

# 1.8kW급 마일드하이브리드 차량용 양방향 LDC의 병렬제어 구현

김현빈<sup>1</sup>, 김종수<sup>1+</sup>, 진선우<sup>2</sup>, 김정태<sup>2</sup>, 배성우<sup>2+</sup>  
 대전대학교<sup>1</sup>, 영남대학교<sup>2</sup>

## Implementaion of 1.8kW bi-directional LDC with Parallel Control for Mild Hybrid Electric Vehicle

Hyun-Bin Kim<sup>1</sup>, Jong-Soo Kim<sup>1+</sup>, Sun-Woo Jeon<sup>2</sup>, Jeong-Tae Kim<sup>2</sup>, Sung-Woo Bae<sup>2+</sup>  
 Daejin University<sup>1</sup>, Yeungnam University<sup>2</sup>

### ABSTRACT

본 논문에서는 마일드하이브리드 차량용 양방향 LDC의 동작 신뢰성 향상을 위해 2병렬 구성된 1.8kW급 LDC의 설계 및 제어에 대해 기술한다. 양방향 LDC 구현을 위한 최적 회로방법 및 병렬 구동을 위한 제어 방법에 대해 고찰하고 Working Sample 수준의 실험세트 제작내용 및 실험 결과를 제시한다.

### 1. 서 론

마일드하이브리드 자동차는 통상 10[kW]내외의 출력을 가지며 정차 시 Idle Stop&go기능 및 출발 시 기동을 지원해주는 Launch Assist 기능을 가지는 차세대 이동수단이다. 이는 Power Assist용 48V 저전압 배터리와 14V 보조 배터리로 구성된다. 마일드하이브리드 자동차는 시스템 전압으로 48V를 사용하지만 가격적인 측면을 고려하여 일부 시스템에서는 기존 14V 시스템을 채택하기 때문에 48V와 14V 둘 다 사용하는 Dual System을 적용한다. 따라서 배터리의 상호충전이 가능해야하므로 양방향 DC-DC Converter가 요구되며 차량 내 탑재되므로 내환경특성(온도특성등)을 만족해야한다.<sup>[1]</sup>

따라서 본 논문에서는 Mild Hybrid시스템에 적합한 Topology에 대해 고찰하고 고효율/고전력밀도 구현 및 48-14V 양방향 동작특성 구현을 위한 Topology중 PSFB(Phase Shift Full Bridge)를 선택하였다. 신뢰성 및 전력밀도 향상을 위한 병렬회로 구성 및 제어알고리즘적용을 통해 0.56kW/1의 고전력 밀도와 92.5%의 효율 그리고 병렬제어 등을 구현하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 토폴로지 및 제어 기법 고찰

양방향 LDC의 1차측 Topology는 고효율 및 고전력밀도가 가능한 공진형 Topology로 설계한다. 이는 고주파 스위칭 동작이 가능하고 Soft Switching을 통한 효율향상을 기대할 수 있고 고전력밀도화가 가능한 장점이 있다. 표1과 같은 사양으로

Table 1 1.8kW bi-directinal LDC Design Parameters

Parameters	Specification	Parameter	Specification
용량	1.8 [kW]	입력최대전류	41.25 [A]
입력전압	48 [V]	출력최대전류	128.6 [A]
출력전압	14 [V]	스위칭 주파수	100 [kHz]
예상평균효율	90 [%]	최고효율	92 [%]

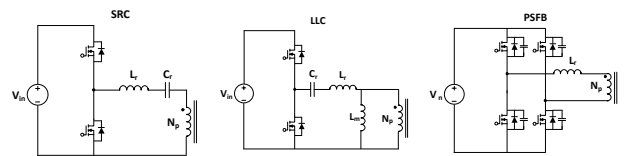


그림 1 1차측 Topology 비교  
 Fig. 1 Comparison of Primary Topology

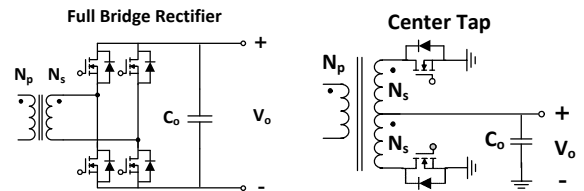


그림 2 2차측 Topology 비교  
 Fig. 2 Comparison of Secondary Topology

로 설계를 하며 1차측 Topology는 그림1과 같이 3가지의 공진형 컨버터 중 전기적 사양을 분석하여 선정하였다.<sup>[3]</sup>

SRC는 경부하 영역에서 충전할 때 스위칭주파수가 급격하게 증가하는 단점이 있고 LLC는 입출력전압 범위가 넓은 시스템에서 스위칭주파수의 제어범위가 넓어지기 때문에 사용하기 힘든 단점이 있다. 따라서 스위치의 기생 Capacitance와 Transformer의 Lk의 공진을 이용하여 ZVS가 가능하며 입출력전압 범위가 넓은 PSFB를 1차측 Topology로 선정하였다.

2차측은 저전압, 대전류의 구조이기 때문에 손실을 최소화하기 위한 Topology가 필요하다. 따라서 그림 2와 같은 2가지 Topology의 특성을 분석하여 선정하였다. Full-Bridge Rectifier의 경우 Diode의 수가 4개이기 때문에 다이오드의 손실이 크지만 변압기의 동손이 센터탭의 1/2 인 장점이 있다. 반면 센터탭의 경우 Diode의 수가 Full-Bridge Rectifier의 반으로 다이오드의 손실은 1/2 이 되지만 변압기의 동손은 Full-Bridge Rectifier의 2배가 된다. 하지만 다이오드의 손실이 변압기의 손실에 비해 크기 때문에 센터탭을 선정하여 전체적인 회로구성은 그림3의 우측과 같이 구성된다.

#### 2.2 1.8kW 양방향 LDC 설계

양방향 LDC의 입출력 가변범위에 따라 Transformer의 설계가 가능하다. 특히 Transformer의 턴 비 및 Core의 사이즈가 주요 설계요점이 되는데 턴 비는 스위칭 주파수, B<sub>MAX</sub> 및 입출력전압에 의해 결정된다. Core의 사이즈는 증가할수록 요구되는 턴 수가 감소하지만 Core loss가 커지는 단점이 있다.

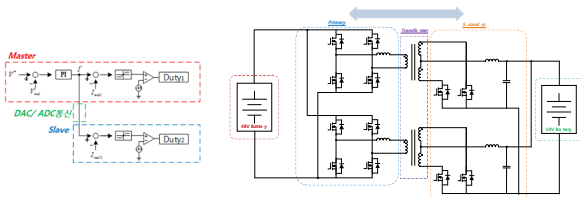


그림 3 시스템 주요 회로 구성 및 제어 알고리즘  
Fig. 3 Main system circuit and Control algorithm

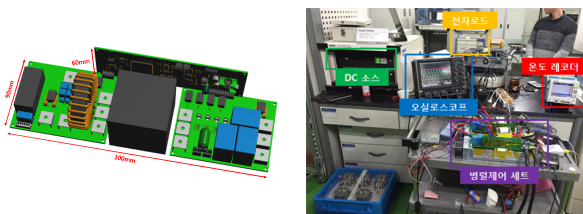


그림 4 Working Sample 및 Test Setup  
Fig. 4 Working Sample and Test Setup

이러한 장단점을 종합하여 선정된 Core는 EE5555S를 사용하고 턴 비를 4:2:2로 선정하였고 이때 손실은 약8W가 되었다.

스위치는 손실에 비례하는 주요 Parameter인  $R_{ds(on)}$ 을 고려하여 선정을 하며 1차측 스위치는 양단에 걸리는 전압이  $V_{in}(48V)$ 이 되고 흐르는 전류는 18.75A가 되므로 스위치는 75V/80A급 스위치인 Infineon사의 IPB80N07S4-05 Model을 사용하였고 2차측 스위치는 양단에 걸리는 전압이 48V이고 흐르는 전류는 64.3A이므로 100V/120A급 스위치인 International Rectifier사의 IRFB4110PbF Model을 사용하였다. 스위치의 도통손실은  $I^2 * R_{ds(on)}$ 로 정의되고 따라서 1차측 스위치의 도통손실은 1.82W, 2차측 스위치의 도통손실은 18.61W가 된다.

또한 신뢰성 향상을 위한 병렬제어 기술이 요구되는데 Master/Slave Control방법 및 Droop Control방법 중 동작특성을 분석하여 최적화된 제어방법을 선택하였다. Master/Slave Control방법은 시스템구성이 Droop Control방법에 비해 쉽다는 장점을 가지지만 Master에서는 Voltage와 Current를 둘다 제어하고 Slave에서는 Current만 제어하기 때문에 Master가 고장 시 전압제어에 이상이 발생해 전체 시스템이 다운되는 단점을 갖는다. Droop Control방법은 Master와 Slave간의 상호통신이 이루어지지 않지만 Master와 Slave에서 Voltage와 Current를 둘다 제어하는 방법으로 인덕턴스 및 저항성분의 차이로 인해 출력의 오차가 발생할 수 있는 단점이 있지만 Master가 고장 시 Slave에서도 Voltage와 Current제어를 하기 때문에 전체 시스템이 다운되지 않는 장점이 있다. 따라서 구현이 용이한 Master/Slave Control방식을 채택하고 Master에 이상이 생겼을 경우 Slave를 Master로 대체하는 제어방식을 추가하여 그림3의 좌측과 같은 알고리즘을 사용하였다. 이는 기존 Master/Slave Control과 다르게 Master가 고장 나도 Slave가 Master의 역할을 대체하기 때문에 고장 시에도 한 모듈(90W)은 동작이 가능한 장점이 있다.

### 2.3 실험결과

만들어진 하드웨어는 Working Sample수준으로 그림4의 좌측과 같은 크기(가로 300mm, 세로 90mm, 높이 60mm)로 구성되었으며 0.56kW/1의 전력밀도를 달성하였다.

정방향 실험은 전부하일 때 Master Module에 65.3A가 흐르며 Slave Module에 64.6A가 흘러 전류편차가 1.2%수준으로 발생하여 병렬제어가 성공적으로 실행되는 것을 확인할 수 있었

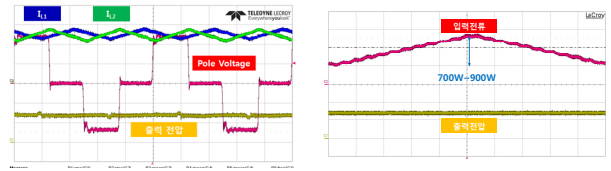


그림 5 정방향 Closed Loop 주요 파형  
Fig. 5 Forward operation Closed Loop major wave

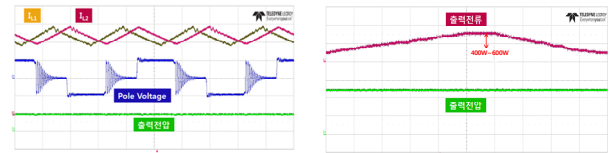


그림 6 역방향동작 Closed Loop 주요 파형  
Fig. 6 Reverse operation Closed Loop major wave

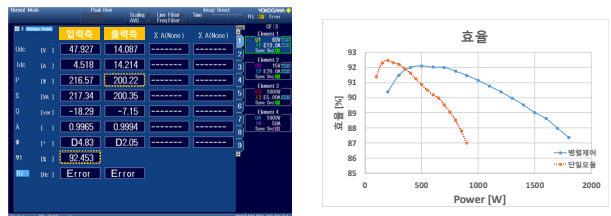


그림 7 최고효율 및 효율곡선  
Fig. 7 Highest efficiency and the efficiency curve

고. 우측의 그림은 Load를 700W~900W까지 변경하였을 때 출력전압이 일정하게 제어 되는 것을 보여준다.

그림 6의 좌측에서 보는 것과 같이 역방향 실험도 정방향 실험과 동일하게 2차측 인덕터의 전류가 Master Module의 경우 13.3A가 흐르며 Slave Module에서는 13.8A가 흐르는 것을 볼 수 있었다. 즉 전류편차가 4% 이내로 발생하여 병렬제어가 성공적으로 실행되는 것을 확인할 수 있었고 그림6의 우측의 그림은 역방향 동작시의 Load Regulation파형을 보여주며 400W~600W까지 출력전류를 변경하였을 때 출력전압이 일정하게 48V로 제어가 되는 것을 확인할 수 있었다.

또한 전력분석기(WT2000)를 통한 효율은 그림 7의 우측과 같은 효율곡선 그래프를 가지고 최대 효율은 모듈이 200[W]인 지점에서 92.45%의 효율을 달성하였다.

## 3. 결론

마일드하이브리드용 양방향 DC-DC Converter는 양방향으로 동작을 하는 특성과 하드웨어의 신뢰성이 중요하다. 따라서 모듈화를 통한 병렬제어로 신뢰성을 높였으며 전기적인 분석을 통하여 양방향 동작을 위한 최적 Topology를 선정하고 Working Sample수준의 하드웨어 제작을 통해 전력밀도 1.8[kW/l]를 달성하였으며 최대 효율 92.45[%]를 달성하였다.

## 참고 문헌

[1] GARCÍA, Oscar, et al. Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2006, 21:3: 578-586.