

Revision:	KOR-01
발행일:	2022-10-18
작성자:	Ingo Staudt, Curtis, Grady
결재자:	Peter Beckedahl, Kendrick

키워드: MiniSKiiP Dual, PCB 설계, 고전력 PCB

# IGBT 모듈의 열저항 – 사양 및 모델링

1. 서론.....	1
2. 열저항 결정 방법이 애플리케이션 노트의 관련 용어 정의.....	2
2.1 이 애플리케이션의 노트 관련 용어 정의.....	2
2.2 칩 T <sub>j</sub> , 케이스 T <sub>c</sub> 및 방열판 온도 T <sub>s</sub> 측정.....	2
2.3 열 저항의 사양.....	3
2.4 멀티칩 장치.....	4
2.5 스위치 간의 열 커플링.....	6
2.5.1 R <sub>th(j-c)</sub> .....	6
2.5.2 R <sub>th(j-s)</sub> .....	7
2.5.3 스위치 열 커플링 포함 R <sub>th(c-s)</sub> .....	7
2.5.4 열 커플링 미포함 R <sub>th(c-s)</sub> .....	10
2.6 칩 사이즈의 함수인 스위치 R <sub>th(c-s)</sub> .....	10
2.7 부착 조건이 R <sub>th(j-s)</sub> 및 R <sub>th(c-s)</sub> 에 미치는 영향.....	10
3. 열 등가 회로를 사용한 모델링.....	11
4. SEMIKRON 제품에 대한 R <sub>th</sub> 값의 현재 및 미래 데이터시트 사양.....	12
4.1 Heatsink rated modules.....	12
4.2 Case rated modules.....	12
5. 결론.....	13

## 1. 서론

적합한 IGBT 모듈 선택을 위해서는 냉각 시스템의 열 특성과 애플리케이션의 요구 사항(전력, 주변 온도, 부하 사이클 응력/요구되는 수명)과 더불어 열 성능을 알아야 합니다. 서로 다른 모듈의 열 특성의 비교가능성에 대한 주요 이슈는 아래와 같습니다.

- 다양한 모듈 패키징 기술(베이스 플레이트 포함/미포함, 통합 방열판 포함)
- 제조사별, 온도 측정을 위한 다양한 기준점 선택
- 열 저항 사양에 있어서의 차이(측정 조건, 모듈 또는 스위치 사양, 모듈 스위치 사이의 열 커플링 유무, 모델링)
- 모듈과 방열판 사이의 열전도율 및 TIM(열 인터페이스 재료) 두께

이 애플리케이션 노트는 IGBT 모듈의 열 특성에 대한 일반적인 사양 방법과 데이터시트 파라미터에 미치는 영향에 대해 기술하고 있습니다. SEMIKRON 제품의 R<sub>th</sub> 사양에 대한 실제와 향후의 방법에 대해 설명합니다. 열 전달의 물리적 원리와 전력 전자 시스템 개선을 위한 세부 개요는 SEMIKRON의 애플리케이션 매뉴얼[2]에 제시되어 있습니다.

여기에서 설명하는  $R_{th}$  및 온도 측정 결과들은 다른 효과를 보여주기 위한 예시입니다. 테스트 결과가 제품 설명에 유효한 데이터시트 값과 다를 수 있습니다.

## 2. 열저항 결정 방법이 애플리케이션 노트의 관련 용어 정의

### 2.1. 이 애플리케이션의 노트 관련 용어 정의

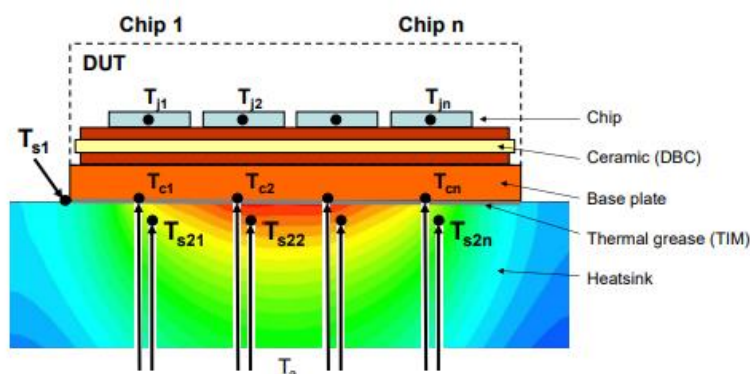
- **IGBT 모듈** : 표면을 통해 열이 모두 발산된다고 가정하는 "케이스"가 있고, 이 케이스의 냉각 표면에서 절연된 하나 이상의 전력전자 스위치를 포함함
- **스위치**: 전기 회로 요소, 여기서는 역병렬 다이오드가 있는 IGBT
- **IGBT-스위치** : 하나의 기능 회로 요소로 작동하는 모듈 내부의 하나 또는 더 많은 병렬 연결된 칩으로 구성된 스위치의 IGBT 부품
- **다이오드-스위치** : 하나의 기능 회로 요소로 작동하는 모듈 내부의 하나 또는 더 많은 병렬 연결된 칩으로 구성된 스위치의 다이오드 부분
- **Case rated module** : IGBT-스위치 및 다이오드-스위치에서 케이스까지의 열 저항 사양이 요구되는 특정 케이스 온도에 대해 정격 전류가 명시된 모듈로, 보통 두꺼운 베이스 플레이트가 부착된 모듈
- **Heatsink rated module** : IGBT-스위치 및 다이오드-스위치에서 방열판까지의 열 저항 사양과 이 저항이 유효한 부착 조건을 요구하는 특정 방열판 온도에 대해 정격 전류가 명시된 모듈로, 보통 베이스 플레이트가 없는 모듈

### 2.2. 칩 $T_j$ , 케이스 $T_c$ 및 방열판 온도 $T_s$ 측정

적외선 카메라나 칩 표면의 열전대를 사용하거나 순방향 전압 강하와 같은 반도체 특성의 온도 의존성 사용 등을 이용하여 IGBT 및 다이오드 칩의 온도를 측정할 수 있는 다양한 방식이 있습니다. 후자는 사용자를 위해 특별히 준비된 모듈 없이 적용할 수 있기 때문에 IEC 60747 표준[3]에서 제안된 방법입니다. 측정 전류가 작은 경우, 바이폴라 반도체는 순방향 전압 강하와 칩 온도 사이에 선형 종속성을 보입니다. 수동가열(passive heating)에 의한 이러한 영향을 이용하고 측정 전류와 다양한 온도에서 순방향 전압을 측정함에 의해 보정 곡선인  $V_{ce}=f(T_j)$  또는  $V_f=f(T_j)$ 가 만들어집니다. 가열을 통해 열평형에 도달할 때까지 일정한 부하 전류에 의해 스위치 X(IGBT 또는 다이오드)는 구동됩니다. 전력 손실은  $P_X=V_X \cdot I_{DC}$  로 계산합니다. 부하 전류를 OFF 한 직후, 작은 측정 전류를 스위치에 다시 인가합니다.  $T_j$  는 턴오프 후 몇 100 $\mu$ s 후 전압 강하 측정으로 보정 곡선을 구할 수 있습니다. 반도체 전하 캐리어 효과를 줄이려면 쇼트 브레이크(short brake)가 필요합니다. 그 결과 해당 스위치의 영역과 관련된 평균 접합부 온도를 도출할 수 있습니다.

case rated modules 의 케이스 온도 측정은 칩 중앙 위치의 아래의 온도센서를 통해 측정합니다. 방열판 온도 측정의 경우 IEC 60747-15 [4]는 모듈  $T_{s1}$  옆 또는 칩 중앙 위치  $T_{s2}$  아래 등 두 가지 옵션이 있습니다. (그림 1 및 표 1 참조).

그림 1:  $T_c$  및  $T_s$ 의 온도 측정을 위한 기준점이 있는 케이스 정격 장치의 단면[4]



칩 아래 동일한 수직 지점에서  $T_{cn}$  과  $T_{s2n}$  를 측정하기 위해 다른 옵션을 사용할 수 있습니다. 처음 두 개의 방법은 모듈을 해체하고 다시 부착해야 한다는 단점이 있는데, 이는 고장의 원인이 될 수 있습니다. 반면 세 번째 방법은 칩 중앙 위치에서 벗어나는 것에 의해, 앞의 두 방법에 비해 고장 원인이 낮습니다.

- 2 개의 방열판 중 하나에는  $T_{cn}$  을 측정하기 위해 칩 아래에 뚫린 구멍이 있고, 다른 방열판에는  $T_{s2n}$  을 측정하기 위해 같은 위치에 블라인드 홀이 있는 경우
- 혹은 스위치의 대칭적 칩 위치의 경우, 하나의 방열판에는 구멍의 절반이  $T_{c1...n/2}$  을 측정하기 위한 것이고, 그리고 나머지 절반은  $T_{s2n/2...n}$  을 측정하기 위한 경우, 1차 측정 후 장치를 180° 회전시켜 다음 2차 측정에서 다른 온도를 측정
- 혹은  $T_c$  측정 이외에  $T_s$  측정을 위해 드릴 구멍의 위치를 약간 변경

베이스 플레이트가 없는 heatsink rated modules 의 경우 칩과 방열판 사이의 열 흐름을 방해하지 않고 케이스 온도를 측정할 수는 없습니다. 여기서 방열판 온도만  $T_{s2n}$  아래 또는 모듈의  $T_{s1}$  옆에서 측정합니다.

표 1: IEC 60747-Xx 에 따른 온도 기준점의 정의[3] [4]		
온도 측정값	기호	온도 기준점
칩 1 ~ n 의 정선 온도	$T_{j1...n}$	보통 개별 문서(다이오드 -2, IGBT -9)에 기술된 방법으로 측정된 스위치의 칩에 대해 결정
칩 1 ~ n 아래의 케이스 온도	$T_{c1...n}$	제조사가 명시한 케이스 지점에서 방열판과 칩 아래 열 인터페이스 재료를 통과하는 1...2.5mm 의 작은 구멍을 통해 아래쪽부터 측정.
명시된 표면 지점의 방열판 온도	$T_{s1}$	<b>방법 1:</b> $T_s$ 는 칩에 가장 가깝고 가장 뜨거운 접근 가능 지점의 위에서부터 방열판 표면을 측정.
칩 1 ~ n 아래의 방열판 온도	$T_{s21...2n}$	<b>방법 2:</b> $T_s$ 는 방열판 표면 아래쪽 2±1mm 에서 끝나는 1...2.5mm 의 블라인드 홀을 통과하여 아래쪽부터 측정.

### 2.3. 열 저항의 사양

위의 측정을 통해 얻은 온도 차이와 전력 손실을 이용하여 스위치 또는 모듈 M 당 열 저항  $R_{th(j-c)}$ ,  $R_{th(c-s)}$  또는  $R_{th(j-s)}$  을 계산하는 식은 표 2 와 같습니다. 변수 X는 IGBT 또는 다이오드를 나타내고 모듈 내부의 여타 전력 반도체에 적용할 수 있습니다. 현재까지 SEMİKRON 에서 사용하고 있는 식은 강조 표시하였습니다.

표 2: IEC 60747-15 에 따른 $R_{th(j-s)}$ , $R_{th(j-c)}$ 및 $R_{th(c-s)}$ 의 정의[4]*		
열 저항 $R_{th}$	케이스 정격 모듈	방열판 정격 모듈
단일 칩 스위치를 가진 모듈의 IGBT- 또는 다이오드 스위치	$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - T_c}{P}$ $R_{th(c-s)} = \frac{T_c - T_{s1}}{P}$ <p>or</p> $R_{th(c-s)2} = \frac{T_c - T_{s2}}{P}$	$R_{th(j-s)1} = \frac{T_j - T_{s1}}{P}$ <p>or</p> $R_{th(j-s)2} = \frac{T_j - T_{s2}}{P}$
병렬 연결된 n 개의 칩을 사용하는 모듈의 IGBT- 또는 다이오드 스위치	$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - \sum_{i=1}^n T_{ci}/n}{P}$ $R_{th(c-s)1} = \frac{\sum_{i=1}^n T_{ci}/n - T_{s1}}{P}$ <p>or</p> $R_{th(c-s)2} = \frac{\sum_{i=1}^n T_{ci}/n - \sum_{i=1}^n T_{s2i}/n}{P}$	$R_{th(j-s)1} = \frac{T_j - T_{s1}}{P}$ <p>or</p> $R_{th(j-s)2} = \frac{T_j - \sum_{i=1}^n T_{s2i}/n}{P}$

<p>n 개의 칩을 가진 모듈 M(손실 <math>P_M = \cdot P_m</math>) 당</p>	$R_{th(c-s)M1} = \frac{\sum_{i=1}^n T_{ci}/n - T_{s1}}{P_M}$ <p style="text-align: center;">or</p> $R_{th(c-s)M2} = \frac{\sum_{i=1}^n T_{ci}/n - \sum_{i=1}^n T_{s2i}/n}{P_M}$	<p style="text-align: center;">N.A</p>
---	---	--

\* 참고 사항: EC 는 단일 칩과 다중 칩 스위치 그리고 서로 다른 케이스 또는 하나의 스위치의 다양한 칩 위치에서 방열판 온도를 처리하는 방법에 대해 명확히 구분하지 않습니다. 여기에 사용된 측정 온도의 평균은 이 국제 표준을 수정한 것입니다( 2.4 항 참조).

이 표준에 따라 방열판 온도  $T_s$  에 대한 기준점 위치의 선택을 모듈 제조사에게 맡겼지만 그 위치를 데이터시트나 기술 설명자료에 명시해야 합니다. 이러한 선택의 자유로 인해 제조사별로 방열판 관련  $R_{th}$  값이 차이가 발생하여 비교가 어려워졌습니다.

이러한 문제가 발생하는 이유는 접합부에서 주위온도까지의 열 경로에서 열 저항이 차이가 있기 때문입니다( 그림 2 참조). 방열판 표면의 기준점  $T_{s1}$  가 모듈 아래  $T_{s2}$  에 비해 훨씬 온도가 낮는데, 그에 따른 결과는 표 3 과 같습니다. 방열판이 전력을 더 잘 배출할수록, 측정 결과의 차이가 더 커집니다. 고정  $T_a$ , 열 특성 및 측정 조건과 관련하여,  $R_{th(s-a)}$  은 기준점  $T_s$  의 선택에 따라 달라지지만,  $R_{th(j-a)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-a)}$  은 여전히 일정하게 유지됩니다.

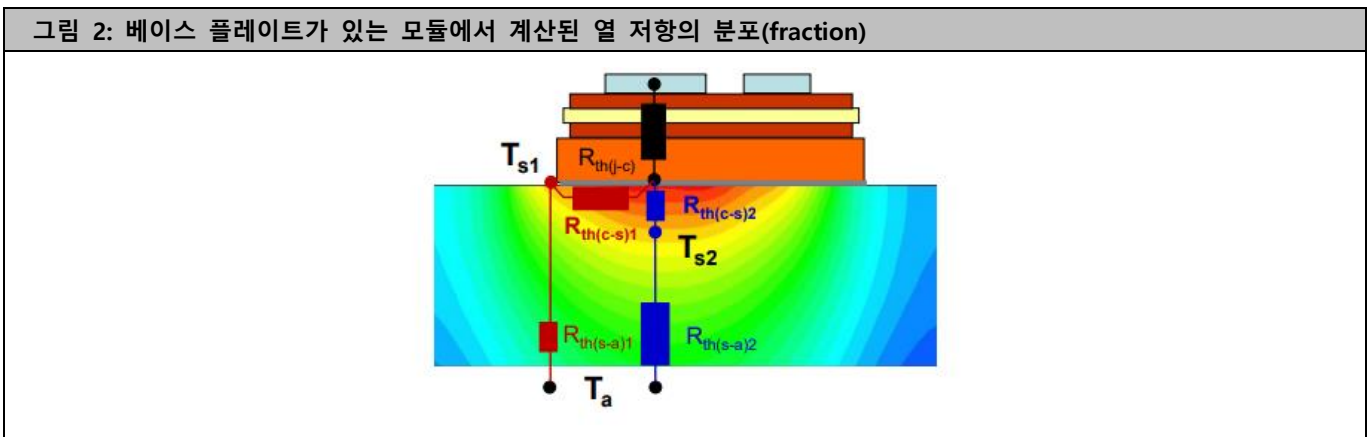


표 3: Rth(c-s) 및 Rth(s-a)에서 $T_s$ 에 대한 기준점의 영향						
$T_s$ 에 대한 측정 방법	기준점	관계 $\Delta T_{(c-s)}, R_{th(c-s)}$	관계 $\Delta T_{(s-a)}, R_{th(s-a)}$	장점	단점	SEMİKRON 이 사용
방법 1	$T_{s1}$	고	저	접근 가능한 측정 지점, 1 회 측정	강한 방열판 의존	2014 년 이전에 출시된 case rated modules 의 경우
방법 2	$T_{s2n}$	낮은	높은	방열판 의존도 낮음	특수하게 준비된 방열판, 2 회 측정	heatsink rated modules 경우, 2015 년 이후 출시된 case rated modules 의 경우

### 2.4. 멀티칩 장치

고전력 애플리케이션 용 IGBT 모듈의 모든 스위치는 다수의 병렬 IGBT/다이오드 칩으로 구성되어 있습니다. 이러한 칩은 절연 기판, 대부분의 경우 다이렉트 본드 구리(Direct Bonded Copper, DBC) 기판에 납땜 또는 소결 방식으로 부착됩니다. 전기적 및 기계적 불균형으로 인해 각 칩의 전력 손실이 다르며 온도도 각기 다릅니다. 이 경우에도 IEC 표준은 예를 들어, 가장 뜨거운 칩 아래의 케이스 온도 또는 모든 칩별 케이스 온도의 중간값 등 어떤 케이스 및 방열판 온도 기준점 조합을 데이터시트 사양에 사용할지 여부와 같은 몇 가지 결정을 모듈 제조사에 맡기고 있습니다. 데이터시트와 기술 설명 자료에는 명시된 열 특성이 칩 개별 케이스 온도의 피크 또는 평균값을 토대로 계산되었는지 여부에 관한 정보가 포함되어 있지 않은 경우가 종종 있습니다.

앞서 살펴본 접합부(정션) 온도 측정 방법을 통해 스위치의 모든 병렬 IGBT 또는 다이오드 칩의 전압 강하를 측정합니다. 이는 파생된  $T_j$  가 해당 IGBT 또는 다이오드 스위치의 병렬 칩의 열 커플링 효과를 포함하는 영역 관련 평균 온도임을 의미합니다. 따라서 측정 결과는 어떤 특정 칩이나 가장 뜨거운 칩의 온도 등가 전압과 정확히 일치하지는 않습니다. 이와 대조적으로 베이스 플레이트 측정을 통해 위치 관련 케이스 온도  $T_c$  는 알 수 있습니다. 스위치 관련 케이스 온도를 결정하기 위해서는 각 칩 아래에서  $T_{c_n}$  을 측정하고 평균  $T_{c_n}$  을  $T_j$  와 함께 사용하여 스위치당  $R_{th(j-c)}$  을 계산하여야 합니다. 그렇지 않으면 열저항이 위치에 따라 달라지고 가장 뜨거운 칩 아래의 위치가 최소 열저항  $R_{th(j-c)}$  을 나타내게 됩니다. Semix3 에 대한 예는 그림 3 과 같으며, 10% ... 15%의 단일 위치 1~3 의 온도 차이의 편차가 일반적입니다. 이는 싱크 온도(sink temperature)와 결정된  $R_{th(c-s)21...23}$  에도 똑같이 적용됩니다. 이때도 역시 모든 온도의 평균값을 사용해야 합니다.

그림 3: IGBT 손실에 따른 온도 상승 시 각각 병렬 칩 3 개와 모듈 베이스 플레이트의 온도 프로파일로 구성된 2 개의 IGBT 및 다이오드 스위치가 있는 SEMiX 모듈

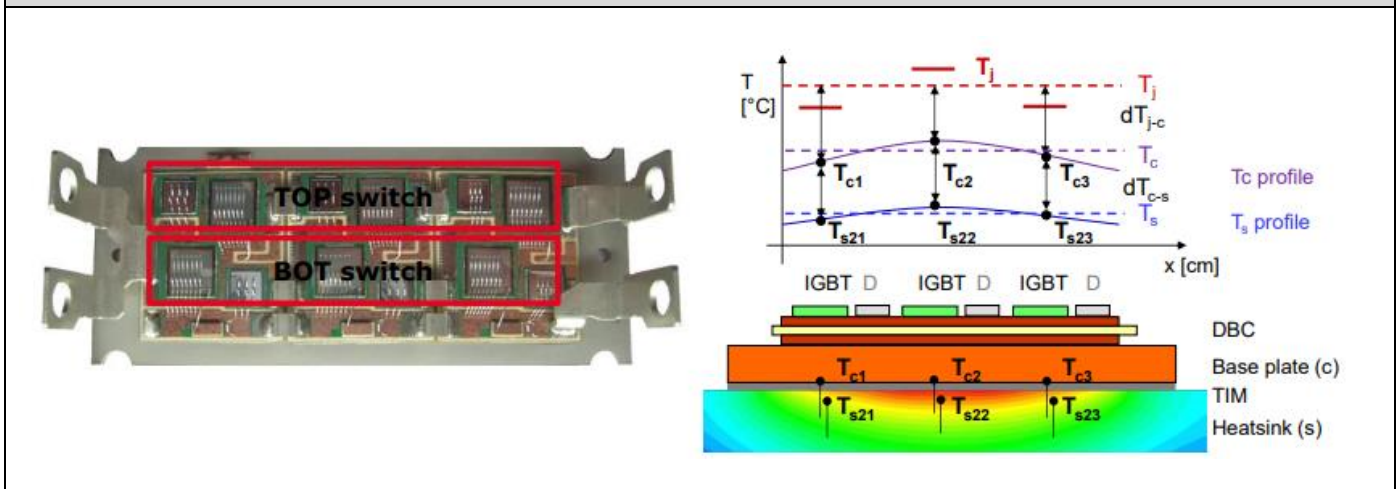
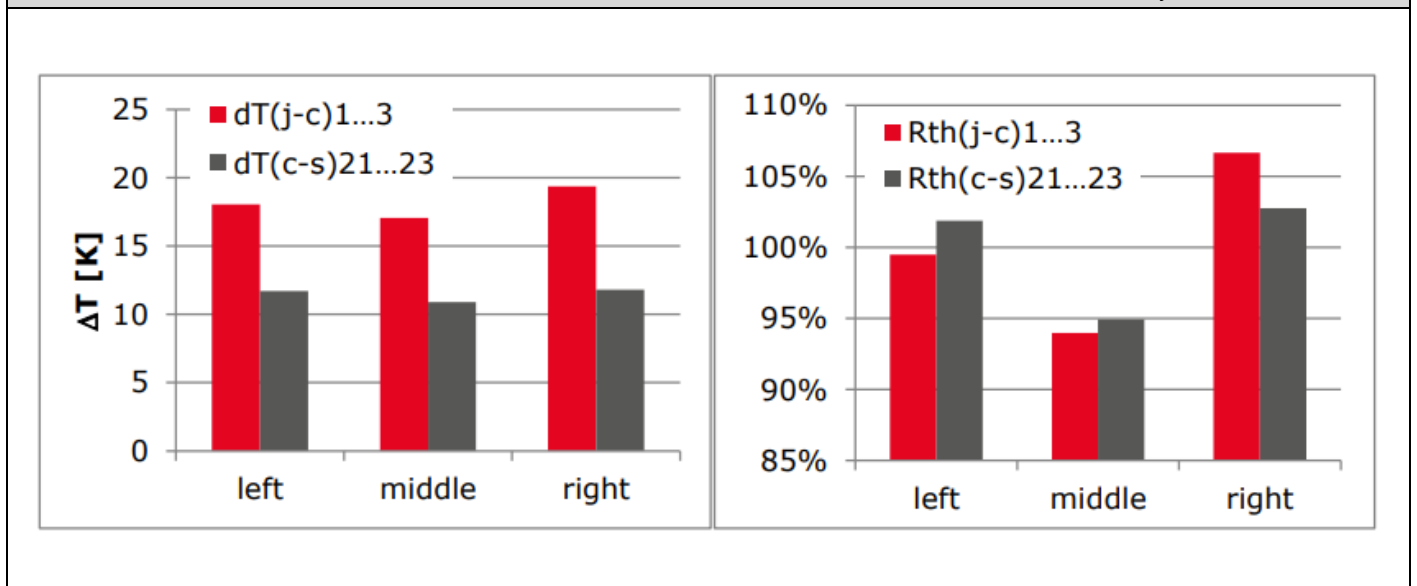


그림 4: 3 개의 개별 TOP 스위치 칩 위치에서 측정된 온도 차이 및 평균값(100%)에 대해 파생된  $R_{th(j-c)n}$  및  $R_{th(c-s)n}$  값



베이스 플레이트가 없는 heatsink rated modules 의 경우 베이스 플레이트의 열 확산 효과가 부족하여 방열판의 온도 기울기가 훨씬 더 높습니다. 이때도 역시 온도가 가장 높은 칩 아래 위치에서  $R_{th(j-s)}$  가 가장 작습니다. 따라서 모든 병렬 칩 아래 방열판 온도의 평균값을 스위치 관련 방열판 온도 결정에 사용해야 합니다.

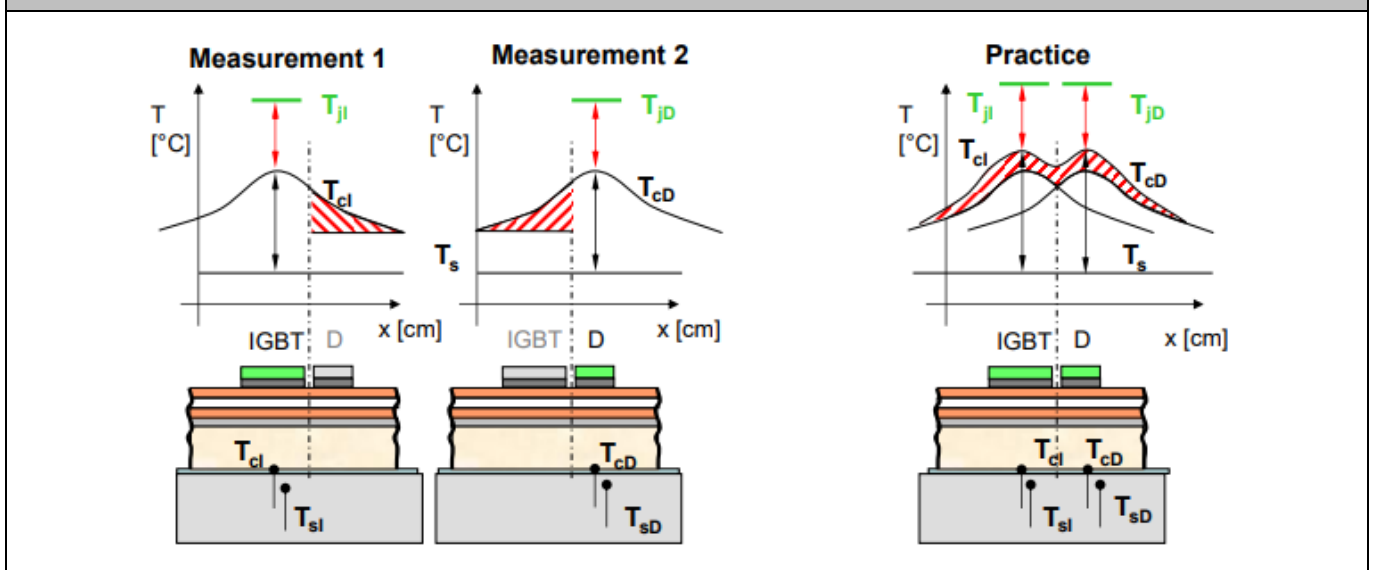
앞서 설명한 바 대로 각 칩 아래의 케이스 또는 방열판 온도를 측정하고 케이스 및 방열판 온도에 대해 스위치별 평균값을 사용해야 합니다. 이런 이유로 인해 SEMİKRON 은 칩 위치에 구멍이 있는 모듈 타입별 액체 냉각식 방열판을 사용하였습니다.

## 2.5. 스위치 간의 열 커플링

열 커플링 정도는 스위치의 칩 간 거리와 아래 레이어들의 두께 + 열전도율에 따라 다르게 나타납니다. 스위치 간 거리가 3mm 미만인 모듈의 경우 열 커플링은 DBC 에서 고려해야 합니다. 그러나 대개 DBC(베이스 플레이트, 방열판 루트) 아래 열전도율이 더 높은 레이어에서 열 확산이 발생하며 열 커플링 효과가 발생합니다.

앞서 설명한 측정 방법을 사용하면 손실이 IGBT 또는 다이오드에만 영향을 미칠 수 있습니다. 어느 한 스위치의 IGBT와 다이오드 간 열 커플링이 감지되지 않으면 장치의 온도를 상승시켜 애플리케이션에서 온도가 더 높아집니다. 만약 두 장치가 모두 전력을 소모하여 같은 수준의 높은 온도 프로파일이 나타나는 경우(오른쪽) 단일 측정에서 빗금 친 영역(그림 5 왼쪽 참조)을 더 이상 열 전달에 사용할 수 없습니다.

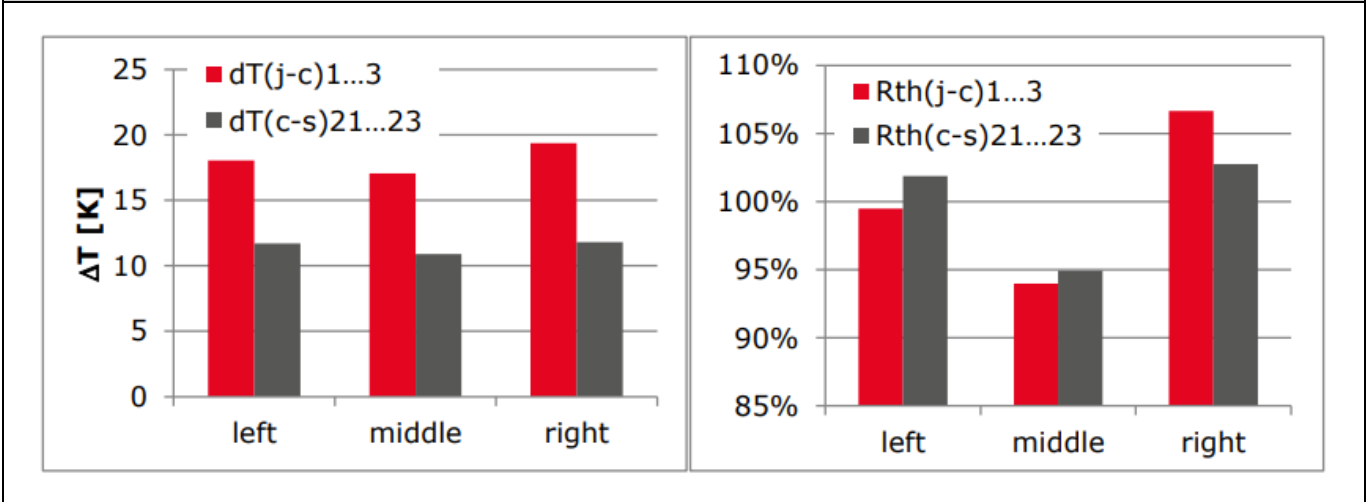
그림 5: 베이스 플레이트가 있는 IGBT 모듈에서 칩 온도에 대한 간접 측정 시 무시되는 열 확산



### 2.5.1 $R_{th(j-c)}$

IGBT 스위치 2 개를 동시에 구동하여 발생하는 효과는 그림 6 과 같습니다. 하프 브리지 모듈의 IGBT 2 개 또는 다이오드 2 개 등 같은 스위치를 직렬로 전기적 연결하면 앞서 설명한 측정 방법을 통해 이러한 효과를 쉽게 확인할 수 있습니다. SEMiX 의 경우 TOP 및 BOT IGBT 스위치가 단 몇 밀리미터 간격으로 배열되어(그림 3 참조) 서로 온도를 상승시킵니다. 측정 결과,  $R_{th(j-c)}$ 이 단 몇 퍼센트 바뀌는 것을 알 수 있습니다. 이것은 DBC 내의 낮은 교차 전도로 설명이 가능합니다. 구리 베이스 플레이트의 온도는 스위치가 1 개 대신 2 개가 작동할 때 칩 온도와 같은 값만큼 증가합니다.  $\Delta T$  및 그에 따른  $R_{th}$ 가 일정한 상태를 유지합니다. 커플링 효과를 고려하지 않은 단일 IGBT 또는 다이오드 스위치에 대한  $R_{th(j-c)}$ 의 사양은 허용 가능합니다.

그림 6: 450 A SEMiX 모듈의 TOP + BOT IGBT 동시 및 파생 상대값  $R_{th(j-c)}$  및  $R_{th(c-s)}$  (단일 스위치 = 100%)의 손실 상황에 비해 TOP IGBT 만 구동하는 경우  $T_j$ ,  $T_c$  및  $T_s$  간 온도 측정값의 차이



### 2.5.2 $R_{th(j-s)}$

이 열 저항값은 보통 베이스 플레이트가 없는 모듈에 대해 명시됩니다. 여기에서는 DBC 내 스위치 사이에 매우 제한적인 열 커플링만 존재하게 됩니다. 이 값은 모듈 아래에서 측정된 히트 싱크 온도에 대한 단일 IGBT 또는 다이오드 스위치 별로 명시됩니다. 따라서 측정 절차나 사양의 조정은 따로 표시하지 않았습니다.

### 2.5.3 스위치 열 커플링이 발생한 $R_{th(c-s)}$

그림 6 에 따르면,  $T_s$  를 모듈 옆에서 측정하는 경우  $R_{th(c-s)}$  15%(IGBT 스위치 2 개 구동, 모듈 아래에서  $T_s$  측정)~35%의 범위에서 변하는 것을 알 수 있습니다. 아래 결과에 따르면 다이오드 스위치가 전력을 소모하는 경우 최대 100%까지 상승할 수 있음을 알 수 있습니다. 커플링 계수 없이 스위치별  $R_{th(c-s)}$  만을 기술하면 전체 스위치의 손실의 경우 온도 예측치가 너무 낮게 나오게 됩니다. 표 4 는 SEMiX3 및 SEMITRANS3 하프브리지 모듈이  $R_{th(c-s)}$  에 미치는 열 커플링 효과에 대한 시뮬레이션 및 측정 조건을 나타내고 있습니다.

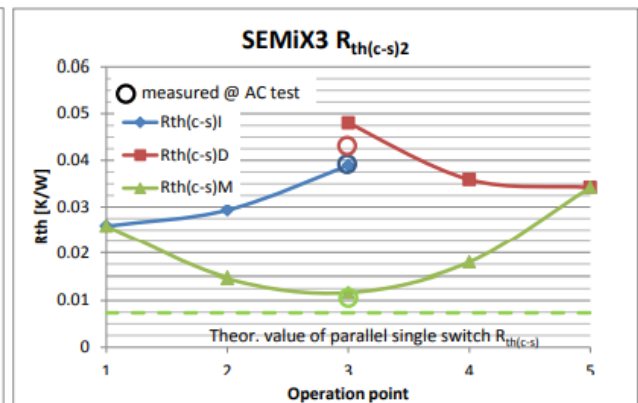
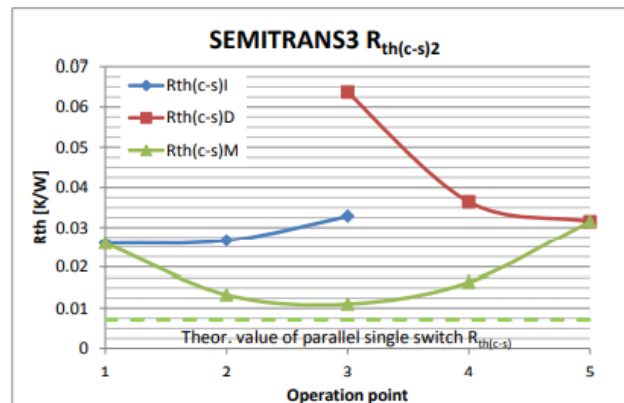
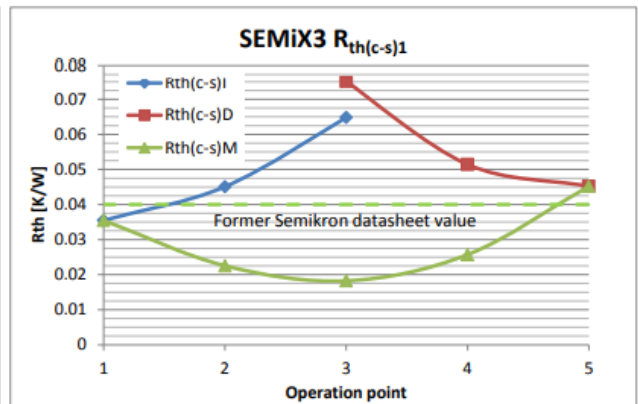
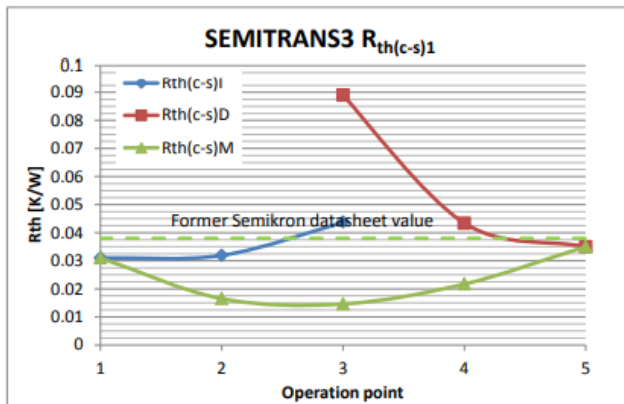
표 4: 열 커플링이  $R_{th(c-s)}$ 에 미치는 영향에 대한 시뮬레이션 및 측정을 위한 작동 지점 사양: 100%는 약1 W/mm<sup>2</sup> 의 사용 칩 영역을 가리킴

#	실제적 관련성	IGBT 및 다이오드 별 전력 손실			
		T TOP	T BOT	D BOT	D TOP
1	모터 인버터의 브레이크 초퍼 또는 스톱 모드에서 하프 브리지 모듈	100%	0	0	0
2	최대 AC 전압으로 구동하는 인버터, 역률 $\cos(\phi)=1$ , 낮은 스위칭 주파수	100%	100%	0	0
3	낮은 출력 전압의 인버터 구동, 역률 $\cos(\phi)=-0.8 \dots +0.8$ , 높은 스위칭 주파수	50%	50%	50%	50%
4	최대 AC 전압으로 구동하는 인버터, 역률 $\cos(\phi)=-1$ , 낮은 스위칭 주파수	0	0	100%	100%
5	출력 전압과 거의 같은 입력 전압을 갖는 부스터	0	0	0	100%

그림 7 은 IGBT 스위치당  $R_{th(c-s)I}$ , 다이오드 스위치당  $R_{th(c-s)D}$  및 모듈당  $R_{th(c-s)M}$  의 측정값 변화를 보여 줍니다.  $R_{th(c-s)M}$  을 측정하기 위해 각 스위치에 대해 결정된 최대 온도 차  $dT_{(c-s)X}$  를 모듈의 총 전력 손실로 나누었습니다. 작동 지점 1,2 와 3,4 는 측정값의 결과와 같으며, 모델의 검증에 사용됩니다. 작동 지점 3 은 IGBT 와 다이오드에서 동시에 발생한 전력

손실의 조건을 나타냅니다. SEMiX 에 대해서는 50Hz 의 고전류 전원 공급 장치에서 IGBT 와 다이오드를 통과하는 교류 전류를 이용한 AC 시험으로 검증하였습니다.

그림 7: 표 4 에 따른 스위치 간 열 커플링의 다양한 상황별 450 A-SEMİTRANS(좌) 및 450 A-SEMİX(우)의 열저항  $R_{th(c-s)}$



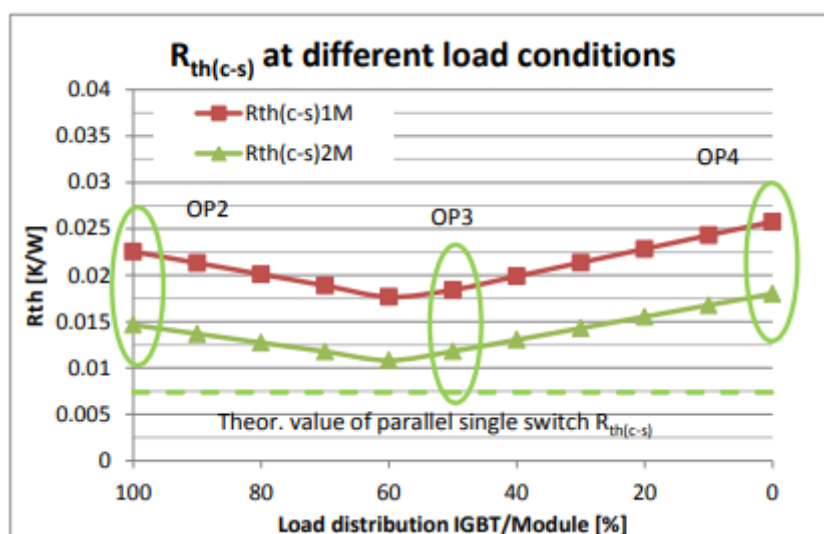
다양한 작동 조건과 관련하여,  $R_{th}$  이 열전달에 사용된 영역 A 에 반비례한다는 점을 고려하여( $R_{th} \sim 1/A$ ) 다음과 같은 결론을 도출할 수 있습니다.



- 표면 실장 모듈의 일부분만 열 전달에 사용되기 때문에 IGBT 또는 다이오드 스위치가 1개만 전력(OP1 및 OP5)을 소모시키는 경우 모듈의  $R_{th(c-s)M}$ 이 최대가 된다.  $R_{th(c-s)X} = R_{th(c-s)M}$  인데, 그 이유는 모듈 내부에 열원이 1개만 존재하기 때문이다. 이 최악 상황 조건은 2014년 이전 출시 제품에 대한 SEMİKRON 데이터시트 설명과 대략 일치한다. 이 값을  $T_j$  계산에 사용하면 OP1과 OP5의 경우에는 계산과 현실이 잘 일치하나 OP2...4에 대한  $dT_{(c-s)}$ 는 과대평가된다.
- 2개의 IGBT 스위치나 다이오드 스위치(OP2 및 OP4) 전력 손실을 일으키는 경우  $R_{th(c-s)M}$  값은 감소한다. 그 이유는 2개의 스위치가 열전 달에 더 큰 케이스 영역을 사용하기 때문이다. 감소 정도는 스위치 사이의 거리에 따라 달라진다. 예를 들어, SEMITRANS 내부의 IGBT 스위치 2개가 멀리 떨어져 있으면 열 커플링이 일어나지 않는다. 이 경우, 열 전달이 배가되므로  $R_{th(c-s)M}$ 이 50% 감소된다. 스위치가 1개 또는 2개가 사용되는지 여부에 상관없이  $R_{th(c-s)}$ 은 일정하다. SEMIX 내부의 커플링이 강해 질수록 스위치가 2개 사용되면  $R_{th(c-s)M}$ 이 60%만 감소하고 TOP 및 BOT IGBT가 서로 가깝게 배치되어 열 전달 영역의 일부를 공유하는 경우  $R_{th(c-s)}$ 가 15...30% 증가한다.
- 모듈 실장 표면의 최대 면적이 열 전달에 사용되기 때문에 모든 스위치가 작동되는 경우(OP3) 모듈  $R_{th(c-s)M}$ 이 최저값이 된다. 측정방법1(모듈 옆에서  $T_s$  측정)의  $R_{th(c-s)M}$  값은 측정방법2(아래에서  $T_s$  측정)에 비해 SEMITRANS에 대해서는 30%, SEMIX의 경우 50% 각각 더 크다. 개별  $R_{th(c-s)X}$  값은 OP2에 비해 OP3에서 훨씬 더 많이 증가한다. SEMITRANS 내부의 역병렬 다이오드는 주변 IGBT로 인해 가열되어 가장 큰 영향을 받을 수 있다.
- 단일 IGBT 및 다이오드 스위치에 대한  $R_{th(c-s)X}$  사양만으로는 전력 모듈의 열적 조건을 설명하기에 충분하지 않다. 스위치 또는 모듈별 커플링 효과에 대한 설명은 필수적이다.

$R_{th(c-s)}$ 은 모듈 내부 스위치 간 전력 손실의 분산에 따라라도 달라집니다. OP3은 사용되는 칩 면적  $mm^2$  당 유사한 전력 손실을 갖는 조건을 나타내고 있습니다. 그러나 이러한 전력 손실 비율은 역률, 변조 비율 또는 인버터의 스위칭 주파수에 따라 실제 해당 조건에서 80%의 IGBT 손실(20%의 다이오드 손실)과 40%의 IGBT 손실(60%의 다이오드 손실) 사이에서 차이가 발생할 수 있습니다. 그림 8은 이러한 영향을 보여 줍니다. IGBT와 다이오드의 접합부 온도가 비슷해지면 최저값에 도달하게 됩니다. 이 예에서는 IGBT에서는 모듈 전력 손실의 60%, 다이오드에서는 40%에 해당합니다. OP3에서 파생된  $R_{th(c-s)M}$ 을 사용하면, 10% 미만의 고장율을 가진 대표적인 인버터 작동 조건의 전체 범위에 대한 온도 차이 "case-to-sink"를 설명할 수 있습니다.

그림 8: IGBT와 다이오드 간 전력 손실 공유 비율이 SEMIX453GB12E4를 사용한  $R_{th(c-s)M}$ 에 미치는 영향



### 2.5.4 열 커플링 없는 $R_{th(c-s)}$

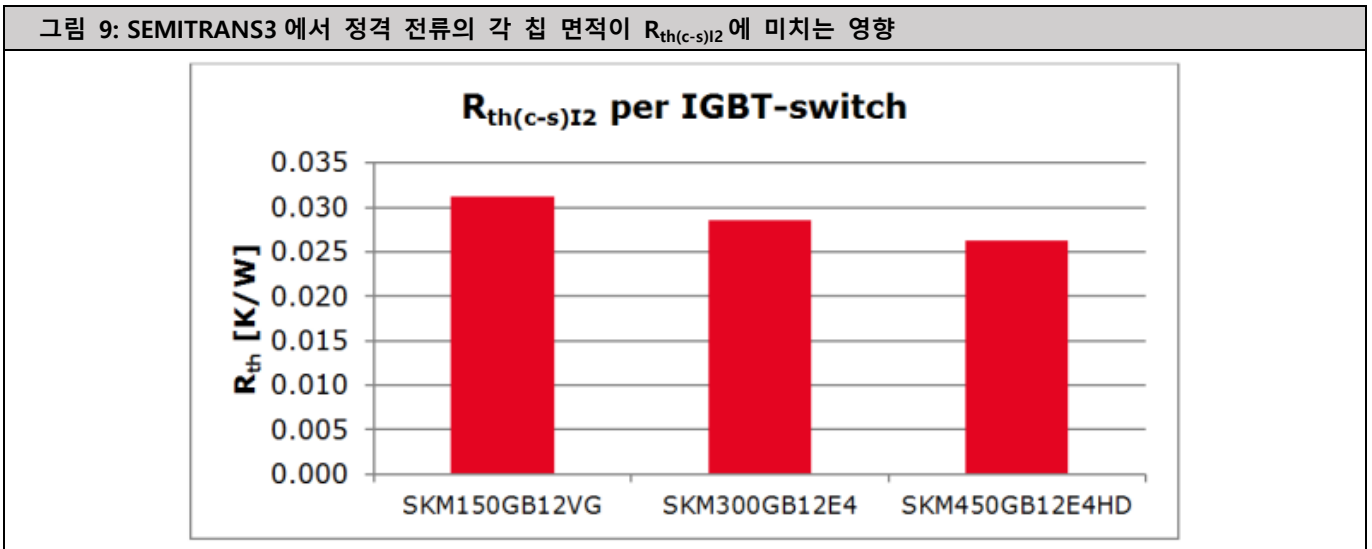
$R_{th(c-s)}$ 을 단일 IGBT 및 다이오드 스위치 각각에 대해 별도로 명시하는 경우, 스위치와 스위치 사이의 열 커플링은 무시됩니다. 어떤 제조사는 모듈당  $R_{th(c-s)M}$  이론값을 모듈의 전체  $R_{th(c-s)}$ 을 가상 병렬 연결하여 계산하여야 합니다.

$$R_{th(c-s)M} = \left( \frac{n}{R_{th(c-s)I}} + \frac{n}{R_{th(c-s)D}} \right)^{-1} \quad | \quad \text{with } n = \text{number of switches per module}$$

모든 스위치 "chip-to-sink"(15...20mm) 사이의 거리가 스택 두께의 3..4 배보다 큰 경우에만 이러한 이론 값에 도달할 수 있지만 오늘날의 가용 전력 모듈에는 해당하지 않습니다. 따라서 이 같은 이론 값은 결코 도달할 수 없습니다(그림 7 과 그림 8 의 점선 참조).

### 2.6. 칩 사이즈의 함수인 스위치 $R_{th(c-s)}$

과거에는 Semikron 이 모듈의 전류사양 등급과 상관없이 동일 사이즈의 모듈 제품군에 대해  $R_{th(c-s)M1}$  을 명시했었습니다. 다양한 작동 조건을 고려한 보다 상세한 시스템 설계 시 스위치별  $R_{th(c-s)X2}$  의 사양이 필요하였습니다. 그리고 이 값은 모듈 내부에서 사용되는 칩 면적에 따라서도 달라지게 됩니다. 예시로 정격 전류가 150A ~ 450A 인 SEMITRANS3 모듈의 IGBT 스위치에 대한 열 저항 값은 아래와 같습니다.



### 2.7. 부착 조건이 $R_{th(j-s)}$ 및 $R_{th(c-s)}$ 에 미치는 영향

이러한 열 저항 값은 모듈 어셈블리 가령, 나사 조임 토크, 방열판 성능 및 품질, TIM 의 두께 및 열전도율에 따라 달라지게 됩니다. 베이스 플레이트가 있는 IGBT 모듈의 사양에 대하여 제조사별로 다양한 기준점(reference point)뿐만 아니라 TIM 의 열전도율에 대한 다양한 가정 및 모듈 내부 스위치의 열 커플링 여부와 상관없이  $R_{th(c-s)}$ 를 명시하는 매우 다양한 방식을 사용할 수 있습니다(표 5 참조).

**표 5: IGBT 모듈 제조사의 데이터시트에 명시된  $R_{th(c-s)}$  사양**

제조사	TIM 열 전도성 $\lambda$	IGBT/다이오드 당 $R_{th(c-s)}$ 의 사양	모듈 당 $R_{th(c-s)}$ 의 사양	스위치 열 커플링 관련
SEMİKRON	0.81 W/(m·K)		x	Yes
Infineon	1.0 W/(m·K)	x		No
ABB Semiconductors	1.0 W/(m·K)	x		No
Mitsubishi	0.9 / 1.0 W/(m·K)		x	Yes
Fuji	정보 없음		x	Yes

SEMİKRON IGBT 모듈에 대한  $R_{th(j-s)}$  및  $R_{th(c-s)}$  데이터시트 설명은 모듈이 명시된 써멀그리스(Thermal grease) 재료와 레이어 두께를 사용하여 실장 지침에 따라 부착된 경우에만 유효합니다. 전력모듈의 완전한 열 성능에 도달하기까지는 세번의 온도 사이클을 거쳐야 합니다. 수냉식 방열판(liquid cooled heatsink)에서 값을 측정하였으며, 보다 낮은 효과의 공랭식 방열판(air cooled heatsink)에서는 공기 냉각식 시스템의 열 확산 면적이 넓어  $R_{th(c-s)M}$  이 더 낮습니다.

### 3. 열 등가 회로를 사용한 모델링

베이스 플레이트가 없는 모듈의 경우, IGBT 또는 다이오드 스위치당 개별  $R_{th(j-s)X}$  을 명시하고 있습니다. 이런 유형의 모델링은 승인되었으며 변경할 필요가 없습니다. 모듈 내부의 열 커플링은 낮고 방열판 내부에서 모델링 됩니다. 현재 베이스 플레이트가 있는 모듈의 모델링에 흔히 사용되는 두 가지 방법은 다음과 같습니다.

- a) 전체 모듈에 대한 스위치별  $R_{th(j-c)X}$  값 + 공통  $R_{th(c-s)M}$ (그림 10 참조)
- b) 스위치 별  $R_{th(j-c)X}$  값 및  $R_{th(c-s)X}$  값( 그림 11 참조)

두 가지 방법 모두 장단점이 있으며 특정 작동 조건에 대해서만 유효합니다. 3 차원 구조를 1 차원 모델에 매핑하면 필연적으로 온도 계산에 오류가 발생하게 됩니다. 보다 정확한 결과를 얻기 위해서는 유한 요소 시뮬레이션과 같은 방법이 선호됩니다.

모델 a)는 모든 스위치 사이의 완전한 열 커플링을 포함하고 b)는 열 커플링을 완전히 무시하고 있습니다. 가령 공통  $R_{th(c-s)M}$  이 사용되고, 전력 손실이 칩 사이에 잘 분산되어 있는 경우, 이 모델에서는 모듈 내부의 온도 조건과 잘 일치하는 모습을 보입니다. 그러나 전력 손실이 오직 하나의 스위치에서만 발생하는 매우 비대칭적인 부하의 경우 모델은  $R_{th(c-s)M}$  의 현실적인 값에 비해 낮은 온도로 표시됩니다. 이러한 위험을 최소화하고자 SEMİKRON 은 과거에 거의 단일 스위치의 값에 해당하는 모듈에 대한 최대값  $R_{th(c-s)M1}$  을 명시하고 있습니다. 이와 같은 경우에는 단일 스위치에 대한 값  $R_{th(c-s)X}$  을 사용하는 것이 더 정확했을 것입니다. 반면, 단일 스위치  $R_{th(c-s)X}$  는 열 커플링의 영향을 반영하지 않으며 나머지 스위치에서도 전력 손실이 발생하는 경우 접합부 온도가 너무 낮게 계산되는 결과를 가져옵니다. 이는 최대 접합부 온도와 관련하여 중요할 수 있으나 펄스 부하 또는 미션 프로파일에서 더 낮은 온도 스윙이 나타나는 결과로 이어질 수 있습니다. 낮은 온도 스윙은 인버터 애플리케이션에서 실제로 가능한 수준보다 더 많은 수의 전력 사이클 및 수명이 계산되므로 수명에 대한 낮은 결과로 이어지게 됩니다.

그림 10: 모듈별 방열판에 공통 열 저항 케이스가 있는 열 등가 회로

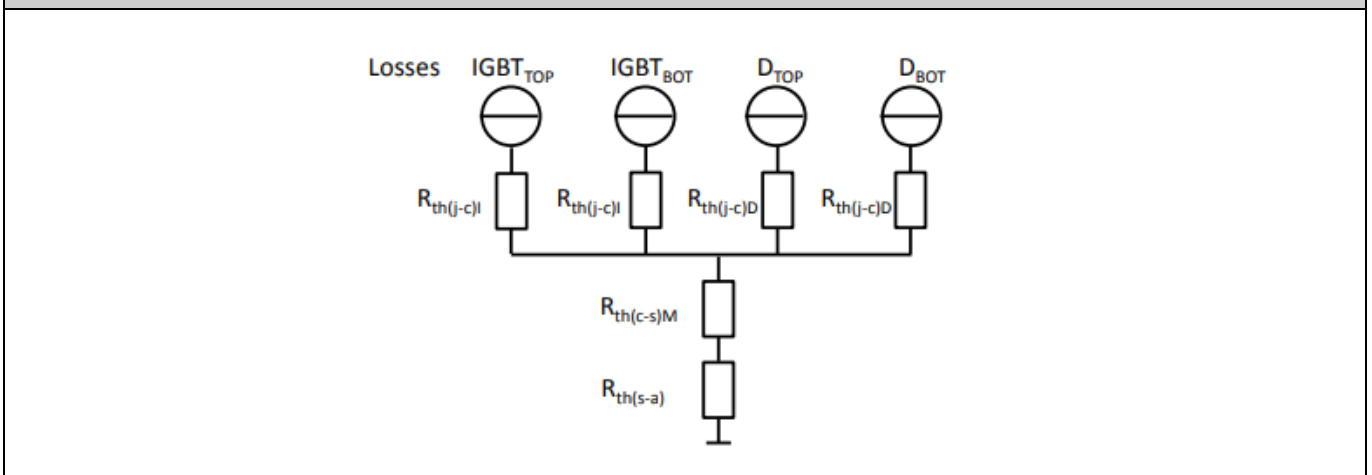
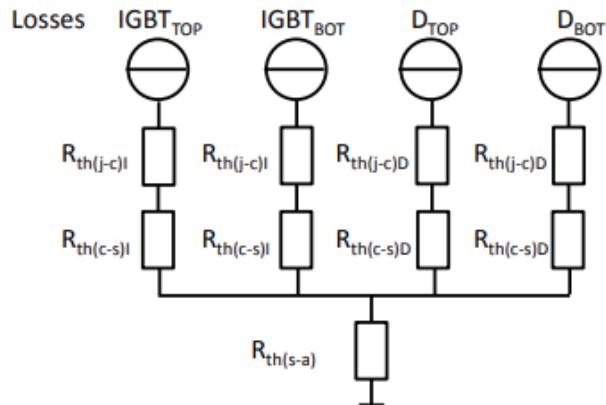


그림 11:  $R_{th(j-s)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}$  인 베이스 플레이트가 없는 모듈에도 사용되는 IGBT 및 다이오드 스위치의 방열판에 대한 별도의 열 저항 케이스가 있는 열 등가 회로



시스템의 비용 효율성 향상을 위해 설계자는 안전 여유(safety margin)를 어디에 둘 것인지 자체적으로 판단해야 합니다. 이를 위해서는 다양한 작동조건에서 파라미터를 조정하는 상황별 모델링이 필요합니다. 이러한 요구에 따라 SEMİKRON 은 2015 년부터 출시되는 신제품에 대해 새로운 방식으로 자사 IGBT 모듈을 설명하고 있습니다.  $R_{th(j-c)}$  및  $R_{th(c-s)}$  의 스위치 특정 값을 IGBT 또는 다이오드 스위치별로 명시하여 모듈의 단일 스위치 동작에 사용할 수 있습니다. 모듈 내부의 모든 스위치에 전력 손실을 분산시키는 인버터 구동에 사용 가능한 완전한 열 커플링을 포함하는 추가  $R_{th(c-s)M2}$  를 명시하고 있습니다. 경쟁사의 데이터시트와 비교하기 위해 이론값도 역시 명시하고 있습니다.

#### 4. SEMİKRON 제품에 대한 $R_{th}$ 값의 현재 및 미래 데이터시트 사양

실제 SEMİKRON IGBT 모듈의 기준점 위치에 대한 제품군별 관련 정보는 특정 기술 설명 자료에 명시되어 있습니다[5]...[10].  $T_s$  의 위치는 베이스 플레이트가 없는 heatsink rated modules (방법 2,  $T_{s2}$ )과 베이스 플레이트가 있는 case rated modules (적용 방법 1,  $T_{s1}$ : 세로 방향 모듈 옆 방열판 표면, 즉 모듈 코너에서부터 모듈 길이의 약 1/3 지점)이 서로 다릅니다.

멀티칩 스위치의 경우 해당 스위치의  $T_j$ ,  $T_{cn}$  및  $T_{s2n}$  의 평균값이  $R_{th}$  계산에 사용됩니다.

##### 4.1. Heatsink rated modules

스위치 위치 아래의 싱크 온도 측정 지점은 동일합니다. 모듈은 써멀구리스가 제대로 분산되도록 하기 위해  $R_{th}$  측정 전에 3 번의 온도 사이클을 거칩니다. 전력 손실을 계산하기 위한 순방향 전압 강하는 주 단자의 칩에 최대한 가까운 위치에서 측정합니다.  $R_{th(j-s)}$  값은 단일 스위치 작동에 대해 제공됩니다.

**기준:** 소수의 모듈에 있는 모든 스위치를 측정하여 최대값은 약간의 안전여유(safety margin)가 있는 대표값으로 제공.

**향후:** 모듈의 모든 스위치를 측정하여 다수의 모듈에서  $R_{th(j-s)}$  가 가장 높은 스위치를 결정 및 측정. 최악의 경우 스위치의 평균  $R_{th(j-s)}$  은 데이터시트에서 대표값으로 제시.

##### 4.2. Case rated modules

$R_{th(j-c)}$  측정은 과거와 같이 주 단자에서 측정된 전력 손실을 포함한 단일 스위치 측정으로부터 값을 도출합니다. 동종 스위치가 2 개 이상 있는 모듈(예: 하프 브리지의 IGBT 스위치 2 개)의 경우  $R_{th(j-c)}$  가 가장 높은 스위치를 데이터 시트에 명시하고 더 많은 수의 측정값을 근거로 최대값으로 제공합니다.

**기준:** 스위치 간 전력 손실이 아주 비대칭적으로 분포하는 최악의 경우, 모듈 기반의  $R_{th(c-s)M}$  을 방법 1(모듈 옆)에 대해 제공.

향후:  $R_{th(c-s)}$ 를 단일 스위치  $R_{th(c-s)X}$ 에 대한 방법 2(모듈 아래)에 대해 제공하며, 이는 스위치 간 대표적 전력 손실 분포에 대한 스위치 간 열 커플링 효과를 포함하는 모듈  $R_{th(c-s)M}$ 에 대해 추가됨. 경쟁 제품과의 비교를 위해 이론값도 제공.

모듈의 열 속성에 대한 설명을 추가함으로써 사용자에게 다음과 3 가지 이점이 제공됩니다.

- 모듈 아래의  $T_s$  측정을 위한 기준점은 과거에 사용된 모듈 옆 위치에 비해 냉각 매체(공기, 액체) 방열판 설계 및 방열판 재료와 같은 냉각 조건에 덜 의존하게 된다.
- 이제 SEMİKRON이 케이스 정격 및 방열판 정격 모듈에 대해 동일한 기준점  $T_s$ 를 사용함으로써 서로 다른 제품 라인 간의 비교가 더 용이해진다.
- 모듈 아래의  $T_s$ 에 대한 기준점을 사용하는 것이 표시된 대부분의 모듈에 대한  $R_{th(c-s)}$  사양의 일반적인 방법이다. 이렇게 하면 다양한 제조사의 모듈 간 비교가 더 용이해진다. 추가 서비스로 모듈 내부 스위치 간의 완전한 열 결합을 포함하는  $R_{th(c-s)M}$ 이 제공된다.
- IGBT 및 다이오드 스위치와 모듈에 대한  $R_{th(c-s)}$ 의 데이터시트 사양을 활용하면 서로 다른 작동 조건을 구별하여 그에 따라 가장 적합한 모델을 사용할 수 있다.

사용자는 새로운  $T_s$  측정 기준점에 대해 유효한 방열판 특성을 적용해야 합니다. 새로운 방식으로 기술된 모듈의 경우(데이터시트 특성  $R_{th(c-s)}$  조건에 "아래에서 측정한  $T_s$ "라는 문구로 표시) 방열판  $R_{th(s-a)}$ 는 모듈 아래의 측정 지점에 대해서도 명시하고 있습니다. (2.3 항 참조).

## 5. 결론

안정적인 작동을 위해서는 제대로 된 열 설계가 중요합니다. IGBT 데이터시트 정보만을 가지고, 서로 다른 제조업체의 제품을 비교할 때, 주의를 기울이지 않으면 오해의 소지가 있을 수 있습니다. 전력 손실과 측정 방법의 차이에서 기인할 수 있는 접합부 온도와 관련하여 잘못된 결론이 쉽게 도출될 수 있습니다. 동일한 기준점  $T_c$  및  $T_s$ , 동일한 측정 조건과 방법을 사용해야만, 적합한 전력 모듈의 순위 지정 및 선택이 이루어지게 됩니다. 냉각 조건, 열 인터페이스 재료의 사용 등과 같은 여타 파라미터 역시 제조사마다 다르므로 자체 측정한 열 저항값에 대한 평가를 권장하며 또한 이러한 평가가 필요합니다.

## 기호 및 용어

문자 기호	용어
D	다이오드(아래 첨자)
$I_C, I_F$	IGBT 컬렉터 전류, 다이오드의 순방향 전류
M	모듈(아래 첨자)
$P, P_x$	전력 손실(일반), 스위치 x의 전력 손실
$R_{th(c-a)}$	베이스 플레이트와 냉각 매체(cooling media) 사이의 열 저항
$R_{th(c-s)x}$	IGBT 또는 다이오드 스위치별 베이스 플레이트 및 방열판 사이의 열 저항
$R_{th(c-s)M}$	모듈에 대해 명시된 베이스 플레이트 및 방열판 사이의 열 저항
$R_{th(j-a)}$	칩과 냉각 매체(cooling media) 사이의 열 저항
$R_{th(j-c)x}$	IGBT 또는 다이오드 스위치별 칩과 베이스 플레이트 사이의 열 저항
$R_{th(s-a)}$	방열판과 냉각 매체(cooling media) 사이의 열 저항
$T_a$	냉각 매체의 온도
$T_c$	베이스 플레이트 온도
$T_{cD1...n}, T_{cI1...n}$	다이오드/IGBT 칩 1...n 아래의 베이스 플레이트 온도
$T_j$	칩 온도의 평균값
$T_s, T_{s1}, T_{s2}$	방열판 온도, 1- 모듈 옆, 2- 칩 위치 아래
$V_{CEsat}, V_F$	IGBT의 컬렉터-이미터 포화 전압 강하, 다이오드의 순방향 전압 강하
.	베이스 플레이트 또는 베이스 플레이트가 없는 모듈의 DBC 및 방열판 사이의 TIM의 열전도율

용어 및 기호에 대한 자세한 설명은 "애플리케이션 매뉴얼 전력 반도체"[2] 참고.

## 참고자료

- [1] [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [2] Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors", ISLE Verlag 2011, ISBN 978-3-938843-666
- [3] IEC Standard 60747-9 "Semiconductor Devices" – Discrete Devices, Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs)
- [4] IEC Standard 60747-15 "Semiconductor Devices" – Discrete Devices, Part 15: Isolated power semi-conductor devices
- [5] SEMiX® IGBT Modules & Bridge Rectifier Family. Technical Explanations Version 3.0, October 2009. [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [6] SEMITOP® Technical Information, Version 2, January 2008. [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [7] MiniSKiiP® Generation II Technical Explanations, Vers. 3.3, August 2012. [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [8] SKiM® IGBT Modules Technical Explanations, Version 1.5, July 2011. [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [9] SKiiP® Technical Explanations. [www.semikron.com](http://www.semikron.com)
- [10] Technical Explanations SKiiP®4. Rev. 2.0, July 2012. [www.semikron.com](http://www.semikron.com)

## 변경 이력

SEMİKRON 은 추가 통지 없이 변경할 수 있는 권리를 가집니다.

## 면책조항

SEMİKRON 은 추가 통지 없이 신뢰성, 기능 또는 설계를 개선하기 위해 변경할 수 있는 권리를 가집니다. 이 문서에 제공된 정보는 정확하고 신뢰할 수 있는 것으로 간주됩니다. 그러나 이러한 정보의 정확성 또는 사용과 관련하여 어떠한 확약이나 보증도 제공하지 않으며 어떠한 책임도 지지 않습니다. SEMİKRON 은 이 문서에 기술된 제품이나 회로의 응용 또는 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않습니다. 아울러 이 기술 정보는 부품 특성에 대한 보증으로 간주되지 않을 수 있습니다. 배송, 성능 또는 적합성과 관련하여 일체의 명시적 혹은 암묵적 보증이나 보장도 하지 않습니다. 이 문서는 이전에 제공된 모든 정보를 대체 및 대신하며 추가 통지 없이 업데이트로 대체될 수 있습니다.

SEMİKRON 제품은 SEMİKRON 의 명시적인 서면 승인 없이 생명 유지 장치 및 시스템에 사용할 수 없습니다.

SEMİKRON-DANFOSS KOR

경기도 광명시 새빛공원로 67 광명역자이타워 A 동 1207~1212 호

• Tel: +82-2-6370-4799 • Fax: +49 911-65 59-262

[sales.skcor@semikron-danfoss.com](mailto:sales.skcor@semikron-danfoss.com)