

EV와 NEV 겸용 50kW급 고효율 모듈형 급속충전기 개발

김민재¹, 김연우², 요스 프라보우², 최세완[†]

Development of 50kW High Efficiency Modular Fast Charger for Both EV and NEV

Min-Jae Kim¹, Yeon-Woo Kim², Yos Prabowo², and Se-Wan Choi[†]

Abstract

In this paper, a 50-kW high-efficiency modular fast charger for both electric vehicle (EV) and neighborhood electric vehicle (NEV) is proposed. The proposed fast charger consists of five 10-kW modules to achieve fault tolerance, ease of thermal management, and reduce component stress. Three-level topologies for both AC-DC and DC-DC converters are employed to use 600V MOSFET, resulting in ease of component selection and increase in switching frequency. The proposed three-level DC-DC converter with coupled inductor and its hybrid switching method can reduce the circulating current under wide output voltage range. A 50-kW prototype of the proposed fast charger was developed and tested to verify the validity of the proposed concept. Experimental results show that the proposed fast charger achieves a rated efficiency of 95.2% and a THD of less than 3%.

Key words: Fast charger, Modular, Vienna rectifier, Three-level dc-dc converter, High efficiency

1. 서 론

최근 환경오염 및 규제에 의해 전기자동차의 개발이 활발히 이루어지면서 전기자동차의 충전시간을 줄이기 위한 급속충전기의 개발이 요구되고 있다^{[1]-[5]}. 급속충전기는 30분 이내에 배터리를 충전하기 위해 일반적으로 50kW급 용량이 요구되며 EV(Electric Vehicle)의 전압 범위는 200V~500V이고 NEV(Neighborhood Electric Vehicle)의 전압범위는 50V~100V로 EV와 NEV를 충전하기 위해 급속충전기는 50V~500V의 넓은 전압범위를 갖는다. 50kW급 급속충전기는 단일 시스템과 모듈형 구조로 구분할 수 있다. 단일 시스템은 50kW급 AC-DC

컨버터와 병렬 연결된 다수의 절연형 DC-DC 컨버터로 구성할 수 있다^{[4],[5]}. 단일시스템은 대용량 AC-DC 컨버터를 사용하여 제작단가가 낮지만 용량확장이 어렵고 신뢰성이 낮은 단점이 있다. 이와 비교하여 모듈형 구조는 모듈증가와 교체가 간단하기 때문에 용량확장과 유지보수가 용이하며 일부 고장모듈이 발생하여도 지속적인 배터리 충전이 가능하기 때문에 시스템의 신뢰성을 향상시킬 수 있다^[6].

급속충전기는 입력이 3상 380V일 때 직류링크단이 750V~800V가 되어 스위치 전압정격이 높아지는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 스위치 전압정격이 낮고 스위칭 손실이 작은 3레벨 구조의 AC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터가 주로 사용된다. 3레벨 AC-DC 컨버터로는 T-type 3레벨 컨버터가 주로 사용되지만^{[7],[8]} 모듈형 급속충전기에 적용 시 스위치가 많기 때문에 가격이 비싸고 스위칭 주파수 제한으로 인해 필터 부피가 큰 단점이 있다. 이에 반해 비엔나 정류기는 스위치 개수가 적고 SiC 다이오드 적용 시 스위칭 손실이 저감되어 고주파 스위칭을 통해 부피를 저감시킬 수 있다. 따라서 양방향 동작이 없는 급속충전기에는 비엔나 정류기가 적합하다.

Paper number: TKPE-2016-21-5-1

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 Dept. Technology Research Institute New Power Plasma co., Ltd.

² Dept. of Electrical & Information Eng., Seoul Nat'l Univ. of Science and Technology

Manuscript received Aug. 5, 2016; revised Aug. 24, 2016; accepted Aug. 30, 2016

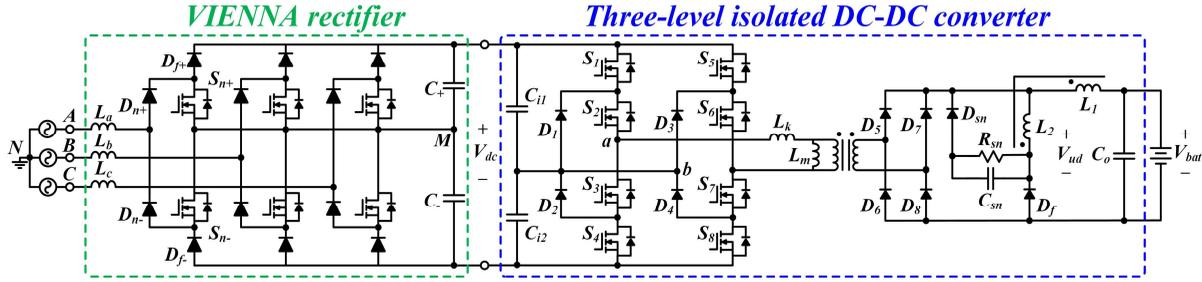


Fig. 1. Circuit diagram of the proposed fast charger.

한편, DC-DC 컨버터로는 스위치의 ZVS 턴 온 및 다이오드의 ZCS 턴 오프, 클램프 회로가 없는 간단한 구조로 인해 LLC 공진형 컨버터가 많이 사용된다^{[9],[10]}. 하지만 50V~500V의 넓은 전압범위에서는 스위칭 주파수의 범위가 넓어져 순환전류와 스위칭 손실이 증가하여 급속충전기에는 적합하지 않다.

본 논문에서는 용량확장과 유지보수가 용이한 50kW급 고효율 모듈형 급속충전기를 제안한다. 제안하는 급속충전기는 스위치의 전압정격이 낮은 비엔나 정류기와 결합 인덕터를 이용한 3레벨 DC-DC 컨버터로 구성된다. DC-DC 컨버터는 결합 인덕터로 인해 순환전류가 감소하여 도통손실이 작다. 게다가 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 배터리 전압이 낮을 때는 하프브리지, 배터리 전압이 높을 때는 풀브리지로 동작하여 넓은 배터리전압에서도 고효율을 유지할 수 있다. 제안하는 모듈형 급속충전기는 히스테리시스 밴드를 적용하여 안정적인 병렬운전이 가능하며 부하에 따라 동작 모듈수를 제어하여 넓은 부하범위에서 높은 효율을 유지한다. 10kW급 모듈 5개를 이용하여 50kW급 급속충전기 시제품을 제작하였으며 실험을 통해 성능을 검증하였다.

2. 제안하는 모듈형 급속충전기

제안하는 모듈형 급속충전기는 10kW급 모듈 5개를 병렬로 구성하였으며 10kW급 모듈 회로도 는 그림 1과 같다. AC-DC 컨버터로 비엔나 정류기를 사용하였으며 절연형 DC-DC 컨버터로 결합 인덕터를 이용한 3레벨 DC-DC 컨버터를 사용하였다. AC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터 모두 3레벨 구조로 스위치 전압정격이 낮으며 스위칭 손실이 적은 장점이 있다.

2.1 비엔나 정류기

그림 2는 비엔나 정류기 구조에 따른 각 소자의 전압 및 전류정격이다^[8]. 비엔나 정류기의 사양은 다음과 같다. V_g=380V, V_{dc}=750V, P_o=10kW, f_{s,VIENNA}=40kHz. 여기서 D_F는 고속 다이오드이며, D_n, D_m은 정류용 다이오드이다. 비엔나 정류기는 스위치와 다이오드의 구성에 따라 3가지 토폴로지로 구분할 수 있다. 각 토폴로지에 따

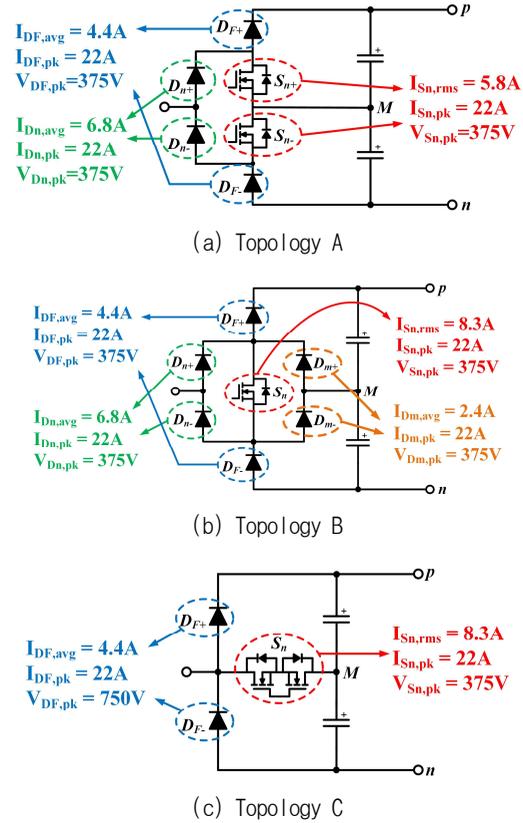


Fig. 2. Basic structures of VIENNA rectifier.

라 소자 개수, 전압정격, 전류정격이 다르며 3레벨 구조로서 3가지 토폴로지 모두 스위치 전압정격은 직류링크 전압의 절반이 걸린다. 소자 개수 측면에서는 토폴로지 C가 가장 유리하며 항상 D_F 또는 S_n만 도통되기 때문에 도통손실이 작다. 하지만 고속다이오드의 전압정격이 높은 단점이 있다. 토폴로지 B는 스위치 개수가 1개로 가장 적지만 다이오드 개수가 가장 많으며 스위치 턴온시 D_n, S_n, D_m을 통해 전류가 흐르기 때문에 도통손실이 가장 크다. 그림 3은 비엔나 정류기의 토폴로지에 따른 손실과 가격비교이다. 비교분석에 사용된 소자는 다음과 같다. MOSFET S_n은 IXFB110N60P3, 정류다이오드 D_n, D_m은 DSI45-08A, 고속다이오드 D_F는 전압정격에 따라 IDW40G65C5, IDW40G120C5를 사용하였다. 여기서 모든 고속다이오드는 SiC 다이오드로 고려하여 다이오드

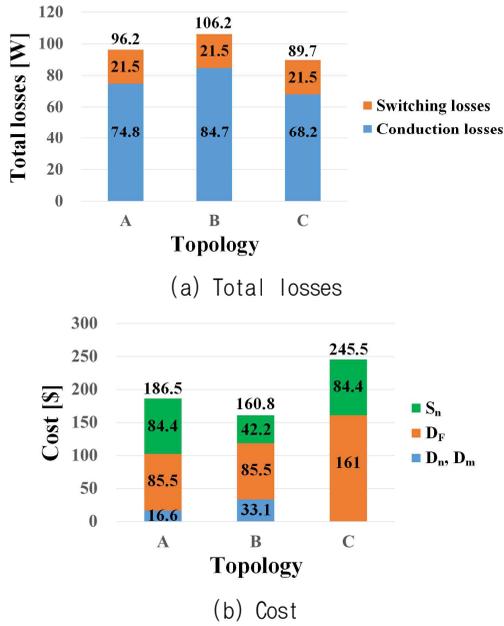


Fig. 3. Comparison of losses and cost in accordance with VIENNA rectifier topology.

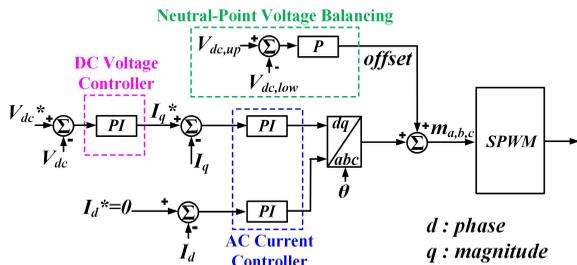


Fig. 4. Control algorithm of VIENNA rectifier.

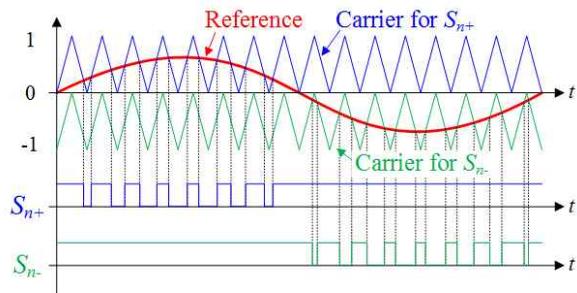


Fig. 5. Modulation scheme of VIENNA rectifier.

역회복 손실은 없다고 가정하였다. 앞서 언급한바와 같이 손실은 토폴로지 C가 가장 작다. 하지만 토폴로지 C의 D_F 가 전압정격이 높기 때문에 가격이 비싸고 이에 비해 토폴로지 B는 다이오드 개수가 많지만 정류다이오드 가격은 상대적으로 저렴하며 스위치 개수가 적기 때문에 전체적인 가격이 가장 낮다. 급속충전기의 효율과 가격을 고려하여 본 논문에서는 토폴로지 A를 선정하였다. 그림 4는 비엔나정류기의 제어알고리즘이다. DQ변환을 이용하여 모든 제어기는 PI제어기로 구성하였다. 외부루프의 제어기로 직류링크 전압을 일정하게 제어하

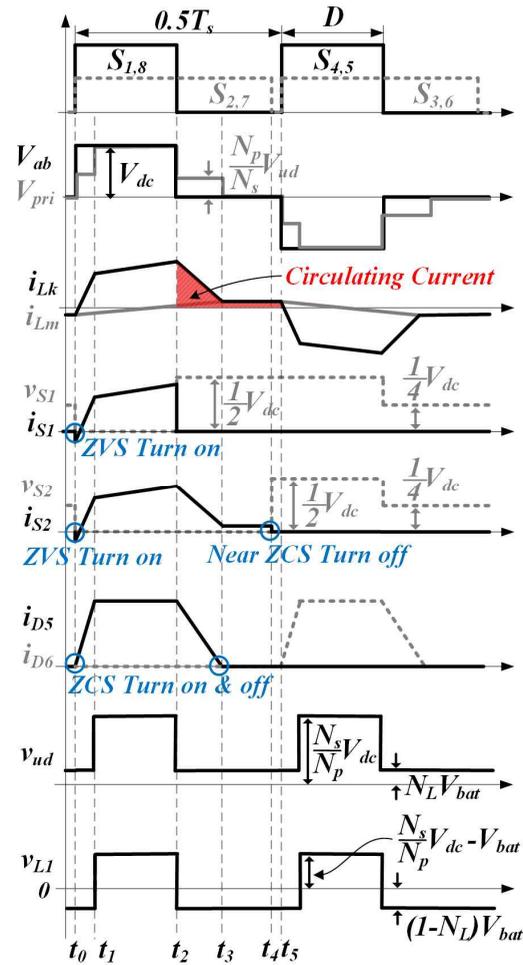


Fig. 6. Key waveform of the proposed dc-dc converter.

며 내부루프 제어기에서 입력역률을 제어한다. 또한 직류링크 커패시터의 전압 불균형을 제거하기 위해 중성점 전압제어기를 추가하였다. 그림 5는 비엔나정류기의 모듈레이션 방법이다. 제어기에서 출력된 레퍼런스 신호가 2개의 캐리어와 비교되어 스위치 S_{n+} 와 S_n 의 게이트 신호를 발생시킨다. 레퍼런스 신호가 캐리어보다 크기가 작을 때 스위치를 턴온시키며 레퍼런스 신호가 양의 값을 때는 S_{n+} 만 스위칭하며 음의 값일 때는 S_n 만 스위칭하면서 비엔나정류기가 동작한다.

2.2 결합 인덕터를 이용한 3레벨 DC-DC 컨버터

제안하는 급속충전기의 DC-DC 컨버터로 그림 1과 같이 결합 인덕터를 이용한 3레벨 DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제안하는 컨버터의 스위치 전압정격은 입력전압의 절반으로 600V MOSFET을 사용가능하여 고주파 스위칭을 통해 수동소자 부피를 줄일 수 있다. 그림 6은 제안하는 컨버터의 주요파형이다. 제안하는 컨버터는 결합 인덕터를 적용하여 넓은 전압범위에서 순환전류를 저감시켜 스위치의 도통손실이 감소하고 스위치와 다이오드의 소프트스위칭을 성취한다.

2.2.1 전압전달비

제안하는 컨버터의 전압전달비는 그림 6의 결합 인덕터의 평균전압을 이용하여 얻을 수 있다. 순환전류 구간($t_2 \sim t_5$)에 V_{L1} 과 V_{L2} 는 다음과 같다.

$$V_{L1} = V_{ud} - V_{bat} \tag{1}$$

$$V_{L2} = \frac{n_2}{n_1} (V_{ud} - V_{bat}) = -V_{ud} \tag{2}$$

여기서 n_1, n_2 는 결합 인덕터의 턴수를 나타낸다. 식 (1)와 (2)로부터 V_{ud} 를 구하면 다음과 같다.

$$V_{ud} = N_L V_{bat}, \text{ where } N_L = \frac{n_2}{n_1 + n_2} \tag{3}$$

식 (3)을 (1)에 대입하면 V_{L1} 은 다음과 같다.

$$V_{L1} = (1 - N_L) V_{bat} \tag{4}$$

에너지 전달구간($t_1 \sim t_2$)에 V_{ud} 와 V_{L1} 을 구하면 다음과 같다.

$$V_{ud} = \frac{N_s}{N_p} V_{dc} \tag{5}$$

$$V_{L1} = \frac{N_s}{N_p} V_{dc} - V_{bat} \tag{6}$$

여기서 N_p, N_s 는 변압기의 1, 2차측 턴 수이다. 정상상태에서 결합 인덕터에 걸리는 평균전압이 0V이므로 식 (4)와 (6)으로부터 전압전달비를 구하면 식 (7)과 같고 그림 7과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_{bat}}{V_{dc}} = \frac{N_s M D}{N_p (0.5 - 0.5 N_L + N_L D)} \tag{7}$$

$$\text{where } \begin{cases} M=0.5 & (\text{Half Bridge}) \\ M=1 & (\text{Full Bridge}) \end{cases}$$

2.2.2 하이브리드 스위칭 기법

제안하는 컨버터는 넓은 출력전압에서 순환전류를 줄이기 위해 출력전압이 높을 때(250V~500V)는 풀브리지로 동작을 하고, 출력전압이 낮을 때(50V~250V)는 스위치 S_5, S_8 을 항상 턴 오프하여 하프 브리지로 동작하는 하이브리드 스위칭 기법을 적용하였다. 이를 통해 출력전압이 낮은 범위(50V~250V)에서 기존 풀브리지 동작에 비해 순환전류 구간을 저감시켜 낮은 출력전압에서도 고효율을 유지할 수 있다. 그림 8은 제안하는 컨버터의 제어 알고리즘 블록도이다. 배터리 충전을 위해 CC-CV 제어를 수행하고 출

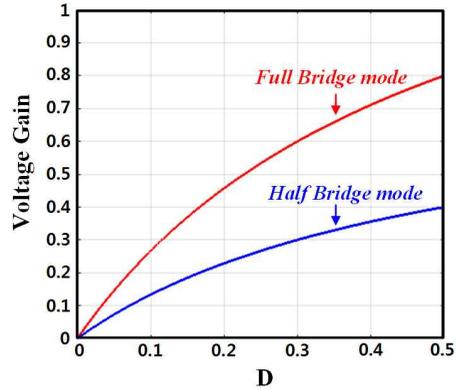


Fig. 7. Voltage gain of the proposed dc-dc converter (n=0.8).

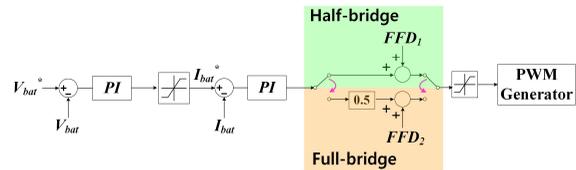


Fig. 8. Control algorithm of the proposed dc-dc converter.

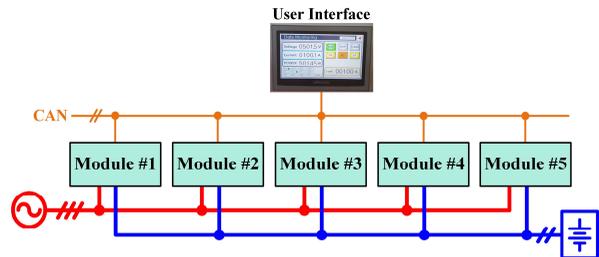


Fig. 9. Parallel configuration of the proposed fast charger.

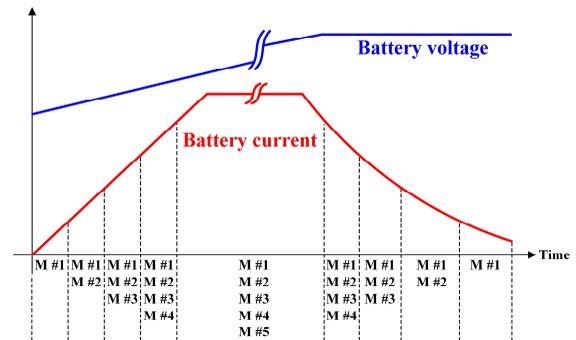


Fig. 10. Battery charging profile of the proposed fast charger.

력전압에 따라 하프브리지와 풀브리지 2가지로 나누게 된다. 하프브리지에서 풀브리지로 모드전환 시 전압이득이 2배 차이 나기 때문에 매끄러운 모드전환을 위해 풀브리지 모드에서 제어기 출력에 0.5를 곱하고, 각 상황

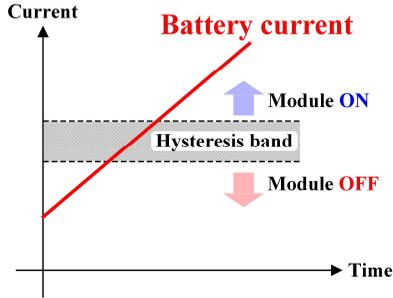


Fig. 11. Hysteresis band of the proposed fast charger.

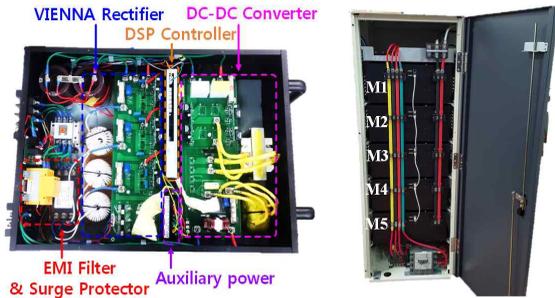


Fig. 12. Photograph of the proposed fast charger.

에 맞는 피드포워드를 보상해준다. 식 (7)로부터 각 모드의 피드포워드를 구하면 하프브리지 모드에서는 식 (8), 풀브리지 모드에서는 식 (9)와 같다.

$$FFD_1 = \frac{0.5(1 - N_L) N_p V_{bat}}{0.5 N_s V_{dc} - N_p N_L V_{bat}} \quad (8)$$

$$FFD_2 = \frac{0.5(1 - N_L) N_p V_{bat}}{N_s V_{dc} - N_p N_L V_{bat}} \quad (9)$$

2.3 병렬운전 기법

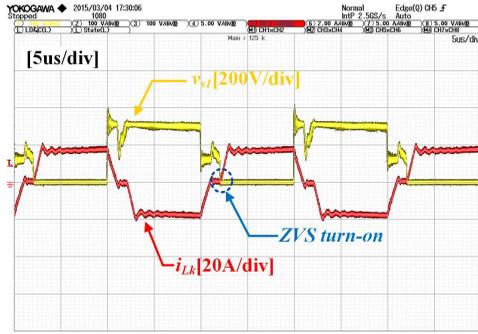
제안하는 모듈형 급속충전기의 병렬연결 구성도는 그림 9와 같다. 각 모듈은 입력 3상 전원과 출력 배터리에 병렬 연결되었으며 CAN 통신을 이용하여 지령치를 주고받는다. 유저인터페이스를 담당하는 상위제어기에서 각 모듈에서 검출된 전압, 전류값을 받고 이를 이용하여 병렬운전 기법을 통해 각 모듈에 전압전류 지령치를 전달한다. 그림 10은 제안하는 급속충전기의 배터리 충전 프로파일이다. 일반적으로 전력변환기는 인덕터와 변압기의 철손으로 인해 경부하에서 효율이 낮고 중부하 이상에서 높은 효율을 유지한다. 이를 고려하여 5개의 모듈을 동시에 운행하는 것보다 배터리전류에 따라 운전하는 모듈의 개수를 조절하면 전체 시스템 효율을 향상시킬 수 있다. 제안하는 모듈형 급속충전기는 그림 10과 같이 배터리전류가 상승함에 따라 운전 모듈의 개수를 증가시킨다. 하지만 배터리전류에 따라 운전 모듈 개수가 변경되므로 각 모듈이 턴온할 때와 턴오프할 때 노이즈나 에러 등으로 모듈의 턴온과 턴오프가 반복되는

TABLE I
SPECIFICATION OF THE PROPOSED FAST CHARGER

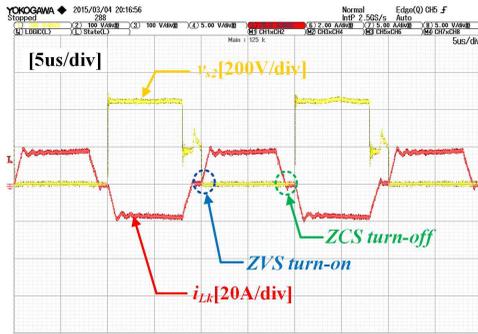
Parameter	Value
Output power	50kW
Input voltage	3Φ 380V _{ac} ±10%
Output voltage	50V ~ 500V
Output current	0 ~ 100A
Power factor	0.99 @ 50kW
THD	2.3% @ 50kW
Efficiency	95% @ 50kW
Dimensions (D x W x H)	550 x 750 x 1417 mm (585L)
Communication	CAN 2.0
Charging method	CC-CV

TABLE II
SELECTED COMPONENTS OF 10kW FAST CHARGER MODULE

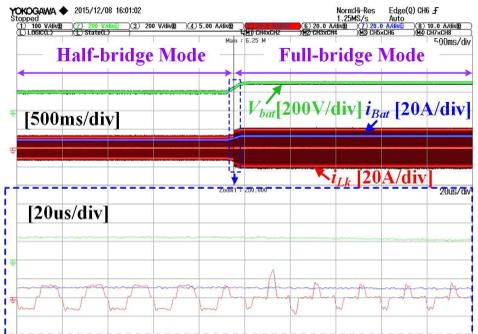
Component	Part number
VIENNA Switches(S_{n^+}, S_{n^-}), DC-DC Switches($S_1 \sim S_8$)	IXFB110N60P3
VIENNA Diodes(D_{n^+}, D_{n^-})	DSI45-08A
VIENNA Fast Diodes(D_{f^+}, D_{f^-})	IDW40G65C5
DC-DC 1 st Diodes($D_1 \sim D_4$)	DSEI60-06A
DC-DC 2 nd Diodes($D_5 \sim D_8, D_{sn}$)	DSEI120-12A
DC-DC Filter Diode(D_f)	C3D10170H
Transformer	$N_p:N_s=1.25:1$
	10.8kVA
VIENNA Input Filter Inductor (L_a, L_b, L_c)	1.45mH
DC-DC Coupled inductor (L_1, L_2)	$k=0.97$ (Coupling Coefficient)
	540uH
VIENNA Output Capacitor(C_o, C_c)	3300uF
DC-DC Input Capacitor(C_{i1}, C_{i2})	20uF
DC-DC Output Capacitor(C_o)	10uF
DC-DC Snubber Capacitor(C_{sn})	0.22uF
DC-DC Snubber Resistor(R_{sn})	10kΩ



(a) Switch S_1



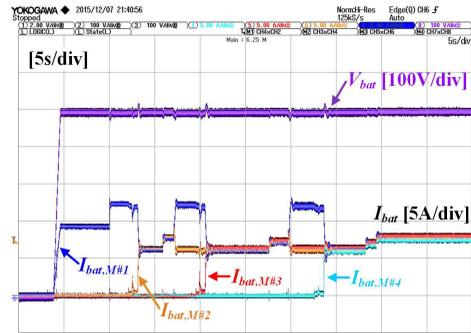
(b) Switch S_2



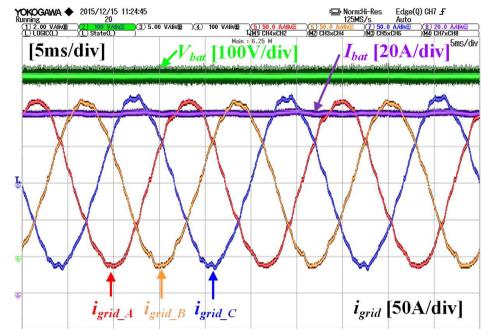
(c) Mode transition from half-bridge mode to full-bridge mode



(a) Start-up



(b) Parallel operation



(c) Input current at $P_o=50kW$

Fig. 13. Experimental waveform of the proposed dc-dc converter.

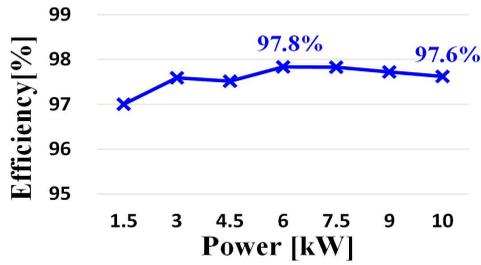
채터링현상이 발생할 수 있다. 이러한 채터링현상을 예방하기 위해 제안하는 급속충전기는 그림 11과 같이 히스테리시스 밴드를 적용하였다.

3. 실험결과

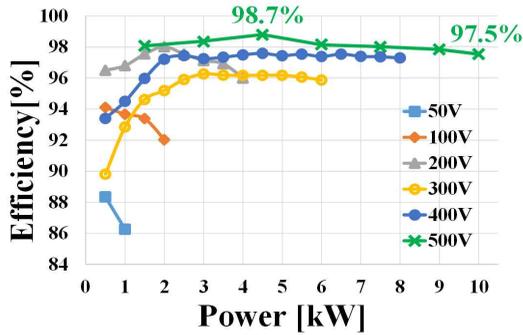
제안하는 모듈형 급속충전기의 타당성을 검증하기 위해 그림 12와 같이 10kW급 모듈 시작품 5대를 제작하여 50kW급 급속충전기를 구성하였다. 10kW급 모듈은 EMI필터, 서지보호기, 비엔나정류기, DC-DC 컨버터, 디지털제어기, 보조전원으로 구성되어있다. 디지털제어기는 TI사의 TMS320F28335를 사용하였다. 제안하는 모듈

Fig. 14. Experimental waveform of the proposed fast charger.

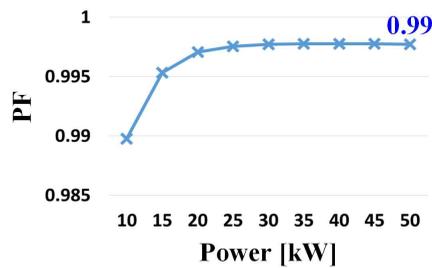
형 급속충전기의 개발 사양은 표 1과 같다. 표 2는 제안하는 급속충전기 모듈의 선정된 소자이다. 그림 13은 10kW급 모듈형 급속충전기의 DC-DC 컨버터 실험파형이다. 그림 13(a)와(b)에서 보듯이 모든 스위치가 ZVS 턴온을 성취한다. 그림 13(c)는 하이브리드 스위칭기법을 나타내는 실험파형으로 DC-DC 컨버터의 제어기에 피드포워드가 적용되었기 때문에 하프브리지 모드에서 풀브리지 모드로 전환할 때 과도상태가 없는 것을 확인할 수 있다. 그림 14는 제안하는 50kW급 급속충전기의 실험파형이다. 그림 14(a)는 스타트업 동작으로 전자 접촉기가 연결되면 직류링크 커패시터에 전압이 충전되고 초기충전이 완료되면 비엔나 정류기를 가동하여 직류링크전압을 750V로 상승시킨다. 그 후 DC-DC 컨버터를



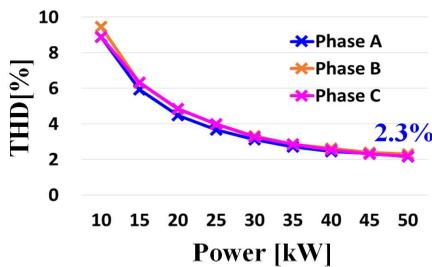
(a) Efficiency of VIENNA rectifier at $V_{dc}=750V$



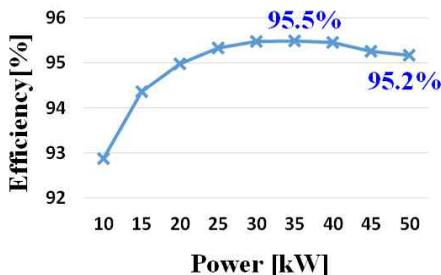
(b) Efficiency of the proposed dc-dc converter



(c) PF



(d) THD



(e) Efficiency of 50kW fast charger at $V_{bat}=500V$

Fig. 15. Measured efficiency, PF and THD.

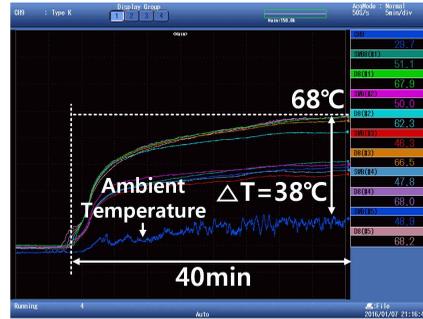


Fig. 16. Measured temperature.

TABLE III
PERFORMANCE COMPARISON OF FAST CHARGERS^[11]

	Proposed	Delta	EATON	ABB	Schneider Electric
Rated Power	50kW	50kW	50kW	50kW	50kW
Input AC Voltage	3Φ 380V	3Φ 208V 3Φ 480V	3Φ 208V	3Φ 480V	3Φ 480V
Output DC Voltage	50-500V	50-500V	>400V	200-500V 50-500V	50-500V
Peak Efficiency	95.5%	94%	-	95%	-
Power Factor	>0.99	>0.98	-	>0.96	-
Volume	585L	918L	844L	758L	918L
Weight	150kg	645kg	350kg	400kg	734kg

동작시켜 정상상태에 도달한다. 그림 14(b)는 제안하는 10kW급 모듈의 병렬운전 실험과형이다. 배터리 프로파일 일을 고려하여 배터리 전류가 증가하면 운전하는 모듈을 수를 점차 증가시키며 각 모듈이 안정적으로 정상상태에 도달하는 것을 볼 수 있다. 그림 14(c)는 정상상태 입력전류 실험과형으로 역률이 높고 THD가 낮을 것을 볼 수 있다. 그림 15는 YOKOGAWA사의 WT3000을 이용하여 측정된 효율, 역률, THD이다. 역률과 THD는 정격에서 각각 0.99, 2.3%를 달성하였다. 그림 15(a)는 비엔나정류기의 측정효율로 정격효율 97.6%를 달성하였다. 그림 15(b)는 배터리전압에 따른 DC-DC 컨버터의 측정효율로 하이브리드 스위칭기법을 통해 낮은 전압에서도 높은 효율을 갖는다. 그림 15(e)는 50kW급 급속충전기의 측정효율로 최고효율 95.5%, 정격효율 95.2%를 달성하였다. 그림 16은 각 모듈에서 가장 높은 온도를 갖는 소자에 대한 측정온도이다. 40분경과 시 DC-DC 컨버터의 출력 다이오드 온도가 68°C로 가장 높았으며

ΔT 는 38°C로 측정되었다. 표 3^[11]은 제안하는 급속충전기와 선진사 급속충전기 최신택품의 성능을 비교한 것이다. 제안하는 급속충전기는 효율측면 뿐만 아니라 전력밀도측면에서도 우수한 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 EV와 NEV 겸용 50kW급 고효율 모듈형 급속충전기를 개발하였다. AC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터 모두 3레벨 토폴로지를 적용함으로써 스위치의 전압정격을 감소시키고 효율을 향상시켰다. DC-DC 컨버터에 결합 인덕터와 하이브리드 스위칭 기법을 적용하여 순환전류를 대폭 감소시켰으며 효율적인 병렬운전을 통해 넓은 부하범위에서 높은 효율을 유지하였다. 50kW급 시작품을 통해 최고효율 95.5%, 정격효율 95.2%를 달성하였다.

이 논문은 2016년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2014R1A2A2A01003724)

References

[1] D. Aggeler, etc. al, "Ultra-fast dc-charge infrastructures for EV-mobility and future smart grids," in *Proc. IEEE ISGTEUROPE*, pp. 1-8. Oct. 2010.

[2] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 5, pp. 2151 - 2169, May 2013.

[3] L. Tan, N. Zhu and B. Wu, "An integrated inductor for eliminating circulating current of parallel three-level DC-DC converter-based EV fast charger," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 3, pp. 1362 - 1371, Mar. 2016.

[4] S. Ahn, etc. al, "Implementation of 60-kW fast charging system for electric vehicle," in *2013 IEEE IECON*, pp. 7256-7261, Nov. 2013.

[5] J. Park, M. Kim, H. Jeong, J. Kim and S. Choi, "Development of 50kW high efficiency fast charger with wide charging voltage range," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 3, pp. 267 - 274, Jun. 2016.

[6] H. Behjati, etc. al, "Modular DC-DC converters on graphs: Cooperative control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 12, pp. 6725 - 6741, Dec. 2014.

[7] 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.

[8] Y. Prabowo, M. Kim, S. Kim and S. Choi, "Development of EV fast charger using vienna rectifier," in *Annual Conference of the KIPE*, pp. 199-200, Jul. 2015.

[9] K. Jin and X. Ruan, "Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter - A novel DC-DC converter suitable for fuel-cell power system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 5, pp. 1492-1503, Oct. 2006.

[10] I. Lee and G. Moon, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high- and wide-input-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 6, pp. 2966-2979, Jun. 2012.

[11] S. Srdic, X. Liang, C. Zhang, W. Yu and S. Lukic, "A SiC-based High-Performance Medium-Voltage Fast Charger for Plug-in Electric Vehicles," 2016 IEEE ECCE, Milwaukee, WI,



김민재(金民才)

1988년 10월 25일생. 2011년 서울과학기술대 제어계측공학과 졸업. 2013년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2016년 동 대학 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(공학박). 2016년~현재 (주)뉴파워프라즈마

기술연구소 재직 중.



김연우(金演優)

1990년 6월 10일생. 2015년 서울과학기술대 전기정보공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전기정보공학과 석사과정.



Yos Prabowo

1990년 11월 29일생. 2014년 인도네시아 반 동공대 전기정보공학과 졸업. 2016년 서울과학기술대 에너지환경대학원 신에너지공학과 졸업(석사).



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.