

ESS 배터리 충방전 시스템을 위한 8kW급 LLC 절연형 컨버터 설계

김진우¹, 백승훈¹, 조영훈[†], 구태근²

8kW LLC Isolated Converter Design for ESS Battery Charge/Discharge System

Jinwoo Kim¹, Seunghoon Baek¹, Younghoon Cho[†], and Tae-Geun Koo²

Abstract

In battery-operated systems, an isolated converter is used to interface the utility grid with the system to increase stability when charging and discharging batteries. Systems such as vehicle-to-grids (V2Gs), on-board chargers, and energy storage systems (ESSs) have recently become popular, and the roles of isolated converters have become important considerations in fabricating such devices. A fixed-frequency LLC converter, which is a type of isolated converter, presents the advantages of high efficiency and high power density by performing zero-voltage switching (ZVS) over wide frequency ranges. However, the magnetizing inductance of the LLC converter should be designed to enable ZVS in all switching devices. Therefore, in this study, the operating characteristics of the LLC circuit are analyzed, and an optimal design method for ZVS operation is established. Moreover, an 8 kW LLC high-efficiency and high-power-density resonant converter is designed and tested for ESS application. The LLC converter achieves 98% efficiency at rated power.

Key words: LLC resonant converter, Resonant converter design, ESS, Isolated DC-DC converter, High power density

1. 서 론

전력용 반도체는 시스템에서 전력의 형태를 제어하도록 변환기능을 가진 소자로써 전력변환장치에 흔히 사용된다. 전력용 반도체는 최근 고주파를 포함한 넓은 대역에서 안정하게 동작하도록 개발되고 있으며, 이러한 넓은 대역폭을 갖는 전력용 반도체를 wide band gap(WBG) 소자라고 부르며, silicon carbide(SiC)와 gallium nitride(GaN) 소자가 이에 해당된다. 전력반도체의 고주파 대역에서의 동작은 시스템의 수동소자인 인덕터와 커패시터의 크기를 줄여 전력밀도를 매우 높일 뿐만 아니라 수동소자

개수를 줄여 전체 시스템의 원가절감에도 영향을 미친다. 또한 WBG 소자들은 기존의 Si 소자보다 고온에서의 동작 특성이 우수하며, 절연 전압이 높다. 따라서 이러한 WBG 소자의 개발은 전력변환시스템 성능향상에 큰 영향을 주고 있으며, 국내외로 우주, 항공, 군용 등의 다양한 프로젝트를 통해 연구되고 있다^[1].

최근 배터리의 기술개발이 활발해지면서 배터리 충방전 시스템에 대한 관심이 급증하고 있다. 리튬이온 배터리, 플로우 배터리 등 특성이 다양한 배터리가 개발되고 있으며, on-board charger(OBC), uninterruptible power supply(UPS) 그리고 신재생 ESS 시스템과 같이 사용하는 토폴로지의 종류에 따라 충방전 시스템도 다양하게 개발되고 있다^{[2]-[5]}.

일반적인 배터리 충방전 시스템에서는 비절연형 양방향 DC-DC 컨버터를 통해 충방전 제어를 수행한다. 하지만 이는 계통과 배터리가 절연되지 않고 직접 연결되어 안전성이 낮으므로, 추가적으로 절연형 컨버터를 DC-DC 컨버터와 연계하여 사용하여야 한다. 절연형 컨버터는 내부에 고주파 변압기가 포함되어 계통과 배터

Paper number: TKPE-2018-23-3-2

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

[†] Corresponding author: yhcho98@konkuk.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Konkuk University
Tel: +82-2-450-4109 Fax: +82-2-447-9168

¹ Dept. of Electrical Eng., Konkuk University

² Sungshin Electric Co. Ltd. Research Institute

Manuscript received Jan. 13, 2018; revised Feb. 12, 2018; accepted Mar. 14, 2018

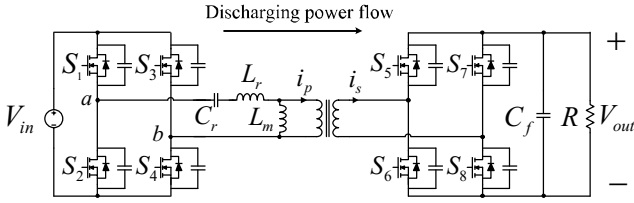


Fig. 1. Circuit diagram of LLC resonant converter.

리를 분리시켜, 서로 직접적으로 연결된 것이 아닌 변압기를 통해 시스템이 연결되므로 안전하다^{[6]-[10]}. 이러한 절연형 컨버터 토폴로지 중 하나인 고정주파수 LLC 공진형 컨버터는 다른 절연형 토폴로지와 달리 복잡한 제어방법이 없으며, 동작 시 넓은 구간에서 소프트 스위칭을 하는 특징이 있다. 따라서 LLC 컨버터는 설계한 특정 부하 영역에서 높은 효율을 가질 수 있으며, 고주파 대역에서 동작하므로 전력밀도 또한 매우 높다. 본 논문에서는 ESS 충방전 시스템을 위한 절연형 컨버터의 설계와 실험이 진행되었으며, WBG 소자인 SiC 소자를 사용하여 높은 전력밀도와 효율을 갖도록 제작하였다^[11].

2. LLC 컨버터의 동작 원리 및 해석

2.1 LLC 컨버터

고정주파수 LLC 공진형 컨버터의 회로도는 그림 1과 같다. L_r 은 변압기의 누설 인덕터이며 동시에 공진탱크의 공진 인덕터이다. C_r 은 공진 커패시터 그리고 L_m 은 자화 인덕터를 나타낸다. 1차 측 스위치 S_1 과 S_2 는 서로 상보적으로 동작하며, S_1 과 S_4 는 같은 게이트 신호를 통해 동작한다. 1차 측 스위치는 입력 전력을 직류에서 교류로 변환하여 변압기에 인가하게 되는데, 이때 변압기는 고주파 변압기로써 1차 측과 2차 측을 절연하는 역할을 한다. 2차 측 스위치는 1차 측과 반대로 교류형태의 전력을 직류로 정류하여 출력하도록 동작한다. 이때 1, 2차 측 모든 스위치는 턴 온 시 영전압 스위칭(ZVS)을 하게 되고, 2차 측 스위치는 턴 오프 시 영전류 스위칭(ZCS)을 하게 된다.

2.2 LLC 컨버터 주요 동작

그림 2는 1차 측 스위치 게이트 신호와 변압기의 1, 2차 측의 전류를 나타낸다. 여기서 V_{ab} 는 극전압, i_L 은 변압기 공진 전류, i_{Lm} 은 자화 전류 그리고 i_p 는 변압기 1차 측 전류를 나타낸다.

Mode 1($t_a \sim t_b$): Mode 1 구간에서는 스위치 S_1 과 S_4 가 턴 온 그리고 S_2 와 S_3 가 턴 오프 되어 V_{ab} 에 양의 전압이 입력전압 V_{in} 의 크기로 인가된다. 이때 공진 전류는 스위치 S_1 과 S_4 를 따라 양의 방향으로 흐르게 되며, 전력은 1차 측에서 2차 측으로 전달된다. 변압기에 인가된 양의 전압에 의해 자화 전류가 흐르게 되며, 자

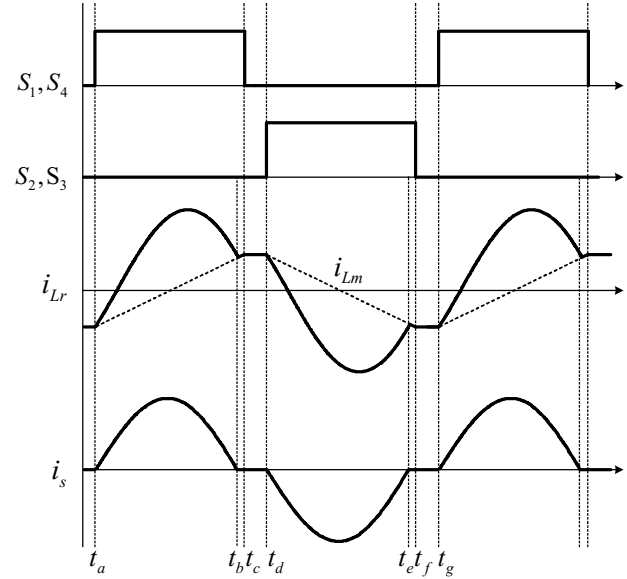


Fig. 2. Switching states and the transformer currents.

화 전류는 일정한 기울기를 가지고 커지게 된다. 이때 변압기 1차 측 전류는 공진 전류에서 자화 전류를 뺀 형태로 나타나게 되고, 2차 측 전류와 전압은 변압기 1차 측과 동일한 형태와 위상을 갖지만 크기는 변압기의 변압비에 의해 결정된다.

Mode 2($t_b \sim t_c$): Mode 2는 Mode 1과 같은 스위칭 상태지만, 자화 전류와 공진 전류가 크기가 동일해지면서 변압기 1차 측 전류가 0이 되고, 동시에 변압기 2차 측 전류도 0이 된다. 따라서 이 구간에서 전력은 1차에서 2차 측으로 전달되지 않으며, 자화 인덕터는 공진탱크와 직렬 연결된 것과 같이 나타난다. 이때 자화 인덕터는 공진인덕터스에 비해 매우 큰 값을 가지므로 공진은 발생하지 않는다. 이 구간에서는 1, 2차 측 전류가 흐르지 않으므로, 변압기 1차 측과 2차 측은 분리되어 있다.

Mode 3($t_c \sim t_d$): Mode 3은 데드타임 구간으로써 1, 2차 측 모든 스위치가 턴 오프 된다. 이때 공진 전류는 자화 전류와 크기가 같고 1, 2차 측 전류는 0이 된다. 따라서 Mode 2와 같이 공진은 발생하지 않으며, 전력은 1차 측에서 2차 측으로 전달되지 않고 분리되어 있다. 그림 3은 Mode 3에서의 1차 측 기생 커패시터와 다이오드 전류의 경로를 나타내고, 그림 4는 동일구간에서의 1차 측 기생 커패시터와 다이오드 전류의 파형을 나타낸다. 그림 4에서 데드타임 구간은 $t_1 \sim t_2$ 이고, 그림 2의 $t_c \sim t_d$ 에 해당된다. $S_1 \sim S_4$ 의 기생 커패시터는 $C_1 \sim C_4$, 역 병렬 다이오드는 $D_1 \sim D_4$ 로 순서대로 지정하였다. 그림 4의 t_1 에서 스위치 S_1, S_4 가 턴 오프 되며, 공진 전류는 그림 3(a)와 같이 4개의 기생 커패시터를 통해 루프를 형성하여 흐르게 된다. 이후 $t_2 \sim t_3$ 구간에 흐르는 기생 커패시터 전류는 ZVS 동작을 위한 공진 전류에 해당된다.

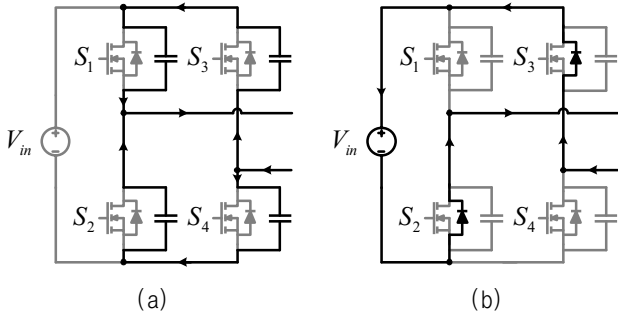


Fig. 3. Current path of Mode 3 section.
 (a) Current path through the parasitic capacitors.
 (b) Current path through the anti-parallel diodes.

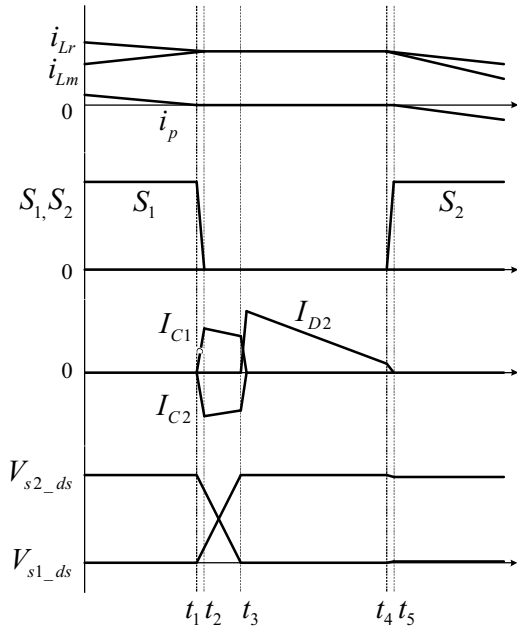


Fig. 4. Waveform of the capacitor and diode current during the dead-time period.

이 전류를 통해 커패시터 \$C_1\$과 \$C_4\$는 충전이 되고, \$C_2\$와 \$C_3\$는 반대로 방전되어 스위치 \$S_2\$와 \$S_3\$의 양단 전압 \$V_{s1_ds}\$, \$V_{s2_ds}\$는 0V가 된다. \$t_3 \sim t_4\$ 구간은 커패시터 \$C_2\$, \$C_3\$의 방전이 끝난 뒤 공진 전류가 다이오드 \$D_2\$, \$D_3\$을 통해 흐르는 구간이며 경로는 그림 3(b)와 같다. \$t_4 \sim t_5\$는 스위치 \$S_2\$, \$S_3\$가 턴 온 되는 구간이며, 스위치 \$S_2\$와 \$S_3\$의 양단 전압이 모두 방전되어 0V를 형성하고 있으므로, ZVS 턴 온 동작을 하게 된다. 따라서 ZVS 턴 온 동작은 데드타임 구간 내에서 공진 전류, 즉 자화 전류를 통한 기생 커패시터의 충전방전에 의해 결정된다.

Mode 4(\$t_a \sim t_b\$): Mode 4는 Mode 1과 유사하게 동작하며, 전력이 변압기 1차 측에서 2차 측으로 전달되는 구간이다. 스위치 \$S_1\$과 \$S_4\$가 턴 오프 그리고 \$S_2\$와 \$S_3\$가 턴 온 되며 전류의 방향은 Mode 1과 반대가 된다. 이 구간에서는 변압기 1차 측 전류는 공진 전류와 자화 전류의 차이만큼 인가된다.

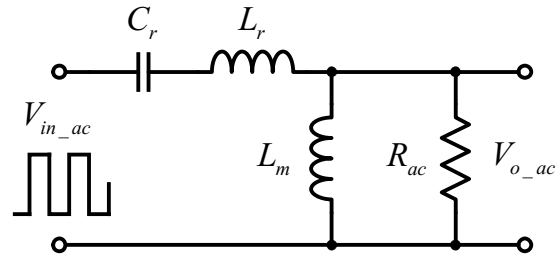


Fig. 5. Equivalent circuit of resonant tank.

3. LLC 컨버터 설계

3.1 자화 인덕턴스 설계

고정주파수 LLC 컨버터는 Mode 3의 동작과 같이 기생 커패시터의 방전에 따라 ZVS 여부가 결정된다. 즉, 그림 2의 \$t_c \sim t_d\$ 구간 동안에 스위치 기생 커패시터 \$C_2\$, \$C_3\$를 방전하도록 공진 전류가 양의 방향으로 흘러야 ZVS 동작이 가능하다. 이때 공진 전류는 자화 전류와 동일하므로, 데드타임 구간 내에 기생 커패시터를 방전하기 위한 최소의 전류량은 자화 전류를 이용하여 계산할 수 있고, 식 (1)과 (2)로 설명할 수 있다^[2].

$$t_{dt} \geq \frac{4V_i \times \max[C_1, C_2, C_3, C_4]}{\min[|i_{Lr}(t_f)|, i_{Lr}(t_c)]} = 16Cf_s L_m \quad (1)$$

$$L_m \leq \frac{t_{dt}}{16Cf_s} \approx \frac{t_{dt}}{16Cf_r} \quad (2)$$

식 (1)은 ZVS 동작을 위한 최소한의 데드타임을 계산하기 위한 식이고, 이를 정리하면 식 (2)와 같이 ZVS 턴 온이 가능한 최대 자화 인덕턴스의 크기를 구할 수 있다. 식 (1)에서는 데드타임 구간 내에서 공진 전류가 자화 전류가 동일하고, 자화 전류 계산 시 데드타임과 그 구간에서의 변화는 무시할 수 있다고 가정하여 계산된 식이다. 이와 같은 가정을 이용하여 식 (1)의 분모를 계산하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\min[|i_{Lr}(t_f)|, i_{Lr}(t_c)] = \frac{1}{4} \frac{V_i}{L_m} T_s \quad (3)$$

3.2 LLC 공진 탱크 분석

LLC 컨버터의 공진탱크는 누설 인덕터와 공진 커패시터로 구성되어 있고 그 등가회로는 그림 5와 같다. \$R_{ac}\$는 2차 측 출력 저항을 변압기 1차 측으로 가져온 등가 교류 저항이고, Q는 부하의 크기를 나타내는 Quality factor이다. m은 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스의 비율, \$f_r\$은 공진주파수 그리고 \$F_x\$는 스위칭 주파수와 공진주파수의 비율을 나타낸다. 각 변수에 대한 수식은 식 (4)와 같다. K는 공진탱크의 입력 대 출력의 전압 이득을 나타내며 식 (5)와 같다^[12].

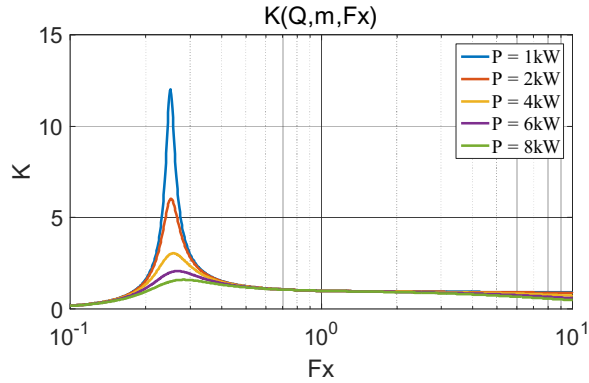


Fig. 6. Voltage gain graph of resonant tank with different load.

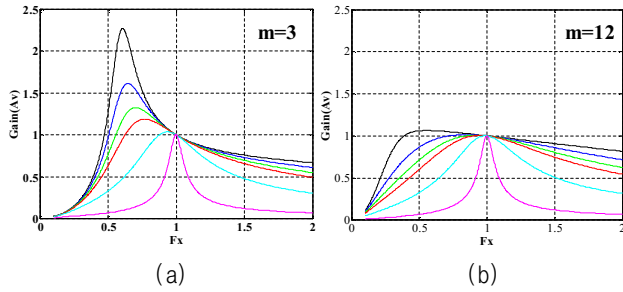


Fig. 7. Gain graph of resonant tank with different m value. (a) m = 3. (b) m = 12.

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \frac{N_p^2}{N_s^2} R \quad Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad F_x = \frac{f_s}{f_r}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (4)$$

$$K(Q, m, F_x) = \frac{F_x^2(m-1)}{\sqrt{(mF_x^2-1)^2 + F_x^2(F_x^2-1)^2(m-1)^2 Q^2}} \quad (5)$$

그림 6은 식 (5)를 Mathworks사의 Matlab을 사용하여 그린 공진탱크의 전압 이득 곡선을 나타낸다. 부하가 커질 경우 이득이 모든 F_x 에 대해 1에 점점 근사해짐을 알 수 있다. 또한 모든 부하조건에서 F_x 가 1일 경우, 전압 이득 K가 1이 됨을 확인할 수 있다. 여기서 스위칭 주파수와 공진 주파수의 비 F_x 는 공진 탱크가 커패시티브 모드 혹은 인덕티브 모드로 동작할지 결정하는 중요한 변수이다. 스위칭 주파수가 공진주파수보다 더 작은 커패시티브 모드 즉 $F_x < 1$ 에서는 V_{ab} 보다 전류의 위상이 앞서 ZCS 턴 오프 동작이 목적일 때 유리하고, 반대로 $F_x > 1$ 에 해당하는 인덕티브 모드는 공진 전류의 위상이 V_{ab} 보다 지연되어 ZVS 턴 온이 목적일 때 유리하다. 이는 공진 전류가 데드타임 구간에 진입 시 Mode 3과 같이 전류가 양의 크기를 가지며 자화 전류와 같아지기 위함이다. 따라서 본 논문에서는 F_x 가 거의 1에 근사하고, 인덕티브 모드에서 동작하도록 스위칭 주파수는 공진주파수보다 약간 크게 설정하였다.

TABLE I
LLC CONVERTER DESIGN PARAMETERS

Parameter	Mark	Value	Unit
Rated Output Power	P_o	8	kW
Rated Output Voltage	V_{out}	700	V
Rated Output Current	I_o	11.43	A
Input Voltage	V_{in}	480	V
Turn Ratio(N_2/N_1)	n	1.44	-
Leakage Inductance	L_r	6.7	μH
Resonant Capacitor	C_r	363	nF
Magnetizing Inductance	L_m	100	μH
Switching Frequency	f_{sw}	105	kHz
Switch Output Capacitance	C_{oss}	150	pF
Dead time	t_{dt}	250	ns

m 값에 따른 전압 이득 곡선을 그려보면 그림 7과 같고, m 값이 커짐에 따라 전압 이득 곡선이 전 부하에 걸쳐 일정해짐을 확인할 수 있다. 고정주파수 LLC는 주파수 제어를 하지 않으므로, F_x 가 1에 근사한 영역에서 전부하의 전압 이득이 일정해야 하므로 큰 m 값이 더 유리하다.

3.3 LLC 컨버터 제정수 설정

본 논문에서 제시하는 고정주파수 LLC의 전압 전달비는 변압기의 변압비에 의해서만 결정되어야하므로, 공진 탱크의 전압 이득 K는 1에 근사하여야한다. 따라서 F_x 는 1에 근사하도록 공진 주파수를 설정하고, m 값은 12 이상으로 크게 설정하여 전 부하 영역에서 공진 탱크의 전압 이득 K가 1에 근사하도록 설계하였다. 고주파 변압기는 스위칭 주파수인 105kHz의 고주파 영역에서 동작하도록 제작하였으며, 변압기 누설 인덕턴스를 측정된 결과 표 1에 나타난 것처럼 6.7uH의 값을 얻을 수 있다. 따라서 식 (4)를 이용하여 m 값이 12 이상이 되기 위한 자화 인덕턴스의 크기를 계산하면, 73.7uH 이상이 되어야 한다. 이때 데드타임 구간의 약 1/10의 시간 동안 스위치 기생 커패시터의 방전이 이루어지도록 설정하고, 식 (2)를 이용하여 계산해보면 자화 인덕턴스의 최솟값은 약 101uH이다. 따라서 본 논문의 실험에서는 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스의 값을 표 1과 같이 설정하였다.

4. 모의 해석 및 실험 결과

4.1 모의 해석 결과

모의 해석은 Powersim사의 PSIM을 사용하여 표 1의 제정수에 해당하는 변압기를 사용한 LLC 컨버터의 공진 전류 및 소프트 스위칭을 검토하였다. 그림 8(a)는 스위치 S1의 게이트 전압 $V_{gs,s1}$ 과 양단 전압 $V_{ds,s1}$ 을 나타내며,

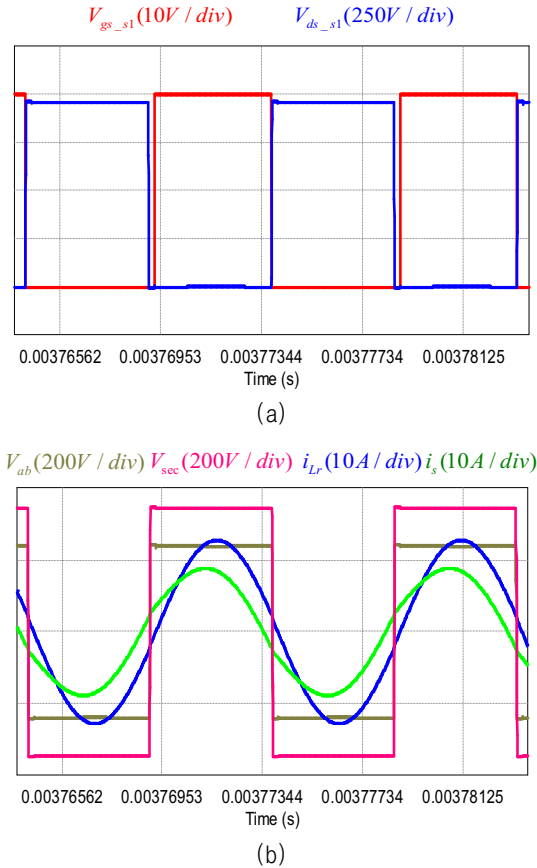


Fig. 8. Simulation result of 8kW discharging mode.
 (a) Switch drain-source voltage and gate signal.
 (b) Current and voltage of transformer.

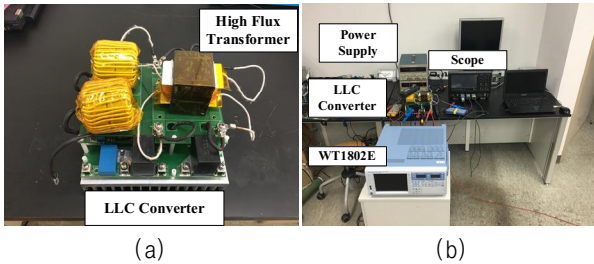


Fig. 9. LLC converter and experimental setup.
 (a) LLC converter. (b) Experimental setup.

ZVS 턴 온을 하고 있음을 확인할 수 있다. 또한 그림 8(b)를 살펴보면 공진 전류 I_{Lr} 이 데드타임 구간에서 양의 부호를 가지고 있으므로, 공진 전류로 인해 기생 커패시터의 방전이 이루어져 ZVS가 발생하고 있음을 미루어 볼 수 있다.

4.2 실험 결과

실험은 그림 9와 같이 시스템을 구성하여 진행하였다. 3상 슬라이드스와 3상 다이오드 정류기를 사용하여 배터리 방전 시 입력전압 480V, 충전시 입력전압 630V를 인가하였다. 시스템에 적용된 전력용 반도체는 WBG 소자로써, SiC 소자인 Cree사의 C2M0040120D를 사용하였다.

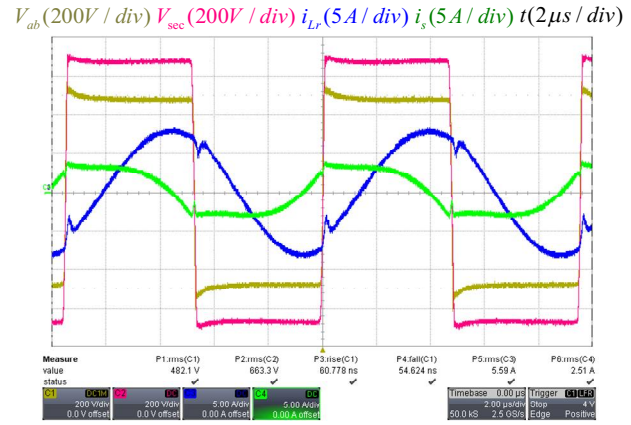


Fig. 10. Experimental result of 1.5kW discharging mode.

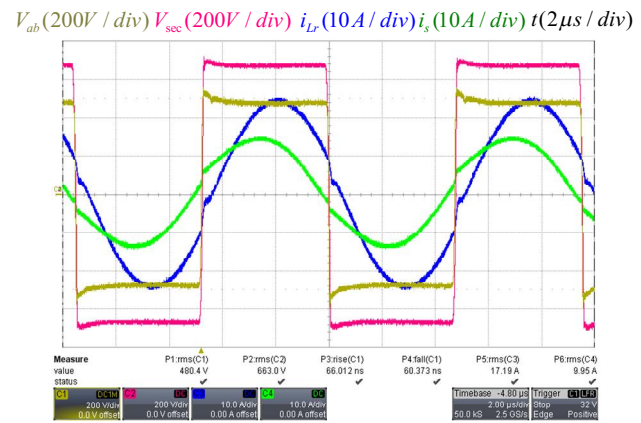


Fig. 11. Experimental result of 8kW discharging mode.

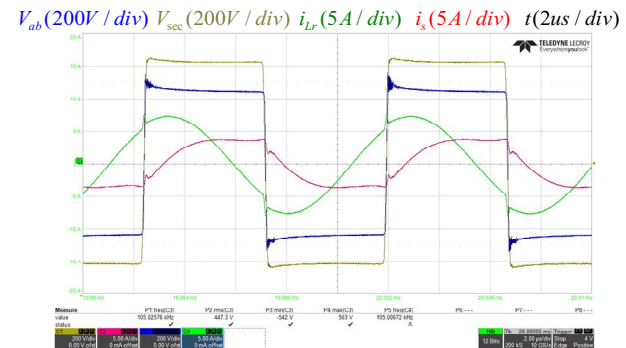


Fig. 12. Experimental result of 1.5kW charging mode.

또한 부하는 방전 시 1.5kW~8kW, 충전 시 1kW~4kW 영역에서 선형 저항부하를 사용하여 실험하였다. 제어보드는 TI 사의 DSP TMS320F28335를 이용해 실험을 진행하였다.

그림 10과 11은 배터리 방전 시, 1.5kW 그리고 8kW 부하조건에서 측정된 변압기의 전류, 전압 파형이다. 실험 결과를 살펴보면, 변압기에 인가되는 전압이 반전될 때 공진 전류의 방향이 스위칭 구간에 흐르는 전류의 방향과 동일한 방향으로 유지되며 흐르는 것으로 보아 전 구간에서 스위치가 ZVS가 턴 온이 되고 있음을 알

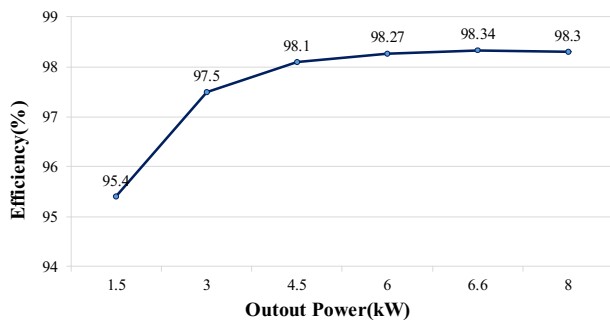


Fig. 13. Power conversion efficiency of discharging mode.

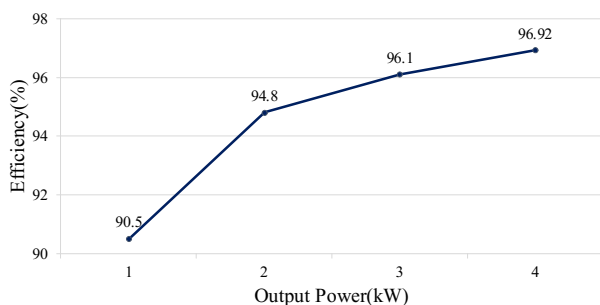


Fig. 14. Power conversion efficiency of charging mode.

수 있다. 또한 그림 8 (b)와 그림 11을 비교해 보았을 때, 모의 해석 결과와 실험 결과가 일치함을 확인할 수 있다. 그림 10과 11의 데드타임 구간에서 나타나는 전류 왜곡 현상은 Mode 2에서 설명한 것과 같이 자화 전류와 공진 전류의 크기가 같아져 생기는 현상이다.

그림 12는 1.5kW 부하 조건으로 배터리 충전 시 LLC 컨버터 변압기의 전류, 전압 파형이다. 배터리 충전 파형 역시 방전과 마찬가지로, ZVS 턴 온을 확인할 수 있다. 하지만 부하의 크기가 작고, 자화 전류에 비해 공진 전류의 크기가 작으므로, 왜곡현상이 방전 시보다 크게 나타난다.

그림 13, 14는 각각 방전, 충전 실험 시 효율곡선을 나타낸다. 방전의 경우는 8kW의 부하까지 실험하였으며, 충전의 경우는 일반적으로 방전대비 1/10의 전류량 (0.1C)으로 충전되는 것을 고려해 저전력 구간에서 실험하였다. 배터리 방전 시 LLC 컨버터의 최고 효율은 6.6kW 부하에서 98.34%, 최저효율은 1.5kW 부하에서 95.4% 로 측정되었다. 배터리 방전 시 정격부하인 8kW 와 V2G 시스템 등에서 가장 흔하게 사용되는 정격인 6.6kW 조건에서 높은 효율을 가지는 것을 확인할 수 있다. 배터리 충전 시 효율은 4kW(0.5C)에서 96.92%로 최고 효율이 측정되었다.

5. 결 론

본 논문에서는 배터리 충방전 시스템을 위한 절연형 LLC 컨버터의 이론적인 해석과 WBG 소자를 적용하여 설계를 진행하였다. 또한 스위치의 ZVS 턴 온을 위한

적절한 자화 인덕턴스 값을 선정하는 방법에 대해 기술하였다. 그리고 설계한 결과를 모의 해석과 실험을 통해 확인하였으며, 그 결과가 타당함을 검증하였다. 본 논문에서 기술한 이론을 토대로 제작한 컨버터는 방전 모드에서 정격부하인 8kW 와 6.6kW 에서 효율 98.3% 이상이 됨을 확인하였고, 4kW 충전 모드에서 최고 효율 96.92%를 가지는 것을 확인하였다. 고정주파수 LLC 컨버터는 절연의 역할을 담당하므로 입력단과 출력단의 전압, 전류 제어를 위해 인버터, DC-DC 컨버터를 연계하여 추후에 실험을 더 진행할 예정이다.

본 연구는 성신전기공업과 2017년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다.(NO.20174030201660)

References

- [1] I. O. Lee, "GaN power semiconductor power electronics technology," *KIPE MAGAZINE*, Vol. 22, No. 1, pp. 29-34, 2017.
- [2] J. H. Jung, H. S. Kim, M. H. Ryu, and J. W. Baek, "Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, No. 4, pp. 1741-1755, Apr. 2013.
- [3] B. Whitaker, *et al.*, "A high-density, high-efficiency, isolated on-board vehicle battery charger utilizing silicon carbide power devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 5, pp. 2606-2617, May 2014.
- [4] J. H. Jung and J. G. Kwon, "Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, pp. 1-10, 2007.
- [5] J. H. Jung, H. S. Kim, J. H. Kim, M. H. Ryu, and J. W. Baek, "High efficiency bidirectional LLC resonant converter for 380V DC power distribution system using digital control scheme," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, pp. 532-538, 2012.
- [6] J. W. Kim and G. W. Moon, "A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 8, pp. 4278-4287, Aug. 2014.
- [7] S. Y. Chen, Z. R. Li, and C. L. Chen, "Analysis and design of single-stage AC/DC LLC resonant converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 3, pp. 1538-1544, Mar. 2012.
- [8] J. Y. Lee, Y. S. Jeong, and B. M. Han, "An isolated DC/DC converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications," in *IEEE Transactions*

on *Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 7, pp. 2926-2934, Jul. 2011.

- [9] X. Fang, H. Hu, Z. J. Shen, and I. Batarseh, "Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, No. 4, pp. 1985-1995, Apr. 2012.
- [10] S. H. Cho, C. W. Roh, S. S. Hong, and S. K. Han, "High-efficiency and low-cost tightly-regulated dual-output LLC resonant converter," *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Bari, pp. 862-869, 2010.
- [11] I. O. Lee and J. W. Kim, "Research trend of GaN power semiconductor technology in power electronics," *The Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 65, No. 2, pp. 34-43, 2016.
- [12] S. A. Rahman, "Resonant LLC converter:operation and design," in *Infineon Technologies North America(IFNA) Corp*, Sep. 2012.



김진우(金津佑)

1991년 7월 13일생. 2017년 건국대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



백승훈(白承勳)

1991년 1월 23일생. 2015년 건국대 전기공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전기공학과 석박통합과정.



조영훈(曹永勳)

1980년 2월 4일생. 2002년 건국대 전기공학과 졸업. 2004년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2012년 버지니아공대 전기컴퓨터공학부 졸업(공박). 2004년~2009년 현대모비스 기술연구소 주임연구원. 2012년~2013년 에너트로닉스 책임연구원. 2013~현재 건국대 전기공학과 부교수. 당 학회 논문지 및 JPE 편집위원.



구태근(具泰根)

1970년 1월 27일생. 1995년 영남대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1999년~2003년 한국전기연구원 전력전자그룹 연구생. 2013년~현재 성신전기공업(주) 연구소장.