

Wide Band Gap 소자를 적용한 철도차량용 보조전원장치에 관한 연구

최연우¹, 이병희[†]

A Study on the Auxiliary Power Supply for the Railway Vehicle by Using Wide Band Gap Device

Yeon-Woo Choi¹ and Byoung-Hee Lee[†]

Abstract

In this paper, an auxiliary power supply (APS) for railroad cars is proposed. The APS can reduce the number of devices required to supply power through structural modification and operates at a high switching frequency by application of a SiC device. The voltage stress on the device in the proposed circuit can be reduced to less than half of the input voltage of the system; thus, a device with low breakdown voltage can be designed. By adapting a SiC device instead of an IGBT device, the proposed circuit can reduce switching and conduction losses and operate at a high switching frequency, thereby reducing output voltage and inductor current ripples in the proposed circuit. The theoretical analysis results of the proposed APS are verified with a 40 kW computer-based simulation and a 2 kW experiment.

Key words: APS(Auxiliary Power Supply), Sic device, Single switch boost converter, Wide-band-gap

1. 서 론

19세기 철도차량이 생겨나면서 대량의 자원이나 화물의 이동이 가능해 졌으며, 석탄, 가솔린, 디젤 등 화석 에너지를 대신하여 전기 에너지를 이용한 수송수단이 개발되면서 화석연료의 고갈과 환경오염을 유발하는 매년 배출이 줄어들고 있다. 또한, 수송을 목적으로 시작하였으나 산업화의 발전에 따라 철도산업에 접목되면서 승객의 다양한 요구에 따른 서비스를 제공하기 위하여 철도차량의 개발이 지속적으로 이루어지고 있다^[1].

가선의 전압을 이용하여 철도차량의 구동 전원을 제외한 출입문 개폐, 객실 조명, 에어컨과 같은 편의시설에 전기 에너지를 공급하는 장치를 보조전원장치 라고 한다. 보조전원장치는 기차 외부에 장착하여 전력을 공

급하는 방식이며, 편의 시설의 증가에 따른 전원장치의 용량 증가로 인해 보조전원장치의 크기도 증가하게 되었다^{[1]-[4]}. 전원장치의 경량화 및 효율 증대를 위해서는 소자의 개수 저감이 가능한 구조의 채택이나 스위칭 손실 및 도통 손실이 적은 소자의 적용을 통하여 효율을 증가시키고, 스위칭 주파수를 높여 인덕터 및 변압기, 커패시터와 같은 수동 소자의 크기를 줄이는 방법이 있다. 하지만 기존 보조전원장치 회로는 높은 전압으로 인해 다수의 소자를 적용하였으며, IGBT를 스위칭 소자로 적용 하면서 Tail Current 현상으로 인해 스위칭 주파수를 수 kHz로 제한하였다. 이는 MOSFET를 적용함으로써 해결할 수 있지만 높은 전압으로 인해 사용할 수 있는 소자 선정에 제약이 있다.

본 논문에서는 회로의 구조적 변경을 통해 소자 개수 저감이 가능하며, IGBT 소자의 단점을 보완하기 위해 최근 다양한 전력변환회로에 적용되고 있는 Wide-Band-Gap(WBG) 소자인 SiC(Silicon Carbide) 소자를 적용한 철도차량용 보조전원장치를 제안한다. 제안 회로는 구조적 변경을 통해 부스트 컨버터의 전압 스트레스 저감이 가능하며, 이에 따른 소자 개수 저감에 따른 시스템의 소형화 및 효율 증대가 가능할 수 있다. 또한, SiC MOSFET은 Si MOSFET 보다 높은 항복 전압을 갖기

Paper number: TKPE-2018-23-3-3

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

[†] Corresponding author: bhlee@hanbat.ac.kr, Dept. of Electronics & Control Eng., Hanbat National University
Tel: +82-42-821-1170 Fax: +82-42-821-1164

¹ Dept. of Control and Instrumentation Eng., Hanbat National University

Manuscript received Jan. 23, 2018; revised Feb. 10, 2018; accepted Mar. 14, 2018

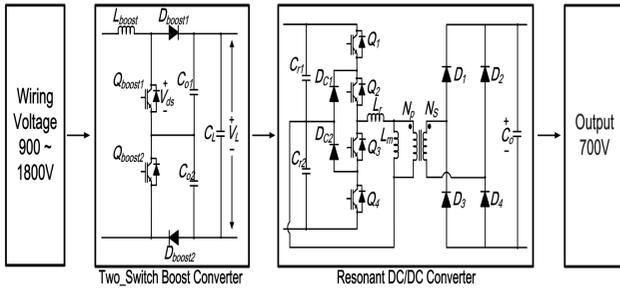


Fig. 1. Structure of the conventional auxiliary power supply.

때문에 높은 전압에 적용함에 있어 회로 구성에 자유도가 있으며, IGBT 소자와 비교하여 스위칭 주파수를 높일 수 있기 때문에 변압기, 인덕터 및 커패시터와 같은 수동 부품의 크기를 감소시킴으로써 전력 변환회로의 소형화가 가능하다.

2. 기존의 철도차량용 보조전원장치

그림 1은 기존의 철도차량용 보조전원장치의 구조이다. 가선으로부터 공급되는 입력전압은 900V~1800V의 넓은 변동 범위를 가지며, Boost 컨버터를 통해 링크 전압 V_L 로 승압 및 고정 변환된다. V_L 은 LLC 공진형 DC/DC 컨버터를 통하여 최종 700V의 고정 출력전압인 V_O 로 변환된다. 만약 V_L 의 변동 범위가 넓은 경우 고정 출력전압을 얻기 위하여 LLC 공진형 DC/DC 컨버터는 스위칭 주파수의 변동 범위가 증가하게 된다. 스위칭 주파수의 폭넓은 변화는 시스템 최적화를 어렵게 만든다. 하지만 기존 보조전원장치는 Boost 컨버터의 동작에 따라서 LLC 공진형 DC/DC 컨버터는 일정한 스위칭 주파수에서 동작할 수 있도록, V_L 은 넓은 입력전압 변동에도 불구하고 1800V로 제어된다.

기존의 보조전원장치에서 Boost 컨버터는 스위칭 소자의 전압 스트레스를 줄이기 위하여 스위칭 소자인 MOSFET를 직렬로 연결한 구조를 적용하며, Diode도 동일한 목적을 위하여 두 개의 소자가 적용된다. 하지만 소자의 직렬연결에 따라 도통 경로의 부품 수가 증가하므로 도통 손실이 증가하게 되며, 전력변환회로의 부피 또한 증가한다. 또한, IGBT의 turn-off 시 발생하는 Tail Current 현상으로 인해 스위칭 주파수를 높이는 것에는 한계가 있으며, 이로 인해 인덕터 전류 리플 및 출력 전압 리플이 증가한다. 그러므로 회로의 효율 증대나 전류 리플 또는 전압 리플의 저감을 위해서는 스위칭 소자의 전압 스트레스를 줄여 소자의 개수를 줄이고, 스위칭 주파수의 증가가 필요하게 된다.

3. 제안하는 철도차량용 보조전원장치

그림 2는 제안하는 철도차량용 보조전원장치의 구조이다. 제안회로는 가선으로부터 공급되는 900V~1800V

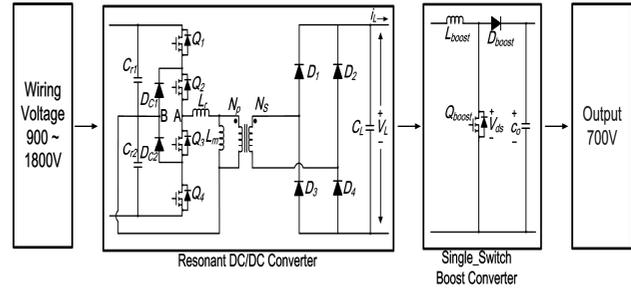


Fig. 2. Structure of the proposed auxiliary power supply.

의 입력전압을 LLC 공진형 DC/DC 컨버터를 통해 2차 측 V_L 로 변압기 턴 비에 따라 변환되며, Boost 컨버터를 통해 700V의 V_O 을 얻는 구조이다. 기존의 보조전원장치와 같이 LLC 공진형 DC/DC 컨버터는 일정한 스위칭 주파수로 동작하며, Boost 컨버터의 듀티 제어에 의해 고정 출력전압이 유지된다. 따라서 LLC 공진형 DC/DC 컨버터의 기본 동작은 기존의 LLC 공진형 DC/DC 컨버터의 동작과 동일하다. C_{r1} , C_{r2} 는 스위칭 소자의 동작에 따라 입력전압의 1/2 크기의 전압이 평균적으로 인가되며, D_{C1} , D_{C2} 는 스위칭 소자의 전압 스트레스를 입력전압의 1/2로 제한하기 위해 사용된다. 고정 듀티비와 고정 스위칭 주파수로 동작하는 LLC 공진형 DC/DC 컨버터를 통해 표1에 제시된 변압기의 턴 비에 따라 350V~700V 범위의 V_L 로 변환된다. 회로도에서 L_m 은 변압기의 자화 인덕턴스이며, L_r 은 누설 인덕턴스를 포함한 공진 인덕턴스이다. 입력전압의 변동에 따라 변화하게 되는 V_L 은 Boost 컨버터의 스위치 Q_{boost} 의 듀티 제어를 통해 승압 되어 700V의 고정 V_O 를 얻게 된다.

제안하는 철도차량용 보조전원장치는 기존의 회로와 비교하여 Boost 컨버터 스위칭 소자의 전압 스트레스는 구조적 변경에 따라 1800V에서 700V로 감소한다. 따라서 기존 회로의 경우에는 두 개의 스위칭 소자의 적용이 필요하지만 제안 회로에서는 단일 스위칭 소자를 이용하여 구현이 가능하다. 그러나 회로의 전류 스트레스가 증가하므로 전류 RMS 증가에 따른 도통 손실이 증가하게 된다. 이러한 문제는 SiC MOSFET을 최종적으로 적용함으로써 도통 손실 증가로 인한 문제를 완화할 수 있다.

4. 제안하는 철도차량용 보조전원장치의 설계 고려 사항

입력전압 V_{in} 과 LLC 공진형 DC/DC 컨버터의 링크 전압 V_L 사이의 관계는 $Q_1 \sim Q_4$ 의 스위칭 소자가 LLC 공진형 DC/DC 컨버터의 공진 주파수를 고정 스위칭 주파수로 하며 고정 듀티비로 동작하므로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$V_L = V_{in} \cdot n \cdot \frac{1}{2} \quad (1)$$

따라서 V_L 은 입력에 따라 변동하게 되므로 V_O 는 Boost 컨버터의 스위칭 소자인 Q_{boost} 의 듀티비 제어에 의해 제어되어야 한다. LLC 공진형 DC/DC 컨버터의 공진 주파수는 (2)에 의해 결정된다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r)C}} \quad (2)$$

여기서 L_r 은 앞서 정의된 것과 같이 변압기의 누설 인덕턴스를 포함한 공진 인덕턴스이며, L_m 은 변압기의 자화 인덕턴스, C 는 C_{r1} , C_{r12} 의 등가 커패시턴스이다. Boost 컨버터의 V_O 는 L_{boost} 가 연속전류모드 (Continuous-Conduction-Mode, CCM)에서 동작하는 경우에 식 (3)을 통하여 나타낼 수 있다.

$$V_O = \frac{1}{1-D} \cdot V_L \quad (3)$$

여기서 D 는 Q_{boost} 의 듀티비이다. 또한 L_{boost} 의 평균전류 I_L 는 식 (4)나 식 (5)로 표현할 수 있다.

$$I_L = \frac{V_O \cdot I_O}{V_L} \quad (4)$$

$$I_L = \frac{V_O \cdot I_O}{V_L} \cdot \frac{1}{R_O} \quad (5)$$

L_{boost} 의 전류 리플 Δi_L 은 스위칭 주파수의 역수인 스위칭 주기 T 를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta i_L = \frac{V_L}{L}DT \quad (6)$$

식 (6)으로부터 동일한 인덕턴스 조건에서 스위칭 주파수가 증가하는 경우 전류 리플을 낮출 수 있음을 알 수 있다. 전류 리플이 줄어들수록 전류의 실효값 저감뿐만 아니라 도통 손실의 저감도 가능하게 된다. 동일 수식으로부터 높은 스위칭 주파수 동작을 통하여 동일 전류 리플 조건에서는 필요한 인덕턴스를 감소시킬 수 있게 된다.

출력 커패시터 C_O 의 출력전압 리플 ΔV_O 는 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta V_O = \frac{1}{C_O} \cdot DT \cdot I_O \quad (7)$$

식 (7)으로부터 ΔV_O 는 동일 커패시턴스 조건에서 스위칭 주파수를 증가시키므로써 감소됨을 알 수 있다. 인덕턴스의 경우와 유사하게 스위칭 주파수를 증가시키므로써 C_O 의 커패시턴스를 저감할 수 있음을 알 수 있다.

TABLE I
SIMULATION SYSTEM SPECIFICATIONS

Part	Conventional	Proposed
Input Voltage (V_{in})	900V~1800V	900V~1800V
Output Voltage (V_o)	200V~700V	200V~700V
Link Voltage (V_L)	400V~1800V	400V~700V
Output Power (P_o)	2kW~40kW	2kW~40kW
Switching Frequency (F_s)	8kHz	16kHz
Transformer Turn Ratio ($N_P : N_S$)	1.3 : 1	1.3 : 1

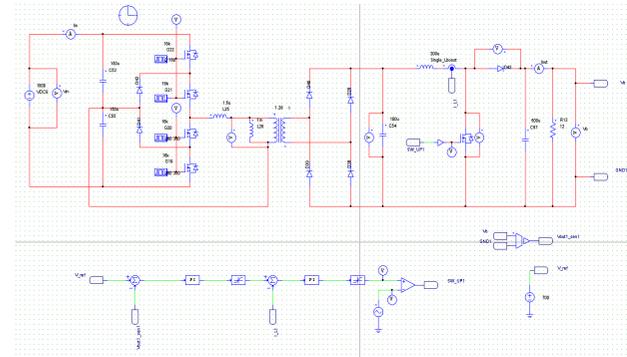


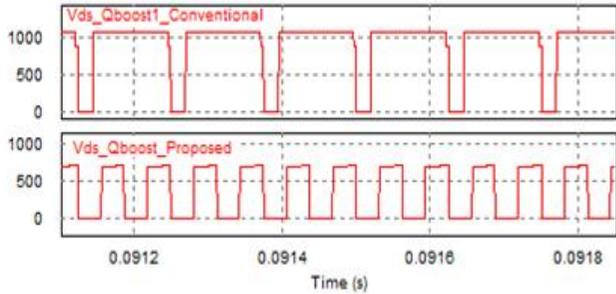
Fig. 3. Simulation circuit diagram.

$$N_{P_{min}} = \frac{V \cdot D \cdot 10^8}{A_e \cdot \Delta B \cdot F_s} \quad (8)$$

식 (8)은 변압기 설계시 적용되는 변압기 1차 측의 최소 턴 수이며, 이 또한 앞서 설명된 인덕턴스 및 커패시턴스처럼 스위칭 주파수 증가에 따라 턴 수를 줄일 수 있다. 제시된 수식들을 바탕으로 제안 회로는 스위칭 주파수 증가를 통하여 기존 회로보다 동일한 인덕턴스 및 커패시턴스를 적용하는 경우에도 L_{boost} 의 전류 리플 및 C_O 의 출력전압 리플을 줄일 수 있다. 변압기의 1차 측 최소 턴 수 또한 줄일 수 있다.

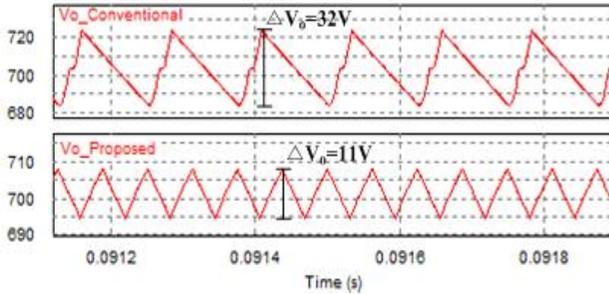
5. 시뮬레이션

제안된 회로의 특성을 PSIM을 활용한 시뮬레이션을 통해 검증한다. 표 1은 시뮬레이션 및 실험에서 적용한 시스템 사양을 나타낸다. 모든 소자는 PSIM에서 제공하는 기본 블록을 사용하여 구성하였으며, 각 소자의 데이터시트를 통해 손실 성분을 반영하였다. 또한, 제안 회로와 기존 회로의 비교를 위하여 스위칭 주파수를 제외한 동작 조건은 동일한 상황에서 검증을 진행한다. 스위칭 주파수의 차이는 SiC 소자 적용에 따른 스위칭 주파수의 증가로 인해 발생한 것이다. Boost 컨버터 회로의 검증 진행 시 실제 V_{in} 범위인 900V~1800V에서의 기존 회로의 실험적인 검증의 어려움으로 인하여 400V 조건에서 실험적인 검증을 진행하였다. 해당 동작 조건에 대



(a) Switch voltage of boost converter

(b) Inductor current of boost converter



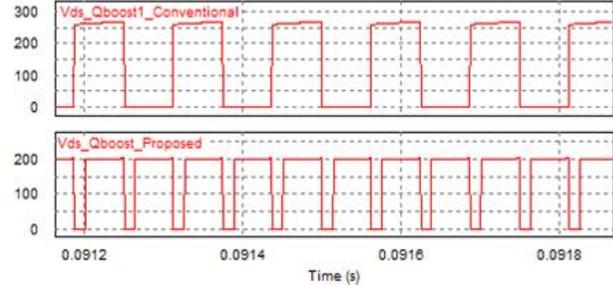
(c) Output voltage

Fig. 4. Simulation results @ 1800V condition.

한 실험적 검증 결과의 타당성 확보를 위하여 동일 조건에서 시뮬레이션에서 검증을 진행하였다. 그림 3은 시뮬레이션에서 활용한 제안 회로를 나타낸다.

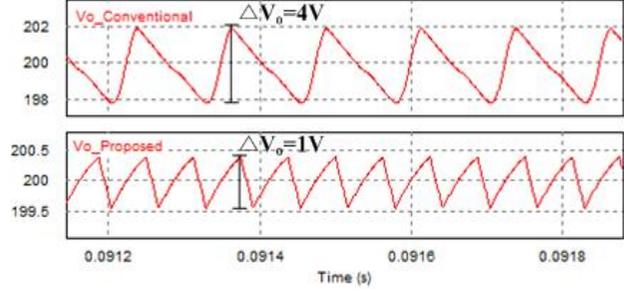
그림 4와 그림 5는 입력전압 1800V, 400V의 조건에서의 시뮬레이션 결과를 각각 나타낸다. 그림 4 (a)는 Boost 컨버터 스위치 Q_{boost} 의 양단 전압이며, Q_{boost} 의 전압 스트레스가 기존 회로보다 낮아진 것을 확인할 수 있다. 그림 4 (b)를 통해 스위칭 주파수 증가에 따른 인덕터 전류 리플 저감을 확인할 수 있다. 그림 4 (c)는 스위칭 주파수 증가에 따른 출력전압 리플이 낮아지는 것을 나타낸다. 그림 5 (a), 그림 5 (b), 그림 5 (c)로부터 제안 회로는 400V 조건에서도 Q_{boost} 의 전압 스트레스, 인덕터 전류 리플 및 출력 전압 리플이 낮아짐을 확인할 수 있다.

시뮬레이션을 통하여 구조적 변경에 따른 Q_{boost} 의 전압 스트레스 저감과 SiC 소자 적용에 따른 스위칭 주파수 증가를 통하여 인덕터 전류 리플 및 출력전압의 리플 저감이 가능함을 확인하였다.



(a) Switch voltage of boost converter

(b) Inductor current of boost converter



(c) Output voltage

Fig. 5. Simulation results @ 400V condition.

TABLE II
EXPERIMENT SYSTEM SPECIFICATIONS

Part	Conventional	Proposed
Input Voltage (V_{in})	400V	400V
Output Voltage (V_o)	200V	200V
Link Voltage (V_L)	520V	155V
Output Power (P_o)	2kW	2kW
Switching Frequency (F_s)	8kHz	16kHz
Transformer Turn Ratio ($N_p:N_s$)	1.3 : 1	1.3 : 1

6. 실험

본 장에서는 시뮬레이션을 통해 검증된 제안회로를 실험을 통해 확인하고자 한다. 표 2는 실험적 검증을 위한 시스템 사양을 나타낸다. 그림 6은 기존 회로의 실험 구성을 나타내며, 그림 7은 제안 회로의 실험 구성을 나타낸다.

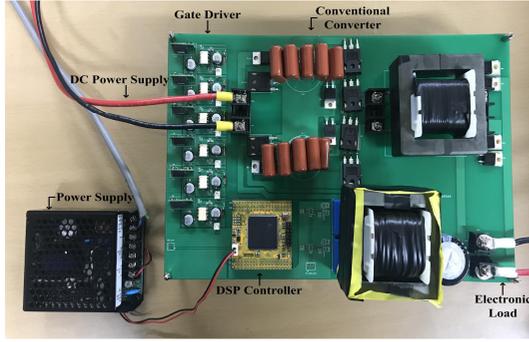


Fig. 6. Experimental configuration of the conventional APS.

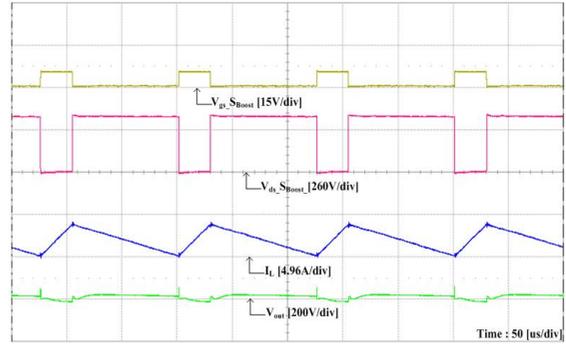


Fig. 8. Experimental results of the conventional APS.

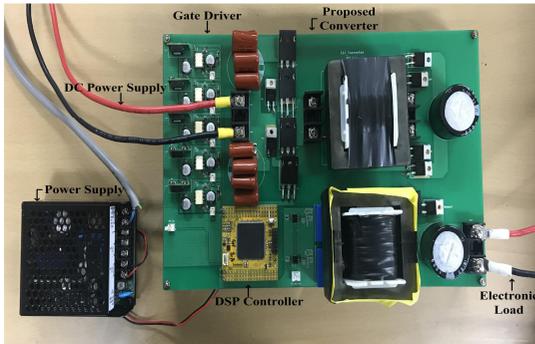


Fig. 7. Experimental configuration of the proposed APS.

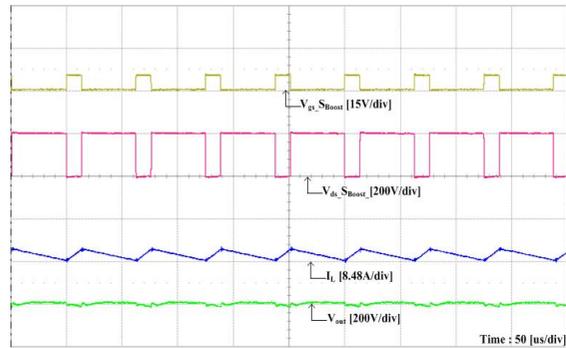


Fig. 9. Experimental results of the proposed APS.

TABLE III
SUMMARY OF LOSS ANALYSIS

Part	Conventional	Proposed
$V_{ce(sat)}$ or $R_{DS(on)}$	2.8V	80mΩ
Turn-on Loss	4.3m/J	2.18m/J
Turn-off Loss	1.1m/J	0.64m/J
Reverse-Recovery Loss	5.4m/J	2.82m/J

표 3은 기존회로와 제안하는 회로에 적용된 스위칭 소자의 손실분석 결과이다. 기존 회로에 적용된 IGBT와 비교하여 제안 회로에 적용된 SiC의 손실이 작음을 확인할 수 있으며, 제안 회로의 소자개수 저감을 통해 추가적인 손실 저감을 기대할 수 있다.

그림 8은 기존 회로 중에서 Boost 컨버터 부분의 실험 결과를 나타낸다. 맨 위의 파형은 IGBT의 베이스-이미터 전압 파형으로 스위치의 ON/OFF 동작을 나타내며, 듀티비가 60%임을 확인할 수 있다. 두 번째 파형은 스위치의 양단 전압 파형을 나타내며, 세 번째 파형은 인덕터의 전류 파형, 네 번째 파형은 출력전압 파형이다. 기존 회로의 시스템 전력변환 효율은 90.7%로 측정되었다.

그림 9는 제안 회로 중에서 Boost 컨버터 부분의 실험 결과이다. 맨 위의 파형은 SiC의 게이트-소스 전압 파형으로 스위치의 ON/OFF 동작을 나타내며, 듀티비는 23%이다. 두 번째 파형은 스위치 전압 파형, 세 번째 파형은 인덕터의 전류 파형, 네 번째 파형은 출력전압 파형으로 기존 회로 실험과 동일한 순서로 배치하였다. 제안 회로의 시스템 전력변환 효율은 92.5%로 측정되었다.

TABLE IV
COMPARISON OF EXPERIMENTAL RESULTS

Part	Conventional	Proposed
V_{gs_Sboost}	15V	15V
V_{ds_Sboost}	260V	200V
I_L	5A	8.48A

실험 결과로부터 Boost 컨버터 스위칭 소자의 전압 스트레스 저감을 확인할 수 있으며, 인덕터 전류 리플과 출력전압 리플이 감소함도 확인할 수 있다. 또한, 제안된 회로는 더 적은 숫자의 소자를 사용하며 스위칭 주파수를 증가에 따른 전력변환회로의 부피 저감이 가능하면서도 효율 증대가 가능함을 확인할 수 있다. 기존 회로와 제안 회로의 Boost 컨버터 부분의 실험 결과를 표 4에 정리하였다.

그림 10은 제안 회로의 LLC 공진형 DC/DC 컨버터의 실험 결과로 고정 스위칭 주파수에서 50% 듀티비로 동작하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 11은 10~100%의 각 부하 조건에서 효율 측정 결과이다. 각 부하 조건에서 제안하는 회로의 전력변환 효율이 기존 회로에 비하여 증가하였음을 확인할 수 있다.

그림 12는 부하 조건에 따른 스위칭 소자의 동작 온도 비교 결과이다. 기존 회로의 경우 최대 68.4도로 측정 되었으며, 제안 회로의 경우 최대 54.2도로 측정 되었다. 제안 회로의 효율 증가에 따른 시스템의 발열이 줄어들기 때문에 방열판의 크기도 저감할 수 있으며, 신뢰성 또한 증가할 수 있다.

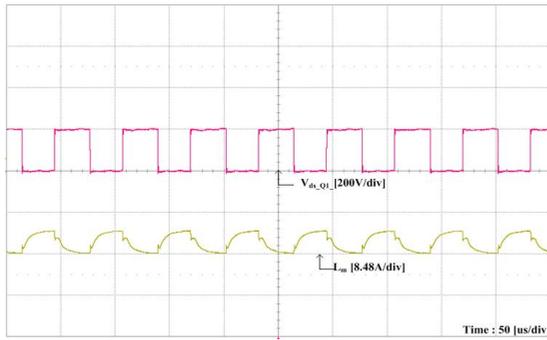


Fig. 10. Experimental results of LLC resonant DC/DC converter in the proposed APS.

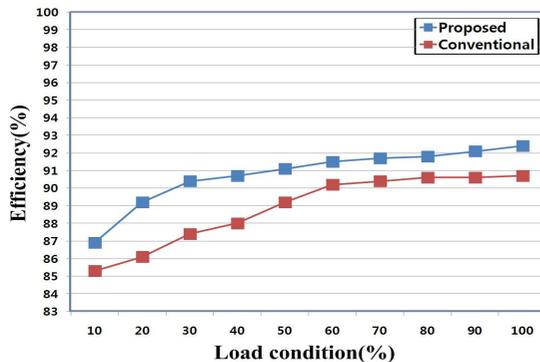


Fig. 11. Measured efficiency according to load variation.

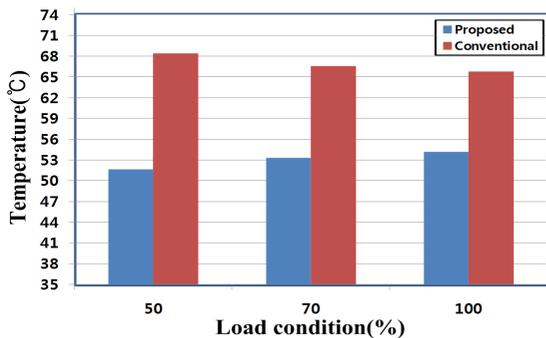


Fig. 12. Comparison of maximum temperature in switching component.

7. 결 론

본 논문에서는 기존 철도차량용 보조전원장치로부터 구조적 변경을 통한 소자 개수 저감과 SiC 소자 적용을 통해 효율 향상이 가능한 회로를 제안하였다. 제안 회로는 구조적 변경에 따라 반도체 소자의 전압 스트레스가 줄어들게 된다. 또한, SiC 소자 적용에 따라 기존 IGBT 소자를 적용한 회로에 비하여 스위칭 주파수를 증가시킬 수 있기 때문에 인덕터 전류 리플 및 출력전압 리플을 저감할 수 있다.

제안 회로의 동작 모드에 대한 이론적인 해석을 통해 제안 회로의 특성을 분석하였다. PSIM 기반의 시뮬레이션을 통하여 해석 결과를 검증하였으며, 실험을 통하여

최종적으로 검증하였다. 제안 회로는 소자 개수의 저감과 스위칭 주파수 증가를 통하여 전력변환회로의 소형화 및 경량화가 가능할 것으로 기대되며, 전력변환 효율의 개선도 가능하므로 철도차량용 보조전원장치로 향후 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구는 2018년도 한국연구재단(교육부)의 이공학 개인기초연구지원 사업의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (NRF-2015R1D1A1A01057295)

References

- [1] J. M. Jo, Y. J. Han, C. Y. Lee, and J. H. Lee, "Development of lightweight auxiliary power supply using the resonant DC/DC converter for maglev," in *Annual Conference of the Korean Society for Railway*, pp. 1115-1120, May 2013.
- [2] K. B. Lee, J. Y. Lim, J. M. Jo, J. S. Kim, H. J. Han, and S. H. Choi, "Study on the resonant HF DC/DC converter for the weight reduction of the auxiliary power supply of MAGLEV," in *Annual Conference of the Korean Society for Railway*, pp. 1825-1831, Oct. 2011.
- [3] S. C. Rho and Y. H. Kim "A main power supply for railway vehicles using 3-level converters," in *Annual Conference of the Korean Society for Railway*, pp. 646-652, Oct. 2003.
- [4] J. B. Lee and I. H. Jo, "Research on high-efficient power converters using WBG Devices for auxiliary power supplies(APS) system," *Journal of the Advanced Engineering and Technology*, Vol. 10, No. 2, pp. 203-208, Jun. 2017.
- [5] Y. W. Choi and B. H. Lee, "The study on auxiliary power unit for railroad car," in *Annual Conference of the Korean Society for Railway*, pp. 69-70, Jul. 2016.

최연우(崔延宇)

1991년 11월 16일생. 2016년 한밭대 전자 제어학과 졸업. 2018년 동 대학원 제어계측 공학과 석사과정 졸업.



이병희(李秉熙)



1982년 6월 26일생. 2005년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 2008년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2012년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 2012년~2013년 삼성전자 종합기술원 전문연구원. 2013년~2015년 삼성전자DMC R&D Center 책임연구원. 2015년~현재 한밭대 전자제어공학과 조교수.