

넓은 충전전압 범위를 갖는 50kW급 고효율 급속충전기 개발

박준성¹, 김민재², 정현수³, 김주하⁴, 최세완[†]Development of 50kW High Efficiency Fast Charger
with Wide Charging Voltage RangeJun-Sung Park¹, Min-Jae Kim², Heon-Soo Jeong³, Joo-Ha Kim⁴, and Se-Wan Choi[†]

Abstract

In this study, a fast charger for electric vehicle with wide charging voltage range is proposed. To achieve high efficiency, three-level topologies are employed for the AC-DC and DC-DC converters. Given that the output range of the DC-DC converter in fast chargers is quite wide, the circulating current of conventional three-level converter will increase under low voltage condition. The proposed hybrid switching method mitigates this issue. When a coupled inductor is used on the output side, the circulating current is further reduced, and the switches S_2 , S_3 , S_6 and S_7 achieve turning-off under the ZCS condition. Experimental results from a 50 kW prototype are provided to validate the proposed charger, and a rated efficiency of 95.9% is obtained.

Key words: Fast charger, T-type three-level inverter, Three-level dc-dc converter, Hybrid switching method

1. 서 론

전기자동차의 보급 확대와 운용 활성화를 위해서는 기존 주유기에 해당하는 급속충전기의 충전 인프라 구축이 필수적이다. 우리나라는 2015년 9월 기준 337기의 급속충전기가 설치되었으며 정부는 2017년까지 600기로 늘릴 예정이다^[1]. 급속충전기는 그림 1과 같이 AC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터로 구성되며 DC-DC 컨버터는 전기적 안전 때문에 절연이 요구되며 일반적으로 50kW 이상의 용량을 가져 고효율이 필수적이다. 기존 급속충전기의 AC-DC 컨버터는 대부분 2레벨 구조를 사용하고 있으며 DC-DC 컨버터는 위상천이 풀브리지 컨버터를 사용하고 있다^[2]. 기존 2레벨 구조의 AC-DC 컨버터

의 경우 용량이 증가 할수록 스위칭 손실로 인한 발열 및 효율저하 문제로 높은 스위칭 주파수로 동작시키기가 어렵다. 따라서 전력밀도 및 효율 향상에 한계가 있다. 반면에 3레벨 구조의 AC-DC 컨버터는 기존 2레벨 토폴로지에 비해 소자수가 증가하는 단점이 있지만 스위치 전압정격이 절반으로 스위칭 손실이 작아 효율 및 전력밀도를 향상시킬 수 있다. 또한 출력 레벨 수 증가에 따른 THD, EMI, EMC 및 소음 감소 등의 장점을 갖는다^{[3]-[4]}. DC-DC 컨버터로 위상천이 스위칭 풀브리지 컨버터는 듀티가 작을수록 순환전류가 커져 효율이 낮아지는데^[5] 급속충전기는 출력전압 범위가 넓어 듀티가 작은 영역인 낮은 출력전압에서 효율이 떨어진다. 급속충전기의 전력변환 효율은 절연형 DC-DC 컨버터에 의해 좌우되므로 넓은 전압 범위에서 절연형 DC-DC 컨버터의 고효율 달성이 필수적이다. 따라서 손실 및 EMI발생 측면에서 유리한 공진형 DC-DC 컨버터의 적

Paper number: TKPE-2016-21-3-11

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

[†] Corresponding author: schoi@seoultech.ac.kr, Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Tel: +82-2-970-6542 Fax: +82-2-972-2866

¹ Korea Automotive Technology Institute² Dept. of New Energy Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology³ ADT⁴ VCTech

Manuscript received Feb. 1, 2016; revised Feb. 27, 2016; accepted Apr. 14, 2016

— 본 논문은 편집위원회에서 우수기술논문으로 추천됨

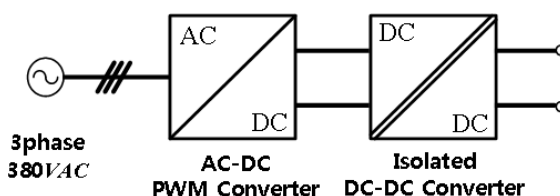


Fig. 1. Fast charger system.

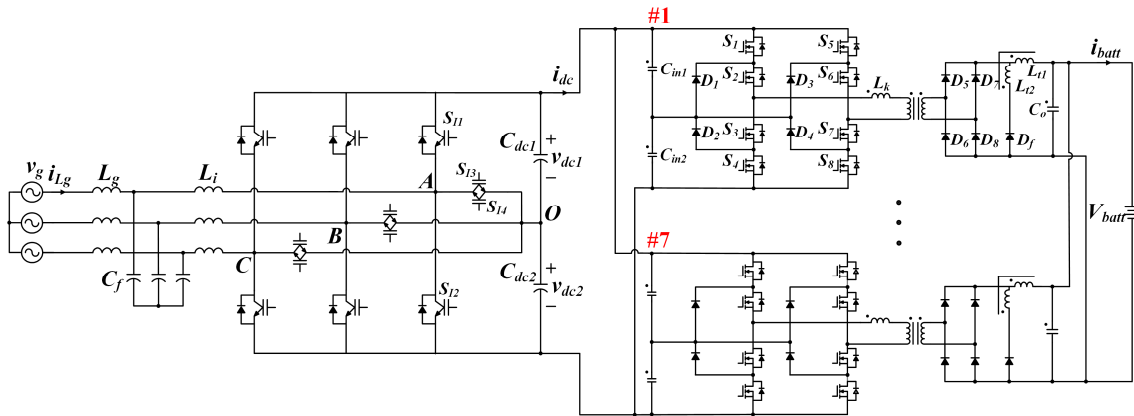
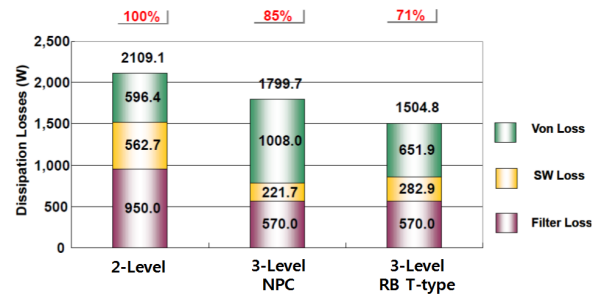


Fig. 2. Proposed fast charger.

TABLE I
FAST CHARGER SPECIFICATION

	Specification	Note
Rated power	50kW	
Input voltage	3-phase / 380V	AC
Output voltage	100 ~ 500V	DC
Output current	0 ~ 100A	DC
Power factor	> 0.95	rated power
THD	< 5%	rated power
Efficiency	> 94%	rated power
Charging method	CC-CV	

용이 주로 고려되고 있다. 하지만 공진형 컨버터는 부하에 따라 전압이득곡선이 바뀌기 때문에 급속충전기 같이 넓은 출력전압 범위에서는 스위칭 주파수 변동범위가 매우 넓어져서 손실이 커지는 단점이 있다. 또한 DC-DC 컨버터의 입력전압이 3상 AC-DC 컨버터의 출력전압(550~750V)이므로 위상전이 폴브릿지 컨버터를 사용하면 스위치의 전압 정격이 입력전압이 되어 MosFET를 사용하기 어렵고 스위칭, 도통 손실 및 가격이 상승하는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해 3레벨 컨버터^{[6]~[11]}를 적용하면 기존의 위상전이 폴브릿지 컨버터에 비해 스위치 전압정격을 반으로 낮출 수 있다. 하지만 이 방식 역시 출력전압이 낮아질수록 위상차가 커지고 이에 따라 순환전류가 커져 도통손실이 증가하는 문제점이 있다. 순환전류를 줄이기 위해 보조스위치 또는 커플인덕터를 사용하는 3레벨 컨버터^{[8]~[11]}가 제안되었지만 넓은 출력전압 범위에서는 여전히 효율이 낮은 문제점이 있다. 따라서 넓은 충전전압 범위에서 고효율을 달

Fig. 3. Comparison of losses in topology^[12].

성할 수 있는 급속충전기 토폴로지 개발이 필요하다.

본 논문에서는 AC-DC 컨버터의 효율을 높이기 위해 3레벨 구조의 토폴로지를 사용하였으며 절연형 DC-DC 컨버터 역시 스위치 전압정격 감소와 고주파 스위칭을 위해 3레벨 폴브릿지 컨버터를 적용하였다. 그리고 충전전압이 낮을 때는 하프브릿지, 충전전압이 높을 때는 폴브릿지 스위칭을 하는 하이브리드 스위칭기법을 적용하여 넓은 배터리 전압에서 순환전류에 의한 도통손실을 저감하였다.

2. 제안하는 급속충전기

제안하는 급속충전기는 표 1과 같은 설계 사양을 가지며, 그림 2와 같이 AC-DC 컨버터에 T-type 3레벨 토폴로지를 사용하고 절연형 DC-DC 컨버터는 7개의 3레벨 폴브릿지 컨버터 모듈로 구성된다. 또한 DC-DC 컨버터에 커플인덕터를 출력필터로 사용하여 순환전류를 줄이고 스위치 S_3 , S_3 , S_6 , S_7 의 ZCS 턴오프를 성취시켜 고효율을 달성할 하였다.

2.1 AC-DC 컨버터

3상 AC-DC 컨버터는 3상 AC전원을 DC전원으로 변환을 하면서 계통의 전류 고조파 제거와 역률 보상을 수행한다. 3레벨 구조로 대표적인 NPC(Neutral point

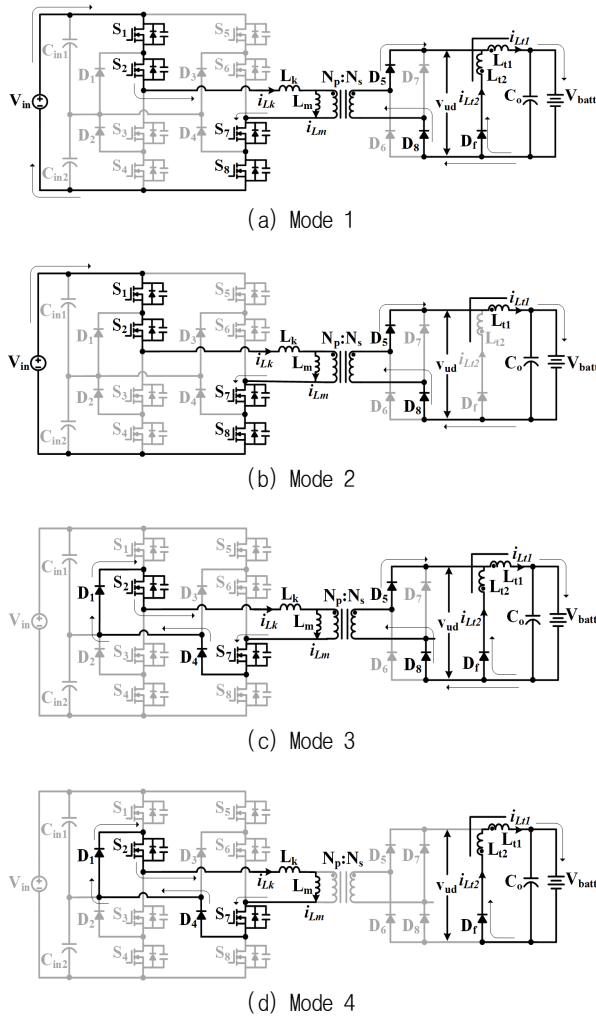


Fig. 4. Operation modes of the proposed converter in full-bridge mode.

clamped) 토폴로지는 스위칭 손실이 작지만 소자수가 많고 도통손실이 높다. T-type 토폴로지는 메인스위치의 전압정격은 기존 2레벨과 동일하지만 중간 스위칭주파수 대역(10kHz~30kHz)에서 스위치의 도통손실이 가장 적다. 최근 후지전기사에서 나오는 RB T-type 스위치는 중성점에 연결된 2개의 스위치를 하나로 구성하여 도통손실을 더욱 줄일 수 있다. 그림 3은 토폴로지별 손실 분석 결과로 RB T-type 3레벨 토폴로지가 가장 적은 손실을 갖는 것을 보여준다^[12].

2.2 DC-DC 컨버터

제안하는 절연형 DC-DC 컨버터는 3레벨 구조로 듀티 제어 방식을 사용한다. 스위치 전압정격이 입력전압의 절반이 되어 600V MosFET 사용이 가능하며 고주파 스위칭(50kHz)으로 변압기, 인덕터, 필터 커패시터 등의 수동소자 부피를 줄일 수 있다. 제안한 DC-DC 컨버터는 모든 스위치가 ZVS 턴 온이 가능하며 필터 인덕터에 커플인덕터 방식을 적용하여 순환전류를 줄이고 스

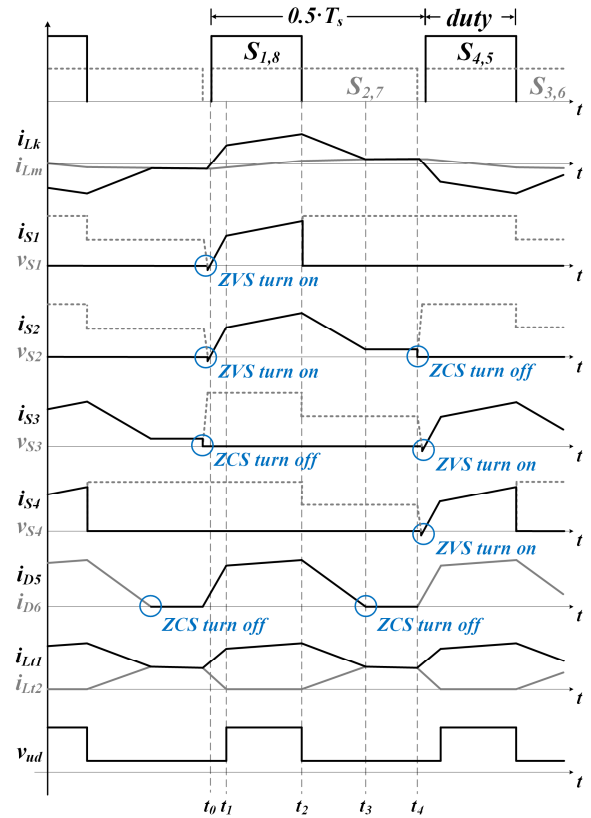


Fig. 5. Key waveforms of the proposed converter in full-bridge mode.

위치 S_2 , S_3 , S_6 , S_7 의 ZCS 턴오프를 성취시켜 스위치의 도통 및 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 게다가 스위치 턴 오프 전압이 $V_{in}/4$ 이기 때문에 스위치 턴 오프 시 손실을 더욱 줄일 수 있고 스위치의 ZVS 범위가 늘어나는 장점이 있다.

2.2.1 동작원리

그림 4는 제안하는 컨버터의 동작원리이며 그림 5는 주요 파형을 나타내었다. 동작원리에 앞서 $C_{in1,2}$ 와 C_o 는 전압원이라 가정하여 한주기 T_s 동안 일정한 상수값으로 본다. N_p , N_s 는 변압기의 1, 2차측 턴수를 나타내며 n_1 , n_2 는 커플인덕터 L_{l1} , L_{l2} 의 턴수를 나타낸다.

Mode 1 [$t_0 \sim t_1$]: 이 모드가 시작되기 전에 모든 스위치가 꺼져 있고 $i_{Ll1} = i_{Ll2}$ 이다. $S_{1,2,7,8}$ 이 켜지면서 이 모드가 시작하며 $S_{1,2,7,8}$ 은 영전압 스위칭을 하게 된다. 이때 L_k 에 걸리는 전압을 구하면 다음과 같다.

$$V_{Lk} = V_{in} - V_{ud} \quad (1)$$

식 (1)에 따라 음의 방향으로 흐르고 있던 i_{Lk} 는 증가하기 시작하여 양의 방향으로 바뀐다. 이때 V_{Ll1} 과 V_{Ll2} 의 전압은 다음과 같다.

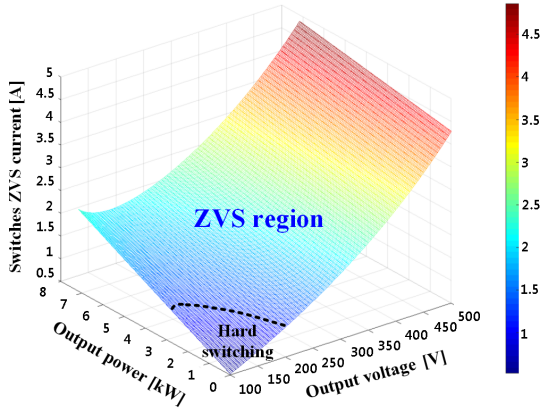


Fig. 6. ZVS current and ZVS region for switches.

$$V_{Lt1} = V_{ud} - V_{batt} \quad (2)$$

$$V_{Lt2} = \frac{n_2}{n_1} (V_{ud} - V_{batt}) = -V_{ud} \quad (3)$$

식 (2)와 (3)으로부터 V_{ud} 를 구하면 다음과 같다.

$$V_{ud} = N_L V_{batt}, \quad \text{where } N_L = \frac{n_2}{n_1 + n_2} \quad (4)$$

$n_1 = n_2$ 면 i_{Lt1} 과 i_{Lt2} 는 같은 기울기로 증가 및 감소하게 되며 $i_{Lt2} = 0$ 이 되는 순간 다음모드로 넘어간다.

Mode 2 [$t_1 \sim t_2$] : L_{t2} 의 전류가 0이 되면 부하 전류가 L_{t1} 으로 흐르게 되며 L_k , V_{pri} 와 V_{ud} 는 다음과 같다.

$$V_{Lk} = 0 \quad (5)$$

$$V_{pri} = V_{in} \quad (6)$$

$$V_{ud} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (7)$$

이때 스위치 S_1 과 S_8 이 꺼지며 다음모드로 넘어간다.

Mode 3 [$t_2 \sim t_3$] : 스위치 S_1 과 S_8 은 $0.5 V_{in}$ 의 전압으로 하드스위칭 한다. 이 때 S_{3-6} 의 전압은 $0.25 V_{in}$ 으로 감소하게 되며 V_{ud} , V_{pri} 와 V_{Lk} 는 다음과 같다.

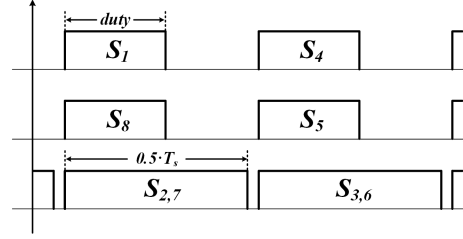
$$V_{ud} = N_L V_{batt} \quad (8)$$

$$V_{pri} = \frac{N_p}{N_s} V_{ud} \quad (9)$$

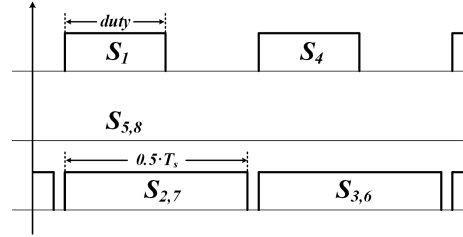
$$V_{Lk} = -\frac{N_p}{N_s} V_{ud} \quad (10)$$

식 (10)에 의하여 i_{Lk} 는 감소하게 되며 그에 따라 i_{Lt1} 과 i_{Lt2} 는 같은 기울기로 감소 및 증가한다. 이때 $i_{Lt1} = i_{Lt2}$ 가 되면 다음모드로 넘어간다.

Mode 4 [$t_3 \sim t_4$] : $i_{Lt1} = i_{Lt2}$ 가 되면 $i_{Lk} = i_{Lm}$ 이 되고 1

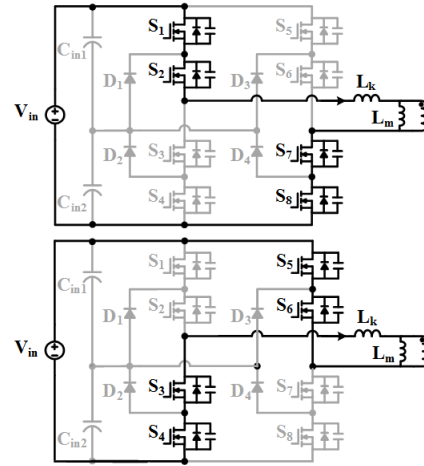


(a) Full-bridge gate signal

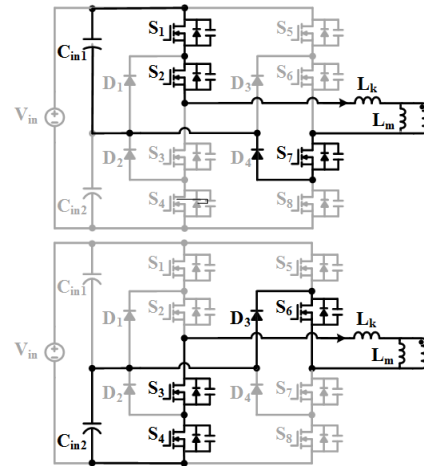


(b) Half-bridge gate signal

Fig. 7. Proposed hybrid switching method.

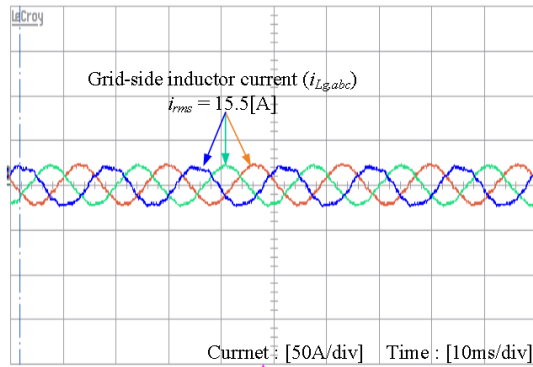


(a) Full-bridge switching method

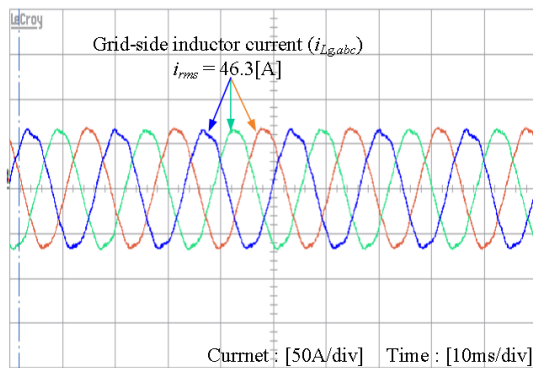


(b) Half-bridge switching method

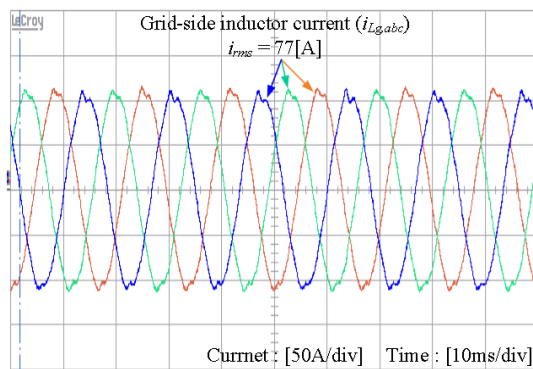
Fig. 8. Operation mode of hybrid switching method.



(a) 10kW



(b) 30kW



(c) 50kW

Fig. 9. Experimental waveforms of the grid side inductor current.

차측 전류가 2차측으로 넘어가지 않는 순환전류 구간이 된다. 이때 스위치 S_2 와 S_7 이 꺼지면 스위치 S_2 와 S_7 은 영전류 스위칭을 성취하게 된다. 나머지 동작은 스위치가 대칭으로 동작하여 반복되기 때문에 생략한다.

2.2.2 영전압 스위칭 조건

제안하는 컨버터는 그림 5에서 보듯이 L_m 전류로 ZVS를 성취하며 각 스위치의 ZVS 조건은 다음과 같다.

$$L_m I_{Lm}(t_4)^2 > \frac{3}{8} C_{oss} V_{in}^2 \quad (11)$$

TABLE II
COMPONENTS OF THE PROTOTYPE

Component	Part number
$S_{11} \sim S_{14}$	4MBI300VG-120R-50
$S_1 \sim S_8$	IXFN110N60P3
$D_1 \sim D_4$	DSEP 30-06A
$D_5 \sim D_8$	DSEP 60-12A
D_f	C3D10170H

그림 6은 ZVS 전류 및 영역을 나타낸 그림이다. 부하나 출력전압이 높을수록 ZVS 전류가 증가하며 출력전압 200V 이상에서는 모든 부하에서 영전압 스위칭 조건을 만족하는 것을 볼 수 있다.

2.2.3 제안하는 하이브리드 스위칭기법

출력전압 범위가 넓은(100~500V) 급속충전기는 출력전압 범위에 따라 컨버터의 효율의 차이가 크다. 풀브릿지 동작의 경우 전압이 낮은 100~230V에서 듀티가 매우 작고 순환전류가 크기 때문에 효율이 낮다. 따라서 회로를 변경 시키지 않고 스위칭을 통해 100~230V의 출력전압 범위에서 순환전류 감소 및 효율을 상승시키기 위해 하이브리드 스위칭 기법을 적용하였다. 그림 7은 3레벨 풀브릿지 컨버터의 2가지 스위칭 기법에 대해 나타낸다. 그림 7(a)는 앞서 설명한 3레벨 풀브릿지 컨버터의 스위칭 기법이며 그림 7(b)는 풀브릿지 3레벨 컨버터를 하프브릿지 3레벨 컨버터와 동일한 동작 특성을 나타내는 스위칭 기법이다. 하프브릿지 스위칭 기법은 그림 7(b)처럼 컨버터 동작시에 스위치 S_5 와 S_8 의 게이트를 강제로 오프시켜 성취할 수 있다. 그림 8은 풀브릿지 3레벨 컨버터의 하프브릿지 동작 모드이다. 그림 8(a)와 같이 기존 풀브릿지 동작은 변압기 1차측에 입력 전압이 걸리지만 하프브릿지 동작을 할 경우 그림 8(b)와 같이 입력전압의 1/2이 변압기 1차측에 보이게 된다. 따라서 전압 게인은 기존 풀브릿지 동작의 1/2배가 되며 급속충전기의 낮은 출력전압 범위인 100~230V에서 기존 풀브릿지 동작에 비해 순환전류 구간을 감소시켜 낮은 출력전압에서 효율을 상승시킬 수 있다. 하이브리드 스위칭 기법 적용 시 하프브릿지에서 풀브릿지로 모드 전환 시 컨버터 전압이득이 2배 차이 나므로 이를 보상하기 위해 제어기에 피드포워드를 사용한다.

3. 실험

그림 2와 같이 제안하는 급속충전기의 타당성을 검증하기 위해 AC-DC 컨버터 1대와 절연형 DC-DC 컨버

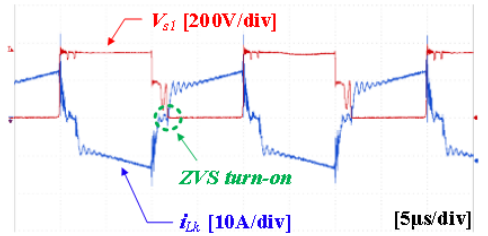
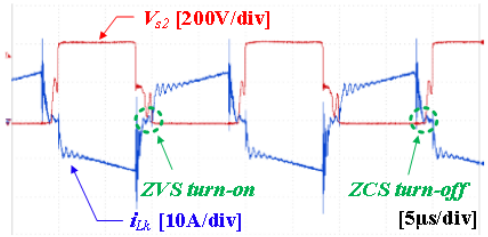
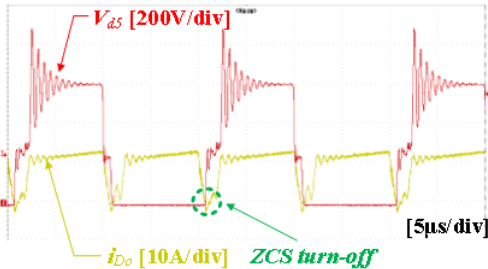
(a) Voltage and current of the switch S_1 (b) Voltage and current of the switch S_2 (c) Voltage and current of the diode D_5

Fig. 10. Experimental waveforms of DC-DC converter.

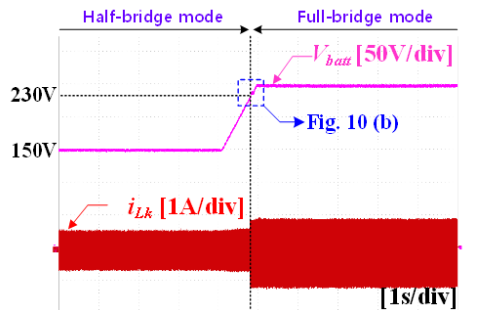
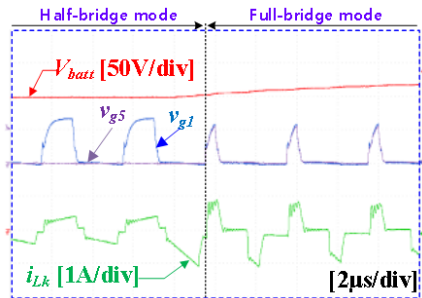
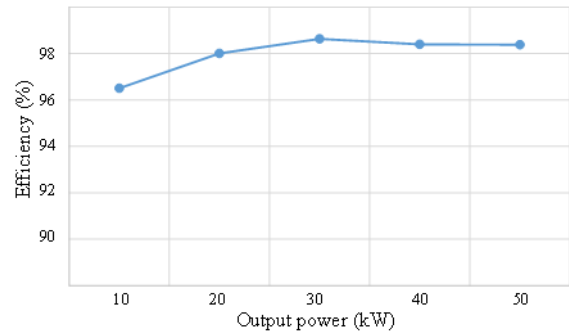
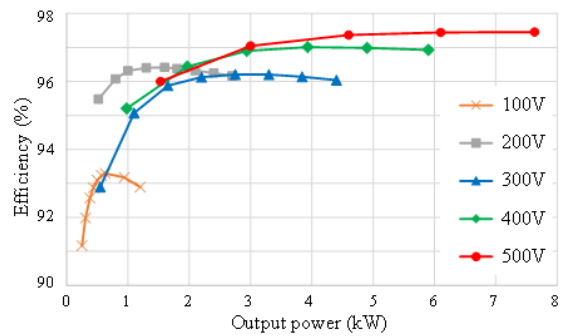
(a) Battery voltage V_{batt} , leakage current i_{LK} (b) Extended waveforms of V_{batt} and i_{LK}

Fig. 11. Experimental waveforms of transition from half-bridge mode to full-bridge mode.

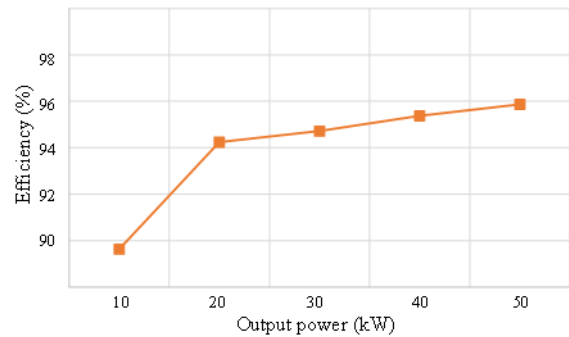
터 7대의 모듈로 구성된 50kW 시작품을 제작하였다. 시



(a) AC-DC PWM converter



(b) DC-DC converter

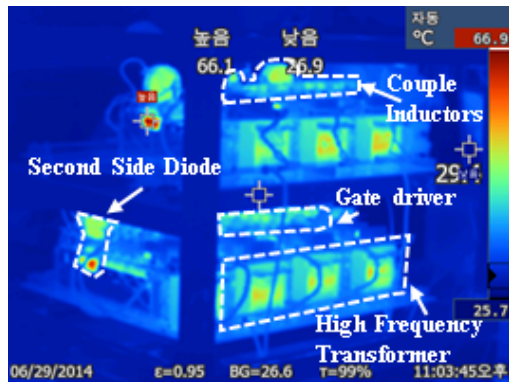


(c) The proposed fast charger

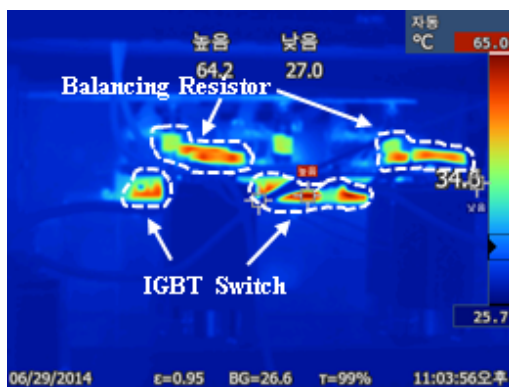
Fig. 12. Measured efficiency.

작품에 사용된 소자는 표2와 같다. 제어기는 DSP와 FPGA 기반의 디지털제어기로 DSP는 TI사의 TMS320F28335, FPGA는 Xilinx사의 Spartan-3E XC3S5000E를 사용하였다.

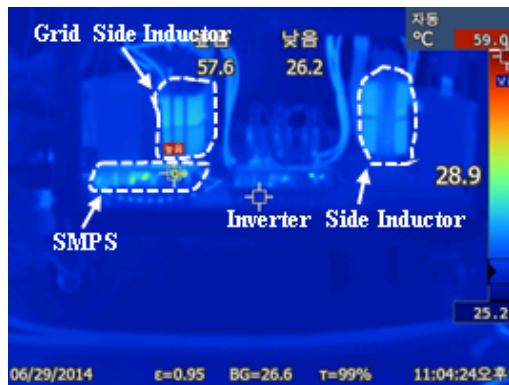
그림 9는 부하별 계통측 3상 전류를 보여준다. 정격부하에서 THD는 약 3%로 측정되었다. 그림 10은 DC-DC 컨버터의 스위치 및 다이오드의 전압과 전류파형이다. 그림 10(a)의 스위치 S_1 은 ZVS 턴온을 그림 10(b)의 스위치 S_2 는 ZVS 턴온 및 ZCS 턴오프를 성취한다. 그림 10(c)의 2차측 다이오드는 역시 ZCS 턴오프를 성취한다. 그림 11은 제안하는 하이브리드 스위칭기법의 실험파형으로 DC-DC 컨버터의 출력전압이 230V 이하에서는 하프브리지 동작을 하며 230V 이상에서는 풀브리지로 동작하는 것을 볼 수 있다. 그림 11(b)와



(a) DC-DC converter



(b) AC-DC PWM converter



(c) LCL filter of the AC-DC PWM converter

Fig. 13. IR thermal image of the proposed fast charger.

같이 스위칭 방법이 절환되는 시점에서도 과도상태가 없는 것을 확인할 수 있다. 제안한 급속충전기는 YOKOGAWA사의 WT3000을 이용하여 그림 12와 같이 효율을 측정하였다. 그림 12(a)는 AC-DC 컨버터의 부하 증가에 따른 효율이며 30kW에서 최대 98.6%를 달성하였다. 그림 12(b)는 DC-DC 컨버터 모듈의 출력전압(100~500V)에 따른 측정효율이며 500V, 정격부하에서 최대효율 97.5%를 달성하였다. 그림 12(c)는 출력전류가 100A일 때 출력전압(100~500V)에 따른 충전기 전체 효율을 나타내며 최대효율은 정격에서 95.9%를 달성하였다. 그림 13은 정격 부하에서 1시간 동안 동작 시 촬영

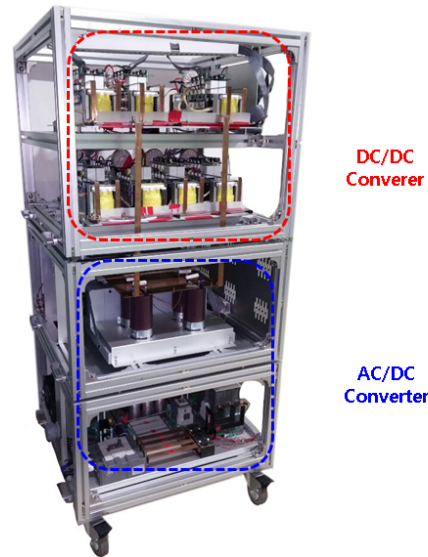


Fig. 14. Photograph of the proposed fast charger.

한 열화상 사진으로 급속충전기에서 온도가 가장 높은 소자는 DC-DC 컨버터의 2차측 다이오드로 ΔT 는 약 42°C로 측정되었다. 이때 주위온도는 25°C이다. 그림 14는 개발한 급속충전기의 시작품 사진으로 상측부에는 DC-DC 컨버터, 하측부에 AC-DC 컨버터를 배치하였다.

4. 결 론

본 논문에서는 넓은 충전전압 범위를 갖는 급속충전기를 개발하였다. 고효율을 얻기 위하여 AC-DC 컨버터 및 DC-DC 컨버터 모두 3레벨 토폴로지를 적용하였으며 하이브리드 스위칭 기법으로 낮은 전압에서 순환전류를 감소시켰다. 또한 출력단에 커플인덕터를 사용하여 순환전류를 더욱 줄이고 ZCS 턴오프를 성취시켰다. 50kW급 시작품을 통해 정격효율 95.9%를 달성 하였다.

이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2014R1A2A2A01003724)

이 논문은 산업통상자원부 산업기술혁신사업 글로벌전문기술개발사업(주력및신산업) “자동차접이식 구조와 수납공간이 있는 교통약자를 위한 경량(배터리 제외 25kg이하) e-Mobility 및 충전거치 시스템 개발(과제번호 : 10048788)”의 지원을 받아 수행된 연구결과임.

References

- [1] <http://www.ev.or.kr/web>

- [2] D. Aggeler, F. Canales, H. Zelaya - De La Parra, A. Coccia, N. Butcher, and O. Apeldoorn, "Ultra-fast dc-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids," in *Proc. IEEE Power Energy Soc. Innovative Smart Grid Technol. Conf. Europe*, pp. 1 - 8, Oct. 2010.
- [3] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 2, pp. 899-907, Feb. 2013.
- [4] P. Alemi, Y. C. Jeung, and D. C. Lee, "DC-link capacitance minimization in T-type three-level AC/DC/AC PWM converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 3, pp. 1382-1391, Mar. 2015.
- [5] W. J. Lee, C. E. Kim, G. W. Moon, and S. K. Han, "A new phase-shifted full-bridge converter with voltage-doubler-type rectifier for high-efficiency PDP sustaining power module," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 6, pp. 2450 - 2458, Jun. 2008.
- [6] J. R. Pinheiro and I. Barbi, "The three-level ZVS PWM converter -A new concept in high-voltage DC-to-DC conversion," *Proc. IEEE IECON'92*, pp. 173 - 178, 1992.
- [7] B. M. Song, R. McDowell, A. Bushnell, and J. Ennis, "A three-level dc-dc converter with wide-input voltage operation for ship-electric-power-distribution systems," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, Vol. 32, No. 5, pp. 1856 - 1863, Oct. 2004.
- [8] X. Ruan, Z. Chen, and W. Chen, "Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, No. 2, pp. 395 - 404, Mar. 2005.
- [9] E. Chu, X. Hou, H. Zhang, M. Wu, and X. Liu, "Novel zero-voltage and zero-current switching (ZVZCS) PWM three-level DC-DC converter using output coupled inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 3, pp. 1082 - 1093, Mar. 2014.
- [10] P. Das, M. Pahlevaninezhad, and A. K. Singh, "A novel load adaptive ZVS auxiliary circuit for PWM three-level dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 4, pp. 2108 - 2126, Apr. 2015.
- [11] Y. Shi, and X. Yang, "Wide load range ZVS three-level dc-dc converter: four primary switches, capacitor clamped, two secondary switches, and smaller output filter volume," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 5, pp. 3431 - 3443, May. 2016.
- [12] Fuji Electric Co., Ltd. (2012, Feb.). *T-type Advanced 3-level Inverter Module Power dissipation and comparison tables*. [Online]. Available: <https://www.fujielectric.com/products/semiconductor/model/igbt/technical/3level.html>



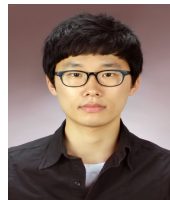
박준성(朴峻成)

1982년 4월 26일생. 2009년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2011년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 박사과정. 2015년~현재 자동차부품연구원 재직 중.



김민재(金民才)

1988년 10월 25일생. 2011년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2013년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 박사과정.



정헌수(鄭憲守)

1987년 8월 8일생. 2012년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2014년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2014년~현재 (주)에이디티 재직 중.



김주하(金周河)

1987년 2월 28일생. 2012년 서울과학기술대 전기정보공학과 졸업. 2014년 동 대학원 전기정보공학과 졸업(석사). 2014년~현재 (주)브이씨텍 연구원.



최세완(崔世琬)

1963년 3월 3일생. 1985년 인하대 전자공학과 졸업. 1992년 Texas A&M Univ. 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 졸업(공학박). 1985년~1990년 대우중공업 중앙연구소 대리. 1996년~1997년 삼성전기 종합 연구소 수석연구원. 1997년~현재 서울과학기술대 전기정보공학과 교수. 당 학회 재무이사.