https://doi.org/10.6113/TKPE.2017.22.4.305

변압기의 가변 턴비 기법을 통해 넓은 전압범위를 만족하는 리튬이온 배터리용 고효율 LLC 공진형 컨버터

한형구[1], 최영준[1], 김래영†, 김주용[2], 조진태[2]

A High Efficiency LLC Resonant Converter with Wide Operation Range using Adaptive Turn Ratio Transformer for a Li-ion Battery

Hyeong-Gu Han[1], Yeong-Jun Choi[1], Rae-Young Kim†, Juyong Kim[2], and Jintae Cho[2]

Abstract

In this paper, the LLC resonant converter battery charger, using adaptive turn ratio scheme, is proposed to achieve high efficiency and wide range output voltage. The LLC converter high frequency transformer has an adaptively changed turn ratio by the auxiliary control circuitry. As a result, the optimal converter design with a large magnetizing inductance is easily achieved to minimize the conduction and the turn-off losses while providing widely regulated voltage gain capability to properly charge the Li-ion battery. The proposed converter operational principle and the optimal design considerations are illustrated in detail. Finally, several simulation results verify the proposed LLC resonant converter's effectiveness.

Key words: LLC resonant converter, Battery charger, Adaptive turn ratio, High efficiency, Wide output voltage

1. 서 론

최근 친환경 운송수단인 xEVs, E-bike, E-scooter 등의 수요가 증가함에 따라 전기 운송수단의 시장이 빠르게 성장했으며, 향후에도 기하급수적으로 증가할 것으로 예상된다. 따라서 전기 운송수단의 동력원인 배터리 시장 또한 활발히 성장 중이며, 그 중 메모리 효과가 없으며 높은 에너지 밀도를 가지며 자가 방전 효과가 작은 리튬이온 배터리가 주목 받고 있다[1].

한편 배터리 충전기는 리튬이온 배터리의 과 충전을 방지하기 위해 그림 1과 같이 정전류-정전압(CC-CV) 충전 방식을 사용 한다[2]. 그림 1을 통하여 확인할 수 있듯이 같이 배터리 전압은 충전구간 동안 컷-오프 전압에서 완전 충전 전압 까지 넓게 변화한다. 따라서 리튬이온 배터리 충전기는 넓은 출력전압 범위를 만족할 수 있어야 한다.

일반적으로 정전류-정전압 충전방식을 적용한 배터리 충전기는 벅컨버터, 플라이백 컨버터 등이 많이 사용되어 왔다[3]-[5]. 하지만 고효율 배터리 충전기의 필요성이 대두됨에 따라 공진형 컨버터를 적용하는 연구 또한 활발히 진행 중이다[6]-[8]. LLC 공진형 컨버터는 여러 장점을 가지고 있어 고 효율의 배터리 충전기의 강력한 후보군 중 하나이다[9]-[10].

LLC 공진형 컨버터는 전부하 영역에서 스위치의 영전압 스위칭 (ZVS : Zero Voltage Switching)이 가능하다. 따라서 높은 스위칭 주파수 구동이 가능하여 고효율을 달성하는 동시에 전력밀도를 높일 수 있다. 뿐만 아니라, 공진탱크 내의 자기 소자들을 하나의 통합된 변압기에 설계가 가능하여 경제성 또한 높다.

하지만 LLC 공진형 컨버터는 배터리 충전을 위한 넓은 전압범위를 만족하는 동시에 고효율 설계를 하기가 어렵다. LLC 공진형 컨버터를 배터리 충전기에 적용하기 위해서는 넓은 출력전압 범위를 얻기 위한 적은 자화 인덕턴스 값과, 공진 커패시터와 공진 인덕터간의 공진점 보다 낮은 구간에서의 동작이 요구된다. 이는 높은 순환 전류와 스위치의 턴-오프 손실을 발생시켜 효율 감소를 가져온다. 즉, 넓은

Paper number: TKPE-2017-22-4-4
Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281
† Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr
Dept. of Electrical Eng., HYPEC-EECS lab., Hanyang Univ.
Tel: +82-2-2220-2897 Fax: +82-2-2220-0570
[1] Dept. of Electrical Eng., HYPEC-EECS lab., Hanyang Univ.
[2] KEPCO(Korea Electric Power Corporation)-South Korea
Manuscript received Feb. 9, 2017; revised Mar. 20, 2017; accepted Apr. 10, 2017

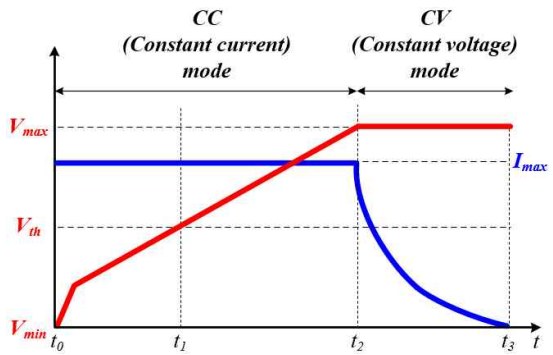


Fig. 1. Typical CC-CV charging profile.

출력전압 범위와 고효율 컨버터의 설계는 트레이드-오프 관계가 있다. 따라서 넓은 출력전압 범위를 만족시킬 수 있는 고효율 LLC 공진형 컨버터 배터리 충전기 설계에 대한 연구가 필요하다[11].

이러한 문제를 극복하기 위하여 여러 선행 연구들이 진행되어 왔다[12]-[19]. 배터리의 넓은 전압 범위와 효율을 만족시키는 공진탱크의 최적설계에 관한 연구는 그중 대다수를 차지한다[12]-[16].

하지만 이 방식은 넓은 전압범위 만족을 위하여 효율을 희생시켜야 하는 트레이드-오프 관계를 본질적으로 해결 하지 못하는 단점을 가지고 있다. 전력변환 효율과 넓은 전압 범위를 동시에 만족시키기 위하여 변압기 보조 권선을 추가 도입하는 선행연구 또한 존재 하였다[17]. 그러나 본 방식은 정류부를 반파 정류기로 동작시키기 때문에 영전압 스위칭을 하지 못하여 충전기 고효율 동작이 어려워 배터리 어플리케이션에 적용하기에 적합하지 못하다. 그 외에 여러 개의 컨버터의 조합을 통한 효율 증대를 하는 선행연구 또한 존재했지만, 3.3kW 또는 6.6kW급 어플리케이션에 적용가능한 방식이며[18]-[19], 다수의 소자를 사용했기 때문에 고효율 및 고 전력밀도가 요구되는 500W 이하의 낮은 전력 배터리 충전기에는 적합하지 않다.

본 논문에서는 이러한 문제점 들을 극복하기 위하여 300W 급 저용량 리튬이온 배터리 충전기에 변압기의 턴비를 가변 하여 넓은 출력전압 범위를 만족할 수 있는 고효율 LLC 공진형 컨버터를 제안 하였다. 제안한 컨버터는 센터탭 방식 정류기에 보조 권선을 추가하여 변압기의 턴비를 가변 할 수 있도록 하였다. 본 방식 활용 시 넓은 출력전압 범위를 만족함과 동시에 공진탱크내의 자화인덕턴스를 크게 설계 할 수 있어 1차측에 흐르는 전류 RMS 크기와 턴-오프 전류 그리고 이로 인한 손실을 감소시킬 수 있다. 순차적인 회로 분석을 위하여 본 논문에서는 제안한 컨버터에 대한 분석과 동작 모드분석, 최적설계 방법 등이 기술 되었다. 또한 제안된 컨버터의 실효성 검증을 위해 실험을 수행하였다.

2. 가변 턴비를 가지는 제안하는 배터리 충전기

2.1 개념도

LLC 공진형 컨버터의 출력전압을 수식 (1)과 같이 표현할 수 있다. 수식 (1)을 통하여 확인할 수 있듯, 출력전압은 하프-브릿지 이득 1/2, 입력전압 V_{IN}, 변압기 턴비 n, 공진탱크 이득 M으로 구성된다. 여기서 공진탱크 이득M은 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 식(1)을 통하여 알 수 있듯이, 동일한 V_{out}을 출력하는 상황에서 변압기 턴비 n을 감소하게 되면 공진탱크 이득 M 또한 감소한다. 그리고 이는 식 (2)의 자화 인덕턴스 L_m 값 증가를 가능하게 하여 고효율 설계가 가능하다.

$$V_{out} = \frac{1}{2} \cdot V_{in} \cdot M \cdot \frac{1}{n} \tag{1}$$

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)\frac{k}{k+1}}{j\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)\cdot\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)\cdot Q\frac{(k+1)^2}{2k+1}+\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)} \right| \tag{2}$$

$$\left(where, k=\frac{L_m}{L_{lkg}}, Q=\frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{out}}, \omega_o=\frac{1}{\sqrt{L_rC_r}}, \omega_p=\frac{1}{\sqrt{L_pC_r}}, \right.$$
$$\left. R_{out}=\frac{8n^2}{\pi^2}\frac{V_{batt}}{I_{batt}}, n=\frac{N_p}{N_s}, L_p=L_m+L_{lkg}, L_r=L_{lkp}+L_m \| \left(n^2 L_{lks}\right) \right)$$

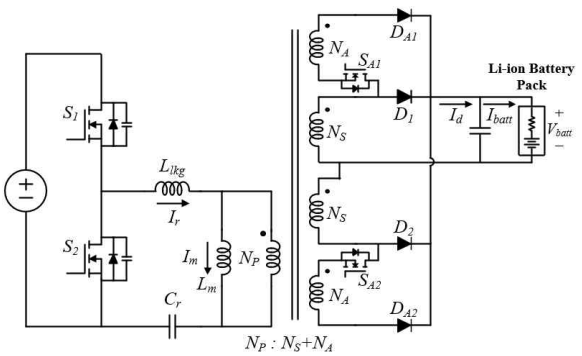


Fig. 2. Schematic of the proposed LLC resonant converter.

2.2 회로도

제안한 회로는 그림 2와 같다. 1차측 회로 구성은 기존 하프-브릿지 LLC 공진형 컨버터와 동일하다. S_1, S_2는 메인스위치, L_{lkg}는 통합된 변압기의 누설 인덕턴스, L_m은 자화 인덕턴스, C_r은 공진 커패시터이다. 2차측 회로는 센터탭 정류기와 구성이 유사하나 보조권선과 보조 회로가 추가 되었다. N_S, N_A는 2차측 권선수와 보조 권선의 권선 수, S_{A1}, S_{A2}는 보조 스위치, D_{A1}, D_{A2}는 보조 다이오드이다. 기존 구조에 추가된 회로들은 변압기 턴비의 가변을 가능하도록 한다. 예를 들어 S_{A1}, S_{A2}가 Off 상태이면 2차측 권선 수는 N_S로 동작한다.

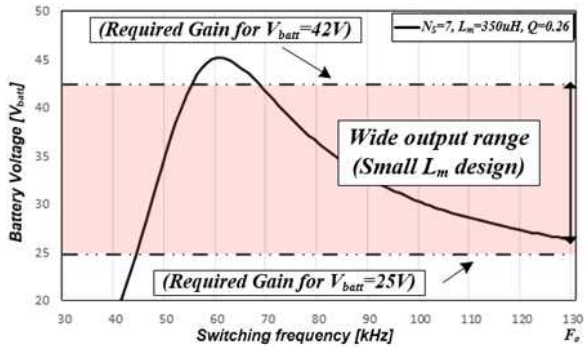


Fig. 3. Voltage gain curve generated by ordinary LLC converter.

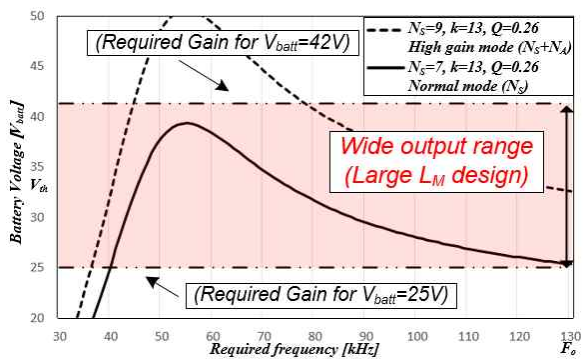


Fig. 4. Voltage gain curve generated by proposed LLC converter.

(본 논문에서는 이 모드를 "일반 모드"로 정의한다.) S_{A1}, S_{A2}가 On 상태이면 2차측 권선 수는 증가하여 N_S+N_A로 동작한다. (본 논문에서는 "높은 전압 이득 모드"로 정의한다.)

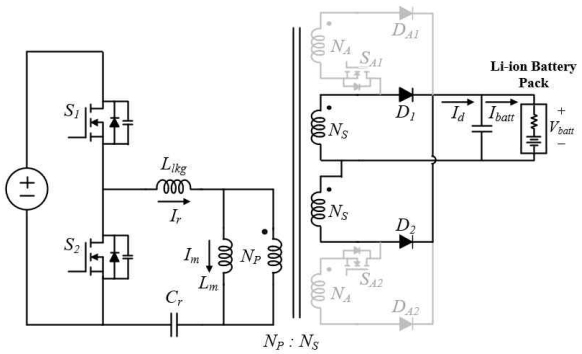
2.3 제안된 컨버터의 동작 모드별 이득곡선

그림 3은 기존 LLC 공진형 컨버터의 전압이득 곡선을 나타낸다. 그림 3과 같이 출력전압을 조절하기 위해서는 스위칭 주파수를 가변하여 전압이득을 조절해야 한다. 공진탱크의 이득을 나타내는 수식 (2)는 회로의 여러 파라미터들로 구성되어 있고 그림 3의 넓은 출력전압 범위를 얻기 위해서는 일반적으로 L_m을 작게 설계하는 방식이 채택되어 왔다. 그러나 이 방식은 식 (3), (4)을 통하여 확인할 수 있듯이 자화전류의 첨두치 및 자화전류와 공진전류 실효치를 증가시켜 컨버터의 도통손실과 스위치의 턴-오프 손실을 증가시킨다[20].

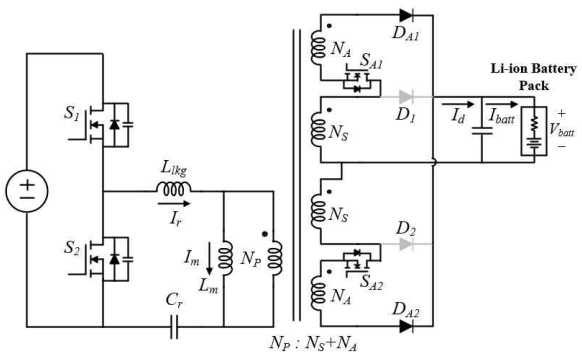
$$i_{m_peak} = \frac{nV_o}{L_m}\frac{T_s}{4} \tag{3}$$

$$i_{r_rms} = \frac{1}{8}\frac{V_{out}}{nR_{out}}\sqrt{\frac{2n^4R_{out}^{\ 2}T_s^{\ 2}}{L_m^{\ 2}}+8\pi^2} \tag{4}$$

그림 4는 제안한 LLC 공진형 컨버터의 전압이득 곡선이다. 변압기의 턴비를 가변 할 수 있는 기법을



(a) Normal mode ($V_{\min} \sim V_{th}$) $[t_0 - t_1]$



(b) High gain mode ($V_{th} \sim V_{\max}$) $[t_1 - t_3]$

Fig. 5. Equivalent circuit of proposed LLC converter.

통해서 제안한 컨버터는 두 개의 다른 전압 이득 곡선을 가진다. 컨버터가 일반 모드로 동작 할 때는 스위칭 주파수가 실선의 궤적을 따라 동작한다. 그리고 높은 전압이득 모드에서 동작 할 때의 컨버터 스위칭 주파수는 점선의 궤적을 따라 가변한다. 따라서 일반모드에서 컨버터는 넓은 출력전압 범위를 만족하도록 설계하지 않아도 되므로, 결과적으로 큰 L_m으로 공진 탱크의 설계가 가능하며 이는 도통 손실과 턴-오프 손실을 개선할 수 있다. 예를들어 충전 동작 중 더 높은 출력 전압 이득이 필요할 때에는 높은 전압 이득 모드로 동작한다. 본 모드에서는 보조 스위치 S_{A1}, S_{A2}가 on 상태가 되며 수식 (2)의 n 값이 $N_P/(N_S+N_A)$로 변화 하여 변압기 턴비 n은 감소한다. 그 결과 그림 4의 점선 곡선처럼 더 높은 출력전압을 얻을 수 있다.

2.4 제안된 컨버터의 동작모드

그림 5는 제안된 컨버터의 두 가지 모드에 따른 회로 구성도를 나타낸다. 모드 변환시의 전압은 V_{th}, 가장 낮은 전압과 높은 전압은 각각 $V_{\min}$, $V_{\max}$로 정의한다.

1) 일반 모드 [$V_{\min} < V_{batt} < V_{th}$] $[t_0 - t_1]$:

TABLE I
DESIGN PARAMETERS

Item (Designator)	Conventional LLC converter[10]	Proposed LLC converter
Resonant Frequency(f_o)	130 [kHz]	130 [kHz]
Transformer Turn Ratio($N_P : N_S : N_A$)	46 : 7	46 : 7 : 2
Magnetizing Inductance(L_m)	350 [uH]	470 [uH]
Resonant Inductor(L_r)	33 [uH]	33 [uH]
Resonant capacitor(C_r)	23 [nF]	23 [nF]

그림 5. (a)에서와 같이 S_{A1}, S_{A2}가 off 상태이고, 2차측 전류는 보조권선으로 흐르지 않는다. 2차측의 실효 권선 수는 N_S로 동작한다. 그 결과 낮은 전압 이득을 얻게 된다.

2) 높은 전압 이득 모드 [$V_{th} < V_{batt} < V_{\max}$] $[t_1 - t_3]$: 그림 5. (b)에서 볼 수 있듯이 S_{A1}, S_{A2}가 on 상태이고, D_1, D_2는 역 바이어스 된다. 2차측 전류는 S_{A1}, S_{A2}로 흐르며, 2차측의 실효 권선 수는 $N_S + N_A$로 동작한다. 그 결과 더 높은 출력전압 이득을 얻게 된다.

3. 설계예제

제안된 컨버터의 유효성을 검증하기 위해서 설계예제를 진행하였다. 컨버터의 사양은 다음과 같다. 입력 전압 (V_{IN}), 311V, 배터리의 cut-off 전압 ($V_{battmin}$), 25V, 만충 전압 ($V_{\max}$), 42V, k 값은 이득 마진을 고려하여 10으로 설계 하였다. 충전 전류는 7A, 컨버터의 정격 전력은 300W, 일반 모드에서의 변압기 턴비는 6.5 이다.

3.1 변압기 턴비

변압기 턴비n은 효율 최대화를 위해 배터리팩의 컷오프 전압인 DC 이득 값 부근에서 공진 주파수 근처로 동작할 수 있도록 선정해야 한다. 변압기의 턴비는 (5)와 같이 나타낼 수 있으며 V_F는 정류 다이오드의 순방향 강하 전압 , M_{wo}는 공진 주파수에서의 DC 전압이득으로 $M_{\omega 0} = (k+1)/k$ 로 나타낼 수 있다. 본 예제에서 $V_F = 0.5$이며, $n = 6.5$로 선정하였다.

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{in}}{2\left(V_{batt_\min} + V_F\right)} \cdot M_{\omega 0} \qquad (5)$$

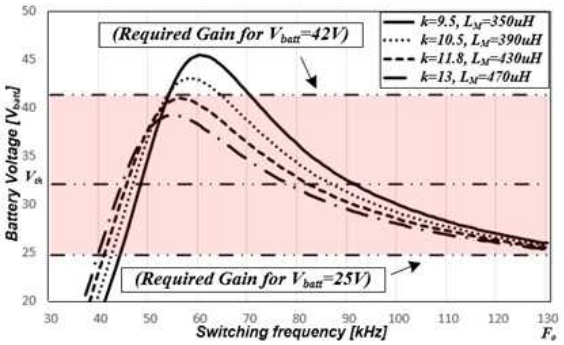


Fig. 6. Optimal magnetizing inductance(L_m) selection.

배터리의 출력전압 범위를 만족하기 위하여 최대의 전압 이득($M_{\max}$)은 공진점(M_{wo})에서의 전압이득 보다 대략 1.8배 큰 값으로 선정하였다.

3.2 모드 변환 전압 V_{th}와 자화인덕턴스 L_m

그림 6에서 볼 수 있듯이 V_{th}는 제안된 컨버터의 모드 변환 시 전압을 나타낸다. 예를 들어 너무 낮은 전압으로 V_{th}를 선정하면 모드 변환 시 고주파수로 동작해야 하고 너무 높은 전압으로 선정하면 모드 변환 시 낮은 주파수로 동작해야 한다. 때문에 V_{th}는 컨버터의 모드 변환 시 동작 주파수 영역을 최소화하고 설계된 컨버터 주파수 영역인 68~130 kHz를 만족시키기 위해 배터리팩 전압 범위의 중간 전압인 33V로 선정하였다.

제안된 방법을 사용함으로써 자화인덕턴스 L_m 값을 증가시켜 설계할 수 있지만 다음 두 조건을 만족하는 범위 내에서 자화 인덕턴스 값을 증가시켜 설계해야 한다. 첫 번째는 자화 인덕턴스 L_m 값은 영전압 스위칭 조건을 고려하여 수식 (6)을 만족 할 수 있도록 선정해야 한다. 수식 (6)에서 C_{oss}는 MOSFET의 기생 출력 커패시턴스를 나타낸다. 두 번째는 그림 6에서 출력전압 이득 곡선에서 볼 수 있듯이 L_m을 증가 시킬수록 출력 전압 범위가 감소하는데 모드 변환 전압인 V_{th}가 33V를 만족시키는 범위 내에 있는 곡선을 선정하여야 한다. 본 논문에서는 470uH를 선정하였다.

$$L_M \le \frac{T_S \cdot t_{dead}}{16 \cdot C_{oss}} \qquad (6)$$

3.3 변압기 2차측 보조권선 수 N_A

2차측의 보조권선 (N_A)은 그림 7에 나타나 있는 이득 곡선을 통해 최적 설계 할 수 있다. 그림 7에서 볼 수 있듯이 N_A는 높은 전압 이득 모드 point 1 공진점 근처에서 V_{th} 전압을 출력할 수 있는 이득 곡선을 선정해야 한다. 또한 높은 전압 이득 모드 point 2 에서 만충 전압인 42V를 만족할 수 있는 전압 이득

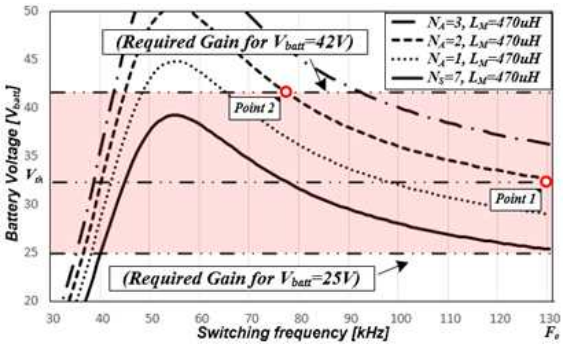
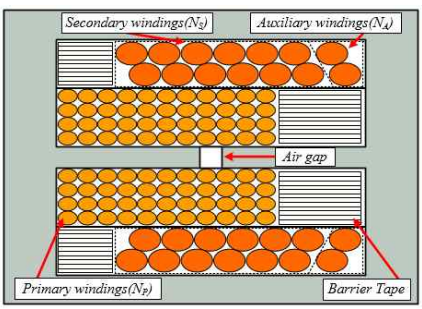
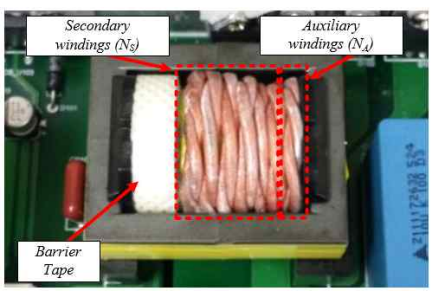


Fig. 7. Optimal turns of secondary winding (N_S) selection.



(a) Winding structures



(b) Manufactured prototype

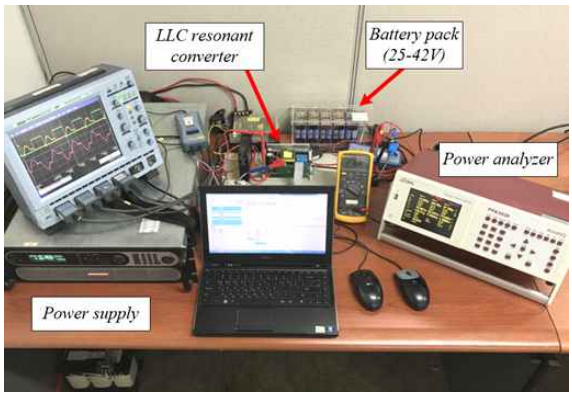
Fig. 8. Integrated transformer of resonant tank.

곡선을 선정해야 한다. 따라서 이 조건을 만족할 수 있는 이득 곡선인 N_A는 2인 이득 곡선을 선정 하였다.

그림 8 (a)는 본 논문에 사용된 통합된 변압기의 구조를 나타내었다. N_P는 일차측 권선, N_S는 이차측 권선, N_A는 보조권선을 나타내고 각각의 권선 수는 46, 7, 2 로 선정하였다. 그림 8 (b)는 EER 3542 코어를 사용하여 실제 제작된 변압기이다.

4. 실 험

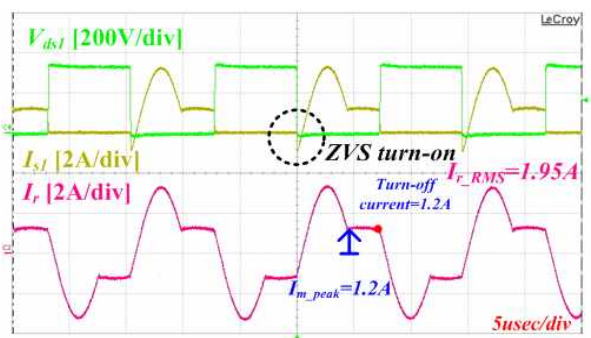
제안된 컨버터의 검증을 위하여 실험을 진행하였다. 컨버터의 상세한 파라미터는 표 1에 나타나 있다. 그림 9(a) 는 배터리 충전기의 실험 세트이며, 그림 9 (b)는 LLC 공진형 배터리 충전기 이다. 그림 10과 그림 11은 기존 LLC 공진형 컨버터와 제안된 LLC 공진형 컨버터의



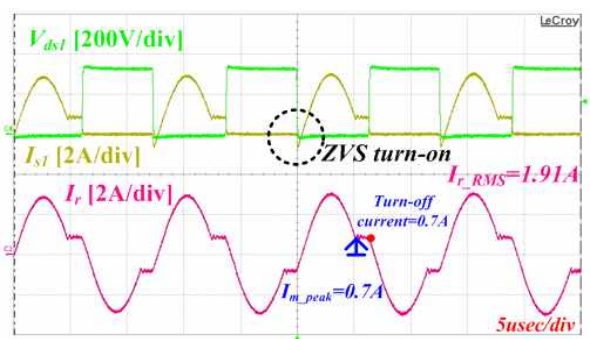
(a) Measuring equipment

(b) LLC resonant battery charger

Fig. 9. Experimental setup.

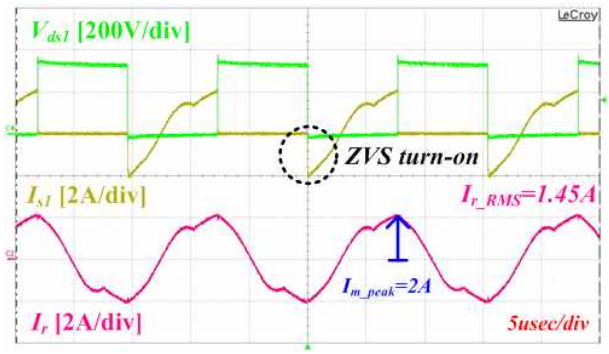


(a) Conventional Converter waveform

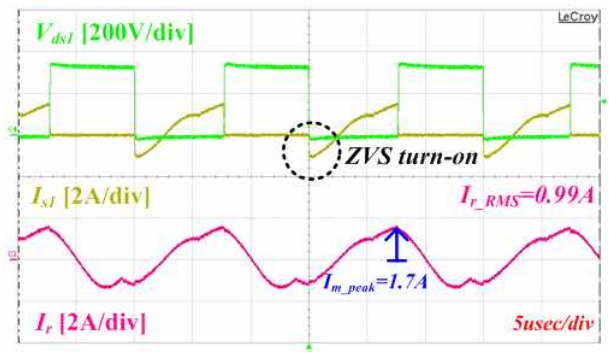


(b) Proposed converter waveform

Fig. 10. Experimental waveforms under 80% load.

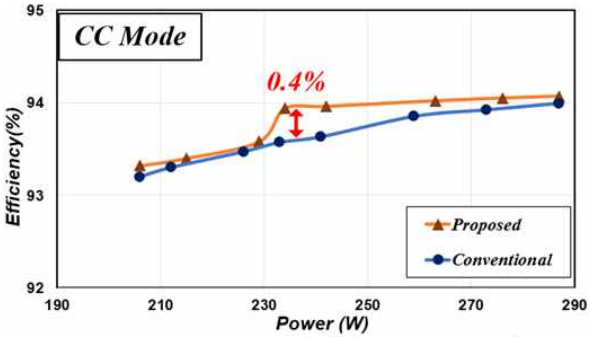


(a) Conventional converter waveform

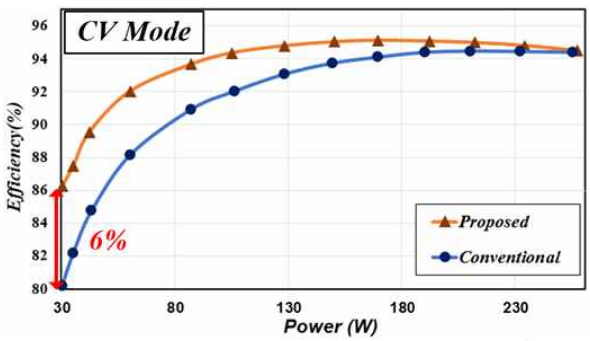


(b) Proposed converter waveform

Fig. 11. Experimental waveforms under 10% load.



(a) Experimental efficiency at CC mode



(b) Experimental efficiency at CV mode

Fig. 12. Efficiency comparison of LLC resonant converter.

80%부하, 10% 부하일 때의 정상상태 동작 파형이다. 실험파형을 통하여 확인할 수 있듯이 제안된 컨버터의 공진탱크는 큰 자화인덕턴스로 설계되었기 때문에 80%부하 에서는 첨두 자화 전류와 턴-오프 전류가 각각 0.5A, 0.5A씩 RMS 값으로는 0.04A가 감소하였으며, 10% 부하에서 첨두 자화 전류는 0.3A RMS 값으로는 0.5A가 감소한 것을 확인 할 수 있다. 결과적으로 전체적인 컨버터의 효율 향상이 가능하다.

그림 12는 제안된 컨버터와 기존 컨버터의 효율 비교 그래프이다. 그래프에서 볼 수 있듯이 CC 모드에서의 제안된 컨버터의 효율은 0.1%~0.4% 향상 되었으며 230W 부근에서 모드 변환이 되어 효율이 향상 되는 것을 알 수 있고 최대 효율은 94.1%이다. 최대 효율은 94.1%이다. CV 모드에서 제안된 컨버터의 효율은 0.1%~6% 향상 되었으며 최대 효율은 94.5%이다.

5. 결 론

본 논문에서는 300W급 저용량 리튬이온 배터리 충전기에 사용할 수 있고 변압기의 턴비를 가변 할 수 있는 방법을 통해 넓은 출력전압 범위를 만족할 수 있는 고효율 LLC 공진형 컨버터 토폴로지를 제안하였다. 이와 함께 토폴로지 분석과 동작 모드 분석, 설계예제를 진행하였다. 또한 실험 결과를 통해 제안된 LLC 공진형 컨버터 배터리 충전기의 유효성을 입증하였다. 제안된 컨버터는 넓은 출력전압 범위를 만족하면서 최대 효율을 6% 개선하였다.

본 연구는 “저압 직류 배전망 독립섬 실증 연구”라는 프로젝트 하에 한국전력공사 전력연구원의 지원을 받아 수행된 과제임.

References

[1] Y. H. Liu, J. H. Teng, and Y. C. Lin, “Search for an optimal rapid charging pattern for lithium-ion batteries using ant colony system algorithm,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 5, pp. 1328 - 1336, Oct. 2005.

[2] A. A. H. Hussein and I. Batarseh, “A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 60, No. 3, pp. 830 - 838, Mar. 2011.

[3] Y. C. Chuang and Y. L. Ke, “High efficiency battery charger with a buck zero-current-switching pulse-width-modulated converter,” *IET Power Electronics*, Vol. 1, pp. 433-444, 2008.

[4] G. J. M. D. Sousa, C. M. T. Cruz, C. G. C. Branco, L. D. S. Bezerra, and R. P. Torrico-Bascopé, “A low cost flyback-based high power factor battery charger for

UPS applications," in *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 783-790, 2009.
[5] A. Golahmar-Zavare, M. Mohamadian, and R. Beiranvand, "High efficiency, low size, and low weight vehicle battery charger," in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, pp. 96-102, 2015.
[6] C. W. Tsang, C. Bingham, M. P. Foster, D. A. Stone, and J. M. Leach, "Battery charger with a capacitor-diode clamped LLC resonant converter," in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, pp. 1-6, 2016.
[7] C. C. Hua, Y. H. Fang, and C. W. Lin, "LLC resonant converter for electric vehicle battery chargers," *IET Power Electronics*, Vol. 9, pp. 2369-2376, 2016.
[8] L. Gang, Y. Jang, M. Jovanovic, and J. Q. Zhang, "Implementation of a 3.3-kW DC-DC converter for EV on-board charger employing series-resonant converter with reduced-frequency-range control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PP, pp. 1-1, 2016.
[9] B. Yang, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system," Virginia Polytechnic Inst. State Univ., Ph.D. dissertation, 2003.
[10] H. Choi, "Analysis and design of LLC resonant converter with integrated transformer," *in Proc. IEEE APEC*, pp. 1630 - 1635, 2007.
[11] L. Bing, L. Wenduo, L. Yan, F. C. Lee, and J. D. v. Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *in Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06*, 2006.
[12] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, pp. 462-472, Feb. 2011.
[13] R. Beiranvand, B. Rashidian, M. R. Zolghadri, and S. M. H. Alavi, "A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, pp. 3749-3763, Feb. 2012.
[14] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, W. Eberle, and W. G. Dunford, "An LLC resonant DC&DC converter for wide output voltage range battery charging applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, pp. 5437-5445, Mar. 2013.
[15] H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "Design and analysis of a full-bridge LLC-based PEV charger optimized for wide battery voltage range," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 63, pp. 1603-1613, Nov. 2014.
[16] Z. Fang, T. Cai, S. Duan, and C. Chen, "Optimal design methodology for LLC resonant converter in battery charging applications based on time-weighted average efficiency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, pp. 5469-5483, Dec. 2015.
[17] M. Y. Kim, B. C. Kim, K. B. Park, and G. W. Moon, "LLC series resonant converter with auxiliary hold-up time compensation circuit," *in 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011*, pp. 628-633, 2011.
[18] I. O. Lee, "Hybrid PWM-resonant converter for electric vehicle on-board battery chargers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, pp. 3639-3649, Jul. 2016.
[19] J. S. Lai, H. Miwa, W. H. Lai, N. H. Tseng, C. S. Lee, and C. H. Lin, et al., "A high-efficiency on-board charger utilizing a hybrid LLC and phase-shift DC-DC converter," in *2014 International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG)*, pp. 1-8, 2014.
[20] H. Choi, "Design consideration of half-bridge LLC resonant converter," *J. Power Electron.*, Vol. 1, No.1, pp. 13 - 20, Jan. 2007.

한형구(韓炯九)
1990년 4월 21일생. 2015년 한국교통대 전기제어 계측공학과 졸업. 2017년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 LG 전자 CTO 연구원

최영준(崔榮埈)
1986년 10월 8일생. 2013년 한양대 전기공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 석박 통합과정.

김래영(金來瑛)
1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대(Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1999년~2004년 효성중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 협력이사.

김주용(金周勇)
1969년 9월 27일생. 1992년 경북대 공대전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 한국 전력공사 전력연구원 스마트배전연구소 책임연구원.

조진태(趙眞兌)
1979년 11월 1일생. 2006년 고려대 전기전자전파공학부 졸업. 2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년 동 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 한국 전력공사 전력연구원 스마트배전연구소 선임연구원.