

LCC 공진형 컨버터 기반의 고효율 커패시터 충전기 설계기법

정송찬¹, 송승호², 최민규³, 류홍제[†]

Design Method of High Efficiency Capacitor Charger Based on LCC Resonant Converter

Song-Chan Jeong¹, Seung-Ho Song², Min-Kyu Choi³, and Hong-Je Ryoo[†]

Abstract

This study proposes a design method that minimizes a conduction loss of LCC resonant converter under rated condition. Through a simplified analysis of the waveform of the resonant current, the power transfer section and RMS value of the resonant current was analyzed mathematically and graphically. Based on this analysis, the design method that minimizes the RMS value of the resonant current is proposed. To demonstrate this method, this study designed a 7.5 kW (100 V, 75 A) capacitor charger based on LCC resonant converter and the design parameters were chosen according to the process of the design method. Then, the capacitor charger was implemented. An experiment was conducted to measure efficiency while satisfying design specifications under rated conditions. This design method was verified to be effective by achieving 97.7% maximum efficiency and design specifications under rated conditions.

Key words: Capacitor charger, Conduction loss, High efficiency, LCC resonant converter

1. 서 론

충전기는 펄스 전원을 구성하는 주요 요소 중의 하나로 에너지 저장 소자로는 인덕터와 커패시터가 있다. 인덕터를 에너지 저장 소자로 사용하는 경우 opening switch로 펄스를 출력하며 에너지 저장 밀도가 높다는 장점이 있지만, 대전류 펄스 출력에 제약이 있다. 반면, 커패시터를 에너지 저장 소자로 사용하는 경우 closing switch를 이용하며 펄스 폭, 반복률, 출력 전압 등의 제어가 용이하다는 장점이 있지만, 에너지 저장 밀도가

작다는 단점이 있다. 커패시터의 용량은 응용 분야에 따라 요구되는 드롭, 출력전류, 펄스 폭과 같은 펄스 사양에 의해 결정되며 커패시터를 전압원으로 충전 시 초기 에단락 전류의 제한을 위해 인덕터나 저항과 같은 추가적인 전류 제한 소자들이 요구된다.

또한, 커패시터 충전기가 군사, 의료, 환경 등 다양한 응용 분야에 적용되기 위해서 빠른 충전시간, 높은 효율을 가지는 충전기에 대한 연구가 진행되었다^{[1]-[6]}.

전류원 특성의 충전기 구성 방안 중 직렬 공진형 컨버터가 있으며, 직렬 공진형 컨버터는 공진 주파수와 스위칭 주파수에 따라 불연속 도전 모드(DCM)와 연속 도전 모드(CCM)의 토폴로지가 있다. 공진 주파수가 스위칭 주파수보다 2배 이상 큰 경우 불연속 도전 모드를 가지며 소프트 스위칭이 가능하다. 또한, 순수 전류원 특성을 가지며 경부하 출력이 자유롭다는 장점이 있지만, 경부하 출력 시 가칭 주파수에서 동작하며 높은 공진 전류 파고율로 도전 손실이 크다. CCM은 스위칭 주파수가 공진 주파수 이상 영역과 이하 영역으로 구분되며 DCM에 비해 도전손실이 작다는 장점이 있다. 스위칭 주파수를 공진 주파수 이하에서 연속 도전 모드를 사용하는 토폴로지는 스위치 레그의 위상차를 통해 출력을 제어한다. 스위칭 주파수를 공진 주파수 이상에서 연속 도전 모드

Paper number: TKPE-2022-27-4-7

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

[†] Corresponding author: hjryoo@cau.ac.kr, Dept. of Energy Systems Engineering, Chung-Ang University, Korea
Tel: +82-2-820-5178 Fax: +82-2-3280-5867

¹ Compressor & Business Team, Samsung Electronics Co., Ltd.

² Smart Electrical & Signaling Division, Korea Railroad Research Institute (KRRRI), Korea

³ Dept. of Energy Systems Engineering, Chung-Ang University, Korea

Manuscript received Jan. 10, 2022; revised Jan. 20, 2022; accepted Mar. 8, 2022

— 본 논문은 2021년 추계학술대회 우수추천 논문임

— 본 논문은 2021년 추계학술대회 우수논문상 수상 논문임

를 사용하는 토폴로지는 스위칭 주파수 가변을 통해 제어하며 소프트 스위칭이 가능하다^{[6]~[9]}. 기존의 직렬 공진형 컨버터를 개선하여 병렬 공진 커패시터를 추가한 LCC 공진형 컨버터가 제안되었다^[10]. LCC 공진형 컨버터는 변압기의 기생성분을 공진탱크로 활용 가능하며, 공진 전류의 형태를 사다리꼴로 개선하여 공진 전류의 파고치를 낮춰 도전손실을 줄일 수 있다는 장점이 있다. 하지만, 경부하 출력 시 높은 스위칭 주파수 구동으로 인해 스위칭 손실이 증가한다는 단점을 가진다. 그러므로 정격 구동이 추가 되는 커패시터 충전기나 전기자동차 급속 충전기에 효과적으로 적용되었다^{[11]~[12]}.

본 논문은 LCC 공진형 컨버터 기반 고효율 커패시터 충전기 설계기법에 대해 다룬다. LCC 공진형 컨버터 해석을 기반으로 공진 전류 RMS 값을 수식적으로 분석하였다. 이를 바탕으로 도전손실을 최소화하는 설계기법을 제안한다. 이를 PSPICE 시뮬레이션과 실험을 통해 설계기법의 우수성을 검증하였다.

2. LCC 공진형 컨버터

본 논문에서 다루는 고효율 커패시터 충전기는 LCC 공진형 컨버터 기반으로 제작되었으며, 그림 1에 LCC 공진형 컨버터 토폴로지를 나타내었다. LCC 공진형 컨버터는 인버터부, 공진탱크, 변압기, 정류부로 구성된다. 인버터부는 스위치($SW_1 \sim SW_4$), 역병렬 다이오드와 스너버 커패시터($C_{sn1} \sim C_{sn4}$)로 구성되며 입력 직류 전압을 교류 전압으로 변환하는 역할을 한다. 공진탱크는 직렬 공진 커패시터(C_s), 직렬 공진 인덕터(L_s)와 병렬 공진 커패시터(C_p)로 구성되며, LC 공진현상을 이용하여 스위칭 시점의 전압을 0으로 만들어줌으로써 스위칭 손실을 감소시킨다. 정류부는 변압기 2차측 교류 전류를 직류 전류로 정류하기 위해 다이오드($D_1 \sim D_4$)로 구성된다.

2.1 LCC 공진형 컨버터 동작원리

LCC 공진형 컨버터는 공진 전류의 파형을 사다리꼴 형태로 개선함으로써 도전손실을 최소화 가능하다. 이를 위해 구간 1에서 공진 주파수($\approx f_{op}$)는 구간 2에서 공진 주파수(f_{os})보다 크게 설계 되어야하므로 직렬 공진 커패시턴스가 병렬 공진 커패시턴스보다 10배 이상이 되도록 선정한다. 사다리꼴 형태의 공진 전류를 가지는 공진 전류를 파형과 병렬 공진 커패시터 전압 파형을 구간별로 그림 2와 같이 나타내었다^[10].

구간 1 (M_1): 구간 1 시작 전, t_0 에서 스위치 SW_1 과 SW_4 의 역병렬 다이오드를 통해 공진 전류가 흐르므로 스위치 양단 전압이 영전압이 되어 스위치 SW_1 과 SW_4 는 Zero Voltage Switching(ZVS) 조건을 만족하며

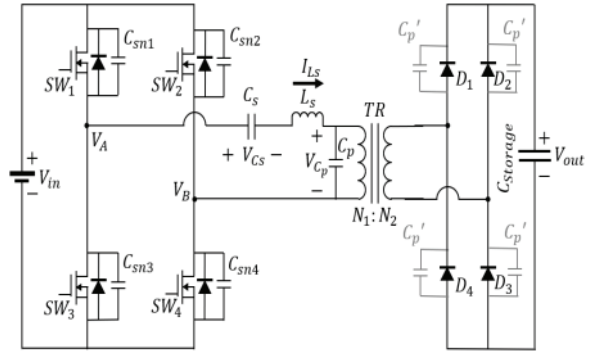


Fig. 1. LCC Resonant converter topology.

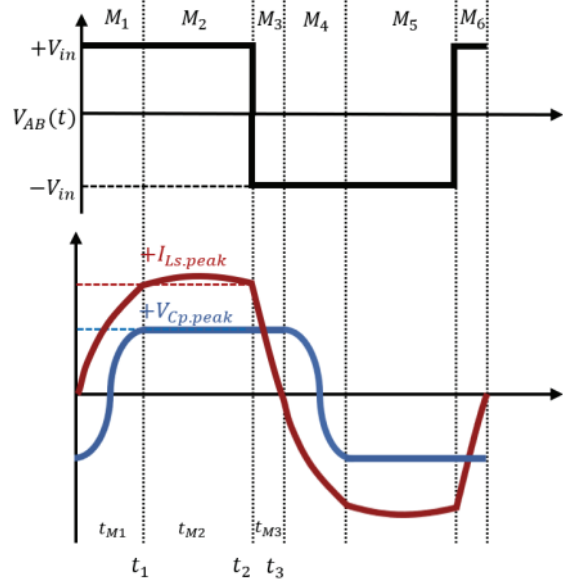


Fig. 2. Resonant current and parallel resonant capacitor voltage waveform of LCC Resonant converter.

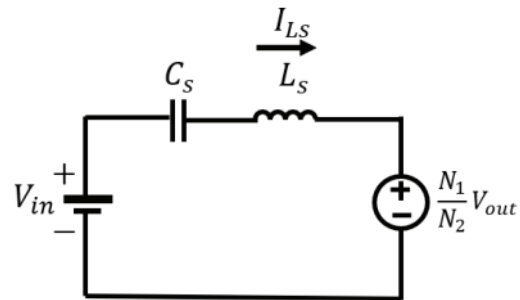


Fig. 3. Equivalent circuit in mode 2.

Turn-on이 가능하다. 구간 1은 스위치 SW_1 과 SW_4 가 Turn-on 되며 병렬 공진 커패시터를 충전하는 구간이며, 병렬 공진 커패시터(C_p)가 충전이 완료되기 전까지 정류 다이오드($D_1 \sim D_4$)가 도통 되지 않는 공진 전류 순환 구간이다. 식 (1)은 구간 1의 시간(t_{M1})과 공진 파라미터 사이의 관계를 나타내는 식으로 구간 1의 시간은 공진 주파수(f_{op})에 반비례함을 알 수 있다.

$$t_{M1} = \frac{T_{op}}{4} = \frac{\pi \sqrt{L_s \cdot C_p}}{2} \quad (1)$$

구간 2 (M_2): 병렬 공진 커패시터 전압이 $\frac{N_1}{N_2} V_{out}$ 까지 충전되면 정류부 다이오드가 도통 되어 전력이 출력측으로 전달되는 구간 2가 시작된다. 구간 2의 등가회로는 그림 3과 같으며, 구간 2에서 공진 전류는 식 (2)와 같이 나타내어진다.

$$i_{Ls}(t) = I_{Ls,peak} \cos \omega_s (t - t_1) + \frac{V_{in} - \frac{N_1}{N_2} V_{out} - V_{cs}(t_1)}{Z_{os}} \sin \omega_s (t - t_1) \quad (2)$$

직렬 공진 커패시턴스(C_s)를 큰 값으로 선정하면, 직렬 공진 커패시터 양단에 걸리는 전압은 작은 값을 가진다. 또한, 턴 수비를 식 (3)과 같이 입력 전압과 출력 전압의 비와 유사하게 정하면, 구간 2에서 공진 전류의 변화량이 작아진다. 최종적으로 구간 2에서 공진 전류 파형은 평평하게 되어 사다리꼴 형태의 공진 전류를 생성 가능하다.

$$\frac{N_2}{N_1} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3)$$

또한, 직렬 공진 커패시터 양단 전압은 작은 값을 가지므로 식 (4)와 같이 특성임피던스(Z_{op})는 입력 전압(V_{in})과 공진 전류의 최고치 값($I_{Ls,peak}$)으로 표현된다. 구간 2의 시간 t_{M2} 는 식 (5)와 같이 스위칭 주파수와 병렬 공진 주파수로 나타내어진다.

$$Z_{op} = \frac{2 \cdot V_{in} + V_{Cs,peak}}{I_{Ls,peak}} \approx \frac{2 \cdot V_{in}}{I_{Ls,peak}} \quad (4)$$

$$t_{M2} = \frac{(T_s - \frac{3}{4} T_{op})}{2} \quad (5)$$

구간 3 (M_3): 구간 3에서는 스위치 SW_1 와 SW_4 가 Turn-off 되며, 공진 전류는 스위치 SW_2 와 SW_3 에 병렬 연결된 역병렬 다이오드를 통해 흐르게 된다. 따라서, 스위치 SW_2 와 SW_3 에 걸리는 전압은 영전압이므로 스위치 SW_2 와 SW_3 의 영전압 스위칭(ZVS)이 가능한 조건이 된다. 스위치 SW_2 와 SW_3 이 턴 온 되면, V_{AB} 의 극성이 바뀌게 된다. 직렬 공진 인덕터 양단에 걸리는 전압이 음의 값을 가지게 되지만 공진 전류의 방향은 바뀌지 않고 감소하는 형태의 파형을 가지게 된다. 또한, 공진 전류의 값이 0이 되기 전까지 2차측으로 전력전달이 된다.

공진 전류가 사다리꼴 형태를 가진다면, 그림 2를 통해 스위칭 반주기 동안 입력 전력은 식 (6)과 같이 표현된다.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{Ls,peak} \left(\frac{1}{2} t_{M1} + t_{M2} - \frac{1}{2} t_{M3} \right) \cdot 2f_s \quad (6)$$

또한, 식 (3)과 같이 턴 수비를 선정하면 병렬 공진

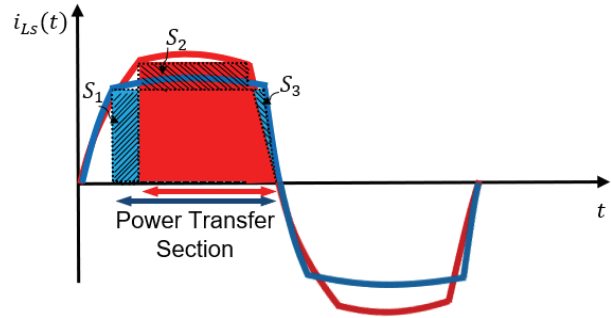


Fig. 4. Resonant current waveform according to the power transfer section.

커패시터 최고 전압($V_{Cp,peak}$)은 구간 2와 3에서 입력 전압과 동일하게 되어 변압기를 통해 전달되는 전력(P_{TR})은 식 (7)과 같이 표현된다. 손실이 없다면, 식 (6)과 (7)를 연립하여 구간 3의 시간(t_{M3})은 식 (8)과 같이 나타내어진다.

$$P_{TR} = V_{Cp,peak} \cdot I_{Ls,peak} \left(t_{M2} + \frac{1}{2} t_{M3} \right) \cdot 2f_s \approx V_{in} \cdot I_{Ls,peak} \left(t_{M2} + \frac{1}{2} t_{M3} \right) \cdot 2f_s \quad (7)$$

$$t_{M3} = \frac{1}{2} t_{M1} \quad (8)$$

구간 4~6 ($M_4 \sim M_6$): 공진 전류의 값이 양에서 음으로 바뀌면, 구간 4가 시작된다. 구간 4~6은 구간 1~3에서 전류의 방향만 반대이고 분석은 동일함으로 분석을 생략하도록 한다.

2.2 도전손실 최소화 설계

그림 4는 동일 스위칭 주파수, 동일 전력 출력조건에서 병렬 공진 주파수에 따른 공진 전류 파형을 나타낸다. 식 (5)을 통해 병렬 공진 주파수가 증가할수록 전력 전달 구간이 증가하며, 출력 전력(P_o)이 동일함으로 그림 3에서 $S_2 = S_1 + S_3$ 가 성립한다. 또한, 식 (9)를 통해 공진 전류 최고치 값($I_{Ls,peak}$)이 줄어드는 것을 알 수 있다.

$$I_{Ls,peak} = \frac{P_o}{V_{in} \cdot \left(1 - \frac{5f_s}{8f_{op}} \right)} \quad (9)$$

식 (10)은 도전손실을 알아보기 위해 사다리꼴 형태로 단순화한 공진 전류 RMS 값을 수식으로 나타낸 식이다.

$$I_{Ls,rms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left(\int_0^{t_1} \left(\frac{I_{Ls,peak}}{t_{M1}} \cdot t \right)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} (I_{Ls,peak})^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} \left(-\frac{I_{Ls,peak}}{t_{M3}} (t - t_2) + I_{Ls,peak} \right)^2 dt \right)} = I_{Ls,peak} \sqrt{1 - \frac{f_s}{2f_{op}}} \quad (10)$$

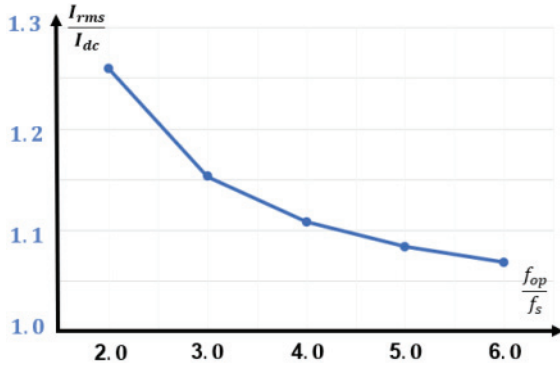


Fig. 5. Graph of the current ratio(I_{rms}/I_{dc}) according to the frequency ratio(f_{op}/f_s).

TABLE I
SPECIFICATION OF CAPACITOR CHARGER

Parameter	Value
Input voltage (V_{in})	510 [V_{dc}]
Rated load output power (P_o)	7.5 [kW]
Rated output voltage (V_{out})	100 [V]
Rated output current (I_{out})	75 [A]

식 (10)에 식 (9)를 대입 후 손실이 없다고 가정하면, 출력 전력(P_o) 대비 입력 전압(V_{in})은 입력 전류(I_{dc})로 표현되므로 공진 전류 RMS 값과 병렬 공진 주파수와와의 관계는 식 (11)과 같다.

$$I_{Ls,rms} = \frac{P_o}{V_{in}} \sqrt{\frac{32(2 - \frac{f_s}{f_{op}})}{(8 - \frac{5f_s}{f_{op}})^2}} = I_{dc} \sqrt{\frac{32(2 - \frac{f_s}{f_{op}})}{(8 - \frac{5f_s}{f_{op}})^2}} \quad (11)$$

이를 그림 5에 나타내었으며, 병렬 공진 주파수(f_{op})가 증가함에 따라 입력 전류(I_{dc}) 대비 공진 전류 RMS 값이 줄어들어 도전손실이 감소하는 것을 알 수 있다.

3. LCC 공진형 컨버터 설계

충전기는 정격입력조건에서 설계되었으며, 충전기 설계 사양은 표 1에 정리해 두었다.

본 논문에서는 C3M0280090D(1200V, 100A) 소자를 스위치($SW_1 \sim SW_4$)로 사용하였으며, 스위치 손실 및 전력 밀도를 고려하여 100kHz로 스위칭 주파수(f_s)를 선정하였다. 병렬 공진 주파수를 스위칭 주파수보다 크게 설계하기 위해 누설 인덕턴스가 최소화되도록 변압기를 설계하였으며, 공진 전류 파형을 사다리꼴 형태로 단순화하기 위해 직렬 공진 커패시턴스(C_s)를 병렬 공진 커패시턴스(C_p)보다 크게 설계하였다. 이러한 설계기법을 바탕으로 공진 전류가 순환하는 구간 1을 줄이고 전력전

TABLE II
SPECIFICATION OF CORE AND WINDINGS

Parameter	Value
Core	EC120*101*30
Core material	PC40
Effective cross sectional area (A_e)	773 [mm^2]
Effective magnetic path length (l_e)	255 [mm]
Saturation magnetic flux (at 100°C)	380 [mT]
First winding	0.07/1800
Secondary winding	0.07/1800 4 parallel
Turns ratio	0.22
Leakage inductance	24.5 [μH]

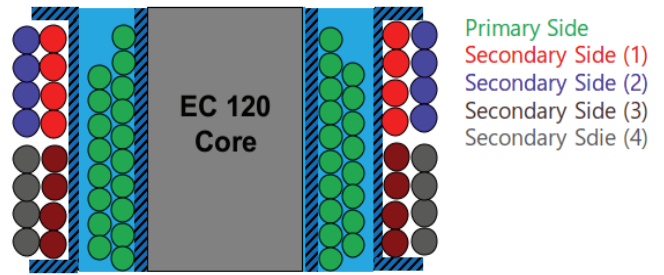


Fig. 6. Design of the transformer.

달 구간 2와 3을 증가시킴으로써 7.5kW의 큰 부하 전력을 출력하면서 공진 전류 RMS 값을 낮춰 도전손실을 최소화하였다. 변압기 및 공진탱크 파라미터 설계과정은 다음과 같다.

3.1 변압기 설계

스위칭 주파수와 7.5kW 정격출력을 고려하여 TDK사의 PC40 재질의 EC120*101*30 코어를 선정하였다. 식 (3)을 통해 턴수비는 0.196으로 선정되지만, 1,2차측 권선수가 정수값을 가지며 직렬 공진 전류 최고치 값의 마진을 고려하여 실제 턴 수비는 0.22로 1차측 18턴 2차측 4턴으로 선정하였다. 누설 인덕턴스를 최소화하면서 1,2차측 절연을 고려하여 2차측이 1차측을 감싸는 형태로 변압기를 설계하였으며, 스위칭 주파수와 표피효과를 고려하여 1차측 권선은 0.07mm 직경의 단심 1,800가닥으로 구성된 0.07/1,800 리츠 와이어를 선정하였다. 2차측 권선은 턴 수비에 의해 1차측 권선에 비해 약 5배 정도의 전류가 흐르므로 전류용량을 만족하는 단일 굵은 권선 대신 0.07/1,800 리츠 와이어 4병렬로 권선을 선정하였다. 그림 6과 같이 변압기를 설계하였으며, 누설 인덕턴스는 24.5 μH 로 측정되었다. 변압기에 대한 사양은 표 2에 정리하였다.

TABLE III
DESIGN PARAMETERS OF LCC RESONANT
CONVERTER

Parameter	Value
Switching frequency (f_s)	100 [kHz]
Parallel resonance frequency (f_{op})	385 [kHz]
Series resonant inductance (L_s)	24.5 [μ H]
Parallel resonant capacitance (C_p)	6.98 [nF]
Series resonant capacitance (C_s)	1.0 [μ F]

3.2 파라미터 설계

식 (4)와 (9)를 연립하면 출력 전력은 식 (12)와 같이 병렬 공진 주파수에 대한 식으로 표현된다. 설계 사양 및 측정된 누설 인덕턴스를 식 (12)에 대입하면, 병렬 공진 주파수(f_{op})는 385kHz가 된다.

$$P_o = \frac{V_{in}^2}{\pi \cdot L_s \cdot f_{op}} \left(1 - \frac{5f_{sw}}{8f_{op}}\right) \quad (12)$$

식 (13)를 통해 병렬 공진 커패시턴스(C_p)는 6.98nF이며, 직렬 공진 커패시턴스(C_s)는 공진 전류를 사다리꼴 형태로 단순화하기 위해 병렬 공진 커패시턴스보다 큰 값인 1.0 μ F로 선정하였다. 설계 파라미터를 표 3에 정리해 두었다.

$$C_p = \frac{1}{4\pi^2 \cdot L_s \cdot f_{op}^2} = 6.98nF \quad (13)$$

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 장에서는 제안된 설계기법을 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 진행하였으며, 효율측정을 통해 설계기법을 검증하였다.

4.1 시뮬레이션

커패시터 충전기를 구현하기에 앞서 선정된 파라미터의 검증을 위해 시뮬레이션을 진행하였으며, 그 결과를 그림 7에 나타내었다. 설계 파라미터에 따른 전류 공진 전류 최고치($I_{Ls,peak}$)는 식 (9)를 통해 17.6A, 공진 전류 RMS 값($I_{Ls,rms}$)은 식 (11)를 통해 16.4Arms이며, 구간 2의 시간(t_{M2})은 식 (5)를 통해 4.02us로 계산되었다. 그림 7를 통해 공진 전류 최고치와 RMS 값은 각각 18.6A, 19.4Arms이다. 또한, 구간 2의 시간은 4us이다.

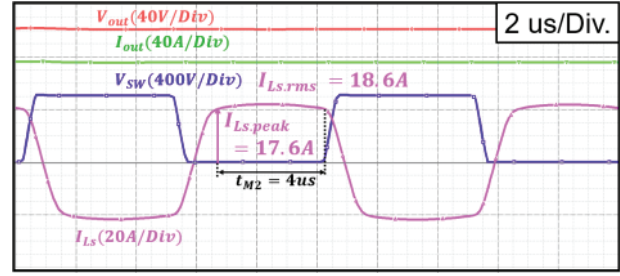


Fig. 7. PSPICE simulation under rated condition.

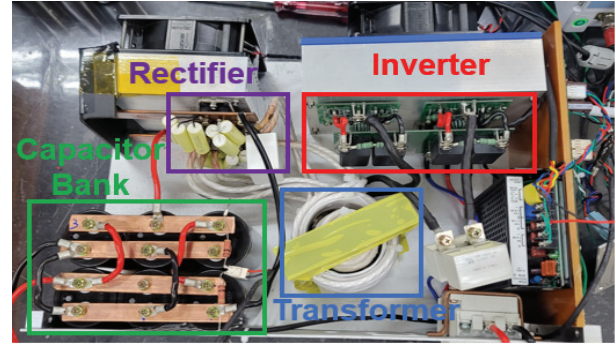


Fig. 8. Photograph of the implemented capacitor charger.

TABLE IV
IMPLEMENTED PARAMETERS OF CHARGER

Parameter	Value
Rectifier diode($D_1 \sim D_4$)	VS-QA250FA20 (200V, 250A)
Inverter Switch($SW_1 \sim SW_4$)	C3M0280090D (1200V, 100A)
Parallel resonant capacitance at secondary side of transformer(C_p')	141 [nF]
Capacitor Bank($C_{storage}$)	120 [mF]

공진 전류 RMS 값에서 오차가 존재하지만, 공진 전류 파형이 사다리꼴 형태를 가지며 100V, 75A 설계 사양을 만족하는 것을 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

4.2 충전기 구현

충전기는 그림 8과 같이 300mm*430mm*150mm 크기로 제작되었다. 인버터부는 직류 입력 전압을 SiC 소자인 C3M0280090D(1200V, 100A) 스위치를 통해 교류로 변환하는 역할을 한다. 1차측 병렬 공진 커패시턴스를 2차측으로 환산하여 47nF 커패시터 3병렬로 병렬 공진 커패시터(C_p')를 구현하였으며, 정류 다이오드($D_1 \sim D_4$)는 VS-QA250FA20 (200V, 250A) 소자를 사용하였다. 커패시터 뱅크($C_{storage}$)는 20mF 커패시터를 6병렬로 제작되었다. 이를 표 4에 정리해두었다.

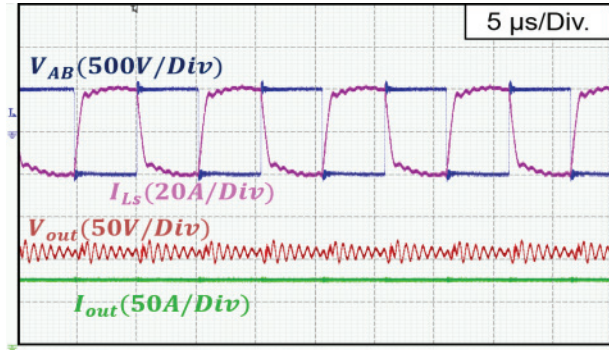


Fig. 9. Experimental result with load resistor.

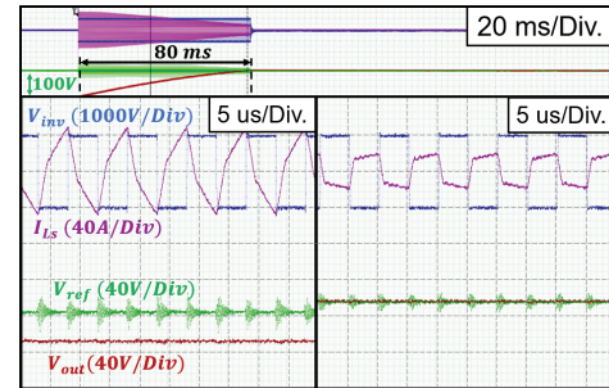


Fig. 10. Experimental result with capacitor bank.

4.3 실험 결과

본 논문에서 구현한 고효율 커패시터 충전기는 DC Power Supply를 통해 전원을 공급하였으며, 100V, 75A 출력을 위해 1.33Ω 부하저항을 출력측에 연결하였다. 실험을 통해 정격입력 조건(510V, 16.8A)에서 그림 9와 같이 109V, 76.8A 출력을 확인하였으며, 정격조건에서 공진 전류 RMS 값은 18.2A로 측정되었다. 그림 10은 커패시터 뱅크($C_{storage}$) 충전 파형으로 낮은 출력 전압 조건에서는 매우 큰 공진 전류가 흘러 연속 동작이 어려움이 있다. 하지만, 커패시터 충전기는 고정된 전압출력을 요구하는 특수 램프 구동용 펄스전원을 구성하기 위해 구현되었으며, 초기 충전에는 약 0.8초의 짧은 시간이 소요되며 출력 전압 범위 내에서 정격 동작하는 것을 확인하였다. 또한, 그림 9에서 관측된 출력 전압의 고주파 Ringing은 그림 10에서 관측되지 않는 것을 확인하였다.

최종 구현된 충전기는 입출력 전압은 동일한 조건에서 정격으로 동작하고 멈추는 형태를 가지며, 부하 변동에 따른 효율 곡선은 그림 11과 같다. 낮은 전력 출력에서 초기의 공진 전류를 형성하기 전까지는 하드 스위

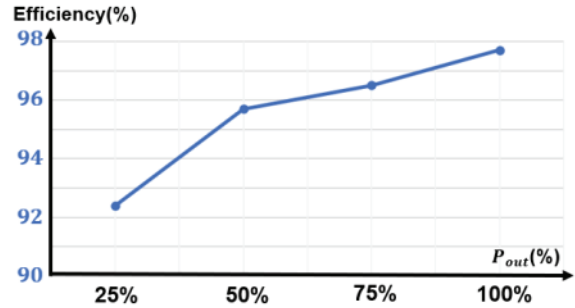


Fig. 11. Efficiency of the implemented capacitor charger according to output power.

칭으로 손실이 발생하여 비교적 낮은 효율을 나타내며, 정격 조건에서 최대 97.7% DC-DC 변환효율을 달성하였다.

5. 결론

본 논문에서는 고효율 설계기법이 적용된 커패시터 충전기를 설계하고 고효율 동작을 검증하였다. LCC 공진형 컨버터 토폴로지의 각 동작 구간 해석을 통해 전력 전달구간 및 이에 따른 공진 전류의 RMS 값을 수식으로 표현하였다. 이 수식을 그래프로 나타내었으며, 병렬 공진 주파수가 증가할수록 입력전류 대비 공진 전류 RMS 값이 감소하여 도전손실이 줄어드는 것을 확인하였다. 이를 바탕으로 LCC 공진형 컨버터 설계 시 병렬 공진 주파수를 스위칭 주파수보다 크게 설계하기 위해 4병렬로 구성된 2차측 권선이 1차측 권선을 감싸는 형태로 설계하였다. 설계 사양과 누설 인덕턴스를 파라미터를 선정하였다. 이를 시뮬레이션 및 효율측정 실험을 통해 설계 사양을 만족하며, 정격출력 조건(100V, 75A)에서 최대 97.7% 효율을 달성하였다. 이를 통해 제안하는 설계기법의 고효율 동작을 검증하였다

본 연구는 2020년도 중소벤처기업부의 기술개발 사업 지원(S2862711)과 2020년도 정부 (과학기술 정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원 (No.NRF2020R1A2C2099663)을 받아 수행된 연구 과제입니다.

References

[1] A. Golberg and M. L. Yarmush, "Nonthermal irreversible electroporation: fundamentals, applications, and challenges," in *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 60, No. 3, pp. 707-714, Mar. 2013.

- [2] H. Akiyama, T. Sakugawa, T. Namihira, K. Takaki, Y. Minamitani and N. Shimomura, "Industrial applications of pulsed power technology," in *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 14, No. 5, pp. 1051-1064, Oct. 2007.
- [3] M. Wolf and A. Pokryvailo, "High voltage resonant modular capacitor charger systems with energy dosage," *2005 IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 1029-1032, 2005.
- [4] S. L. Holt, J. C. Dickens, J. L. McKinney and M. Kristiansen, "A compact 5kV battery-capacitor seed source with rapid capacitor charger," *2009 IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 897-901, 2009.
- [5] H. Ryoo, S. Ahn, J. Gong and S. Jang, "Design and comparison of capacitor chargers for solid-state pulsed power modulator," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 41, No. 10, pp. 2675-2683, Oct. 2013.
- [6] T. Sakugawa et al., "Compact capacitor charger using resonant MOSFET inverter," *2011 IEEE Pulsed Power Conference*, pp. 1398-1401, 2011.
- [7] Ji-Suk Kim, Su-Mi Park, Seung-Ho Song, Chan-Gi Cho, Hong-Je Ryoo, "A study on the high voltage resonant LCC converter design for high voltage application," *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, Vol 31, No 3. pp. 53-60, March. 2017.
- [8] N. Mohan, W P. Robbin, and T. Undeland, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2nd ed. New York: Wiley
- [9] Salem, Mohamed, et al. "ZVS full bridge series resonant boost converter with series-connected transformer." *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, Vol 8, No 2, pp. 812-825, Apr. 2017.
- [10] S. Jang, C. Yu and H. Ryoo, "Trapezoidal approximation of LCC resonant converter and design of a multistage capacitor charger for a solid-state marx modulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 5, pp. 3816-3825, May 2018.
- [11] 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.
- [12] S.-H. Ahn, J.-W. Gong, S.-R. Jang, H.-J. Ryoo, and D.-H. Kim, "Design and implementation of enhanced resonant converter for EV fast charger," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 9, No. 1. The Korean Institute of Electrical Engineers, pp. 143 - 153, Jan. 2014.



정승찬(鄭松燦)

1996년 5월 23일생. 2022년 중앙대 에너지시스템공학부 졸업. 2022년~현재 삼성전자 재직.



송승호(宋丞鎬)

1989년 1월 19일생. 2016년 광운대 전기공학과 졸업. 2021년 중앙대 에너지시스템공학과 졸업(공박). 2021년~2022년 중앙대 박사후 연구원. 2022년~현재 한국철도기술연구원(KRRI) 선임연구원.



최민규(崔敏圭)

1997년 8월 15일생. 2022년 중앙대 에너지시스템공학부 졸업. 2022년~현재 동 대학원 에너지시스템공학과 석사과정.



류홍제(柳泓齊)

1969년 3월 4일생. 1991년 성균관대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2004년~2005년 미국 위스콘신 메디슨대 초빙연구원. 1996년~2015년 한국전기연구원 전기추진연구본부 책임연구원(팀장, 랩장, 센터장). 2005년~2015년 과학기술연합대학원 에너지변환공학 전공책임교수. 2015년~현재 중앙대 에너지시스템공학과 교수.