

전력 변환 장치 효율 개선을 위한 손실 분석 연구

김민국¹, 우동균¹, 이병국¹, 김남준², 김종수[†]

Loss Analysis of Power Conversion Equipment for Efficiency Improvement

Min-Kook Kim¹, Dong-Gyun Woo¹, Byoung-Kuk Lee¹, Nam-Jun Kim², and Jong-Soo Kim[†]

Abstract - This paper suggests loss analysis and calculation methods for efficiency improvement of power conversion equipment in detail. The detailed loss analysis and calculation has been conducted for 3.3kW On-board Battery Charger considering temperature condition. The validity of the analysis and calculation method is verified by simulation model.

Keywords: loss analysis, loss calculation, efficiency improvement, EV charger, on-board battery charger

1. 서 론

최근 심화되고 있는 전력난으로 인하여 하절기, 동절기에는 에너지 절약에 대한 요구가 강해지고 있다. 이에 따라 기존 시스템의 효율 향상이 절실한 상황이다. 시스템 효율 향상을 위해서는 시스템의 손실 분포 파악이 필수적이다. 이를 위하여 다양한 전력 변환 장치 시스템을 대상으로 하여 손실 분석이 진행되어 왔다. 기존 논문들은 특정 소자나 시스템의 특정 부분만을 대상으로 손실 분석 및 계산이 이루어졌다는 한계점을 가지는데, 정확한 손실 계산과 효율 개선을 위해서는 전체 시스템에 대한 분석이 필요하다.

본 논문에서는 3.3kW On-board Battery Charger (OBC)를 대상으로 하여 손실 분석 및 계산을 진행한다. 손실 분석의 대상은 시스템을 구성하고 있는 Diode, MOSFET과 같은 전력반도체 소자뿐만 아니라, 인덕터, 커패시터와 같은 수동소자, 트랜스포머 등의 핵심 부품들이며, 이 소자들에 대하여 상세한 손실 분석 및 계산 기법을 설명하였다. 손실 계산시 온도 조건을 고려하였으며, 데이터시트에서 제공하는 온도에 따른 그래프를 최대한 반영하였다.

논문의 구성은 다음과 같다. 본문 2에서는 분석 모델

의 구성 및 시스템 사양을 소개하고, 본문 3에서는 각 소자별 손실 분석을 위한 이론 및 계산 과정을 서술하며, 실제로 사용된 소자들의 손실을 계산한다. 본문 4에서는 본문 3에서 계산된 손실값과 PSIM Thermal Module을 이용한 시뮬레이션 손실값을 비교한다. 마지막으로 결론에서 본문의 내용을 정리한다.

2. 분석 모델의 회로 및 사양

본 논문에서는 손실 분석 및 계산 결과를 검증하기 위하여 OBC 시스템을 활용한다. Fig 1은 OBC 시스템 구성도이고, 시스템 파라미터는 Table 1과 같다. OBC는 크게 다이오드 정류회로와 부스트 컨버터로 구성된 Boost PFC 컨버터부와 공진탱크, 풀브리지 인버터, 트랜스포머, 다이오드 정류회로로 구성된 부하 직렬 공진형 DC-DC 컨버터 (Series-Loaded Resonant DC-DC Converter, SRC)부로 구성된다.

논문에서 분석하게 될 OBC의 역률 보상 회로 (Power factor correction, PFC)는 다양한 방식 중, EMI 필터의 최소 설계가 가능하고, 상대적으로 낮은 실효 전류를 가지며, 최소의 부품으로 구현이 가능한 단일 CCM 부스트 컨버터를 적용하였다. OBC는 EV 또는 PHEV의 특성상 DC-DC 컨버터의 수동소자 크기를 줄이기 위하여 스위칭 주파수를 증가시켜야 한다. 이로 인해 발생하는 스위칭 손실의 저감을 위하여 영전압 스위칭 (Zero Voltage Switching, ZVS)이 가능한 공진형 컨버터가 고려되며, 이중 ZVS 확보와 제어가 용이하고 최소의 부품으로 구성이 가능한 부하 직렬 공진형 DC-DC 컨버터를 선택하였다^[1].

Paper number: TKPE-2014-19-1-11

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

[†] Corresponding author: jskim2@daejin.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Daejin University

Tel: +82-31-539-1916 Fax: +82-31-539-1910

¹ Dept. of Electrical Eng., Sungkyunkwan University

² Dept. of Electrical Eng., Daejin University

Manuscript received Nov. 8, 2013; accepted Dec. 24, 2013

Table 1 On-board battery charger system parameters

Parameter	Value	Unit	Parameter	Value	Unit
Boost PFC Converter			Series-Loaded DC-DC Converter		
$V_{in,rms}$	220	[V]	V_{dc}	380	[V]
$V_{in,peak}$	311	[V]	V_{out}	400	[V]
V_{dc}	380	[V]	I_{in}	8.68	[A]
$I_{in,avg}$	13.5	[A]	I_{out}	8.25	[A]
$I_{in,rms}$	15	[A]	P_{out}	3.3	[kW]
I_{out}	8.68	[A]	f_{sw}	87.8	[kHz]
L_{PFC}	280	[μ H]	R_L	48.48	[Ω]
C_{in}	7.8	[μ F]	$R_{L,ac}$	21.01	[Ω]
$C_{dc,link}$	1410	[μ F]	Resonant Tank		
f_{sw}	40	[kHz]	L_r	75	[μ H]
Transformer			C_r	66	[nF]
Turns Ratio	19:26				

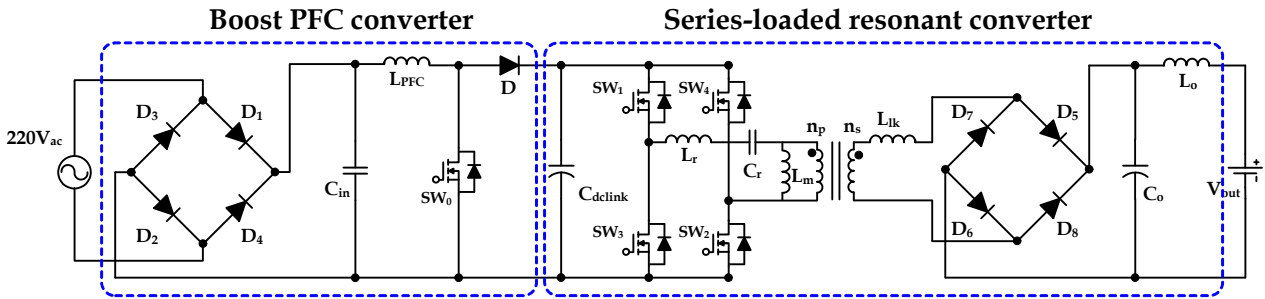


Fig. 1 3.3kW On-board battery charger system schematic

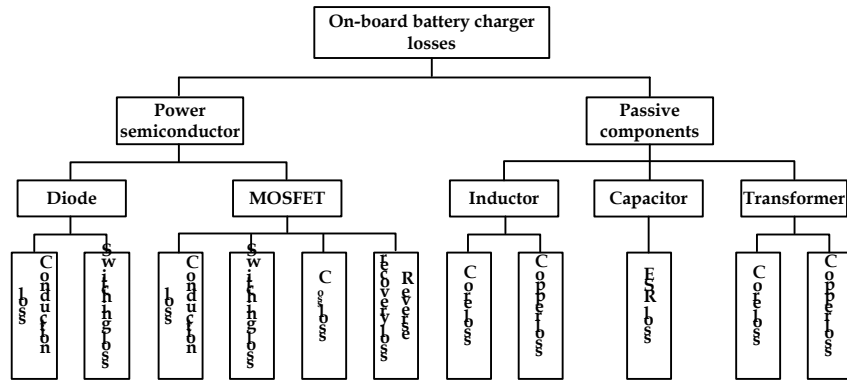


Fig. 2 Loss distribution of On-Board Battery Charger

다이오드, MOSFET과 같은 전력 반도체 소자와 자성 소자들은 온도에 따라 다른 특성을 나타낸다. 따라서 손실 분석을 위하여 최대 손실 조건에서의 실제 접합부 온도 (Virtual junction temperature, T_{vj})를 설정한 후 손실 분석을 진행하였다. 데이터 시트에서 제공하는 T_{vj} 값은 특정 온도 (eg. 25 $^{\circ}$ C, 100 $^{\circ}$ C, 125 $^{\circ}$ C)를 나타내기 때문에 데이터 시트에서 원하는 온도 조건의 자료를 제공하지 않는 경우 선형성을 이용하여 설정한 T_{vj} 에서의 값을 구하였다. 본 논문에서는 최대 손실 조건일 때의

주변 온도 조건 (65 $^{\circ}$ C)을 반영하고, 전력반도체 소자들의 동작 한계 온도인 125 $^{\circ}$ C에서 마진을 둔 100 $^{\circ}$ C로 T_{vj} 를 설정하였다.

3. 전력 반도체, 수동 소자의 손실 분석

Fig 2는 OBC의 손실 분포를 블록화 하여 나타낸 것이며, 해당 손실 성분들을 본 절에서 상세히 분석하고 계산 방법을 소개할 것이다.

3.1 Diode

다이오드의 손실은 크게 도통 손실 (Conduction loss, $P_{Diode,cond}$)과 역회복 손실 (Reverse recovery loss, $P_{Diode,rev}$)로 구분할 수 있다. 도통 손실은 다이오드가 순방향 도통하는 동안 다이오드에서 소비되는 전력이며 수식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{Diode,cond} = V_{TH} \cdot I_{F,avg} + R_D \cdot I_{F,rms}^2 \quad (1)$$

V_F 와 R_d 는 T_{vj} 값에 의존적이며 이를 그래프로 나타내면 Fig 3과 같다. 그림에서 보는 바와 같이, I_F 와 T_{vj} 값에 의해 결정되는 두 개의 V_F 점을 알고 있을 때, 두 점 사이의 기울기는 $1/R_D$ 이며, V_{TH} 값은 두 개의 V_F 지점을 연결하여 접선을 그었을 때 I_F 가 0과 만날 때의 V_F 값을 나타낸다^[2].

다이오드의 역회복 손실은 크게 턴온 동작으로 인한 손실과 턴오프 동작으로 인한 손실로 구분할 수 있다. 턴온 동작으로 인한 역회복 손실은 최대 순방향 전압 (Peak forward voltage, V_{FP})과 순방향 역회복 시간 (Forward reverse recovery time, t_{fr})으로 결정된다. 턴온 동작으로 인한 손실은 시간에 따른 순방향 전류의 변화율 (dI_F/dt)에 의해 결정되며 t_{fr} 이 보통 ns 수준의 매우 짧은 시간이므로 턴온 동작으로 인한 손실은 무시할 정도로 작다^[3].

다이오드의 턴오프 동작으로 인한 손실은 일시적이지만 스위칭 주파수에 따라서 반복적이다. 이것은 스파이크 전압, 고주파 스위칭으로 인한 노이즈와 무시할 수 없을 정도의 스위칭 손실을 일으킨다. 다이오드가 순방향 도통되어 있다가 역방향 바이어스 되면 역전압이 걸

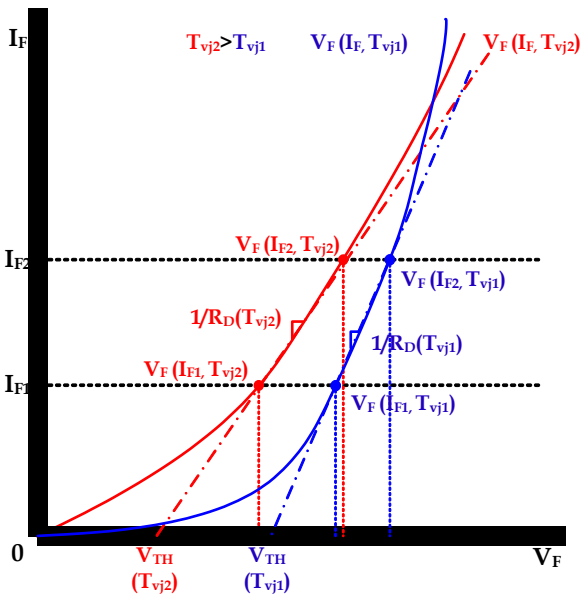


Fig. 3 V_F , V_{TH} values according to T_{vj}, I_F ^[2]

리게 되고 이때 PN 접합의 소수 캐리어들의 이동으로 인하여 캐소드에서 애노드로 전류가 흘러 손실이 발생한다. 이 경우 스파이크 전압에 의한 소자의 소손을 방지하기 위하여 최대 역회복 전압 (Maximum reverse recovery voltage, V_{RRM})이 마진을 가지고 설정되어야 한다^[4]. 이것을 보호 밴드 (Guard band)라고 하며, 통상 최대 전압이 V_{RRM} 의 80%를 초과하지 않도록 한다. 다이오드 역회복 시의 전압 전류 양상은 Fig 4와 같다.

전류는 t_0 에서부터 감소하기 시작하여 t_1 에서 0 전류 값을 통과하게 되고, t_2 부터 다이오드에 역전압이 걸리기 시작한다. 전류는 t_2 이후에 최대 역회복 전류 (Maximum reverse recovery current, I_{RRM})값을 가지며, 이는 전류의 변화율 ($-dI_F/dt$)에 영향을 받는다. 전력 손실은 다이오드 양단에 인가되는 전압과 다이오드에 흐르는 전류의 곱이 음인 경우에 발생하므로, 전체 스위칭 시간 $t_R+t_A+t_B$ 중에서 t_B 구간만을 다이오드의 역회복으로 인한 손실로 계산한다. 데이터 시트 상에서 t_A+t_B 시간은 보통 t_{rr} (Reverse recovery time)로 표기한다. t_{rr} 은 t_1 부터 전류가 I_{RRM} 의 20%가 될 때까지의 시간을 의미하며 t_A 와 t_B 의 비율은 역회복 소프트 지수 (Reverse recovery softness factor, $RRSF$)로 나타낼 수 있다^[5]. t_B 구간 동안의 손실은 식 (2)와 같이 계산할 수 있다. 여기서 V_R 은 역회복 구간 동안 다이오드 양단에 인가되는 전압이다.

$$P_{Diode,reverse} = (V_R \cdot I_{RRM} \cdot t_B) / 6 \times f_{sw} \quad (2)$$

다이오드로 인한 전체 손실은 식 (3)과 같다.

$$P_{Diode,loss} = P_{Diode,cond} + P_{Diode,reverse} = V_{TH} \cdot I_{F,avg} + R_D \cdot I_{F,rms}^2 + (V_R \cdot I_{RRM} \cdot t_B) / 6 \times f_{sw} \quad (3)$$

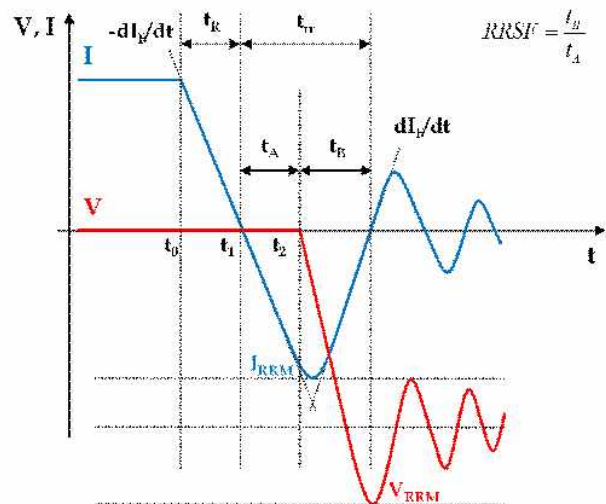


Fig. 4 Reverse recovery characteristics of diode^[4]

Boost PFC 컨버터의 교류-직류 변환 다이오드 정류 회로는 SHINDENGEN社의 LL25XB60 소자를 사용하였으며 4개의 다이오드로 구성되어 있다. 다이오드 도통 손실은 식 (1)에서 설명한 것과 같이 계산이 가능하며, V_{TH} , I_F , R_D 값은 데이터 시트를 통해 구할 수 있다. 소자의 V_F 값은 0.87V인데, 이는 I_F 값이 12.5A일 경우의 값이고, $V_F - I_F$ 곡선을 이용하여 I_F 가 입력전류 평균값인 13.5A일 때의 V_F 값을 찾아보면, 0.89V이다. 앞서 언급한 (V_F , I_F) 두 점을 이용하여 R_d 값을 구하면 11.4mΩ을 얻을 수 있다. 구해진 수치들을 이용하여 다이오드의 도통 손실을 구하면 아래의 식과 같다. 다이오드 정류회로에서 역회복 손실은 발생하지 않으므로 도통 손실에 대해서만 다룬다.

$$P_{Diode,cond} = (0.727 \times 6.75 + 11.4 \times 10^{-3} \times 10.933^2) \times 4 = 25.09[W]$$

Boost PFC 컨버터의 다이오드에는 IXYS社의 DSEI30-06A가 사용되었으며 손실은 다음과 같다.

$$P_{Diode,total} = (1.01 \times 8.68) + (11.5 \times 10^{-3} \times 12.5^2) + \frac{380 \times 7 \times 52.5 \times 10^{-9}}{6} \times 40000 = 11.49[W]$$

2차 측 다이오드 정류회로에는 IXYS社의 DSEI60-06A 소자를 사용하였으며 손실은 식 (3)을 이용하여 각 다이오드의 손실을 구하고, 다이오드의 수량 만큼을 곱하여 구할 수 있다.

$$P_{Diode,total} = (1.229 \times 4.125 + 7.5 \times 10^{-3} \times 11.67^2) \times 4 + \frac{400 \times 28 \times 37.5 \times 10^{-9}}{6} \times 87800 \times 4 = 48.95[W]$$

3.2 MOSFET

MOSFET에 의해 발생하는 손실은 크게 도통 손실 (Conduction loss, $P_{FET,cond}$), 스위칭 손실 (Switching loss, $P_{FET,sw}$), 드레인-소스 사이의 출력 기생 커패시터에 의한 손실 (Parasitic output capacitance loss, $P_{FET,C_{oss}}$), 차단 손실 (Blocking loss, $P_{FET,B}$)의 4가지로 나누어 생각할 수 있다. 이중 차단 손실은 무시할 정도로 작으므로 고려하지 않는다.

Power MOSFET의 도통 손실은 온상태 드레인-소스 저항 ($R_{DS(on)}$)을 이용한 MOSFET 근사를 통해서 계산될 수 있다. 이때 드레인-소스 전압은 식 (4)와 같다.

$$V_{DS}(i_D) = R_{DS(on)}(i_D) \cdot i_D \quad (4)$$

특정 접합부 온도 ($T_{vj}=100^\circ\text{C}$)에서 드레인 전류 (i_D)에 따른 $R_{DS(on)}$ 과의 관계는 Fig 5와 같으며, $R_{DS(on)}$ 은 게이트-소스 전압 (V_{GS})에 의한 영향을 받음을 알 수 있다. 이때 MOSFET의 순시 전력 도통 손실 값은 식 (5)와 같다.

$$P_{FET,cond}(t) = V_{DS}(t) \cdot i_D(t) = R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t) \quad (5)$$

식 (5)에서 얻어진 순시 도통 전력 손실 값을 스위칭 주기에 대하여 적분하면 MOSFET 도통 손실의 평균값은 식 (6)과 같다.

$$P_{FET,cond} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (R_{DS(on)} \cdot i_D^2(t)) dt = R_{DS(on)} \cdot I_{D_{rms}}^2 \quad (6)$$

이러한 MOSFET의 도통 손실은 FET 접합 온도 (T_{vj})에 따라 변하므로 정확한 손실 분석을 위해서는 이에 대한 고려가 반드시 필요하다. $R_{DS(on)}$ 값을 구하기 위한 수식은 식 (7)과 같다.

$$R_{DS(on)}(T_{vj}) = R_{DS(on)max}(25^\circ\text{C}) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_{vj}-25^\circ\text{C}} \quad (7)$$

위 식에서 $R_{DS(on)max}$ 는 25°C 에서 $R_{DS(on)}$ 의 최대값이며, 데이터시트에서 확인 가능하다. 온도 계수 α 는 접합 온도에 따른 $R_{DS(on)}$ 두 점 (T_{vj1} , $R_{DS1(on)}$), (T_{vj2} , $R_{DS2(on)}$)의 값을 식(7)에 대입하여 구할 수 있다.^[6]

MOSFET의 스위칭 손실은 스위치의 턴온/턴오프 과도 상태에서의 드레인-소스 전압 (V_{DS})과 드레인 전류

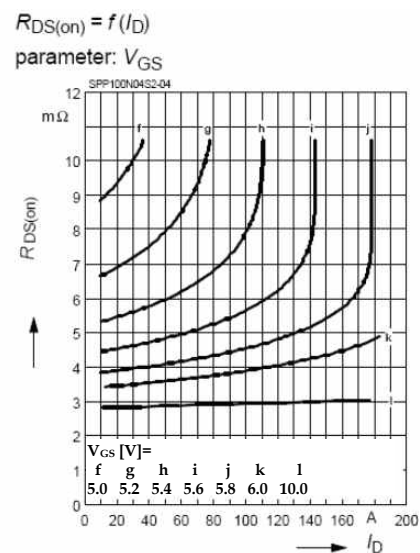


Fig. 5 $R_{DS(on)}$ curves according to T_{vj} ^[6]

(I_D)의 교차에 의한 성분, 역병렬 다이오드의 역회복 전하 (Q_{rr})와 역방향 회복시간 (t_{rr})에 의한 성분으로 나눌 수 있다. V_{DS} 와 I_D 의 교차에 의한 손실 성분은 크게 턴온 구간에서 발생하는 손실 (E_{on})과 턴오프 구간에서 발생하는 손실 (E_{off})로 구분할 수 있다. 파워 MOSFET의 턴온 구간 동안의 에너지 손실은 역회복 과정을 고려하지 않았을 때의 에너지 손실 (E_{onM})과 역병렬 다이오드의 역회복 특성으로 인한 손실(E_{onMrr})을 합한 것과 같다. 이때의 손실은 전류 상승 시간 (tri)과 전압 하강 시간 (tfv) 동안을 계산하며, 파워 MOSFET의 턴오프 구간 동안의 에너지 손실은 식 (9)와 같다.

$$E_{FET(on)} = \int_0^{tri+tfv} V_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = E_{onM} + E_{onMrr} \quad (8)$$

$$= V_{DS} \cdot I_{D(on)} \cdot (tri + tfv) / 2 + Q_{rr} \cdot V_{DS}$$

$$E_{FET(off)} = \int_0^{trv+tfi} V_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = V_{DD} \cdot I_{D(off)} \cdot (trv + tfi) / 2 \quad (9)$$

MOSFET의 역병렬 다이오드에 흐르는 전류의 최대치와 다이오드의 역회복으로 인한 에너지 손실은 식 (10), (11)과 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$I_{Frr(peak)} = (2 \cdot Q_{rr}) / t_{rr} \quad (10)$$

$$E_{FET,Diode(on)} = \int_0^{trv+tf} V_D(t) \cdot i_D(t) dt \approx E_{onMrr} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_{D_{rr}} \quad (11)$$

이때 $V_{D_{rr}}$ 은 역병렬 다이오드가 턴온 시에 다이오드 양단에 인가되는 전압이며, 최악의 경우에는 V_{DS} 의 크기와 같다. 손실 계산 시에 역병렬 다이오드의 턴오프 손실 ($E_{FET,Diode(off)}$)은 무시한다. MOSFET의 드레인-소스 사이의 출력 기생 커패시터에 의한 손실($P_{FET,Coss}$)은 식 (12)와 같다.

$$P_{FET,Coss} = (C_{oss} \cdot V_{in}^2) / 2 \times tri \quad (12)$$

MOSFET에서 발생하는 전체 손실은 앞서 언급한 바와 같이, MOSFET의 도통 손실, 스위칭 턴온/턴오프 손실, 역병렬 다이오드 손실, 출력 기생 커패시터에 의한 손실로 구성되며 식 (13)과 같다.

$$P_{MOSFET} = P_{FET,cond} + P_{FET(on/off)} + P_{FET,Diode(on)} + P_{FET,Coss} \quad (13)$$

$$= R_{DS(on)} \cdot I_{D_{rms}}^2 + [(V_{DD} \cdot I_{D(on)} \cdot \frac{tri + tfv}{2}) + (V_{DD} \cdot I_{D(off)} \cdot \frac{trv + tfi}{2}) + (\frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_{D_{rr}})]$$

$$+ (\frac{C_{oss} \cdot V_m^2}{2}) \times tri] \times f_{sw}$$

Boost PFC 컨버터에 사용된 MOSFET 소자는 IXYS社의 IXFL82N60P이며 파라미터 값들을 대입하여 MOSFET의 손실 계산을 하면 아래와 같다. Boost PFC 컨버터 회로에서 MOSFET의 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르지 않으므로 역병렬 다이오드로 인한 손실은 제외한다.

$$P_{MOSFET} = P_{FET,cond} + P_{FET(on/off)} + P_{FET,Coss}$$

$$= 78 \times 10^{-3} \times 8.28^2 + [(380 \times 20.6 \times \frac{51 \times 10^{-9}}{2}) + (380 \times 25.0 \times \frac{103 \times 10^{-9}}{2}) + (\frac{1490 \times 10^{-12} \times 380^2}{2}) \times 51 \times 10^{-9}] \times 40000 = 33.68[W]$$

부하 직렬 공진형 컨버터의 풀브리지 인버터는 총 4개의 MOSFET으로 구성되며, 식 (13)을 이용하여 손실을 구할 수 있다. 풀브리지 인버터에 사용된 MOSFET 소자는 Infineon社의 SPW47N60C3이며 풀브리지 인버터는 ZVS 동작하므로 MOSFET의 턴온 스위칭 손실은 무시한다.

$$P_{MOSFET} = P_{FET,cond} + P_{FET(off)} + P_{FET,Diode(on)} + P_{FET,Coss}$$

$$= 0.07 \times 8.68^2 \times 4 + [(380 \times 17.73 \times \frac{8 \times 10^{-9}}{2}) + (\frac{2200 \times 10^{-12} \times 380^2}{2} \times 27 \times 10^{-9}) \times 87800 \times 4 + \frac{1.2 \times 23 \times 10^{-6}}{4} \times 4] = 33.0[W]$$

3.3 Inductors

인덕터의 손실은 크게 코어로 인한 철손 ($P_{L,core}$)과 권선에 의한 동손 ($P_{L,copper}$) 성분으로 나눌 수 있다. 이중 철손 ($P_{L,core}$)은 히스테리시스 손실 (Hysteresis loss, $P_{L,core,H}$), 와전류 손실 (Eddy current loss, $P_{L,core,E}$), 잔류자기 손실 (Residual loss, $P_{L,core,R}$)의 합으로 볼 수 있다. 히스테리시스 손실은 자성체의 히스테리시스 곡선으로 둘러싸인 면적을 의미하며, 와전류 손실은 전기나 자기의 움직임 방해하는 와전류에 의한 Joule 열이 원인이 되어 발생한다. 잔류자기 손실은 철손의 나머지 손실들을 의미한다. 잔류자기 손실은 손실 계산시에는 다루지 않는다. 본 논문에서는 두 가지 방법으로 인덕터의 손실에 대하여 설명할 것이다. 인덕터의 철손을 구하

는 첫 번째 방법은 대표적 실험식인 Steinmetz equation을 이용하여 구하는 방법으로서 히스테리시스 손실과 와전류 손실로 나누어 구할 수 있다. Steinmetz equation을 이용하여 히스테리시스 손실을 구하는 식은 식 (14)와 같다.

$$P_{L,core,H} = k_H f B_{max}^\alpha V_L \quad (14)$$

k_H 와 α 는 실험적으로 구해지는 계수이며, V_L 는 단위 부피당 코어의 볼륨이다. Steinmetz equation을 이용한 와전류 손실은 식 (15)와 같으며 k_E 또한 실험적으로 구해지는 계수이다.

$$P_{L,core,E} = k_E f^4 B_{max}^2 V_L \quad (15)$$

식 (14)와 (15)를 합하여 하나의 식으로 나타내면 인덕터의 철손을 구할 수 있다.

$$P_{L,core} = k_1 B_{max}^{k_2} f_{sw}^{k_3} V_L \quad (16)$$

여기서 k_1, k_2, k_3 는 앞서 언급한 계수들과 마찬가지로 실험적으로 구해지는 값이며, 통상 제조사에서 데이터를 제공한다. B_{max} 값은 $\Delta B/2$ 와 같으며 단위는 $[kGauss]$ 이고, f_{sw} 의 단위는 $[kHz]$ 이며, V_L 의 단위는 $[cm^3]$ 이다.

인덕터의 철손을 구하는 두 번째 방법은 ΔB 에 따른 $P_{L,core}$ 를 주파수에 따라 측정된 $P_c - \Delta B$ 곡선을 이용하는 방법이 있다. 이 경우의 코어 손실은 식 (17)을 통하여 구할 수 있고, 페라이트 코어의 $P_c - \Delta B$ 곡선은 Fig 6과 같다.

$$P_{L,core} = P_c(f(\Delta B)) \cdot V_L \quad (17)$$

인덕터의 철손 ($P_{L,core}$)을 구하기 위한 ΔB ($=2B_{max}$) 값은 식 (18)을 이용하여 구할 수 있다.

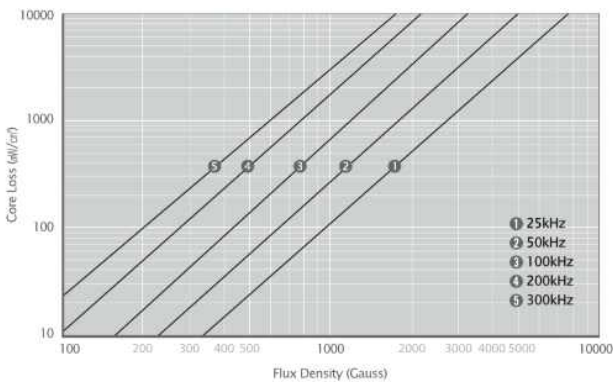


Fig. 6 Conventional $P_c - \Delta B$ curve of ferrite core^[7]

$$\Delta B = \frac{L \times \Delta I \times 100}{N \times A} \quad (18)$$

이때 ΔI 는 식 (19)를, 전류 피크치 값은 식 (20)을 이용하여 구할 수 있다.

$$\Delta I = I_{peak} \times 0.3 \quad (19)$$

$$I_{L,peak} = [(V_0 / N_T) \cdot (4 / \pi)] / R_{L,ac} \quad (20)$$

$$R_{L,ac} = (8 / \pi^2) \times (R_L / N_T^2) \quad (21)$$

직류저항에 의한 손실은 권선 총 길이의 저항과 전류의 제곱의 곱으로 정의된다. 권선 전체 길이의 직렬저항 값은 식 (22)를 이용하여 구할 수 있다.

$$R_{dc} = N \cdot \frac{\rho \cdot MLT}{\pi r^2 \cdot N_{NOS}} \quad (22)$$

N 은 인덕터는 인덕터 권선의 총 턴수, ρ 는 125°C에서 구리의 고율저항률 ($2.38 \times 10^{-8} [\Omega m]$), MLT 는 Mean Length Turn (턴 당 평균 권선 길이), r 은 단선의 반지름, N_{NOS} 는 총 가닥수이다. 식 (23)을 이용하여 동손을 구할 수 있다.

$$P_{L,copper} = I_{L,rms}^2 \cdot R_{dc} \quad (23)$$

교류 저항 값은 고주파 스위칭으로 인한 도선의 표피 효과를 통해 구할 수 있지만 Litz wire를 사용하면 교류 저항에 의한 손실은 1% 미만으로 무시할 만한 수준이다. 인덕터의 손실은 앞서 언급한 바와 같이 철손과 동손의 합이므로 Steinmetz equation의 결과를 이용한 식 (16)과 식 (23)의 합을 구하거나, 식 (17)과 (23)의 합으로 구할 수 있다. Steinmetz equation을 이용한 경우의 인덕터 손실을 식 (24), $P_c - \Delta B$ 곡선을 이용한 경우의 인덕터 손실을 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_L = P_{L,core} + P_{L,copper} = P_{L,core,H} + P_{L,core,E} + P_{L,copper} \quad (24)$$

$$= k_1 B_{max}^{k_2} f_{sw}^{k_3} V_L + I_{L,rms}^2 \cdot R_{dc} \\ = P_c(f(\Delta B)) \cdot V_e + I_{L,rms}^2 \cdot R_{dc} \quad (25)$$

Boost PFC 컨버터에 사용된 인덕터는 창성社의 CH358060을 2개 직렬 연결하여 사용하였다. 인덕터 전류의 피크치는 식 (20)을 이용하여 구할 수 있다.

$$I_{L,peak} = \frac{(380 / (26 / 19)) \times (4 / \pi)}{43.7576} = 18.667 [A]$$

인덕터 전류의 피크치에 0.3배를 하여 ΔI 를 구한 뒤, 식 (18)을 이용하여 ΔB 을 구할 수 있다.

$$\Delta B = \frac{140 \times 5.6 \times 100}{48 \times 0.678} = 2.7377$$

과라미터 값들을 식 (22)에 대입하여 권선 전체 길이의 직렬 저항 값을 구하면 아래와 같다.

$$R_{dc} = 48 \times \frac{2.38 \times 10^{-8} \times 3.697}{\pi \times 0.18^2 \times 1} = 0.00415$$

계산된 ΔB 값과 R_{dc} 값을 이용하여 인덕터 손실을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_L &= P_{L,core} + P_{L,copper} = k_1 B_{max}^{k_2} f_{sw}^{k_3} V_L + I_{L,rms}^2 \cdot R_{dc} \\ &= [1.46 \times (\frac{2.7377}{2})^{2.27} \times (40)^{1.32} \times 6.0884 / 1000 \\ &\quad + 15^2 \times 0.00415] \times 2 = 6.59[W] \end{aligned}$$

공진 인덕터 손실은 $P_c - \Delta B$ 곡선을 이용하여 구하였다. 사용된 공진 인덕터는 TODAISU社의 PM-7 코어이다. TODAISU社에서는 PM-7 코어의 주파수 및 자속밀도 변화에 따른 단위 부피당 손실 곡선을 제공하지 않아서, cross reference를 참고하여 SAMWHA社의 PL-7을 기준으로 손실을 계산하였다.^[1]

공진 인덕터의 철손은 Fig 7의 손실 그래프를 통하여 $80[kW/m^3]$ 을 얻을 수 있으며, 이때 인덕터의 부피는 $37100[mm^3]$ 이므로 철손은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{L,core} &= P_c(f(\Delta B)) \times V_L \\ &= 80[kW/m^3] \times 37100[mm^3] \\ &= 80 \times 10^{-6}[W/mm^3] \times 37100[mm^3] = 2.97[W] \end{aligned}$$

공진 인덕터의 동손은 식 (20)과 (22)를 이용하여 구할 수 있다.

$$P_{L,copper} = 0.0235 \times 17.72^2 = 3.69[W]$$

철손과 동손을 합한 공진 인덕터의 전체 손실은 다음과 같이 구할 수 있다

$$P_L = 2.97 + 3.69 = 6.66[W]$$

3.4 Capacitors

커패시터의 손실을 계산하기 위해서는 먼저 Dissipation

Factor ($\tan \delta$)에 대하여 알아야 한다. Dissipation Factor는 커패시터스에 의한 리액턴스 (X_c) 성분과 등가 직렬 저항 (Equivalent Series Resistance, ESR)의 비율로서 식 (26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \tan \delta = (ESR) \times 2\pi f_{sw} C \tag{26}$$

커패시터의 손실은 실제 직렬 저항 손실(Actual series resistance loss, R_{as}), 누설 저항 손실 (Leakage resistance loss, R_L), 유전체 손실 (Dielectric loss, R_D)로 구분할 수 있다. 실제 커패시터스 C와 손실분을 반영한 등가회로를 Fig 8과 같이 나타낼 수 있다. 실제 직렬 저항 손실은 도선과 금속판이나 호일에 존재하는 저항 성분으로 인한 것인데, 이것은 도체의 저항이며 항상 작은 값을 갖는다. 이것이 실제 직렬 저항 손실의 원인이 된다. 따라서 R_{as} 로 인한 손실은 $P_{R_{as}} = R_{as} \cdot I_{C,rms}^2$ 와 같이 나타내게 된다. 이 경우 Dissipation Factor $D_1 = \omega R_{as} C$ 와 같다. 커패시터에는 누설 전류로 인한

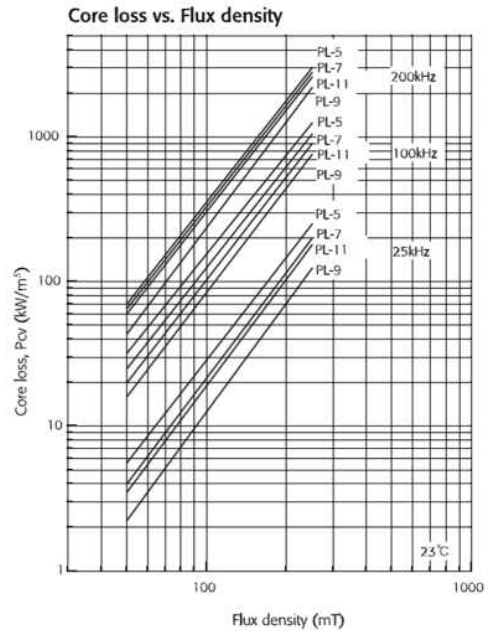


Fig. 7 $P_c - \Delta B$ curve of PL-7 core^[1]

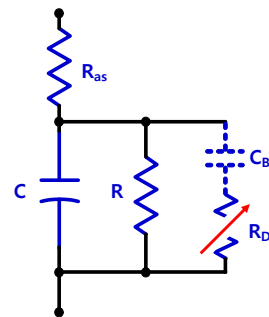


Fig. 8 Capacitor equivalent circuit

병렬 저항 성분이 존재하며 이것을 누설 저항 R_L 이라 한다. R_L 은 직류에서의 저항값이며 보통 큰 크기이다. R_L 에 의한 손실은 커패시터에 인가된 전압 V_C 의 제곱 값을 R_L 값으로 나누어 $P_{R_L} = V_C^2/R_L$ 과 같이 구할 수 있고, 이때의 Dissipation Factor $D_2 = 1/(\omega R_L C)$ 와 같다. 누설 전류로 인한 손실은 주파수가 매우 낮지 않는 한 무시할 만하다. 커패시터의 유전체 손실은 분자 분극 현상(Molecular Polarization phenomenon)과 유전체 흡수(Dielectric absorption)로 인한 것이다. 이 손실은 R_{as} 와 같이 동작하지도 않고, DC를 통과시키는 R_L 과 같이 동작하지도 않는다. 유전체 손실은 주파수에 따라서 변화되는 가변저항 R_D 와 DC를 통과시키지 않기 위한 큰 직렬 커패시턴스 C_B 로 구성된다. 이때의 Dissipation Factor는 $D_3 = 1/\omega R_D C$ 와 같다. 이 경우의 D값은 ω 값에 반비례하지 않는데, 이것은 R_D 값이 주파수에 따라서 변화하기 때문이다. 언급한 3가지 Dissipation Factor을 합치면 전체 Dissipation Factor 값을 구할 수 있다.

$$D = D_1 + D_2 + D_3 = \omega R_{as} C + \frac{1}{\omega R_L C} + \frac{1}{\omega R_D C} \quad (27)$$

이를 그래프로 나타내면 Fig 9와 같다. 식 (27)를 ωC 로 나누어 ESR을 구하면 식 (28)과 같다.

$$ESR = R_{as} + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_L} + \frac{1}{\omega^2 C^2 R_D} \quad (28)$$

식 (28)에서 구해진 값에 커패시터에 흐르는 전류의 실효값을 곱하면 커패시터로 인한 손실을 구할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 커패시터의 손실 분석 시에는 직렬 저항, 누설 저항, 유전체에 의한 손실분을 모두 고려해야 하지만, 제조사에서 제공하는 데이터 시트의 내용이 한정적인 경우에는 데이터 시트에서 제공하는 $\tan\delta$ 값과 주파수, 커패시턴스 값을 이용하여 ESR 값을 구한 후 손실 계산을 한다^[8].

DC link 커패시터로 사용된 소자는 SAMYOUNG社의 TDC 470uF/450V 모델 3개를 병렬로 연결하여 사용하

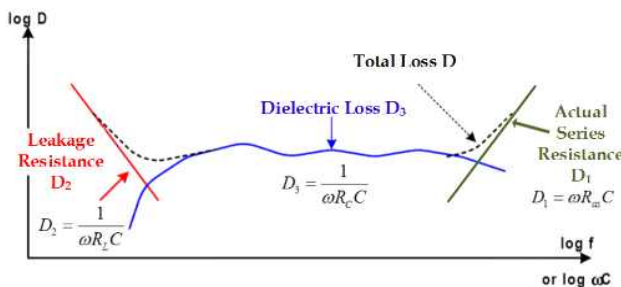


Fig. 9 Dissipation factor diagram^[8]

였으며, 데이터 시트에서 제공된 $\tan\delta$ 값 0.15와, 다른 파라미터 값들을 대입하여 계산하면 아래의 식과 같다.

$$P_{C_{dc,link}} = (ESR \times I_{C,rms}^2) = (0.15 \times 9.646^2) \times 3 = 0.0394[W]$$

공진 커패시터에 사용된 커패시터는 고주파 특성이 뛰어난 필름 커패시터로서 WIMA社의 FKP-4 20개를 병렬로 연결하여 사용하였다. 이때 20개의 커패시터를 병렬로 사용하였기 때문에, 손실 계산시 전류 값은 커패시터의 수량으로 나누어 계산하여 각 커패시터별 손실을 구한 후, 최종 손실을 구할 때에 다시 커패시터의 수량을 곱하여 전체 공진 커패시터의 손실을 구하였다.

$$ESR = \frac{\tan \delta}{2\pi f_{sw} C} = \frac{0.001}{2\pi \times 87800 \times 3.3 \times 10^{-9}} = 0.549$$

$$P_{C_r} = [ESR \times (\frac{I_{C_r,peak}}{\sqrt{2} \times N_{C_r}})^2] \times N_{C_r}$$

$$= [0.549 \times (\frac{17.72}{\sqrt{2} \times 20})^2] \times 20 = 6.66[W]$$

3.5 Transformer

트랜스포머의 손실은 인덕터와 마찬가지로 철손과 동손으로 구분이 가능하고, 이중 동손은 1차 측 권선에 의한 성분과 2차 측 권선에 의한 성분으로 나눌 수 있다. 권선의 직렬 저항 값은 식 (22)를 이용하여 구할 수 있다. 1차 측 권선과 2차 측 권선의 직렬 저항은 위에서 구한 R_{dc} 값에 턴 수를 곱하여 구한다.

$$R_{dc} = \frac{\rho \times MLT}{\pi r^2 \times N_{NOS}} = \frac{23.8 \times 10^{-9} \times 0.15}{\pi \times (50 \times 10^{-6})^2 \times 400} = 1.14 \times 10^{-3} [\Omega]$$

$$R_{dc1} = R_{dc} \times N_1 = 1.14 \times 10^{-3} \times 19 = 21.6 \times 10^{-3} [\Omega] \quad (29)$$

$$R_{dc2} = R_{dc} \times N_2 = 1.14 \times 10^{-3} \times 26 = 29.5 \times 10^{-3} [\Omega] \quad (30)$$

1, 2차 측 권선에 의한 동손은 식 (29)와 (30)에 전류의 실효치의 제곱값을 곱하여 구한다.

$$P_{trans,pri} = I_{pri,rms}^2 \times R_{dc1} = (\frac{17.72}{\sqrt{2}})^2 \times 21.6 \times 10^{-3} = 3.39[W]$$

$$P_{trans,sec} = I_{sec,rms}^2 \times R_{dc2} = (\frac{17.72}{(26/19) \times \sqrt{2}})^2 \times 29.5 \times 10^{-3} = 2.48[W]$$

$$P_{trans,copper} = P_{trans,pri} + P_{trans,sec} = 3.39 + 2.48 = 5.88[W]$$

트랜스포머의 철손은 데이터시트에 주어진 손실 그래프를 이용하여 구하게 되는데 이를 구하기 위해서는 자

화 인덕턴스 (L_m), 쇄교 자속의 변화량 ($\Delta\lambda$), 자속밀도의 변화량($\Delta B/2$) 값을 알아야 한다. 각 파라미터 값을 계산하기 위한 수식은 아래와 같다.

$$L_m = (N_1^2 \times \mu_0 \mu_r \times A_e) / l_e \tag{31}$$

$$= (19^2 \times 1.26 \times 10^{-6} \times 2.50 \times 10^3 \times 0.679 \times 10^{-3}) / 0.15 = 5.14 \times 10^{-3}$$

$$\Delta\lambda = \frac{V_1}{2 \times f_{sw}} = \frac{V_{in} / N_T}{2 \times f_{sw}} \tag{32}$$

$$= \frac{(400 / (26/19))}{2 \times 87.8 \times 10^3} = 0.001664$$

$$\frac{\Delta B}{2} = \frac{\Delta\lambda}{2 \times N_1 \times A_e} = \frac{0.001664}{2 \times 19 \times 0.679 \times 10^{-3}} = 64.5 \times 10^{-3} \tag{33}$$

계산된 파라미터 값들을 이용하여 데이터시트로부터 코어의 손실 [W/mm^3]을 구하고, 트랜스포머의 부피를 곱하여 트랜스포머 코어에 의한 손실($P_{trans,core}$)을 구한다. 사용된 PL-7 계열 코어의 손실값은 $50 \times 10^{-6} [W/mm^3]$ 이며, 여기에 사용된 코어의 부피

를 곱하여 손실을 구할 수 있다.

$$P_{trans,core} = P_{trans,core/v} [W/mm^3] \times V_{core} [mm^3]$$

$$= 50 \times 10^{-6} \times 10.2 \times 10^5 = 5.08 [W]$$

트랜스포머 전체의 손실은 다음과 같다.

$$P_{trans} = P_{trans,core} + P_{trans,copper} = 5.08 + 5.88 = 10.96 [W] \tag{34}$$

3.6 시뮬레이션 결과와의 비교 분석

Fig 10은 시뮬레이션에 사용된 PSIM schematic을 나타낸다. Table 2에서는 본 논문의 3절에서 설명하고 계산한 각 부 소자들의 손실값과 Thermal Module을 이용하여 계산된 손실 결과값을 비교하였다. PSIM의 Thermal Module에서는 전력 반도체 스위치 소자들의 손실 추정만이 가능하므로 인덕터, 커패시터, 트랜스포머는 이론 수치와 시뮬레이션 결과값을 비교하지 않고, 이론에 기반하여 계산한 수치만을 나타내었다. 이론에 의한 계산 결과와 시뮬레이션 결과를 비교한 결과, 시뮬

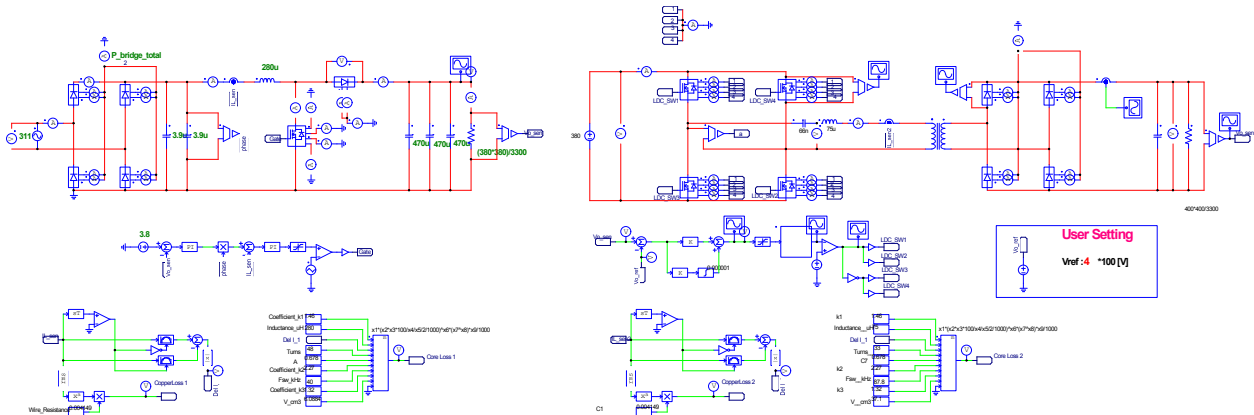


Fig. 10 PSIM Thermal Module schematic

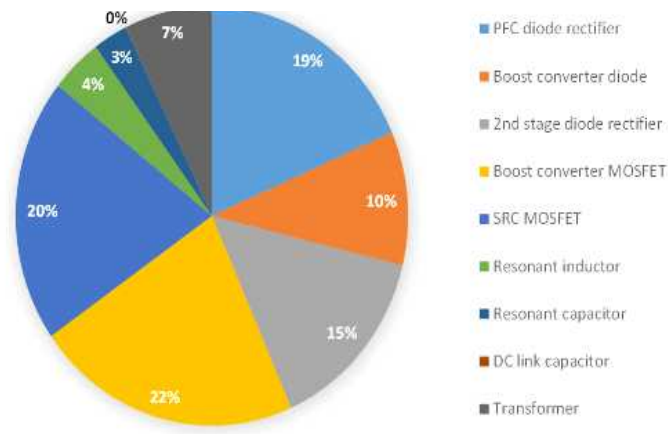


Fig. 11 On-board Battery Charger loss distribution

Table 2 Comparison of theoretical loss and simulation result

Component	Part	Type of loss	Theoretical loss [W]	Simulation result [W]
Diode	1 st stage rectifier	Conduction	25.09	28.07
		Reverse Recovery	0	0
	Boost converter diode	Conduction	10.56	13.31
		Reverse Recovery	0.93	0
	2 nd stage rectifier	Conduction	24.36	22.14
		Reverse Recovery	24.58	X
MOSFET	Boost converter MOSFET	Conduction	5.35	6.14
		Switching	28.34	27.09
		Anti-parallel diode	0	0
		C _{oss}	9.25e-15	0
	2 nd stage FB-inverter	Conduction	21.10	24.90
		Switching	9.47	9.59
		Anti-parallel diode	2.43	0.62
		C _{oss}	8.52e-14	0
Inductor	Boost converter inductor	Core	4.72	
		Copper	1.87	
	Resonant tank inductor	Core	2.97	
		Copper	3.69	
Capacitor	DC Link capacitor		0.04	
	Resonant tank capacitor		4.32	
Transformer		Core	5.08	
		Copper (Wire)	5.88	

레이션 상에서 계산으로 반영되지 않는 손실을 제외하고는 손실 값이 거의 일치함을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 각 전력 반도체 스위치 소자들에 대한 이론적인 손실 계산 방법이 타당함을 확인할 수 있었다. 효율 개선점을 도출하기 위하여 손실 분포를 도식화하면 Fig 11과 같이 나타낼 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 전력 변환 장치의 효율 개선을 위한 손실 분석 및 계산법에 대하여 다루고 이를 시뮬레이션 결과와 비교하여 손실 분석 및 계산법의 타당성을 검증하였다. 이를 위하여 3.3kW급 OBC를 대상으로 하여 전력 반도체 소자인 다이오드, MOSFET과 자성 소자인 인덕터, 트랜스포머 그리고 수동 소자인 커패시터에 대한 손실을 수식 전개하고 계산하였으며, 계산된 결과를 PSIM Thermal Module 소자를 이용한 시뮬레이션 결과 값과 비교하였다. 비교 결과, Thermal Module을 이용하여 계산할 수 없는 인덕터, 커패시터, 트랜스포머와 같은 부분을 제외한 나머지 부분의 손실 수치들이 거의 일치하여 이론적으로 분석한 수식 및 계산 결과가 정확함을 확인하였다.

Fig 11의 손실 분포 결과를 통하여 OBC의 PFC 회로의 다이오드 정류 회로에서 큰 도통 손실이 나타남을

확인하였다. PFC의 다이오드 정류 회로의 손실은 Semi-Bridgeless type PFC 방식을 사용할 경우, 약 0.3%의 효율 개선을 기대할 수 있다^[9]. 또한 DC-DC 컨버터의 2차 측 브리지 다이오드와 DC-DC 컨버터의 MOSFET에서 큰 도통 손실과 역회복 손실을 나타내는데 브리지 다이오드에 center-tapped 방식을 적용하면 도통 손실 및 역회복 손실 저감이 가능하여 약 0.2%의 효율 개선이 가능하다^[10]. 앞서 설명한 내용들은 본 논문에서 설명한 손실 분석 및 계산 기법들을 이용하여 손실 분포를 파악하고 해당 손실 분포를 저감하는 방법을 적용했을 시 달성 가능한 손실 개선 수치이다. 본 논문에서는 OBC를 대상으로 손실 분석을 수행하였지만, 논문에서 다룬 손실 분석 및 계산법은 다른 전력 변환 장치에도 적용이 가능하므로 다른 전력 변환 장치에도 적용하여 효율 개선점을 도출하는 데에 도움을 줄 수 있을 것이라 생각된다.

References

- [1] Jong-soo Kim, "A Study on Optimal Design of Resonant Network in On-Board Battery Charger for Electric Vehicles," Ph.D Thesis paper, 2011.
- [2] STMicroelectronics, "Calculation of conduction losses in a power rectifier," AN604 Application note, 2011.
- [3] Peter Haaf, Jon Harper, "Diode Reverse Recovery and

its Effect on Switching Losses,” Fairchild Semiconductor Application Note, Nov. 2006.

- [4] F. Gautier, “AN 1453 Application note - New Family of 150V Power Schottky,” July 2001.
- [5] Semikron. [Online] Available:
www.semikron.com/skcompub/en/eng_1_3_1_3.pdf
- [6] Dusan Graovac, Marco Purschel, Andreas Kiep, “MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters,” Infineon Application Note, July 2006.
- [7] Chang Sung Corporation, “Magnetic Powder Cores,” Technical Application note.
- [8] QuadTech, “Equivalent Series Resistance (ESR) of Capacitors,” Application Note, July 2003.
- [9] Fariborz Musavi, Wilson Eberle, and William G. Dunford, “A Phase Shifted Semi-Bridgeless Boost Power Factor Corrected Converter for Plug in Hybrid Electric Vehicle Battery Chargers,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 821-828, 2011.
- [10] Lszlo Balogh, “The Current-Doubler Rectifier: An Alternative Rectification Technique For Push-Pull And Bridge Converters,” Unitrode design note, 1994.



김민국(金旼局)

1985년 9월 13일생. 2012년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 석박통합과정.



우동균(禹東均)

1984년 7월 29일생. 2009년 성균관대 전자전기공학과 졸업. 2012년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2012년~현재 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 박사과정.



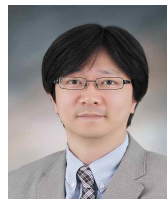
이병국(李秉國)

1968년 12월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 미국 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학). 2002년~2003년 Postdoctoral Research Associate, Texas A&M University. 2003년~2005년 한국전기연구원 산업전기연구단 전력전자그룹 선임연구원(팀장). 2006년~현재 성균관대 정보통신공학부 부교수. 2004년~현재 IEEE Senior Member, IEEE VPPC2012 General Chair. 당 학회 기획이사.



김남준(金南俊)

1964년 12월 19일생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1992년~현재 대전대 전기전자통신공학부 교수. 당 학회 학술위원.



김종수(金鍾秀)

1975년 3월 5일생. 2008년 성균관대 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(석사). 2011년 동 대학원 전자전기컴퓨터공학과 졸업(공학). 2011년~2012년 서울대 전기과 강의전담교수. 2012년~2013년 삼성종합기술원 MD연구소 Power Lab 전문연구원. 2013년~현재 대전대 전기전자통신공학부 조교수. 당 학회 학술위원.