 동작을 만족하면서

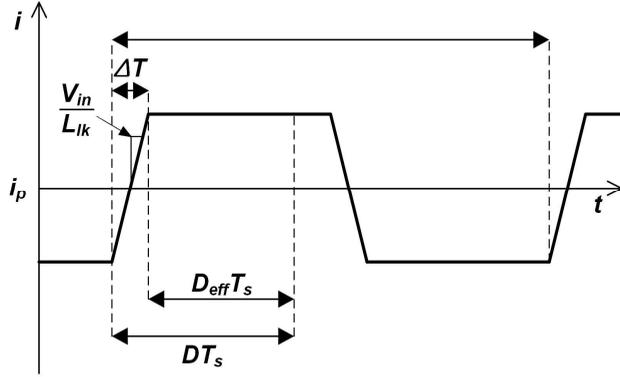


Fig. 4. Primary transformer current waveforms during one switching cycle.

TABLE I
PARAMETERS OF SIMULATION

Parameter	Value
Input voltage (V_{in})	720 [Vdc]
Output voltage (V_o)	28 [Vdc]
Power (P)	7 [kW]
Switching frequency (f_s)	150 [kHz]
Leakage inductance 1 (L_{lk1})	6 [μ H]
Leakage inductance 2 (L_{lk2})	10 [μ H]

정상적인 출력전압을 얻을 수 있는 범위 내에서 설계해야 한다. 최소 누설인덕턴스는 ZVS가 가능한 조건인 식 (19)를 통해 계산할 수 있다. i_{load} 는 ZVS 동작이 보장되는 최소조건에서의 부하전류로 설계 시 선정해야 한다. 본 논문에서는 3kW 이상부터 ZVS 동작이 되도록 선정하였다.

$$L_{lk_min} \geq \frac{2C_{oss} \times V_{in_max}^2}{(i_{load}/n)^2} \quad (19)$$

그림 3은 누설인덕턴스가 커질수록 유효 시비율인 D_{eff} 가 감소하는 것을 보여준다. 따라서 최대 누설인덕턴스는 정상 출력전압을 만들 수 있는 범위 내에서 설계해야 한다. 식 (20)을 통해 최대 누설인덕턴스를 계산할 수 있다.

$$L_{lk_max} \leq \left(0.5 - \frac{n V_o}{2 V_{in_min}}\right) \times \frac{n V_{in_min}}{2 i_{o_max} f_s} \quad (20)$$

식 (19), (20)을 토대로 변압기와 CI의 누설인덕턴스 합은 $4.28\mu\text{H} \sim 11.8\mu\text{H}$ 사이가 되어야 한다.

누설인덕턴스가 작아질수록 D_{eff} 가 확보되므로 효율을 증가시킬 수 있다. 따라서 누설인덕턴스가 최소화되도록 권선을 창 면적에 최대한 채워 제작하였다. 제작된 변압기의 누설인덕턴스는 각각 $8.20\mu\text{H}$, $8.26\mu\text{H}$ 이다.

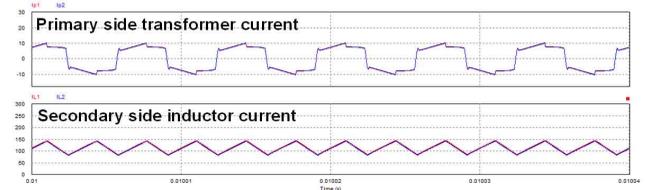


Fig. 5. Simulation waveforms of primary transformer current and secondary inductor current with coupled inductor.

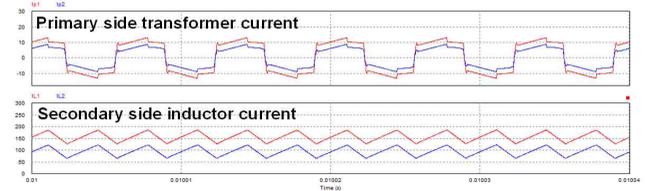


Fig. 6. Simulation waveforms of primary transformer current and secondary inductor current without coupled inductor.

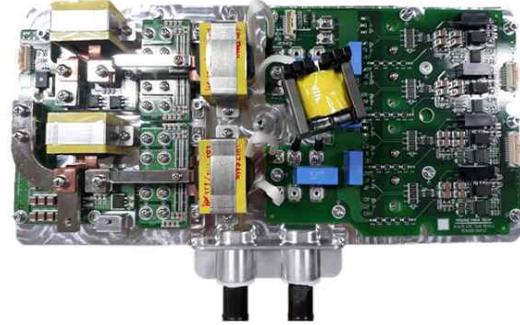


Fig. 7. 7kW LDC prototype.

4. 모의 실험

L_{lk1} 과 L_{lk2} 의 차이가 있는 과도상태 조건에서 모의실험으로 CI의 효용성을 검증하였다. 그림 4를 통해 CI를 사용하지 않았을 때 각 단의 1차측 전류와 2차측 전류가 누설인덕턴스에 따라 불균형하게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 4는 CI를 사용했을 때 파형으로, 병렬 구조에서 각 단의 전류가 서로 불균형할 때, CI가 전류의 균형을 개선할 수 있음을 확인하였다.

5. 실험

그림 6은 제안하는 토폴로지를 검증하기 위한 7kW LDC의 시제품 사진이다. 제어기는 TMS320F28335를 사용하였다. 표 2는 실험 사양의 조건을 보여준다. 정격조건은 입력전압 720Vdc, 출력전압 28Vdc, 스위칭 주파수 150kHz이고, 그림 7과 그림 8은 7kW 풀부하 조건에서 1차측, 2차측의 주요 전압, 전류 파형을 보여준다.

그림 7의 채널 1은 1차측 V_{ab} 파형으로 ZVS 동작이 정상적으로 되는 것을 확인할 수 있다. 채널 2와 채널 3은 출력 다이오드 D_1 과 D_2 의 전압 스트레스를 보여준다. 사용한 출력 다이오드의 내압 조건을 맞추기 위해 RC스

TABLE II
PARAMETERS OF PROTOTYPE

Parameter	Value
Input voltage (V_{in})	538~800 [Vdc]
Rated voltage (V_{rated})	720 [Vdc]
Output voltage (V_o)	28 [Vdc]
Power (P)	7 [kW]
Switching frequency (f_s)	150 [kHz]
Main transformer core size	EQ5050
Turn ratio (n:1)	15:1
Leakage inductance 1 (L_{lk1})	8.20 [μ H]
Leakage inductance 2 (L_{lk2})	8.26 [μ H]
DC blocking capacitor (C_1/C_2)	2.2 [μ F] / 2.2 [μ F]

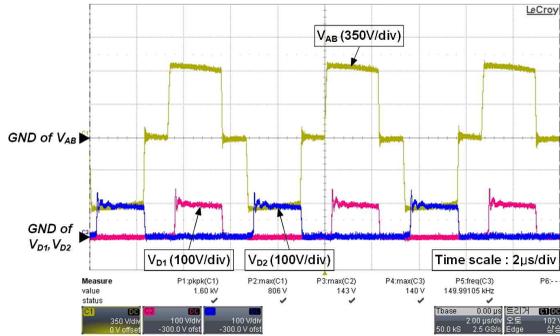


Fig. 8. Experimental waveforms at rated input voltage; Ch1 : V_{AB} , Ch2 : V_{D1} , Ch3 : V_{D2} .

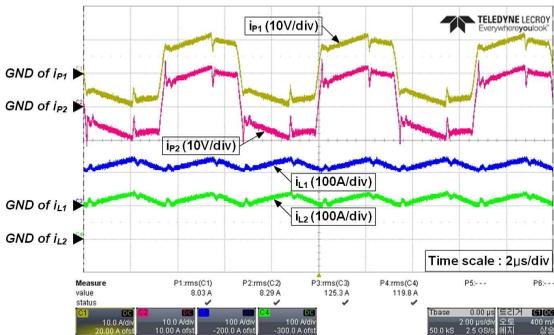


Fig. 9. Experimental waveforms at rated input voltage; Ch1 : i_{P1} , Ch2 : i_{P2} , Ch3 : i_{L1} , Ch4 : i_{L2} .

너버와 DDC스너버를 사용하여 전압 스트레스를 감쇠시켰다.

그림 8의 채널 1과 채널2는 1차측 1번 변압기와 2번 변압기의 전류 파형을 보여주며, 채널 3과 채널4는 출력 인덕터 L_1 과 L_2 의 전류 파형을 보여준다.

입력전압 전 구간에서의 동작 검증을 위해 입력 조건 528Vdc와 800Vdc에서 7kW 풀부하 실험을 진행하였다. 그림 9와 그림 10은 528Vdc 조건에서의 실험 파형이고, 그림 11과 그림 12는 800Vdc 조건에서의 실험 파형이다. 입력전압 전 구간에서 동작함을 확인할 수 있다.

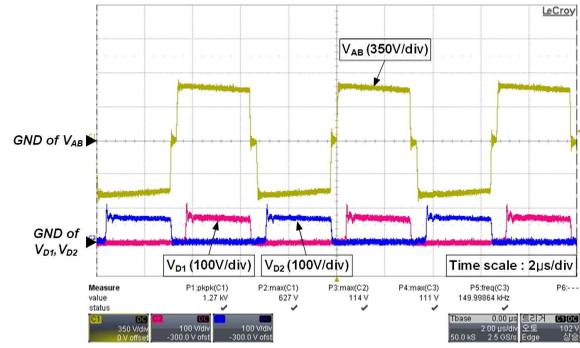


Fig. 10. Experimental waveforms in $V_{in}=538V$; Ch1 : V_{AB} , Ch2 : V_{D1} , Ch3 : V_{D2} .

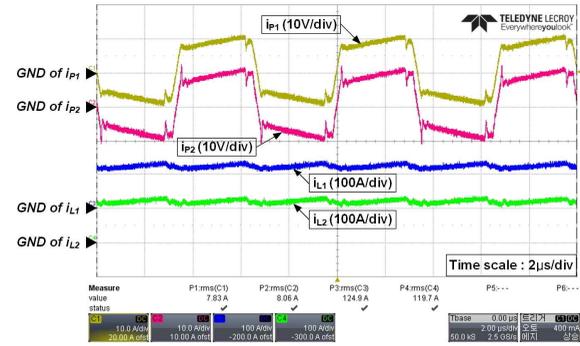


Fig. 11. Experimental waveforms in $V_{in}=538V$; Ch1 : i_{P1} , Ch2 : i_{P2} , Ch3 : i_{L1} , Ch4 : i_{L2} .

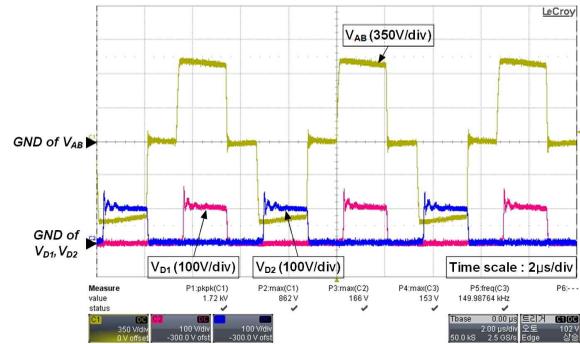


Fig. 12. Experimental waveforms in $V_{in}=800V$; Ch1 : V_{AB} , Ch2 : V_{D1} , Ch3 : V_{D2} .

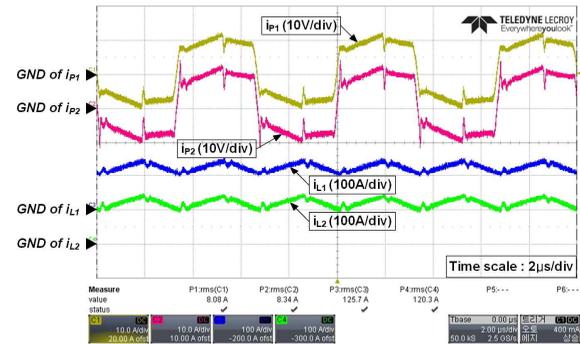


Fig. 13. Experimental waveforms in $V_{in}=800V$; Ch1 : i_{P1} , Ch2 : i_{P2} , Ch3 : i_{L1} , Ch4 : i_{L2} .

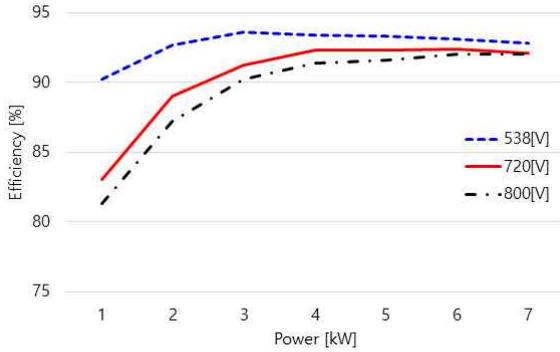


Fig. 14. The efficiency curve of 7kW LDC prototype.



Fig. 15. Measured efficiency at rated input voltage and 7kW full load.

그림 13은 입력 720Vdc, 부하 7kW 조건에서의 효율 측정 사진이고, 그림 14는 입력 528Vdc, 720Vdc, 800Vdc 조건에서 각 부하에 따른 효율 곡선이다. 경부하 구간을 제외한 3kW 이상의 구간으로부터 모든 입력 전압 범위에서 효율을 90% 이상 달성하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 2개의 변압기를 병렬로 연결한 구조에서 CI를 적용한 위상천이 풀브리지 컨버터를 제안하였다. 병렬 구조에서 각 단의 변압기 성능이 불균형하여 전류의 편차가 존재할 때, CI를 통해 전류의 균형을 맞출 수 있음을 검증하였고, 입력전압 전 구간에서 정상 동작을 확인하였다. 그 결과 경부하 구간을 제외한 3kW 이상 구간에서 90% 이상의 효율을 달성하였다.

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원의 “국가혁신클러스터사업(P040200001_수소·물류운송 대형수소전기화물차 부품국산화 및 개조기술 개발)”의 지원을 받아 수행된 연구결과임.

References

- [1] I. Kang, “SiC power semiconductor technology,” *KIPE Magazine*, Vol. 24, No. 2, pp. 26–32, 2019.
- [2] B. Lee, J. Kim, S. Kim, and J. Lee, “A PWM SRT DC/DC converter for 6.6-kW EV onboard charger,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 2, pp. 894–902, Feb. 2016.
- [3] G. B. Koo, G. W. Moon, and M. J. Youn, “New zero-voltage-switching phase-shift full-bridge converter with low conduction losses,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, No. 1, pp. 228–235, Feb. 2005.
- [4] G. B. Koo, T. S. Kim, G. W. Moon, and M. J. Youn, “New phase shift full bridge converter with wide ZVS ranges and low conduction losses,” in *2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Ajaccio, France*, Vol. 2, pp. 857–862, 2004.
- [5] N. Hassanzadeh, F. Yazdani, S. Haghbin, and T. Thiringer, “Design of a 50 kW phase-shifted full-bridge converter used for fast charging applications,” in *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Belfort*, pp. 1–5, 2017.
- [6] J. A. Sabate et al. “Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter,” in *Proc. IEEE APEC*, Vol. 90, 1990.



허경현(許庚顯)

1991년 1월 7일생. 2018년 명지대 전기공학과 졸업. 2018년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



이우석(李雨錫)

1991년 1월 19일생. 2015년 계명대 전자공학과 졸업. 2017년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2017년~현재 명지대 전기공학과 박사과정.



최승원(崔承元)

1975년 7월 14일생. 1988년 경희대 전자공학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사). 2000년~2005년 한터기술 주임연구원. 2005년~2007년 TSE-21 선임연구원. 2007년~2009년 이모션텍 선임연구원. 2009년~2013년 우리산업 차장. 2014년~현재 명지대 전기공학과 박사과정.



이일운(李日雲)

1976년 9월 19일생. 2000년 경북대 전자전기공학부 졸업. 2003년 서울대 전기공학부 졸업(석사). 2009년 KAIST 전자전기공학부 졸업(공학박). 2003년~2008년 삼성 SDI PDP 사업부 개발팀 책임연구원. 2008년~2013년 삼성전기 CDS 사업부 POWER개발팀 책임연구원. 2014년~2015년 한국에너지기술연구원 효율연구본부 에너지ICT연구실 선임연구원. 2015년~2016년 계명대 전기에너지공학과 조교수. 2017년~현재 명지대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원.



송형석(宋炯錫)

1974년 1월 13일생. 2002년 아주대 전자공학과 졸업(석사). 에이스 테크놀로지 책임연구원. 2013년~현재 영화테크(주) 기술연구소 기술이사.



이준영(朴貴哲)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 KAIST 전기전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박). 2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부 과장. 2005년~2008년 단국대 전기공학과 조교수. 2008년~현재 명지대 전기공학부 교수