https://doi.org/10.6113/TKPE.2021.26.5.376

SiC-MOSFET 기반 11-kW급 양방향 탑재형 충전기 성능

이상연[1], 이우석[1], 이준영[1], 이일운†

Performance of an SiC-MOSFET Based 11-kW Bi-directional On-board Charger

Sang-Youn Lee[1], Woo-Seok Lee[1], Jun-Young Lee[1], and Il-Oun Lee†

Abstract

The design and performance of a SiC-MOSFET-based 11-kW bi-directional on-board charger (OBC) for electric vehicles is presented. The OBC consists of a three-phase two-level AC/DC converter and a CLLLC resonant converter. All the power devices are implemented with SiC-MOSFETs to reduce the conduction losses generated in the OBC, and the DC-link voltage is designed to track the level of battery voltage in the forward and reverse powering modes. As a result, the CLLLC resonant converter always runs at the switching frequency near the resonant frequency, resulting in high-efficiency operation at the maximum powering modes. As the DC-link voltage varies according to the battery voltage, the AC/DC converter in the proposed OBC adopts an adaptive DC-link voltage controller. The performance of the proposed 11-kW OBC is verified by a prototype converter with the following specifications: three-phase 60-Hz 380-V input, 11-kW capacity, and battery voltage range of 214 - 413-V, resulting in the conversion efficiency of over 95.0-% in the forward and reverse powering modes.

Key words: On-board charger, Bi-directional power transfer, CLLLC resonant converter

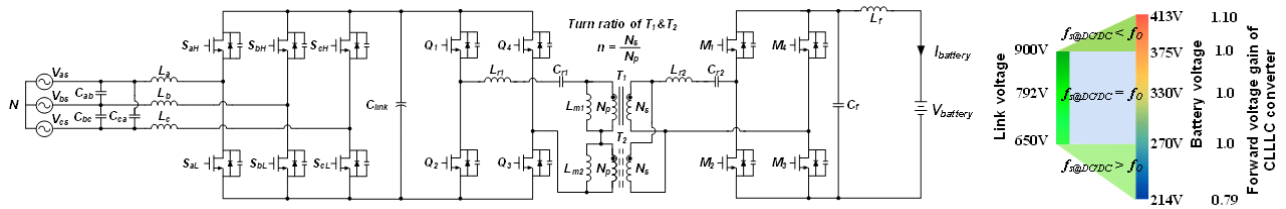
1. 서 론

최근 전기자동차 탑재형 충전기의 기술 트렌드는 다음과 같이 변하고 있다. 전기자동차의 일 충전 주행거리 확장을 위해 배터리 저장 용량이 2배 이상 증가하였고, 그 결과 탑재형 충전기의 전력 처리 용량도 11kW 또는 22kW급으로 증가하고 있다[1]. 전력 처리 용량의 이러한 증가에도 불구하고 탑재형 충전기의 그 크기는 기존 6.6kW 또는 7.2kW급 충전기와 그 차이가 없는 전력 밀도를 갖도록 완성차 업체가 요구하고 있고, 따라서 차세대 반도체인 SiC-MOSFET 또는 GaN-MOSFET를 기반한 탑재형 충전기에 대한 연구가 최근 활발히 진행되고 있다[2]. 그리고, vehicle-to-grid(V2G)와 vehicle-to-load (V2L) 시장 성장이 예상됨에 따라 양방향 탑재형 충전기에 대한 연구도 최근 많이 진행되는 추세이다[3].

Paper number: TKPE-2021-26-5-10
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: leeiloun@mju.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Myongji University, Korea
Tel: +82-31-330-6833 Fax: +82-31-330-6977
[1] Dept. of Electrical Engineering, Myongji University, Korea
Manuscript received Apr. 30, 2021; revised Jun. 24, 2021; accepted Jun. 29, 2021
— 본 논문은 2020년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

2. 제안하는 양방향 탑재형 충전기

그림 1(a)는 본 논문에서 발표하는 SiC-MOSFET 기반 11kW 양방향 탑재형 충전기의 토폴로지 구조를 보여준다. AC/DC 컨버터로 3상 2레벨 구조의 컨버터를 채택하였고, DC/DC 컨버터로는 CLLLC 공진형 컨버터를 채택하였다. CLLLC 공진형 컨버터는 양방향 동작 모두 승압/강압이 가능하고, zero-voltage switching 동작과 zero-current switching 동작을 통해 고효율 달성에 유리하다는 장점을 갖는다. 배터리 충전 또는 방전 동안 CLLLC 공진형 컨버터의 고효율 동작과 모든 배터리 전압 범위에서 CLLLC 컨버터의 전압이득이 안정적으로 확보되도록 배터리 전압 레벨에 따라 링크 전압의 크기를 가변하는 알고리즘을 적용하였다. 또한, CLLLC 컨버터의 충전 모드 또는 방전 모드에서 도통 손실을 저감하기 위해 양방향 모든 동작에서 정류단이 동기 정류기 모드로 동작하도록 하였다.



(a) (b)

Fig. 1. Proposed on-board charger. (a) Topology, (b) DC-link voltage range.

2.1 DC링크 전압 범위 설계

DC 링크 전압 가변 범위는 3상 2레벨 AC/DC 컨버터의 역률 제어 성능과 효율 최적화를 고려하여 선정하며, 선정 과정은 다음과 같다. AC/DC 컨버터가 선형 변조 영역에서 동작하기 위해서는 공간벡터 PWM(SVPWM) 기준으로 전압 변조 지수(MI)가 1.15 미만이어야 한다[4]. 계통 전압 380V과 10% 오차를 고려하여 DC 링크 전압은 600V 이상이어야 하며, AC/DC 컨버터에서 발생되는 도통 손실 최소화하기 위해 최소 DC 링크 전압을 650V로 선정하였다. 또한 AC/DC 컨버터에 1200V급 SiC-MOSFET를 적용하므로 전압 마진을 고려하여 DC 링크 전압의 최대 크기를 900V로 선정하였다.

2.2 CLLLC 공진형 컨버터의 변압기 턴비 설계

CLLLC 공진형 컨버터의 스위칭 주파수가 공진 주파수로 동작할 때, 그것의 전압 이득은 권선비로 정해진다. 2.1장에서 선정한 650-900V의 DC 링크 전압 가변 범위와 배터리 전압 214-413V를 고려하여 변압기의 권선비 n를 1.2로 선정한다. 그러면, 그림 1(b)와 같이 배터리 공칭 전압 360V를 포함한 최대 전력이 처리되는 배터리 전압 270-375V 영역에서 DC 링크 전압을 650-900V 범위에서 가변하여 CLLLC 공진형 컨버터를 공진 주파수와 같은 스위칭 주파수로 동작시킬 수 있고, 고효율을 얻을 수 있게 된다. 그 외의 배터리 전압 영역에서는 DC 링크 전압을 650V 또는 900V로 고정하여 주파수 변조 기법으로 CLLLC 공진형 컨버터를 동작시켜 배터리 충전 또는 방전을 수행한다.

2.3 CLLLC 공진형 컨버터 공진탱크 설계

CLLLC 컨버터의 공진 탱크를 Fundamental Harmonic Approximation(FHA) 원리에 따라 등가화하면 그림 2와 같이 표현되며, 사용된 파라미터는 식 (1)에서 보여준다.

$$L_m = L_{m1} + L_{m2},\ L_r = L_{r1},\ L_r = L_{r1},\ C_r = C_{r1}, \gamma L_r = 4n^2 L_{r2},$$
$$\frac{C_r}{\gamma} = \frac{C_{r2}}{4n^2},\ R_{C(ac)} = \frac{32n^2 V_{battery}^2}{\pi^2 P_O},\ \text{and}\ R_{G(ac)} = \frac{8 V_{DC_link}^2}{\pi^2 P_O}. \quad (1)$$

그림 2로부터 CLLLC 공진형 컨버터의 충전 모드 전압이득은 식 (2)와 같이 구해지고, 방전 모드 전압이득은 식 (3)과 같이 구해진다.

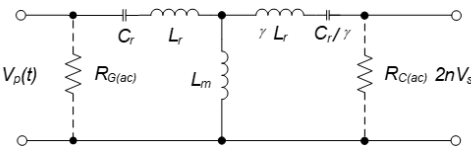


Fig. 2. Equivalent circuit model of the CLLLC resonant converter.

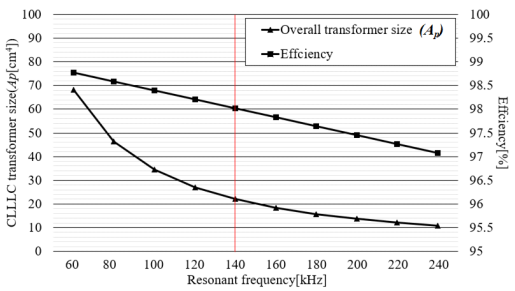


Fig. 3. CLLLC resonant converter analysis according to resonant frequency.

$$\frac{2n V_S(t)}{V_P(t)} = M_{charging} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{charging}^2 + \beta_{charging}^2}},$$
$$\text{where}\quad \alpha_{charging} = \frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) + 1 \ \text{and} \quad (2)$$
$$\beta_{charging} = Q_C\left[f_n\left(1 + \gamma + \frac{\gamma}{k}\right) - \frac{1}{f_n}\left(1 + \gamma + \frac{2\gamma}{k}\right) + \frac{\gamma}{k f_n^3}\right].$$

$$\frac{V_P(t)}{2n V_S(t)} = M_{discharging} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_{discharging}^2 + \beta_{discharging}^2}},$$
$$\text{where}\quad \alpha_{discharging} = \frac{\gamma}{k}\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) + 1 \ \text{and} \quad (3)$$
$$\beta_{discharging} = Q_G\left[f_n\left(1 + \gamma + \frac{\gamma}{k}\right) - \frac{1}{f_n}\left(1 + \gamma + \frac{2\gamma}{k}\right) + \frac{\gamma}{k f_n^3}\right].$$

식 (2), (3)에서 사용된 변수는 다음과 같이 정의된다.

$$k = \frac{L_m}{L_r},\ Q_C = \frac{Z_O}{R_{C(ac)}},\ Q_G = \frac{Z_O}{R_{G(ac)}},\ f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}},$$
$$Z_O = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}},\ \text{and}\ f_n = \frac{f_{sw}}{f_o}. \quad (4)$$

CLLLC 공진형 컨버터의 충전 모드와 방전 모드에서 스위칭 주파수 변조를 통해 확보해야 하는 전압이득 범위는 그림 1(b)로부터 식 (5)와 같이 분석된다.

$$0.79 \le M_{charging} \le 1.10 \ \text{and}$$
$$0.91 \le M_{discharging} \le 1.27. \quad (5)$$

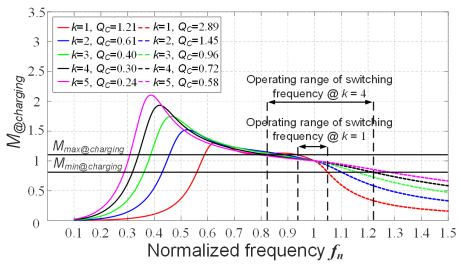


Fig. 4. Voltage gain, $M_{charging}$ in charging Mode according to different k factor with $\gamma = 1$, $L_m = 100$uH, $f_o = 140$kHz.

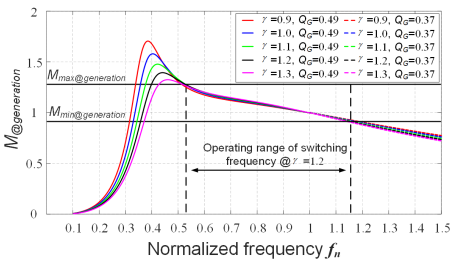


Fig. 5. Voltage gain, $M_{discharging}$ in discharging mode according to different γ factor with $k = 4$, $L_m = 100$uH, $f_o = 140$kHz.

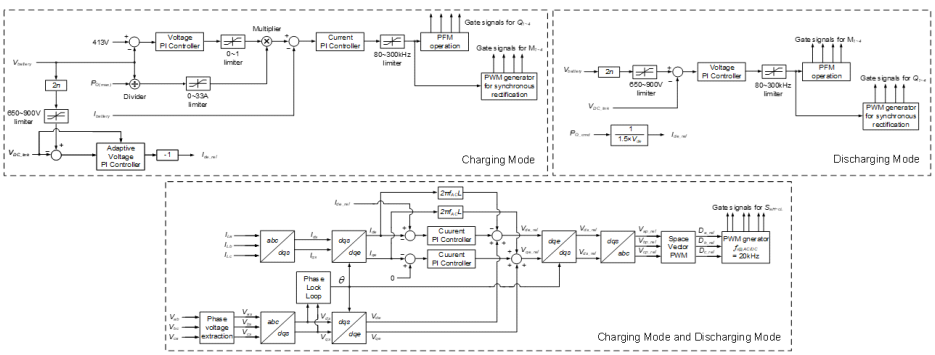


Fig. 6. Control algorithm.

CLLLC 공진형 컨버터의 공진 주파수는 주어진 고압측 전압과 전력처리 용량을 기반으로 자성체의 크기, 예상 효율을 그림 3과 같이 분석하였으며, 이를 바탕으로 공진 주파수를 140kHz로 선정하였다. 변압기의 자화 인덕턴스는 영전압 스위칭(zero-voltage-switching, ZVS) 동작 조건식 (6)을 고려하여 100uH로 설계하였다.

$$L_m = L_{m1} + L_{m2} \le \frac{T_{dead}}{16 C_{osstotal} f_o} = 230 \ [\text{uH}] \qquad (6)$$

식 (6)에서 $C_{osstotal}$는 1차측과 환산된 2차측 C_{oss}의 총합이며, T_{dead}는 dead time을 의미한다.

γ factor의 변화는 충전 모드 전압이득에 미치는 영향이 적고, 방전 모드 전압이득에 미치는 영향이 크다. 충전 모드의 전압이득을 분석하기 위해 γ factor를 1로 가정하고, k factor 변화에 따른 이득 곡선을 그리면 그림 4와 같다. 이 설계에서, 스위칭 주파수 가변 범위를 고려하여 k factor를 4로 선정하였다.

그림 5는 선정한 k factor, L_m과 f_o를 기준으로 γ factor 변화에 따른 방전 모드 이득곡선을 보여준다. 최대 전압 이득과 스위칭 주파수 가변 범위를 고려하여 이 설계에서 γ factor를 1.2로 선정하였다.

2.4 제어 알고리즘

그림 6은 제안하는 토폴로지의 제어 알고리즘을 보여준다. 충전 모드에서 AC/DC 컨버터는 CLLLC 공진형 컨버터가 공진 주파수 영역에서 동작할 수 있도록 DC 링크 전압을 가변 제어한다. 이때 DC 링크 전압의 변동이 AC/DC 컨버터 제어 성능에 영향을 주지 않도록 DC 링크 전압에 따라 제어기의 이득을 적응적으로 변화시키는 적응형 전압 PI 제어기를 적용한다. CLLLC 공진형 컨버터는 CC, CP 제어를 통해 배터리를 충전하고, 배터리 전압이 413V에 도달하면 CV 제어를 통해 배터리를 서서히 충전한다.

방전 모드에서 CLLLC 공진형 컨버터는 DC 링크 전압제어를 수행하며, 공진 주파수 영역에서 동작할 수 있도록 DC 링크 전압명령을 형성한다. DC/AC 인버터단은 상위 제어기로부터 방전 전력 지령(P_{o_cmd})을 받고 전류제어를 통해 방전 전력량을 조절한다.

3. 실험 결과

SiC-MOSFET 기반한 11kW 양방향 탑재형 충전기의 효율성을 검증하기 위해 계통 전압 380V/60Hz, 배터리 전압 214-413V의 사양으로 프로토타입을 제작하였다. 제작에 사용된 부품은 표 1에 정리하였다. 프로토타입 하드웨어는 그림 7에서 보여주며, 1.0kW/liter 이상의 전력 밀도를 보여준다. 실제 탑재형 충전기 기구 사양에 맞추어 제작한다면 더 높은 수치의 전력밀도를 달성할 수 있을 것으로 판단한다.

그림 8(a)의 1차측 공진 전류(ch2)와 1차측 스위치 양단 전압 파형(ch4)을 통해 충전 모드에서 ZVS 동작함을 알 수 있으며, 동작 스위칭 주파수가 135kHz로 공진 주파수 영역에서 동작함을 확인할 수 있다. 그림 8(b)의 2차측 공진 전류(ch3)와 1차측 스위치 양단 전압 파형(ch1)을 통해 방전 모드에서 ZVS 동작함을 알 수 있다. 방전 모드에서는 충전 모드에서 보이지 않던 변압기 2차측 누설 인덕턴스의 영향으로 스위칭 주파수가 공진

TABLE I
COMPNENTS LIST

Components	Parameters
Input filter capacitor (C_{ab}, C_{bc}, C_{ca})	3.3 μF
AC/DC inductor (L_a, L_b, L_c)	2 mH
AC/DC switches ($S_{aH\sim cL}$)	IMW120R045M1
Link capacitor (C_{link})	550 μF
Primary switches ($Q_{1\sim4}$)	SCTWA50N120
Primary resonant inductor (L_{r1})	20 μH
Primary resonant capacitor (C_{r1})	55 nF
Transformers (T_1, T_2)	L_m: 49.7 μH, L_{lkg}: 4.0 μH
Secondary resonant inductor (L_{r2})	5.46 μH
Secondary resonant capacitor (C_{r2})	300 nF
Secondary switches ($M_{1\sim4}$)	SCT3030AL
Output filter capacitor (C_f)	2.2 μF
Output filter inductor (L_f)	50 μH

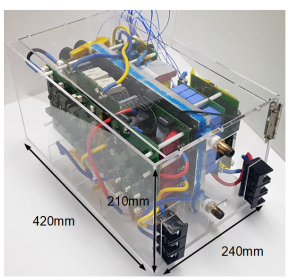
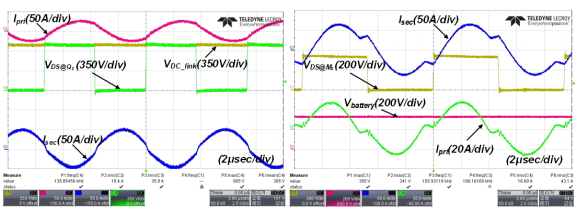


Fig. 7. An 11 kW prototype for the proposed topology.



(a) (b)

Fig. 8. Keywaveforms with nominal voltage. (a) Charging mode, (b) Discharging mode.

주파수보다 낮은 영역에서 동작하는 것을 확인할 수 있다. 그림 9의 충전 모드에서의 효율, 역률 및 THD를 통해 최대 효율 95.84%, 최대 역률 98.32%, 최소 THD 4.09% 달성을 확인하였다. 그림 10의 방전 모드에서의 효율, 역률 및 THD를 통해 최대 효율 95.17%, 최대 역률 97.1%, 최소 THD 4.17% 달성을 확인하였다.

그림 9와 그림 10을 통해 4kW 미만의 낮은 부하 동작에서는 10% 이상의 높은 THD가 확인되며, 4kW 이상의 부하 동작에서부터 10% 미만의 낮은 THD를 달성한다.

4. 결 론

본 논문에서는 전기자동차 탑재형 충전기의 최근 기술 트렌드에 맞춰, SiC-MOSFET 기반 11kW급 양방향

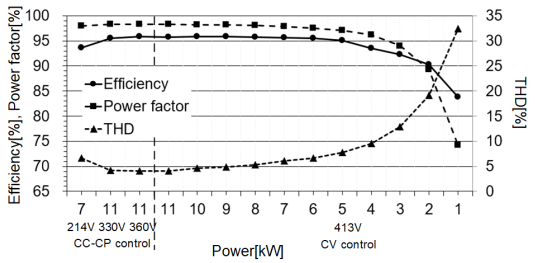


Fig. 9. Efficiency, power factor, and THD in charging mode.

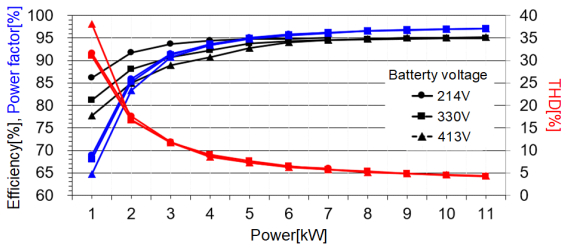


Fig. 10. Efficiency, power factor, and THD in discharging mode.

탑재형 충전기를 설계하고 그것의 성능 검증 결과를 발표한다. 고효율화 방안으로 DC 링크 가변 알고리즘을 사용하였으며, AC/DC 컨버터의 안정적인 제어를 위해 적응형 전압 제어기를 적용하였다. 제안된 토폴로지는 11kW의 용량에서 충전 모드 및 방전 모드 모두에서 95.0% 이상의 효율, 97% 이상의 역률, 5% 이하의 THD를 달성한다. 또한 넓은 배터리 전압 범위에서 고효율을 유지한다.

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원의 "국가혁신클러스터사업(P0015364_스택구동용 양방향 저전압 컨버터(BLDC) 개발)"의 지원을 받아 수행된 연구결과임.

References

[1] A. Khaligh and M. D'Antonio, "Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 68, No. 4, pp. 3306-3324, Apr. 2019.

[2] B. Li, Q. Li, F. C. Lee, Z. Liu, and Y. Yang, "A high-efficiency high-density wide-bandgap device-based bidirectional on-board charger," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, Vol. 6, No. 3, pp. 1627-1636, 2018.

[3] B. Lee, J. Kim, S. Kim, and J. Lee, "An isolated/bidirectional PWM resonant converter for V2G(H) EV on-board charger," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 66, No. 9, pp. 7741-7750, Sep. 2017.

[4] P. Palanivel and S. S. Dash, "Multicarrier pulse width modulation methods based three phase cascaded multilevel inverter including over modulation and low modulation indices," in *2009 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-6, 2009.