

Analysis and Comparison of Single-Phase and Interleaved Two-Phase LLC Resonant Converter Topologies for EV Battery Charging Application

Tae-Seok Kang*, Hyun-Gyu Koh*, Yoo-Seop Kim*, Yeong-Jun Choi**

*Student, Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea

**Professor, Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea

[Abstract]

This paper presents a comparative analysis of four LLC resonant converter topologies (HBLLC, FBLLC, HBILLC, and FBILLC) for EV charger applications. The operating principles and voltage gain characteristics of each topology are analyzed based on the fundamental harmonic approximation, and key design parameters such as resonant inductance, magnetizing inductance, and switching frequency are derived. All converters are designed for a rated power of 6.6 kW with an input voltage of 380V and an output voltage range of 200V–450V. Their performance is compared in terms of power loss, efficiency, and power density using PLECS simulation results. This study compares the performance of various LLC converter structures to derive an optimal topology that achieves high efficiency and power density over a wide output voltage range required for EV charging systems.

▶ **Key words:** EV charger, LLC resonant converter, Interleaved LLC, Analysis and comparison, Power density, Efficiency

[요 약]

본 논문에서는 전기자동차 충전기를 위한 네 가지 LLC 공진형 컨버터 토폴로지 (HBLLC, FBLLC, HBILLC, FBILLC)의 비교 분석을 제시한다. 각 토폴로지의 동작 원리와 이득 특성은 1차 고조파 근사를 기반으로 분석되었으며, 공진 인덕턴스, 자화 인덕턴스, 스위칭주파수 등 주요 설계 매개변수가 도출된다. 모든 컨버터는 380V 입력과 200V–450V 출력에서 정격 6.6kW로 설계되었으며, PLECS 시뮬레이션을 통해 전력 손실, 효율, 전력 밀도 측면에서 성능을 비교하였다. 본 연구는 다양한 LLC 컨버터 구조의 성능 비교를 통해 EV 충전 시스템에 요구되는 넓은 출력 전압 범위에서도 높은 효율과 전력 밀도를 달성할 수 있는 최적의 토폴로지를 도출한다.

▶ **주제어:** 전기차 충전기, LLC 공진형 컨버터, 인터리브드 LLC, 비교 분석, 전력 밀도, 효율

-
- First Author: Tae-Seok Kang, Corresponding Author: Yeong-Jun Choi
 - *Tae-Seok Kang (wpwn1207@jejunu.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - *Hyun-Gyu Koh (ko9003@stu.jejunu.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - *Yoo-Seop Kim (rdgcw12@jejunu.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - **Yeong-Jun Choi (yeongjun.choi@jejunu.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - Received: 2025. 05. 30, Revised: 2025. 06. 30, Accepted: 2025. 07. 03.

I. Introduction

최근 전기차의 보급이 확산됨에 따라 이를 뒷받침할 충전 인프라의 중요성도 함께 커지고 있으며, 특히 온보드 충전기 (On-Board Charger, OBC)에 대한 수요가 증가하고 있다[1-4].

OBC는 교류 전원을 기반으로 한 완속 충전을 담당하며, 일반적으로 역률 보정 (Power Factor Correction, PFC) 회로를 포함한 AC/DC (Alternating Current/Direct Current) 컨버터와 넓은 전압 범위를 가진 절연형 DC/DC 컨버터로 구성된다. 또한, 차량 내부에 탑재되어 소형화, 고전력 밀도, 고효율 설계가 요구된다[5-7].

이러한 요구 사항을 만족시키기 위해 다양한 절연형 DC/DC 컨버터 토폴로지가 연구되었으며, 특히 LLC 공진형 컨버터 (LLC Resonant Converter)는 1차측 스위치의 ZVS (Zero Voltage Switching), 2차측 다이오드의 ZCS (Zero Current Switching), 높은 전력 변환 효율 및 간단한 회로 구성 등의 이점을 통해 EV (Electric Vehicle) 배터리 충전 분야에서 널리 사용된다[8]-[10]. LLC 공진형 컨버터는 공진주파수 부근에서 최적의 효율을 달성하지만, 전압 범위가 넓은 EV 충전 시스템의 경우 넓은 스위칭주파수 범위 동작이 요구된다. 스위칭주파수가 공진주파수에서 벗어나면 전도 손실 증가로 인해 효율이 감소한다. 이를 극복하기 위해 자화 인덕턴스를 감소시켜 전압 이득을 높일 수 있지만 공진 탱크에 흐르는 전류 피크가 증가하여 손실이 증가한다[11-13]. 따라서 효율과 성능을 동시에 만족시킬 수 있는 토폴로지 분석과 설계 전략이 필요하다.

이러한 문제들을 극복하고자 본 연구에서는 단일 위상과 다상 인터리브드 구조 간 성능 및 효율을 비교 분석함으로써 각 구조의 적용 가능성을 평가한다. 또한 하프브리지와 풀브리지 구조의 세부 설계 선택에 따른 효율 및 구조적 이점들을 분석하여, EV 충전 시스템의 요구 사항에 맞는 최적의 토폴로지를 도출하고자 한다. 각 토폴로지의 구조적 특성과 동작 조건에 따라 효율, 전압 이득, 제어 용이성 등에 큰 차이가 발생할 수 있으며, 이에 대한 명확한 비교 분석은 효율 개선과 제어 복잡성 감소에 기여한다. 따라서 다양한 토폴로지에 대한 데이터를 제공함으로써, EV 충전 시스템에 적합한 토폴로지 선정 기준을 제시하고, 최적의 토폴로지를 도출한다.

본 논문은 EV 충전 시스템을 위한 대표적인 네 가지 LLC 기반 절연형 DC/DC 컨버터 토폴로지인 하프브리지 LLC (HBLLC), 풀브리지 LLC (FBLLC), 하프브리지 인터리브드 LLC (HBILLC), 풀브리지 인터리브드 LLC

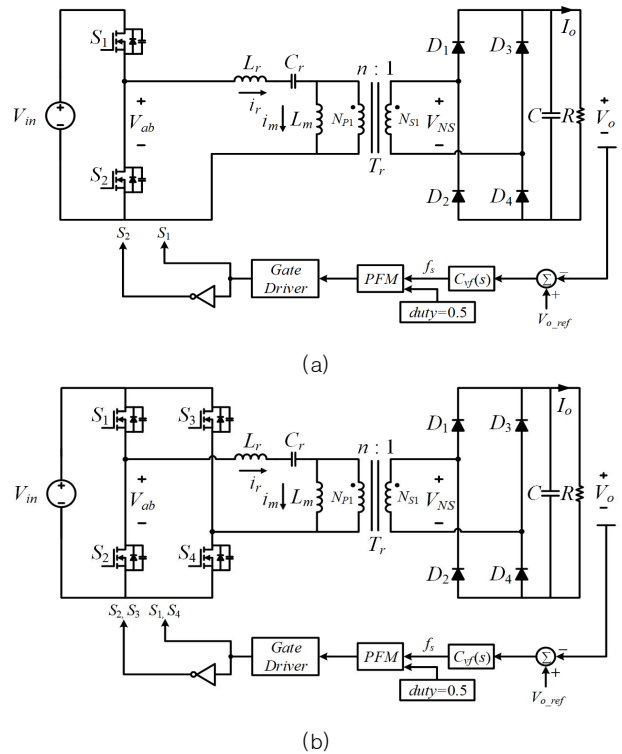


Fig. 1. Circuit diagram of (a) HBLLC and (b) FBLLC resonant converters.

(FBLLC) 컨버터를 선정하여 각각 6.6kW급 설계를 통해 구조적 특성, 효율, 전압 조정 범위 등을 평가한다.

II. Circuit and Operating Principle

1. Circuit Description

LLC 공진형 컨버터는 Fig. 1.과 같이 1차 측에 풀브리지 및 하프브리지 스위칭 네트워크가 사용되며 2차 측은 4개의 다이오드를 갖춘 정류기로 구성된다. 공진 탱크는 공진 커패시턴스 C_r 와 공진 인덕턴스 L_r , 자화 인덕턴스 L_m 를 포함하는 변압기 T_r 로 구성되며, $n : 1$ ($N_{p1} : N_{s1}$)의 권선비를 갖는다. 해당 컨버터는 추가적인 외부 인덕터 없이 하나의 변압기로 공진 탱크를 구성할 수 있으며, 스위칭 소자의 ZVS 구현을 통해 높은 효율을 달성할 수 있다. Fig. 2.에 제시된 인터리브드 LLC 공진형 컨버터는 1차 측에 두 개의 풀브리지 및 하프브리지 스위칭 네트워크가 병렬 연결되고, 두 개의 동일한 공진 탱크 ($L_{r1} = L_{r2} = L_r, C_{r1} = C_{r2} = C_r, L_{m1} = L_{m2} = L_m$)를 갖는다. 정류기는 두 개의 변압기 T_{r1}, T_{r2} 의 2차 측 권선을 직렬로 연결하여 구성된다. 이러한 1차 측 병렬 및 2차 측 직렬 구조로 인해 두 공진 탱크와 변압기 권선에

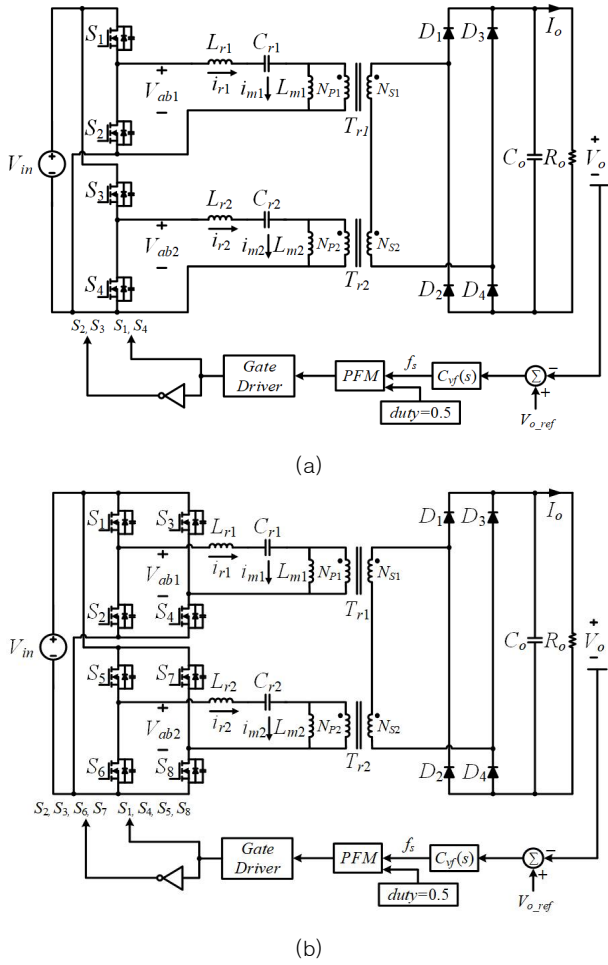


Fig. 2. Circuit diagram of (a) HBILLC and (b) FBILLC resonant converters.

흐르는 전류는 항상 동일하며, 각 상의 출력 전압이 더해져 전체 출력 전압은 단일 LLC 컨버터 대비 두 배로 증가한다.

2. Operating Principle

일반적으로 LLC 공진형 컨버터는 스위칭주파수 f_s 가 공진주파수 f_r 와 일치할 때 가장 높은 효율을 달성한다. 그러나 OBC와 같이 넓은 전압 범위가 요구되는 어플리케이션에서는 스위칭주파수가 공진주파수에서 멀어지도록 주파수 변조 (Pulse Frequency Modulation, PFM)를 사용하여 출력 전압을 조정한다[14]. Fig. 3.은 스위칭주파수가 공진주파수보다 낮은 영역에서 동작하는 HBLLC 및 FBLLC 컨버터의 전압, 전류 파형을 나타낸다. HBLLC 및 FBLLC 구조 또한 하나의 상에 대해서는 동일한 파형을 가진다. t_0 에서 t_1 은 데드타임 구간이다. 이때, 음의 공진 전류 i_r 로 인해 스위치의 기생 커패시턴스 C_{oss} 가 역전압으로 방전된 후 바디 다이오드가 도통된다. t_1 에서 스위치

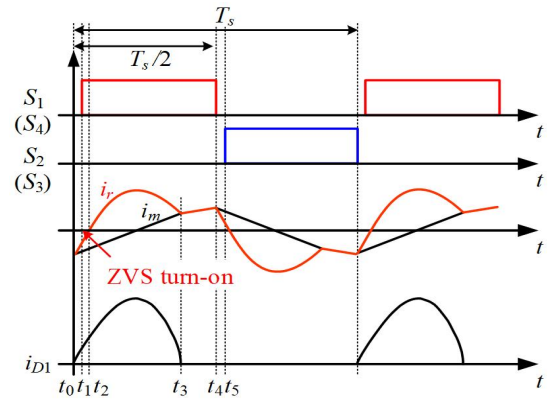


Fig. 3. Typical waveforms of LLC and ILLC resonant converter operating at a frequency below resonance region.

의 바디 다이오드에 음 전류가 흐르고 있으므로 스위치 S_1, S_4 (ILLC의 경우 S_1, S_4, S_5, S_8)는 ZVS 턴 온 된다. t_2 에서 t_3 는 공진 인덕터 전류 i_r 가 양의 방향으로 증가하는 구간이다. 따라서 전력이 변압기를 통해 1차 측에서 2차 측으로 전달된다. t_3 에서는 i_r 과 i_m 이 만나므로 공진이 중단되고 t_3 에서 t_4 구간에서는 2차 측으로 전력이 전달되지 않는다. 나머지 반주기는 전류의 방향만 반대이며, 특성은 동일하다.

III. Analysis and Design Methodology

1. Gain Analysis

일반적으로 배터리 충전용 LLC 컨버터는 넓은 전압 이득을 확보하기 위해 주파수 변조를 사용하여 출력 전압을 조절한다. 기본파 근사 (Fundamental Harmonic Approximation, FHA) 방법은 주파수 변조를 사용하는 LLC 공진형 컨버터를 분석하는데 사용된다[15]. Fig. 4. (a), (b)는 FHA 방법을 사용한 LLC, ILLC 컨버터의 등가 회로를 나타낸다. 네 가지 토폴로지의 동작 방식에 따라 입력 전압 및 변압기 권선비가 달라지므로, 각 토폴로지에 대한 권선비는 식 (1)-(4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$HBLLC: m = 1/2, n = N_{p1}/N_{s1} \quad (1)$$

$$FBLLC: m = 1, n = N_{p1}/N_{s1} \quad (2)$$

$$HBLLC: m = 1/2, n = N_{p1}/(N_{s1} + N_{s2}) \quad (3)$$

$$FBLLC: m = 1, n = N_{p1}/(N_{s1} + N_{s2}) \quad (4)$$

푸리에 분석에 따르면, 공진 탱크의 구형파 입출력 전압

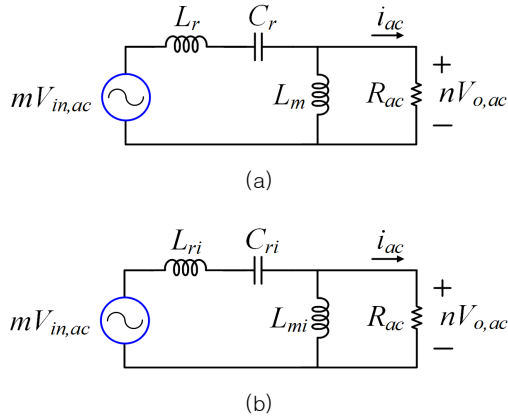


Fig. 4. Equivalent circuits of (a) LLC and (b) ILLC resonant converters.

및 정현파 출력 전류의 기본 주파수 성분은 식 (5)-(8)과 같다.

$$V_{in,ac,HB} = \frac{2}{\pi} V_{in} \sin(\omega_s t) \quad (5)$$

$$V_{in,ac,FB} = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(\omega_s t) \quad (6)$$

$$nV_{o,ac} = \frac{4}{\pi} nV_o \sin(\omega_s t - \phi_V) \quad (7)$$

$$I_{ac} = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(\omega_s t - \phi_i) \quad (8)$$

여기서, ϕ_V 는 입력 전압 V_{in} 과 출력 전압 V_o 사이의 위상차, ϕ_i 는 출력 전류 I_o 와 V_o 사이의 위상차, ω_s 는 스위칭 각 주파수이다. 따라서 등가저항 R_{ac} 은 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$R_{ac} = \frac{nV_{o,ac}}{i_{ac}} = \frac{8n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (9)$$

LLC 및 ILLC 컨버터의 전달함수 $H(s)$ 는 식 (10), (11)과 같이 유도할 수 있다.

$$H_{LLC}(s) = \frac{nV_{o,ac}}{V_{in,ac}} = \frac{sL_m \parallel R_{ac}}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + sL_m \parallel R_{ac}} \quad (10)$$

$$H_{iLLC}(s) = \frac{nV_{o,ac}}{V_{in,ac}} = \frac{sL_{mi} \parallel R_{ac}}{sL_{ri} + \frac{1}{sC_{ri}} + sL_{mi} \parallel R_{ac}} \quad (11)$$

여기서, L_{ri} , C_{ri} , L_{mi} 는 식 (12), (13), (14)와 같다.

$$L_{ri} = L_{r1} \parallel L_{r2} = L_r/2 \quad (12)$$

$$C_{ri} = C_{r1} \parallel C_{r2} = 2C_r \quad (13)$$

$$L_{mi} = L_{m1} \parallel L_{m2} = L_m/2 \quad (14)$$

FBLLC 컨버터를 기준으로 정규화된 전압이득은

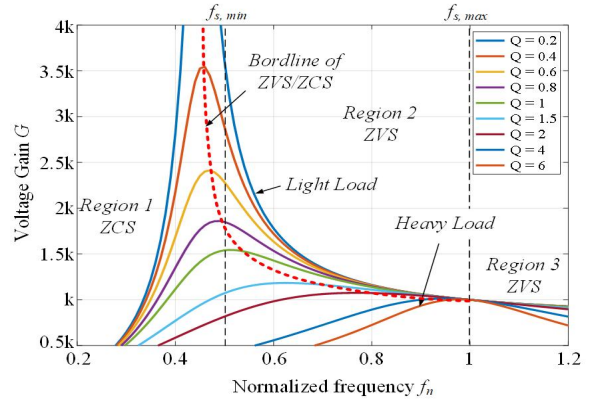


Fig. 5. Voltage gain curves according to load change.

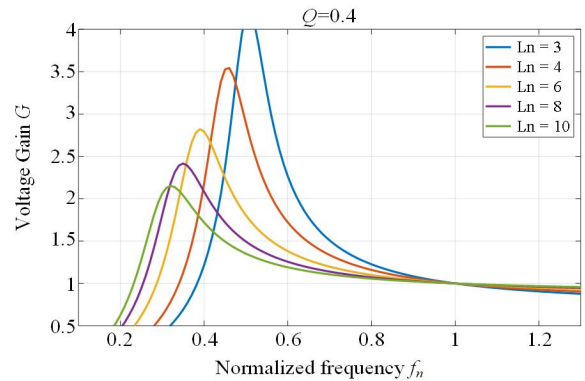


Fig. 6. Voltage gain curves with change of magnetizing inductance value.

$G_{LLC} = nV_o/V_{in}$ 로 정의되며, 각 컨버터에 대한 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$G(L_n, Q, f_n) = |H(s)| = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left[Q \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right]^2}} \quad (15)$$

$$\begin{cases} 1) HBLLC: \lambda = \frac{1}{2}, L_n = \frac{L_m}{L_r}, Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \\ 2) FBLLC: \lambda = 1 \\ 3) HBiLLC: \lambda = 1, L_n = \frac{L_{mi}}{L_{ri}}, Q = \frac{\sqrt{L_{ri}/C_{ri}}}{R_{ac}} \\ 4) FBiLLC: \lambda = 2 \end{cases} \quad (16)$$

여기서, $f_n = f_s/f_r$, $f_f = 1/(2\pi \sqrt{L_r C_r})$, f_s 는 스위칭주파수, L_n 은 인덕턴스 비, Q 는 첨예도이다.

Fig. 5.는 다양한 부하 조건에서 정규화된 주파수에 따른 이득 곡선을 나타낸다. Q 값이 증가함에 따라 이득이 감소하고 주파수 대역은 좁아진다. 컨버터의 이득은 단일 위상 LLC의 권선 비와 ILLC 한 상의 권선 비가 같을 경

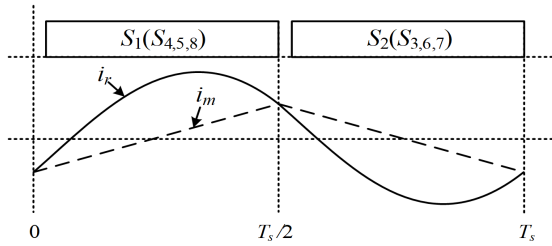


Fig. 7. Resonant tank current characteristic at resonant frequency.

우, 각각 $k = 1, k = 2$ 가 적용된다. 이득은 f_n 을 변경하여 제어되며, ZVS 조건을 만족시키는 동시에 정류 다이오드가 ZCS 되도록 $f_{s,min} < f_s < f_r$ 영역에서 동작한다. 풀브리지 구조는 하프브리지보다 넓은 전압 범위를 제공하며, 인터리브드 구조는 단일 위상 대비 전압 범위 확장이 가능하다. 이와 같은 구조적 개선 외에도 Fig. 6.과 같이 자화 인덕턴스 L_m 를 작게 설계하면 전압 이득이 증가하여 더 넓은 출력 전압 범위를 달성할 수 있다. 하지만 L_m 의 감소는 컨버터 1차 측에 흐르는 자화 전류의 피크 값이 커지므로 전도 손실을 증가시켜 효율 저하로 이어진다. 이는 Fig. 7.에 나타난 공진주파수에서 동작하는 공진 탱크의 전류 파형과 식 (17)을 통해 알 수 있다. 따라서 적절한 L_m 을 선정하는 것이 중요하다.

$$i_{m,peak} = \frac{mnV_o T_s}{L_m 4} \quad (17)$$

2. Soft-Switching

1차 측 스위치가 ZVS 조건에서 턴 온이 되도록 하려면 자화 인덕터 전류 i_m 가 충분히 커야 한다. 이는 데드타임 t_{dead} 동안 MOSFET의 출력 커패시턴스 C_{oss} 를 완전히 방전할 수 있을 만큼 에너지를 제공해야 함을 의미한다.

$$i_{m,peak} \geq \frac{\alpha C_{oss} V_{in}}{t_{dead}} \quad (18)$$

여기서, α 는 ZVS 턴 온을 위해 데드타임 동안 방전하는 1차 측 스위치의 출력 커패시터의 개수이다. 따라서 HBLLC, FBLLC, HBILLC, FBILLC 컨버터에서 A 는 각각 4, 2, 8, 4의 값을 가진다. 또한, LLC 및 ILLC 구조에서 ZVS 조건을 만족하기 위한 L_m 은 최대 허용값이 존재하며, 이는 다음과 같이 유도된다.

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{\beta C_{oss} f_s} \quad (19)$$

여기서, β 는 HBLLC 및 FBLLC 일 때 16, HBILLC 및 FBILLC 일 때 32의 값을 가진다.

Table 1. Resonant Tank Parameters for Different Topologies

Topology	Parameters	Value
HBLLC	Resonant inductance L_r	$6.5\mu\text{H}$
	Resonant capacitance C_r	390nF
	Magnetizing inductance L_m	$26\mu\text{H}$
FBLLC	Resonant inductance L_r	$24\mu\text{H}$
	Resonant capacitance C_r	105nF
	Magnetizing inductance L_m	$96\mu\text{H}$
HBILLC	Resonant inductance L_r	$13\mu\text{H}$
	Resonant capacitance C_r	195nF
	Magnetizing inductance L_m	$52\mu\text{H}$
FBILLC	Resonant inductance L_r	$56\mu\text{H}$
	Resonant capacitance C_r	45nF
	Magnetizing inductance L_m	$224\mu\text{H}$

3. Design Methodology

네 가지 토폴로지 모두 입력 전압은 380V, 출력 전압은 200Vdc-450Vdc로 동작한다. 공진주파수는 100kHz, 스위칭주파수는 55kHz-100kHz로 동작한다. 변압기 권선비는 다음과 같이 계산된다.

$$n = \frac{V_{in}}{\gamma(V_{o,min} + 2V_f)} \quad (20)$$

여기서, V_f 는 정류기 다이오드 전압 강하이고 γ 는 풀브리지의 경우 1, 하프브리지의 경우 2의 값을 가진다. ILLC 컨버터는 한 상당 $2n$ 의 권선비를 가지므로 전체 권선비는 LLC 공진형 컨버터와 같다. 권선비 n 은 공진주파수 이하에서 동작하도록 설정하였다. 이에 따라 전압 이득 범위는 1~2.25로 설정된다. Fig. 5.에서 확인할 수 있듯이, Q 값이 낮을수록 넓은 주파수 조절 범위와 넓은 전압 이득 범위를 갖는다. 이에 따라 본 설계에서는 전압 이득과 주파수 범위의 절충을 고려하여 전부하 조건을 기준으로 Q 를 0.4로 선택하였다. 또한, Fig. 6.을 통해 전압 이득과 자화 인덕턴스에 따른 전도 손실 간의 절충을 고려하여, 인덕턴스 비 L_n 은 4로 설정하였다. 이러한 설계 조건을 바탕으로 네 가지 토폴로지의 공진탱크 파라미터는 식 (15), (16)을 통해 도출하였으며, Table 1.에 제시되어 있다.

IV. Results of Verification

HBLLC, FBLLC, HBILLC, FBILLC 컨버터의 성능을 검증하기 위해 MATLAB 기반의 PLECS 시뮬레이션을 활용하여 정격 6.6kW, 입력 전압 400V, 출력 전압 범위 200-450V 조건에서 시뮬레이션을 수행하였다. 각 컨버터에

Table 2. System Parameters

Parameter	Symbol	Product/Value
Input voltage	V_{in}	380V
Output voltage	V_o	200V-450V
Rated Output Power	P_o	6.6kW
Switching frequency	f_s	55kHz-100kHz
Resonant frequency	f_r	100kHz
SiC MOSFETS	$S_1 - S_8$	C3M0015065K
Turns ratio	$n(N_{p1} : N_{s1})$	1.8(9:5)

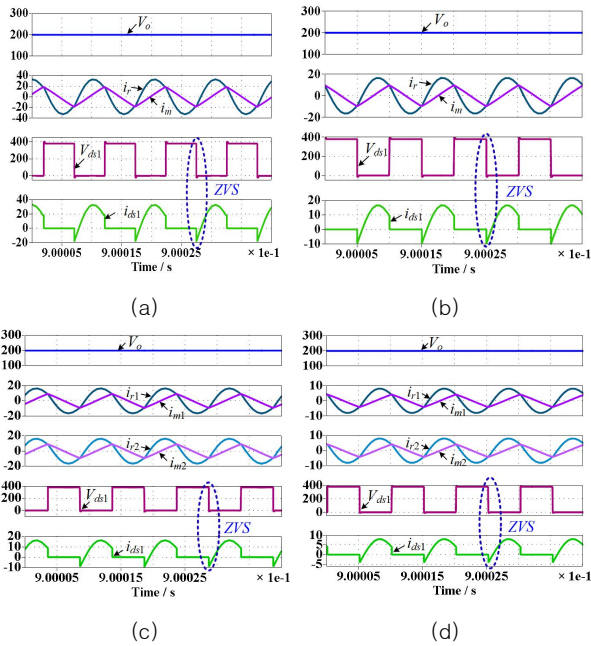


Fig. 8. Simulation steady-state waveforms of (a) HBLLC, (b) FBLLC, (c) HBILLC, (d) FBILLC at output 200V, 14.6A, $f_s = 100\text{kHz}$.

대한 상세한 설계 매개변수는 Table 1.과 Table 2.에 정리되어 있다. Fig. 8. (a)-(d)는 출력 전압 200V에서 네 가지 컨버터의 정상상태 파형을 나타낸다. 전압 조절을 위해 주파수 변조를 통해 제어되므로 스위칭주파수 f_s 는 100kHz에서 동작한다. 이때, 모든 토폴로지의 MOSFET은 ZVS를 달성한다. Fig. 9. (a)-(d)는 출력 전압이 증가함에 따라 f_s 가 감소하여 55kHz 근처에서 동작한다. 이때, 컨버터는 정격 전력 6.6kW에서 동작한다. 이때, 모든 토폴로지의 MOSFET은 ZVS를 달성한다.

Table 3. Power Semiconductor loss

Topology	Conduction loss [W]	Turn-on loss [W]	Turn-off loss [W]	Total loss [W]
HBLLC	173.21	0	6.65	179.86
FBLLC	154.27	0	5.63	160
HBILLC	154.69	0	4.67	159.35
FBILLC	147.46	0	3.26	150.72

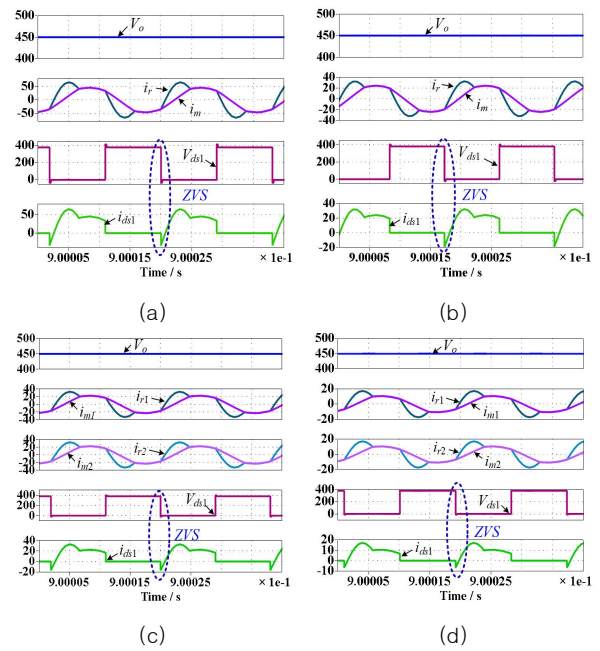


Fig. 9. Simulation steady-state waveforms of (a) HBLLC, (b) FBLLC, (c) HBILLC, (d) FBILLC at output 450V, 14.6A, $f_s = 55\text{kHz}$.

V. Results Analysis

1. Loss and Efficiency

PLECS 시뮬레이션을 통해 SiC MOSFET 및 다이오드의 손실 분석을 진행했다. 정격 전력에서 스위칭 손실 및 전도 손실 분석은 Table 3.에 요약되어있으며, 이를 통해 변압기 손실을 제외한 네 가지 토폴로지의 효율을 Fig. 10.에 나타냈다. 분석 결과, 모든 토폴로지에서 높은 효율을 달성했으며, HBLLC, FBLLC, HBILLC, FBILLC는 각각 정격 6600W에서 97.59%, 97.84%, 97.88%, 98.03%의 최고 효율을 보인다. 하프브리지 토폴로지는 풀브리지 구조보다 스위치에 흐르는 전류 크기가 두 배로 증가하므로 전도 손실이 상대적으로 크게 작용하게 되어 효율이 감소한다. 인터리브드 LLC 컨버터는 단일 구조에 비해 상대적으로 큰 자화 인덕턴스를 설계할 수 있어 순환 전류로 인한 손실이 저감된다. 또한, 병렬 위상 간 전류 분산 효과로 인해 각 공진 탱크 및 스위치에 인가되는 전류가 감소한다. 이러한 특성은 전체 시스템 효율 향상에 기여한다.

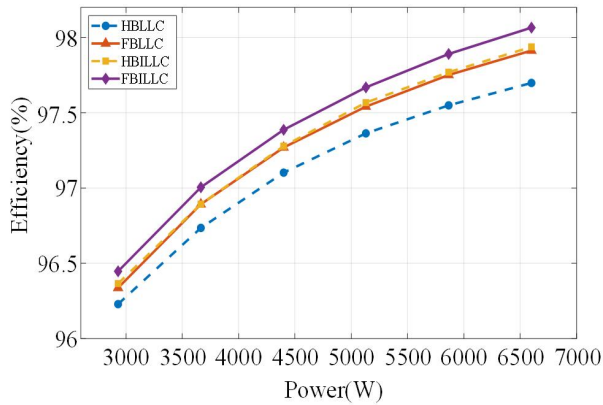


Fig. 10. Efficiency curves of four topologies

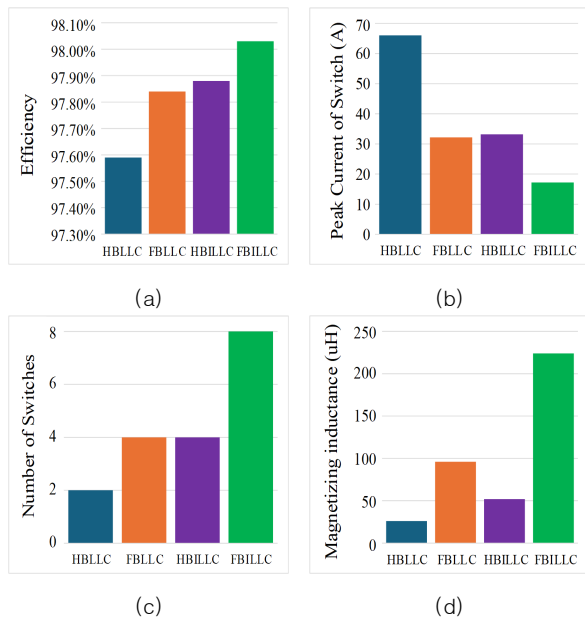


Fig. 11. Comparison of four topologies: (a) efficiency, (b) peak current of switch, (c) number of switches and (d) magnetizing inductance

2. Power Density

하프 브리지 구조는 스위치 수가 적기 때문에 크기와 무게를 줄일 수 있다. 또한, 동일한 전압 이득 조건에서 하프 브리지는 풀브리지보다 더 작은 인덕턴스로 동작 가능하므로, 전체 회로의 부피를 줄이는 데 유리하다. 이러한 구조적 이점은 하프 브리지 기반 컨버터가 풀브리지보다 전력 밀도 측면에서 우수함을 의미한다. 인터리브드 구조는 전류 분배와 넓은 출력 전압 범위 및 전압 제어의 이점을 가지지만, 스위치 수가 많아 회로 복잡도가 증가하며, 전력 밀도 측면에서는 불리하다. 하지만 전류 스트레스 및 전도 손실을 줄여 소자에 대한 신뢰성을 높이고 효율을 개선할 수 있다는 장점이 있다. 각 토폴로지의 특성과 성능의 차이는 Fig. 11.을 통해 확인할 수 있다.

VI. Conclusions

본 논문은 EV 배터리 충전 어플리케이션을 위한 네 가지 DC-DC 컨버터 토폴로지인 HBLLC, FBLLC, HBILLC, FBILLC에 대해 설계, 분석 및 비교를 수행하였다. 모든 컨버터는 정격 출력 6.6kW를 기준으로 설계되었으며, 높은 효율 특성을 갖는다. 하프브리지 기반 구조 (HBLLC, HBILLC)는 풀브리지 구조 (FBLLC, FBILLC)에 비해 전력 반도체 소자에 더 높은 전류 스트레스를 유발하지만, 상대적으로 간단한 회로 구성과 높은 전력 밀도를 달성할 수 있다는 장점이 있다. 인터리브드 구조는 각 위상에 전류가 분산되어 스위치 및 공진 소자의 전류 스트레스를 감소시키며, 전도 손실을 줄임으로써 전체 시스템 효율 향상에 기여한다. 특히, FBILLC 컨버터는 98.03%로 최고 효율을 나타내어, 네 가지 토폴로지 중 에너지 효율 측면에서 가장 우수한 결과를 보였다. 이러한 수치 기반 분석을 바탕으로, 공간 제약이 큰 저전력 OBC의 경우 전력 밀도가 큰 HBLLC 컨버터가 적합하다. 반면, 6.6kW 이상의 고전력 OBC 및 급속 충전기와 같은 수 kW 이상의 고출력 처리가 필요한 어플리케이션에서는 높은 효율과 전류 분배 효과를 동시에 만족하는 FBILLC 컨버터가 적합하다.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by the 2025 scientific promotion program funded by Jeju National University

REFERENCES

- [1] D. Zinchenko, A. Blinov, A. Chub, D. Vinnikov, I. Verbytskyi and S. Bayhan, "High-Efficiency Single-Stage On-Board Charger for Electrical Vehicles," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 70, no. 12, pp. 12581-12592, Dec. 2021.
- [2] J. Yuan, L. Dorn-Gomba, A. D. Callegaro, J. Reimers and A. Emadi, "A Review of Bidirectional On-Board Chargers for Electric Vehicles," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 51501-51518, 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3118392.
- [3] C. -Y. Oh, D. -H. Kim, D. -G. Woo, W. -Y. Sung, Y. -S. Kim and B. -K. Lee, "A High-Efficient Nonisolated Single-Stage On-Board Battery Charger for Electric Vehicles," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 12, pp. 5746-5757, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2252200.

- [4] C. -Y. Lim, Y. Jeong and G. -W. Moon, "Phase-Shifted Full-Bridge DC-DC Converter With High Efficiency and High Power Density Using Center-Tapped Clamp Circuit for Battery Charging in Electric Vehicles," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 11, pp. 10945-10959, Nov. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2899960.
- [5] A. Khaligh and M. D'Antonio, "Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 4, pp. 3306-3324, April 2019, doi: 10.1109/TVT.2019.2897050.
- [6] I. -O. Lee, "Hybrid PWM-Resonant Converter for Electric Vehicle On-Board Battery Chargers," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 5, pp. 3639-3649, May 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2456635.
- [7] S. Kim and F. -S. Kang, "Multifunctional Onboard Battery Charger for Plug-in Electric Vehicles," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 6, pp. 3460-3472, June 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2376878.
- [8] H. Li, Z. Zhang, S. Wang, J. Tang, X. Ren and Q. Chen, "A 300-kHz 6.6-kW SiC Bidirectional LLC Onboard Charger," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 2, pp. 1435-1445, Feb. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2910048.
- [9] J. Deng, S. Li, S. Hu, C. C. Mi and R. Ma, "Design Methodology of LLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers," in *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 4, pp. 1581-1592, May 2014, doi: 10.1109/TVT.2013.2287379.
- [10] Y. Shen, W. Zhao, Z. Chen and C. Cai, "Full-Bridge LLC Resonant Converter With Series-Parallel Connected Transformers for Electric Vehicle On-Board Charger," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 13490-13500, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2811760.
- [11] H. Wang and Z. Li, "A PWM LLC Type Resonant Converter Adapted to Wide Output Range in PEV Charging Applications," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 5, pp. 3791-3801, May 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2713815.
- [12] L. A. D. Ta, N. D. Dao and D. -C. Lee, "High-Efficiency Hybrid LLC Resonant Converter for On-Board Chargers of Plug-In Electric Vehicles," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 8, pp. 8324-8334, Aug. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2968084.
- [13] H. Haga and F. Kurokawa, "Modulation Method of a Full-Bridge Three-Level LLC Resonant Converter for Battery Charger of Electrical Vehicles," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 4, pp. 2498-2507, April 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2570800.
- [14] X. Wu, R. Li and X. Cai, "A Wide Output Voltage Range LLC Resonant Converter Based on Topology Reconfiguration Method," in *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 10, no. 1, pp. 969-983, Feb. 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3097738.
- [15] B. Xue, H. Wang, J. Liang, Q. Cao and Z. Li, "Phase-Shift Modulated Interleaved LLC Converter With Ultrawide Output Voltage Range," in *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 1, pp. 493-503, Jan. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3001126.

Authors



Tae-Seok Kang received the B.S. degree from the Department of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea, in 2023. He is currently pursuing the M.S. degree in the Power Electronics Laboratory at Jeju National

University. His research interests include modeling and control of power conversion circuits, including zero-voltage-switching DC/DC converters, resonant converters and multilevel converters.



Hyun-Gyu Koh received the B.S. and M.S. degrees from the Department of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea, in 2021 and 2024, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. in the Power

Electronics Laboratory at Jeju National University. His research interests include modeling and control of power converters, including PFC converters, isolated DC/DC converters, multilevel converters, and inverters.



Yoo-Seop Kim received the B.S. and M.S. degrees from the Department of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea, in 2022 and 2025, respectively. He is currently pursuing a Ph.D. in the Power

Electronics Laboratory at Jeju National University. His research interests include high-frequency power conversion, digital control for switch-mode power supply and resonant converters.



Yeong-Jun Choi received the B.S. and Ph.D. degrees from the Department of Electrical and Biomedical Engineering, Hanyang University, Seoul, South Korea, in 2013 and 2019, respectively. From 2018 to 2020,

he was a Senior Researcher with the KEPCO Research Institute, South Korea. Since 2020, he has been with Jeju National University, Jeju-do, South Korea, where he is currently an Associate Professor with the Department of Electrical Engineering. His research interests include modeling and control of power conversion circuits including resonant converters, power factor correction converters, wireless power transfer.