Trans. of the Korean Hydrogen and New Energy Society(2015. 4), Vol. 26, No. 2, pp. 184~191
DOI: http://dx.doi.org/10.7316/KHNES.2015.26.2.184
ISSN 1738-7264
eISSN 2288-7407

120kW급 IGBT 인버터의 열 응답 특성 실시간 모델

임석연[1] · 차강일[2] · 유상석[3†]
[1]동명대학교 자동차공학과, [2]삼성전기, [3]충남대학교 기계공학과

A Real Time Model of Dynamic Thermal Response for 120kW IGBT Inverter

SEOKYEON IM[1], GANGIL CHA[2], SANGSEOK YU[3†]
[1]Dept. of Automotive Engineering, Tongmyong University, 428 Sinseon-ro, Nam-gu, Busan, 608-711, Korea
[2]Samsung Electro-mechanics
[3]Dept. of Mechanical Engineering, Chungnam National University, 99 Daehak-ro, Yuseong-gu, Daejeon, 305-764, Korea

Abstract >> As the power electronics system increases the frequency, the power loss and thermal management are paid more attention. This research presents a real time model of dissipation power with junction temperature response for 120kw IGBT inverter which is applied to the thermal management of high power IGBT inverter. Since the computational time is critical for real time simulation, look-up tables of IGBT module characteristic curve are implemented. The power loss from IGBT provides a clue to calculate the temperature of each module of IGBT. In this study, temperature of each layer in IGBT is predicted by lumped capacitance analysis of layers with convective heat transfer. The power loss and temperature of layers in IGBT is then communicated due to mutual dependence. In the dynamic model, PWM pulses are employed to calculation real time IGBT and diode power loss. Under Matlab/Simulink® environment, the dynamic model is validated with experiment. Results showed that the dynamic response of power loss is closely coupled with effective thermal management. The convective heat transfer is enough to achieve proper thermal management under guideline temperature.

Key words : Inverter(전력변환기), IGBT(Insulated gate bipolar mode transistor), Dynamic thermal response(동적 열응답), Real time simulation(실시간 시뮬레이션)

1. 서 론

IGBT (Insulated gate bipolar mode transistor) 소자는 높은 전력밀도, 간단한 인터페이스 및 견고성 등의 특징을 가지고 있어 중전력에서부터 고전력의 다양한 산업분야에서 사용가능하다[1]. 최근에는 고전력 산업에 IGBT를 적용하기 위한 노력으로 접합온도가 150°C에서 200°C의 높은 접합 온도와 10 kV급의 고전압, 20 kHz급의 작동주파수를 만족하는 소자들이 개발되고 있다[2]. 또한, IGBT의 손실전력감소, 안전동작영역(Safe operating area: SOA) 확보 및 열적 성능향상 등에 대해서도 연구되고 있다[3]. 기존 전력변환기와 다르게, IGBT는 전력 동작범위가 넓고 또 높아지면서 손실전력이 증가하게 되었다. 손실 전력의 증가는 바로 작동온도상승을 일으키는 원인을 제공

†Corresponding author : sangseok@cnu.ac.kr
Received : 2015.03.23 in revised form : 2015.04.16 Accepted : 2015.04.30
Copyright ⓒ 2015 KHNES

하게 되며, 적절한 열관리를 통해 고효율 전력변환을 달성해야 한다는 요구가 커지고 있다. Hefner는 온도 의존적인 IGBT의 전기모델과 동적 열 모델을 연계하는 동적 전기-열적 모델을 제안하였다[4]. 구체적인 물성을 적용한 전기 모델과 열 회로망 기법을 적용한 열적모델을 사용하여 합리적인 작동 온도를 도출해 냈지만, 열 저항 값만을 사용하는 한계를 보였다. Apeldoorn 등[5]은 온도 의존적인 전기 모델을 PSpice를 통해 모델링 하였으나, 해석 시간 단위가 마이크로 초(μs)였기 때문에 실시간 모사에는 어려움을 보였다. Schnell 등[6]은 평균 손실전력을 도출한 전기 모델을 제안하였고, 과도 열 저항 열 모델을 개발하였으나, 전기-열 모델에서 요구되는 구체적인 물성은 무시하였다. Zhou 등[7]은 실시간 손실전력계산을 기반으로 한 전기-열 모델을 제안하였으며, 데이터 북의 룩업 테이블 화를 통해 실시간성을 달성하였으나, 형상 인자에 대해서는 고려하지 않았다. Jalakas 등[8]은 손실전력모델 계산 량을 줄이기 위해 평균값 도출 및 필수 데이터 룩업 테이블 화를 통해 실시간성을 확보하였으나 단순 열 모델을 사용 하였다.

최근, IGBT의 손실전력 최소화를 위한 열적 모델에 대해서 다양한 연구가 진행되고 있으나, 실시간 손실전력 데이터를 고려한 IGBT 접합온도특성에 대한 연구는 희박하다. 따라서 본 연구에서는 IGBT의 손실전력에 따른 소자의 온도 응답특성을 파악하기 위해서 Matlab/Simulink®를 이용하여 온도의존 파라미터를 고려한 손실전력모델을 구성하고, 집중용량법을 이용한 IGBT 소자 접합온도 응답모델을 개발하고자 한다. 이를 통해 다양한 IGBT 운전 조건에서의 접합온도를 확인하고, 파라메타 별로 온도에 대한 민감도를 찾아내고자 한다.

2. IGBT 모듈 동적 거동 모델

2.1 IGBT 모듈 전력 손실 모델

일반적으로 IGBT는 한 개의 소자 내부에 여러 개의 단위 셀로 이루어져 있다. IGBT 모듈은 여러 개의 IGBT 소자와 다이오드소자로 구성되어 있기 때문에 모듈의 총 손실전력은 IGBT 손실(P_{IGBT})과 다이오드 손실(P_{DIODE})로 나뉘게 된다. 또, 각각의 소자 손실(P_{av})은 도통손실과 스위칭손실로 나눌 수 있는데, 도통손실(P_{cond})은 각각의 소자에 전류가 흐를 때 발생하는 손실이고, 스위칭손실(P_{sw})은 소자가 온-오프 시 발생하는 손실을 의미한다. IGBT의 전력 손실은 식 (1)과 같다.

$$P_{av} = \frac{1}{T_0}\sum(E_{cond} + E_{on} + E_{off}) = P_{cond} + P_{sw} \quad (1)$$

여기서, IGBT 소자는 스위칭 시 이상적인 스위치 동작과의 차이가 발생할 수 있고, 턴온(turn-on) 및 턴오프(turn-off) 시 일정한 시간(t_{on}, t_{off})을 가지면서 동작하기 때문에 스위칭 손실이 발생하게 된다. 그리고, IGBT에 전류가 흐르면서 소자 내에 존재하는 저항성분에 의해 도통손실이 발생하게 된다.

IGBT 소자의 도통손실(P_{IGBT})은 식 (2), (3)과 같이 소자의 포화 컬렉터(collector)-이미터(emitter) 전압 V_{ce}, 부하전류 I_c의 곱과 소자의 저항 r_{ce}와 부하전류 I_c의 곱의 합으로 표현할 수 있다.

$$P_{IGBT} = \frac{1}{T_0}\int_0^{T_0/2}[\psi(t)]\,dt \quad (2)$$

$$\psi(t) = V_{ce}(t)\,\hat{i}\sin(wt) + r_{ce}(\hat{i}\sin^2 wt)\tau(t) \quad (3)$$

$\tau(t)$는 PWM(Pulse Width Modulation) 함수이며, 변조변수 m, 위상각 Φ 로 나타낸다.

$$\tau(t) = \frac{1}{2}(1 + m\sin(wt + \Phi)) \quad (4)$$

전력손실모델에서는 신호 입력 시의 도통손실을

PWM 신호를 이용해 구할 수 있다. 또한 실시간 부하전류의 값과 펄스 함수 신호를 비교하여 계산하고, 소자저항 r_{ce}는 온도에 따라 변하도록 룩업테이블을 사용하였다. IGBT 소자의 스위칭 손실(P_{sw_IGBT})은 식 (5)와 같이 턴-온과 턴-오프 시 발생하는 손실에너지인 E_{on}과 E_{off}의 합과 스위칭 주파수 f_{sw}의 곱으로 구할 수 있다.

$$P_{sw_IGBT} = \frac{1}{\pi} f_{sw} \cdot (E_{on} + E_{off}) \tag{5}$$

이 때 E_{on}과 E_{off}는 상용 IGBT의 컬렉터 전류 당 스위치에너지 손실 데이터를 룩업 테이블화 하여 이를 모델에 탑재하였다. 컬렉터 평균 전류를 입력받아 룩업(look-up)테이블에서 손실에너지를 계산하고, 구한 손실에너지는 두 개의 IGBT PWM 신호에 따라 턴-온 및 턴-오프 시만 계산되도록 하여, 모델을 통해 계산되는 에너지와 동작주파수를 곱하면 손실전력을 구할 수 있도록 하였다.

2.2 다이오드 전력손실 모델

다이오드 손실전력 또한 IGBT 소자 손실전력과 마찬가지로 도통손실과 스위칭 손실로 나눌 수 있다. 다이오드 도통손실(P_{DIODE})은 IGBT 도통손실과 유사하며 식 (6), (7)과 같다.

$$P_{DIODE} = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0/2} (\Psi(t)) dt \tag{6}$$

$$\Psi(t) = V_f(t)\hat{i} sin(wt) + r_f \hat{i} sin^2 wt \cdot \tau(t) \tag{7}$$

여기서, r_f는 다이오드 도통 시 생기는 저항이고, 전압 V_f는 다이오드 양단에 걸리는 전압이다.

다이오드 스위칭 손실 또한 IGBT 스위칭 손실과 같이 룩업테이블을 사용하였다. 다이오드가 턴-온 될 때의 손실은 무시하고 식 (8)과 같이 턴-오프 즉, 리커버리 될 때 손실만을 고려하였다.

$$P_{DIODE} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{sw} \cdot E_{rec}(I_{nom}) \cdot \frac{I_{av}}{I_{nom}} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{nom}} \tag{8}$$

식 (8)에서, E_{rec}는 리커버리 될 때의 손실에너지이며, I_{av} 는 평균전류, V_{dc} 는 입력전압, I_{nom} 는 정격전류, V_{nom} 는 정격전압을 의미한다.

2.3 전력손실 모델 검증

손실전력 계산모델의 신뢰성을 검증하기 위하여 Jalakas[8]의 실제 실험값과 비교하였다. 시뮬레이션의 파라미터들은 상용 IGBT FZ200R65KF1을 사용하였고, 모델의 평균손실을 도출하여 비교하였다. Fig. 1은 해석결과와 실험결과의 차를 보여준다. 모델 결과가 실험결과와 동일한 경향을 나타내지만, 손실을 크게 예측하는 것으로 나타났다. 이러한 모델의 손실 예측은 IGBT손실과 다이오드 손실 모델링 과정에서 사용한 파라메터와 실험에 사용한 파라메터의 차이에서 발생한다. 실험에 사용된 정확한 파라메터와 물성의 측정치를 입력하게 되면 개선될 것으로 보이며,

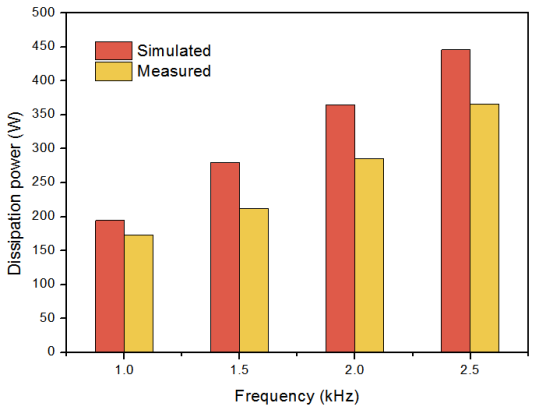

Fig. 1 Comparison of simulation result with experimental dissipation power[8]

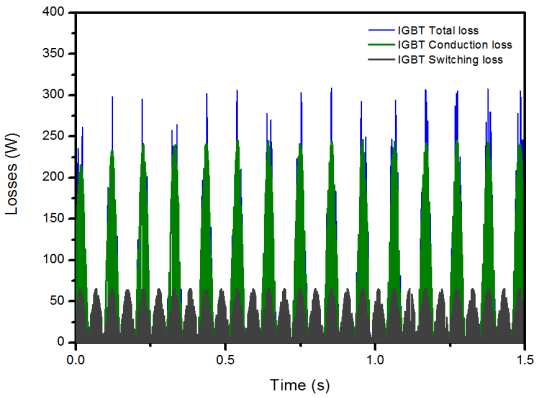

Fig. 2 IGBT conduction and switching losses

Table 1 Parameters of power dissipation model

Inverter power [W]	10000	Vce_sat [V]	3
DC input voltage [V]	300	V_{nom} [V]	1200
Averaged Output current [A]	50sin(t)	I_{nom} [A]	50
Output frequency [Hz]	60	Switching frequency [kHz]	8
Duty ratio	0.65	Modulation factor	0.8

본 연구에서 적용하고자 하는 열관리 모델 개발에는 손실모델이 적절히 사용될 수 있을 것으로 판단된다.

열관리 모델을 위한 손실량 계산을 위해 Fig. 2에서 개발된 전력손실모델로 120 kW급 IGBT 인버터를 구성하는 상용 IGBT 모듈(SKM75GB123D)의 실시간 손실전력을 계산하였다. 실시간 계산을 위하여 PWM 파형을 이용, 실제 스위치가 온-오프되는 현상을 모사하였으며, 해석조건은 Table 1에 나타내었다. 1.5초간 작동된 IGBT 소자의 실시간 손실은 Fig. 2와 같고 이때 샘플링타임은 0.0002s 이고, 스위칭 손실 최대값은 65 W, 도통손실의 최대값은 241 W, IGBT 소자의 총 손실 최대값은 275 W로 나타났다. 동일한 조건 시뮬레이션에서 다이오드의 스위칭 손실 최대값은 163 W, 도통손실 최대값은 278 W, 다이오드 소자의 총 손실 최대값은 278 W로 나타났다.

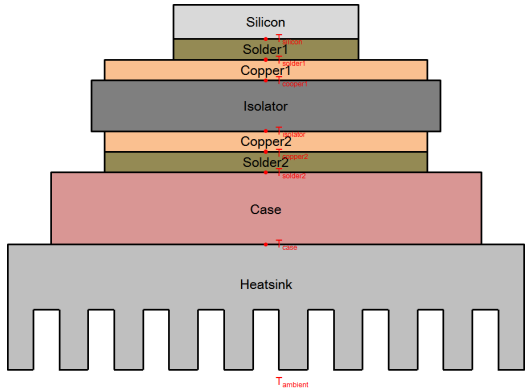

Fig. 3 Geometry of cross-sectional IGBT module

Table 2 Geometrical and Thermal properties of IGBT module components

Contents	Material	Length [mm]	Area [m^2]	Thermal conductivity [W/K·m]
Solder1	63%Sn/37%Pb	0.053	0.000081	35
Copper1	Cu	0.35	0.00023	360
Isolator	SiC	0.636	0.00030	100
Copper2	Cu	0.35	0.00023	360
Solder2	63%Sn/37%Pb	0.103	0.00023	35
Case	AIN	3	0.00040	280

2.4 IGBT 모듈 온도 응답 모델

IGBT 모듈은 다수의 IGBT 소자와 다이오드로 패키지화 되어있으나, 온도 응답을 구하기 위해 기하학적 형상을 단순화하였다. 상용 IGBT 모듈의 단면도와 각 구성물질의 물성치를 Fig. 3과 Table 2에 각각 나타내었다. IGBT 모듈 온도 응답 모델 구성을 위한 에너지 보존 법칙은 식 (9)와 같다.

$$\dot{E}_{in} - \dot{E}_{out} + \dot{E}_{gen} = \dot{E}_{st} \tag{9}$$

검사체적에서 열에너지 발생률과 관련된 에너지 생성항($\dot{E}_{gen}$)은 다음과 같다.

$$\dot{E}_{gen} = \dot{P}_{loss} \tag{10}$$

또한, 에너지 저장항($\dot{E}_{st}$)은 열전달을 고려하여 식 (11)과 같이 표현할 수 있다.

$$\dot{E}_{st} = \rho C_p \frac{dT}{dt} dx \tag{11}$$

실리콘소자에서 발생한 열은 모듈의 구성물들을 통해 외기로 빠져나가므로 검사체적에서 빠져나가는 에너지 $\dot{E}_{out}$는 다음 식 (12)와 같다.

$$\dot{E}_{out} = \dot{q}_{x_out}\, dx \tag{10}$$

$\dot{E}_{out}$은 다양한 구성물로 되어있는 복합체를 통해 열에너지가 빠져나가는 형태로 복합재료의 열전도식을 이용하였다.

$$q_{x_out} = -kA\frac{dT}{dx} = \frac{kA}{L}(T_1 - T_2) \tag{12}$$

복합 적층체 각각의 물성과 전도 열전달계수를 알게 되면 열회로 해석 방법을 적용할 수 있다. 열회로 해석과 같이 각 구성물로 공급·방출되는 열에너지가 보존된다는 원리와 최종 단에서 대류에 의해 열방출이 진행된다는 원리를 적용하면, 다음과 같다.

$$q_{x,out} = \left(\frac{L_{solder1}}{k_{solder1}A_{solder1}} + \frac{L_{copper1}}{k_{copper1}A_{copper1}} + \frac{L_{isolator}}{k_{isolator}A_{isolator}} + \frac{L_{copper2}}{k_{copper2}A_{copper2}} + \frac{L_{solder2}}{k_{solder2}A_{solder2}} + \frac{L_{case}}{k_{case}A_{case}} + \frac{1}{hA_{heatsink}}\right) \cdot \left(T_{silicon} - T_{ambient}\right) \tag{13}$$

에너지밸런스 수식으로 돌아가서 위에서 구했던 식 (10), (11), (13)을 식 (9)에 대입하면 다음과 같은 식 (14)를 얻을 수 있다.

$$P_{loss} - \dot{q}_{x,out} = \rho C_p \frac{dT}{dt} \tag{14}$$

위의 식을 x방향에 따라 적분하여 정리하면 식 (15)와 같이 표현할 수 있다.

$$T_{silicon} = \int \frac{P_{loss} - q_{x,out}}{\rho C_p V} dt \tag{15}$$

IGBT와 다이오드 간에는 기하학적 형상이 다르기 때문에 각각의 온도응답모델을 구성하였다. IGBT온도 제어에서는 강제대류 방식을 가정하고 대류열전달계수는 25 W/m^2·K로 설정하였으며, 외기온도는 상온 25℃ (298.15 K)로 하였다. 구성한 온도응답모델의 타당성을 검증하기 위해 Ammous 등의 실험데이터를 참조하여 IGBT와 다이오드 각각 실제측정값과 온도응답모델의 접합온도를 손실전력 10 W에서 60 W까지 비교하였다[9]. IGBT 소자의 실제측정값과 온도응답모델의 최대 접합온도를 비교한 결과 평균오차는 약 4.39% 였으며, 다이오드의 실제측정값과 온도응답모델의 최대 접합온도를 비교한 결과 평균오차는 약 6.32%로 나타났다.

2.5 온도응답을 고려한 손실전력모델 개선

온도 응답과 전력 손실은 서로 종속적인 관계에 있으므로 상호 연동이 필요하다. Fig. 4는 상호 연동을 위한 흐름도로 온도응답모델에서 계산된 온도가 컬렉터-이미터 전압 V_{ce}와 다이오드 양단에 걸리는 전압 V_f가 보정되도록 하였다. 또 상용 IGBT의 I_c-V_{ce} 및 I_c-V_f 데이터를 룩업 테이블화 하여 블록에 추가하였고, 온도에 따라 그 값이 변할 수 있도록 구성하였다.

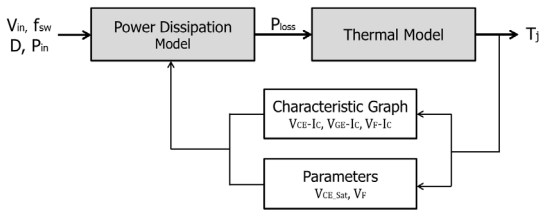

Fig. 4 Block diagram of electro-thermal model

3. 결과 및 토의

IGBT 및 다이오드의 실시간 손실전력 데이터를 이용하여 접합온도응답을 계산하였다. IGBT 및 다이오드의 실시간 손실전력에 따른 온도응답을 Fig. 5와 6에 각각 나타냈다. IGBT의 손실전력은 약 0.25s에서 정상상태에 도달하며, 온도는 약 0.5s에서 약 352 K (80°C)로 정상상태에 도달함을 알 수 있었다. 반면, 다이오드의 손실전력은 거의 정상상태에서 유지되고, 온도응답은 약 0.2s에서 약 310 K (37°C)로 정상상태에 도달함을 알 수 있다. 다이오드의 온도응답이 IGBT에 비해 큰 편차를 보이는 것은 다이오드 칩의 열용량이 상대적으로 작아 열 발산에 유리하기 때문으로 볼 수 있다.

모듈의 스위칭주파수는 손실전력에 영향을 미치게 되고, 손실 전력은 결국 온도 응답에 영향을 주기 때문에 스위칭 주파수에 따른 영향은 매우 중요하다.

스위칭 주파수에 따른 IGBT 소자와 다이오드의 접합온도응답은 Fig. 7과 8에 각각 나타냈다. 기준 스위칭주파수는 8 kHz로 하고, 최소 2 kHz에서 기준 주파수의 2배인 16 kHz까지 증가시키면서 접합온도응답을 확인하였다. IGBT의 경우, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz는 온도변화가 크지 않았으나, 16 kHz에서는 접합온도가 약 22 K 이상 상승하였다.

다이오드에서는 IGBT와 유사한 온도응답 경향을 보이지만, 다이오드 칩의 열용량 차 때문에 IGBT에 비해 온도편차가 크게 나타남을 알 수 있었다. 본 연구에서 개발한 온도응답모델은 실리콘 칩에서 발생한 열이 전도를 통해 히트싱크, 즉 휜까지 도달한 후 대류를 통해 빠져나가는 시스템이다. 휜과 히트싱크 파라미터

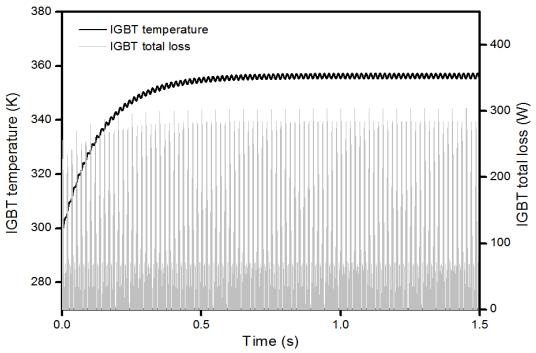

Fig. 5 IGBT total power dissipation and junction temperature response

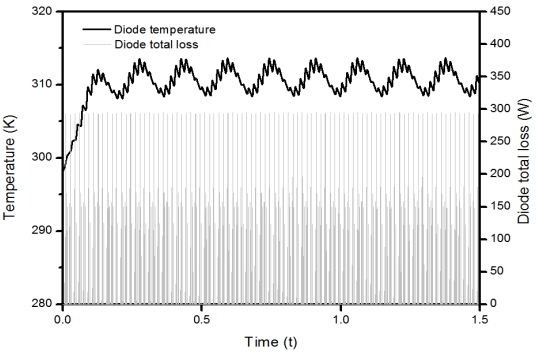

Fig. 6 Diode total power dissipation and junction temperature response

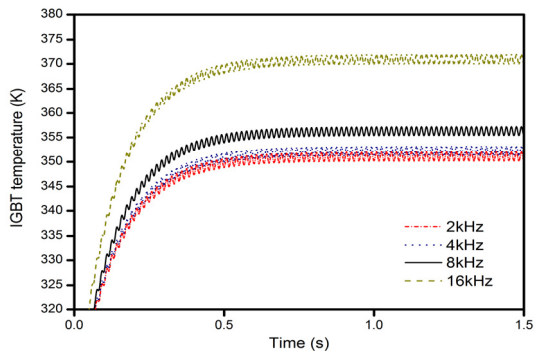

Fig. 7 IGBT junction temperature response by switching frequency

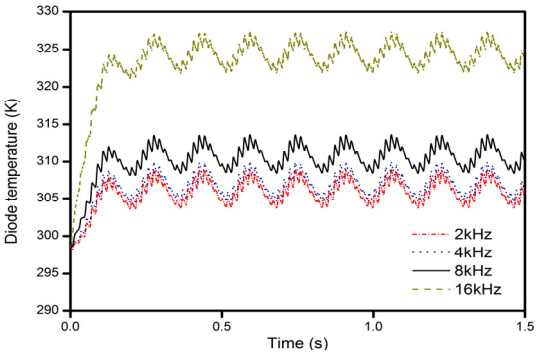

Fig. 8 Diode junction temperature response by switching frequency

변화에 따른 접합온도가 영향을 받으므로 휜의 면적 변화에 따른 IGBT 소자와 다이오드의 접합온도응답을 확인하였다. Fig. 9와 10에 각각 나타낸 것과 같이 기준 휜 면적은 Semikron사의 상용 히트싱크인 P16의 수치를 이용하였고, 이는 베이스플레이트 면적의 약 6.5배이기 때문에 비교 면적은 6.5배를 기준으로 3배, 12배 일 때의 접합온도응답을 확인하였다. IGBT 소자의 경우, 면적이 증가할수록 온도응답이 빠르게 정상상태에 도달하며, 온도 또한 현저히 감소함을 알 수 있었다. 다이오드 역시 IGBT 소자와 유사한 경향을 보이고 있으나, 온도변차는 상대적으로 크게 나타났다.

온도 응답에 큰 영향을 주는 조건으로 대류 열전달 계수가 있다. 즉, 강제 대류에 의한 열전달 량을 증가시키게 되면 이에 따른 온도 응답 특성도 바뀌고 전력 손실도 영향을 받게 되므로 열전달 계수에 의한 영향을 확인하였다. Fig. 11과 12에서는 대류열전달계수는 기체 강제대류의 최저값인 25 W/m^{2}K로 하였으며, 자연대류 조건인 5 W/m^{2}K, 10 W/m^{2}K와 강제대류 조건인 50 W/m^{2}K에서도 접합온도응답을 확인하였다. IGBT 모듈의 경우, 대류열전달계수가 5 W/m^{2}K에서 접합온도는 1.5s 시 약 600 K까지 상승하였으며, 10 W/m^{2}K에서는 약 440 K까지 온도가 상승하였다. 반면에, 다이오드에서는 대류열전달계수 5 W/m^{2}K 일 경우 약 350 K까지 온도가 상승하였다.

이상의 결과를 볼 때, IGBT 모듈 구동 시에는 손실전력의 최소화를 위해 강제대류를 통한 열 제어가 필요하나, 다이오드 구동 시는 손실전력이 크지 않아 자연대류 조건하에서도 충분히 열제어가 가능함을 알 수 있었다. 본 연구에서 개발한 열응답을 고려한 IGBT의 전력 손실 예측 모델은 일반적인 전력기기의 특성상 온

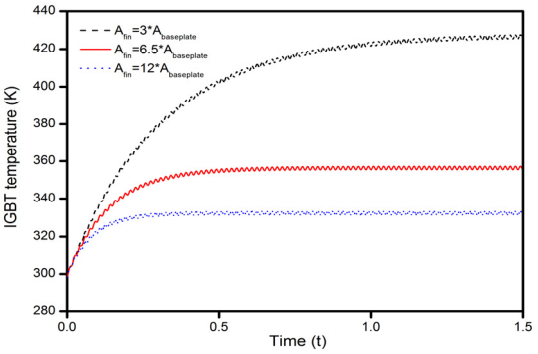

Fig. 9 The effect of finned area on the IGBT junction temperature response

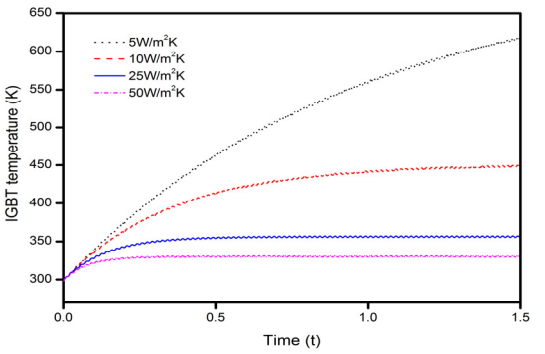

Fig. 11 The effect of convection coefficient on the IGBT junction temperature response

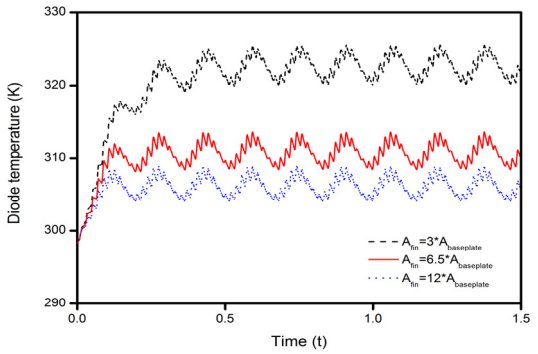

Fig. 10 The effect of finned area on the diode junction temperature response

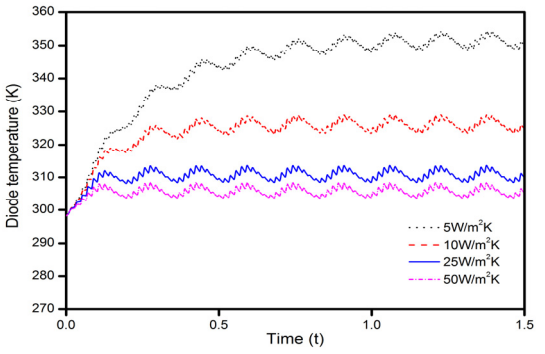

Fig. 12 The effect of convection coefficient on the diode junction temperature response

도 응답을 정확하게 예측하기 위한 실험 결과가 부재인 상황에서 온도 응답에 따른 영향성을 정확히 평가하는 것은 한계가 있다. 하지만 해석 결과를 보면 온도 응답을 고려하지 않은 경우에 비해 전력 손실의 상대적 영향이 크다는 것을 보여주고 있기 때문에 대용량 IGBT 인버터 설계 및 제어에서 온도 제어의 중요성을 확인하기 위한 자료로는 의미가 있다고 판단된다.

4. 결 론

본 연구에서는 120 kW급 IGBT 인버터의 실시간 스위칭 손실전력 계산에 따른 IGBT와 다이오드의 접합온도응답모델을 개발하여 다음과 같은 온도응답 변화특성을 확인하였다.

1) 개발된 모델은 기존의 μs단위 계산모델과 달리 넓은 시간 스케일 안에서 실시간으로 변하는 전력손실과 온도변화를 관찰할 수 있었다.
2) 접합온도계산에서는 열 회로망을 이용한 집중용량법을 이용하여 각 구성별 물성들을 고려하였으며, 이를 통해 실제값에 유사하게 접합온도를 도출해 낼 수 있었다.
3) 다양한 파라미터들에 따라 모듈의 접합온도응답을 살펴보았으며, 스위칭주파수 보다 휜의 면적, 대류열전달계수 등의 온도관련 파라미터의 변화에 온도가 민감하게 반응함을 알 수 있었다.

후 기

본 연구는 한국연구재단의 이공분야기초연구사업 (NRF-2014R1A1A2053692, NRF-2014R1A1 A2056611)의 지원을 받아 수행되었습니다.

References

1. Baliga, B. J., “Fundamentals of Power semiconductor devices”, Springer, 2008.
2. Steimer, P. K., “Power Electronics, a Key Technology for Energy Efficiency and Renewables”, Energy 2030 Conference, ENERGY 2008. IEEE, pp. 1, 5, 17-18.
3. Rahimo, M. “Future Trends in High Power MOS Controlled Power Semiconductors”, ISPS, Prague, Czech Republic. IEEE International Seminar on Power Semiconductors, 2012.
4. Hefner, A. R., “A dynamic electro-thermal model for the IGBT”, Industry Applications, IEEE Transactions on, Vol. 30, No. 2, 1994, pp. 394-405.
5. Schnell, R., and Schlapbach, U., “Realistic benchmarking of IGBT-modules with the help of a fast and easy to use simulation-tool”, PCIM proceedings, 2004.
6. Apeldoorn, O., Schmitt, S., and De Doncker. R. W., “An electrical model of a NPT-IGBT including transient temperature effects realized with PSPICE Device Equations modeling”, Industrial Electronics, ISIE'97., Proceedings of the IEEE International Symposium on. Vol. 2, 1997, IEEE.
7. Zhou, Z., Khanniche, M. S., Igic, P., Kong, S, T., Towers, M., Mawby, P. A., “A fast power loss calculation method for long real time thermal simulation of IGBT modules for a three-phase inverter system”, Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 2005, IEEE.
8. Jalakas, T. Vinnikov, D. Laugis, J., “Evaluation of different loss calculation methods for high-voltage IGBT-s under small load conditions”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008, pp. 1263-1267.
9. Ammous, K., Slim A., and Anis A., “Thermal modeling of semiconductor devices in power modules”, Microelectronics International, Vol. 24, No. 3, 2007, pp. 46-54.