

병렬제어기법이 적용된 1.8kW급 마일드 하이브리드 양방향 LDC 설계 및 구현

김현빈¹, 정재웅¹, 배성우², 김종수[†]

Design and Implementation of 1.8kW bi-directional LDC with Parallel Control Strategy for Mild Hybrid Electric Vehicles

Hyun-Bin Kim¹, Jea-Woong Jeong¹, Sungwoo Bae², and Jong-Soo Kim[†]

Abstract

This paper presents a design and parallel control strategy of 1.8 kW low-voltage DC - DC converter (LDC) for mild hybrid electric vehicles to improve their power density, system efficiency, and operation stability. Topology and control scheme are important on the LDC for mild hybrid electric vehicles to achieve high system efficiency and power density because of their very low voltage and large current in input and output terminals. Therefore, the optimal topological structure and control algorithm are examined, and a detailed design methodology for the power and control stages is presented. A working sample of 1.8 kW LDC is designed and implemented by applying the adopted topology and control strategy. Experimental results indicate 92.45% of the maximum efficiency and 560 W/l of power density.

Key words: LDC(Low Voltage dc-dc Converter), Bi-directional converter, Mild hybrid electric vehicle, Parallel control, Phase-shift full-bridge converter

1. 서 론

최근 환경오염문제가 대두되며 파리기후협약을 비롯한 CO₂ 온실가스 감축과 관련하여 친환경 전기자동차가 각광을 받고 있다. 친환경 전기자동차에 대한 관심이 증가하고 더불어 여러 방식의 하이브리드 차량 또한 관심이 높아지고 있다^[1].

2000년대 초 48V시스템으로 전장 부품을 변경하려고 시도하였지만 과도한 사양변경 및 개발비의 문제로 적용에 실패하였다. 따라서 기존 내연기관에서 사용하는 14V의 시스템전압과 마일드 하이브리드 시스템용 48V 전압을 동시에 사용하는 듀얼시스템을 채택하여 적용하

는 마일드 하이브리드 차량이 각광 받고 있으며 기존 내연기관에 48V 시스템의 전장 부품을 추가하여 내연기관과 전기시스템을 모두 사용하므로 풀 하이브리드 차량에 비해 비교적 간단하게 구현 및 적용이 가능한 장점이 있다. 따라서 비교적 적은 비용으로 효율을 증가시킬 수 있고 내연기관만 사용하지 않고 전기모터를 사용하여 친환경적인 장점이 있다.

마일드 하이브리드 차량은 2011년도 독일의 자동차메이커들의 표준화 합의로부터 48V시스템이 본격화 되었으며 특히 풀 하이브리드 차량에 비해 추가비용이 적은 마일드 하이브리드 시스템을 적용하려는 움직임은 현재 유럽을 중심으로 점차 확대되고 있다. 유럽의 자동차시장은 2016년~2017년에 48V 전원시스템을 실용화한다는 계획을 가지고 있으며 유럽시장을 토대로 개발도상국용 자동차에도 적용이 쉬워 전 세계적으로 폭 넓게 사용될 것으로 예상된다.

기존 마일드 하이브리드 차량용 Low voltage dc-dc converter(LDC)는 90%초반의 효율을 가지며 대부분 Buck 컨버터를 기반으로 한 LDC를 사용하고 양방향 전력전달에 대한 연구보다 단방향으로 에너지를 전달하는 컨버터에 대한 연구가 기존에 이루어지고 있었다. 하지

Paper number: TKPE-2017-22-1-10

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

[†] Corresponding author: jskim2@daejin.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering., Korea Daejin University
Tel: +82-31-539-1916 Fax: +82-31-539-1910

¹ Dept. of Electrical Engineering, Daejin University

² Dept. of Electrical Engineering, Yeungnam University

Manuscript received Oct. 6, 2016; revised Oct. 28, 2016; accepted Dec. 12, 2016

— 본 논문은 2016년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

TABLE I
KEY SYSTEM PARAMETERS

Parameters	Value	Parameters	Value
P_{OUT}	1.8 [kW]	$I_{IN(RMS)}$	41.25 [A]
$V_{IN(TYP)}$	48 [V]	$I_{OUT(RMS)}$	128.6 [A]
V_{IN} Range	40 ~ 52 [V]	f_{SW}	100 [kHz]
V_{OUT} ripple	10 [%]	I_{OUT} ripple	10 [%]
$V_{OUT(TYP)}$	14 [V]	Maximum efficiency	92 [%] (Target)
V_{OUT} Range	10 ~ 16 [V]		

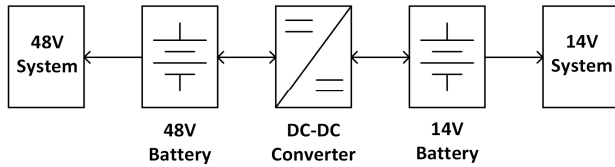


Fig. 1. System block diagram for power train of mild hybrid electric vehicles.

만 최근에는 자동차 안에서의 전력사용량이 증가하면서 2kW이상의 컨버터가 요구되고 48V를 기반으로 하는 전장품의 사용량이 많아지면서 48V에서 14V의 배터리로의 전력전달만이 아니라 14V의 배터리에서 48V의 배터리로의 전력전달이 요구되며 따라서 양방향으로 동작이 가능한 DC-DC 컨버터에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 요구되는 추세이다^{[2]~[5]}.

본 논문에서는 1.8kW급 마일드 하이브리드 차량용 양방향 LDC의 최적 토폴로지를 전기적특성에 따라 분석하고 신뢰성 있는 제어를 위한 병렬제어기법을 분석 및 고찰하고 각 소자 설계에 대한 가이드라인을 제시하며 Working sample수준의 hardware를 구현하여 타당성을 검증하였다.

2. 마일드 하이브리드 시스템

마일드 하이브리드 차량은 전기모터의 기능이 동력의 전체를 담당하지 않고 기존 내연기관 엔진을 도와주는 기능을 가지고 있다. 기존 내연기관 차량의 단점인 저회전시 토크가 낮은 점을 보완하여 저회전시 토크가 강한 특성을 가진 전기모터를 사용하여 기동 시 토크를 보정해주는 Launch Assist기능 및 정차 시 공회전을 제한하여 연료소비 및 배기가스 배출을 막는 Idle Stop & Go 기능이 마일드 하이브리드 차량을 대표하는 기능이다.

마일드 하이브리드 차량은 그림 1과 같이 구성되며 기존 14V의 내연기관 시스템을 동작시키는 14V의 배터리와 48V의 하이브리드 시스템의 동작을 위해 사용되는 48V의 배터리를 둘 다 사용하기 때문에 두 배터리 사이에 전력전달이 이루어 져야한다. 그리고 배터리의 충전 상태(SOC, State of charge)에 따라 배터리의 충전 및

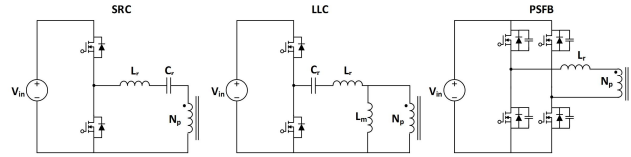


Fig. 2. Candidate topologies for primary-side.

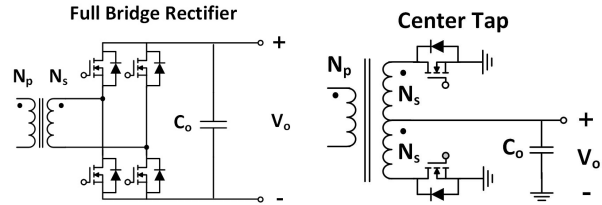


Fig. 3. Candidate topologies for secondary-side.

방전 전압의 변동 폭이 크기 때문에 입출력 가변범위가 넓은 특성을 가진다. 또한 최근에 요구되는 2kW이상의 LDC는 입출력 모두 저전압 대전류 특성을 가지며 이로 인해 2개의 모듈로 나누어 사용하는 것이 소자의 선택 및 효율적인 측면에서 유리할 것으로 판단된다.

3. 최적 토폴로지 고찰

표 1 및 위 장에서 전언한 바와 같이 마일드하이브리드 LDC는 입출력 모두 저전압 대전류 특성과 넓은 전압변동범위를 가지므로, 고효율 및 고전력밀도 획득을 위한 소프트 스위칭이 적용된 공진형 토폴로지 적용 및 넓은 전압 가변범위에서도 안정적으로 동작 가능한 토폴로지가 우선적으로 검토 되어야 한다. 이러한 기술적 요구조건에 따라 기존 문헌에서 보고된 다양한 토폴로지 중 그림 2와 같이 세 가지 회로 방식을 적용 후보로 고려하였으며, 본 시스템 적용 시 가지게 될 각 토폴로지의 장단점을 고찰하였다.

3.1 1차측 토폴로지

1차측 공진형 토폴로지는 그림 2와 같이 3가지 중 전기적 사양을 고려하여 선정하였다. 특히 시스템의 특성인 입출력 전압의 가변범위가 넓고 양방향 동작이 요구되는 점을 중심으로 분석하였다.

첫 번째로 부하직렬공진형 DC-DC 컨버터(SRC, Series Resonant Converter)의 경우 부하저항 R과 1차측 공진회로 내 인덕터와 커패시터가 직렬로 공진하는 구조로 요구되는 인덕터와 커패시터가 각 1개씩이므로 비교적 간단하게 구현이 가능하고 출력전류가 정형파의 형태로 출력되기 때문에 Electromagnetic(EM) 노이즈가 줄어드는 장점이 있다. 하지만 경부하 영역에서 충전할 때 스위칭주파수가 급격하게 증가하고 순환에너지가 큰 단점이 있기 때문에 마일드 하이브리드 시스템에 적용

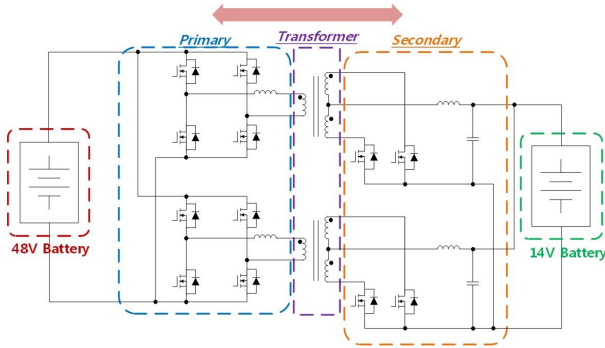


Fig. 4. Entire system configuration.

하기 어렵다.

두 번째로 LLC의 경우 스위칭주파수 제어를 통해 출력전압이득을 제어하기 때문에 입출력전압범위가 넓은 시스템에서 스위칭주파수의 제어범위가 넓어지는 단점이 있다. 따라서 입출력전압의 범위가 넓은 시스템에서 적용하기 힘들다.

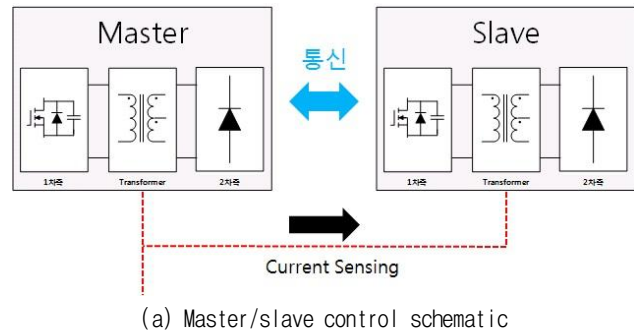
세 번째로 위상천이 풀브릿지 컨버터 (PSFB, Phase-shift full-bridge Converter)의 경우 각 Leg의 위상의 차이를 제어하여 전압 이득을 조절하며 스위치의 기생 커패시턴스와 변압기의 리키즈 인덕턴스를 사용하여 Zero Voltage Switching(ZVS)이 가능하기 때문에 다른 공진형 토폴로지와 다르게 수동소자가 따로 필요가 없다. 또한 위상을 제어하여 출력전압을 제어하기 때문에 입출력 전압 범위가 넓은 토폴로지에 사용 가능한 장점이 있다. 하지만 Full-bridge 구조로 스위치의 손실이 Half-bridge의 두배가 되는 단점이 존재한다. 그럼에도 불구하고 마일드 하이브리드 양방향 LDC에서는 양방향 배터리전압의 입출력 범위가 넓어 LLC나 SRC에 비해 유리한 장점 때문에 PSFB를 1차측 회로로 적용하였다.

3.2 2차측 토폴로지

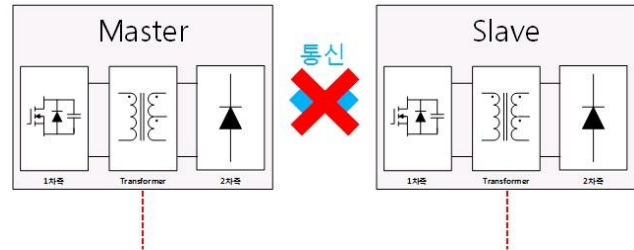
2차측은 양방향 동작을 위해 스위치로 동작이 가능한 토폴로지를 전기적 분석을 통해 선정하였다. 따라서 그림 3과 같이 스위치를 사용한 Full-bridge구조와 Center tap구조 중 저전압 대전류 특성에서 손실을 줄일 수 있는 회로를 적용해야 하며 2개의 모듈로 나누어 소자의 수급이 용이하고 스위치의 도통손실을 줄일 수 있는 병렬구성 방식을 선택하였다.

우선 Full-bridge구조는 양방향 전력변환을 고려하여 요구되는 스위치가 4개로 Center tap구조에 비해 2배 많기 때문에 스위치에서 발생하는 손실도 2배가 되는 단점이 있다. 하지만 Center tap구조에 비해 변압기의 2차측 권선수가 절반이 되어 변압기의 동손 또한 절반이 되는 장점이 있다.

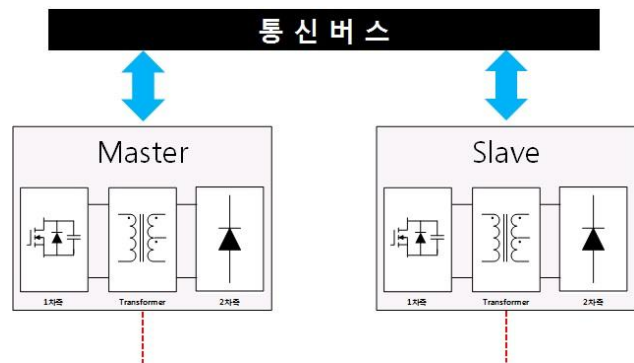
Center tap구조는 스위치가 2개 사용되어 Full-bridge 구조에 비해 절반의 스위치가 사용되어 발생하는 스위



(a) Master/slave control schematic



(b) Droop control schematic



(c) Distributed control schematic

Fig. 5. Control schematics for parallel operation.

치 손실도 절반이 된다. 하지만 2차측 변압기 권선의 길이가 2배가 되어 권선에서 발생하는 동손 또한 2배가 되며 변압기를 설계할 때 중성점을 만들어 줘야하는 단점이 존재한다. 그럼에도 불구하고 마일드 하이브리드용 양방향 LDC의 경우 2차측 변압기에서 발생하는 손실보다 스위치에서 발생하는 손실이 크며 그만큼 방열설비도 작아지는 장점이 있기 때문에 Center tap구조를 사용하는 것이 Full-bridge구조를 사용하는 것보다 효율 및 전력밀도 측면에서 더 유리하다. 따라서 2차측 토폴로지는 Center tap구조를 선정하였다.

최종적으로 적용한 토폴로지는 그림 4와 같이 2차측이 스위치로 구성된 Center tap구조의 PSFB이며 역방향 동작은 Push-pull 동작을 하는 토폴로지이다. Push-pull 동작은 두 스위치의 PWM이 겹쳐지는 구간에서만 1차측에서 2차측으로의 전력전달이 가능하고 유효 듀티를 조절하여 출력전압을 제어한다. 또한 소자의 선택 및 효율적인 측면을 고려하여 병렬구성을 하였다.

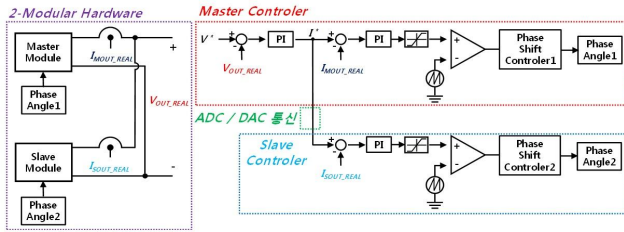


Fig. 6. Parallel control block diagram .

4. 제어기법 선정

선정된 병렬구성 토폴로지를 제어하기 위한 제어기법을 분석하였다. 900W급 모듈 2개를 각각 병렬제어 하였다. 병렬제어기법은 크게 3가지로 나뉘며 첫 번째는 Master/Slave Control방식은 그림 5의 (a)와 같이 구성된다. Master모듈과 Slave모듈 간의 통신을 통해 Master모듈에서 출력전압을 제어하고 Slave모듈에서는 Master 제어기에서 생성한 전류 지령치를 통신을 통해 제공받아 제어하기 때문에 두 모듈사이의 전류오차가 발생하지 않는다. 이 기법은 다른 병렬제어기법에 비해 시스템 구성이 가장 간단한 장점이 있지만 Master 모듈이 이상이 있을 경우 Slave 모듈은 정상적인 제어를 할 수 없는 단점이 존재한다.

Droop Control의 경우 그림 5의 (b)와 같이 Master모듈과 Slave모듈간의 상호 통신은 이루어지지 않지만 Master모듈과 Slave 모듈간의 계급도 존재하지 않는다. 따라서 각각의 모듈이 모두 Voltage와 Current를 제어하며 독립적으로 동작을 하는 제어기법이다. 이는 출력전압 및 전류의 센싱을 받는 부분의 PCB 패턴의 길이에 따라 발생하는 기생 인덕턴스 및 저항성분의 차이로 인해 출력오차가 발생하는 단점이 생긴다. 하지만 Master/Slave Control과 다르게 Master 모듈이 고장 시 Slave 모듈에 영향을 미치지 않아 900W의 전력 변환을 할 수 있는 장점이 있다.

마지막으로 Distributed Control의 경우 그림 5의 (c)와 같이 Master모듈과 Slave모듈의 상호간의 통신이 별도의 통신버스를 통하여 상태 정보를 공유한다. 또한 Master모듈과 Slave모듈의 계급이 존재하지 않으며 Master모듈과 Slave모듈은 모두 Voltage및 Current를 제어한다. 따라서 두 모듈간의 통신 이루어져 출력의 오차가 발생하지 않으며 Master모듈이 고장 시 Slave모듈에 영향을 미치지 않기 때문에 신뢰성이 높은 장점이 있다. 하지만 앞서 소개한 제어방식 중 구현하기 가장 복잡하고 별도의 통신버스가 필요한 단점이 있다.

본 논문에서는 상대적으로 구현이 간단하며 출력전류의 균등제어가 가능한 Master/Slave Control방식을 사용하였으며 그림 6처럼 두 모듈 간 ADC 및 DAC통신을 통해 정보를 공유함으로 Master모듈에 이상신호 인가 시 Slave모듈이 Master모듈로 동작을 가능하게 하여 고장 시에도 절반의 전력의 변환을 가능하도록 하여 시스템

신뢰성을 향상할 수 있도록 제어기를 구성하였다.

5. 시스템 설계

5.1 스위칭 소자 설계

1차측 스위치는 턴 오프상태일 때 V_{IN} 의 전압, 턴 온 상태일 때 0의 전압이 인가된다. 따라서 1차측 스위치는 최대 V_{IN} 전압인 52V에 20%이상의 마진을 고려하여 63V이상의 정격전압을 가진 스위치로 선정하고 도통 손실을 결정하는 파라미터인 $R_{DS(ON)}$ 이 낮으며 기생 커패시턴스가 작은 소자로 선정하였다. 기생 커패시턴스는 턴온 및 턴오프시 발생하는 스위칭 손실에 직접적인 영향을 주는 파라미터로 작을수록 스위치의 턴온 및 턴오프 시간이 짧아져 손실이 적어진다.

2차측은 Center tap구조로 각 스위치의 양단에 인가되는 최대전압은 52V가 걸린다. 따라서 2차측 스위치의 정격전압은 1차측과 동일하게 마진을 고려하여 63V이상의 정격전압을 가진 소자로 선정하였다.

최종 선정한 스위치는 1차측 Infineon社의 IPB80N07S4-05 소자이며 2차측 International Rectifier社의 IRFB4110 소자로 선정하였다. 각 소자의 도통손실을 결정해주는 파라미터인 $R_{DS(ON)}$ 은 각각 5.2m Ω , 3.7m Ω 이다. 따라서 1차측 스위치에서 발생하는 도통손실은 각 스위치마다 1.82W의 손실이 발생하고 2차측 스위치에서 발생하는 도통손실은 각 스위치마다 15.3W 수준으로 허용 가능한 junction온도 범위에서 동작이 가능할 것으로 사료된다.

5.2 변압기 설계

변압기는 절연뿐만 아니라 입출력 전압범위를 만족하는 턴 수 및 1차측 ZVS을 위한 인덕턴스를 제공한다. 변압기를 설계하기 위해서는 코어를 먼저 선정해야한다. 원하는 출력전압의 범위에 따른 턴 비를 먼저 구하고 코어를 선정하게 된다. 코어를 선정하기 위해서는 코어의 사이즈를 정한 후 턴 수에 따른 인덕턴스를 구하게 된다. 코어의 사이즈가 커질 경우 인덕턴스성분이 증가하여 턴 수를 작게 해도 ZVS를 할 수 있는 장점이 있지만 반대로 코어에서 발생하는 손실이 커지는 단점이 있다. 따라서 코어의 손실과 턴 수에 대한 트레이드오프점을 찾아 코어를 설계해야한다.

입출력 전압범위를 고려한 변압기의 턴 비는 2:1:1로 선정하였고 1차측 최고전압 52V조건에서 2차측 최저전압 10V조건 및 1차측 최저전압 40V조건에서 2차측 최고전압 16V를 만족하는 사양이다. 그리고 변압기의 턴 수가 2:1:1인 경우 ZVS에 필요한 인덕턴스를 만족시킬 수 없기 때문에 4:2:2의 턴 수로 선정하였다. 또한 코어는 제조사에서 제공하는 데이터시트와 식 (1)~(4)를 통해 A_l 값 및 B_{MAX} 값을 도출하고 이 값을 고려하여 삼화社의 EE5555S로 선정하였다.

$$L_{MAG} \geq \frac{V_{IN} \cdot (1 - D_{TYP})}{\frac{\Delta I_{Lout} \cdot 0.5}{AI} \cdot f_{SW}} \quad (1)$$

$$AI = \frac{(V_{inmin} - 2 \cdot V_{RDS(ON)}) \cdot D_{MAX}}{V_{out} + V_{RDS(ON)}} \quad (2)$$

$$N_p = \frac{V_{IN} \cdot ph_{eff}}{2 \cdot B_{MAX} \cdot A_c \cdot f_{SW}} \quad (3)$$

$$ph_{eff} = \frac{V_{out}}{V_{IN}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (4)$$

여기서 L_{MAG} 는 변압기의 마그네틱인덕턴스를 말하며 D_{TYP} 은 평균 시비율, A_c 은 코어의 가로 단면적, B_{MAX} 값은 최대전속밀도, AI 값은 인덕턴스상수를 나타낸다. 식을 통해 도출한 최종 B_{MAX} 값은 0.139Tesla이며 AI 값은 1.44로 계산되었다.

5.3 수동소자의 설계

정방향동작시 2차측은 Buck Mode로 동작하며 역방향 동작은 Push-pull Mode로 동작한다. 따라서 2차측의 필터 인덕터는 Buck 컨버터에서의 필터 인덕터와 동일하게 설계가 가능하며 필터 커패시터 또한 동일하게 설계가 가능하다.

2차측 인덕턴스는 표 1에서처럼 출력전류의 리플률을 10%이내로 만족하도록 설계해야하므로 $\pm 5\%$ 이내로 설계하고 식 5를 통해 2차측 인덕턴스 값을 도출한다. 식을 통해 도출한 인덕턴스 값으로 창성社의 데이터시트를 참고하여 코어의 종류와 재질을 선정한다. 선정한 코어는 페라이트 코어 중 High flux재질의 코어이며 코어 사이즈는 468mm로 선정하여 최종 선정된 코어는 CH468125모델이다.

2차측 필터 커패시턴스는 표 1에서처럼 출력리플전압 10%이내로 만족하도록 설계해야한다. 정방향 동작 시 2차측은 Buck mode로 동작하므로 커패시턴스는 Buck 컨버터에서 출력커패시턴스를 구하는 식 6을 통해 도출할 수 있다. 커패시터를 선정할 때 중요한 요소인 ESR은 등가직렬저항으로 커패시터에서 발생하는 손실에 관한 파라미터이며 커패시터에 흐르는 전류리플을 만족하도록 선정해야한다.

역방향 동작 시 Boost mode로 동작하여 1차측 입력 커패시턴스는 Boost 컨버터의 출력커패시턴스와 동일하므로 식7을 통하여 도출하여 커패시턴스를 만족하고 ESR이 작으며 흐르는 전류리플을 만족하는 커패시터를 선정해야한다.

$$L_{filter} = \frac{1}{\Delta I_L} \cdot V_{out} (1 - ph_{eff}) \cdot \frac{1}{f_{sw}} \quad (5)$$

$$C_{filter} \geq \frac{V_{out} \cdot (1 - ph_{eff})}{8 \cdot L_{out} \cdot \Delta V_{out} \cdot f_{sw}} \quad (6)$$

$$C_{IN} \geq \frac{I_{INMAX} \cdot ph_{eff}}{\Delta V_{out} \cdot f_{sw}} \quad (7)$$

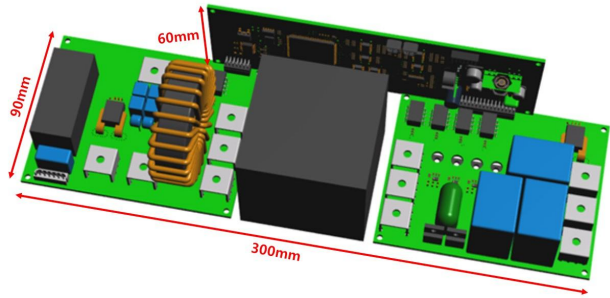


Fig. 7. 3D design of developed LDC (single module).

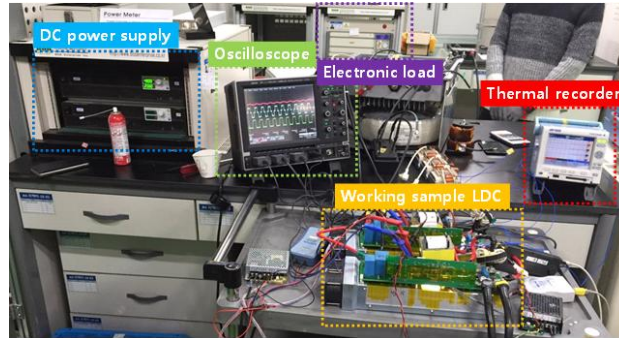


Fig. 8. Test setup.

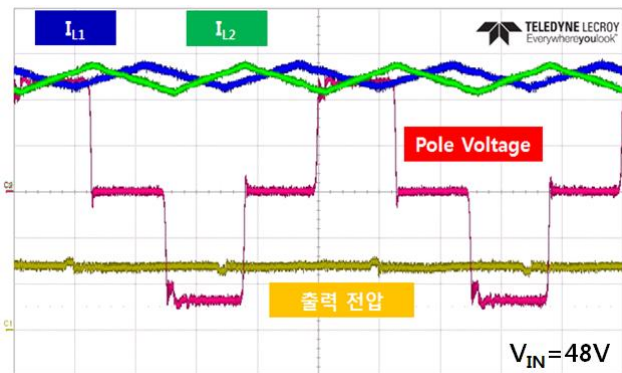


Fig. 9. Key waveform for forward parallel operation.

입력 커패시터와 필터 커패시터는 빠른 주파수 특성 및 고주파 필터링, 순시적 에너지 버퍼를 위한 목적으로 모두 필름 커패시터로 선정하였으며 성능 평가 시 DC power supply와 Electronic load를 사용하여 안정적인 동작을 위해 추가하였다.

최종적으로 식을 통해 도출한 필터인덕턴스는 5uH, 필터커패시턴스는 10uF, 입력커패시턴스는 240uF이다. 따라서 각각 마진을 고려하여 6uH, 13.2uF, 300uF을 사용하였다.

6. 실험 결과

하드웨어는 그림 7과 같이 Working sample수준으로 가로 300mm, 세로 90mm, 높이 60mm로 전력밀도는

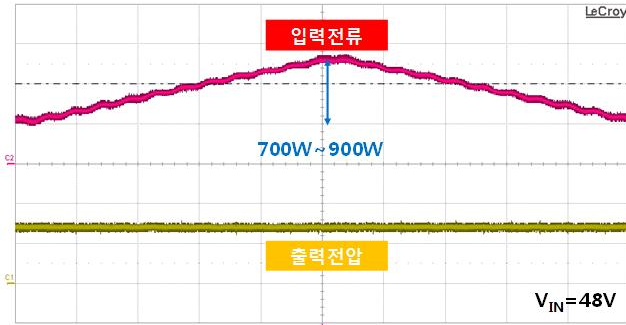


Fig. 10. Load regulation for forward operating.

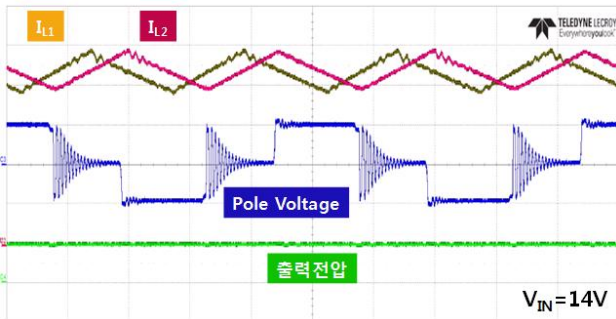


Fig. 11. Key waveform for reverse parallel operation.

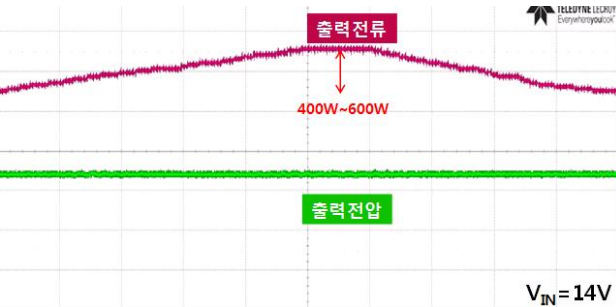


Fig. 12. Load regulation for reverse operating.

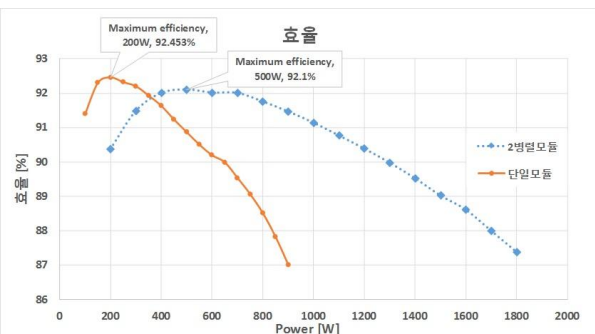


Fig. 13. Entire system efficiency.

560W/1를 달성하였고 실험을 위한 세트는 그림 8과 같이 구성하였다.

정방향 실험은 PSFB모드로 동작하며 그림 9는 전부하일 때 병렬제어 기법을 적용한 두 Module의 주요파형을 보여준다. 전부하에서 Master module에 출력전류는 65.3A이며 Slave module에는 64.6A가 흐르고 병렬제어



Fig. 14. Maximum efficiency.

를 통한 전류편차는 약 1.2%수준으로 이는 센싱부의 기생인덕턴스 및 제어지령치의 오차로 보인다. 그림 10은 부하전류를 가변시킬 때 출력전압이 일정하게 제어되는 제어의 안정도 및 신뢰성을 입증하는 Load regulation을 수행하였을 때 파형이며 부하를 700W ~ 900W까지 가변 하여도 출력전압은 일정하게 14V로 제어되는 것을 보여준다. 그림 9와 10으로 정방향 동작 시 신뢰성 있는 Master/Slave 병렬제어가 이루어짐을 확인 할 수 있다.

역방향 실험은 Push-pull모드로 동작하며 그림 11을 통해 역방향 동작 시 Master module에서 13.3A의 출력전류가 흐르고 Slave module에는 13.8A의 출력전류가 흘러 전류편차는 약 4%로 신뢰성 있는 병렬제어가 이루어짐을 알 수 있다. 그림 12는 역방향 동작 시 Load regulation을 수행하였을 때 파형이며 400W ~ 600W까지 가변 하였을 때 출력전압이 14V로 일정하게 제어되는 것을 확인 할 수 있었다.

효율을 측정하기 위하여 Yokogawa Electric社의 전력분석기(WT1800)를 통하여 측정하였다. 전체적인 효율은 그림 13과 같으며 전 영역에서 87%이상의 효율을 달성하였고 최고 효율은 단일모듈 운전에서는 그림 14에서 처럼 200W인 지점에서 92.45%로 측정되었고 병렬모드로 운전 시에는 500W에서 92.1%의 효율을 달성하였다.

LDC의 효율은 차량의 연비와 관련 요소로 차량의 공인연비 측정 시 최고연비 도출 조건에 맞도록 설계되어야 한다. 차량의 연비와 LDC의 효율관계는 LDC 효율 약 30%내외의 지점에서 최고연비를 기록하기 때문에 30%내외의 LDC 부하조건에서 최고효율을 나타내도록 설계되어야 하는데 본 논문에서 설계된 LDC의 최고효율은 약 27.7%의 부하조건에서 나타나므로 설계에 타당성을 검증하였다.

7. 결 론

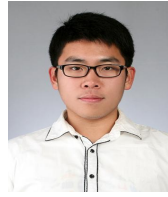
본 논문에서는 마일드 하이브리드 차량용 양방향 LDC의 설계방법 및 제어기법을 제안하였다. 제시한 설계방법으로 Working sample수준의 하드웨어를 제작하였으며 실험을 통해 제안한 제어기법 및 설계의 타당성을 검증하였다.

을 검증하였다. 개발된 LDC는 단일모듈에서는 200W 조건에서 92.45%의 최고효율을 획득하였으며 병렬모드에서는 500W 조건에서 92.1%의 최고효율을 획득하고 560W/1의 고전력밀도를 달성하였다.

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국 연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구 사업임.(NO.NRF-2013R1A1A1076109)

References

- [1] C. H. Kang, K. M. Kim, K. H. Lee, and H. J. Kim, "Development of a 1.5 kW digital controlled DC-DC converter for mild hybrids," *IEEE International Telecommunications Energy Conference(INTELEC)*, Vol. 33, No. 1, pp. 1-5, Oct. 2011.
- [2] A. Ogale, B. Sarlioglu and Y. Wang, "A novel design and performance characterization of a very high current low voltage dc-dc converter for application in micro and mild hybrid vehicles," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, pp. 1367-1374, Mar. 2015.
- [3] O. Garcia, P. Zumel, A. De Castro, and J. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, pp. 578-586, May 2006.
- [4] T. Teratani, K. Kuramochi, H. Nakao, T. Tachibana, K. Yagi, and S. Abou, "Development of toyota mild hybrid system (THS-M) with 42V PowerNet," *IEEE In Electric Machines and Drives Conference*, Vol. 1, No 1, pp. 3-10, Jun. 2003.
- [5] B. H. Lee, D. H. Shin, H. S. Song, J. B. Jeong, H. J. Kim, and B. W. Kim, "The dynamic control of hybrid energy storage system for mild HEV," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 796-801, Sep. 2007.



김현빈(金鉉彬)

1989년 10월 17일생. 2015년 대전대 전기공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



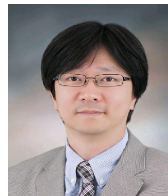
정재웅(鄭在雄)

1993년 11월 13일생. 2016년 대전대 전기공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



배성우(裵晟佑)

1978년 6월 30일생. 2006년 한양대 전자전기컴퓨터공학부 졸업. 2009년 The University of Texas at Austin 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(공학박). 2012년~2013년 삼성종합기술원 MD연구소 Power Lab 전문연구원. 2013년~현재 영남대 전기공학과 조교수.



김종수(金鍾秀)

1975년 3월 5일생. 2008년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(공학박). 2011년~2012년 서일대 전기과 강의교수. 2012년~2013년 삼성종합기술원 MD연구소 Power Lab 전문연구원. 2013년~현재 대전대 전기전자통신공학부 조교수. 당 학회 학술위원.