

넓은 충전 범위를 갖는 전기 자동차용 급속 충전기의 고효율 운전을 위한 손실 분석

Power Loss Analysis of EV Fast Charger with Wide Charging Voltage Range for High Efficiency Operation

김 대 중* · 박 진 혁* · 이 교 범†
(Dae Joong Kim · Jin-Hyuk Park · Kyo-Beum Lee)

Abstract - Power losses of a 1-stage DC-DC converter and 2-stage DC-DC converter are compared in this paper. A phase-shift full-bridge DC-DC converter is considered as 1-stage topology. This topology has disadvantages in the stress of rectifier diodes because of the resonance between the leakage inductor of the transformer and the junction capacitor of the rectifier diode. 2-stage topology is composed of an LLC resonant full-bridge DC-DC converter and buck converter. The LLC resonant full-bridge DC-DC converter does not need an RC snubber circuit of the rectifier diode. However, there is the drawback that the switching loss of the buck converter is large due to the hard switching operation. To reduce the switching loss of the buck converter, SiC MOSFET is used. This paper analyzes and compares power losses of two topologies considering temperature condition. The validity of the power loss analysis and calculation is verified by a PSIM simulation model.

Key Words : EV fast charger, High efficiency, Loss analysis, Loss calculation

1. 서 론

최근 화석연료의 고갈 및 환경오염 문제와 더불어 경제적 이고 친환경적이며 소음이 없는 전기 자동차의 보급이 확대되고 있다. 전기 자동차의 보급과 더불어 전기 자동차의 충전 구에 충전기를 직접 연결하여 배터리에 전력을 공급하는 전기 자동차용 직접 충전기의 연구 역시 활발히 진행되고 있는 상황이다[1-3].

직접 충전기는 완속 충전기와 급속 충전기로 구분되는데, 완속 충전의 경우 충전기에 연결된 케이블을 통해 전기 자동차에 220 V의 교류 전압을 공급하는 방식이며, 급속 충전의 경우 전기 자동차에 직류 전압을 가변적으로 공급하는 방식이다. 따라서 급속 충전기의 충전 속도를 증가시키기 위해서는 고전력, 고효율의 달성이 필수적이다[4]. 이러한 급속 충전기의 경우 DC-AC 인버터와 DC-DC 컨버터로 구성된다[5]. 전기 자동차에 50~450 V의 넓은 가변 범위를 갖는 충전 전압을 공급하기 위해서 DC-DC 컨버터에 일반적으로 1단(1-stage) 방식의 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터와 LLC 공진형 풀브릿지 컨버터에 벡 컨버터를 연결한 2단(2-stage) 방식을 이용한 급속 충전기가 사용되고 있다. 1단 방식의 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 경우, 2차 측 정류단 다이오드에 변압기 누설 인덕턴스와 다이오드의 접

합 커패시터간의 공진 및 다이오드 역회복 전류에 의해 과도한 전압 진동이 발생하는 문제점이 있다. 이러한 서지 전압에 의해 정류단에는 큰 전압 스트레스가 발생하게 된다. 이를 저감하기 위해 다이오드에 스너버 회로를 구성할 경우 스너버 회로에서 손실이 발생하여 전기 자동차용 급속 충전기의 효율을 낮추는 추가적인 문제점이 있다[6]. 2단 방식의 경우, LLC 공진형 풀브릿지 컨버터를 사용함으로써 1차 측 스위치의 소프트 스위칭이 가능하고, 정류단 다이오드의 스트레스를 저감할 수 있기 때문에 정류단 다이오드에 RC 스너버가 필요하지 않다는 장점이 있다. 벡 컨버터의 스위치는 하드 스위칭하기 때문에 스위칭 손실을 저감하기 위해 SiC MOSFET을 사용한다.

본 논문에서는 이러한 1단 방식의 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터와 LLC 공진형 풀브릿지 컨버터에 벡 컨버터를 연결한 2단 방식을 비교 분석하였다. 손실 분석의 대상은 다이오드, IGBT, SiC MOSFET과 같은 핵심 부품 소자이며 각 소자에서 발생하는 손실 계산 기법을 설명하고 분석하였으며, 계산은 소자의 데이터시트에서 제공하는 조건들을 최대한 반영하여 진행하였다. 그리고 PSIM에서 제공하는 Thermal Module을 이용하여 각 소자에서 발생하는 손실 값을 시뮬레이션으로 확인하여 두 토폴로지의 효율을 비교 분석하였다.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University, Korea
E-mail : kyl@ajou.ac.kr

* Dept. of Electrical and Computer Engineering, Ajou University, Korea

Received : April 8, 2014; Accepted : July 23, 2014

2. 1단 방식의 DC-DC 컨버터

2.1. 회로의 동작 원리 및 시스템 사양

일반적인 1단 방식의 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터

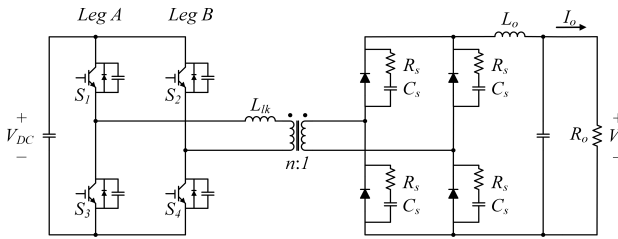


그림 1 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터 회로도
Fig. 1 Phase-shift full-bridge DC-DC converter schematic

의 회로도를 그림 1에 나타내었다. 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터는 변압기의 1차 측 레그A, 레그B에 2개씩 총 4개의 IGBT 스위치가 사용되며, 변압기의 2차 측 정류단에 총 4개의 다이오드가 사용된다. 스위치의 듀티비에 따라 출력 전압이 결정되는 기존의 풀브릿지 DC-DC 컨버터와는 다르게 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터는 스위치의 듀티비가 0.5로 고정되어 있으며, 레그A와 레그B 간의 위상 제어 시간에 따른 듀티 중첩 구간에 의해 컨버터의 출력 전압이 결정된다. 고효율 달성을 위해 일반적으로 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터는 ZVS (Zero Voltage Switching) 동작을 하도록 설계된다. 각 레그 스위치의 테드타임 구간동안 변압기 누설 인덕터에 흐르는 전류에 의해 한쪽 스위치의 기생 커패시터에서 방전이 일어나고 다른 한쪽 스위치의 기생 커패시터에서 충전이 일어나게 된다. 이러한 충-방전을 통해 환류 다이오드 도통 구간 동안 턴-온될 스위치의 양단 전압이 영전압 상태에 도달하게 되고 스위치는 ZVS 동작할 수 있게 된다.

위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 사양은 표 1과 같다. 변압기 1차 측의 스위치로 1200 V / 300 A 정격인 Infineon사의 FF300R12KT4 IGBT 소자를 사용하였으며, 변압기 2차 측의 정류단 다이오드로 1200 V / 300 A 정격의 IXYS사의 MEE250-012DA 소자를 사용하였다.

IGBT와 다이오드와 같은 전력 반도체 소자들은 소자 온도에 따라 다른 특성을 나타낸다. 따라서 소자의 손실 분석은 제조사의 데이터시트에서 제공하는 특정 온도에 따른 파

표 1 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 시스템 사양
Table 1 Phase-shift full-bridge DC-DC converter system parameter

| Phase-shift full-bridge DC-DC converter | | |
|---|----------|-------------|
| Rated power | | 50 kW |
| V_{DC} | | 650 V |
| V_o | | 450 V |
| I_o | | 110 A |
| L_o | | 150 μ H |
| C_s | | 15 nF |
| R_s | | 55 Ω |
| f_s | | 15 kHz |
| Transformer | N_p | 12 |
| | N_s | 10 |
| | L_{lk} | 6 μ H |
| | L_m | 5 mH |

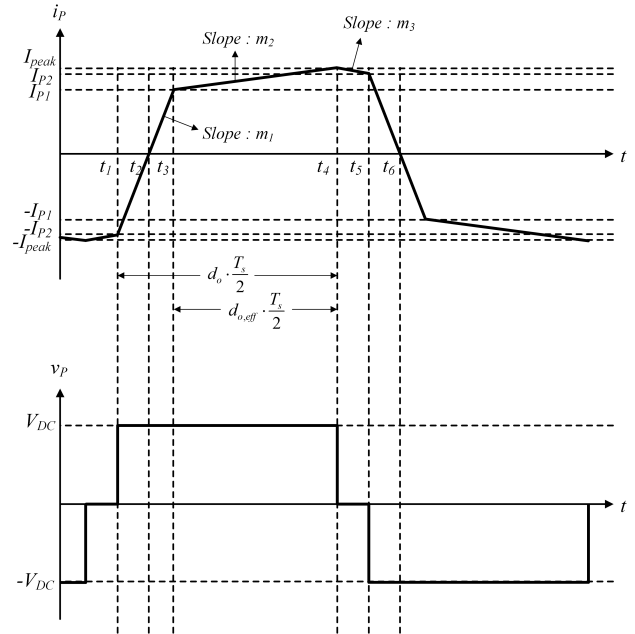


그림 2 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터 1차 측 전류 파형 및 전압 파형
Fig. 2 The primary current and voltage waveform of phase-shift full-bridge DC-DC converter

라미터를 사용하여 진행하였다. 따라서 본 논문에서는 약조건을 가정하여 소자의 온도가 125 °C 일 때의 파라미터 값들을 반영하여 손실 분석을 진행하였다.

2.2. 회로의 손실 분석

위상천이 풀브릿지 컨버터에서 발생하는 손실은 크게 IGBT에서 발생하는 손실, 정류단 다이오드에서 발생하는 손실, 스너버 회로에서 발생하는 손실이다.

일반적으로 IGBT에서 발생하는 손실은 트랜지스터에서 발생하는 손실과 환류 다이오드에서 발생하는 손실로 구분할 수 있다. 또한 트랜지스터와 환류 다이오드에서 발생하는 손실은 크게 전도 손실과 스위칭 손실로 나누어 생각할 수 있다. 트랜지스터와 환류 다이오드의 전도 손실은 트랜지스터에 흐르는 전류 I_C , 환류 다이오드에 흐르는 전류 I_D 를 적분한 값에 트랜지스터의 온 드롭 $V_{CE,sat}$ 과 환류 다이오드의 온 드롭 V_{FWD} 을 곱한 형태로 식 (1)과 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_T = V_{CE,sat} \cdot f_s \cdot \int I_C(t) \cdot dt \quad (1)$$

$$P_{FWD} = V_{FWD} \cdot f_s \cdot \int I_D(t) \cdot dt \quad (2)$$

위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터는 ZVS를 통해 소프트 스위칭하기 때문에 스위칭 손실을 고려하지 않고 전도 손실만을 고려하여 손실 분석을 진행하였다.

그림 2는 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터 변압기 1차 측 전류와 전압의 반주기 파형을 나타낸다. 위상 천이 풀브

릿지 DC-DC 컨버터의 동작 특성으로부터 변압기 1차 측의 각 스위치로 흐르는 전류를 구분할 수 있다[7]. 그림 1에서 레그A는 진상 레그(Leading leg)로 동작하고, 레그B는 지상 레그(Lagging leg)로 동작한다. t_1 에서 t_2 까지 지상 레그의 환류 다이오드로 전류가 흐르며, t_2 에서 t_4 까지 진상 레그의 트랜지스터로 전류가 흐르게 된다. 마찬가지로 t_2 에서 t_5 까지 지상 레그의 트랜지스터로 전류가 흐르며, t_4 부터 t_6 까지 진상 레그의 환류 다이오드로 전류가 흐른다는 것을 알 수 있다. 나머지 반주기에서도 이와 유사하게 진상 레그와 지상 레그 스위치가 동작한다.

실질적으로 전력이 전달되는 구간의 듀티 $d_{o,eff}$ 를 식 (3)과 같이 나타낼 수 있으며, 전류 상승 구간의 듀티 d_o 를 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$d_{o,eff} = \frac{V_o}{V_{DC}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (3)$$

$$d_o = d_{o,eff} \cdot \left(1 + \frac{4 \cdot I_{lk}}{n^2 \cdot R_o \cdot T_s}\right) \quad (4)$$

$d_{o,eff}$ 는 출력 전압 V_o 와 입력 전압 V_{DC} 변압기의 1차 턴 수 N_p , 2차 턴 수 N_s 로 나타낼 수 있으며, d_o 는 $d_{o,eff}$ 와 변압기의 누설 인덕턴스 L_{lk} , 출력 평균 전류 I_o , 정격 부하 저항 $R_o (= V_o/I_o)$, 변압기의 턴 수 비 n 으로 나타낼 수 있다. 식 (3)과 식 (4)로부터 전류 환류 구간의 듀티 Δd 를 식 (5)와 같이 구할 수 있으며, t_3 일 때의 전류 값 I_{p1} , t_1 일 때의 전류 값 I_{p2} , 환류 구간의 전류 기울기 (V_{DC}/L_{lk})로 정리할 수 있다.

$$\Delta d = d_o - d_{o,eff} = \frac{I_{p1} + I_{p2}}{V_{DC} \cdot \frac{T_s}{L_{lk}} \cdot 2} \quad (5)$$

출력 전류의 리플 크기는 출력 필터 인덕턴스 L_o 와 입력과 출력의 전위차 ($V_{DC}/n - V_o$)로부터 식 (6)과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta I_o = \frac{V_{DC}/n - V_o}{L_o} \cdot \frac{d_{o,eff}}{2 \cdot f_s} \quad (6)$$

출력 전류의 평균값과 식 (6)의 전류의 리플 크기로부터 I_{p1} 을 식 (7)과 같이 계산할 수 있으며, 식 (5)와 식 (7)로부터 I_{p2} 값을 식 (8)과 같이 계산할 수 있다.

$$I_{p1} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \left(I_o - \frac{\Delta I_o}{2}\right) \quad (7)$$

$$I_{p2} = \left(\frac{V_{DC}}{L_{lk}} \cdot \frac{T_s}{2}\right) \cdot \Delta d - I_{p1} \quad (8)$$

앞에서 계산된 값들과 식 (1)과 식 (2)를 통해서 트랜지스터와 환류 다이오드의 전도 손실을 계산할 수 있다. 진상 레그 트랜지스터의 전도 손실을 식 (9)에 나타내며, 지상 레

그 트랜지스터의 전도 손실을 식 (10)에 나타내었다.

$$P_{T1,4} = V_{CE,sat} \cdot \left[\frac{m_1 \cdot f_s}{2} \cdot \left(\frac{I_{p1}}{m_1}\right)^2 + \frac{I_{p1} \cdot d_{o,eff}}{2} + \frac{m_2 \cdot d_{o,eff}^2}{8 \cdot f_s} \right] \quad (9)$$

$$P_{T2,3} = V_{CE,sat} \cdot \left[\frac{m_1 \cdot f_s}{2} \cdot \left(\frac{I_{p1}}{m_1}\right)^2 + \frac{I_{p1} \cdot d_{o,eff}}{2} + \frac{m_2 \cdot d_{o,eff}^2}{8 \cdot f_s} + \frac{I_{p2} \cdot (1-d_o)}{2} + \frac{m_3 \cdot (1-d_o)^2}{8 \cdot f_s} \right] \quad (10)$$

여기서 m_1 , m_2 , m_3 는 변압기 1차 측 전류의 각 구간에서의 기울기이며, 식 (11), 식 (12), 식 (13)과 같이 계산할 수 있다.

$$m_1 = \left(\frac{V_{DC}}{L_l}\right) \quad (11)$$

$$m_2 = \left(\frac{V_{DC} - V_o'}{L_o}\right) \quad (12)$$

$$m_3 = \left(\frac{V_o'}{L_o}\right) \quad (13)$$

여기서 V_o' 와 L_o' 은 출력 전압과 출력 필터 인덕턴스가 변압기 1차 측으로 반영된 값을 의미한다. 마찬가지로, 진상 레그 환류 다이오드의 전도 손실을 식 (14)에 나타내며, 지상 레그 환류 다이오드의 전도 손실을 식 (15)에 나타내었다.

$$P_{D1,4} = V_{FWD} \cdot \left[\frac{I_{p2} \cdot (1-d_o)}{2} + \frac{m_3 \cdot (1-d_o)^2}{8 \cdot f_s} + \frac{m_1 \cdot f_s}{2} \cdot \left(\frac{I_{p2}}{m_1}\right)^2 \right] \quad (14)$$

$$P_{D2,3} = V_{FWD} \cdot \left[\frac{m_1 \cdot f_s}{2} \cdot \left(\frac{I_{p1}}{m_1}\right)^2 \right] \quad (15)$$

따라서 변압기 1차 측에서 발생하는 손실은 식 (16)과 같이 정리할 수 있다.

$$P_{FB} = 2(P_{T1,4} + P_{T2,3} + P_{D1,4} + P_{D2,3}) \quad (16)$$

정류단 다이오드에서 발생하는 손실 P_{rect} 은 식 (1), 식 (2)와 마찬가지로 평균 출력 전류의 적분과 다이오드 온 드롭 V_{RD} 를 곱한 형태로 계산할 수 있으며, 식 (17)과 같다.

$$P_{rect} = 4 \cdot \left(V_{RD} \cdot \frac{I_o}{2}\right) \quad (17)$$

변압기 2차 측 정류단 다이오드의 서지 전압 저감을 위해 구성된 다이오드 병렬 RC 스너버에서 발생하는 손실은 커패시터에 충-방전되는 전력량으로부터 식 (18)과 같이 계산할 수 있다[8].

$$P_{snubber1} = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C_s \cdot V_{DS}^2\right) \cdot f_s \quad (18)$$

다이오드에 4개에 연결된 스너버에서 스너버 손실이 발생하기 때문에 스너버에서 발생하는 총 손실을 식 (19)와 같이 정리할 수 있다.

표 2 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터 손실 계산
Table 2 Phase-shift full-bridge DC-DC converter power loss calculation

| Phase-shift full-bridge DC-DC converter power loss calculation | | |
|--|----------------|-------------|
| Equation | | Result |
| (3) | $d_{o,eff}$ | 0.831 |
| (4) | d_o | 0.93 |
| (5) | Δd | 0.099 |
| (6) | ΔI_o | 16.92 A |
| (7) | I_{p1} | 85.54 A |
| (8) | I_{p2} | 9382 A |
| (9) | $P_{T1,4}$ | 49.34 W |
| (10) | $P_{T2,3}$ | 53.57 W |
| (11) | m_1 | 54166666.67 |
| (12) | m_2 | 509259.26 |
| (13) | m_3 | 2500000 |
| (14) | $P_{D1,4}$ | 4.6 W |
| (15) | $P_{D2,3}$ | 1.22 W |
| (16) | P_{FB} | 217.46 W |
| (17) | P_{rect} | 306.67 W |
| (18) | $P_{snubber1}$ | 66.02 W |
| (19) | $P_{snubber}$ | 264.06 W |
| (20) | P_{total1} | 788.19 W |

$$P_{snubber} = 4 \cdot P_{snubber1} \quad (19)$$

최종적으로 1단 방식인 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터에서 발생하는 손실은 식 (20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{total1} = P_{inv} + P_{rect} + P_{snubber} \quad (20)$$

2.3. 적용 모델의 손실 계산

2.1 절과 2.2 절의 내용으로부터 1단 방식이 적용된 모델의 손실 계산이 표 2와 같이 가능하다. 전도 손실 계산에 이용된 $V_{CE,sat}$, V_{FWD} , V_{RD} 와 같은 소자의 온 드롭 수치는 제조사에서 제공하는 데이터시트의 전류 크기에 따른 온 드롭 특성그래프를 참고하였다. 약조건인 125 °C 일 때의 값을 반영하였으며, 구간 별 평균 전류 값에 따른 온 드롭 값을 반영하였다. IGBT 트랜지스터의 $V_{CE,sat}$ 과 환류 다이오드의 V_{FWD} 에 각각 1.25 V와 1 V의 특성 그래프 값을 반영하였으며, 정류단 다이오드의 V_{RD} 에 1.38 V의 특성 그래프 값을 반영하여 계산한 값을 표 2에 나타내었다.

3. 2단 방식의 DC-DC 컨버터

3.1. 회로의 동작 원리 및 시스템 사양

LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터에 벅 컨버터를 연결한 2단 방식의 회로도를 그림 3에 나타내었다. LLC 공진

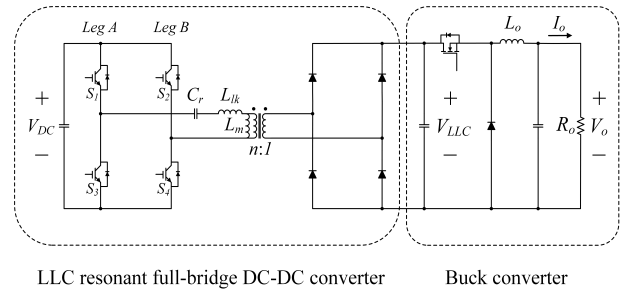


그림 3 LLC 공진형 풀브릿지 및 벅 컨버터 회로도
Fig. 3 LLC resonant full-bridge DC-DC converter and buck converter schematic

형 풀브릿지 DC-DC 컨버터는 공진 커패시터 C_r 과 변압기의 누설 인덕터 L_{lk} , 변압기의 자화 인덕터 L_m 을 공진 요소로 이용하는 공진형 컨버터로서, 1차 측 스위치의 ZVS 및 2차 측 다이오드의 ZCS를 보장하기 때문에 시스템 효율이 우수하다는 장점을 갖는다. LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 경우 제어 가능한 출력 전압의 범위가 넓지 않기 때문에 2단 방식으로 벅 컨버터를 연결하여 넓은 출력 전압 범위를 제어할 수 있도록 하였다. 벅 컨버터의 경우 소프트 스위칭이 아닌 하드 스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실이 크다는 단점이 있다. 벅 컨버터의 스위칭 손실을 저감하기 위해 스위칭 구간에서 에너지 손실이 적은 SiC MOSFET을 사용하여 고효율을 달성할 수 있도록 하였다.

LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터에 벅 컨버터를 연결한 2단 방식의 DC-DC 컨버터의 사양은 표 3과 같으며, 1단 방식과 비교했을 때 스너버 회로가 필요하지 않다는 장점이 있다. 1단 방식과 마찬가지로 변압기 1차 측의 스위치로 1200 V / 300 A 정격의 Infineon사의 FF300R12KT4 IGBT 소자를 사용하였으며, 변압기 2차 측 정류단의 다이오드로 1200 V / 300 A 정격의 IXYS사의 MEE250-012DA 소자를 사용하였다. 2단 방식으로 연결된 벅 컨버터의 스위치로 SiC MOSFET 소자를 사용하였으며, 일반적으로 SiC

표 3 LLC 공진형 풀브릿지 및 벅 컨버터의 시스템 사양
Table 3 LLC resonant full-bridge DC-DC converter and buck converter system parameters

| LLC resonant full-bridge DC-DC converter and buck converter | | |
|---|-------------|-------------|
| Rated power | 50 kW | |
| V_{DC} | 650 V | |
| V_{LLC} | 536 V | |
| V_o | 450 V | |
| I_o | 110 A | |
| L_o | 150 μ H | |
| C_r | 6 μ F | |
| f_s | 15 kHz | |
| f_r | 16.3 kHz | |
| Transformer | N_p | 15 |
| | N_s | 12 |
| | L_{lk} | 8 μ H |
| | L_m | 350 μ H |

MOSFET 소자의 전류 정격이 110 A 정도의 출력 전류를 갖는 분 급속 충전기 사양에 맞지 않기 때문에 1200 V / 120 A 정격을 갖는 Rohm사의 BSM120D12P2C005 SiC MOSFET 소자 2개를 병렬로 연결하여 사용하였다. 1단 방식과 마찬가지로 IGBT와 다이오드, MOSFET과 같은 전력 반도체 소자들은 소자 온도에 따라 다른 특성을 나타내기 때문에 소자의 온도가 125 °C 일 때의 파라미터 값들을 반영하여 손실 분석을 진행하였다.

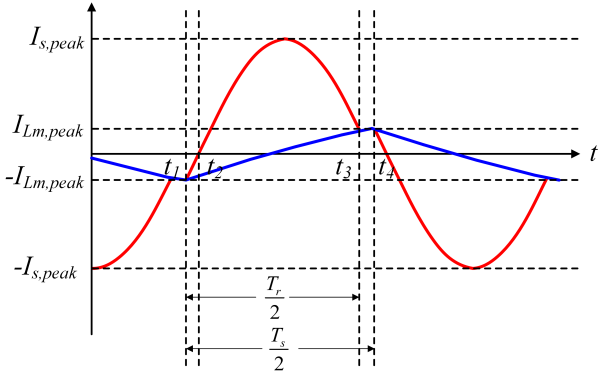


그림 4 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터 변압기 1차 측 전류의 파형

Fig. 4 The primary current waveform of LLC resonant full-bridge DC-DC converter

3.2. 회로의 손실 분석

2단 방식 DC-DC 컨버터의 손실은 크게 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터에서 발생하는 손실과 벽 컨버터에서 발생하는 손실로 나눌 수 있다. 또한 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터에서 발생하는 손실은 크게 IGBT에서 발생하는 손실, 정류단 다이오드에서 발생하는 손실로 구분할 수 있으며, 벽 컨버터에서 발생하는 손실은 SiC MOSFET에서 발생하는 손실과 다이오드에서 발생하는 손실로 구분할 수 있다.

3.2.1. LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터

LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 IGBT에서 발생하는 전도 손실은 식 (1), 식 (2)에서와 마찬가지로 계산할 수 있다. LLC 공진형 컨버터 역시 ZVS를 통한 소프트 스위칭이 보장되기 때문에 스위칭 손실을 고려하지 않고 전도 손실만을 고려하여 손실을 분석하였다. 전도 손실을 계산하기 위해 소자에 흐르는 전류 파형에 관한 상세한 정보를 알아야하며, 그림 4에 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터의 변압기 1차 측 전류의 반주기 파형을 나타내었다. LLC 공진형 풀브릿지 컨버터의 동작 특성으로부터 변압기 1차 측 각 스위치로 흐르는 전류를 구분할 수 있다[9]. t_1 에서 t_2 까지 S_1 과 S_4 IGBT의 환류 다이오드로 전류가 흐르며, t_2 에서 t_4 까지 S_1 과 S_4 IGBT의 트랜지스터로 전류가 흐르게 된다. 나머지 반주기에서도 이와 유사하게 S_2 와 S_3 IGBT로 전류

가 흐르게 된다. 이때 t_2 에서 t_3 까지 흐르는 전류는 공진 전류 i_r 와 자화 전류 i_{L_m} 의 합이며, 공진이 끝난 t_3 에서 t_4 까지의 전류는 자화 인덕터 L_m 으로 흐르는 자화 전류 i_{L_m} 와 같다. 따라서 IGBT 트랜지스터에 흐르는 t_2 에서 t_3 구간까지의 전류는 식 (21)과 같이 정리할 수 있다.

$$i_s(t) = \sqrt{\left(\frac{N_p}{N_s} \frac{V_{LLC}}{4 \cdot L_m \cdot f_r}\right)^2 + \left(\frac{N_s}{N_p} \frac{\pi \cdot I_o \cdot f_r}{2 \cdot f_s}\right)^2} \sin[2\pi f_r t + \phi] \quad (21)$$

여기서 ϕ 는 $\phi = \tan^{-1}\left(-\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \frac{R_L \cdot f_s}{\omega_r \cdot L_m \cdot f_r}\right)$ 과 같이 계산할 수 있으며, f_r 은 공진 주파수를 의미한다. 또한 t_3 부터 t_4 구간은 비교적 짧은 구간이기 때문에 t_3 에서 t_4 구간까지의 전류 전류는 식 (22)와 같이 근사 화할 수 있다.

$$i_s(t) \approx i_{L_m,peak} \approx \frac{N_p}{N_s} \frac{V_{LLC}}{4 \cdot L_m \cdot f_r} \quad (22)$$

식 (21)로부터 스위치 전류의 최댓값을 식 (23)과 같이 나타낼 수 있으며, 자화 인덕터 전류의 기울기 m_{L_m} 를 출력 전압 V_{LLC} 와 자화 인덕턴스의 크기로부터 식 (24)와 같이 정리할 수 있다.

$$i_{s,peak} = \sqrt{\left(\frac{N_p}{N_s} \frac{V_{LLC}}{4 \cdot L_m \cdot f_r}\right)^2 + \left(\frac{N_s}{N_p} \frac{\pi \cdot I_o \cdot f_r}{2 \cdot f_s}\right)^2} \quad (23)$$

$$m_{L_m} = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_{LLC}}{L_m} \quad (24)$$

t_1 에서 t_2 까지 IGBT의 환류 다이오드를 통해 전류가 흐르게 되는데, 이 구간은 비교적 짧은 구간이기 때문에 사인 파형의 기울기 근사 화에 의해 t_1 에서 t_2 사이의 전류 기울기 (m_{t1})를 식 (25)처럼 근사 화하여 나타낼 수 있다.

$$m_{t1} \approx i_{s,peak} \cdot \omega_r \quad (25)$$

계산된 값들과 식 (1)과 식 (2)를 통해서 IGBT의 트랜지스터와 환류 다이오드의 전도 손실을 계산할 수 있다. 트랜지스터의 전도 손실을 식 (26)에 나타내며, 환류 다이오드의 전도 손실을 식 (27)에 나타내었다.

$$P_{T,IGBT} = V_{CE,sat} \cdot f_s \cdot \int_{t_2}^{t_4} i_s(t) \cdot dt \quad (26)$$

$$= V_{CE,sat} \cdot f_s \cdot \int_{t_2}^{t_4} i_{s,peak} \cdot \sin(2\pi f_r t) \cdot dt + \frac{V_{CE,sat} \cdot f_s \cdot m_{t1} \cdot (t_4 - t_3)^2}{2}$$

$$\approx V_{CE,sat} \frac{f_s}{f_r} \frac{i_{s,peak}}{\pi} + \frac{V_{CE,sat} \cdot f_s \cdot m_{t1} \cdot (t_4 - t_3)^2}{2}$$

$$P_{FWD} = \frac{V_{FWD} \cdot f_s \cdot m_{t1} \cdot (t_2 - t_1)^2}{2} \quad (27)$$

식 (23)과 변압기 턴수 비로부터 정류단 다이오드에 흐르는 전류의 최대값을 식 (28)과 같이 계산할 수 있으며, 공진 구간에서 다이오드의 전류를 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{D,peak} = \frac{N_p}{N_s} \cdot i_{s,peak} \quad (28)$$

$$i_D(t) = i_{D,peak} \cdot \sin[2\pi f_r t + \phi] \quad (29)$$

식 (29)의 다이오드 전류 적분과 다이오드 온 드롭 V_{RD} 을 곱해줌으로써 정류단 다이오드의 손실을 식 (30)과 같이 정리할 수 있다.

$$P_{rect} = 4 \cdot \left(V_{RD} \cdot \frac{f_s}{f_r} \cdot \frac{i_{D,peak}}{\pi} \right) \quad (30)$$

따라서 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터에서 발생하는 손실을 식 (31)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{LLC} = 4(P_{T,IGBT} + P_{FWD}) + P_{rect} \quad (31)$$

3.2.2. 벽 컨버터

2단 방식으로 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터에 연결되어있는 벽 컨버터에서 발생하는 손실은 크게 SiC MOSFET에서 발생하는 손실과 다이오드에서 발생하는 손실로 구분할 수 있다.

벽 컨버터의 스위치는 하드 스위칭하기 때문에 전도 손실과 더불어 스위칭 손실이 나타난다. 먼저 SiC MOSFET에서 발생하는 전도 손실은 도통 저항 $R_{DS(on)}$ 과 소자에 흐르는 전류 i_D 에 의해 식 (32)와 같이 계산할 수 있다.

$$P_{T,FET} = v_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t) \quad (32)$$

벽 컨버터의 출력 전류 I_o 와 벽 컨버터의 듀티 D 의 관계에 의해 식 (32)는 식 (33)과 같이 정리할 수 있으며, 소자가 N 개 병렬로 연결되어 있을 경우 출력 전류의 평균값으로부터 소자 1개의 전도 손실을 식 (34)와 같이 정리할 수 있게 된다.

$$P_{T,FET} = f_s \cdot \int R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t) \cdot dt = R_{DS(on)} \cdot I_o^2 \cdot D \quad (33)$$

$$P_{T,FET} = (R_{DS(on)}) \cdot \left(\frac{I_o}{N} \right)^2 \cdot D \quad (34)$$

이때, 트랜지스터의 도통 저항 $R_{DS(on)}$ 은 소자의 온도에 따라 변하게 되는데 식 (35)와 같은 관계를 따르며, 이 값은 소자의 데이터시트에서 확인할 수 있다.

$$R_{DS(on)}(T_j) = R_{DS(on),MAX}(25^\circ C) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100} \right)^{T_j - 25^\circ C} \quad (35)$$

다음으로 SiC MOSFET의 스위칭 손실은 턴 온 구간의 에너지 손실 $E_{on,FET}$ 과 턴 오프 구간의 에너지 손실 $E_{off,FET}$

을 통해 계산 가능하며, 식 (36)과 식 (37)과 같다.

$$E_{on,FET} = \int_0^{t_{ri} + t_{fv}} v_{DS}(t) \cdot i_D(t) \cdot dt \quad (36)$$

$$= V_{DS} \cdot \left(\frac{I_{D(on)}}{N} \right) \cdot \frac{(t_{ri} + t_{fv})}{2} + Q_{rr} \cdot V_{DS}$$

$$E_{off,FET} = \int_0^{t_{rv} + t_{fi}} v_{DS}(t) \cdot i_D(t) \cdot dt \quad (37)$$

$$= V_{DS} \cdot \left(\frac{I_{D(off)}}{N} \right) \cdot \frac{(t_{rv} + t_{fi})}{2}$$

여기서 t_{ri} 와 t_{fv} 는 각각 턴 온 시 전류의 상승 시간과 전압의 하강 시간을 나타내며, t_{rv} 와 t_{fi} 는 각각 턴 오프 시 전압의 상승 시간과 전류의 하강 시간을 나타낸다. 또한 $I_{D(on)}$ 과 $I_{D(off)}$ 는 각각 턴 온과 턴 오프 시의 전류의 평균값을 나타내며, V_{DS} 는 소자 양단의 전압을 나타낸다. 식 (36)과 식 (37)에서 정리한 에너지 손실은 제조사에서 제공하는 데이터시트에서도 확인할 수 있다. 턴 온과 턴 오프 구간의 에너지 손실과 스위칭 주파수의 곱을 통해 SiC MOSFET 소자 1개에서 발생하는 턴 온 스위칭 손실과 턴 오프 스위칭 손실을 식 (38)과 식 (39)로 정리할 수 있다.

$$P_{on,FET} = E_{on,FET} \cdot f_s \quad (38)$$

$$P_{off,FET} = E_{off,FET} \cdot f_s \quad (39)$$

식 (32)와 식 (38), 식 (39)를 정리하면 N 개 병렬 연결된 SiC MOSFET에서 발생하는 총 손실을 식 (40)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{FET} = N \cdot (P_{T,FET} + P_{on,FET} + P_{off,FET}) \quad (40)$$

N 개가 병렬 연결된 벽 컨버터의 다이오드 1개에서 발생하는 전도 손실은 벽 컨버터 듀티와 각 다이오드에 흐르는 평균 전류 I_F/N , 다이오드 온 드롭 V_F 으로부터 식 (41)과 같이 계산할 수 있다.

$$P_{T,D} = V_F \cdot f_s \cdot \int I_F(t) \cdot dt = V_F \cdot \left(\frac{I_F}{N} \right) \cdot D \quad (41)$$

다이오드의 턴 오프 구간에서의 에너지 손실은 다이오드의 역회복 특성으로 인해 식 (42)와 같이 나타낼 수 있으며, 턴 온 구간에서의 에너지 손실은 무시할 정도로 작다.

$$E_{off,D} = E_{rr} = \frac{Q_{rr} \cdot V_{Drr}}{4} \quad (42)$$

여기서 Q_{rr} 은 역회복 전하량을 나타내며, V_{Drr} 은 역 저지 전압을 나타낸다. 역회복 전하량과 관련된 내용은 소자의 데이터시트에서 참고하여 계산이 가능하다. 식 (42)를 통해 정리한 에너지 손실은 제조사에서 제공하는 데이터시트에서도 E_{rr} 값으로 확인할 수 있다. 따라서 벽 컨버터 다이오드 1개에서 발생하는 스위칭 손실은 식 (43)과 같이 나타낼 수 있으며, N 개가 병렬 연결된 벽 컨버터의 다이오드 전체에서

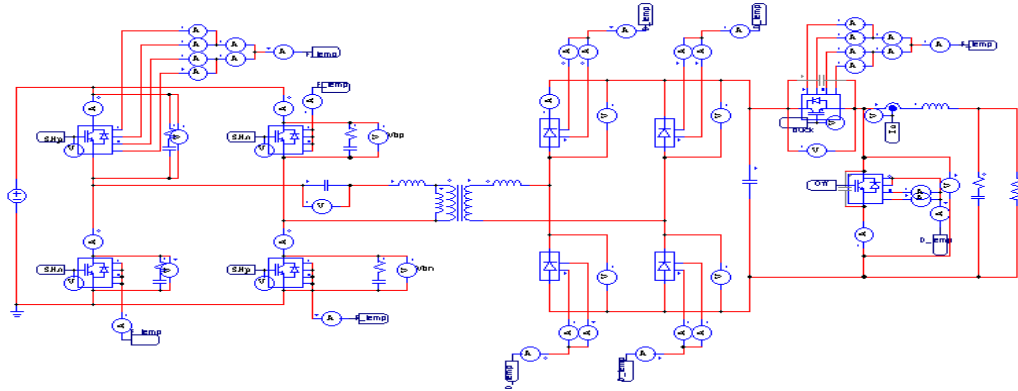


그림 6 LLC 공진형 DC-DC 컨버터 및 벅 컨버터 PSIM 회로도
 Fig. 6 LLC resonant full-bridge DC/DC converter and buck converter PSIM schematic

표 5 위상 천이 풀브릿지 DC-DC 컨버터 손실 비교
 Table 5 Phase-shift full-bridge DC-DC converter power loss comparison with simulation

| Phase-shift full-bridge DC-DC converter power loss calculation | | | |
|--|-----------------|--------------------|-------------------|
| | | Calculation result | Simulation result |
| Primary side IGBT transistor (Leg A) | Conduction loss | 49.34 W | 48.31 W |
| | Switching loss | 0 W | 3.27 W |
| Primary side IGBT freewheeling diode (Leg A) | Conduction loss | 4.6 W | 3.55 W |
| | Switching loss | 0 W | 0 W |
| Primary side IGBT transistor (Leg B) | Conduction loss | 53.57 W | 51.62 W |
| | Switching loss | 0 W | 6.03 W |
| Primary side IGBT freewheeling diode (Leg B) | Conduction loss | 1.22 W | 0.6 W |
| | Switching loss | 0 W | 0 W |
| Rectifier Diodes | Conduction loss | 306.67 W | 295.76 W |
| | Switching loss | 0 W | 0 W |
| RC snubbers loss | | 264.063 W | 278.4 W |
| Total loss | | 788.19 W | 800.89 W |

표 6 LLC 공진형 풀브릿지 DC-DC 컨버터 및 벅 컨버터 손실 비교
 Table 6 LLC resonant full-bridge DC/DC converter and buck converter power loss comparison with simulation

| LLC resonant full-bridge DC/DC converter and buck converter power loss calculation | | | | |
|--|--------------------------------------|--------------------|-------------------|----------|
| | | Calculation result | Simulation result | |
| LLC resonant full-bridge DC-DC converter | Primary side IGBT transistor | Conduction loss | 48.4 W | 50.09 W |
| | | Switching loss | 0 W | 0.45 W |
| | Primary side IGBT freewheeling diode | Conduction loss | 0.93 W | 0.35 W |
| | | Switching loss | 0 W | 0 W |
| | Rectifier Diodes | Conduction loss | 256.6 W | 259.08 W |
| | | Switching loss | 0 W | 0 W |
| Buck converter | SiC MOSFET | Conduction loss | 125.91 W | 125.02 W |
| | | Switching loss | 79.5 W | 78.12 W |
| | Diode | Conduction loss | 19.6 W | 24.65 W |
| | | Switching loss | 5.11 W | 2.17 W |
| Total loss | | 684 W | 692.6 W | |

5. 결 론

본 논문에서는 50 kW 정격, 50~450 V의 넓은 가변 범위의 충전 전압을 공급할 수 있는 전기 자동차 급속 충전기의 고효율 달성을 위해 1단 방식의 DC-DC 컨버터와 2단 방식의 DC-DC 컨버터의 손실을 분석하였다.

분석 결과와 시뮬레이션 결과 모두 2단 방식의 DC-DC 컨버터가 1단 방식의 DC-DC 컨버터에 비해 적은 손실이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 1단 방식의 DC-DC 컨버터의 경우 정류단 다이오드의 서지 전압을 저감시키기 위해 구성된 스너버 회로와 정류단 다이오드에서 큰 손실이 발생하여, SiC MOSFET을 사용하여 백 컨버터의 스위칭 손실을 줄인 2단 방식의 DC-DC 컨버터에 비해 큰 손실이 발생했다. 본문에서 비교한 1단 방식 및 2단 방식의 DC-DC 컨버터의 손실 분석의 타당성은 PSIM 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

감사의 글

본 연구는 2012년도 지식경제부의 재원으로 한국 에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20122020100050)

References

[1] H. G. Jeong, and K. B. Lee, "A controller design of quick chargers with a current offset compensator." in Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), pp. 695 - 699, Oct. 2012.

[2] Y. C. Chuang, "High-efficiency ZCS buck converter for rechargeable batteries," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2463 - 2472, Jul. 2010.

[3] P. A. Cassani, and S. S. Williamson, "Design, testing, and validation of a simplified control scheme for a novel plug-in hybrid electric vehicle battery cell equalizer," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, pp. 3956 - 3962, Dec. 2010.

[4] H. J. Chiu, L. W. Lin, P. L. Pan, and M. H. Tseng, "A Novel Rapid Charger for Lead-Acid Batteries With Energy Reconvry," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 21, no. 3, May 2006.

[5] H. G. Jeong, and K. B. Lee, "Controller design for a quick charger system suitable for electric vehicles," Journal of Electrical Engineering & Technology, vol.8, no. 5, pp. 1122 - 1130, August 2013

[6] T. Mishima, K. Akamatsu, and Mutsuo Nakaoka, "A high frequency-link secondary-side phase-shifted full-range soft-switching PWM dc-dc converter with ZCS active rectifier for EV battery chargers," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 12, pp. 5758 - 5773, Dec. 2013

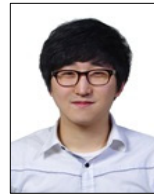
[7] M. Uslu, "Analysis, design, and implementation of a

5 kw zero voltage switching phase-shifted full-bridge dc/dc converter based power supply for arc welding machines," Master's thesis, Middle East Technical University, November 2006.

[8] C. P. Todd, "Snubber circuits: Theory, design and application," in Unitrode-Power Supply Design Seminar, 1993.

[9] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end dc/dc conversion," in Proc. IEEE APEC, pp. 1108 - 1112, 2002.

저 자 소 개



김 대 중 (金大中)

2014년 아주대 전자공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사 과정
E-mail : maru142@ajou.ac.kr



박 진 혁 (朴珍赫)

2013년 아주대 전자공학부 졸업. 현재 아주대 전자공학과 석사 과정
E-mail : powerword@ajou.ac.kr



이 교 범 (李敎範)

1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년, Aalborg 대학교 에너지기술학과(덴마크). 2006년~2007년 전북대 전기공학과 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학부 교수.
E-mail : kyl@ajou.ac.kr