

유도 가열 시스템에서 SiC MOSFET과 GaN Transistor의 성능 비교를 통한 소자 적합성 분석

차광형¹, 주창태¹, 민성수¹, 김래영[†]

Device Suitability Analysis by Comparing Performance of SiC MOSFET and GaN Transistor in Induction Heating System

Kwang-Hyung Cha¹, Chang-Tae Ju¹, Sung-Soo Min¹, and Rae-Young Kim[†]

Abstract

In this study, device suitability analysis is performed by comparing the performance of SiC MOSFET and GaN Transistor, which are WBG power semiconductor devices in the induction heating (IH) system. WBG devices have the advantages of low conduction resistance, switching losses, and fast switching due to their excellent physical properties, which can achieve high output power and efficiency in IH systems. In this study, SiC and GaN are applied to a general half-bridge series resonant converter topology to compare the conduction loss, switching loss, reverse conduction loss, and thermal performance of the device in consideration of device characteristics and circuit conditions. On this basis, device suitability in the IH system is analyzed. A half-bridge series resonant converter prototype using the SiC and GaN of a 650-V rating is constructed to verify device suitability through performance comparison and verified through an experimental comparison of power loss and thermal performance.

Key words: WBG device, Induction heating, GaN HEMT, SiC MOSFET, Performance comparison

1. 서 론

Si 전력반도체 소자는 Silicon의 물리적 한계로 인해 소자의 발전이 점차 제한적이며, 그에 따라 최근 물리적 특성이 우수한 Wide Band Gap(WBG) 소자에 대한 관심이 높아지고 있다. 대표적으로는 Silicon Carbide(SiC)와 Gallium Nitride(GaN)가 있으며, 이는 모두 기존 Si에 비해 우수한 물리적 특성을 가진다. 이러한 WBG 소자는 높은 전압 정격에서 낮은 도통 저항 및 스위칭 손실을 가지며, 고속 스위칭에 유리하다. 고속 스위칭은 다양한 Application에서 시스템의 크기를 줄일 수 있기 때문에 전력밀도와 cost의 이점을 가진다. 이러한 이점

으로 인해 WBG 소자를 다양한 토폴로지에 적용하여 성능을 비교 분석한 연구들이 진행되었다^{[1]-[9]}.

참고 논문 [1]에서 Si MOSFET을 이용한 SiC Cascode JFET과 Si IGBT를 Matrix Converter 토폴로지에 적용했을 때, Switching loss와 Conduction loss가 비교 분석되었다. [6]에서는 Si IGBT와 GaN을 3상 인버터에 적용할 때, 출력 전력에 따른 효율 비교가 수행되었다. 결과적으로 WBG 소자인 SiC와 GaN을 사용한 시스템에서 기존 Si 기반의 시스템보다 낮은 conduction loss와 switching loss를 통해서 높은 효율이 달성되었다.

또한 최근에는 SiC와 GaN을 동일한 토폴로지에 적용하여 비교 분석한 연구 결과도 제시되었다^{[10]-[13]}. [12]에서는 SiC와 GaN을 On-board Charger(OBC)에 적용하여 Power loss, 열 성능, 전력 밀도, cost, 효율 등을 비교하였으며, 상대적으로 물리적 특성이 우수한 GaN에 의해 보다 높은 효율과 전력밀도가 달성될 수 있음을 보였다.

일반적으로 GaN은 온도에 따른 도통 저항의 특성이 SiC에 비해 매우 크게 증가하고 낮은 임계 전압 및 좁은 범위의 Gate 구동 전압, 작은 기생 커패시턴스로 인

Paper number: TKPE-2020-25-3-7

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

[†] Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Bio-Engineering, Hanyang University
Tel: +82-2-2220-2897 Fax: +82-2-2220-0570

¹ Dept. of Electrical Engineering., HYPEC-EPECS Lab., Hanyang University

Manuscript received Dec. 23, 2019; revised Jan. 30, 2020; accepted Mar. 3, 2020

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수추천논문임

해 큰 Gate 저항이 요구된다는 단점을 가지는 것으로 알려져 있다. 또한 SiC에 비해 낮은 열전도율을 가지며, GaNPX-4와 같이 작은 면적을 차지하는 전용 패키징을 적용하고 있는 경우가 많다.

반면 SiC는 GaN에 비하여 상대적으로 큰 기생 커패시턴스를 가지며 이로 인해 큰 스위칭 손실이 야기될 수 있다. 또한 역 회복 전류가 존재하므로 높은 스위칭 주파수에서는 역 회복 손실이 증가할 수 있다는 문제점을 가진다. 그러나 GaN에 비해 우수한 열전도율을 보이며 To-247 와 같이 큰 면적의 표준 패키지를 주로 채택하고 있다.

이처럼 SiC 와 GaN은 서로 상이한 특징을 가지고 있으며 소자에 따른 적합성은 적용하고자 하는 시스템의 전압, 용량, 스위칭 주파수, 방열 특성 등 운전 조건에 따라 매우 달라질 수 있다. 따라서 적절한 소자 선정을 위해서는 이러한 시스템의 운전 조건이 적절히 반영된 소자 적합성 분석 검증이 필요하다.

한편 최근 Induction Heating(IH) 방식의 인덕션 레인지는 고효율 및 가열의 안정성, 빠른 가열속도로 인해 기존의 가스레인을 대체할 차세대 가열장치로 주목받고 있다. 최근 이러한 IH 시스템은 기존의 큰 switching loss를 갖는 IGBT와 달리 switching loss가 작은 WBG 소자의 발전으로, 주파수를 증가시킴으로써 더 높은 출력전력을 달성할 수 있으며, 기존과 동일한 출력전력에서 효율 및 전력밀도를 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 SiC MOSFET과 GaN Transistor를 Half-bridge 공진형 컨버터 토폴로지에 적용하여 IH 시스템에서의 SiC 및 GaN 소자의 적합성을 분석한다. 이를 위해 각 소자별 접합 온도를 고려한 소자별 도통 손실, Gate 저항 가변과 스너버 커패시터를 고려한 스위칭 손실, 도통 전류를 고려한 역방향 도통 손실을 해석한다. 이를 기반으로 한 손실과 열 성능의 비교를 통해 IH 시스템에서의 SiC 및 GaN 소자의 적합성을 제시한다. 650V 정격의 GaN과 SiC를 적용한 2kW급 IH 시스템용 Half-bridge 직렬 공진형 컨버터 구축을 통해 다양한 실험 결과를 제시함으로써 제안한 손실 해석 및 소자 적합성 분석의 타당성을 검증한다.

2. Half-bridge 컨버터를 적용한 IH 시스템

2.1 System Description

그림 1은 Half bridge 컨버터를 적용한 Induction Heating 시스템을 보여주고 있다. 여기서 V_{DC} 는 입력 전압, v_{out} 은 Half-bridge 출력 전압, Q_1 및 Q_2 는 상단, 하단 스위치, C_{S1} , C_{S2} 는 스너버 커패시터, C_{r1} , C_{r2} 는 공진 커패시터를 나타낸다. 이때 Coil 및 가열 용기는 직렬 구성된 등가 인덕터스 L_{eq} 와 등가 저항 R_{eq} 로 표현될 수 있으며, 이에 따라 동작 특성은 일반적인 직렬 공진 컨버터와 유사하게 동작한다.

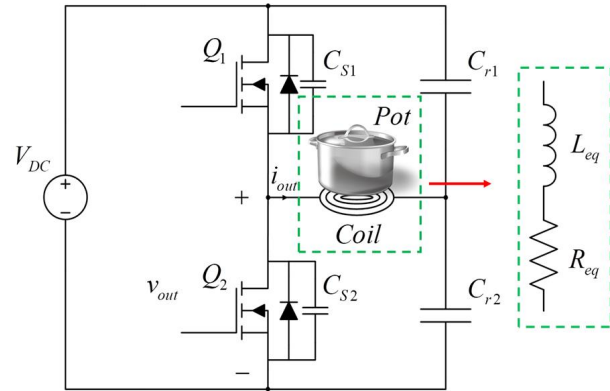


Fig. 1. Conventional IH system.

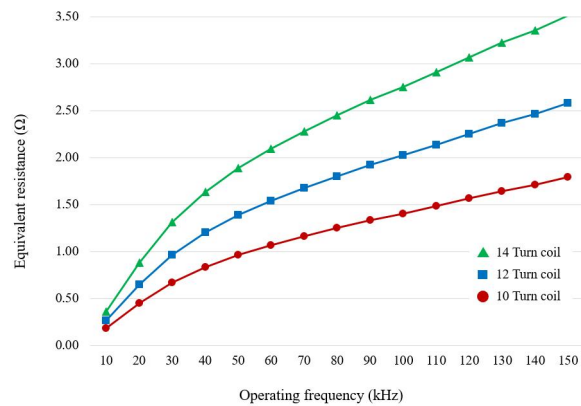


Fig. 2. Equivalent resistance according to number of turns of coil and frequency.

2.2 고주파 운전 에 따른 특징

그림 2는 coil의 턴 수와 동작 주파수에 따른 등가 저항을 보여주고 있다. Induction Heating 시스템에서 출력전력을 증가시키기 위해서 coil과 가열용기에 따른 등가저항 R_{eq} 를 증가시키며, 증가시키기 위한 두 가지 방법이 존재한다.

첫 번째는 coil의 turn 수를 증가시키는 방법이며, 효과적으로 등가 저항을 증가시킬 수 있지만, coil의 크기, 도선저항, cost 등을 증가시킨다.

두 번째 방법은 스위칭 주파수를 증가시켜 등가저항을 증가시키는 방법으로 스위칭 손실이 증가하는 한계점은 있으나, WBG 소자를 사용함으로써 낮은 스위칭 손실을 달성할 수 있고, coil의 크기, 도선저항, cost가 증가하지 않고 등가저항을 증가시킴으로써 더 높은 출력 전력을 달성할 수 있다.

이는 동일한 출력 전력에서 방열판의 크기를 줄이거나, coil의 크기를 줄일 수 있기 때문에 전체적인 시스템 크기 및 cost의 이점을 가진다. 따라서 WBG 소자를 사용함으로써 이러한 이점을 활용하기 위해서는 먼저 IH 시스템에 적용될 때 WBG 소자 간의 성능의 비교 분석을 통해 어떠한 소자가 더 적합한지에 대한 검증이 필요하다.

TABLE I
PARAMETERS OF SELECTED DEVICES

Parameter	GaN Transistor ^[14]	SiC MOSFET ^[15]
Part number	GS66516T	SCT3030AR
Breakdown Voltage	650V	650V
Continuous current	60A	70A

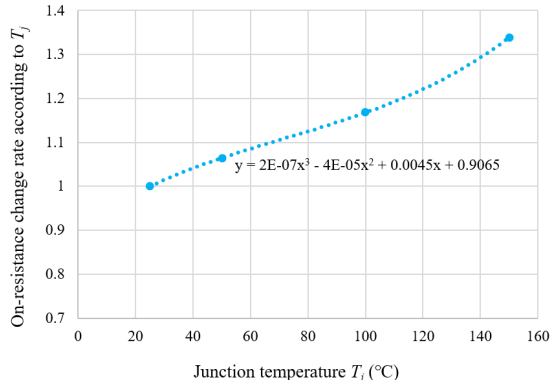


Fig. 3. Rate of change of on resistance according to junction temperature.

3. WBG 소자의 손실 해석

본 장에서는 소자의 특성 및 회로 조건을 고려한 도통 손실, 스위칭 손실, 역방향 도통 손실 등의 손실에 대한 비교를 위해 이론적 손실 해석이 수행된다. 본 논문에서 사용되는 소자는 표 1과 같다.

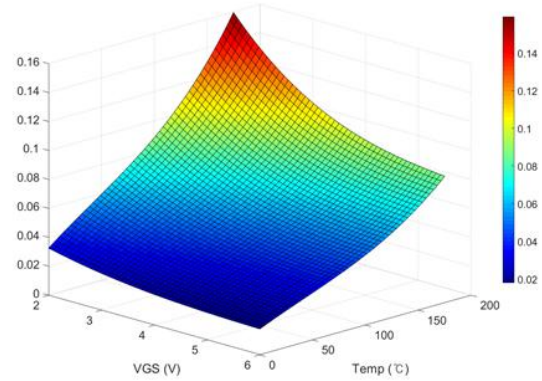
3.1 접합 온도에 따른 도통 손실

$D=0.5$ 에서 동작하는 경우, 데드 타임을 고려한 단일 WBG 소자의 한 스위칭 주기 동안 도통 손실은 식 (1)과 같다. 이때 t_{dead} 는 데드타임이며, $R_{DS(on)}$ 는 도통 저항이다. $R_{DS(on)}$ 은 접합 온도 T_j 및 gate-source 전압 V_{GS} 에 따라 크게 변화하므로, 정확한 도통 손실 분석을 위해서는 이에 대한 고려가 필요하다.

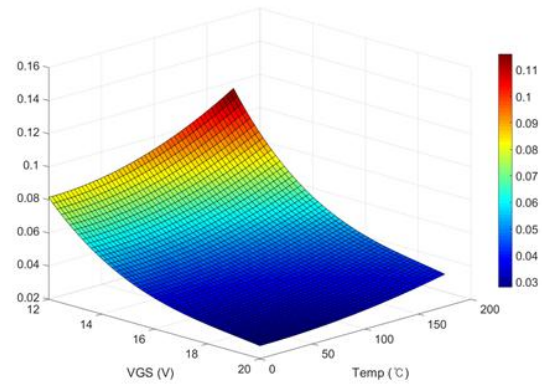
$$P_{C(Q_1)} = \frac{1}{T} \int_{t_{dead}}^{\frac{T}{2}} R_{DS(on)}^2 i_{out}^2 dt \quad (1)$$

접합 온도 T_j 에 대한 $R_{DS(on)}$ 은 통상 제조사의 데이터 시트에 제시되어 있으므로 이를 이용하여 계산할 수 있다. 예를 들어 Rhom사의 SiC 소자 SCT3030AR의 경우, T_j 이 25°C일 때의 $R_{DS(on)}$ 을 1배로 가정할 때, 그림 3과 같이 T_j 에 따른 normalized 된 도통 저항의 변화율 ΔR_{T_j} 로 나타낼 수 있다. 이를 곡선 적합(Curve-fitting)을 통해 표현하면 식 (2)와 같다.

$$\Delta R_{T_j} = (2 \times 10^{-7}) T_j^3 - (4 \times 10^{-5}) T_j^2 + 0.0045 T_j + 0.9065 \quad (2)$$



(a) GaN transistor



(b) SiC MOSFET

Fig. 4. On resistance according to junction temperature and gate-source voltage.

유사하게 V_{GS} 에 따른 normalized 된 $R_{DS(on)}$ 의 변화율도 제조사의 데이터 시트를 통해 고려할 수 있으며, 18V를 기준으로 normalized 된 도통 저항의 변화율 $\Delta R_{V_{GS}}$ 은 식 (3)으로 곡선 적합시킬 수 있다.

$$\Delta R_{V_{GS}} = -0.0015 V_{GS}^3 + 0.1024 V_{GS}^2 - 2.22696 V_{GS} + 17.684 \quad (3)$$

최종적으로 접합 온도와 gate-source 전압을 고려한 도통저항 $R_{DS(on)}$ 의 수식은 다음과 같다.

$$R_{DS(on)} = 0.031 \times \Delta R_{T_j} \times \Delta R_{V_{GS}} \quad (4)$$

GaN에 대한 도통 저항 또한 곡선 적합 방식을 통해서 접합 온도 및 gate-source 전압을 고려한 도통저항의 수식을 유도할 수 있으며, 이를 통해서 최종적으로 접합 온도와 gate-source 전압의 변화에 따른 도통 저항 값은 그림 4와 같다.

그림 4에서 V_{GS} 에 따른 $R_{DS(on)}$ 은 SiC에서 V_{GS} 가 작아짐에 따라 민감하게 변함을 알 수 있다. 또한 T_j 가 증가할 때의 $R_{DS(on)}$ 은 GaN에서 매우 크게 증가함을 알 수 있다. 따라서 두 소자 모두 권장하는 V_{GS} 를 사용한

다고 가정하면, 손실이 적은 경부하 구간에서는 GaN이 더 도통 손실이 작을 것이며, 정격부하로 갈수록 SiC의 도통 손실이 더 작을 것임을 예측할 수 있다.

3.2 시스템을 고려한 스위칭 손실

일반적인 스위칭 손실 P_{sw} 는 식 (5)와 같다. 여기서, E_{on} 은 턴-온 시의 스위칭 에너지이며, E_{off} 는 턴-오프 시의 스위칭 에너지이다.

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (5)$$

IH 시스템의 스위칭 손실은 Zero Voltage Switching (ZVS)로 인해 turn on에서의 손실은 이론적으로 발생하지 않으며, 실제적으로는 기생 성분에서 발생하지만 매우 작기 때문에, 0으로 가정하여 turn off에 발생하는 손실을 비교 분석한다. 이때 보다 정확한 손실 비교를 위해서 시스템 및 소자의 특성을 반영한 스위칭 손실 수식을 유도한다.

IH 시스템에서는 일반적으로 턴-오프 시의 스위칭 손실을 줄이기 위해서 그림 1과 같이 스위치와 병렬로 스너버 커패시터 C_{S1} , C_{S2} 를 추가한다. 이는 ZVS가 수행되는 시스템에서 턴-오프 스위칭 시 drain-source 전압 v_{DS} 의 dv/dt 를 제한하여 턴-오프 시의 스위칭 손실을 효과적으로 줄일 수 있다.

그림 5는 스너버 커패시터가 추가된 IH 시스템의 스위칭 턴-오프 파형을 나타낸다. 여기서 $V_{GS(Drive)}$ 는 gate-source 구동 전압, $V_{GS(Plateau)}$ 는 플래토 전압, $V_{GS(th)}$ 는 임계 전압이다. $t_{d,off}$ 는 $V_{GS(Drive)}$ 전압에서 $V_{GS(Plateau)}$ 까지 도달하는 시간이며, t_{f} 는 i_D 전류가 하강하는 시간, t_{vr} 은 v_{DS} 전압이 주로 상승하는 시간을 나타낸다. V_{DC} 는 입력 전압, I_{off} 는 스위치 턴-오프 전류, V_1 은 t_3 시점의 v_{DS} 전압, V_0 는 스위치 턴-오프 초기 상태의 v_{DS} 전압이다.

일반적인 스위칭의 턴-오프는 v_{DS} 전압이 상승하는 구간동안 $V_{GS(Plateau)}$ 전압으로 일정하게 유지되지만, 스너버 커패시터가 추가된 IH 시스템에서는 v_{DS} 전압이 스위치가 턴-오프 된 이후에 상승하기 때문에 $V_{GS(Plateau)}$ 전압으로 유지되는 구간이 제거되며, 그에 따라 대부분의 손실은 전류가 하강하는 구간 t_f 에서 발생한다. 따라서 t_f 구간에서 발생하는 손실에 대한 모델링이 필요하다. 먼저 t_f 구간에서의 i_D 전류는 선형적이기 때문에 다음과 같이 유도할 수 있다. 여기서 t_2 를 0으로 가정하였으며, i_{Cs} 는 스너버 커패시터로 흐르는 전류를 나타낸다. 스너버 커패시터의 충전과 방전에 관여하는 i_{Cs} 전류는 i_D 의 전류 감소하는 만큼 점차 증가하게 된다.

$$i_D(t) = -\frac{I_{off}}{t_f}t + I_{off} = -2i_{Cs} + I_{off} \quad (6)$$

t_f 는 게이트 저항 R_G 와 입력 커패시턴스 C_{ISS} 의 R-C 직렬 회로 방전 시간이므로 다음과 같이 유도된다.

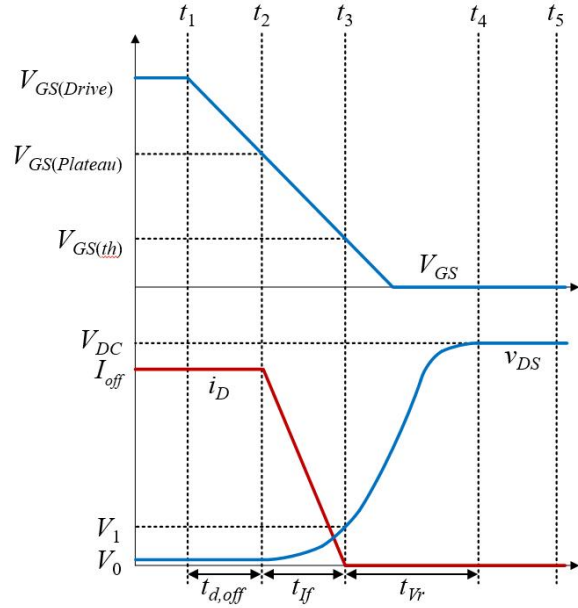


Fig. 5. Turn-off waveform of switch in IH system.

$$t_{f} = R_G C_{ISS} \ln\left(\frac{V_{Plateau}}{V_{th}}\right) \quad (7)$$

식 (6)을 통해서 알 수 있듯이, v_{DS} 는 i_{Cs} 전류에 의해서 증가하기 때문에 식 (8)과 같이 나타낼 수 있고, 이를 적분하면 식 (9)와 같다. 여기서 V_0 는 적분 초기 값으로 식 (10)과 같다.

$$C_S \frac{dv_{DS}}{dt} = i_{Cs} = \frac{1}{2} \frac{I_{off}}{t_f} t \quad (8)$$

$$v_{DS}(t) = V_0 + \frac{I_{off}}{4t_f C_S} t^2 \quad (9)$$

$$V_0 = R_{DS(on)} I_{off} \quad (10)$$

최종적인 E_{off} 식은 다음과 같다.

$$E_{off} = \int_0^{t_f} v_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = -\frac{I_{off}^2 t_f^2}{16C_S} + \frac{I_{off}^2 t_f^2}{12C_S} - \frac{I_{off} V_0 t_f}{2} + I_{off} V_0 t_f \quad (11)$$

식 (11)에서 소자에 따라 달라지는 값은 V_0 와 t_f 가 존재하나, V_0 는 유사한 값을 갖기 때문에 t_f 가 가장 지배적이다. 따라서 식 (7)에서 동일한 게이트 저항을 사용한다고 가정할 때, C_{ISS} 가 더 작은 GaN이 더 작은 스위칭 손실이 나타날 것으로 예측할 수 있다.

3.3 역방향 도통 손실

역방향 도통 손실은 공진형 컨버터와 같이 스위치의 역전류를 통해 ZVS가 구현되는 토폴로지에서도 매우 중

요하다. Half-bridge 직렬 공진형 컨버터 또한 ZVS를 구현하기 위해서 데드타임동안 역방향 도통이 수행되기 때문에 두 소자의 역방향 도통 손실에 대한 비교가 필요하다. 일반적인 역방향 도통 손실 $P_{C(reverse)}$ 는 다음과 같다. 여기서 v_{SD} 는 역방향으로 도통될 때의 source-drain 전압 강하이다.

$$P_{C(reverse)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{doff}} v_{SD} \cdot |i_{out}| dt \quad (12)$$

정확한 손실을 분석하기 위해서 소자별 전류 i_{out} 에 따른 v_{SD} 를 이전의 도통 저항과 같은 방법으로 curve-fitting하여 도출한다. SiC 소자의 v_{SD} 는 다음과 같다.

$$v_{SD} = 0.042 \cdot |i_{out}| + 2.14 \quad (13)$$

GaN 소자의 v_{SD} 수식은 식 (14)로 나타낼 수 있다. 여기서 $V_{gate\ off}$ 는 GaN을 사용할 때, 턴 오프 시의 Gate 음전압의 크기를 나타낸다.

$$v_{SD} = 0.049 \cdot |i_{out}| + 1.74 + V_{gate\ off} \quad (14)$$

한편 역방향 도통 손실에서도 스너버 커패시터를 추가함에 따라서 도통되는 시간이 변하기 때문에 스너버 커패시터에 대한 고려가 필요하다. 스너버 커패시터를 고려한 도통 손실의 수식은 다음과 같다. 여기서 t_4 는 스너버 커패시터가 충전이 완료되어 역방향 도통이 시작되는 시점이며, t_5 는 데드타임이 끝나는 시점으로 정의한다.

$$P_{C(reverse)} = \frac{1}{T} \int_{t_4}^{t_5} v_{SD} \cdot |i_{out}| dt \quad (15)$$

$$t_4 = t_{d,off} + t_{IF} + t_{Vr} \quad (16)$$

$t_{d,off}$ 는 식 (7)과 마찬가지로 게이트 저항과 입력 커패시터의 R-C회로 방전 시간이므로 다음과 같다.

$$t_{d,off} = R_G C_{ISS} \ln \left(\frac{V_{GS(Drive)}}{V_{Plateau}} \right) \quad (17)$$

t_{Vr} 은 스너버 커패시터로 흐르는 전류를 알기 때문에 다음과 같이 유도할 수 있다. 여기서 V_1 은 t_{IF} 동안 충전된 스너버 커패시터의 전압으로 식 (9)에 $t = t_{IF}$ 를 대입하여 계산할 수 있다.

$$t_{Vr} = 2C_S \frac{V_{DC} - V_1}{I_{off}} \quad (18)$$

$$V_1 = V_0 + \frac{I_{off} t_{IF}}{4C_S} \quad (19)$$

TABLE II
VALUE OF CIRCUIT COMPONENTS

Component	Value
Input voltage V_{DC}	260 V
Equivalent inductance L_{eq}	18.40 μ F
Equivalent resistance R_{eq}	5.16 Ω
Resonant capacitance C_{r1} C_{r2}	0.068 μ F
Snubber capacitance C_{s1} C_{s2}	10 nF
Rated Power	2 kW
Operating frequency	110 - 150 kHz
Dead time	500 ns
Total gate resistance R_G	7 Ω

두 소자 모두 턴-오프 시에 Gate 전압을 0으로 사용한다고 가정할 때, 50A 이하에서는 GaN이 조금 더 작은 v_{SD} 가 나타난다. 그러나 임계전압이 4V 대의 SiC 소자와 달리 GaN 소자는 1V 대의 낮은 임계전압을 가지기 때문에 노이즈에 따른 내성을 증가시키기 위해서 음전압이 요구된다. 따라서 GaN이 음전압을 사용한다면, 식 (14)와 같이 음전압의 양만큼 v_{SD} 가 증가하기 때문에 SiC가 더 작은 역방향 도통 손실이 나타날 것으로 예측된다.

4. IH 시스템에서의 소자 적합성 분석

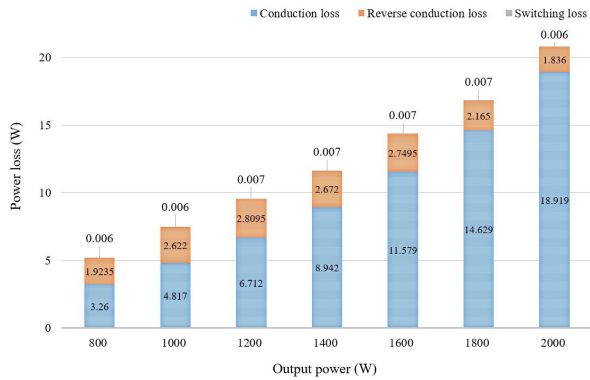
전력 손실, 열 성능, cost 등의 소자별 비교를 위한 회로 조건은 표 2와 같다.

4.1 전력 손실

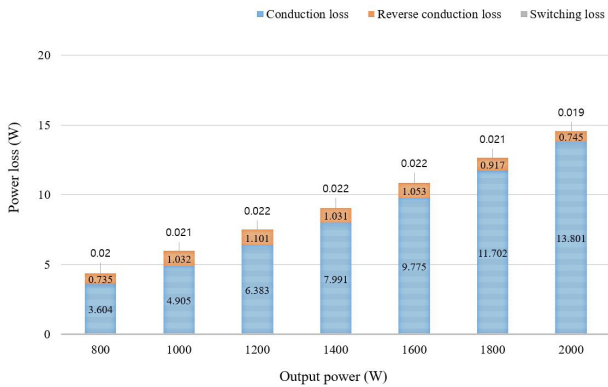
3장에서 유도한 손실 모델을 기반으로 하여 이론적인 도통 손실, 스위칭 손실, 역방향 도통 손실을 계산을 통해서 소자에 따른 손실을 비교 분석한다. 이때 접합 온도는 800W에서 40°C로 가정하여 200W가 증가할 때마다 10°C씩 증가한다고 가정하며, V_{GS} 는 각각 권장되는 전압으로 SiC는 18V, GaN은 6V로 선정하였다. 턴-오프 시의 게이트 전압은 GaN의 경우는 낮은 임계전압에 의해서 false turn on이 발생할 수 있기 때문에 음전압이 권장되고, 그에 따라 SiC는 0V, GaN은 -3V의 off 전압을 기반으로 계산을 진행하였다.

그림 6에서 도통 손실은 출력 전력이 증가함에 따라 10°C씩 증가하도록 가정하였기 때문에 경부하에서는 GaN이 낮은 손실을 나타내고, 출력 전력이 증가함에 따라 온도에 따른 도통 저항의 변화가 상대적으로 적은 SiC가 더 적은 손실을 나타낸다.

스위칭 손실은 스너버 커패시터를 추가함에 따라서 두 소자 모두 매우 작은 값을 나타낸다. 하지만 상대적



(a) GaN device based IH system



(b) SiC device based IH system

Fig. 6. Loss breakdown according to the output power of each device.

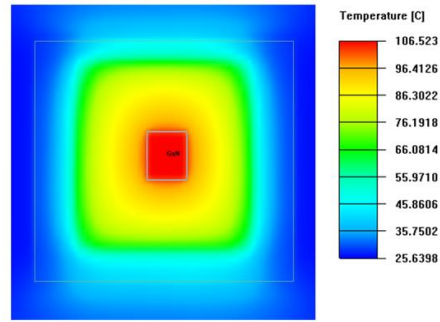
으로 GaN이 기생 커패시턴스가 매우 작기 때문에 더 낮은 손실이 달성됨을 알 수 있다.

역방향 도통 손실은 스너버 커패시터가 추가됨에 따라서 테드타임에서 역방향으로 도통되는 시간이 크게 줄어들어 두 소자 모두 작게 나타난다. 그러나 식 (14)와 같이 GaN의 v_{SD} 는 $V_{gate\ off}$ 가 더해져서 인가되기 때문에 SiC에 비해서는 상대적으로 큰 손실이 나타난다.

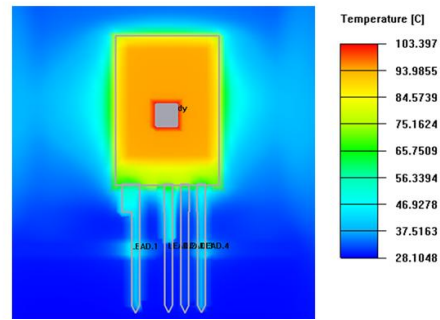
4.2 열 성능

열 성능은 시스템의 사이즈, cost 등을 결정하는 중요한 요소이다. GaN과 SiC가 동일한 손실에서 열 성능이 우수하지 못하면 해당 소자의 정격 전류만큼 사용할 수 없거나 혹은 방열판이 커지는 등 시스템 크기 증가 및 cost 증가가 발생한다. 따라서 시뮬레이션 및 실험을 통해서 소자 간의 열 성능 비교가 필요하다.

각 소자에 따른 물성을 반영한 열 해석 모델에 동일한 fan과 방열판을 부착하여 모델링을 진행하였다. 그림 7은 열 해석 시뮬레이션을 통해서 각 소자에 30W의 손실을 발생시켰을 때의 시뮬레이션 결과이다. 동일한 손실에서 상이한 결과나 나타남을 알 수 있다. GaN의 경우 방열판과 닿는 면적이 적고, GaN의 열 전도성이 SiC보다 작기 때문에 나타나는 결과로 볼 수 있다.



(a) GaN Transistor



(b) SiC MOSFET

Fig. 7. Thermal analysis results at 30W loss.

5. 실험 비교 분석 및 검증

5.1 전력 손실

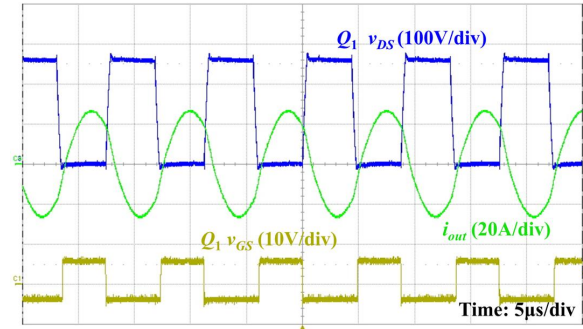
손실 분석을 위한 효율 측정 실험을 진행하였다.

그림 8은 정격 부하인 2kW에서의 각 소자에 따른 실험 파형으로 스위치 Q_1 의 drain-source 전압 v_{DS} 와 gate-source 전압 v_{GS} , 출력 전류 i_{out} 를 측정하였다.

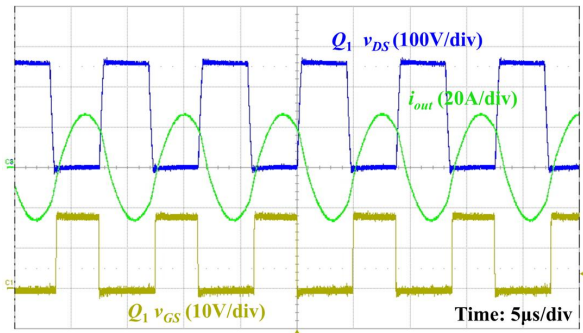
그림 8에서 모두 소자가 턴-온 되기 전에 v_{DS} 가 0이 되어 ZVS가 잘 수행됨을 확인할 수 있으며, 특징적으로는 GaN의 v_{DS} 가 SiC에 비해 상대적으로 overshoot과 undershoot가 크게 발생함을 알 수 있다. 이는 소자를 구동함에 있어서 GaN의 false turn on을 방지하기 위해서 -3V의 v_{GS} 턴-오프 전원을 사용하였으며, 그에 따라 역방향 도통 전압 강하가 크게 발생했기 때문이다.

그림 9는 2kW에서의 측정된 손실을 열 해석 시뮬레이션에 적용하여 접합 온도를 추정하고 이를 반영하여 도통 손실을 계산했으며, 역방향 도통 손실은 실험 파형을 통해 확인된 역방향 도통 시간을 반영하여 계산하고, 총 손실에서 도통 손실과 역방향 도통 손실을 제외한 손실을 스위칭 손실로 가정한 결과를 나타낸다.

그림 9에서 볼 수 있듯이 도통 손실에서는 온도가 증가함에 따른 도통 저항의 증가율이 큰 GaN에서 SiC보다 더 높은 손실이 발생되어 이론 결과와 유사함을 알 수 있다. 스위칭 손실에서는 이론적으로는 GaN이 SiC에 비해 더 적은 손실을 나타냈으나 실험 손실에서는 더 크게 발생하였다. 이는 식 (7)에서 볼 수 있듯이 동일한



(a) GaN Transistor



(b) SiC MOSFET

Fig. 8. Experimental waveform at 2kW.

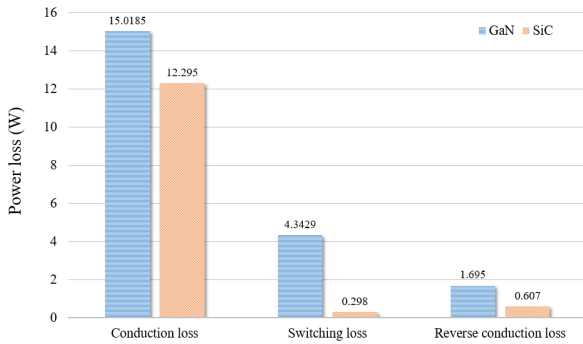


Fig. 9. Loss breakdown reflecting experimental values at 2kW.

게이트 저항에서 GaN은 SiC보다 더 t_{fj} 의 값이 작기 때문에 di/dt 가 더 크고 이로 인한 링잉이 SiC보다 크게 발생하여 손실로 나타난다. 스너버 커패시터를 사용함으로써 t_{fj} 에서 발생하는 스위칭 손실보다 그 이후에 링잉에 의해 발생하는 손실이 지배적이고 그에 따라 SiC가 GaN보다 적은 스위칭 손실이 나타났다. 역방향 도통 손실에서는 이론적으로 추정된 결과와 같이 GaN에서 더 큰 손실이 나타났다.

최종적으로 측정된 부하에 따른 효율은 그림 10과 같다. 여기서 시뮬레이션 조건은 표 2와 동일하다.

그림 10에서 볼 수 있듯이 4장에서 추정된 효율과 마찬가지로 대부분의 효율에서 SiC가 GaN보다 높은 효율을 나타낸다. 또한 출력 전력이 감소함에 따라서 소자의

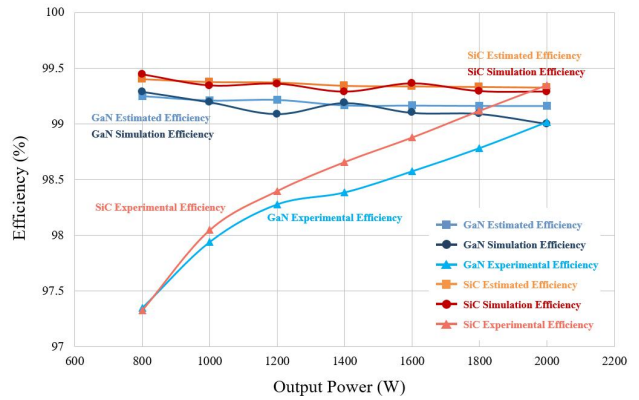


Fig. 10. Efficiency according to output power.

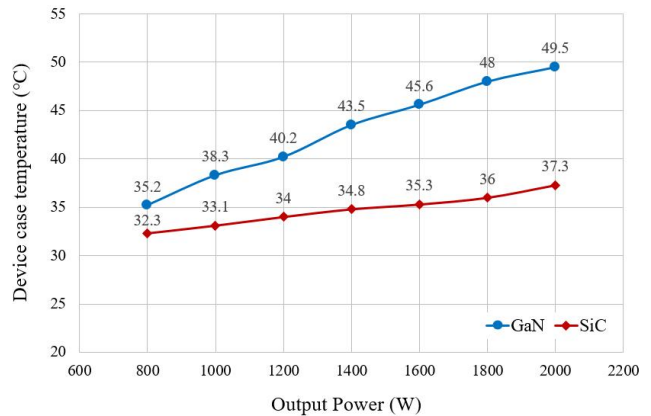


Fig. 11. Device case temperature measurement result according to output power.

접합 온도가 감소하기 때문에 GaN의 도통 저항이 SiC보다 작아지게 되고, 이에 따라 GaN의 도통 손실이 SiC보다 작아진다. 그 결과로 효율의 격차는 점차 줄어들게 되는 것을 볼 수 있다. 또한 정격 부하에서 예측 효율과 시뮬레이션 효율, 실험 효율이 매우 유사함을 통해서 소자의 손실 모델링이 잘 수행되었음이 검증된다.

하지만 예측 값과 시뮬레이션 값과 달리 경부하로 갈수록 실험 효율이 감소하는 현상이 GaN과 SiC에서 공통적으로 나타나는데 이는 두 가지의 원인으로 예상하고 있다. 첫 번째로는 ZVS와 soft 턴-오프 시에도 실제로는 기생 성분에서 손실이 발생하나, 추정 효율과 시뮬레이션 효율에서는 이를 무시 또는 영향이 작게 나타남에 따른 차이로 볼 수 있다. 두 번째로는 고조파 측정의 한계이다. 경부하로 갈수록 고조파의 크기가 상대적으로 크게 발생하며, 이러한 고조파를 측정하기에 장비의 대역폭의 제한됨에 따라 고조파가 제대로 측정되지 않아 효율이 낮게 측정될 수 있다.

5.2 열 성능

그림 11은 출력 전력에 따른 소자 케이스 온도를 측정한 실험 결과를 나타낸다. 그림 7의 열 해석 시뮬레이

션을 통해 확인한 결과와 마찬가지로 동일한 방열판과 fan의 조건에서 상이한 결과가 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 앞선 열 해석 시뮬레이션과 마찬가지로 소자의 패키징 및 열 전도성의 차이로 인해 발생하는 결과이다.

6. 결 론

본 논문에서는 WBG 소자인 GaN과 SiC의 performance 비교를 통해서 IH 시스템에서의 소자 적합성을 분석하였다. 각 소자별 접합 온도, gate-source 전압, gate 저항 등을 고려한 손실 모델링을 진행하였으며, 모델링을 기반으로 한 손실 비교와 소자의 패키징 및 물성을 반영한 열 해석 시뮬레이션을 통해 열 성능 비교를 수행하여 소자 적합성을 분석하였다. 100kHz 대역의 IH 시스템에서의 손실은 스너버 커패시터로 인해 스위칭 손실이 크게 감소함에 따라 도통 손실과 역방향 도통 손실이 지배적이며, 이로 인해 SiC가 대부분 더 높은 효율이 나타났다. 열 성능에서는 열 전도성과 패키징의 차이에 의해서 상이한 결과가 나타났다. 2kW급 prototype 컨버터를 구축하여, 실험을 통해서 손실 비교를 진행한 결과 스위칭 손실에서 링잉의 영향이 지배적임에 따라 GaN에서 더 높은 손실이 나타났으며, 도통 손실 및 역방향 도통 손실에서는 유사한 결과가 나타났다. 열 성능 또한 시뮬레이션과 유사한 결과가 나타남으로써 분석의 타당성이 검증되었다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2018201010650A)

References

- [1] D. Domes, W. Hofman, and J. Lutz, "A first loss evaluation using a vertical SiC-JFET and a conventional Si-IGBT in the bidirectional matrix converter switch topology," in *European Conference on Power Electronics and Application*, Sep. 2005.
- [2] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, and J. W. Kolar, "SiC versus si-evaluation of potentials for performance improvement of inverter and DC-DC converter system by SiC power semiconductors," *IEEE Trans. Ind Electron*, Vol. 58, No. 7, pp. 2872-2882, Jul. 2011.
- [3] A. Zapico, I. Gabiola, S. Apinaniz, F. Santiago, A. Pujana, A. Rodriguez, and F. Briz, "SiC and Si transistors comparison in boost converter", in *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Sep. 2012.
- [4] R. O. Nielsen, L. Torok, S. Munk-Nielsen, and F. Blaabjerg, "Efficiency and cost comparison of Si IGBT and SiC JFET isolated DC/DC converters," in *Proceedings of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2013)*, pp. 695-699, Nov. 2013.
- [5] K. Shirabe et al., "Efficiency comparison between Si-IGBT-based drive and GaN-based drive," *IEEE Trans. Ind Appl*, Vol. 50, No. 1, pp. 566-572, Jan./Feb. 2014.
- [6] A. Tuysuz, R. Bosshard, and J. Kolar, "Performance comparison of a GaN GIT and a Si IGBT for high-speed drive applications," in *Proc. International Power Electronics Conf.*, pp. 1904-1911, May. 2014.
- [7] A. Leon-Masich, H. Valderrama-Blavi, J. M. Bosque-Moncusi, and L. Martinez-Salamero, "Efficiency comparison between Si and SiC-based implementations in a high gain DC-DC boost converter," *IET Power Electron*, Vol. 8, No. 6, pp. 869-878, Jun. 2015.
- [8] R. R. Duarte, G. F. Ferreira, M. A. D. Costa, and J. M. Alonso, "Performance comparison of Si and GaN transistors in a family of synchronous buck converters for LED lighting applications," in *2016 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1-7, Oct. 2016.
- [9] S. Acharya, X. She, R. Datta, M. H. Todorovic, and G. Mandrusiak, "Comparison of 1.7kV 450A SiC-MOSFET and Si-IGBT based modular three phase power block," in *Proc. ECCE*, pp. 5119-5125, Oct. 2017.
- [10] J. Choi, D. Tsukiyama, and J. Rivas, "Comparison of SiC and eGaN devices in a 6.78 Mhz 2.2kW resonant inverter for wireless power transfer," in *Proc. IEEE Energy Convers, Congr. Expo (ECCE)*, pp. 1-6, Sep. 2016.
- [11] E. Gurpinar and A. Castellazzi, "Single-phase T-type inverter performance benchmark using Si IGBTs, SiC MOSFETs, and GaN HEMTs," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 31, No. 10, pp. 7148-7160, Oct. 2016.
- [12] A. Taylor, J. Lu, L. Zhu, K. Bai, M. McAmmond, and A. Brown, "Comparison of SiC MOSFET-based and GaN HEMT-based high efficiency high-power-density 7.2 kW EV battery chargers," *IET Power Electron*, Vol. 11, No. 11, May. 2018.
- [13] A. S. Abdelrahman, Z. Erdem, Y. Attia, and M. Z. Youssef, "Wide bandgap devices in electric vehicle converters: A performance survey," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, Vol. 41, No. 1, pp. 45-54, 2018.
- [14] GaN Systems, "GS66516T," [Online]. Available: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/04/GS66516T-DS-Rev-180422.pdf>.
- [15] ROHM, "SCT3030AR," [Online]. Available: <https://d1d2qsbl8m0m72.cloudfront.net/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/mosfet/sct3030ar-e.pdf>.



차광형(車光炯)

1993년 12월 8일생. 2018년 인제대 전자공학과 졸업. 2020년 한양대 전기공학과 졸업(석사).



주창태(朱昶泰)

1992년 10월 9일생. 2017년 인제대 전자공학과 졸업. 2019년~현재 한양대 전기공학과 석사과정.



민성수(閔成洙)

1993년 12월 23일생. 2019년 한양대 전기공학과 졸업. 2019년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박통합과정.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 Virginia Tech 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2004년 효성 중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Senior Researcher. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech CPES 방문교수. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 교수. 당 학회 국제이사.