

전기자동차 급속충전기 고효율화를 위한 새로운 DC-DC 컨버터 토폴로지

김진학¹, 이우석¹, 최승원¹, 이준영¹, 이일운[†]

A New DC-DC Converter Topology For High-Efficiency Electric Vehicle Rapid Chargers

Jin-Hak Kim¹, Woo-Seok Lee¹, Seung-Won Choi¹, Jun-Young Lee¹, and Il-Oun Lee[†]

Abstract

LLC resonant converters or phase-shift full-bridge converters have been widely used as DC-DC converters for rapid charging of electric vehicles (EVs). However, these converters present critical disadvantages, including a large circulating current, which can hinder efficiency and miniaturization in EV battery charger applications. In this paper, a new DC-DC converter topology is proposed for EV rapid chargers. The proposed converter can operate at high frequency despite a high rated power capacity of over 20kW, and the problem of circulating current can be minimized during the entire battery charging time. Owing to these advantages, the proposed converter can achieve a high conversion efficiency of over 97% for EV rapid charger applications. The performance of the proposed converter is verified with 20kW prototypes in this study.

Key words: Electric vehicle rapid charger, LLC resonant converter, PSFB(Phase-Shift Full-Bridge) converter

1. 서 론

전기자동차 급속충전기는 그림 1에서 보는 바와 같이 20kW급 AC-DC 컨버터가 n대 병렬로 배치되어 있고, 각 20kW 모듈은 한 대의 PFC(Power factor corrector)와 DC-DC 컨버터로 구성된다. 각 20kW 모듈에서 병렬 개수 n은 급속충전기 최대 용량에 의해서 결정된다. PFC는 역률보정기능 등과 같은 계통과 연계된 규정을 만족시키는 역할을 수행하고, DC-DC 컨버터는 급속충전기에서 계통과 배터리 간의 전기적 절연을 보장하고 배터리를 직접 충전하는 역할을 담당한다. 여기서 DC-DC 컨버터가 배터리를 직접 충전하므로 DC-DC 컨버터 효율이 전체 급속충전기 효율에 매우 큰 영향을 미치게 된다^{[1],[2]}. 따라서 고효율 급속충전기 개발을 위해서

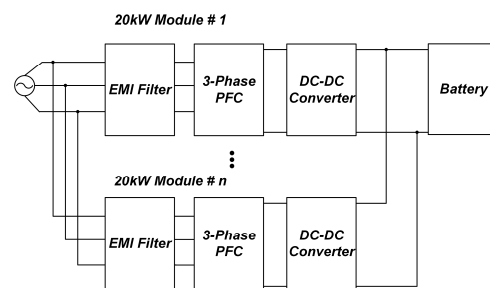


Fig. 1. EV vehicle rapid charger structure.

고효율에 적합한 DC-DC 컨버터 토폴로지 선정과 최적 설계가 매우 중요하다.

일반적으로 급속충전기 DC-DC 컨버터로는 그림 2의 LLC 공진형 컨버터와 그림 3의 PSFB(Phase-Shift Full-Bridge) 컨버터가 가장 널리 쓰이고 있다. 공진형 컨버터의 가장 큰 장점은 소프트 스위칭 동작인 ZVS(Zero Voltage Switching), 또는 ZCS(Zero Current Switching)가 가능하다는 것이다. 소프트 스위칭이 가능하기 때문에 스위처에서 발생하는 전력 손실이 크게 저감되는 장점이 있다. 공진형 컨버터 중에서 급속충전기에 많이 사용되는 토폴로지인 LLC 공진형 컨버터는 변압기의 자화인덕턴스를 공진 요소로 사용한다. 자화인덕

Paper number: TKPE-2018-23-3-5

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

[†] Corresponding author: leeiloun@mju.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

Tel: +82-31-330-6833 Fax: +82-31-330-6977

¹ Dept. of Electrical Engineering, Myongji University
Manuscript received Jan. 31, 2018; revised Feb. 7, 2018;
accepted Feb. 28, 2018

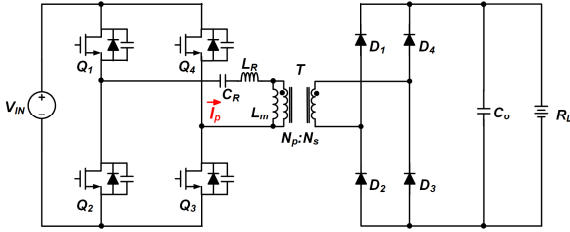


Fig. 2. LLC resonant converter.

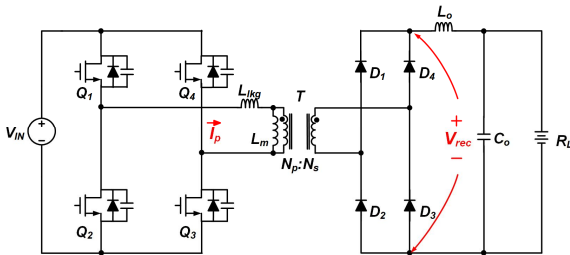


Fig. 3. PSFB(Phase-Shift Full-Bridge) converter.

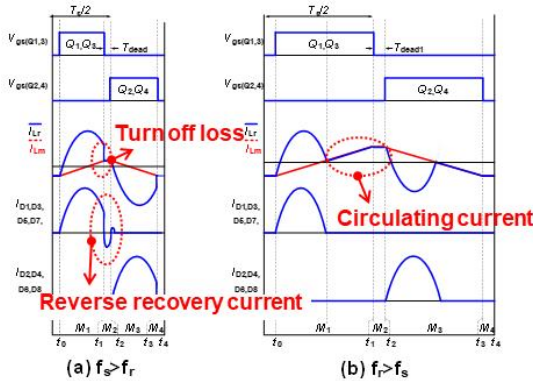


Fig. 4. LLC resonant converter waveforms.

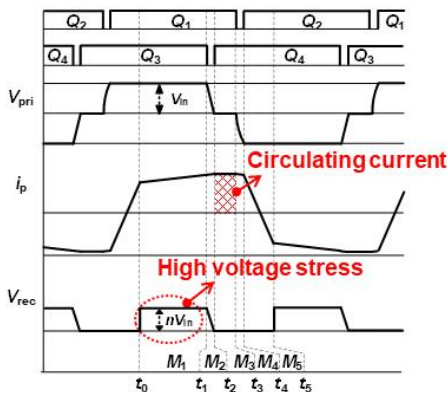


Fig. 5. PSFB converter waveforms.

턴스는 부하와 병렬로 연결되어 있어 순환전류를 발생시키지만, 출력부하전류가 감소해도 넓은 ZVS 달성 영역을 보장한다.

LLC 공진형 컨버터는 일반적으로 최대 효율을 보장하는 공진 포인트 근처에서 설계된다. 그 이유는 공진점 동작시 자화인덕턴스에 의한 순환전류가 가장 최소가 되기 때문이다. 그림 4는 공진형 컨버터의 스위칭 주파수와 공진 주파수 비에 따른 동작 파형을 보여준다. 그림

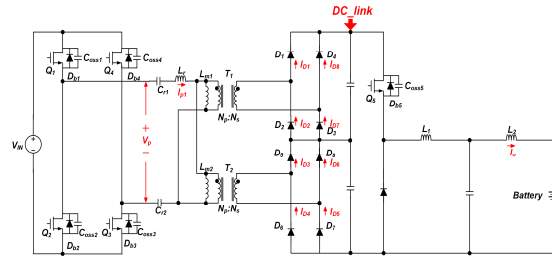


Fig. 6. Proposed DC-DC converter.

4(a)와 같이 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 더 크면 공진이 끝나기도 전에 스위치가 꺼져, 큰 전류에서 스위치가 턴 오프하게 된다. 그러면 1차측 스위치의 턴 오프 손실이 증가하게 된다. 2차측에서는 다이오드가 하드 스위칭하게 되어 역회복 특성에 의한 손실이 발생하게 된다. 반대로 그림 4(b)는 스위칭 주파수보다 공진 주파수가 더 클 때 동작파형을 보여준다. 공진 주파수가 스위칭 주파수보다 더 크면 스위칭 주기의 반주기가 끝나기 전에 공진이 끝나게 되어 공진전류와 자화전류가 같아지게 된다. 그렇게 되면 2차측으로 넘어가지 못 하는 순환전류가 발생하고, 이 순환전류에 의한 도통 손실이 증가해 효율이 나빠진다. 이처럼 컨버터가 공진 주파수를 벗어나 동작하면 스위칭 손실이 크게 증가하거나 순환전류가 크게 증가하게 되어 효율이 매우 악화된다[3].

전기자동차 충전기용 토폴로지로 많이 고려되는 다른 토폴로지로 PSFB 컨버터가 있다. PSFB 컨버터는 추가 소자 없이 스위칭 제어만으로 소프트 스위칭 동작을 달성할 수 있는 장점 때문에 고전력 응용분야에서 가장 널리 사용되었던 토폴로지이다. 이러한 PSFB 컨버터를 EV 충전기에 적용할 경우 다음과 같은 단점이 존재한다. 450V 이상의 고전압 배터리에 따른 높은 출력전압 때문에 고압의 다이오드를 정류단에 사용해야 한다. 고압의 다이오드는 2.0V이상의 높은 포워드전압 특성을 가지고 있어 충전 시 큰 도통손실을 발생시키고, 가격 또한 비싸다. 그리고 충전시 배터리 출력전압의 넓은 변동은 제어 변수인 듀티의 변동을 크게 만들어 순환전류가 항상 발생된다[4]. 이러한 동작으로 인해 배터리 충전 전압의 특정 지점에서는 고효율이 달성될 수 있지만 그 외 다른 충전전압 영역에서는 효율이 크게 악화되게 된다.

2. 제안하는 DC-DC 컨버터

2.1 제안하는 컨버터의 고안 원리 및 장점

그림 6은 급속충전기의 고효율 달성을 위한 새로운 DC-DC 컨버터 구조를 보여준다. 제안하는 컨버터의 고안 원리 및 장점은 다음과 같다.

LLC 공진형 컨버터는 공진점에서 효율이 가장 높으며, 공진점이 아닌 다른 주파수 영역에서는 효율이 낮아진다. 그래서 가장 효율이 높은 지점에서 동작하도록 스위칭 주파수를 공진인덕터 L_r, 공진 커패시터 C_r1과

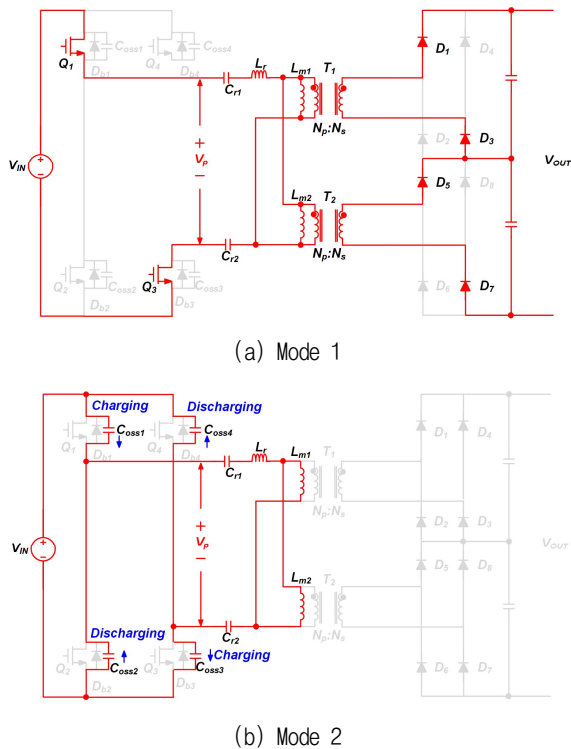


Fig. 7. Operational modes of the fixed-frequency LLC resonant converter in the proposed dc-dc converter.

Cr2에 의해 결정된 공진 주파수에 고정시킨다. 그러면, 부하가 변동하더라도 1차측 스위치들과 2차측 정류다이오드에서 항상 소프트 스위칭 동작이 달성되고, 변압기 자화인덕턴스 L_m 에 의한 순환전류도 최소화 될 수 있다. 스위칭 주파수가 고정되어 있으므로 출력전압이 제어 되지 않지만, 뒷단에 직렬로 연결된 buck 컨버터가 듀티 제어로 고압 배터리를 일정전류-일정전압 방식으로 충전을 하게 된다. 요약하면, LLC 공진형 컨버터는 높은 효율점에서 시스템에 전기적 절연만 보장하고 충전 기능은 순환전류가 전혀 발생하지 않는 buck 컨버터가 수행하도록 한 것이다. 이와 같은 구조로 인하여 기존 DC-DC 컨버터들과 다르게 배터리 충전 전 구간에서 순환전류가 최소화 되어 배터리 충전전압 크기에 관계없이 항상 높은 효율로 운전될 수 있게 된다. 또한, LLC 공진형 컨버터에서 ZVS가 충전 전 구간 동안 달성되어 스위칭 손실이 최소화된다. ZVS 달성은 높은 스위칭 주파수 동작을 보장하여 고효율과 더불어 고전력밀도 달성을 가능하게 한다. 이처럼 스위칭 손실 및 순환전류 손실이 거의 없는 고주파 고정 주파수 LLC 공진형 컨버터와 순환전류가 없는 구조인 buck 컨버터를 직렬로 배치한 새로운 EV 급속 충전기용 DC-DC 컨버터로 인하여 배터리 충전 전 부하영역에서 항상 높은 효율로 배터리를 충전 할 수 있고, 대용량임에서 고주파로 동작시켜 시스템의 크기를 크게 줄일 수 있게 된다.

자성체 설계 부분에서는 대용량 변압기 1개보다 중용량 변압기 2개를 사용하여 전력용량 대비 변압기 이용

률이 향상되도록 하였고, 변압기 1차측에서는 균일한 전력분배를 위해 두 변압기의 1차측을 병렬 결선하였다. 변압기 2차측은 낮은 전압강하를 갖는 600V급 중내압 저가격 실리콘 다이오드들을 사용하여 발생하는 도통손실이 최소화되는 구조를 채택했다. 즉, 두 변압기 2차측 권선들은 각각 600V급 다이오드를 사용한 풀브리지 정류기를 갖고, 두 정류기 출력을 직렬로 쌓았다. 배터리 충전 최대전압이 700V 수준이고 강압형인 buck 컨버터를 사용하였기 때문에 DC 링크 전압이 800V 수준이 되도록 각 정류기 출력전압을 400V가 되도록 변압기 권선비를 채택했다. LLC 스위칭 주파수와 buck 컨버터 스위칭 주파수의 관계를 분석하여 DC 링크 커패시터의 용량 및 크기가 최적화되도록 하였다.

2.2 동작 원리

LLC-buck DC-DC 컨버터의 동작 원리는 다음과 같다. 3상 PFC 출력전압인 700V의 직류전원이 LLC 공진형 컨버터의 입력전압으로 인가된다. 인가된 700V 직류전원은 LLC 공진형 컨버터의 인버터단, 두 개의 변압기와 정류단을 통해 800V 전압으로 승압된다. 승압된 직류전압은 뒷단에 연결된 buck 컨버터의 입력전원이 되고, buck 컨버터는 이 전압을 일정전류-일정전압 제어를 통해 고압의 배터리를 충전한다. LLC-buck DC-DC 컨버터의 동작 원리를 LLC 공진형 컨버터단과 buck 컨버터 단으로 분리하여 간단히 설명하도록 한다.

2.2.1 LLC 공진형 컨버터 동작 원리

그림 7은 모드별 동작 상태를 보여주고, 그림 8는 주요 동작 파형을 보여준다. 공진점 고정 주파수 LLC 공진형 컨버터의 동작은 전력전달 구간, 전력반도체 스위치 출력커패시터들의 충·방전 구간으로 나눌 수 있다.

Mode 1($t_0 \sim t_1$): 모드 1은 전력전달 구간으로 $t_0 \sim t_1$ 까지의 구간이다. 이 구간에서 스위치 Q_1 과 Q_3 가 턴 온 상태이고, 다이오드 D_1 , D_3 , D_5 , D_7 가 도통 상태에 있다. 이 구간에서 공진인덕터 L_r 과 공진커패시터 Cr_1 과 Cr_2 에 의해 공진 전류가 발생하고, 이 공진 전류가 변압기 T_1 , T_2 를 통해 2차측에 전달되어 전력전달이 이루어진다.

Mode 2($t_1 \sim t_2$): 모드 2는 전력반도체 스위치 출력 커패시터들의 충·방전 구간으로 $t_1 \sim t_2$ 까지의 구간이다. 모드 1에서 L_r 과 Cr_1 , Cr_2 에 의한 공진 전류가 자화인덕턴스 L_m 에 흐르는 전류와 같아지면 정류 다이오드 D_1 , D_3 , D_5 , D_7 는 ZCS 턴 오프되고, 동시에 스위치 Q_1 과 Q_3 가 턴 오프된다. 그러면, 이 순간 L_m 에 흐르는 전류 I_{ZVS} 가 모든 스위치들의 기생커패시터들을 충·방전시킨다. 이 모드의 끝에서 스위치 Q_2 와 Q_4 가 ZVS 턴 온하게 된다.

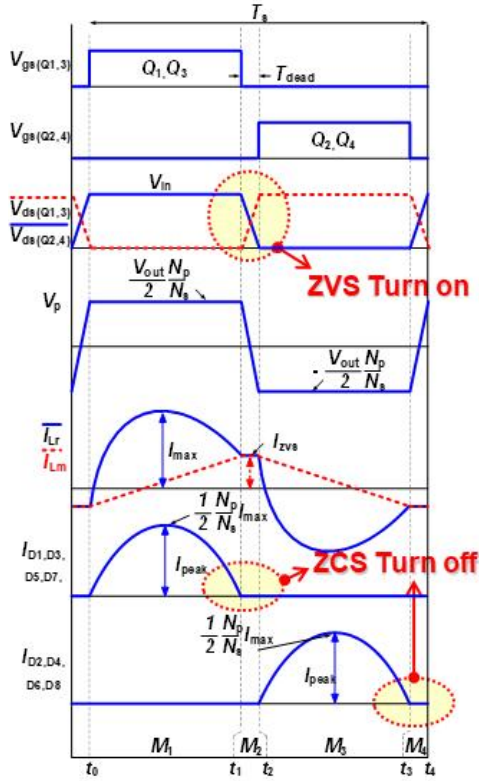


Fig. 8. Key waveforms of the fixed-frequency LLC resonant converter in the proposed dc-dc converter.

TABLE I
LLC-Buck DC-DC CONVERTER DESIGN PARAMETERS

LLC resonant converter		Buck converter	
V_{in}	DC 700V	V_{in}	800V
V_o	DC 800V	V_o	DC 50-650V
Control board			TMS320F28335
Control method			Constant current - Constant voltage
Maximum output			20kW
Efficiency			96%

2.2.2 Buck 컨버터 동작 원리

Buck 컨버터는 LLC 공진형 컨버터의 출력전압을 가지고 듀티 가변을 통해 일정전류-일정전압 제어로 배터리 리플을 직접 충전하는 역할을 수행한다. Buck 컨버터는 도통손실이 작게 되도록 전류연속모드(CCM, continuous conduction mode)로 설계한다.

3. LLC-buck DC-DC 컨버터 설계

3.1 스위칭 주파수 선정

주파수 선정을 위해 네 가지 사항을 고려해야 한다.

첫 번째 고려 사항은 컨버터의 구조이다. 제안하는 컨버터는 제어가 되지 않는 고정 주파수 LLC 공진형 컨버터와 듀티 제어로 동작하는 buck 컨버터가 직렬 연결된 구조다. 이와 같은 구조에서는 DC 링크 전압의 안정

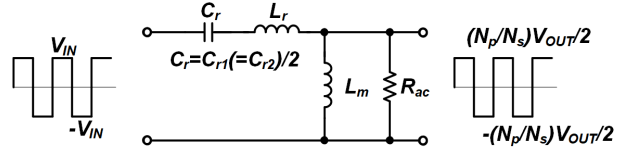


Fig. 9. Resonant tank in the proposed converter.



Fig. 10. Transformer used in the proposed converter.

화가 매우 중요하다. 즉, LLC 공진 컨버터의 주파수가 buck 컨버터의 주파수보다 너무 낮게 되면 DC 링크 전압에서 큰 리플 전압이 발생하게 된다. 발생하는 큰 리플 전압은 고조파 전류를 발생시켜 변압기에서 추가적인 손실을 일으키고 시스템 전체에 소음을 발생시키게 된다. 이를 개선하기 위해서는 큰 용량의 DC 링크 커패시터가 요구되면 이는 시스템의 부피 및 사이즈 증가를 일으킨다. 결론적으로 작은 용량의 DC 링크 커패시터를 사용함에도 링크 전압에서 리플 전압을 최소화하기 위해서는 LLC 스위칭 주파수가 buck 스위칭 주파수보다 빠르거나 같아야 한다.

두 번째로, 제안하는 구조에서 LLC 공진형 컨버터는 공진점 고정 주파수로 설계되어 1차측 스위치들에서 ZVS 턴 온, 2차측 다이오드들에서 ZCS 턴 오프 동작이 달성된다. 그 결과로, 100kHz 이상 고주파 설계가 가능하다. 그러나 스위칭 주파수가 너무 빠르면 LLC 공진형 컨버터가 공진점에서 설계되었다 하더라도 정류단 다이오드들은 하드스위칭 턴 오프하게 되어 역회복 특성에 의한 손실 및 전압 스파이크가 발생할 수 있다.

세 번째 고려 사항은 buck 컨버터가 800V의 고전압에서 하드 스위칭을 한다는 것이다. 이 때문에 매우 큰 스위칭 손실이 발생하게 되어 효율이 크게 악화 될 수 있으므로 너무 높은 스위칭 주파수를 채택할 수 없다.

네 번째 고려 사항은 사용하고자 하는 전력반도체 디바이스이다. 일반적으로 고주파 스위칭용으로 파워 MOSFET이 많이 사용된다. 하지만 파워 MOSFET은 고전압 대응용량이 없으므로 제안 방식에서는 900V급 이상의 SiC 소자를 사용하고자 한다. SiC 소자는 스위칭 속도가 매우 빠르다는 장점을 갖지만 제안방식의 buck 컨버터에서처럼 고전압 하드 스위칭하는 경우 여전히 발열 문제를 일으킬 수 있어 적절한 주파수 채택이 중요하다.



Fig. 11. Resonant inductor used in the proposed converter.

앞에서 기술한 네 가지 사항을 모두 고려하여 LLC 공진형 컨버터는 120kHz, buck 컨버터는 50kHz로 선정하였다.

3.2 변압기 설계

표 1의 DC-DC 컨버터 사양에 의해서 변압기 제작에 요구되는 코어 용량인 창면적과 단면적의 곱인 A_p 값이 아래와 같이 계산된다.

$$A_p = A_c A_w \geq 64.1 [cm^4] \quad (1)$$

계산된 A_p 값을 고려하여 EE8075 창면적을 1/2로 가공한 코어를 3개 병렬로 적층한 A_p 값이 $68.47cm^4$ 인 코어로 변압기를 제작하였다. 이와 같이 코어를 가공하여 제작한 이유는 변압기 높이를 낮추어 시스템 전체를 슬림(slim)하게 개발하기 위함이다.

변압기 턴 비 설계를 위해서는 먼저 LLC 공진형 컨버터의 입출력 관계식을 알아야 한다. LLC 공진형 컨버터의 입출력 관계식은 공진탱크 해석을 통해 유도할 수 있다. 그림 9는 제안한 컨버터의 공진탱크를 보여 주며 공진탱크 입력전압파형과 출력전압파형의 기본파 성분들은 아래와 같다.

$$V_{IN}^F = \frac{4}{\pi} V_{IN} \cdot \sin(2\pi f_o t) \quad (2)$$

$$V_O^F = \frac{2}{\pi} V_{OUT} \frac{N_p}{N_s} \cdot \sin(2\pi f_o t) \quad (3)$$

식 (2), (3)에서 f_o 는 공진인덕터 L_r 과 공진커패시터 C_r 에 의한 공진주파수이며, 공진주파수에서 그림 9의 C_r 과 L_r 의 직렬임피던스값은 0이 된다. 따라서, 식 (2)의 공진탱크 입력전압의 기본파 성분과 식 (3)의 출력전압의 기본파 성분이 같게 되고, 그 결과 그림 (4)와 같이 변압기 턴 비가 나오게 된다.

$$V_{IN}^F = V_{OUT}^F \rightarrow \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{IN}}{0.5V_{OUT}} = \frac{7}{4} \quad (4)$$

변압기 1차측 턴 수는 패러데이 법칙과 선정된 코어의 단면적에 의해 12턴, 2차측 턴 수는 식 (4)의 턴 비에 의해 7턴으로 선정된다.

변압기 자화인덕턴스는 1차측 스위치들의 ZVS 동작을 보장하고 L_m 에 의한 순환전류가 최소가 되도록 설계한다. 설계 수식은 식 (5)와 같다. 1차측 스위치들은 표 1의 전력 및 전압 사용을 고려하여 SiC 소자인 C2M0025120D가 선정되었고, C2M0025120D 기생커패시터 C_{oss} 를 고려하여 그림 9의 등가적인 L_m 값은 아래와 같이 계산된다.

$$L_m \leq \frac{V_{OUT}}{8 \times C_{oss} \times V_{IN}} \times \frac{N_p}{N_s} \times \frac{1}{f_s} T_{dead} = 250 [\mu H] \quad (5)$$

식 (5)의 L_m 값은 1차측에서 병렬로 결선된 두 변압기의 등가적인 L_m 값이므로 각 변압기의 자화인덕턴스는 약 500 μH 정도가 되어야 한다. 그림 10은 제작한 변압기를 보여준다.

3.3 공진 인덕터 설계

공진인덕턴스는 공진인덕터의 인덕턴스에 변압기 누설인덕턴스를 합한 값이다. 변압기 누설인덕턴스는 제작 및 결선할 때 마다 바뀔 수 있는 정확하게 예측하기 어려운 값이고, 제안 회로방식에서 LLC 공진 컨버터의 스위칭 주파수가 공진 주파수에 고정되므로 회로 설계 및 동작에 영향이 없도록 해야 한다. 이를 위해 추가되는 공진인덕턴스가 변압기 누설인덕턴스보다 훨씬 크게 되도록 하는 것이 바람직하다. 또한 추가되는 공진인덕턴스가 너무 커지면 필요한 코어가 커지기 때문에 이를 모두 고려해서 설계해야 한다.

앞 절에서 설계한 주 변압기를 제작해서 검토한 결과, 변압기 누설인덕턴스는 9~10 μH 로 측정되었고 이 변압기가 1차측에서 병렬 결선되므로 유효 누설인덕턴스는 4~5 μH 가 된다. 공진커패시터는 상용화되고 있는 커패시터를 이용하여 82.5nF로 제작하였고, 공진주파수가 120kHz로 앞 절에서 선정하였기 때문에 그림 9에서 공진인덕턴스 L_r 는 22 μH 로 설계된다. 따라서, 추가되는 공진인덕터의 인덕턴스는 17 μH 로 제작되어야 한다.

표 1의 전기적 사양에서 공진인덕터에는 피크치가 45A, 실효치가 23A인 전류가 흐르므로 이러한 정보들과 식 (6)를 통해 공진인덕터 제작에 필요한 코어가 결정된다.

$$A_p = A_c A_w = \frac{L \times I_{peak} \times I_s \times 10^4}{B_{max} \times J \times k} \geq 12.07 [cm^4] \quad (6)$$

변압기 설계와 마찬가지로 인덕터의 높이를 낮추기 위해 EE8075 창면적을 1/2로 가공한 코어를 사용하였고, 필요한 A_p 값을 맞추고 턴 수를 줄이기 위해 가공한 코어 2개를 적층한 A_p 가 45.65 cm^4 인 코어로 제작하였다.

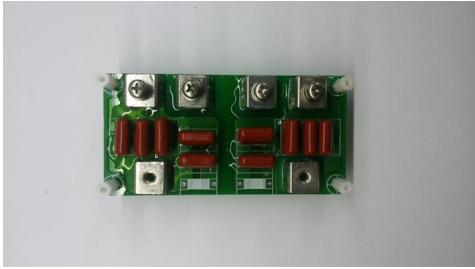


Fig. 12. Resonant capacitor used in the proposed converter.

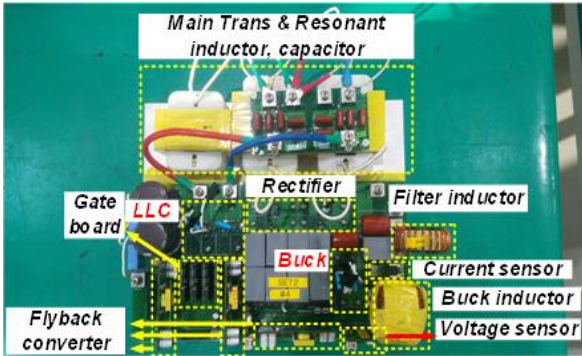


Fig. 13. 20kW prototype converter.

턴 수는 식 (7)를 통해 설계하였고, B_{max} 값을 0.1T로 하여 컨버터의 과도 상태에서 공진인덕터가 포화되지 않도록 충분한 마진을 두었다. 선정된 턴 수는 9턴이다.

$$N = \frac{L \times I_{peak}}{B_{max} \times A_c} \approx 9 \quad (7)$$

그림 11은 제작된 공진인덕터를 보여준다.

3.4 공진커패시터 설계

공진커패시터에는 23A의 실효치 전류가 흐르고, 양단에는 800V 이상의 높은 고전압이 걸린다. 일반적으로 공진커패시터로는 필름커패시터가 사용되는데, 대전류를 흐릴 수 있는 특수 필름커패시터는 사이즈도 크고 매우 고가이다. 이 때문에 제안 컨버터에서는 저가격, 저전류의 널리 상용화된 630V/33nF 필름커패시터를 5개 병렬하여 165nF의 공진커패시터 बैं크를 만들고, 이 बैं크를 직렬 연결하여 800V 이상의 고전압 스트레스를 견딜 수 있는 82.5nF의 공진커패시터를 그림 12와 같이 제작하였다.

3.5 DC-link capacitor 설계

LLC 컨버터와 buck 컨버터의 연결부인 DC 링크에는 800V의 전압이 걸린다. DC 링크 전압의 안정화를 위해 용량이 큰 고압의 전해커패시터를 직렬로 연결하여 사용하면 사이즈가 커지게 되고 수명이 짧아지게 되는 단점이 있다. 앞 절에서 설명했듯이 제안회로에서 LLC 스위칭 주파수는 120kHz, buck 스위칭 주파수는 50kHz

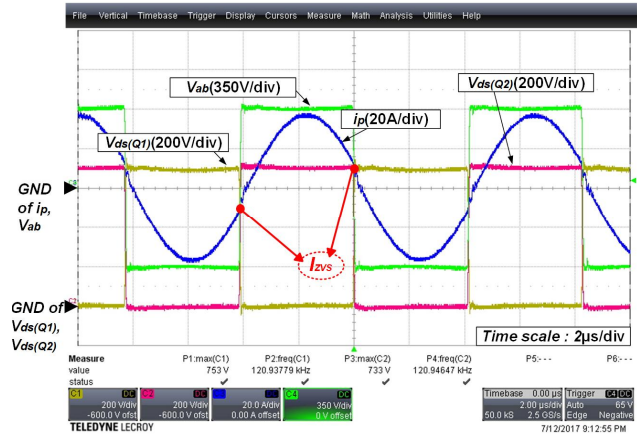


Fig. 14. Experimental waveforms of LLC resonant converter in the proposed converter; Ch1 : Q1 Vds, Ch2 : Q2 Vds, Ch3 : Ip, Ch 4 : Vab.

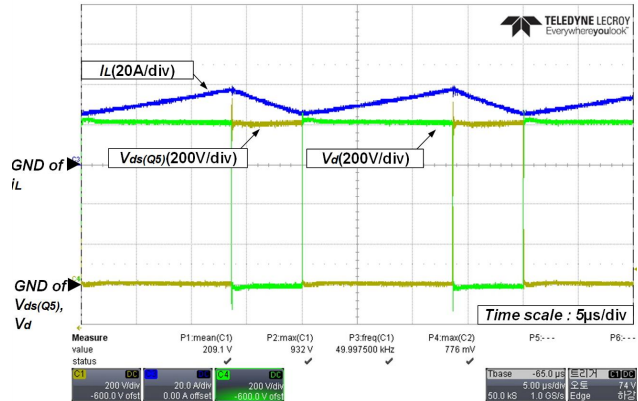


Fig. 15. Experimental waveforms of buck converter in the proposed converter; Ch1(yellow) : Q5 Vds, Ch3(blue) : IL, Ch 4(green) : Vd.

설계하여 DC 링크에 40µF의 저용량 필름커패시터로 설계해도 발생하는 리플이 컨버터 동작에 미치는 영향이 없도록 하였다.

3.6 반도체 소자 선정

LLC 1차측 스위치와 buck 스위치의 전압스트레스는 각각 700V, 800V이다. LLC 1차측 전류스트레스는 PSIM를 통해 피크치는 45A, 실효치는 23A로, buck 스위치는 피크치 33A, 실효치 28A로 분석된다. 이 전기적 스트레스를 고려하여 C2M0025120D의 SiC MOSFET으로 선정하였다.

LLC 정류단 다이오드의 전압스트레스는 400V이고, 평균전류스트레스는 25A, 피크전류스트레스는 38A 수준이다. 이를 고려하여 0.8V의 전압 강하를 갖는 저가격의 FFH60UP60S 다이오드를 사용하였다. Buck단 다이오드의 전압스트레스는 800V로 매우 높고, 평균전류스트레스는 5.5A, 피크전류스트레스는 33A임을 고려하여 SiC 소자인 C4D20120D를 사용하였다.

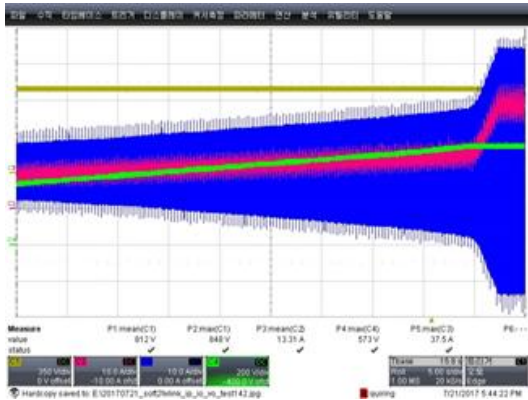


Fig. 16. Start-up waveforms of the proposed converter; Ch1(yellow) : DC link voltage, Ch2(red) : buck output current, Ch3(blue) : LLC resonant current, Ch 4(green) : buck output voltage.

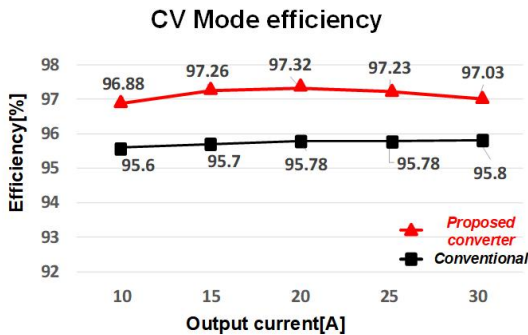


Fig. 17. Constant voltage mode efficiency.

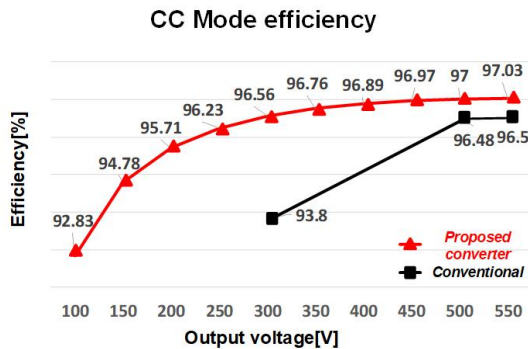


Fig. 18. Constant current mode efficiency.

4. 실험

그림 13은 제안하는 20kW급 DC-DC 컨버터의 하드웨어 사진을 보여준다. 제작된 하드웨어는 DSP TMS320F28335 제어기로 구현이 되었고, 출력단은 배터리 시뮬레이터를 이용하여 실험이 진행되었다.

표 1의 전기적 사양에 따라 입력은 700V, 출력은 50~650V, 20kW 조건에서 실험을 진행하였다.

그림 14와 그림 15는 출력 17kW(550V/30A) 조건에서의 각 부분의 전압 및 전류 파형을 보여준다. 그림 14의 채널 3번은 공진인덕터에 흐르는 전류 파형, 채널 4번은

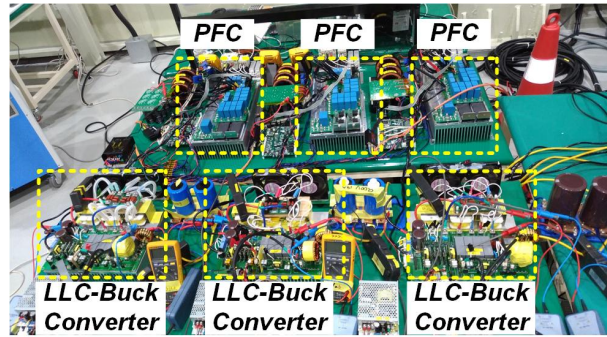


Fig. 19. 60kW rapid charger prototype with the proposed converter.

LLC 공진탱크 입력전압 파형을 보여주며, 이 파형들로부터 LLC 1차측 스위치들이 영전압 스위칭 동작을 잘 하고 있는 것을 알 수 있다. 또한, 공진인덕터에 흐르는 전류 파형으로부터 설계했던 대로 120kHz 공진주파수에서 고정되어 잘 동작하고 있는 것을 알 수 있다. 그림 15의 채널 1과 4번은 각각 buck 스위치와 다이오드의 전압스트레스를 보여주며, 채널 3은 출력인덕터 전류를 보여준다. 채널 1 또는 4의 전압스트레스 파형으로부터 DC 링크 전압이 800V임을 알 수 있고, 이를 토대로 설계했던 대로 변압기가 최적 효율 포인트에서 동작하고 있음을 한 번 더 확인할 수 있다.

그림 16은 제안 컨버터의 기동시 파형을 보여준다. 그림 16의 채널 3은 LLC 공진전류를 보여주는데, 그 파형으로부터 큰 전류스트레스 없이 잘 기동하는 것을 알 수 있다. 일반적으로 LLC 컨버터의 경우 공진 주파수에 스위칭 주파수를 고정시켜 기동하면 매우 큰 전류스트레스가 발생하게 된다. 이 문제를 해결하기 위해 LLC 1차측 스위치들을 펄스폭 변조 방식으로 기동시키는 알고리즘을 개발하여 적용하였다.

그림 17는 출력을 550V로 고정하고 출력전류를 10A에서 30A까지 5A 단위로 증가시켜 가며 측정된 일정전압모드에서의 효율 데이터를 보여준다. 그림 18는 출력을 30A로 고정시켜 출력전압을 가변하면서 측정된 일정전류모드 효율 데이터를 보여준다. 그림 17과 18에서 기존 회로 방식은 충전기 응용에서 많이 사용되고 있는 buck 컨버터가 없는 SiC 전력반도체를 적용한 주파수 제어가 되는 LLC 공진 컨버터가 되겠다. 그 효율 데이터부터 제안 방식이 두 컨버터가 직렬로 연결된 2단 방식임에도 불구하고 순환전류가 거의 없는 장점 때문에 기존 방식 대비 약 2% 높은 효율을 갖는 것을 확인할 수 있다.

그림 19는 제안한 20kW DC-DC 컨버터 3개를 적용한 60kW 급속충전기 시제품을 보여준다. 구현을 위해 20kW급 2-level 3상 정류기를 제작하였고, 3상 380V/60Hz 조건에서 60kW 충전시 효율 측정 결과는 그림 20과 같다. 전체 시스템의 효율은 95.242%로 측정되었다.



Fig. 20. Measured efficiency of 60kW rapid EV charger with the proposed converter.

5. 결 론

본 논문에서는 기존 전기자동차 급속충전기의 성능을 개선하기 위해 전기적 절연 기능과 배터리 충전 기능을 분리한 회로 방식을 제안하였다. 전기적 절연 기능은 공진점 고정주파수 LLC 공진 컨버터로 구현하였고, 충전 기능은 전류연속모드에서 동작하는 buck 컨버터로 구현하였다. 그 결과, 제안 방식에서는 배터리 충전 전 구간에서 순환전류가 최소가 되어 충전 전 구간에서 높은 효율을 갖게 된다. 또한, 20kW 이상의 대용량 전력을 처리함에 있어 120kHz의 고주파로 동작시켜 고전력밀도 달성성을 가능케 한다.

제안 회로 방식의 적용 타당성을 검토하기 위해 20kW 급 DC-DC 컨버터를 제작하여 실험을 진행하였고, 기존 방식 대비 약 2% 이상 효율이 개선되는 것을 확인하였다. 또한 제안 방식을 적용한 60kW급 급속충전기를 제작하여 최대 95.24%의 효율을 달성하는 것을 확인하였다.

본 논문은 2015년도 정부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 이공분야기초연구사업임 (NRF-2015R1C1A1A01051992)

References

- [1] Y. D. Jung, "Rapid charger technology and development trend for electric vehicle," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 6, pp. 47-53, Dec. 2015.
- [2] B. C. Kim, "Application technology of LLC series resonant converter for high density power supply," *Transactions of the Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 6, pp. 31-36, Dec. 2012.
- [3] H. N. Vu and W. Choi, "A novel dual full-bridge LLC resonant converter for CC and CV charges of batteries for electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 6, pp. 2212-2225, Aug. 2017.

- [4] I. O. Lee, "Research on the analysis and improvement of the performance of the phase-shifted full-bridge converter for electric vehicle battery charger applications," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 5, pp. 479-490, Oct. 2015.
- [5] I. H. Kang, U. Bang, J. H. Moon, and M. K. Na, "SiC power semiconductor device technology trend," *Korea Electrotechnology Research Institute*, Vol. 16, No. 4, pp. 7-16, Dec. 2013.
- [6] F. Qi, L. Fu, L. Xu, P. Jing, G. Zhao, and J. Wang, "Si and SiC power MOSFET characterization and comparison," *ITEC Asia-Pacific*, pp. 1-6, Nov. 2014.

김진학(金鎭學)

1991년 9월 22일생. 2016년 경일대 전기공학과 졸업. 2018년 계명대 전기전자융합시스템공학과 졸업(석사). 2018년~현재 명지대 전기공학과 박사과정.



이우석(李雨錫)

1991년 1월 19일생. 2015년 계명대 전자공학과 졸업. 2017년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2017년~현재 명지대 전기공학과 박사과정.



최승원(崔承元)

1975년 7월 14일생. 1998년 경희대 전자공학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사). 2000년~2005년 한티기술 주임연구원. 2005년~2007년 TSE-21 선임연구원. 2007년~2009년 이모션텍 선임연구원. 2009년~2013년 우리산업 차장. 2014년~현재 명지대 전기공학과 박사과정.



이준영(李竣榮)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 KAIST 전기전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박사). 2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부부장. 2005년~2008년 단국대 전기공학과 조교수. 2008년~현재 명지대 전기공학부 교수.



이일운(李日雲)

1976년 9월 19일생. 2000년 경북대 전자전기공학부 졸업. 2003년 서울대 전기공학부 졸업(석사). 2009년 KAIST 전자전기공학부 졸업(공학박사). 2003년~2008년 삼성 SDI PDP 사업부 개발팀 책임연구원. 2008년~2013년 삼성 전기 CDS 사업부 POWER개발팀 책임연구원. 2014년~2015년 한국에너지기술연구원 효율연구본부 에너지ICT연구실 선임연구원. 2015년~2016년 계명대 공과대학 전기에너지공학과 조교수. 2017년~현재 명지대 전기공학과 조교수. 당 학회 편집위원.

