

전기자동차 충전기를 위한 3상 절연형 PFC 컨버터의 회로 연구

김윤재¹, 이준영[†], 이일운¹, 이병권¹, 최승원¹, 홍영근²

Study on 3-Phase Isolated PFC Converter for the Electric Vehicle Charger

Yoon-Jae Kim¹, Jun-Young Lee[†], Il-Oun Lee¹, Byung-Kwon Lee¹,
Seung-Won Choi¹, and Young-Gun Hong²

Abstract

This paper suggests an isolated PFC converter for electric vehicle (EV) chargers with wide-output voltage range. The proposed converter is based on voltage-fed full-bridge structure. All the harmonic and output controls are performed by secondary and primary switches are only operated under a fixed frequency with 50% duty-ratio. In addition, harmonic modulation technique is adopted to obtain a near unity power factor without input current monitoring. The feasibility of the proposed charger has been verified with a 10-kW prototype.

Key words: PFC converter, DC-DC converter, Buck converter, Power factor control, Current and voltage control

1. 서 론

최근의 자동차산업은 연비와 친환경을 목표로 연구되고 있다. 자동차 연비 규정과 이산화탄소 배출량 허용기준을 강화하면서 친환경 자동차 생산을 장려하고 있다. 전기자동차 중 HEV(Hybrid Electric Vehicle), PHEV(Plug-in Hybrid Electric Vehicle)의 경우 기존의 내연기관 보다 높은 연비를 달성할 수 있으며 특히 순수한 EV(Electric Vehicle)의 경우 배터리만을 전원으로 사용하기 때문에 이산화탄소 및 온실가스의 배출이 거의 없고, 화석연료를 사용하지 않는 장점을 가지고 있다. 향후 미래를 위한 친환경적 순수한 EV의 기술발전이 더 요구되고 이에 상응하는 배터리 충전기인 컨버터의 연구가 필요할 것으로 생각이 된다.

전기자동차용 탑재형 충전기의 일반적인 회로는 PHEV 또는 EV의 배터리에 전력을 공급하여 충전하게

된다. 단방향 충전기 회로의 일반적인 기본 구성은 EMI filter와 Diode Rectifier, PFC 컨버터, DC-DC 컨버터로 구성이 되어 있으며 DC-DC 컨버터의 출력이 배터리로 연결되어 전력을 공급하게 된다. 배터리와의 절연을 위해서 비절연형 PFC 컨버터와 절연형 DC-DC 컨버터를 구성된다. 비절연형 PFC 컨버터를 통해 AC 전원을 DC 전압으로 역률 제어가 포함된 알고리즘으로 승압 후 절연형 DC-DC 컨버터를 통해 배터리 전압을 대응하게 된다. 전기자동차 주행거리의 증가에 따라 사용하는 전압의 범위가 넓어지고 있는 추세이고 이 DC-DC 컨버터는 배터리전압의 최소값과 최대값을 감안하여 자기소자인 인덕터 및 변압기를 설계 해야 한다. 이 점은 절연형 DC-DC 컨버터의 사양이 배터리의 사용하는 전압 사양에 따라 바뀌어야 되는 단점이 있다. 이에 배터리 사양 변화에 대응하는 새로운 토폴로지 회로 연구가 필요하다.

본 논문에서는 EV의 배터리 충전을 위한 절연형 PFC 컨버터와 비절연형 DC-DC 컨버터로 2단으로 구성된 회로를 제안한다. 절연형 컨버터를 입·출력 전압변동 폭이 적은 PFC 컨버터로 선정하고 AC 전원을 DC 전압으로 역률 제어가 포함된 간단한 알고리즘을 통해 승압 후 출력전압 범위가 넓은 비절연형 컨버터인 Buck 컨버터를 구성한다. 이점은 배터리의 사용하는 전압이 크게 변동이 되어도 대응이 가능하다는 것이다.

Paper number: TKPE-2017-22-5-5

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

[†] Corresponding author: pdpljy@mju.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Myongji University
Tel: +82-31-330-6357 Fax: +82-31-330-6977

¹ Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

² Dept. of R&D, DAEOYOUNG Chaevi

Manuscript received July 17, 2017; revised Aug. 8, 2017; accepted Sep. 7, 2017

절연형 PFC 컨버터는 입력 AC 전압과 출력 DC 전압만을 이용한 출력전압 및 역률 제어알고리즘과 배터리 전압을 대응하는 비절연형 Buck 컨버터는 출력 전류 및 전압 제어 알고리즘을 실험을 통해서 확인하였다.

2. 제안하는 충전기 회로

2.1 제안하는 충전기 회로의 구성

3상 10kW급 2단 구조의 충전 회로를 그림 1과 같이 구성된다. 첫 번째 단 회로는 단상 절연형 PFC 컨버터 3 세트로 3상의 AC 전원을 입력을 받고 출력 DC 전압이 합쳐져서 병렬로 구성된다. 두 번째 단 회로는 일반적인 비절연형 Buck 컨버터 1 세트로 구성된다. 3상 절연형 PFC 컨버터는 AC 220V_{rms}의 입력을 받아 출력 500V_{DC}로 링크전압을 제어하고, 비절연형 DC-DC는 3상 절연형 PFC 컨버터의 출력인 500V_{DC} 링크 전압을 입력 받아 EV 차량의 배터리로 에너지를 공급한다.

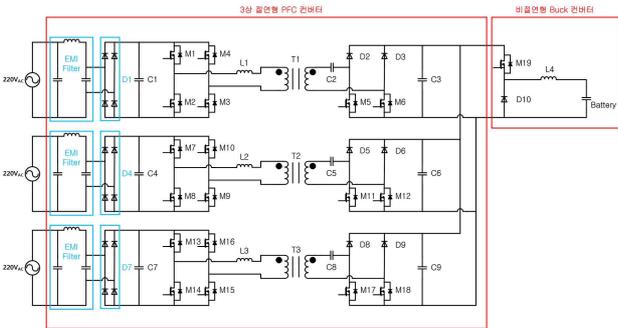


Fig. 1. Proposed circuit of charger.

2.2 단상 절연형 PFC 컨버터의 동작 모드 분석

복잡한 3상 절연형 PFC 컨버터를 분석하기 위해서는 하나의 세트인 단상 절연형 PFC 컨버터의 동작 모드로 분석하기로 한다. 파형에 관한 전압 및 전류에 대해서 그림 2를 통해 그에 해당하는 기호를 살펴볼 수 있다.

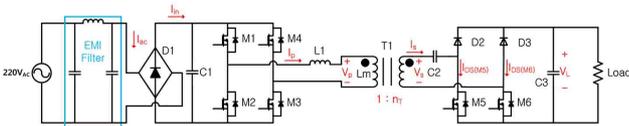


Fig. 2. First stage of circuit on single phase PFC converter.

- I_{ac} : 입력된 AC 전원의 전류
- I_{in} : 다이오드 정류 후의 입력된 AC 전원의 전류
- I_p : 1차측 변압기에 흐르는 전류
- V_p : 1차측 변압기 양단의 전압
- n_T : 변압기의 턴 비
- V_s : 2차측 변압기 양단의 전압
- I_s : 2차측 변압기에 흐르는 전류
- I_{DS} : 2차측 스위치에 흐르는 전류
- V_L : 단상 절연형 PFC 컨버터의 출력 전압

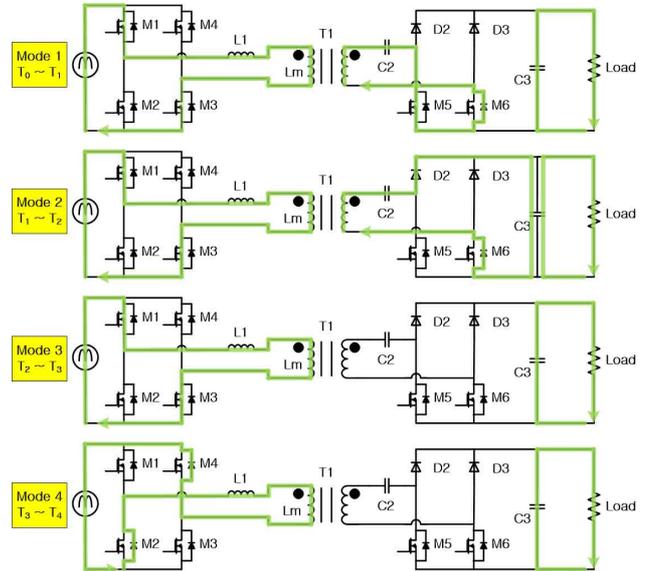


Fig. 3. Operational mode diagrams of the proposed PFC converter.

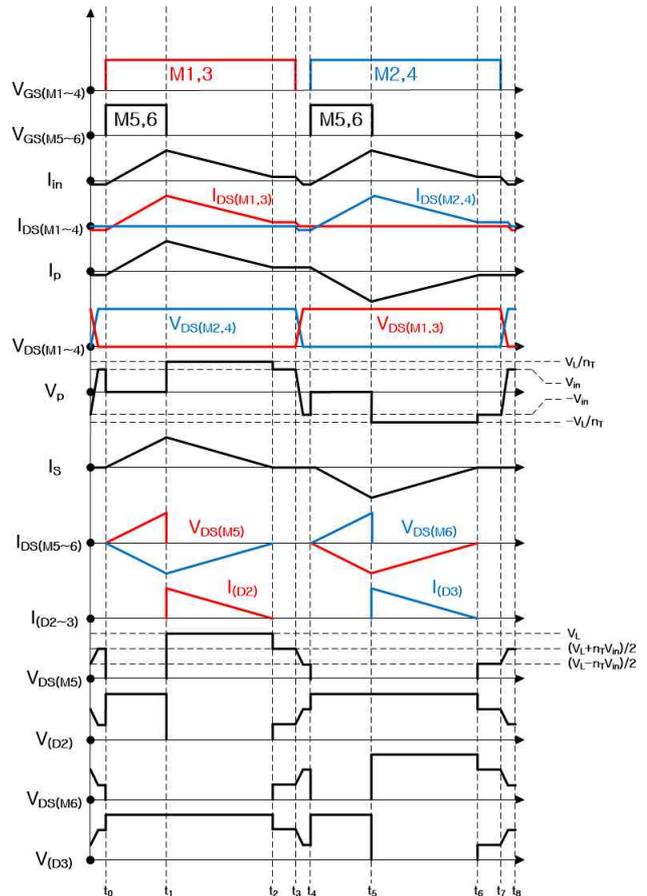


Fig. 4. Key waveforms of the proposed PFC converter.

그림 3과 그림 4를 통해 제안하는 PFC 컨버터의 동작 모드 별로 전류의 흐름을 파악하고 관련 파형을 분석하고자 한다. 모드와 상관없이 공통되는 내용을 아래와 같이 정리 하였다.

- MOSFET의 Drain 과 Source 간의 캐패시턴스(C_{DS})는 존재한다.
- n_T 는 변압기의 턴 비를 나타낸다. 1차측 링크 전압인 은 정류된 입력 전압보다 항상 크다.
- DC-Blocking 캐패시터(C_2)는 충분히 커서 무시할 수 있다.
- L_1 은 누설을 포함한 1차측 인덕터이고, L_m 은 변압기의 자화 인덕턴스이다.

Mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$) : t_0 가 시작이 되자마자 1차측 스위치 M_1 , M_3 와 2차측 스위치 M_5 , M_6 가 켜진다. 는 M_1 , M_3 , L_1 , 변압기 1차측 회로에 흐르고, 2차측 전류는 M_5 , M_6 (Bodydiode), 변압기 2차측 회로에 흐른다. 2차측 스위치 M_5 , M_6 에 의해 단락이 되었기 때문에 I_s 는 $V_{in}/(n_T L_1)$ 의 기울기로 커지고 자화 인덕턴스 전류(I_{Lm})는 초기값을 유지하게 된다. $n_T I_s$ 와 I_{Lm} 의 합이 I_p 가 된다. 이에 관련된 수식은 아래 식 (1), (2), (3) 과 같다.

$$I_s(t) = \left(\frac{V_{in}}{n_T L_1} \right) (t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_0) \quad (2)$$

$$I_p(t) = I_{Lm}(t_0) + \left(\frac{V_{in}}{L_1} \right) (t - t_0) \quad (3)$$

Mode 2 ($t_0 \leq t < t_1$) : 2차측 스위치 M_5 , M_6 이 꺼지고 Mode 2가 시작된다. 의 흐름은 Mode 1과 동일하게 동작하지만 는 D_2 와 M_6 (Bodydiode)를 통해 흐르게 된다. V_p 는 V_1/n_T 이 되고, I_s 는 $\{V_{in} - (V_1/n_T)\}/n_T L_1$ 의 기울기로 감소한다. I_s , I_p , I_{Lm} 의 수식은 식 (4), (5), (6)으로 표현할 수 있다. 여기서 d_p 는 M_5 와 M_6 의 시비율을 의미한다.

$$\begin{aligned} I_s(t) &= \left(\frac{V_{in}}{n_T L_1} \right) (t_1 - t_0) + \frac{V_{in} - \left(\frac{V_L}{n_T} \right)}{n_T L_1} (t - t_1) \quad (4) \\ &= \frac{V_{in}}{n_T L_1} d_p T_s + \frac{V_{in} - \left(\frac{V_L}{n_T} \right)}{n_T L_1} (t - t_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{Lm}(t) &= I_{Lm}(t_1) + \frac{\frac{V_L}{n_T}}{n_T L_1} (t - t_1) \quad (5) \\ &= I_{Lm}(t_0) + \frac{\frac{V_L}{n_T}}{n_T L_1} (t - t_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_p(t) &= I_{Lm}(t_0) + \frac{\frac{V_L}{n_T}}{n_T L_1} (t - t_1) \quad (6) \\ &+ \frac{V_{in}}{L_1} d_p T_s + \frac{\frac{V_L}{n_T}}{n_T L_1} (t - t_1) \end{aligned}$$

Mode2는 I_s 가 0으로 도달했을 때 끝이 나고 이 시간은 식(4)를 이용하여 식 (7)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 d_{p2} 는 Mode2의 시비율을 의미한다.

$$t_2 - t_1 = d_{p2} T_s = \frac{V_{in}}{\frac{V_L}{n_T} - V_{in}} d_p T_s \quad (7)$$

Mode 3 ($t_2 \leq t < t_3$) : I_s 이 0으로 유지가 되고, I_p 는 1차측 스위치 M_1 과 M_3 를 통해 I_{Lm} 이 흐르게 된다. I_s , I_p , I_{Lm} 의 수식은 식 (8), (9)로 표현할 수 있다.

$$I_s(t) = 0 \quad (8)$$

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_0) + \frac{V_{in} V_L}{Lm(V_L - V_{in} n_T)} d_p T_s \quad (9)$$

I_{Lm} 의 초기값은 식 (5), (7)을 이용하여 식 (10)으로 유도할 수 있다.

$$I_{Lm}(t_2) = I_{Lm}(t_0) + \frac{V_{in} V_L}{Lm(V_L - V_{in} n_T)} d_p T_s \quad (10)$$

Mode 4 ($t_3 \leq t < t_4$) : 1차측 스위치 M_1 과 M_3 가 꺼지고 는 이 M_2 (Bodydiode)와 M_4 (Bodydiode)를 통해 흐르게 되고 $V_{DS(M2)}$ 와 $V_{DS(M4)}$ 는 전압이 0이 되므로 Mode 5에서 ZVS(Zero Voltage Switching) 조건을 갖추게 된다. M_1 과 M_2 의 스위칭이 교번하는 시간의 Dead Time 구간은 일정한 값의 이 흐르게 되고 아래의 식 (11)로 표현할 수 있다.

$$I_{Lm}(t) \approx -I_{Lm}(t_0) \quad (11)$$

I_{Lm} 의 초기값은 식 (9), (10), (11)을 이용하여 식 (12)로 유도할 수 있다.

$$I_{Lm}(t) = - \left(\frac{V_{in}}{2Lm} \right) T_s \quad (12)$$

Mode 5 ∞ 8 ($t_4 \leq t < t_8$) : Mode 1에서 4의 대칭으로 동작하게 된다.

2.3 Buck 컨버터의 동작 모드 분석

3상 절연형 PFC 컨버터의 출력을 받아 배터리에 전력을 보내는 Buck 컨버터의 동작 모드로 분석하기로 한다. 파형에 관한 전압 및 전류에 대해서 그림 5를 통해 그에 해당하는 기호를 살펴볼 수 있다.

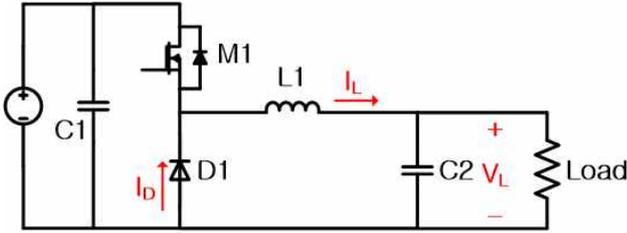


Fig. 5. Second stage of circuit on buck converter.

- I_D : 다이오드(D1)에 흐르는 전류
- I_L : 인덕터(L1)에 흐르는 전류
- V_L : Buck 컨버터의 출력 전압

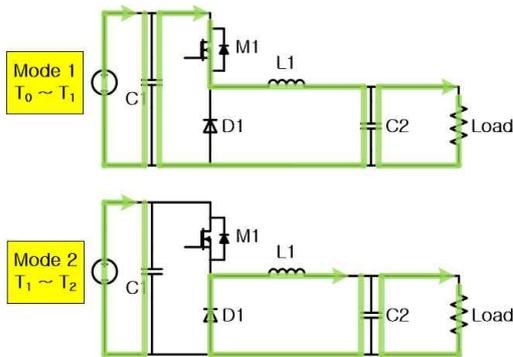


Fig. 6. Operational mode diagrams of the proposed Buck converter.

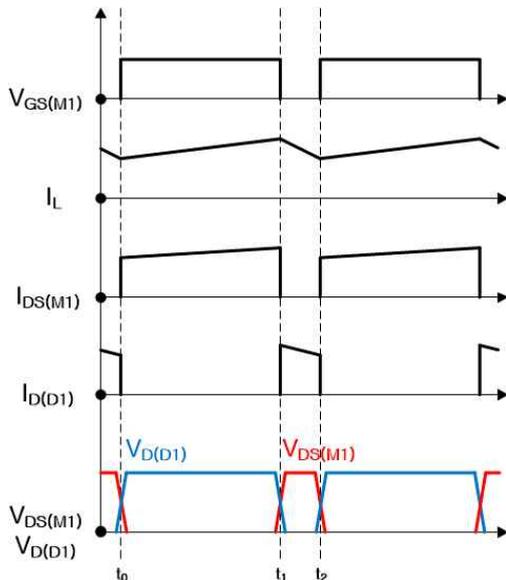


Fig. 7. Key waveforms of the proposed buck converter.

그림 6과 그림 7를 통해 제안하는 Buck 컨버터의 동작 모드 별로 전류의 흐름을 파악하고 관련 파형을 분석하고자 한다.

Mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$) : 스위치 M1이 켜지고 인덕터 전류 (I_L)는 $(V_{in}-V_L)/L_1$ 의 기울기로 상승하게 된다. 에 대한 수식은 아래의 식 (13)으로 표현할 수 있다.

$$I_L(t) = I_L(t_0) + \frac{V_{in} - V_L}{L_1}(t - t_0) \quad (13)$$

Mode 2 ($t_1 \leq t < t_2$): 스위치 M1이 꺼지고 D1의 통헤이 $-(V_L/L_1)$ 의 기울기로 감소하게 된다. I_L 에 대한 수식은 아래의 식 (14)으로 표현할 수 있다.

$$I_L(t) = I_L(t_1) + \frac{V_L}{L_1}(t - t_1) \quad (14)$$

3. 제안하는 충전기 회로의 제어 알고리즘

3.1 절연형 PFC 컨버터 출력전압 제어 알고리즘

자화인덕턴스 전류(I_{Lm})는 앞서 설명한 Mode 4에서 ZVS 조건이 결정되고 입력 전류(I_{in})의 평균 전류 값에는 영향을 주지 않는다. 그러므로 I_{in} 의 파형은 I_{Lm} 을 제거하여 그림 8과 같이 표현할 수 있다. 여기서 $I_{in,pk}$ 는 입력 전류의 최대치이고, $I_{in,av}$ 는 입력 전류의 평균값을 의미한다.

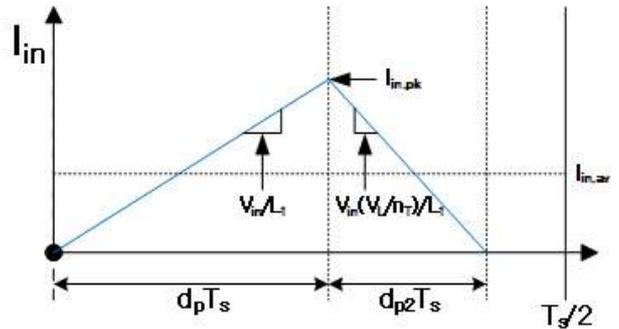


Fig. 8. Input current depicted excluding the magnetizing current during one switching cycle.

$I_{in,pk}$ 와 $I_{in,av}$ 는 식 (15)와 (16)으로 표현할 수 있다. 식 (15)는 $d_p T_s$ 시간과 기울기의 곱으로 나타낼 수 있고, 식 (16)은 식 (7)를 통해 d_{p2} 를 d_p 로 환산 후 평균값으로 나타낼 수 있다.

$$I_{in,pk} = (V_{in}/L_1)d_p T_s \quad (15)$$

$$I_{in,av} = \left(\frac{d_p^2 V_{in} T_s}{L_1} \right) \left(\frac{V_L}{V_L - n_T V_{in}} \right) \quad (16)$$

일반적인 DCM PFC 컨버터의 경우 d_p 는 제어 시 일정 값으로 유지되지만, 순수한 정현파 전류파형을 얻기 위해서는 역률 제어가 필요로 한다. 출력 전력은 입력 전력과 같다고 가정하여 수식을 아래의 식 (17)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 P_L 은 출력전력을 의미한다.

$$P_L = I_{ac,s} V_{ac,s} \quad (17)$$

$I_{ac,rms} V_{ac,rms}$ 는 $I_{in,pk} V_{in,pk}/2$ 와 같으므로 $I_{in,pk}$ 를 아래의 식 (18)과 같이 표현 할 수 있다.

$$I_{in,pk} = 2P_L / V_{in,pk} \quad (18)$$

식 (18)을 통해 정류되지 않는 입력 전류(I_{ac})는 아래의 식 (19)와 같이 표현 할 수 있다. 여기서 $\sin\omega_L$ 은 입력 전압(V_{ac})의 주파수를 의미한다.

$$I_{ac} = (2P_o / V_{in,pk}) \sin\omega_L t \quad (19)$$

$I_{in,av}$ 의 스위칭 평균 전류 값이 I_{ac} 의 절대값과 같다면, d_p 에 의한 역률 제어가 필요로 한다. d_p 에 대한 수식은 식 (16), (19)을 통해서 아래의 식 (20)으로 표현할 수 있다. 여기서 D_p 는 전압 제어를 위한 일정한 값이고, M_f 는 역률 제어를 위한 변조 값을 의미한다.

$$d_p = \sqrt{\frac{2L_1 P_L}{T_s V_{in}^2}} \times \sqrt{1 - \frac{n_T V_{in}}{V_L}} \equiv D_p \times M_f \quad (20)$$

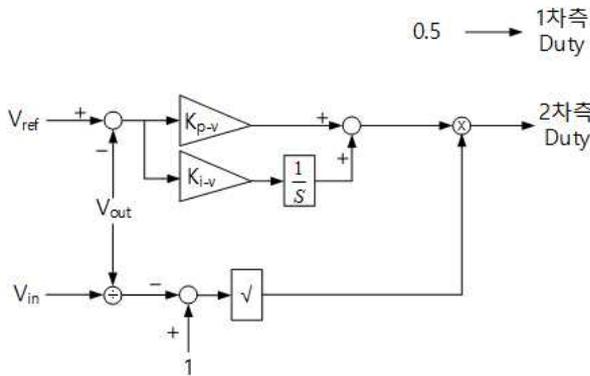


Fig. 9. Control algorithm of single phase isolated PFC converter.

그림 9는 단상 절연형 PFC 컨버터의 제어 알고리즘을 표현하였다. 1차측 회로인 풀브릿지 회로의 Duty는 0.5 고정으로 제어하게 되고, 2차측의 Lower Arm 2개의 스위치는 센싱된 입력전압과 출력전압을 통해 출력전압 및 역률 제어를 하게 된다.

3.2 Buck 컨버터 출력전류·전압 제어 알고리즘

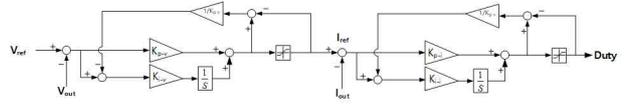


Fig. 10. Control algorithm of buck converter.

그림 10은 Buck 컨버터의 제어 알고리즘을 표현하였다. Buck 컨버터의 출력전압명령(V_{ref})를 받아 센싱된 출력전압과 비교하여 첫 번째 PI 제어기를 통해 출력전류명령(I_{ref})를 만들고 센싱된 인덕터 전류와 비교하여 두 번째 PI 제어기를 통해 Duty가 만들어진다. 여기서 두 번째 단인 Buck 컨버터의 제어가 3상 절연형 PFC 컨버터의 출력을 받기 전부터 동작하게 되면 적분치가 계속 상승하는 것을 방지하기 위해서 출력전류 제한 및 Duty 제한의 입·출력 양단을 통해 Anti-Windup 제어기를 적용하였다. 각 Anti-Windup 제어기 이득은 각 PI 제어기의 비례치의 역수 값이 적용된다.

4. 제안하는 충전기 회로의 자기소자 설계

4.1 절연형 PFC 컨버터의 변압기

절연형 PFC 컨버터의 입출력의 캐패시턴스는 2.2장의 Mode 4와 Mode 8의 Dead Time 구간에서의 짧은 시간에 충분히 크기 때문에 아래의 그림 11과 같이 등가회로로 표현할 수 있다.

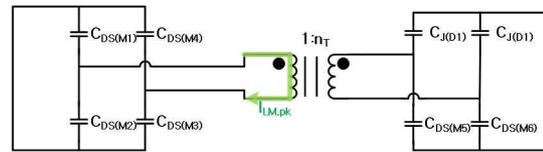


Fig. 11. Equivalent circuit during dead-times between gate signals of the primary side switches.

제안한 회로의 동작성을 분석하기 위해서는 MOSFET의 Drain-source 간의 캐패시턴스와 다이오드의 uncton 캐패시턴스를 확인해야 한다. MOSFET의 Drain-source 간의 캐패시턴스는 간략히 아래의 식 (21)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 C_T 는 Test Voltage(V_T)를 인가했을 때의 MOSFET의 Drain-source 간의 캐패시턴스를 의미한다.

$$C_{DS}(v_{DS}) = C_T \sqrt{V_T / v_{DS}} \quad (21)$$

0 에서 V_{DS} 까지 전압을 올렸을 때 Drain-source 간의 에너지는 아래의 식 (22)와 같이 저장된다.

$$W_{DS} = \int_0^{V_{DS}} V_{DS} C_T \sqrt{V_T / v_{DS}} dv_{DS} = \frac{1}{2} \times \frac{4}{3} c_{DS}(V_{DS}) \times V_{DS}^2 \quad (22)$$

0 에서 V_{DS} 까지 전압을 올렸을 때 MOSFET의 유효 캐패시턴스($C_{DS,eff}$)는 아래의 식 (23)과 같이 표현할 수 있다.

$$C_{DS,eff} = \frac{4}{3} C_{DS}(V_{DS}) = \frac{4}{3} C_T \sqrt{V_T/V_{DS}} \quad (23)$$

$$\approx 1.33 C_T \sqrt{V_T/V_{DS}}$$

더 간단하게 V_{DS} 가 아닌 중간 값으로 아래의 식 (24)로 표현할 수 있다. 여기서 V_1 은 시작되는 전압, V_2 는 끝나는 전압을 의미한다.

$$C_{DS,eff} = \frac{4}{3} C_{DS}(V_1 - V_2)/2 \quad (24)$$

$$= \frac{4}{3} C_T \sqrt{V_T/(V_1 - V_2)}/2$$

$$\approx 1.41 C_T \sqrt{V_T/V_{DS}}$$

식 (24)는 식 (23)보다 약 6% 더 크게 나타나고 V_1 이 0이 아닐 때 더욱 유용하게 사용되는 수식으로 제안하는 충전기 회로의 경우 ZVS 동작을 하게 되면 1차측 스위치의 V_{DS} 가 0에서 시작하지 않기 때문에 선택하였다. 또한 다이오드의 Junction 유효 캐패시턴스도 식 (24)를 적용한다.

1차측 스위치가 모두 꺼지는 Dead Time에서의 ZVS 조건의 결정되는 자화 인덕턴스 최대 전류(I_{Lmpk})는 식 (12)를 이용하여 아래의 식 (25)와 같이 표현할 수 있다. 여기서 $C_{DS,eff,Mp}$ 는 1차측 스위치의 Drain-source 간의 유효 캐패시턴스, $C_{DS,eff,Ms}$ 는 1차측 스위치의 Drain-source 간의 유효 캐패시턴스, $C_{j,eff,D}$ 는 2차측 다이오드의 유효 Junction 캐패시턴스를 의미한다.

$$I_{Lmpk} = \frac{V_{in}}{2Lm} T_s \quad (25)$$

$$\geq \frac{V_{in} 4C_{DS,eff,Mp} + 2n_T^2(C_{DS,eff,Ms} + C_{j,eff,D})}{T_{dead}}$$

식 (25)를 Lm 의 식으로 정리하면 식 (26)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 $L_{m,max}$ 는 최대 유효 자화 인덕턴스를 의미한다.

$$Lm \leq \frac{T_{dead} \times T_s}{8C_{DS,eff,Mp} + 4n_T^2(C_{DS,eff,Ms} + C_{j,eff,D})} \quad (26)$$

$$\equiv L_{m,max}$$

4개 모두의 1차측 스위치들의 걸리는 전압은 브릿지 다이오드를 통해 0에서 v_{in} 과 v_{in} 에서 0으로 변화하기 때문에 식 (24)를 통해 유효 캐패시턴스를 식 (27)과 같이 표현할 수 있다.

$$C_{DS,eff,Mp} = 1.41 C_T \sqrt{V_T/v_{in}} \quad (27)$$

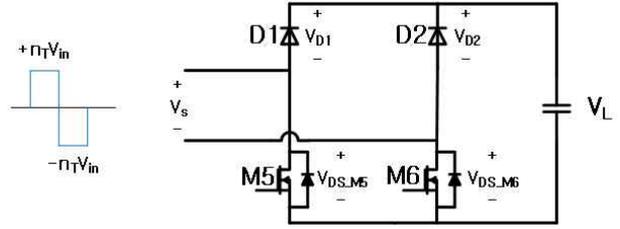


Fig. 12. Equivalent circuit in the secondary side when the drain-source voltages of all primary switches change from zero to v_{in} or from v_{in} to zero.

2차측의 입력전압은 변압기의 턴 비에 의해 $+n_T v_{in}$ 과 $-n_T v_{in}$ 사이로 발생한다. 이에 대한 내용은 그림 12를 통해 표현할 수 있다. 2차측 소자에 걸리는 전압은 식 28, 29와 같이 표현할 수 있다.

$$V_{D1} = \frac{V_L + V_s}{2} = V_{DS(M_6)} \quad (28)$$

$$V_{D2} = \frac{V_L + V_s}{2} = V_{DS(M_5)} \quad (29)$$

ZVS가 발생할 때 2차측 입력 전압(V_s)은 $+n_T v_{in}$ 과 $-n_T v_{in}$ 사이로 발생하므로 중간 값 전압은 각 소자에 $V_L/2$ 의 전압이 발생한다 그러므로 2차측 MOSFET의 유효 캐패시턴스와 다이오드의 유효 캐패시턴스는 식 (30), (31)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 C_{TJ} 는 Test Voltage(V_{TJ})를 인가했을 때의 Junction 캐패시턴스를 의미한다.

$$C_{DS,eff,Ms} = 1.41 C_T \sqrt{V_T/V_L} \quad (30)$$

$$C_{j,eff,Ms} = 1.41 C_{TJ} \sqrt{V_{TJ}/V_L} \quad (31)$$

$L_{m,max}$ 는 입력 전압에 종속적이고 모든 입력 전압의 크기에 대한 ZVS 조건을 만족 시키는 아주 작은 자화 인덕턴스이다. 1차측 스위치가 ZVS 조건을 만족하기 위해서 스위칭 소자의 출력 캐패시턴스로 인한 스위칭 손실 효과를 고려하여 적당한 ZVS 시작 전압을 결정해야 한다.

4.2 절연형 PFC 컨버터의 1차측 Leakage 인덕턴스

변압기 1차측 전류의 DCM 동작을 만족시키기 위해서 식 (5)를 통해 아래의 식 (32)의 조건을 맞아야 한다.

$$d_{p2} T_s = \frac{V_{in}}{\left(\frac{V_L}{n_T}\right) - V_{in}} d_p T_s \leq \left(\frac{1}{2} - d_p\right) T_s \quad (32)$$

식 (20)을 L_1 에 대해서 정리하고 식 (32)에 대입하여 정리하면 DCM 조건이 만족되는 L_1 의 식 (33)과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$L_1 \leq \frac{T_s V_{in,pk}^2 (V_L - n_T V_{in})}{8P_o V_L} \quad (33)$$

전 구간에서 DCM 조건을 만족 시키기 위해서는 최대 전력($P_{o,max}$)와 $V_{in,pk}$ 일 때가 가장 약조건의 설계 배경으로 식 (34)와 같이 최대 Leakage 인덕터($L_{1,max}$)값을 도출해 낼 수 있다.

$$L_{1,max} \leq \frac{T_s V_{in,pk}^2 (V_L - n_T V_{in,pk})}{8P_{o,max} V_L} \quad (34)$$

4.3 Buck 컨버터 인덕터

먼저 Buck 컨버터의 인덕터 전류 리플 값(ΔI_L)을 정하여 설계해야 한다. 통상적으로 배터리 충전기의 ΔI_L 은 배터리 앞 단에 필터를 감안한다면 30 % 내외를 적용한다. 아래의 식 (35)를 통해 ΔI_L 을 적용하여 Buck 컨버터의 L 값을 결정할 수 있다.

$$L_{buck} = \frac{V_{in} - V_o}{\Delta I_L} d_p T_s \quad (35)$$

5. 실험

제안된 충전기 회로 중 단상 절연형 PFC 컨버터를 동작을 확인하였다. 최대 출력 3.3 kW로 아래의 표 1의 파라미터의 조건으로 실험을 진행하였다.

TABLE I
OPERATION PARAMETER OF THE SINGLE PHASE ISOLATED PFC CONVERTER ON 3.3 kW

내용	값 [단위]
출력 전력	3.3 [kW]
입력 전압	3상 AC 220 [V_{RMS}]
출력 전압	500 [V_{DC}]
부하 저항	75.76 [Ω]
PFC 컨버터1차측 스위칭 주파수	50 [kHz]
PFC 컨버터1차측 스위칭 주파수	100 [kHz]

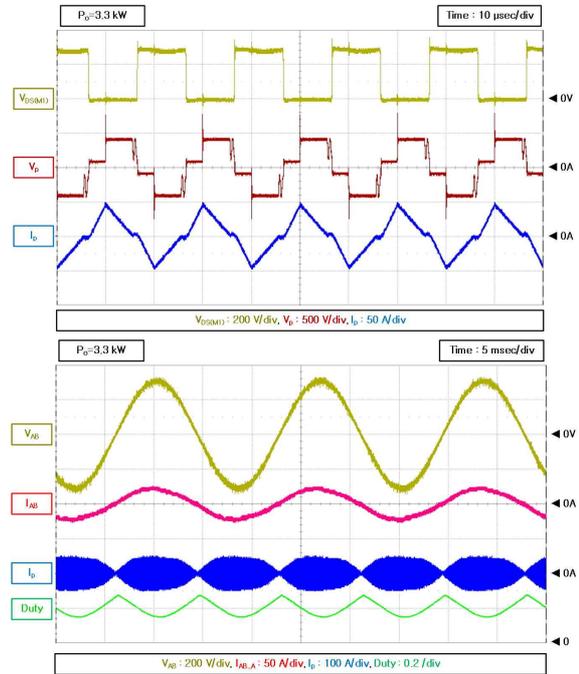


Fig. 13. Measured waveforms according to 3.3kW on single phase isolated PFC converter.

그림 13은 최대 출력 3.3kW로 동작하고 있는 단상 절연형 PFC 컨버터의 1차측 스위칭 파형과 전력파형 그래프이다. 스위칭 파형의 경우 PCB로 인한 인덕턴스 성분에 의한 것을 제외하고는 모드별 분석의 파형과 유사하게 측정되었고, 전력파형의 경우 2차측 스위치의 Duty는 선간전압의 Zero Crossing 되는 지점에서 최대 로 동작하는 것으로 보아 역률 제어가 잘 됨을 확인할 수 있다.

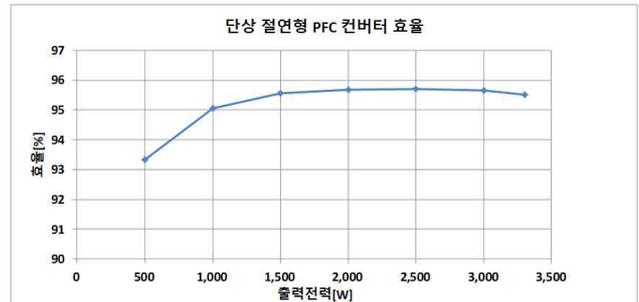


Fig. 14. Measured efficiency plots according to 3.3kW on single phase isolated PFC converter.

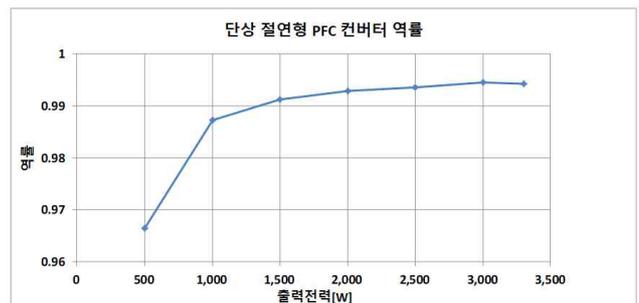


Fig. 15. Measured power factor plots according to 3.3kW on single phase isolated PFC converter.

그림 14는 단상 절연형 PFC 컨버터의 부하별 효율을 나타낸 그래프이고 최대 96%가 측정되었다. 그림 15는 부하별 역률을 나타낸 그래프이고 약 1.5 kW 이상에서부터 0.99 이상으로 동작함을 알 수 있었다.

TABLE II
OPERATION PARAMETER OF THE PROPOSED
CIRCUIT ON 10 kW

내용	값 [단위]
출력 전력	10 [kW]
입력 전압	3상 AC 220 [V _{RMS}]
링크 전압	500 [V _{DC}]
출력 전압	450 [V _{DC}]
부하 저항	20.25 [Ω]
PFC 컨버터1차측 스위칭 주파수	50 [kHz]
PFC 컨버터2차측 스위칭 주파수	100 [kHz]
Buck 컨버터 스위칭 주파수	50 [kHz]

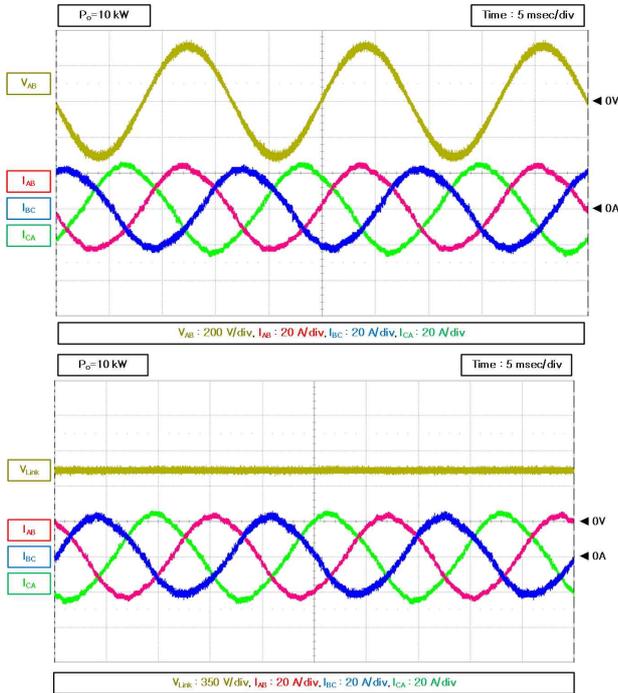


Fig. 16. Measured waveforms according to 10kW on buck converter.

그림 16은 제안하는 충전기 회로의 첫 번째 단인 3상 절연형 PFC 컨버터의 측정된 AB선간전압과 각 선간전류의 파형과 측정된 링크전압과 각 선간전류의 파형이다. 첫 번째 파형을 통해 AB선간전압과 AB선간전류는 동상으로 움직이는 것을 확인할 수 있었고, 두 번째 파형을 통해 링크 전압은 목표 전압인 500V_{DC}로 잘 제어

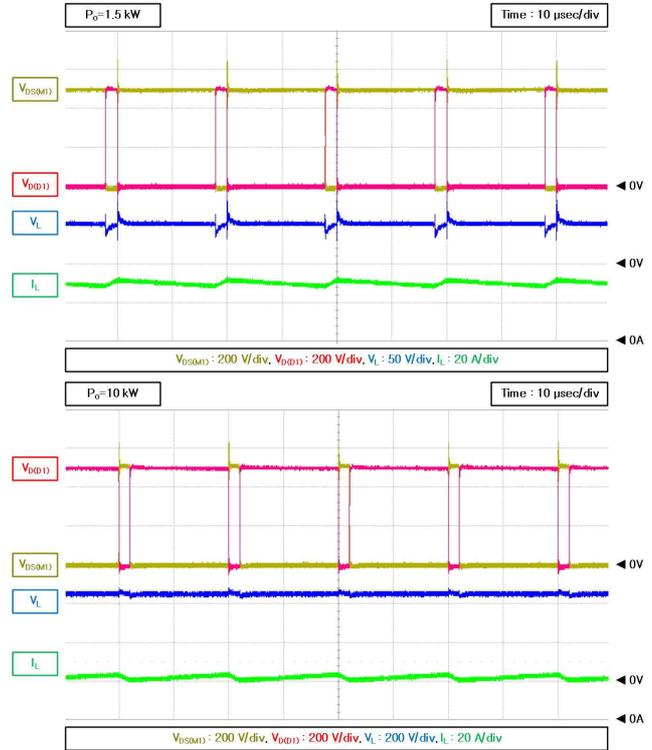


Fig. 17. Measured waveforms according to 10kW on buck converter.

됨을 확인할 수 있었다.

그림 17과 같이 제안하는 회로의 두 번째 단인 Buck 컨버터의 파형으로 출력전압이 50V_{DC}일 때와 450V_{DC}일 때의 파형이다. 50 V_{DC}에서 450 V_{DC}까지 제어가 가능하고, 출력 전압이 50 V_{DC}에서 최대출력전류 30 A로 출력이 됨을 확인하였고, 출력 전압이 450 V_{DC}에서 최대출력전류 10kW가 출력됨을 확인할 수 있었다.

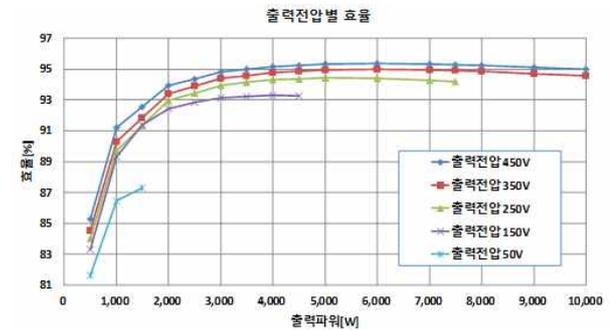


Fig. 18. Measured efficiency plots according to load variations.

그림 18는 Buck 컨버터의 출력전압 별 효율 측정 그래프이다. 출력 전류는 최대 30 A로 설계하였기 때문에 50V_{DC}에서는 최대 1.5 kW, 150V_{DC}에서는 최대 4.5 kW, 250V_{DC}에서는 최대 7.5 kW, 그 이상에서는 10 kW까지 실험하였고, 최대 95.35%까지 측정되었다. 출력전압이 증가 함에 따라 효율이 증가함을 알 수가 있었다.

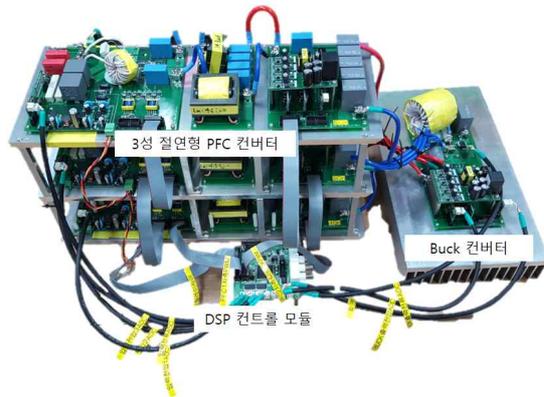


Fig. 19. Experimental prototype for performance calidaion.

그림 19은 3상 절연형 PFC 컨버터와 Buck 컨버터, DSP 모듈로 구성된 제작된 제한한 충전기 회로의 모습이다.

6. 결 론

제한하는 충전기 회로는 일반적인 충전기 회로에 비해 출력 전압 범위가 넓은 장점을 가졌고, ZVS 조건을 만족되는 DCM 동작을 하기 때문에 스위칭 손실을 줄일 수 있다는 것이 큰 장점이다. DCM 동작을 통해 1차측 스위치를 IGBT로 교체하여 사용할 수 있다. IGBT를 교체하게 되면 스위칭 소자의 Cost를 줄일 수 있고, 전압 내압이 올라가게 되면 실험 했던 입력 전압 사양 $220V_{AC}$ 에서 $380V_{AC}$ 으로 바꿀 수 있고 더 큰 전력으로 배터리에 공급이 가능하다.

하지만 단점도 존재한다. 3상 절연형 PFC 컨버터의 출력 전압 제어는 센싱된 입력전압(V_{AC})과 출력전압(V_{DC})을 통해 제어가 잘 되지만 실제 3상의 전압이 불균형으로 하나의 선간 전압이 높을 경우 동작 시 그에 해당하는 단상 절연형 PFC 컨버터는 출력 전력이 더 많이 발생하는 현상이 생길 것이다. 이를 해결하기 위해서 2가지의 방법으로 해결할 수 있다. 첫 번째는 3상 불균형 전압을 감안하여 단상 절연형 PFC 컨버터 출력을 높게 마진을 잡고 설계를 하는 것이다. 이는 컨버터의 효율이 종합적으로 낮아질 것으로 예상된다. 두 번째는 제한하는 회로와 달리 하나의 Buck 컨버터가 아닌 세 개의 Buck 컨버터를 구성하여 각각 출력전력을 제어하는 것이다. 이는 PWM의 채널을 2개 더 사용해야 되고 현재 사용하는 DSP 1대로는 제어가 불가능하다. 그러므로 3상 불균형이 크지 않는 한 제한하는 충전기 회로는 간단한 알고리즘을 적용하여 역률 제어가 가능한 최적의 새로운 회로임을 알 수가 있다.

본 논문은 중소기업청에서 지원하는 2016년도 산학연협력 기술개발사업(No. C0407469)과 지식경제부의 재원으로 에너지기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구(No. 20161210200740)의 결과물임을 밝힙니다.

References

- [1] S. Kimura, Y. Itoh, W. Martinez, M. Yamamoto, and J. Imaoka, "Downsizing effects of integrated magnetic components in high power density DC-DC converters for EV and HEV applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 52, No. 4, pp. 3294-3305, Jul./Aug. 2016.
- [2] A. K. Rathore and U R Prasanna, "Analysis, design, and experimental results of novel snubberless bidirectional naturally clamped ZCS/ZVS current-fed half-bridge DC/DC converter for fuel cell vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 10, pp. 4482-4491, Oct. 2013.
- [3] K. M. Rahman, S. Jurkovic, S. Hwakins, S. Tarnowsky, and P. Savagian, "Propulsion system design of a battery electric vehicle," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 2, No. 2, pp. 14-24, Jun. 2014.
- [4] N. Shafiei, S. A. Arefifar, M. A. Saket, and M. Ordonez, "High efficiency LLC converter design for universal battery chargers," in *Proc. IEEE APEC*, pp. 2561-2566, 2016.
- [5] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, and W. Eberle, "Control strategies for wide output voltage range LLC resonant DC-DC converters in battery chargers," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 63, No. 3, pp. 1117-1125, Mar. 2014.



김윤재(金潤載)

1985년 3월 29일생. 2012년 광운대 전기공학
학과 졸업. 2012년~2014년 Justek(주) 기초
기술연구소 연구원. 2015년~2017년 명지대
전기공학과 졸업(석사) 2017년~현재 대영채
비(주) 기업부설연구소 주임연구원..



이준영(李竣榮)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공
학과 졸업. 1996년 KAIST 전기전자공학과
졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박).
2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부 과장.
2005년~2008년 단국대 전기공학과 조교수.
2008년~현재 명지대 전기공학과 교수.



이일운(李日雲)

1976년 9월 19일생. 2000년 경북대 전자전
기공학부 졸업. 2003년 서울대 전기공학부
졸업(석사). 2009년 KAIST 전기전자공학부
졸업(공학박). 2003년~2008년 삼성 SDI PDP
사업부 개발팀 책임연구원. 2008년~2013년
삼성전기 CDS사업부 POWER개발팀 책임연구원. 2014년~2015
년 한국에너지기술연구원 효율연구본부 에너지ICT연구실 선임
연구원. 2015년~2016년 계명대 공과대학 전기에너지공학과 조
교수. 2017년~현재 명지대 전기공학과 조교수. 당 학회 편집
위원.



이병권(李丙權)

1987년 11월 16일생. 2012년 명지대 전기공
학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공
학과 석·박사 통합과정.



최승원(崔承元)

1975년 7월 14일생. 1998년 경희대 전자공
학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사).
2000년~2005년 한터기술 주임연구원. 2005
년~2007년 TSE-21 선임연구원. 2007년~
2009년까지 이모선택 선임연구원. 2009년~
2013년 우리산업 차장. 2014년~현재 명지대 전기공학과 박사
과정.



홍영근(洪永根)

1970년 1월 27일생. 1993년 청주대 물리학
과 졸업. 2000년 중앙대 대학원 전기과 졸
업(석사). 2001년~2014년 삼성전기 책임연
구원. 2014년~2015년 LG전자 수석연구원.
2016년~현재 대영채비(주) 기업부설연구소
연구소장.