

# 전기자동차 탑재형 충전기 응용에서 위상변조 풀브리지 컨버터 성능 분석과 그 개선에 관한 연구

이일운<sup>†</sup>

## Research on the Analysis and Improvement of the Performance of the Phase-Shifted Full-Bridge Converter for Electric Vehicle Battery Charger Applications

Il-Oun Lee<sup>†</sup>

### Abstract

The conventional phase-shifted full-bridge (PSFB) converter with an LC filter has been widely used for high-power applications of over 1.0 kW. However, the PSFB converter cannot obtain optimal power conversion efficiency during the battery charging in electric vehicle (EV) on-board battery charger applications because of its unique drawbacks, such as a large circulating current and very high voltage stress in the rectifier diodes. As a result, the converters with a capacitive filter, such as LLC resonant converters, replace the PSFB converter in the EV chargers. This study analyzes the problems of the PSFB converter for EV on-board charger applications in detail. Moreover, the newest converters based on the conventional PSFB converter are reviewed. On the basis of the reviews, new PSFB converter topologies are proposed for EV charger applications. The new topologies are formed by connecting the rectifier stage in the PSFB converter with the output of an LLC resonant converter in series. Many problems of the conventional PSFB converter for EV charger applications can be solved and the performance can be more improved because of this structure; this idea is confirmed by an experiment consisting of prototype battery chargers under the output voltage range of 250 - 450 Vdc at 3.3 kW.

**Key words:** Full-bridge converter, Electric vehicle, Hybrid electric vehicle, Battery charger, Zero-voltage switching

### 1. 서 론

환경적 위협, 화석 에너지의 고갈 등으로 전기추진 시스템을 장착한 자동차 시장이 2011년부터 연간평균 30%로 빠르게 성장하고 있다. 이러한 자동차에는 순수전기 자동차, 하이브리드전기자동차, 플러그인하이브리드전기 자동차 등이 포함 된다. 다양한 전기자동차 중에서 순수 전기자동차와 플러그인전기자동차는 배터리에 저장된

에너지를 주동력원으로 사용하기 때문에 다른 전기자동차에 비해 훨씬 큰 사이즈와 용량을 가진 배터리를 필요로 한다. 이 대용량 배터리는 전형적으로 역률보상 회로와 절연형 DC-DC 컨버터로 구성된 탑재형 충전기를 통해 그리드로부터 충전된다<sup>[1-5]</sup>.

전기자동차의 대용량 배터리가 탑재형 충전기를 통해 일정전류 일정전압 방식으로 충전되면 DC-DC 컨버터의 그 출력전압은 250V에서 450V까지 넓게 변동하고, 이 수치는 설계적으로 높다고 할 수 있다. 이처럼 DC-DC 컨버터의 그 출력전압이 높고, 넓게 변동하게 되면 효율 측면에서 컨버터를 최적으로 설계하기 매우 어렵다. 한 예로, 대용량 응용 분야에서 가장 많이 사용되는 위상변조 풀브리지 컨버터(phase-shifted full-bridge converter)를 탑재형 충전기에 적용할 경우 450V의 높은 출력전압 때문에 1200V급의 고압 다이오드를 정류단에

Paper number: TKPE-2015-20-5-12

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

<sup>†</sup> Corresponding author: leeloun@kmu.ac.kr, Department of Electrical Energy Engineering, Keimyung University  
Tel: +82-53-580-5252 Fax: +82-53-580-5252  
Manuscript received Aug. 11, 2015; revised Sep. 11, 2015; accepted Sep. 21, 2015

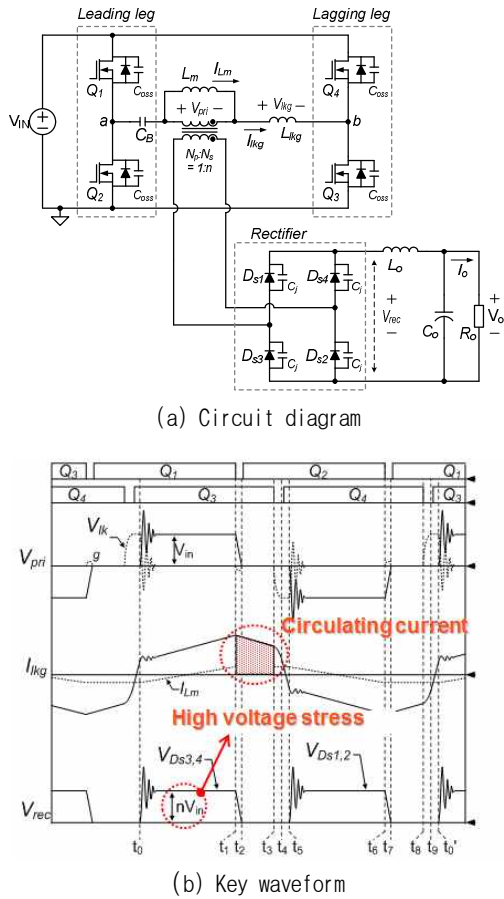


Fig. 1. Conventional phase-shifted full-bridge (PSFB) converter.

사용해야 하는데, 1200V급 고압 다이오드는 2.0V이상의 높은 포워드 전압 특성을 가지고 있어 충전시 큰 도통 손실이 발생하게 되고, 또한 가격도 비싸다. 그리고 출력전압의 넓은 변동은 제어 변수인 듀티의 변동을 크게 하여 위상변조 풀브리지 컨버터에서 순환전류 영향이 효율 성능에 두드러지게 나타나게 된다. 본 논문은 전기자동차 탑재형 충전기 응용에서 위상변조 풀브리지 컨버터의 성능 개선에 관한 연구 내용을 발표한다. 최근 발표된 토폴로지들을 분석, 정리하고 탑재형 충전기의 성능 향상에 기여할 수 있는 새로운 위상변조 풀브리지 컨버터 토폴로지들을 소개하고 그 실험 결과를 발표한다.

## 2. 탑재형 충전기 응용에서 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 특성

그림 1은 탑재형 충전기처럼 kW급 전력 응용에서 가장 많이 사용되고 있는 풀브리지 정류기를 가진 기존 위상변조 풀브리지 컨버터를 보여준다. 위상변조 풀브리지 컨버터는 전용 제어 IC의 존재, 추가 소자 없이도 가능한 소프트 스위칭 동작, 출력 LC 필터에 의한 낮은 출력 전류 리플 등의 장점 때문에 많은 응용에서 널리 사용되어 왔다. 하지만 탑재형 충전기 응용에서 개선되

어야 몇 가지 문제점들이 있다.

서론 부분에서 언급했듯이 충전기 응용에서 DC-DC 컨버터의 출력전압은 매우 넓게 변한다. 이는 위상변조 풀브리지 컨버터의 제어 변수인 듀티의 넓은 변동을 의미하게 된다. 듀티의 넓은 변동에 의한 영향은 다음과 같이 설명될 수 있다. 그림 1(b)는 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 주요 동작 파형을 보여주는데, 변압기 일차측 전압( $V_{pri}$ )이 0V이 구간에서 변압기 일차측 전류( $I_{kg}$ )가 흐르고 있는 것을 볼 수 있다. 이 전류는 변압기를 통해 이차측으로 전달되지 못하고 일차측에서 손실을 일으키며 순환하는 전류로 순환전류라 한다. 큰 듀티 동작은 순환전류가 차지하는 면적을 줄여 발생하는 손실이 작게 되지만, 작은 듀티 동작은 순환전류가 차지하는 면적을 넓게 하여 일차측에서 발생하는 손실을 극단적으로 키운다. 충전기 응용에서 듀티는 작은 듀티에서 큰 듀티로 매우 천천히 증가하게 되므로 순환전류에 의한 전력 손실은 효율에 크게 영향을 주게 된다. 따라서 탑재형 충전기에서 효율을 향상시키기 위해 일차측에서 이차측으로 파워링 되지 못하는 순환전류를 제거하거나 줄여야 한다.

탑재형 충전기에서 DC-DC 컨버터의 그 입력은 역률 보상회로의 출력이고 약 400V이다. 이 400V 입력전압으로 최대 전압인 450V을 출력해야 하므로 위상변조 풀브리지 컨버터의 변압기 턴 비( $N_s/N_p$ )는 1보다 커야 한다. 그러나 부하 변동에 소프트 스위칭 동작이 민감한 위상변조 풀브리지 컨버터의 단점을 개선하기 위해 일반적으로 변압기 일차측에 직렬로 인덕터를 추가하게 된다. 그러면 일차측 풀브리지 인버터 양단 전압( $V_{ab}$ )이 입력 400V가 걸림에도 불구하고 변압기 일차측에 전압이 나타나지 않는 듀티 손실 구간이 증가하게 되어 파워링 할 수 있는 시간 구간이 줄어들게 된다. 이를 보상하기 위해서는 변압기 이차측 턴 수를 증가시키는 방법 밖에 없으며, 그 결과 변압기 턴 비는 1보다 훨씬 커져야 한다. 이러한 이유 때문에 탑재형 충전기 응용에서 위상변조 풀브리지 컨버터는 일반적으로 1.65 정도의 변압기 턴 비로 설계된다. 높은 변압기 턴 비는 그림 1(b)에서 보듯 이차측 전압스트레스를 증가시켜 이차측에 큰 포워드 전압 드롭 특성을 가지는 다이오드를 사용하게 하여 정류단에서 큰 도통 손실을 일으킨다. 또한 일차측으로 반영되는 부하 전류를 키워 일차측에서 도통 손실과 스위칭 손실을 증가시키고, 순환전류의 영향을 더욱 부각시킨다. 따라서 탑재형 충전기의 충전시 효율을 향상시키기 위해서는 부하 변동에 소프트 스위칭 동작이 잘 달성되면서 변압기 턴 비가 작게 될 수 있도록 해야 한다.

## 3. PSFB 컨버터 성능 향상을 위해 최근 발표된 토폴로지들 분석

탑재형 충전기 응용에서 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 그 단점을 극복하기 위해 다른 형태의 컨버터를 위상변조 풀브리지 컨버터와 합체한 토폴로지가 최근에 발표되었다.

그림 2는 LLC 공진형 컨버터를 합체한 토폴로지를 보여준다<sup>[6]</sup>. 그 운전 방법은 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 동일한 리딩-래그 스위치 게이트 파형과 래그-래그 스위치 게이트 파형의 위상차 조절 방식으로 제어된다. 구조를 살펴보면, 위상변조 풀브리지 컨버터의 리딩-래그 (leading-lag) 스위치들은 IGBT, 래그-래그 (lagging-lag) 스위치들은 MOSFET를 사용한다. 그리고 그 래그-래그 스위치들을 공유한 하프 브리지 타입 LLC 공진형 컨버터가 위치한다. 이차측 구조를 자세히 살펴보면 LLC 공진형 컨버터의 출력이 다이오드  $D_5$ 를 통해 위상변조 풀브리지 컨버터의 변압기 이차측 출력과 병렬로 연결되어 있는 것을 볼 수 있다. 이와 같은 구조를 채택하므로써, 위상변조 풀브리지 컨버터의 인버터단 양단 전압이 0V가 되는 구간에 존재하던 순환전류가 LLC 공진형 컨버터의 그 출력전압에 의해 강제로 0A로 리셋되어 제거될 수 있게 된다. 그 결과 IGBT로 구현된 리딩-래그 스위치들은 영전류 방식으로 턴 오프될 수 있게 된다. 래그-래그 스위치들은 LLC 공진형 컨버터의 그 장점처럼 부하 변동에 독립적으로 영전압 스위칭 턴 온이 가능하게 된다. 즉 위상변조 풀브리지 컨버터의 그 스위칭 주파수를 LLC 컨버터의 그 공진 탱크 주파수와 일치되게 설계하면 래그-래그 스위치들은 LLC 공진형 컨버터 변압기 자화 인덕터 전류에 의해 영전압 스위칭 턴 온이 달성되고 그것은 부하 변동의 영향을 받지 않는다. 그리고 그림 1(b)의 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 그 정류단 출력파형( $V_{rec}$ )과 달리 그림 2(b)에서 보듯 LLC 공진형 컨버터가 위상변조 풀브리지 컨버터의 파워링을 지원한다. 그 결과 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에서 문제가 되었던 변압기의 높은 턴 비가 그림 2의 컨버터에서는 크게 작아지게 된다. 실제 그림 2의 회로를 탑재형 충전기에 응용한 결과 변압기 턴 비는 1.17로 설계가 되었고, 이는 기존 위상변조 풀브리지 컨버터 변압기 턴 비 1.65보다 훨씬 작다<sup>[6]</sup>. 이 때문에 정류단 다이오드 설계에서도 그림 2의 회로가 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 비해 유리하게 되고, 이차측 도통손실이 훨씬 개선되게 된다. 그리고 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 정류단 출력파형을 살펴보면 유효듀티구간( $DT_s$ )에서만 전력을 입력측에서 출력측으로 전달하는 것을 볼 수 있다. 반면 그림 2의 정류단 출력파형을 보면 LLC 공진 컨버터의 파워링 지원 때문에 입력측에서 연속으로 출력측으로 전력이 전달되고 있는 것을 알 수 있다. 이러한 파워링 컨셉의 차이는 그림 2 회로가 배터리 충전 전류 리플 사양이 동일한 기준에서 필터 인덕터의 훨씬 작은 값을 가질 수 있도록 한다. 실제로, 탑재형 충전기 응용에서 기존 위상

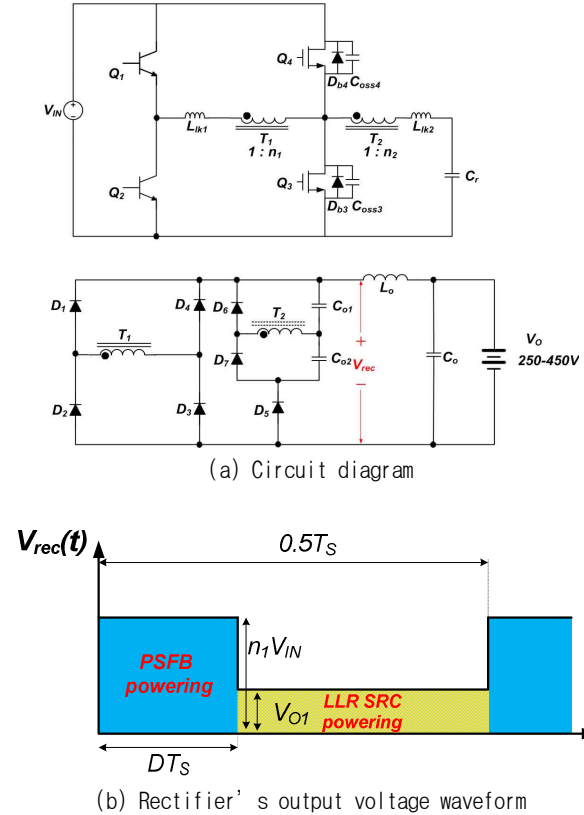


Fig. 2. PSFB converter integrated with LLC resonant converter.

변조 풀브리지 컨버터는 1mH의 필터 인덕터가 필요하지만 그림 2의 회로는 200uH의 인덕터가 사용될 수 있다. 인덕턴스 값의 1/5배 감소는 인덕터 크기의 1/5배 감소를 의미하기 때문에 가격과 전력밀도 측면에서도 그림 2의 회로가 기존 위상변조 풀브리지 컨버터보다 유리하게 된다.

그림 2의 회로가 탑재형 충전기 응용에서 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 그 성능을 많이 개선하였으나, 설계적으로 아쉬운 부분이 있다. 우선 스위칭 소자로 IGBT의 적용은 실제 높은 스위칭 주파수의 채택을 어렵게 만든다. 논문에서도 그림 2의 회로는 30kHz의 스위칭 주파수를 채택했다. 이러한 낮은 스위칭 주파수의 채택은 변압기, 인덕터, 콘덴서 등 수동 소자들의 크기를 크게 줄이지 못하게 하여 탑재형 충전기 응용에 중요한 전력밀도 향상에 불리하게 작용한다. 변압기 설계 측면에서도 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 비해 불리하다. 그림 2(b)의 정류단 출력전압 파형을 자세히 살펴보면 풀브리지 컨버터의 파워링과 LLC 공진형 컨버터 파워링이 스위칭 구간에서 시간적으로 분리되어 있는 것을 알 수 있다. 이러한 구조는 탑재형 충전기 응용에서 그림 2의 회로에 사용되는 총 변압기의 부피를 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 사용되는 변압기 부피보다 훨씬 크게 만든다. 구체적으로 간략히 설명하면 다음과 같다. 배터리가 그림 3의 일정전류 일정전압 방식으로 충전되면 동작점 A에서는 그림 2(b)의 유효듀티구

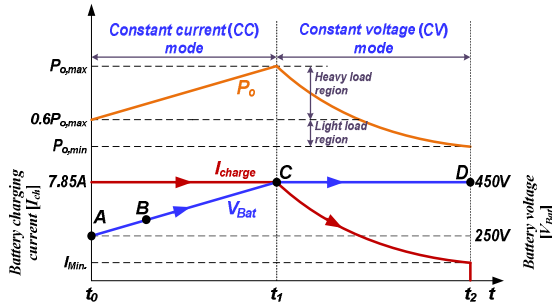
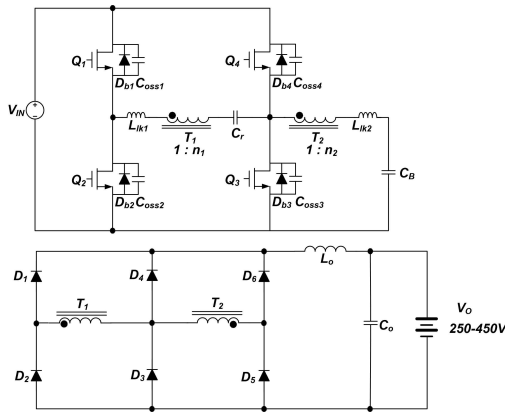
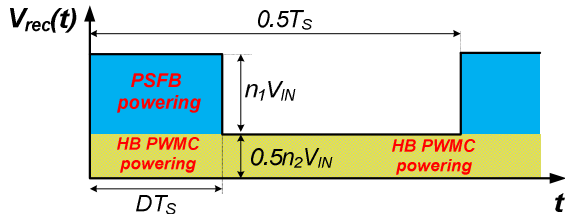


Fig. 3. Constant current (CC) and constant voltage (CV) charging profile.



(a) Circuit diagram



(b) Rectifier's output voltage waveform

Fig. 4. PSFB converter integrated with half-bridge symmetric converter.

간(DTs)이 작아져 LLC 공진 컨버터가 배터리에 대부분 파워를 공급해야 한다. 반면 배터리가 충전되면서 유효 듀티구간(DTs)이 늘어나 LLC 공진 컨버터 파워링은 줄어들고 위상변조 풀브리지 컨버터의 파워링이 증가하게 되고, 동작점 C인 최대 정격 전력은 모두 그 풀브리지 컨버터가 전달하게 된다. 이 원리에 따르면 그림 2의 풀브리지 컨버터에 사용되는 변압기는 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 사용되는 변압기와 용량이 같게 설계되어야 하고 따라서 동일한 크기를 가져야 함을 알 수 있다. 그러나 동작점 A에서 요구되는 전력 전달을 위한 LLC 공진형 컨버터에 사용되는 변압기의 크기 때문에 그림 2 회로가 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 비해 매우 불리한 전력밀도를 가지게 된다. 이를 수학적으로 변압기 이용률(transformer utilization,  $TU$ )로 정의하고 구하면 다음과 같다.

$$T.U_{conventional PSFB converter} = \frac{P_{rated}}{P_{actual\,designed\,power}} = \frac{P_{at\,point\,C}}{P_{at\,point\,C}} = 1.0 \quad (1)$$

$$T.U_{Fig.2} = \frac{P_{rated}}{P_{actual\,designed\,power}} = \frac{P_{at\,point\,C}}{P_{at\,point\,A} + P_{at\,point\,C}} = 0.63 \quad (2)$$

이처럼 그림 2의 회로가 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 비해 낮은  $TU$  값을 가지고 있고, 이는 기존 회로 대비 매우 불리한 자성체 전력밀도를 가지는 것을 의미한다.

그림 2의 회로가 가지는 모든 장점을 유지하면서 그 회로의 단점을 보완하기 위해 그림 4의 회로가 발표되었다<sup>[7]</sup>. 운전 방식은 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 동일한, 즉 래깅-래그와 리딩-래그 스위치를 게이트 파형들간의 위상차를 조정하여 그 출력이 제어된다. 그림 2의 회로와 달리 LLC 공진형 컨버터가 아닌 대칭형 하프브리지 컨버터가 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 합쳐졌다. 구체적으로 설명하면, 래깅-래그 스위치인 Q3, Q4, 변압기 T2, 블로킹 캐패시터 CB, 다이오드 D3, D4, D5, D6가 대칭형 하프브리지 컨버터를 형성하고, 위상변조 풀브리지 컨버터는 스위칭 Q1, Q2, Q3, Q4, 변압기 T1, 공진 캐패시터 Cr, 다이오드 D1, D2, D5, D6, 필터부 L0, Co로 구성된다. 설계적인 차이를 설명하면 그림 2의 회로와 다르게 모든 스위칭 소자를 MOSFET으로 사용한다. 리딩-래그 스위치인 Q1과 Q2의 영전압 스위칭 원리는 기존 위상변조 풀브리지 컨버터 리딩-래그 스위치의 영전압 스위칭 원리와 동일하고 부하 변동 조건에도 아주 잘 달성된다. 래깅-래그 스위치인 Q3와 Q4의 영전압 스위칭 원리는 그림 2에 있는 래깅-래그 스위치들의 영전압 스위칭 원리와 동일한 변압기 T2의 자화 전류 의해 달성되기 때문에 부하 변동에 의한 영향 없이 매우 잘 달성되게 된다. 그 결과 그림 4의 회로는 그림 2의 회로에 비해 전력밀도 향상에 유리한 훨씬 높은 스위칭 주파수를 채택할 수 있게 되고, 실제 100kHz에서 구현되었다.

정류단 출력부를 자세히 살펴보면 풀브리지 컨버터의 출력과 하프브리지 컨버터의 그 출력이 변압기 이차측에서 직렬로 연결되어 있는 것을 알 수 있다. 이러한 구조 때문에 그림 4(b)의 정류단 출력전압 파형(혹은 출력 필터부 입력전압 파형)에서 보듯 전 스위칭 구간동안 하프브리지 컨버터가 항상 위상변조 풀브리지 컨버터의 그 파워링을 지원한다. 그 결과 그림 3의 충전 프로파일 기준으로 동작점 A에서는 하프브리지 컨버터가 수식 (3)처럼 모든 파워링을 담당하게 되고, 배터리가 충전되는 동안에는 수식 (3)의 파워용량으로 설계된 하프브리지 컨버터의 파워링 지원을 받아 위상변조 풀브리지 컨버터의 파워링이 점점 증가하면서 동작점 C에서 수식 (4)처럼 파워를 공급하게 된다. 그러면 풀브리지 컨버터

의 설계 정격용량은 충전기 정격용량,  $P_{at\ point\ C}$  에서 하프브리지 컨버터 설계 정격용량을 빼면 된다.

$$P_{at\ point\ A} = P_{HB(rated)} \quad (3)$$

$$P_{at\ point\ C} = P_{PSFB(rated)} + P_{HB(rated)} \quad (4)$$

그러면, 변압기 이용률  $T.U$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$T.U_{Fig.4} = \frac{P_{rated}}{P_{actual\ designed\ power}} = \frac{P_{at\ point\ C}}{P_{HB(rated)} + P_{PSFB(rated)}} = 1.00 \quad (5)$$

이처럼 그림 4의  $T.U$ 는 그림 2의  $T.U$ 보다 높고 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 동일하다. 이는 그림 4의 회로가 두 개의 변압기를 사용함에도 불구하고 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 사용 중인 하나의 변압기와 동일한 부피와 면적으로 설계될 수 있음을 의미한다. 이는 그림 2의 회로와 크게 차이나는 부분이다.

그리고 그림 4의 회로에서 정류단 다이오드  $D_3$ 와  $D_4$ 는 회로 동작 특성상 외각에 있는 다이오드 4개보다 그림 2의  $D_1, D_2, D_3, D_4$  보다 전압스트레스가 50% 이상 작다. 그 결과 포워드 전압 드롭 특성이 매우 뛰어난 다이오드를  $D_3$ 와  $D_4$ 에 적용이 가능하다. 그림 4의 회로에서 배터리가 충전되는 동작점 A에서 동작점 C로 이동하는 동안 대부분의 전력은 다이오드  $D_3$ 와  $D_4$ 를 통해 배터리로 전달된다. 따라서 성능이 뛰어난 다이오드를  $D_3$ 와  $D_4$ 에 적용하는 것은 충전기 응용에서 그림 2에 있는 회로보다 그림 4의 회로를 도통 손실 측면에서 보다 유리하도록 만든다.

#### 4. 전기자동차 탑재형 충전기 응용을 위한 새로운 PSFB 컨버터

4장에서는 탑재형 충전기 응용에서 그림 2의 회로를 개선하고 그림 4의 회로보다 뛰어난 성능을 가질 수 있는 새로운 DC-DC 컨버터 토폴로지들을 제안한다.

##### 4.1 LLC 공진형 컨버터와 합쳐진 개선된 PSFB 컨버터

그림 5는 전기자동차 탑재형 충전기 응용을 위해 이 논문에서 새로이 제안한 토폴로지를 보여 준다.

구조를 보면 래그-래그 스위치인  $Q_3, Q_4$ , 변압기  $T_2$ , 공진 커패시터  $C_r$ , 공진 인덕터  $L_r$ , 다이오드  $D_5, D_6$ , 정류 커패시터  $C_{f1}, C_{f2}$ 가 하프브리지 LLC 공진형 컨버터를 형성하고, 위상변조 풀브리지 컨버터는 스위칭  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ , 변압기  $T_1$ , 다이오드  $D_1, D_2, D_3, D_4$ , 필터부  $L_o, C_o$ , 에너지 회수 회로인  $C_c, D_{a1}, D_{a2}$ 로 구성된다. 그리고 LLC 공진 컨버터의 그 출력과 위상변조 풀브리지 컨버터의 정류단을 직렬로 배치하였다.

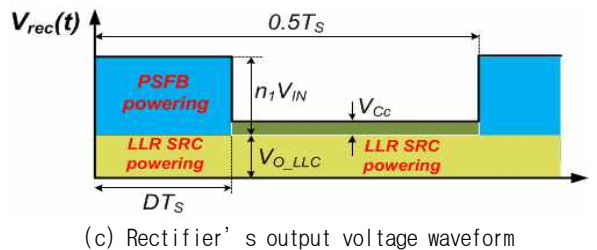
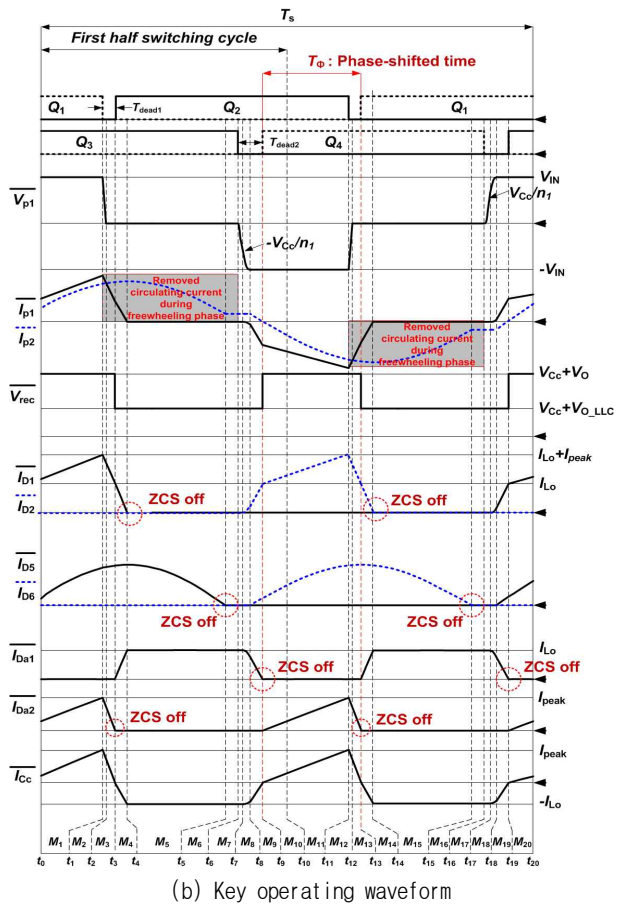
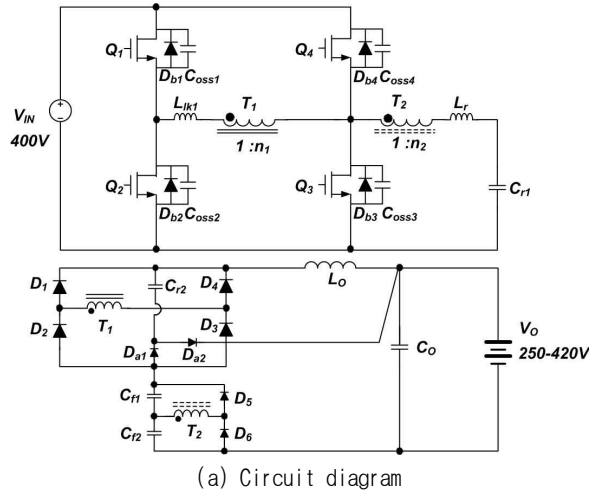


Fig. 5. Proposed converter for electric vehicle battery charger applications.

TABLE I  
COMPARISON OF CONVERTERS' PERFORMANCE

	The proposed converter in Fig. 5	The PSFB converter in Fig. 2	The PSFB converter in Fig. 4
Structure	The combination of the outputs of PSFBC and HB LLC SRC in series	The combination of the outputs of PSFBC and HB LLC SRC in parallel	The combination of the outputs of PSFBC and HB PWMC in series
Control Method	The same method in the conventional PSFBC: In phase shift manner	The same method in the conventional PSFBC: In phase shift manner	The same method in the conventional PSFBC: In phase shift manner
Component Count in the rectifier stage	Diode in PSFBC part : #4 Diode in HB LLC SRC : #2 Auxiliary diode: #2 LC filter: #1	Diode in PSFBC part : #4 Diode in HB LLC SRC : #2 Auxiliary diode: #1 LC filter: #1	Diode in PSFBC part : #4 Diode in HB LLC SRC : #2 LC filter: #1
Transformer utilization, $TU$	$TU=1.0$	$TU=0.67$	$TU=1.0$
Transformer's size	$111.71\text{cm}^{-3}$	$245.328\text{cm}^{-3}$	$111.71\text{cm}^{-3}$
Turns-ratio in PSFBC	$n_1=0.585$	$n_1=1.17$	$n_1=0.833$
Voltage stress	PSFBC rectifying diodes: 234V LLC rectifying diodes: 200V	PSFBC rectifying diodes: 469V LLC rectifying diodes: 240V	PSFBC rectifying diodes: 483V HB rectifying diodes: 200V
Rectifying diodes	Zero-current-switching Turn-off	Zero-current-switching Turn-off	Hard switching
Soft-switching type	Leading-leg: ZVS turn-on Lagging-leg: ZVS turn-on	Leading-leg: ZVS turn-on Lagging-leg: ZCS turn-off	Leading-leg: ZVS turn-on Lagging-leg: ZVS turn-on
Switch type	<u>All MOSFETs</u>	<u>Leading-leg: MOSFETs</u> <u>Lagging-leg: IGBTs</u>	<u>All MOSFETs</u>
Switching frequency	100 kHz	47 kHz	100 kHz

그림 5(b)는 그 주요 동작 파형을 보여 준다. 스위치들의 게이트 파형에서 보듯이 그 운전 방식은 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 동일하다.

성능을 설명하면 그림 5의 회로는 그림 2와 그림 4의 회로들이 가지는 모든 장점을 유지한다. 우선 모든 전력 반도체들이 MOSFET이고, 영전압 스위칭으로 된 운 된다. 그 영전압 스위칭 원리는 그림 4의 회로와 동일하다. 따라서 스위칭 주파수를 높일 수 있고, 이는 전력밀

도 향상에 기여한다. 순환전류도 거의 제거된다. 그림 5(b)의 일차측 전류인  $i_{pl}(t)$  파형에서 보듯 풀브리지 컨버터 변압기 일차측 파형  $V_{pl}(t)$ 가 0V인 구간에서  $i_{pl}(t)$  전류가  $C_c$ ,  $D_{a1}$ ,  $D_{a2}$ 로 구성된 에너지 회수 회로 때문에 0A로 리셋 되어 순환전류가 제거된 것을 확인할 수 있다. 그리고 정류단 출력 파형을 보면 그림 2와 그림 4의 회로들처럼 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 달리 입력측에서 출력측으로 연속적으로 전력이 전달되고 있다.

그 결과 출력 필터 인덕터의 인덕턴스 값이 기존 대비 1/5배 작고, 그 크기도 1/5배 작게 된다. 또한 풀브리지 컨버터 변압기의 턴 비가 작게 설계 될 수 있게 된다. 전력전달 과정보다 그림 4의 회로처럼 LLC 공진형 컨버터가 전 시간 구간 동안 풀브리지 컨버터의 파워링을 지원하기 때문에 충전기 응용에서 그림 4의 회로처럼 그  $TU$ 가 1.00이 되어 두 개의 변압기를 사용함에도 불구하고 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 사용 중인 하나의 변압기와 동일한 부피와 면적으로 설계될 수 있게 된다.

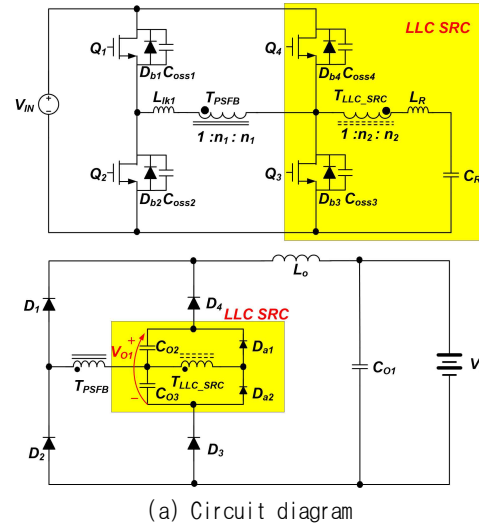
제안된 그림 5의 회로는 그림 2와 4의 회로들이 가지지 못한, 효율 측면에서 보다 유리한 추가적인 장점을 가진다. 그것은 그림 5(b) 파형에서 보듯 이차측에 있는 모든 다이오드들이 영전류 스위칭 턴 오프 한다는 것이다. 위상변조 풀브리지 컨버터 정류단에 있는 모든 다이오드들은 에너지 회수 회로 때문에 영전류 스위칭 턴 오프되고, 다이오드  $D_5, D_6$ 은 LLC 공진 탱크의 공진 전류에 의해 영전류 스위칭이 달성된다. 그리고 구조적으로 제안된 회로는 LLC 공진형 컨버터의 출력과 풀브리지 컨버터의 그 정류단을 직렬로 배치하여 만들어졌다. 이렇게 직렬로 배치하므로써 탑재형 충전기의 그 출력이 250-450V로 높음에도 불구하고, 모든 다이오드들의 전압스트레스가 250V 이하가 된다. 그 결과 탑재형 충전기 응용임에도 불구하고 600V 이상의 고압 다이오드가 아닌 250V급 다이오드를 사용할 수 있게 된다. 특히 역회복 특성이 우수하고 포워드 전압 드롭이 매우 낮은 쇼트키 다이오드만으로 정류단을 설계할 수 있어 정류단에서 기존 회로들 대비 매우 낮은 전력 손실을 가질 수 있게 된다. 이것은 탑재형 충전기 응용에서 매우 좋은 특징이라 할 수 있다.

지금까지 그림 5에 있는 제안 회로의 그 우수성을 설명하였고, 표 1은 그림 2와 4의 회로들과 비교하면서 제안한 회로가 가지는 그 우수성을 한 번 더 정리한 내용을 보여 준다.

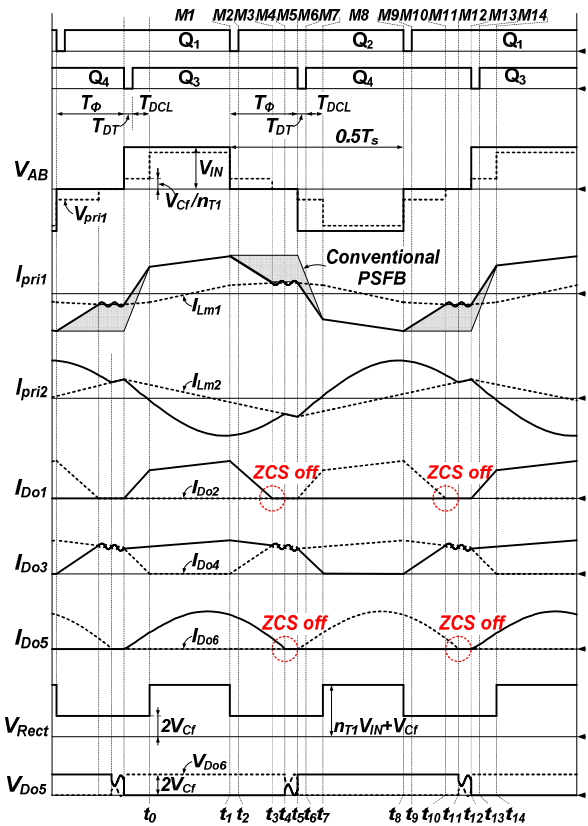
### 4.2 LLC 공진형 컨버터와 합쳐진 개선된 PSFB 컨버터

그림 5에서 제안된 회로가 부품수가 많다고 생각된다면 에너지 회수 회로를 제거하고, LLC 공진 컨버터의 그 출력을 풀브리지 정류단 한 쪽 다이오드 레그 사이에 삽입하므로써 동등한 성능을 얻을 수 있게 된다. 그림 6은 그 회로를 보여준다. 그림 6(b)의 풀브리지 변압기에 흐르는 전류  $i_{p1}(t)$ 를 보면 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 순환전류가 크게 줄어든 것을 확인할 수 있다. 또한 정류단 출력 파형  $V_{Rect}(t)$ 도 그림 5와 동일하여 그 파형으로부터 오는 모든 장점을 그대로 유지하게 된다.

하지만, 정류단 설계에 있어서는 그림 2와 4의 회로에 비해 유리하지만 그림 5의 회로에 비해서는 불리하게 된다. 구체적으로 설명하면 그림 6의 회로에서 위상변조



(a) Circuit diagram



(b) Key operating waveform

Fig. 6. Proposed converter for electric vehicle battery charger applications.

풀브리지 컨버터 정류단 다이오드  $D_1$ 과  $D_2$ 는 800V 이상의 고압 다이오드를 사용해야 한다. 다이오드  $D_3$ 와  $D_4$ 는  $D_1$ 과  $D_2$  보다 낮은 전압스트레스를 받게 되므로 800V 보다 낮은 정격의 다이오드를 사용할 수 있게 된다. 반면 그림 4에 있는 회로에서 위상변조 풀브리지 컨버터 정류단 다이오드 4개는 모두 800V 이상의 다이오드를 사용해야 한다. 결과적으로 그림 6의 회로가 그림 4의 회로에 비해 정류단 설계는 유리하지만, 300V 미만의

TABLE II  
COMPONENT LIST FOR FIG. 5

Main switches (Q <sub>1</sub> -Q <sub>4</sub> )	IPP60R074C6(650V)
PSFBC rectifying diodes (D <sub>1-4</sub> )	LQA10T30 (300V)
LLC SRC rectifying diodes (D <sub>3a,b</sub> )	B40250TG(250V, schottky diode)
ERC diodes (D <sub>3c,d</sub> )	B40250TG(250V, schottky diode)
Transformers (T <sub>1</sub> )	Core - PQ5050, Turns-ratio (n <sub>1</sub> ) - 0.585 L <sub>m</sub> - 1.13mH, L <sub>lk</sub> - 5.4μH
Transformers (T <sub>2</sub> )	Core - PQ3535, Turns-ratio (n <sub>2</sub> ) - 0.5 L <sub>m</sub> - 120μH, L <sub>lk</sub> - 3.95μH
Resonant inductor (L <sub>r</sub> )	17.75μH
Resonant capacitor (C <sub>r</sub> )	100nF/630V
Clamp capacitor (C <sub>c</sub> )	1μF/250V
Output inductor (L <sub>o</sub> )	250μH (MPP core)
LLC SRC rectifying capacitors (C <sub>1a,b</sub> )	4.7μF/250V (Low ESR firm capacitor)
Output capacitor (C <sub>o2</sub> )	450μF/500V
Controller	TMS320F28069

TABLE III  
COMPONENT LIST FOR FIG. 6

Main switches (Q <sub>1</sub> -Q <sub>4</sub> )	IPP60R074C6(650V)
PSFBC rectifying diodes (D <sub>1-4</sub> )	IDH15S120 (1200V)
LLC SRC rectifying diodes (D <sub>3a,b</sub> )	MBRB40250TG(250V, schottky diode)
Transformers (T <sub>1</sub> )	Core - PQ5050, Turns-ratio (n <sub>1</sub> ) - 0.96 L <sub>m</sub> - 4.1mH, L <sub>lk</sub> - 17μH
Transformers (T <sub>2</sub> )	Core - PQ3535, Turns-ratio (n <sub>2</sub> ) - 0.5 L <sub>m</sub> - 103μH, L <sub>lk</sub> - 2.5μH
Resonant inductor (L <sub>r</sub> )	21.6μH
Resonant capacitor (C <sub>r</sub> )	120nF/630V
Output inductor (L <sub>o</sub> )	250μH (MPP core)
LLC SRC rectifying capacitors (C <sub>1a,b</sub> )	10μF/250V (Mylar)
Output capacitor (C <sub>o2</sub> )	450μF/500V
Controller	TMS320F28069

다이오드만으로 구현될 수 있는 그림 5의 회로에 비해서 불리하다고 할 수 있다.

## 5. 실험

탑재형 충전기 응용에서 지금까지 발표된 위상변조 풀브리지 컨버터의 성능을 개선하고자 4장에서 두 가지 아이디어를 제안하였다. 제안한 아이디어는 모두 LLC 공진형 컨버터의 그 출력과 위상변조 풀브리지 컨버터의 그 정류단을 직렬로 배치하는 것을 기본으로 한다. 4장에 제시된 회로들의 성능을 검증하기 위해 아래와 같은 탑재형 충전기 사양을 가지고 컨버터들을 100kHz의 스위칭 주파수로 설계하여 실험을 수행하였다.

- 입력전압: 400V
- 출력전압: 250-450V
- 전력용량: 3.3kW
- 충전방식: CC-CV 방식
- 최대충전전류: 7.85A

그림 6의 회로 설계는 그림 5의 회로 설계와 유사하

기 때문에 그림 5에 있는 회로 설계와 관련된 내용만이 장에서 기술하도록 한다.

그림 5(c)에 있는 정류단 출력파형과 출력전압의 그 차이로부터 필터 인덕터 전압 파형을 얻을 수 있다. 이 파형에 volt-sec 균형 원리를 적용하면 다음과 같이 출력 전압식을 구할 수 있게 된다.

$$V_O = \frac{2D}{1-2D} V_{C_c} + V_{O\_LLC} \quad (6)$$

식 (6)에서  $D$ 는 유효 듀티 값이고,  $V_{O\_LLC}$ 는 LLC 공진 컨버터의 그 출력전압으로 LLC 공진 컨버터의 그 이득 공식인 식 (7)로부터 계산될 수 있다.

$$\frac{V_{O\_LLC}}{n_2 V_{IN}} = M_{LLC} = \frac{k}{\sqrt{(1+k-\frac{1}{f_n^2})^2 + Q^2 k^2 (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (7)$$

식 (7)에서,

$$Q = \frac{1}{R_{ac}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, k = \frac{L_{m2}}{L_r}, f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}, f_n = \frac{f_s}{f_R} \quad \text{로 정}$$

의되고,  $R_{ac} = \frac{8R_L}{(n_2\pi)^2}$ ,  $R_L$ 는 부하저항,  $f_s$ 는 풀브리지 컨버터의 스위칭 주파수이다.

$V_{C_c}$ 는 ERC회로에 있는  $C_{r2}$ 양단에 걸리는 전압으로, 리키지 인덕터  $L_{lk}$  양단에 걸리는 전압에 volt-sec 균형 원리를 적용해서 구할 수 있으며 다음과 같이 나타난다.

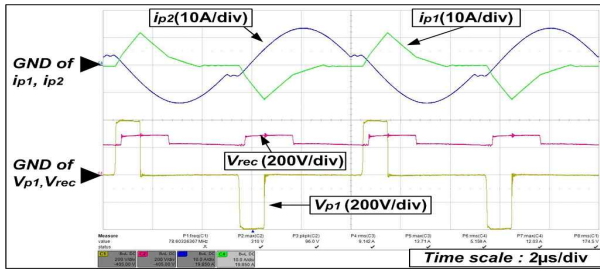
$$V_{C_c} \cong n_1 V_{IN} - (V_O - V_{O\_LLC}) \quad (8)$$

식 (6)-(8)로부터 그림 5에 있는 회로의 이득 공식은 다음과 같이 구해진다.

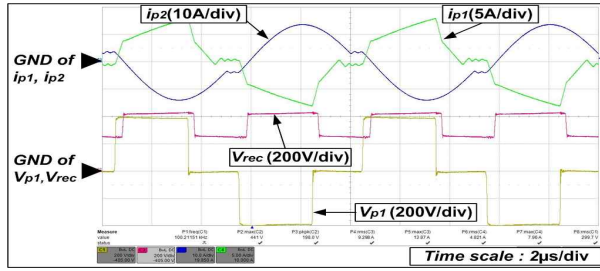
$$M(D) = \frac{V_O}{V_{IN}} = 2n_1 D + n_2 M_{LLC} \quad (9)$$

그림 5의 회로에서 LLC 공진 컨버터의 공진 탱크에서 발생하는 순환전류를 최소화하기 위해 LLC 공진 탱크의 공진주파수( $f_n$ )가 스위칭 주파수와 동일하도록 본 연구에서는 설계하였다. 그러면, 식 (7)에서  $M_{LLC}$ 는 1.0의 값을 가지게 된다. 그리고 하프브리지 타입 컨버터가 풀브리지 타입 컨버터에 비해 일반적으로 전력용량이 작다는 것을 고려하여, LLC 공진 컨버터의 그 출력전압을 200V로 설계하고 전체 3.3kW 중 47%만 전력을 전달할 수 있도록 하였다. 그러면 식 (7)로부터 LLC 공진 컨버터에 있는 변압기  $T_2$ 의 턴 비인  $n_2$ 는 0.5로 설계된다.  $T_2$ 를 위한 변압기 코어는 LLC 공진 컨버터가 감당해야 하는 전력용량을 기준으로 PQ3535를 선택하였다.

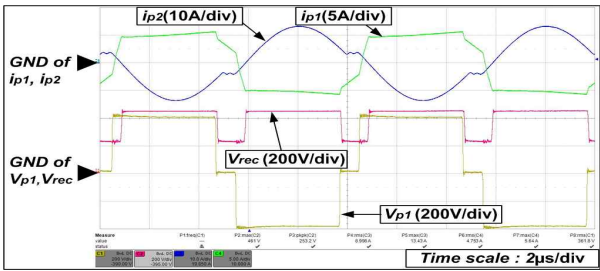




(a) at the point A

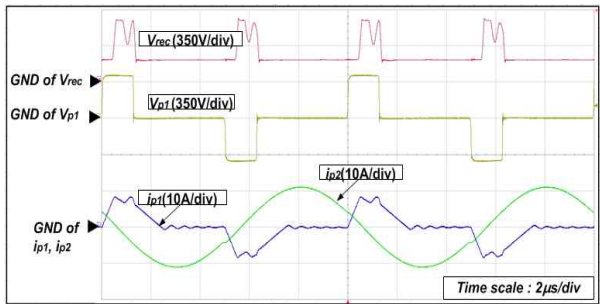


(b) at the point B

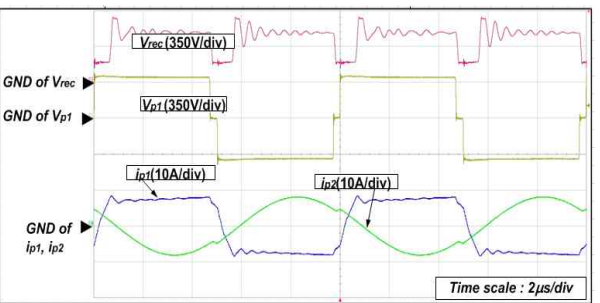


(c) at the point C

Fig. 7. Key operating waveform of the converter in Fig. 5.

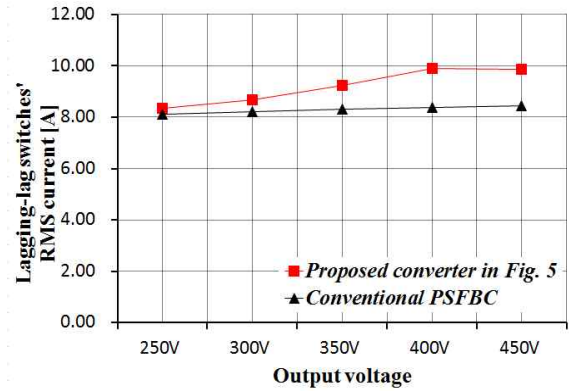


(a) at the point A

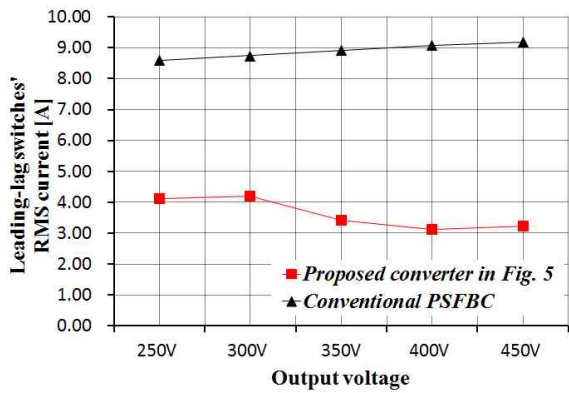


(b) at the point C

Fig. 8. Key operating waveform of the converter in Fig. 6.



(a) Lagging-lag switches RMS current stress



(b) Leading-lag switches' RMS current stress

Fig. 9. Switches' current stress for the converter in Fig. 5 during constant current charging of Fig. 3.

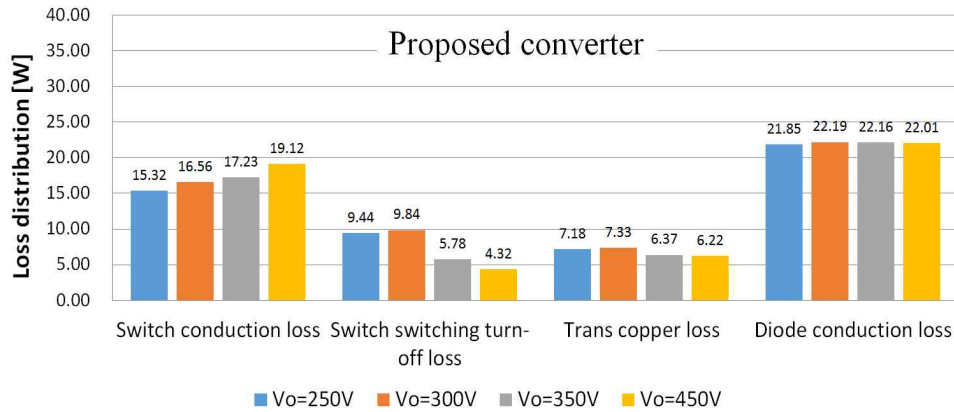
PSFB 컨버터에 사용되는 변압기  $T_1$ 의 턴 비는 우선 일차측 리키지 인덕턴스( $L_{lk1}$ )에 의한 듀티 손실분을 고려하여 최대 사용 가능한 유효 듀티 값 선정에서 시작한다. 그 선정된 최대 유효 듀티 값으로 400V 입력 조건에서 배터리 충전 사양인 출력전압 최대값을 발생시킬 수 있어야 하고, 식 (9)로부터 본 연구에서  $m$ 는 0.585로 설계되었다.  $T_1$ 를 위한 변압기 코어는 PQ5050를 선택하였다.

LLC 공진 컨버터의 공진 탱크 설계는 다음과 같은 순서를 따른다. 우선 레깅-래그 스위치들의 영전압 스위칭 조건인 식 (10)으로부터 변압기  $T_2$ 의 자화 인덕턴스 ( $L_{m2}$ ) 값을 식 (11)에 따라 설계한다.

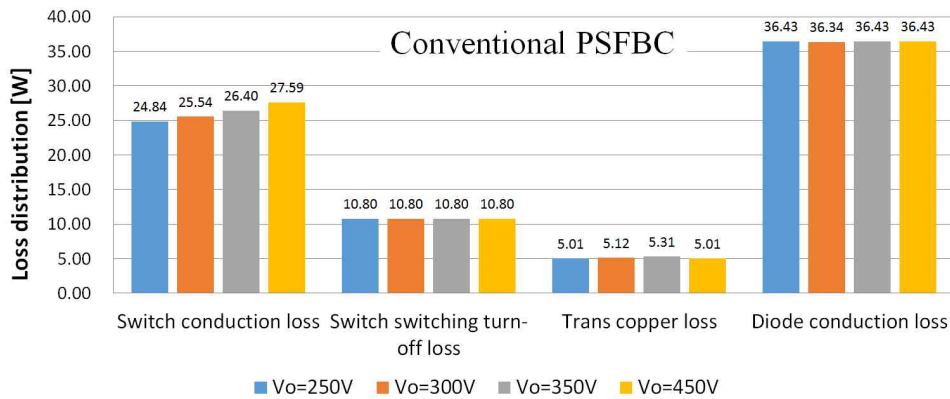
$$\frac{1}{2} L_{m2} i_{p2}^2(t_5) \geq \frac{1}{2} C_{OSS} V_{IN}^2, \quad i_{p2}(t_5) = \frac{V_{O\_LLC}}{4n_2 f_s L_{m2}} \quad (10)$$

$$L_{m2} \leq \frac{1}{C_{OSS}} \left( \frac{V_{O\_LLC}}{4n_2 f_s V_{IN}} \right)^2 \quad (11)$$

본 연구에서는 사용된 IPP60R074C6 사양서를 참고하여  $L_{m2}$ 를 120μH로 설계하였다. 공진 인덕터  $L_r$ 과  $L_{m2}$ 의 비인  $k$  값은 6.0으로 하여  $L_r$ 는 20μH로 설계하였고, 공



(a) Proposed converter in Fig. 5



(b) Conventional PSFB converter

Fig. 10. Loss analysis.

진 탱크 주파수가 스위칭 주파수인 100kHz과 같도록 공진 캐패시터 값을 100nF으로 설계하였다.

출력 필터 인덕터 설계에 관련된 수식은 출력 필터 인덕터에 걸리는 전압 파형으로부터 구할 수 있으며, 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta I_{L_o} = \frac{n_1 V_{IN}(1-2D)D}{L_o f_s} \quad (12)$$

식 (12)의 표현은 기존 PSFB 컨버터와 동일하나, 변압기  $T$ 의 턴 비가 그림 5의 회로에서 기존보다 훨씬 작게 설계된다. 그 결과 같은 유효 듀티 및 동일한 필터 인덕터 사용시 그림 5의 회로가 훨씬 작은 출력 전류 리플을 갖게 된다. 다르게 말하면, 같은 전류 리플 사양에서 그림 5의 회로가 기존보다 훨씬 작은 필터 인덕터를 사용할 수 있게 되는 것이다.

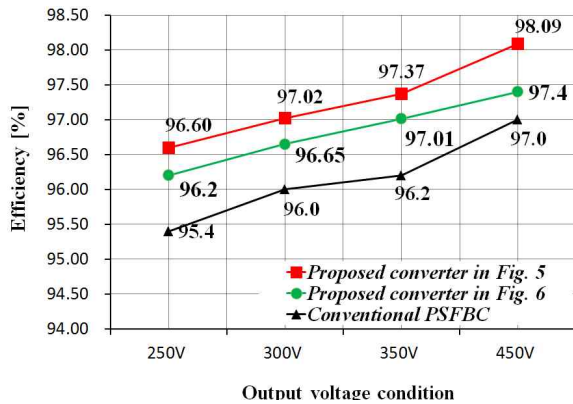
제어 방식에서는 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 동일한 방식을 채택했고, 제어기는 TMS320F28069로 구현하였다.

표 2와 3은 그림 5와 6에 있는 회로들의 제작에 사용된 부품들을 보여준다.

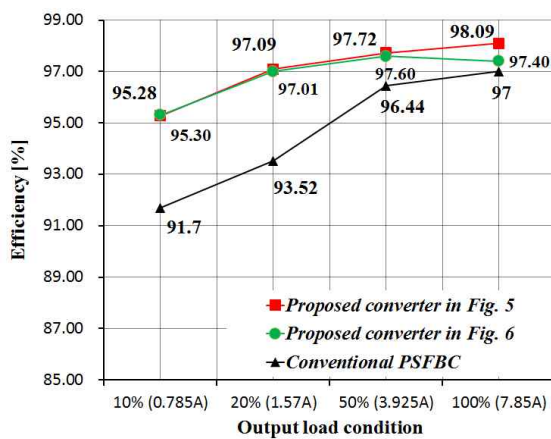
그림 7과 8은 그림 3의 충전 프로파일을 가지고 배터

리를 충전하는 동안 제안된 회로들의 주요 동작 파형을 보여준다. 파형에서 풀브리지 컨버터 일차측 전류 파형인  $i_{pl}(t)$ 를 보면  $V_{pl}(t)$  전압이 0V인 구간에서 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 존재하던 순환전류가 크게 제거된 상태에서 배터리가 충전되고 있는 것을 알 수 있다. 또한 정류단 출력 파형  $V_{rec}(t)$ 에서 기존과 다르게 입력측에서 출력측으로 전력이 연속적으로 전달되고 있는 상황을 확인 할 수 있다. 이와 같은 파형을 갖고 입력측에서 출력측으로 전력이 전달되기 때문에 변압기 턴 비가 표 1에서 보듯 기존 회로들과 비교해 크게 작아지게 되고, 두 개의 변압기를 사용함에도 불구하고 기존 위상변조 풀브리지 컨버터에 사용된 하나의 변압기와 동일한 부피와 면적으로 설계될 수 있게 된다.

제안 회로의 성능 검증 실험에서 모든 전력반도체 스위치가 배터리가 충전되는 전 프로파일 상에서 영전압 스위칭 턴 온하는 상황을 확인하였고, 정류단 다이오드들 또한 영전류 턴 오프하는 것을 확인하였지만, 공간적 제한과 영전압 스위칭 동작은 그림 4의 회로도 달성되는 부분이기 때문에 별도의 검증 실험 파형은 이 논문에서 담지 않는다. 하지만, 그림 7과 8의 실험 파형에서 인버터 양단 전압인  $V_{pl}(t)$  파형으로부터 영전압 스위칭이 잘 되고 있음을 간접적으로 확인 할 수 있다. 영전



(a) Efficiency during constant current charging



(b) Efficiency during constant voltage charging

Fig. 11. Efficiency measured during battery charging.

압 스위칭이 실패했다면  $V_{pl}(t)$  파형에서의 400V로 올라가는 시점과 0V로 내려가는 시점에서 변곡점이 발생하게 된다. 그러나 실험 파형에서는 그 변곡점이 나타나지 않고 있기 때문에 영전압 스위칭이 잘 되고 있음을 유추할 수 있다. 또한  $i_{p1}(t)$ 와  $i_{p2}(t)$  파형을 그림5(b)와 그림 6(b)와 함께 놓고 보면 정류단 다이오드들 또한 영전류 스위칭 턴 오프하고 있다는 것을 유추할 수 있다.

그림 9는 그림 3의 일정전류로 배터리를 충전하는 동안 그림 5에 있는 일차측 스위치들에 흐르는 전류의 RMS치 측정 결과를 보여준다. 실험 데이터에서 알 수 있듯, 순환전류 제거와 변압기 턴 비의 개선으로 인해 스위치들의 전류스트레스가 크게 개선되었음을 확인할 수 있다.

그림 10은 배터리가 충전되는 동안 그림 5의 회로에 흐르는 각 전류 및 전압스트레스를 측정하여 그 결과를 토대로 계산한 손실 분석 결과를 보여준다. 분석 결과에서 보는 것처럼 작은 변압기 턴 비와 순환전류 제거 때문에 일차측 반도체 스위치에 전류스트레스가 작게 나타나고, 도통손실이 기존 회로와 비교해 크게 개선된다. 이차측에서는 뛰어난 포워드 전압 드롭 특성을 자랑하는 쇼트키 다이오드의 사용으로 기존 회로 대비 도통

손실이 크게 개선된 것을 확인 할 수 있다.

그림 11은 배터리를 충전하는 동안 측정된 효율 데이터를 보여준다. 그림 11(a)는 그림 3의 일정전류 충전 동안 측정된 효율이고 그림 11(b)는 일정전류 충전 이후 SOC를 100% 채우는 과정인 일정전압 충전시 측정된 효율이다. 그림 10의 손실분석 결과에서 예측된 것처럼 그림 5와 6에서 제안된 회로가 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 성능을 크게 개선한 것을 알 수 있다. 그림 5와 6의 효율 차이는 정류단 설계 즉 사용한 다이오드 성능 차이에서 발생한 것으로 분석된다. 즉 표 2와 3에서 보듯 그림 5의 회로에서는 포워드 전압 드롭 특성이 우수한 쇼트키 다이오드만으로 정류단이 설계되었고, 그림 6의 회로에서는 2.0V 이상의 전압 드롭을 가지는 1200V 다이오드가 사용되었다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 탑재형 충전기 응용에서 기존 위상변조 풀브리지 컨버터의 문제점을 정의하였고, 이를 개선하기 위해 최근에 제안되었던 회로들을 분석하였다. 그리고 탑재형 충전기 응용을 위해 위상변조 풀브리지 컨버터의 성능을 보다 향상시킬 수 있는 방식에 대해 논하고 새로운 토폴로지들을 제안하였다. 제안한 회로는 LLC 공진형 컨버터의 그 출력과 위상변조 풀브리지 컨버터의 정류단을 직렬로 배치된 구조를 취한다. 이러한 구조 때문에 두 개의 변압기를 이용함에도 기존 위상변조 풀브리지 컨버터와 동일한 변압기 부피와 면적으로 설계될 수 있고, 최근에 발표된 위상변조 풀브리지 컨버터보다 우수한 성능을 가질 수 있게 된다. 논문에서 제안된 회로들은 탑재형 충전기 사양에서 실험을 진행하였고, 충전기로서의 적용 타당성을 검증하였다.

본 연구는 2015년도 계명대학교 연구기금으로 이루어졌음

## References

- [1] M. Pahlevaninezhad, P. Das, J. Drobnik, G. Moschopoulos, P. Jain, and A. Bakhshai, "A nonlinear optimal control approach based on the control-lyapunov function for an AC/DC converter used in electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, Vol. 8, No. 3, pp. 596-612, Mar. 2012.
- [2] B. Y. Chen and Y. S. Lai, "New digital-controlled technique for battery charger with constant current and voltage control without current feedback," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 3, pp. 1545-1553, Mar. 2012.
- [3] C. Nguyen and H. Lee, "Robust and unity input power

factor control scheme for electric vehicle battery charger,” *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 2, pp. 182–192, Apr. 2015.

- [4] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 5, pp. 2151–2169, May 2013.
- [5] S. Jung, S. Hong, J. Park, and S. Choi, “A 3.3kW bi-directional EV charger with V2G and V2H function,” *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 1, pp. 31–37, Feb. 2015.
- [6] W. Yu, J. Lai, B. Chen, J. Dominic, and J. Lai, “Zero-voltage-switching PWM resonant full-bridge converter with minimized circulating losses and minimal voltage stresses of bridge rectifiers for electric vehicle battery chargers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 10, pp. 4657–4667, Oct. 2013.
- [7] I. Lee and G. Moon, “Half-bridge integrated ZVS full-bridge converter with reduced conduction loss for electric vehicle battery chargers,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 8, pp. 3978–3988, Aug. 2014.



### 이일운(李日雲)

1976년 9월 19일생. 2000년 경북대 전자전기공학부 졸업. 2003년 서울대 전기공학부 졸업(석사). 2009년 한국과학기술원 전기전자공학부 졸업(공학박). 2003년~2008년 삼성 SDI PDP사업부 개발팀 책임연구원. 2008년~2013년 삼성전기 CDS사업부 POWER개발팀 책임연구원. 2014년~2015년 한국에너지기술연구원 효율연구본부 에너지 ICT연구실 선임연구원. 2015년~현재 계명대 공과대학 전기에너지공학과 조교수. 당 학회 편집위원.