

고전압 입력, 대전류 출력 충전장치의 임계특성 및 전류제어 모델에 관한 연구

A Study on the High-voltage Input, Large-current Output for Charger of Critical Characteristics and Current Control Model

배진용* †

Jin-Yong Bae* †

(Received 31 July 2024, Revision received 24 January 2025, Accepted 03 February 2025)

초록 : 지구온난화, 해수면 상승 및 탄소배출 저감을 위해서 리튬-이온 배터리에 대한 다각적인 응용이 활발하게 이루어지고 있다. 전기자동차 및 모빌리티의 주(Main) 배터리 전압은 DC 400~450 V이며, 이를 바탕으로 DC 35~45 V의 보조 배터리의 충전을 위한 고전압 입력, 대전류 출력의 전력변환장치의 개발이 요구되고 있다. 본 논문에서는 고전압 입력, 대전류 출력에 적합한 3레벨 배터리 충전장치에 대한 전력변환 회로에 대하여 연구를 통하여 영전압 스위칭(ZVS) 및 변압기 전류의 연속/불연속 흐름에 대한 임계특성과 전류제어 모델을 제안하고자 한다. 본 연구의 타당성을 위해서 3 kW급 시작품을 기반으로 시뮬레이션 및 실험을 통하여 확인하였다.

키워드 : 고전압 입력, 대전류 출력, 배터리 충전기, 임계특성, 전류제어

Abstract : Various applications of lithium-ion batteries are actively being used to mitigate global warming, sea level rise, and carbon emissions. The main battery voltage of EVs (Electric Vehicles) and mobility is DC 400~450 V. Based on this, the development of a power conversion device with high-voltage input and large-current output for charging auxiliary batteries of DC 35~45 V is required. This paper aims to study the power conversion circuit for a 3-level battery charging device suitable for high-voltage input and large-current output. It proposes critical characteristics and a current control model for the ZVS (Zero Voltage Switching) and continuous/discontinuous flow of transformer current in the proposed charging circuit. For the validity of this study, it was confirmed through simulation and experimentation based on a 3 kW prototype.

Key Words : High-voltage Input, Large-current Output, Battery Charger, Critical Characteristics, Current Control

— 기호설명 —

C_o : 출력 커패시터

C_{sw} : 스위치 커패시터

C_{tr} : 변압기의 권선간 커패시터(기생 커패시터)

D : 듀티

* † 배진용(<https://orcid.org/0000-0003-0554-3621>) : 교수, 수원
대학교 전기전자공학부 전기공학과
E-mail : bjy@suwon.ac.kr, Tel : 031-220-2300

* † Jin-Yong Bae(<https://orcid.org/0000-0003-0554-3621>) : Professor,
Department of Electrical Engineering, Suwon University.
E-mail : bjy@suwon.ac.kr, Tel : 031-220-2300

$$\Delta : s^2 + s \left(\frac{R_o + R_c}{L_o} + \frac{1}{C_o R_o} \right) + \frac{1}{L_o C_o}$$

f : 스위칭 주파수

F_m : 변조기 이득

G_{vd} : 제어-출력전압비

G_{vg} : 입력전압-출력전압비

G_{id} : 제어-출력인덕터전류비

G_{ig} : 입력전압-출력인덕터전류비

$G_s(s)$: 적분기의 영점이득

$G_p(s)$: 적분기의 극점이득

$H_e(s)$: 샘플링 이득

$I_{crit}(ZVS)$: 영전압 스위칭이 가능한 변압기 1차측
임계전류

$I_{crit}(CCM/DCM)$: 전류 연속모드와 불연속 모드의 변
압기 1차측 임계전류

i_L : 출력 인덕터의 전류

K_f : 입력전압의 피드포워드 이득

K_r : 인덕터전류의 피드백 이득

I_{lk} : 변압기 누설 인덕터의 전류

L_{lk} : 변압기 누설 인덕터

L_o : 출력 인덕터

n : 변압기 권선비 ($n = N_p/N_s$)

N_p : 변압기 1차 권선수

N_s : 변압기 2차 권선수

R_c : 출력 커패시터의 등가 직렬저항

R_i : 출력 인덕터의 전류센싱 이득

R_o : 부하의 등가저항

R_v : 출력 전압의 전압센싱 이득

s : 라플라스 변환의 복소수 함수

S_n : 전류센서의 온 시간의 전류 기울기

S_e : 제어기 삼각파의 기울기

T : 스위칭 주기

T_1 : 전체루프이득

T_2 : 외부루프이득

T_i : 전류루프이득

T_v : 전압루프이득

v_c : 제어전압

v_g : 입력전압의 미소변동

v_o : 출력전압의 미소변동

V_{in} : 입력전압

V_P : 제어기 삼각파의 최대전압

Z_p : 출력임피던스

1. 서 론

지구온난화, 해수면 상승 및 탄소배출 저감을 위한 전 세계적 노력의 지속되는 가운데, 탄소를 배출하는 내연기관의 사용이 아닌 신재생 에너지인 태양전지, 연료전지, 풍력발전 등의 에너지를 저장하고 이를 필요 시 이용할 수 있는 리튬-이온 배터리를 이용한 충전장치에 대한 다각적인 연구가 진행되고 있다.¹⁻⁴⁾

대전력 변환장치의 회로적인 연구로서 Park¹⁾은 전기자동차(EV)를 위하여 입력 400 V에서 출력 12 V로 강압하는 강압형 풀-브리지(Full-Bridge) 컨버터를 연구하였다. 배터리 급속충전을 위하여서는 Bae²⁾는 모빌리티 배터리의 급속충전장치를 위한 LLC 공진형 하프-브리지(Half-Bridge) 컨버터 기반 스마트 배터리 충전장치를 제안하였다. 전력의 흐름을 양방향으로 하기 위해서 Zhang³⁾은 마이크로그리드(Microgrid)에서 배터리 충전을 위한 변압기가 없는 양방향(Bi-directional) 3레벨 DC-DC 컨버터의 예측 전류제어 모델을 실험하였다. 신재생에너지 시스템을 위한 복수의 입력과 관련하여 Mira⁴⁾는 복수의 신재생에너지 입력전원을 기반으로 하는 인터리브드(Interleaved)기반 풀-브리지 3포트 컨버터 회로를 제안하였다.

고전압 입력, 대전류 출력에 대한 연구로서 변압기 기반의 3-레벨 컨버터에 대한 연구가 다각적으로 진행되었다.⁵⁻¹²⁾ 3-레벨 컨버터의 회로적 해석과 관련해서 Pinheiro⁵⁾는 영전압 스위칭(ZVS: Zero-Voltage Switching) 방식의 3-레벨 컨버터 회로와 모드분석을 수행하였다. 3레벨 레그(leg)와 2레벨 레그(leg)의 결합과 관련해서 Ruan⁶⁾은 하이브리드

풀 브리지-3레벨 회로를 제안하였다. 3레벨 컨버터의 공진형 컨버터의 해석과 관련해서 Gu⁷⁾는 LLC 직렬공진 기반의 3레벨 컨버터를 해석을 수행하였다. 3레벨 컨버터에서 변압기 2차측 보조회로에 대한 연구로는 Canales⁸⁾는 변압기 2차측에 보조 스위치를 사용하여 영전압-영전류 스위칭(ZVZCS)이 가능한 3레벨 컨버터를 제시하였다. 3레벨 컨버터에서 변압기 1차측 보조회로에 대한 연구로는 Jang⁹⁾은 변압기 1차측에 결합인덕터를 배치하여 영전압 스위칭(ZVS) 범위를 확장시킨 3레벨 컨버터를 분석하였으며, Jin¹⁰⁾은 변압기 1차측에 공진 인덕터(Lr) 및 다이오드 회로를 추가하여 향상된 영전압 스위칭 기반의 3레벨 컨버터를 해석하였다.

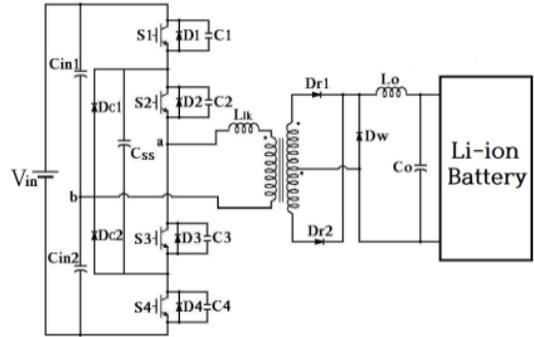
3레벨 변압기 보조회로에 대한 비교 연구로는 Song¹¹⁾은 변압기 2차측에 영전압-영전류 스위칭이 가능한 다양한 보조회로를 비교 및 분석하였다. 입력단에 역률개선 회로와 3레벨 컨버터의 듀얼 출력에 관련된 연구로는 Ganjavi¹²⁾는 단일 입력단과 듀얼(Dual) 출력을 갖는 3레벨 컨버터를 제안하였다.

기존의 연구를 바탕으로 본 논문에서는 고전압 입력, 대전류 출력에 적합한 변압기 3레벨 컨버터 기반의 배터리 충전장치 회로의 특성을 연구하는 것을 목적으로 한다. 첫째, 3레벨 충전기 회로에서 영전압 스위칭(ZVS) 및 변압기 전류의 연속/불연속 흐름을 분석하여, 영전압 스위칭 범위를 극대화하고, 변압기 전류를 전류 연속모드로 동작하게 하는 것을 추구하고자 한다. 둘째, 고전압 입력, 대전류 출력 충전장치에서 전류제어 모델¹³⁻¹⁷⁾을 분석하고 보다 안정적으로 부하(Load)의 변동과 배터리의 충전에 대응하는 것을 목적으로 한다.

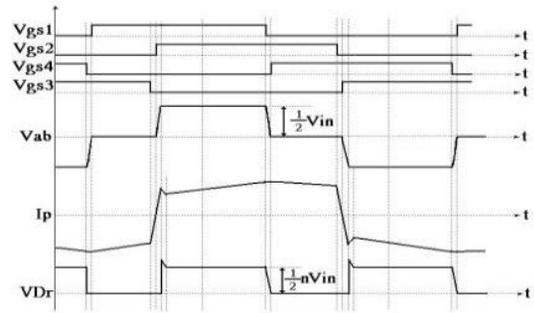
본 연구의 타당성을 위하여 3 kW급 3레벨 기반 충전장치의 시작품을 제작하고, 시뮬레이션으로 Simpler 9.0 프로그램을 사용하여 분석하고 실험을 통하여 제안된 고전압 입력, 대전류 출력 충전장치의 타당성에 대하여 논하고자 한다.

2. 고전압 입력, 대전류 출력 충전장치의 임계특성 분석

Fig. 1은 전기자동차 및 모빌리티를 위한 주



(a) ZVS battery charger



(b) Waveforms of each part of the battery charger

Fig. 1 ZVS battery charger for high-voltage input and large-current output

(Main) 배터리 전압은 DC 400~450 V에서 보조 배터리 충전을 위한 DC 35~45 V의 전력변환 장치를 나타낸다. 본 논문에서 충전장치는 변압기를 사이에 두고, 1차측에 고전압 입력에 적합하게 3레벨 회로를 적용하였으며, 2차측에는 대전류 출력에 적합하게 센터탭(Center-tab) 방식을 적용하는 것을 특징으로 한다.

변압기 1차측에 적용된 3레벨 회로는 주 스위치 4개(S1~S4)가 직렬로 연결된 구조로서 입력전압에 1/2만 각 스위치에 인가되는 것을 특징으로 하며, 전력변환장치의 효율을 극대화하기 위해서 영전압 스위칭(ZVS)이 되는 임계전류를 고려하고자 한다.

이를 위해서 가장 중요한 설계요소는 변압기의 누설 인덕터(Llk)이며, 상기 누설 인덕터(Llk)에 저장된 에너지가 각 스위치의 스위치 커패시터($C_{sw} = C1\sim C4$)에 저장된 에너지와 고주파 변압기의 권선간 커패시터(C_{lr})에 저장된 에너지를 방전시킬 수 있도록 설계해야 한다.

따라서 제안된 배터리 충전기의 영전압 스위칭 (ZVS) 동작을 위해서는 식 (1)의 조건을 만족해야 한다.

$$\frac{1}{2}L_{lk}I_{lk}^2 > \frac{4}{3}C_{sw}\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}C_{tr}\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 \quad (1)$$

식 (1)을 바탕으로 각 스위치의 영전압 스위칭 (ZVS)을 위하여 변압기의 1차측에 흐르는 $I_{crit(ZVS)}$ 는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{crit(ZVS)} = \frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{2}{L_{lk}} \left\{ \frac{4}{3}C_{sw} + \frac{1}{2}C_{tr} \right\}} \quad (2)$$

변압기 1차측에 식 (2)의 전류 값 이상으로 흘러야 충전장치에서 안정적으로 영전압 스위칭(ZVS)을 할 수 있다.

Maniktala¹³⁾는 전력변환 장치에서 전류 연속모드 (CCM)와 전류 불연속모드(DCM)의 경계전류를 제안하였다. 이를 바탕으로 제안된 3레벨 기반의 충전장치에서 변압기에 인가된 전압과 변압기의 권선비(n)를 고려하여 $I_{crit(CCM/DCM)}$ 는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{crit(CCM/DCM)} = \frac{1}{2n} \frac{1-D}{D} \frac{V_{in}}{R_e(d)} \quad (3)$$

$$\text{여기서, } R_e(d) = \frac{2L_o}{D^2 T_S}$$

본 연구에서는 사용된 IGBT FM2G50US60의 스위치 커패시터(C_{sw})는 480 pF이며, 상기 스위치 커패시터(C_{sw}) 크기의 변화를 기반으로 첫째, 변압기의 누설 인덕터(L_{lk}) 크기의 변화, 둘째, 입력 전압(V_{in})의 크기의 변화, 셋째, 변압기의 권선간 커패시터(C_{tr})의 변화에 따른 영전압 스위칭이 가능한 변압기 1차측 임계전류($I_{crit(ZVS)}$)에 대하여 세부적으로 분석하였다.

Fig. 2는 누설 인덕터(L_{lk}) 크기의 변화, Fig. 3은 입력전압(V_{in})의 변화, Fig 4는 변압기의 권선간 커패시터(C_{tr})의 변화에 따른 영전압 스위칭이 가능한 변압기 1차측 임계전류($I_{crit(ZVS)}$)를 스위치 커패시터(C_{sw})의 크기의 변화를 기반으로 분석하였다.

이를 통하여 $V_{in} = 450$ V, $L_{lk} = 2.933$ μ H, $C_{tr} = 15.15$ nF에서 영전압 스위칭(ZVS)이 가능한 변압기 1차측 임계전류 $I_{crit(ZVS)} = 17.1$ A임을 확인할 수 있었다. 변압기 1차측에 17.1 A 이상의 전류가 흘러야 안정적으로 영전압 스위칭 동작을 할 수 있음을 확인할 수 있었다.

주 스위치의 영전압 스위칭(ZVS)에 가장 크게 영향을 미치는 요소는 첫째, 누설 인덕터(L_{lk}), 둘째, 입력전압(V_{in})이 가장 크게 영향을 미치는 것으로 분석할 수 있었다.

Fig. 2를 통하여 누설 인덕터(L_{lk}) 크기의 제곱

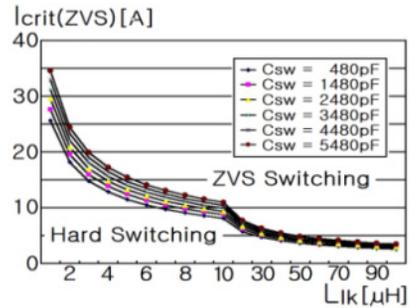


Fig. 2 Zero voltage switching critical current according to leakage inductance ($V_{in} = 450$ V, $C_{tr} = 15.15$ nF)

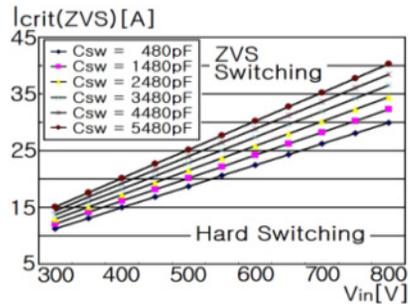


Fig. 3 Zero voltage switching critical current according to input voltage ($L_{lk}=2.933$ μ H, $C_{tr}=15.15$ nF)

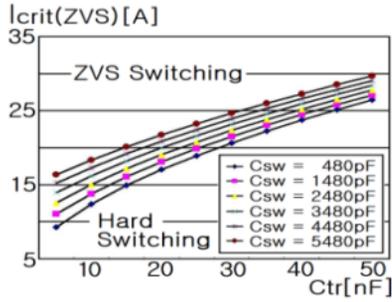


Fig. 4 Zero voltage switching critical current according to capacitor between transformer windings ($V_{in}=450$ V, $L_{lk}=2.933$ μ H)

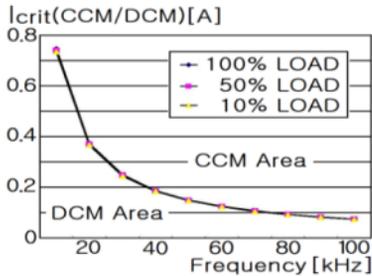


Fig. 5 CCM/DCM critical current according to frequency ($V_{in}=450$ V, $L_o=1.030$ mH)

에 비례하여 영전압 스위칭(ZVS) 범위가 확장되며, Fig. 3에서는 입력전압(V_{in})은 낮을수록 영전압 스위칭(ZVS) 범위가 확장됨을 확인할 수 있었다.

Fig. 4에서는 변압기의 권선간 커패시터(C_{tr})가 작을수록 영전압 스위칭(ZVS)을 위한 임계전류가 작아짐을 확인할 수 있었다.

Fig. 2 내지 Fig. 4로부터 주 스위치의 고유한 특성인 스위치 커패시터(C_{sw})의 변화는 가장 미세하게 영향을 미치는 것으로 분석되며, 충전기 회로의 설계에 있어서 변압기의 누설 인덕터(L_{lk})와 입력전압(V_{in})의 결정이 가장 중요함을 확인할 수 있었다.

식 (3)으로부터 제안된 충전기의 전류 연속모드(CCM)와 전류 불연속모드(DCM)의 동작에 대한 특성을 확인할 수 있으며, 100%, 50%, 0% 부하의 변화를 기반으로 첫째, 스위칭 주파수(f)의 변화, 둘째, 출력 인덕터(L_o)의 변화, 셋째, 입력전압(V_{in})

의 변화에 따른 전류 연속모드(CCM)와 전류 불연속모드(DCM)의 임계전류를 분석하였다.

기본적으로 영전압 스위칭(ZVS)을 위한 대전력 시스템은 전류 연속모드(CCM)로 동작하도록 설계하는 것이 바람직하다.

Fig. 5는 스위칭 주파수(f) 크기의 변화, Fig. 6은 출력 인덕터(L_o)의 변화, Fig. 7은 입력전압(V_{in})의 변화에 따른 전류 연속모드(CCM)와 전류 불연속모드(DCM)의 경계전류를 100%, 50%, 0% 부하전류의 변화를 기반으로 분석하였다.

변압기에 흐르는 전류가 전류 연속모드(CCM)로 흐르는 것에 첫째, 스위칭 주파수(f), 둘째, 출력 인덕터(L_o), 셋째, 입력전압(V_{in})이 모두 영향을 미치는 것을 확인할 수 있었다.

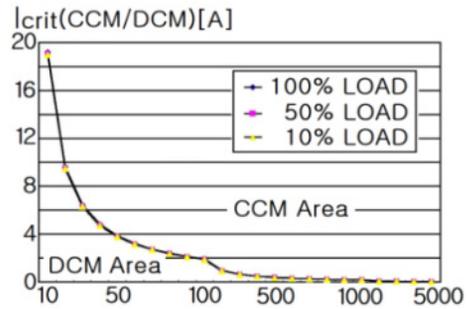


Fig. 6 CCM/DCM critical current according to output inductance ($V_{in}=450$ V, Freq=40 kHz)

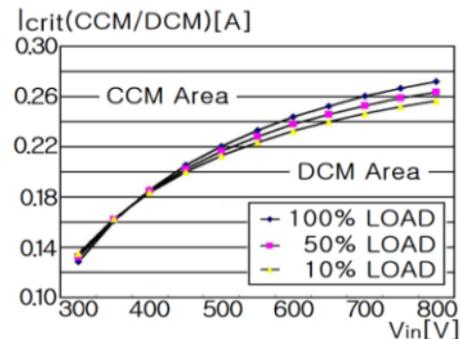


Fig. 7 CCM/DCM critical current according to input voltage ($L_o=1.030$ mH, Freq=40 kHz)

Fig. 5로부터 스위칭 주파수(f)가 높을수록, Fig. 6으로부터 출력 인덕터(L_o)의 크기가 클수록, Fig. 7로부터 입력전압(V_{in})이 낮을수록 전류 연속모드(CCM)로 동작하는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 충전기 회로의 설계에 있어서 스위칭 주파수(f), 출력 인덕터(L_o) 및 입력전압(V_{in})의 결정은 누설 인덕터(L_{lk})와 함께 매우 중요한 요소임을 확인할 수 있었다.

3. 고전압 입력, 대전류 출력 충전장치의 전류제어 모델

Fig. 8은 고전압 입력, 대전류 출력 충전장치의 전류제어 회로를 나타내며, Fig. 9는 Fig. 8의 충전장치 회로의 블록 다이어그램을 소신호 신호흐름 선도를 나타낸 것이다.

Fig. 9로부터 본 논문의 3레벨 충전장치의 입력 전압(V_{in}) 및 변압기 권선비(n)를 고려하여 라플라스 변환을 기반으로 각 전달함수를 구하면 식 (4) 내지 (9)와 같이 나타낼 수 있다.¹⁴⁾

1) 입력전압-출력전압 전달함수

$$G_{vg} = \frac{v_o}{v_g} = \frac{1}{2n} \frac{D}{L_o C_o} \frac{s C_o R_c + 1}{\Delta} \quad (4)$$

2) 제어-출력전압 전달함수

$$G_{vd} = \frac{v_o}{d} = \frac{1}{2n} \frac{V_{\infty}}{L_o C_o} \frac{s C_o R_c + 1}{\Delta} \quad (5)$$

3) 입력전압-출력인덕터전류 전달함수

$$G_{ig} = \frac{i_L}{v_g} = \frac{1}{2n} \frac{D}{L_o} \frac{s + \frac{1}{C_o R_o}}{\Delta} \quad (6)$$

4) 제어-출력인덕터전류 전달함수

$$G_{id} = \frac{i_L}{d} = \frac{1}{2n} \frac{V_{\infty}}{L_o} \frac{s + \frac{1}{C_o R_o}}{\Delta} \quad (7)$$

5) 출력전류-출력인덕터전류 전달함수

$$G_{io} = \frac{i_o}{i_o} = \frac{1}{2n} \frac{1}{L_o} \frac{\left(s + \frac{1}{C_o R_o}\right) (R_o + s L_o)}{\Delta} - 1 \quad (8)$$

6) 출력임피던스 전달함수

$$Z_P = \frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{L_o C_o} \frac{(s C_o R_c + 1) (R_o + s L_o)}{\Delta} \quad (9)$$

여기서,

$$\Delta = s^2 + s \left(\frac{R_o + R_c}{L_o} + \frac{1}{C_o R_o} \right) + \frac{1}{L_o C_o}$$

$$n = N_p / N_s$$

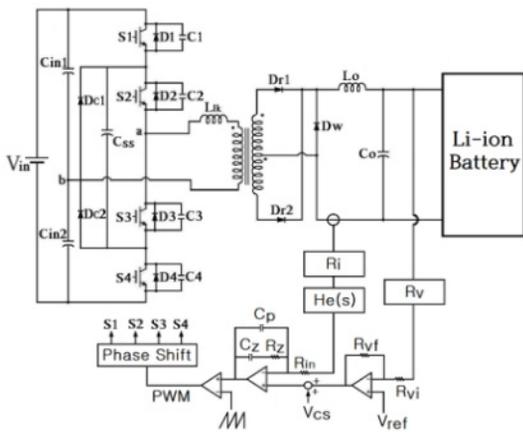


Fig. 8 Current control model of charger

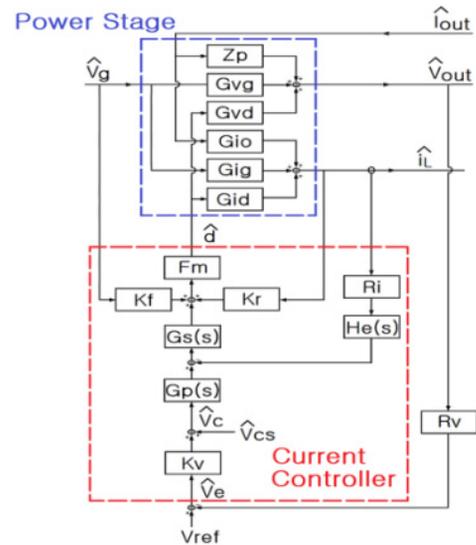


Fig. 9 Small signal block diagram of battery charger

본 논문에서 고전압 입력 및 대전류 출력 충전 장치 제어기의 전류제어 기반 변조기 및 샘플링 전달함수는 다음과 같다.^{15,16)}

1) 전류제어 기반 변조기의 전달함수

$$F_m = \frac{d}{v_c} = \frac{1}{(S_n + S_e) T} = \frac{1}{m_c S_n T} \quad (10)$$

여기서,

$$S_e = \frac{1}{V_P}$$

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n}$$

2) 샘플링 전달함수

$$H_c(s) = 1 + \frac{s}{\omega_n Q_z} + \frac{s^2}{\omega_n^2} \quad (11)$$

여기서,

$$Q_z = -\frac{2}{\pi}$$

$$\omega_n = -\frac{\pi}{T}$$

Fig. 9로부터 본 논문의 3레벨 충전기의 전체루프이득(Over all Loop Gain)을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.¹⁴⁾

$$T_1 = T_i + T_v \quad (12)$$

또한 상기 3레벨 충전기 컨버터의 외부루프이득(Outer Loop Gain)을 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.¹⁴⁾

$$T_2 = \frac{T_v}{1 + T_i} \quad (13)$$

여기서,

$$T_i = F_m G_{id}(s) R_i H_c(s) G_s(s)$$

$$T_v = F_m G_{vd}(s) R_v K_v G_p(s) G_s(s)$$

4. 시뮬레이션 및 실험결과

고전압 입력, 대전류 출력에 적합한 3레벨 배터리 충전장치의 타당성을 검증하기 위하여 입력전압 DC 450 V, 출력전압 DC 35~45 V, 3 kW급의

Table 1 Elements and circuit parameters in the 3-Level Charger

Name (Symbol)	Specifications
Input Voltage (V_{in})	450 [V]
Output Voltage (V_o)	35~45 [V]
Maximum Power (P_o)	3.0 [kW]
Main Transformer	EC 90. TDK $N_p : N_s = 13 : 4$ $L_{lk} = 2.933 [\mu H]$
Input Capacitor (C_{in})	$470 [\mu F] \times 6 = 2820 [\mu F]$
Flying Capacitor (C_{ss})	100 [μF]
Main Switch (S)	FM2G50US60, FAIRCHILD
Primary Side Freewheeling Diode (D_c)	DSEI 60-06A. IXYS
Secondary Side Freewheeling Diode (D_s)	DSEI 2X121-02A. IXYS
Switch Capacitor (C_{sw})	480 [pF]
Transformer Winding Capacitor (C_{tr})	15.15 [nF]
Output Inductor (L_o)	1.030 [mH]
Output Capacitor (C_o)	$5600 [\mu F] \times 4$ $= 22400 \mu F$
Switching Frequency (f)	40 [kHz]

시작품을 대상으로 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

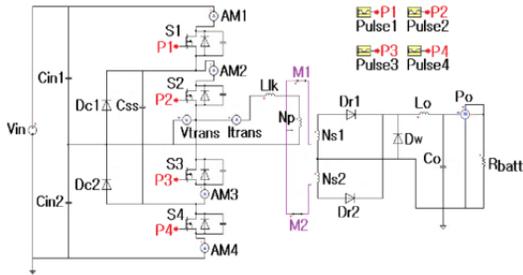
Table 1은 3레벨 충전장치에 사용된 소자와 회로 파라미터를 나타낸다.

Fig. 10은 시뮬레이션 회로 및 결과를 나타낸다. 회로해석 시뮬레이션은 Ansys社의 Simplorer 9.0 프로그램을 이용하여 수행하였다. 3레벨 배터리 충전기의 스위칭 제어는 위상이동(Phase Shift) 방식으로 제어되고 있으며, 변압기, 스위치 및 정류다이오드 및 환류다이오드 각부파형을 확인할 수 있었다.

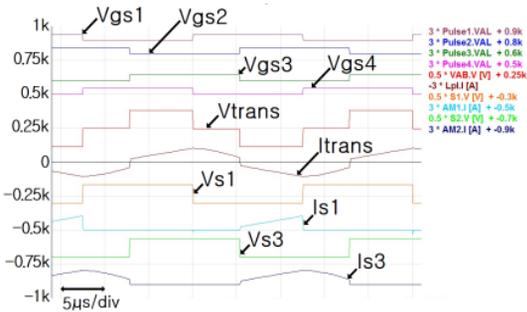
Fig. 11은 변압기 전압 및 전류파형에 대한 시뮬레이션 및 실험결과를 나타내며, 실험파형에서는 스위치 온·오프로 인하여 고주파 노이즈가 발생하지만, 대체적으로 파형이 일치함을 확인할 수 있었다.

Fig. 12는 전부하(100% Load) 시 스위치1에 대한

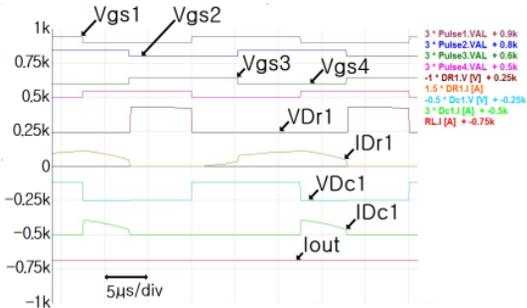
전압 및 전류파형, Fig. 13은 전부하(100% Load) 시 스위치3에 대한 전압 및 전류파형을 나타낸다. 스위치1, 3은 모두 스위치 턴온(Turn-on) 시 역으로 전류가 흐르므로 영전압 스위칭(ZVS)이 가능함을 실험 및 시뮬레이션으로 확인할 수 있었다. 전부하(100% Load)에서는 전류 연속모드(CCM)에 의해서 안정적으로 영전압 스위칭(ZVS) 조건을 만족하며



(a) simulation circuit



(b) Waveforms of each part of transformer and switch



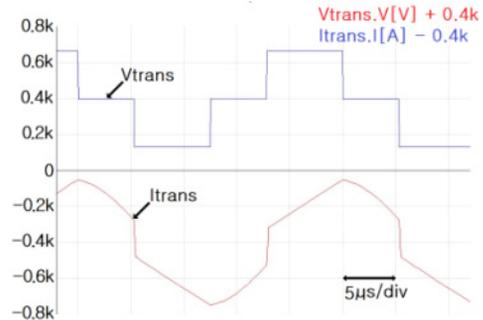
(c) Waveforms of each part of rectifier diode and freewheeling diode

Fig. 10 Simulation circuit and waveforms (Simplorer 9.0)

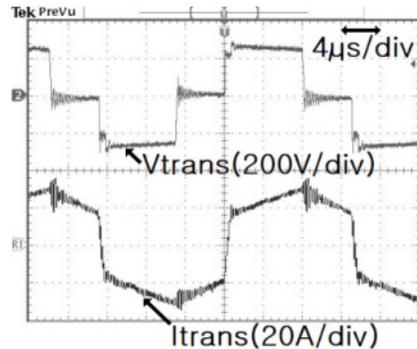
동작한다.

Fig. 14는 경부하(10% Load) 시 스위치1에 대한 전압 및 전류 파형, Fig. 15는 경부하(10% Load) 시 스위치1에 대한 전압 및 전류 파형을 나타낸다. 경부하(10% Load)에서 전류 불연속모드(DCM)으로 전류가 흐르며, 누설 인덕터(L_{lk})에 저장된 에너지가 충분하지 않기 때문에 하드 스위칭(Hard Switching)에 의해서 동작하며, 동시에 충전장치의 효율이 더욱 저감되는 것을 실험적으로 확인할 수 있었다.

Fig. 16은 부하의 변화에 따라서 출력전압이 안정적으로 추종하는 것에 대하여 실험적으로 확인하였다. 무부하(No Load)에서 전부하(Full Load)로 부하 변화 시 80 ms, 전부하(Full-Load)에서 무부하(No Load)로 변화 시 350 ms의 시간에 추종하는 것에 대하여 실험적으로 확인했으며, 전압 및 전류



(a) Simulation result

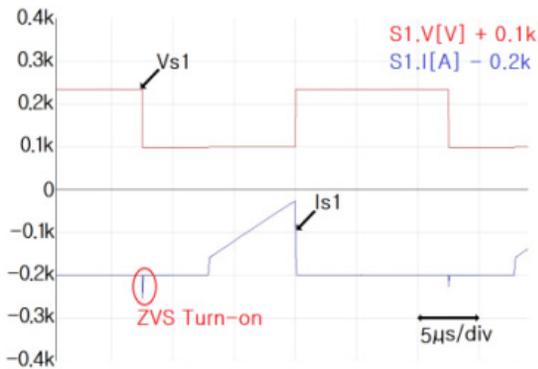


(b) Experiment result

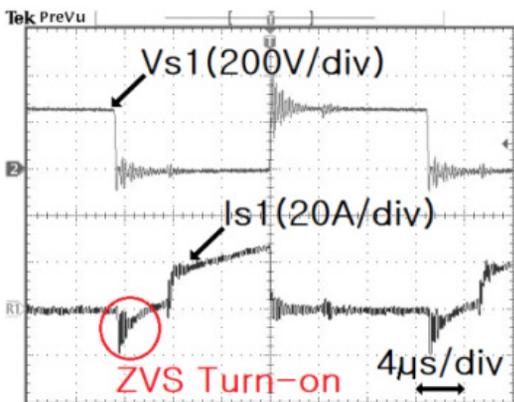
Fig. 11 Voltage and current waveforms of transformer

제어기가 적절하게 설계되었음을 알 수 있었다.

Fig. 17은 입력전압 DC 450 V, 출력전압 DC 35, 30, 45 V에서 각각 효율을 비교한 결과이다. 효율은 출력전압이 가장 높은 DC 45 V에서 가장 우수한 특성을 나타내며, 출력전압이 낮은 DC 35 V에서 낮아지는 것을 실험적으로 확인할 수 있었다. 그 이유는 출력전압이 높으며, 변압기 2차측에 전류가 상대적으로 작아지며, 정류 다이오드 및 환류 다이오드의 전도손실 등이 상대적으로 작아지기 때문인 것으로 확인할 수 있었다. 본 실험에서 효율측정은 YOKOGAWA社 WT2030 계측기로 입력 및 출력의 전압, 전류를 실측한 결과이며, 최고효율은 93.026%임을 확인할 수 있었다.

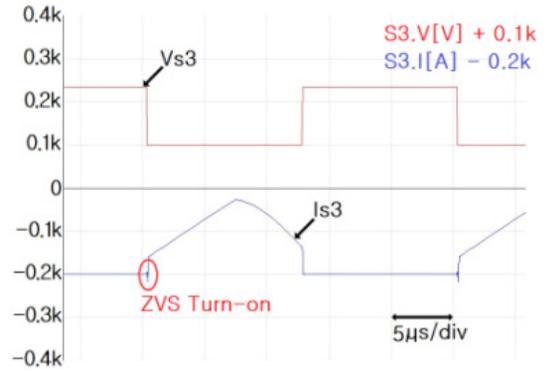


(a) Simulation result

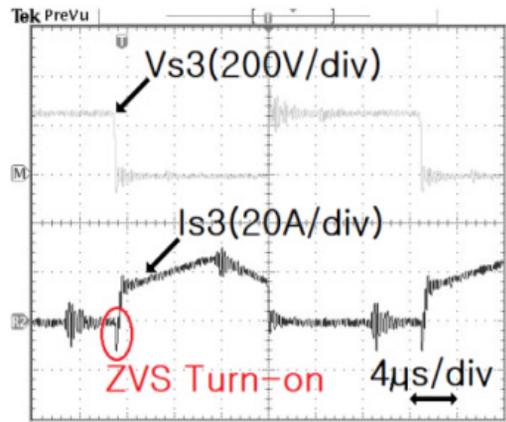


(b) Experiment result

Fig. 12 Voltage and current waveforms of switch 1



(a) Simulation result



(b) Experiment result

Fig. 13 Voltage and current waveforms of switch 3

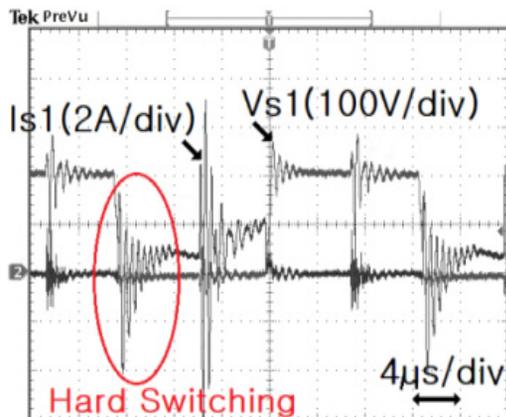


Fig. 14 Voltage and current waveforms of switch 1 when light load (10% Load)

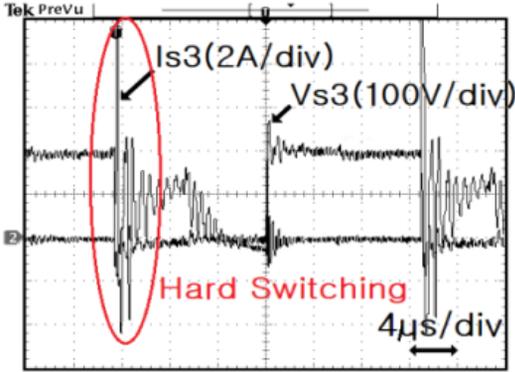


Fig. 15 Voltage and current waveforms of switch 3 when light load (10% Load)

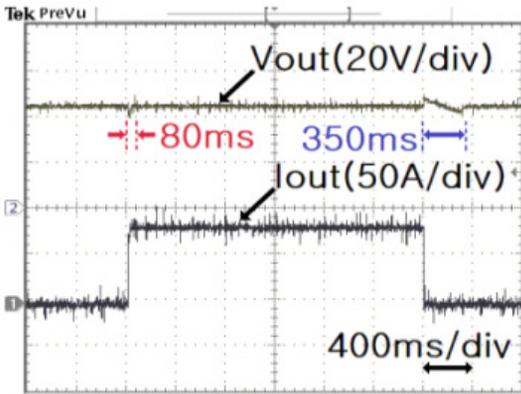


Fig. 16 Voltage and current waveforms when load changes (No load ↔ Full Load)

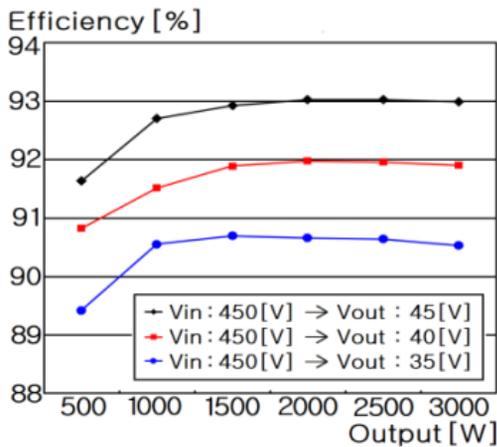


Fig. 17 Efficiency characteristics

5. 결 론

본 논문에서는 고전압 입력, 대전류 출력 배터리 충전장치를 위한 3레벨 배터리 충전장치에 대하여 영전압 스위칭(ZVS) 및 변압기 전류의 연속(CCM)/불연속(DCM) 흐름에 대한 임계특성과 전류제어 모델에 대하여 분석하였다.

3레벨 배터리 충전장치에서 영전압 스위칭이 가능한 변압기 1차측 임계전류($I_{crit(ZVS)}$)가 17.1 A임을 분석하였고, 첫째, 누설 인덕터(L_{lk})의 제공에 비례하여 영전압 스위칭(ZVS) 범위가 확장되며, 둘째, 입력전압(V_{in}), 변압기의 권선간 커패시터(C_{tr}) 및 스위치 커패시터(C_{sw})의 크기가 작을수록 영전압 스위칭(ZVS) 범위가 확장됨을 확인할 수 있었다.

또한 전류 연속모드(CCM)와 전류 불연속모드(DCM)의 임계전류($I_{crit(CCM/DCM)}$)를 분석하면, 스위칭 주파수(f)가 높을수록, 출력 인덕터(L_o)의 크기가 클수록, 입력전압(V_{in})이 낮을수록 전류 연속모드(CCM)로 동작하는 것을 분석할 수 있었다.

또한 본 연구에서는 3레벨 충전장치의 전류제어 모델 및 전달함수를 제시하였으며, 회로해석 시뮬레이션 Ansys社의 Simplorer 9.0 프로그램과 실험을 통하여 3 kW급 3레벨 충전장치의 타당성에 대하여 분석하였다.

전압 및 전류모드 제어시스템의 특성을 확인하기 위한 실험 결과, 무부하(No Load)에서 전부하(Full Load)로 부하 변화 시 80 ms, 전부하(Full-Load)에서 무부하(No Load)로 변화 시 350 ms의 시간에 안정적으로 추종함을 알 수 있으며, 제안된 3레벨 충전장치의 최고효율은 93.026%임을 실험적으로 측정되어 고효율로 안정적으로 제어되고 있음을 확인할 수 있었다.

후 기

이 연구는 2024학년도 수원대학교 학술진흥연구비 지원으로 수행되었습니다.

Author contributions

J. Y. Bae; Conceptualization, Data curation, Formal analysis, Methodology, Validation, Writing-original draft, Writing-review & editing.

References

1. D. R. Park and Y. Kim, 2021, "Design and Implementation of Improved High Step-Down DC-DC Converter for Electric Vehicles", *Energies*, 14(4026), 1-19. (DOI:10.3390/en14144206)
2. J. Y. Bae, 2023, "Resonance Characteristics of the LLC Resonant Half Bridge Converter for the Rapid Charging of Personal Mobility Device Smart Batteries", *Energies*, 16(6538), 1-21. (DOI:10.3390/en16186538)
3. X. Z. B. Wang U. Manandhar, H. B. Gooi and G. Foo, 2019, "A Model Predictive Current Controlled Bidirectional Three-Level DC/DC Converter for Hybrid Energy Storage System in DC Microgrids", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5), 4025-4030. (DOI:10.1109/TPEL.2018.2873765)
4. M. C. Mira Z. Zhang, A. Knott and M. A. E. Andersen, 2017, "Analysis, Design, Modeling, and Control of an Interleaved-Boost Full-Bridge Three-Port Converter for Hybrid Renewable Energy Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(2), 1138-1155. (DOI:10.1109/TPEL.2016.2549015)
5. J. R. Pinheiro and I. Barbi, 1993, "The Three-Level ZVS-PWM DC-to-DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 8(4), 486-492. (DOI:10.1109/63.261019)
6. X. Ruan, B. Li, Q. Chen, S. C. Tan and C. K. Tse, 2008, "Fundamental Considerations of Three-Level DC - DC Converters: Topologies, Analyses, and Control", *IEEE Transactions on Circuit and Systems*, 55(11), 3733-3743. (DOI:10.1109/TCSI.2008.927218)
7. Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian and G. Huang, 2005, "Three-Level LLC Series Resonant DC/DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 781-789. (DOI:10.1109/TPEL.2005.850921)
8. F. Canales, P. Barbosa and F. C. Lee, 2002, "A Zero-Voltage and Zero-Current Switching Three-Level DC/DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(6), 898-904. (DOI:10.1109/TPEL.2002.805609)
9. Y. Jang and M. M. Jovanović, 2005, "A New Three-Level Soft-Switched Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(1), 75-81. (DOI:10.1109/TPEL.2004.839832)
10. K. Jin, X. Ruan and F. Liu, 2005, "Improved Voltage Clamping Scheme for ZVS PWM Three-Level Converter", *IEEE Power Electronics Letters*, 3(1), 14-18. (DOI:10.1109/LPEL.2004.842319)
11. T. T. Song, N. Huang and A. Ioinovici, 2005, "A Family of Zero-Voltage and Zero-Current-Switching (ZVZCS) Three-Level DC-DC Converters With Secondary-Assisted Regenerative Passive Snubber", *IEEE Transactions on Circuit and Systems*, 52(11), 2473-2481. (DOI:10.1109/TCSI.2005.853911)
12. A. Ganjavi, H. Ghoreishy and A. A. Ahmad, 2018, "A Novel Single-Input Dual-Output Three-Level DC-DC Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(10),

- 8101-8111.
(DOI:10.1109/TIE.2018.2807384)
13. S. Maniktala, 2004, "Switching Power Supply Design & Optimization", McGRAW- HILL publication, 153-161.
14. R. B. Ridley, B. H. Cho and F. C. Y. Lee, 1988, "Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multiloop-controlled Switching Regulators", IEEE Transactions on Power Electronics, 3(4), 489-498.
(DOI:10.1109/63.17971)
15. R. B. Ridley, 1991, "A New, Continuous-Time Model For Current-Mode Control", IEEE Transactions on Power Electronics, 6(2), 271-280.
(DOI:10.1109/63.76813)
16. B. Choi, 2021, "Pulsewidth Modulated DC-to-DC Power Conversion: Circuits, Dynamics, Control and DC Power Distribution Systems", John Wiley & Sons publication, 559-606.
17. F. D. Tan and R. D. Middlebrook, 1995, "A Unified Model for Current-Programmed Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 10(4), 397-407.
(DOI:10.1109/63.391937)