

Revision:	KOR-01
발행일:	2023-11-16
작성자:	P.Drexhage, A.Wintrich, Grady
결재자:	P.Beckedahl, Kendrick

키워드: IGBT 모듈, 온도 센서, 열 임피던스

모듈 온도 센서를 이용한 정선 온도 계산

- 1. 서론 1
- 2. 온도 예측 목표 2
 - 2.1 과열 방지 2
 - 2.2 성능 최적화 2
 - 2.3 수명 예측 3
- 3. 통합 온도 센서 3
 - 3.1 모듈 데이터시트에 $R_{th(j-r)}/Z_{th(j-r)}$ 값이 지정되지 않는 이유 3
 - 3.1.1 방열판의 영향 3
 - 3.1.2 작동 지점의 영향 4
- 4. $R_{th(j-r)}/Z_{th(j-r)}$ 의 결정 6
 - 4.1 측정 방법 6
 - 4.1.1 열전대(R_{th}) 7
 - 4.1.2 I적외선 카메라(R_{th}) 8
 - 4.1.3 Vce 방법(R_{th} 또는 Z_{th}) 9
 - 4.1.4 유한요소해석(R_{th} 또는 Z_{th}) 9
- 5. 주기 함수 단순화 방법(준정상상태 조건) 10
 - 5.1 필수 회로 매개변수(인버터 예) 10
 - 5.2 손실 계산 10
 - 5.3 정선 온도 계산 11
 - 5.4 저출력 주파수의 보정 계수 12
 - 5.5 예(3 상 PWM 인버터) 13
- 6. 열 커플링 14
 - 6.1.1 R_{th}/Z_{th} 매트릭스 결정 16
- 7. 복잡한 방법, 단계별(짧은, 높은 과부하 및 스톱토크 조건) 17
 - 7.1 필수 회로 매개변수(인버터 예) 17
 - 7.2 손실 계산 17
 - 7.3 정선 온도 계산 18
 - 7.4 예시 19
- 8. 요약 20

1. 서론

전력 반도체 모듈 내부의 통합 온도 센서를 사용하여 가상 접합 온도를 결정하는 방법은 정당하지만 복잡한 질문입니다.

필요한 정확도와 온도 예측 목표에 따라 몇 가지 답변이 있습니다. 이 애플리케이션 노트는 두 가지 가능한 방법을 설명합니다: 복잡도 수준에서 낮은 수준에 있는 방법과 높은 수준에 있는 방법입니다. 온도 예측은 필요한 장치 매개변수, 자격 요구 사항 및 계산 전력에 영향을 미치므로 먼저 온도 예측의 목표를 정의해야 합니다. 이 문서에서는 IGBT 및 프리휠링 다이오드가 있는 3상 2레벨 인버터 회로의 예제를 사용하지만 이러한 방법은 다른 회로 및 반도체에도 적용할 수 있습니다. 제안된 절차는 모듈 통합 온도 센서를 참조하지만 외부 센서(예: 히트싱크)에도 사용할 수 있습니다. 이러한 계산 방법은 컨버터 제어 보드의 디지털 프로세서를 사용하여 구현되는 것이 의도됩니다.

표 1: 정선 온도 예측 시 고려되는 두 가지 방법 비교	
준정상상태 조건을 위한 단순 솔루션	짧은 시간 동안의 과부하 및 스톱토크 조건을 위한 복합 솔루션
한 스위치의 손실을 계산하고 대칭 회로의 다른 스위치의 손실이 동일하다고 가정(예: 3상 인버터의 IGBT1...6)	실제 회로 조건에 다른 각 스위치의 손실 계산(V_{CG} , V_{out} , I_{out} , $\cos(\phi)$, f_{sw} , T_j)
스위치 유형당 하나의 열 모델($T_j \sim T_r$)만 필요(예: 다이오드에 하나, IGBT에 하나).	모든 해당 스위치의 커플링을 포함하여 $Z_{th(j-r)}$ -매트릭스를 사용한 정선 온도 계산
Z_{th} 대신 R_{th} 를 사용할 수 있는 100ms...1s 단위의 샘플링 속도	$1/f_{sw}$ (또는 그 배수) 단위의 샘플링 속도
결과: 주기 함수 및 평균 정선 온도의 평균 손실	결과: 손실과 장치 온도의 순시 함수(instantaneous function)
기본 출력 주파수로 인한 온도 리플을 설명하기 위해 사용되는 보정 계수	인버터 출력 주파수의 온도 스윙은 기본적으로 계산됨
장치 보호에 사용하는 온도에 대한 "엔벨로프곡선"	
장점: 낮은 컴퓨팅 성능 및 데이터 볼륨	장점: 저주파수 또는 스톱 토크에서 보호 가능 사용 가능한 온도 주기 응력에 대한 정보
단점: 짧은 과부하 또는 스톱 토크에서 제한된 보호 온도 주기 응력 계산에 사용할 수 있는 정보 없음	단점: 모델 구현을 위한 많은 노력 높은 컴퓨팅 성능 높은 데이터 볼륨

2. 온도 예측 목표

2.1 과열 방지

온도 모니터링의 가장 일반적인 용도는 단순히 반도체가 열 한계를 초과하여 작동하지 않도록 보호하는 것입니다. 점차 증가하는 접합 온도 상황(예: 주변 온도 상승 또는 저전류/장시간 과부하)에서는 시스템이 오류를 발생하거나(또는 경고를 발행)하는 미리 결정된(설계 단계에서) 설정점과 센서 온도를 비교하여 수행할 수 있습니다. 동적 부하의 경우, 주어진 온도에서 출력 전류를 극대화하는 전력 감소 커브를 개발할 수 있습니다(예: 낮은 주변 온도에서 높은 전류).

2.2 성능 최적화

특정 작동 지점에서 시스템의 최대 출력 전력은 환경(주변 공기 온도, 고도) 및 전기적(기본 출력 주파수) 요인 등 다양한 요인에 따라 달라질 수 있습니다. 특정 작동 지점에 대해 출력 전류를 최고로 높이면서 동시에 정선 온도가 한계값을 초과하지 않도록 할 수 있습니다. 그러나 추가 온도 응력을 고려하지 않을 경우 이 방법은 전력 모듈 수명이 단축될 위험이 있습니다(전력 주기에 대한 설명은 [2] 참조).

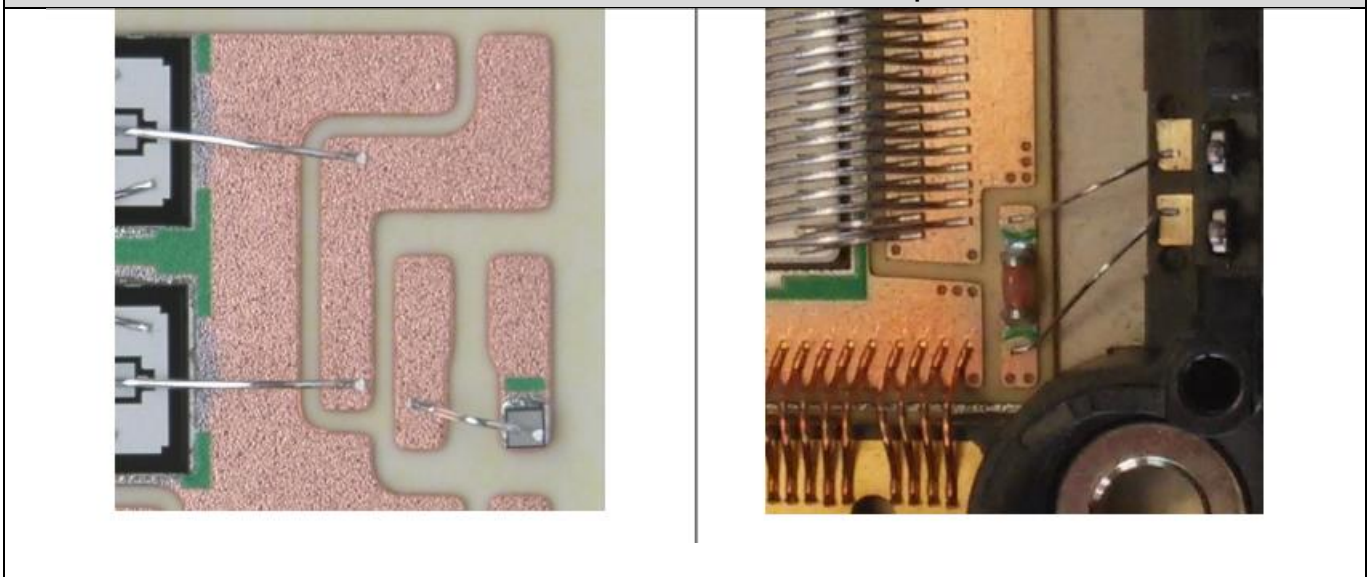
2.3 수명 예측

대부분의 전력 사이클링 수명 모델은 주로 평균 접합 온도와 접합 온도 변화의 수에 기반합니다(참고 문헌 [2]의 2.7.6 절). 이론적으로, 이는 운영 중 실제 접합 온도 값을 계산하고 저장할 수 있는 시스템이 시스템의 "남은 수명"을 결정하기 위해 적극적으로 수명 모델을 적용할 수 있다는 것을 의미합니다. 실제로는 수명 모델의 불확실성과 현장에서 이러한 데이터를 저장, 처리 및 평가하는 복잡성(및 비용)으로 인해 이를 달성하기가 어렵다는 것이 입증되었습니다.

3. 통합 온도 센서

최신 전력 반도체 모듈에는 DBC 기판에 솔더링 된 온도 민감 저항 소자(서미스터; NTC 또는 PTC)가 통합되어 있습니다. 레이아웃 제약(예: 전압 절연)으로 인해 이 센서의 온도(T_r)는 실제 IGBT 또는 다이오드 정션 온도를 나타내지 않습니다.

그림 1: 베이스 플레이트가 없는 MiniSKiiP (L) 및 베이스플레이트가 있는 SEMiX3p (R)의 온도 센서 위치



SEMİKRON DANFOSS 제품의 경우 센서 온도는 기존 기준점에 가까운 온도로 지정될 수 있습니다(예: T_c 또는 T_s). 이는 제품에 대한 기술 설명 자료에 명시되어 있습니다. 예:

- SEMiX3s: 센서가 별도 DBC 기판에 위치함 → T_r 이 T_s 에 가까움.
- SKiiP4: 센서가 IGBT 및 다이오드와 동일한 구리 트레이스에 위치함 → $T_s < T_r < T_j$

그러나 T_r 은 여러 가지 조건에 따라 달라질 수 있으므로 이러한 단순화 방법을 주의하여 사용해야 합니다. 경우에 따라 센서 온도가 가장 뜨거운 칩 아래의 방열판 온도보다 낮을 수 있습니다.

온도 센서는 간단한 Foster 열 네트워크의 노드로 간주될 수 있습니다. 부하가 천천히 변하는 경우 과열 방지만 필요하고 센서 온도가 방열판 온도와 같으면 $R_{th(j-s)}$ 에 대한 데이터시트 값을 안전 마진을 통해 정션 온도를 추정할 수 있습니다. 동적 조건에서 보다 정확한 결과를 얻으려면 전용 $Z_{th(j-r)}$ 를 정해야 합니다.

3.1 모듈 데이터시트에 $R_{th(j-r)}/Z_{th(j-r)}$ 값이 지정되지 않는 이유

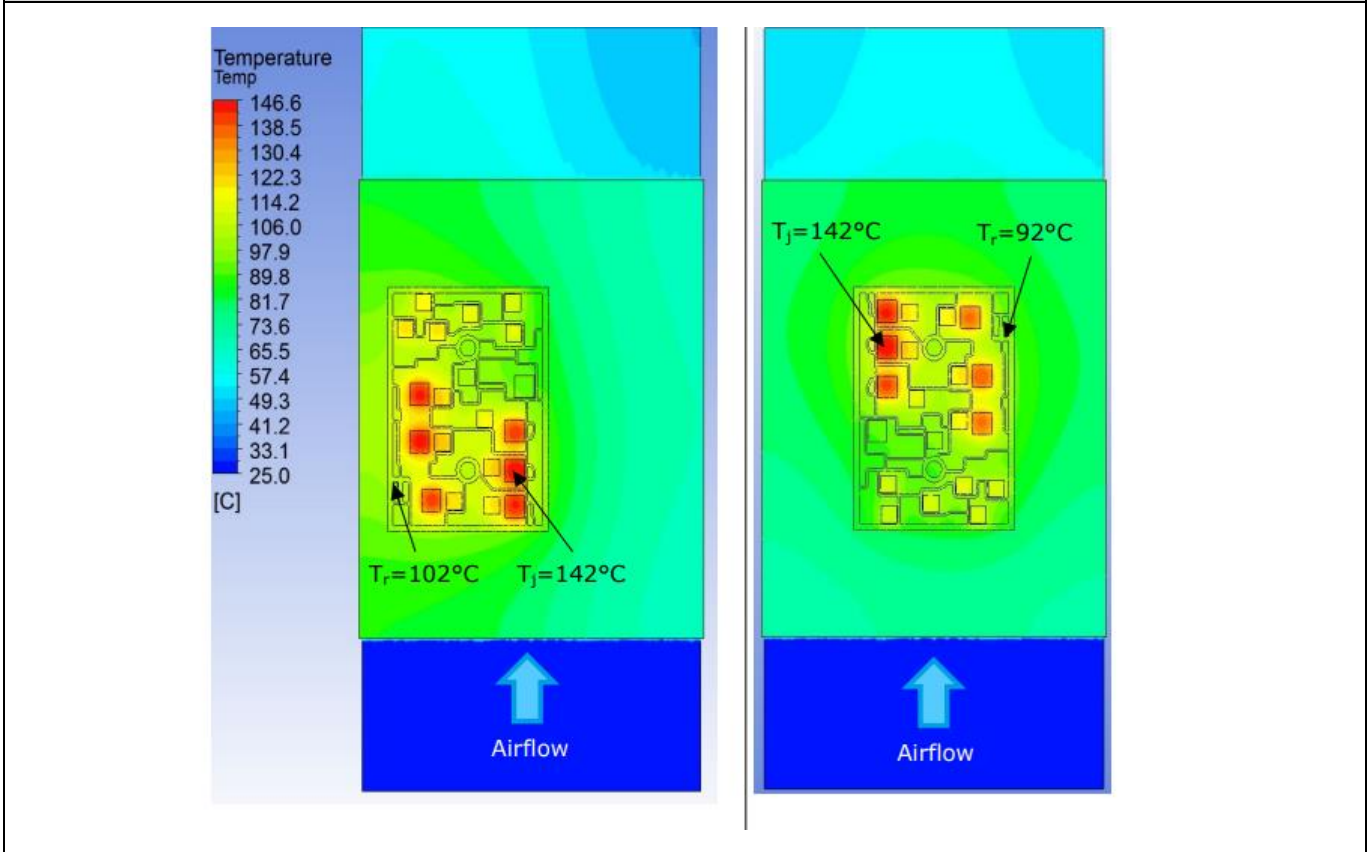
모듈 자체의 설계 범위를 벗어난 많은 조건들이 "접합에서 센서까지"의 센서 온도와 그 결과로 발생하는 열 임피던스에 영향을 미칩니다. 이러한 조건은 시스템에서 측면 온도 확산과 수직 열 전도도에 모두 영향을 미치며 대략 두 부분으로 나눌 수 있습니다.

3.1.1 방열판의 영향

방열판의 기계적 설계는 모듈 하부 열 분포에 영향을 미치며, 그 원인을 몇 가지 소개하면 다음과 같습니다.

- 냉매 매체(공기 또는 액체)
- 방열판의 재료 및 두께(root thickness)
- 열 페이스트 층의 전도율 및 두께
- 방열판의 모듈 및 센서 위치(모서리까지의 거리 및 냉매의 흐름 방향, 그림 2 참조)
- 같은 방열판 상의 여타 모듈과의 거리

그림 2: 센서 온도에 대한 모듈 장착 위치의 영향



따라서 전력 반도체 모듈은 해당 데이터 시트에 $R_{th(j-r)}$ 가 아닌 $R_{th(j-s)}$ 또는 $R_{th(j-c)}$ 로 지정되어 있으며, 이때 방열판(SKiiP)과 함께 적합 판정되어 제공되는 모듈은 예외입니다.

3.1.2 작동 지점의 영향

시스템의 전기적 작동점은 모듈 내부 스위치 간 손실의 크기와 분포를 결정합니다.

그림 3은 공냉식 방열판($T_a = 25^\circ\text{C}$, $R_{th(s-a)} \approx 0.13\text{K/W}$)에서 50A/1200V 컨버터-인버터-브레이크(CIB) 모듈에 대한 2가지 시뮬레이션입니다. 왼쪽은 IGBT에 높은 부하가 걸려있고 입력 정류기로 공급되는 DC-링크 “인버터” 작동 상태(22kW, $\cos(\phi) = 0.85$)입니다. 오른쪽은 브레이크 초퍼에 의해 제동 에너지가 손실되는 동일한 모듈의 “제동” 작동(22kW, $\cos(\phi) = -0.85$) 상태입니다. 온도 센서는 좌측 하단 코너에 있습니다.

그림 3: 두가지 작동 조건에서 공냉식 방열판의 MiniSKiiP3 CIB 모듈 상단: $\cos(\varphi) = 0.85$ (L)로 인버팅 및 $\cos(\varphi) = -0.85$ (R)로 제동

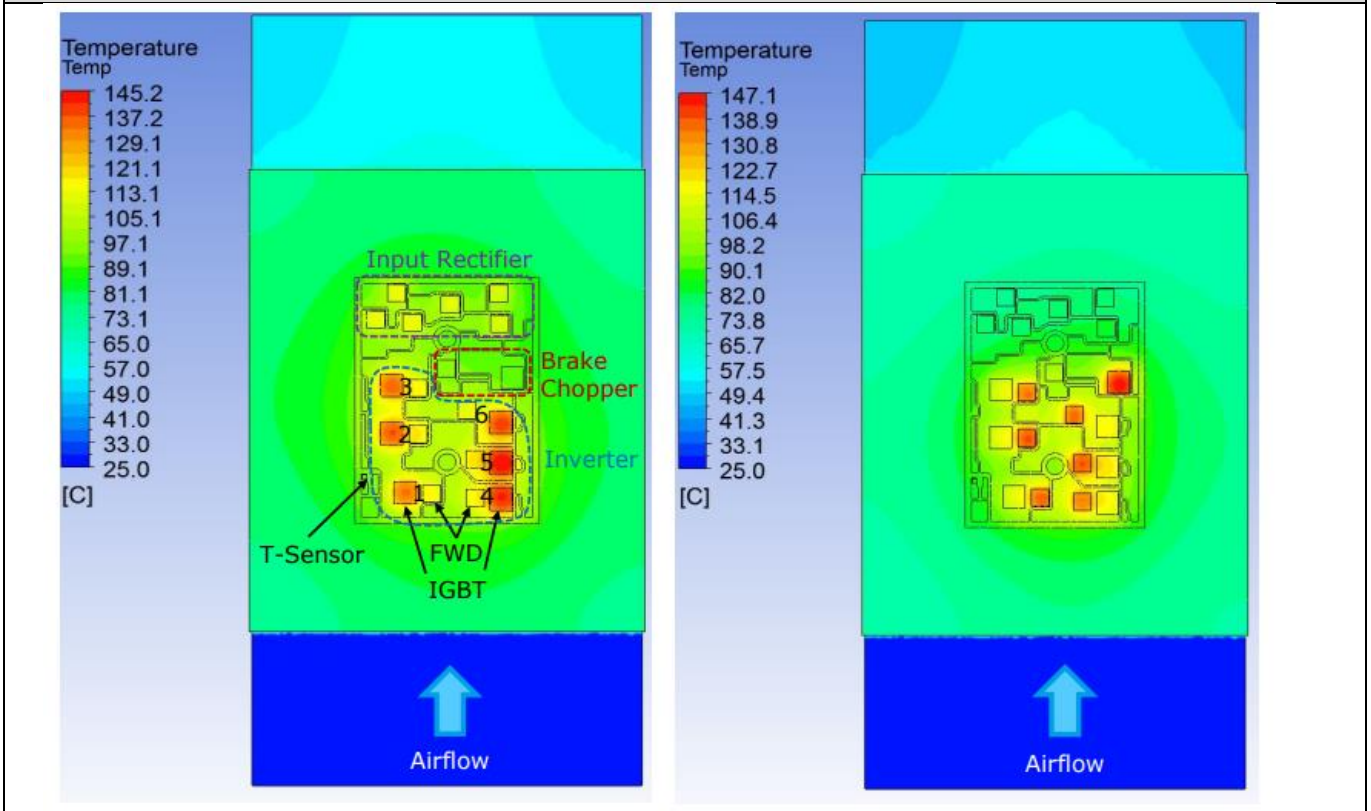


표 2 에서 두 작동 조건 사이에 현저한 열 저항 차이가 있음을 알 수 있습니다.

표 2: 두 가지 작동 조건 사이의 $R_{th(j-r)}$ 변동		
	Inverting Operation ($\cos(\Phi) = 0.85$)	Braking Operation ($\cos(\Phi) = -0.85$)
Calculated $R_{th(j-r)}$: hottest IGBT to sensor	0.81 K/W (IGBT5)	0.73 K/W (Brake IGBT)
Calculated $R_{th(j-r)}$: hottest inverse diode to sensor	2.25 K/W (diode5)	1.18 K/W (diode2)
Calculated $R_{th(j-r)}$: hottest rectifier diode to sensor	0.96 K/W (diode9)	N/A (No losses)

또한, $R_{th(j-r)}$ 는 $R_{th(j-s)}$ 에서 상당히 벗어날 수 있는데 이는 앞서 언급한 " $T_r \approx T_s$ " 가정이 어떤 모듈에서는 한계가 있다는 표시입니다. 이 내용은 표 3 을 참조하십시오.

표 3: “Ts = Tr” 가정이 온도 계산값에 미치는 영향

표 3: “Ts = Tr” 가정이 온도 계산값에 미치는 영향	
	Inverting Operation (cos(φ) = 0.85) IGBT: 60W Inverse diode: 12W Rectifier diode: 20W
R _{th(j-r)} : hottest IGBT to sensor	0.81K/W (IGBT5)
ΔT _{j-r_IGBT}	60W * 0.81K/W = 48.6K
Datasheet R _{th(j-s)_IGBT}	0.71K/W
Calculated ΔT _{j-r} (assumption: T _r ≈ T _s)	60W * 0.71K/W = 42.6K (6K too low)
Calculated R _{th(j-r)} : hottest IGBT to sensor	2.25K/W (diode5)
ΔT _{j-r_inverse_diode}	12W * 2.25K/W = 27K
Datasheet R _{th(j-s)_diode}	0.95K/W
Calculated ΔT _{j-r} (assumption: T _r ≈ T _s)	12W * 0.95K/W = 11.4K (15.6K too low)
Calculated R _{th(j-r)} : hottest IGBT to sensor	0.96K/W (diode9)
ΔT _{j-r_rectifier}	20W * 0.96K/W = 19.2K
Datasheet R _{th(j-s)_rectifier}	0.9K/W
Calculated ΔT _{j-r} (assumption: T _r ≈ T _s)	20W * 0.9K/W = 18K (1.2K too low)

4. R_{th(j-r)}/Z_{th(j-r)} 의 결정

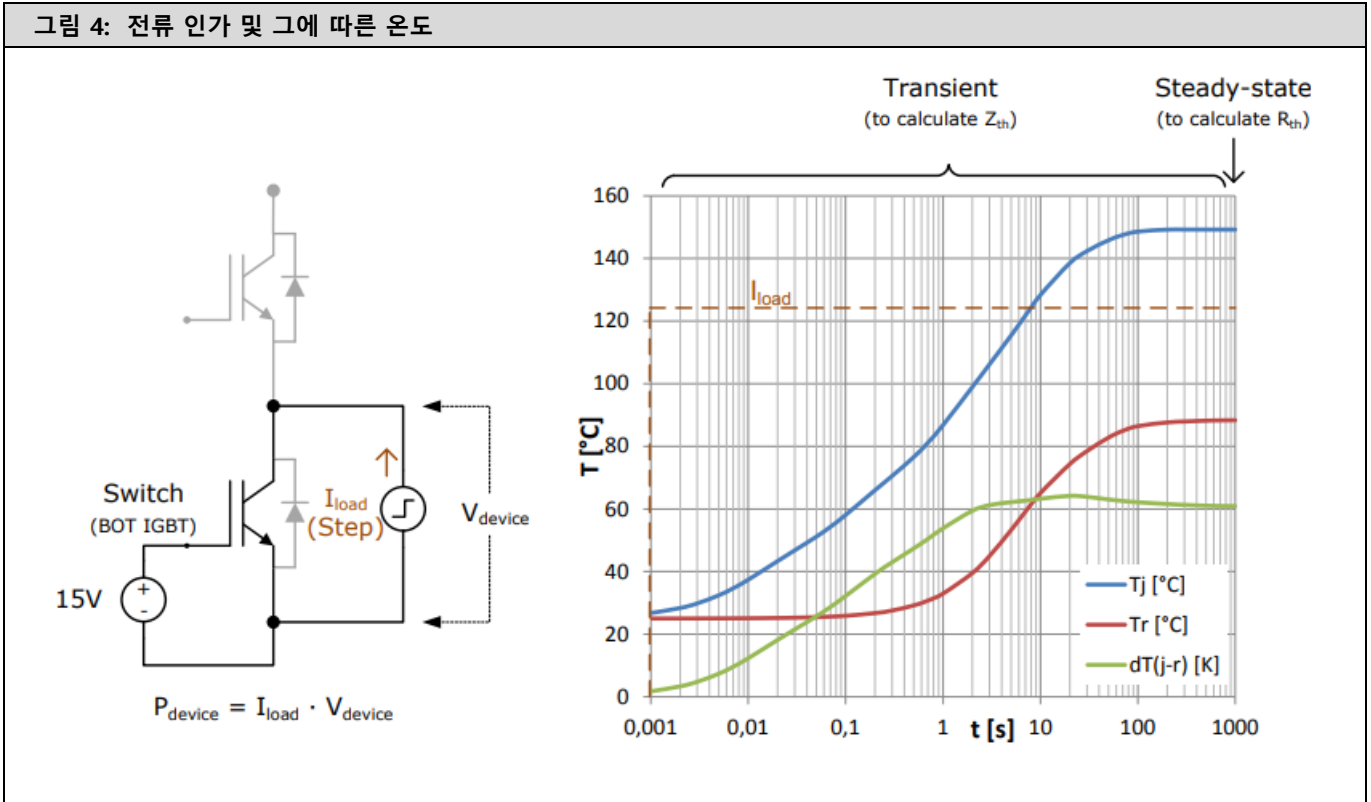
4.1 측정 방법

앞서 언급한 이유로 인해, 정션에서 싱크까지의 열 저항/임피던스는 각 애플리케이션 별로 결정해야 합니다. 세 가지 실험 방법을 통해 개별 IGBT 또는 다이오드 스위치와 열 센서 사이의 열 저항을 결정할 수 있습니다. 이러한 결과를 컴퓨터 기반 유한 요소 모델을 사용하여 테스트를 확인하고 다른 작동 조건에서 열 저항을 빠르게 도출(derivation) 할 수 있도록 해야 합니다.

각 시험에서 전류가 단일 스위치를 통해 공급되고 센서와 대상 스위치의 온도를 측정합니다(그림 4).

R_{th(j-r)}의 경우, 전류는 고정된 직류 전류이며 센서 온도는 안정화 후 측정합니다. Z_{th(j-r)}의 경우 전류는 계단 함수이고 온도는 센서가 지속적으로 측정됩니다. 손실을 계산하기 위해 전류와 스위치 양쪽의 전압이 사용됩니다. 실제로는 스텝 다운 함수(턴오프 전력 소비)가 사용되며 측정된 온도는 나중에 반전됩니다. 이는 온도 의존적 손실에 대해 정상 상태에 도달할 수 있는 유일한 방법이기 때문입니다.

그림 4: 전류 인가 및 그에 따른 온도



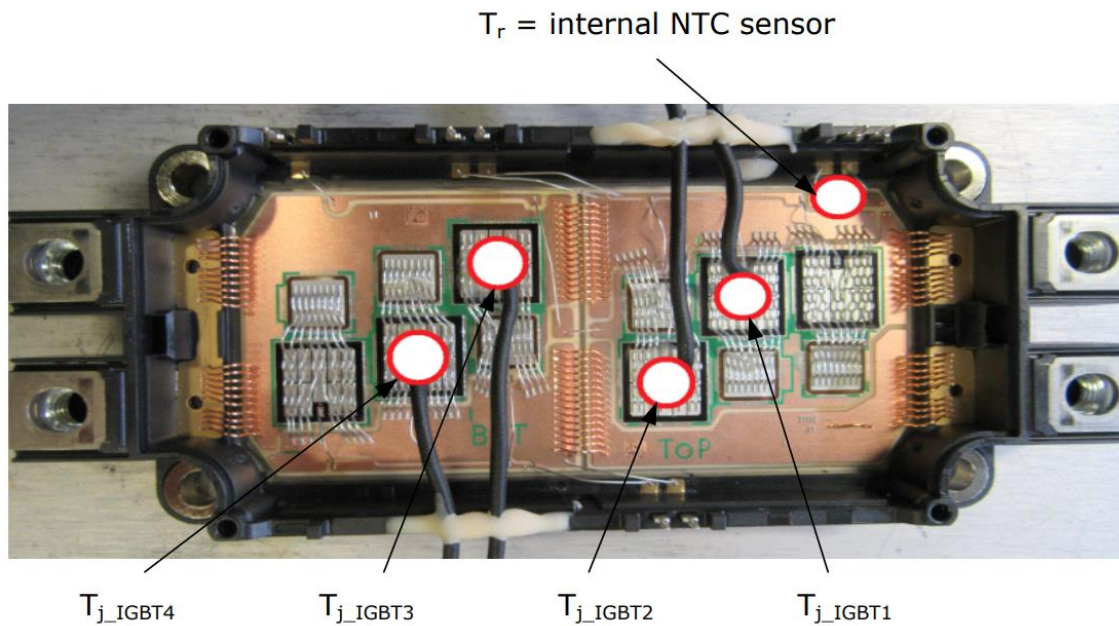
4.1.1 열전대(Rth)

제조업체에서 열전도성 에폭시로 칩 표면에 열전대가 접착된 특별히 준비된 모듈을 제공받습니다(그림 5). 낮은 전압의 조절된 직류(정전류)가 IGBT 또는 다이오드에 통과하고 열전대와 온도 센서의 온도를 측정하여 온도 차이를 계산합니다.

$$R_{th(j-r)} = \frac{T_{j_device_thermocouple} - T_r}{P_{device}} \quad (1)$$

열전대의 느린 시간 응답으로 인해 정적 열 저항 $R_{th(j-r)}$ 만 결정할 수 있습니다. 또한 열전대 자체는 금속 와이어가 칩의 상면에서 히트싱크 역할을 하여 5~15°C의 오류를 발생시킬 수 있습니다. 열전대가 측정 장비에 연결되는 곳을 절연시키는 데주의를 기울여야 합니다.

그림 5: IGBT 칩에 열전대가 추가된 SEMiX3p 모듈



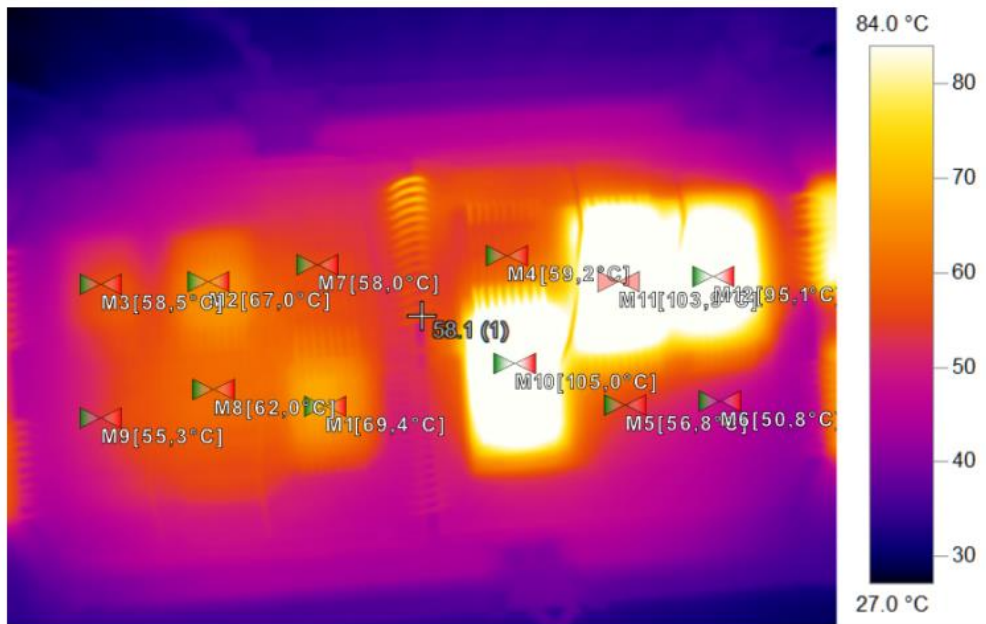
4.1.2 적외선 카메라(R_{th})

실리콘 소프트 몰드가 없는 특수 제작 모듈을 사용합니다. 하우징 커버를 제거하고 모듈 내부를 반사를 방지하기 위해 균일한 발산율을 가진 무광 페인트로 코팅합니다. IGBT 또는 다이오드에 낮은 전압의 조절된 직류(정전류)를 적용하고 카메라에서 보고된 온도와 온도 센서의 온도를 측정하여 온도 차이를 계산합니다(그림 6).

$$R_{th(j-r)} = \frac{T_{j_device_IR_camera} - T_r}{P_{device}} \quad (2)$$

적절한 보정을하면 고해상도 적외선 카메라는 정확한 온도를 제공하지만, 리프레시 속도가 충분히 느려서 정적 열 저항 R_{th(j-r)}만 결정할 수 있습니다. 또한 내부 버스바 시스템이 있는 모듈은 칩의 시야가 차단되어 쉽게 측정할 수 없습니다.

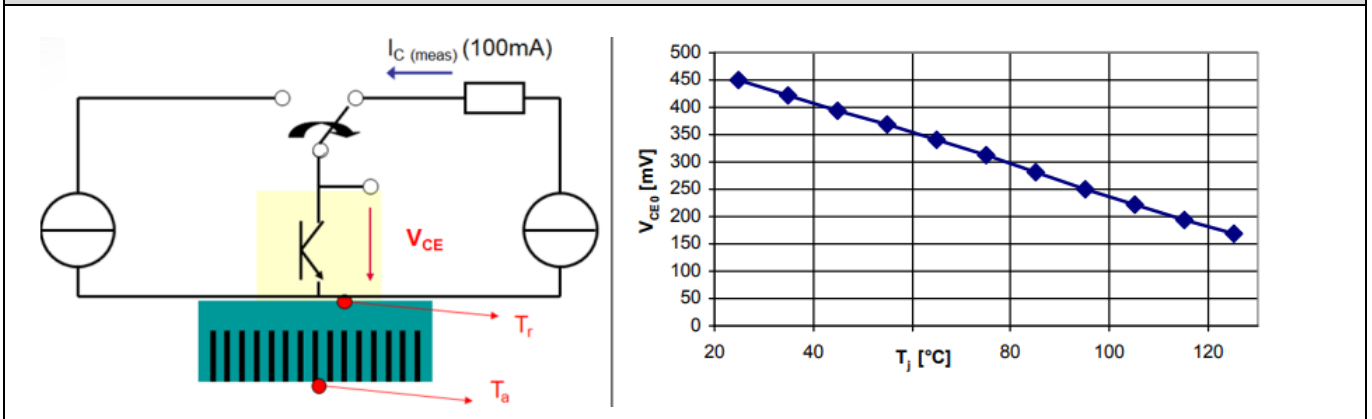
그림 6: 적외선 이미지에 따른 SEMiX3p 모듈



4.1.3 V_{ce} method (R_{th} or Z_{th})

반도체는 낮은 전류에서 정선 온도 T_j 와 순방향 전압 강하 V_{ce}/V_f 사이에 선형적인 관계를 가집니다. 실험실 환경에서 균일한 가열을 통해 특정 반도체 유형에 대한 보정 곡선을 도출할 수 있습니다(그림 7). 모듈은 고전류 펄스가 반도체를 통과하여 손실을 발생시키고 이어 저전류로 순방향 전압 강하(및 결과적으로 접합 온도)를 측정하는 고정 장치에 배치됩니다.

그림 7: 시험 구성 및 예제 보정 곡선



이 방법은 매우 정확한 결과를 제공하며 정선-센서 인터페이스의 과도 열 임피던스 (Z_{th}) 를 결정하는데 사용할 수 있습니다. 그러나 일반적으로 특수 제작된 시험 장비가 필요합니다.

4.1.4 유한요소해석(R_{th} 또는 Z_{th})

유한요소해석(FEA)은 모듈-방열판 시스템을 소프트웨어로 모델링하여 실시합니다. 이 모델을 구성하려면 모듈 제조사로부터 두 가지 항목을 제공받아야 합니다.

- 모듈 내 칩의 X-Y 위치("다이 맵", "칩 레이아웃")
- Z축에서 모듈을 구성하는 레이어의 두께, 밀도, 열 전도율 및 열 용량("소재 적층")

모델이 구성되면 각 스위치에 손실을 적용하여 정선, 방열판 및 센서 온도를 확인합니다. 이 방법은 모델의 정확성을 검증하기 위해 여타 시험 방법 중 하나와 함께 수행해야 합니다(또는 그 반대).

5. 주기 함수의 단순화 방법(준정상상태 조건)

통합 솔루션으로 일정 기간 동안(예: PWM 인버터의 기본 주기 1 회) 장치의 평균 손실을 계산합니다. 장치 손실은 전도 손실 P_{cond} 및 스위칭 손실 P_{sw} 의 합입니다. 예를 들어, 샘플링 속도는 $10/f_{out} \sim 1s$ 의 범위에서 낮습니다. 따라서 정적 열 저항 $R_{th(j-r)}$ 이 사용됩니다. 손실은 온도 의존적입니다. 이 말은 추가 입력으로서 T_j 를 이용한 반복 계산이 필요하다는 의미입니다. 손실이 시간 단계 사이에 너무 많이 변하지 않는다면, 이전 시간 단계에서 T_j 를 사용할 수 있습니다.

5.1 필수 회로 매개변수(인버터 예시)

- I_{rms} - 기본 출력 전류, RMS
- M - 변조 깊이
- $\cos(\varphi)$ - 역률
- V_{cc} - DC 링크 전압
- f_{sw} - 스위칭(캐리어) 주파수
- f_{out} - 기본 출력 주파수

5.2 손실 계산

3상 PWM 인버터에서 IGBT의 주기 평균 손실:

$$P_{cond_IGBT} = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot (V_{CE0_{25^\circ C}} + TC_{V_{ce}} \cdot (T_j - 25^\circ C)) \cdot I_{PK} + \left(\frac{1}{8} + \frac{M \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot (r_{CE_{25^\circ C}} + TC_{r_{ce}} \cdot (T_j - 25^\circ C)) \cdot I_{PK}^2 \quad (3)$$

$$P_{sw_IGBT} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{I_{pk}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot \left(1 + TC_{sw} \cdot (T_j - T_{j_ref}) \right) \cdot \gamma(K_i) \quad (4)$$

3상 PWM 인버터의 다이오드에 대한 주기 평균 손실:

$$P_{cond_D} = \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M \cdot \cos(\varphi)}{8} \right) \cdot (V_{F0_{25^\circ C}} + TC_{v_f} \cdot (T_j - 25^\circ C)) \cdot I_{pk} + \left(\frac{1}{8} - \frac{M \cdot \cos(\varphi)}{3\pi} \right) \cdot (r_{f_{25^\circ C}} + TC_{r_f} \cdot (T_j - 25^\circ C)) \cdot I_{pk}^2 \quad (5)$$

$$P_{sw_D} = f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{I_{pk}}{I_{ref}} \right)^{K_i} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{K_v} \cdot \left(1 + TC_{sw} \cdot (T_j - T_{j_ref}) \right) \cdot \gamma(K_i) \quad (6)$$

- K_i - 전류 의존성 지수(IGBT ≈ 1 , FWD ≈ 0.6)
- K_v - 전압 의존성 지수(IGBT ≈ 1.35 , FWD ≈ 0.6)
- TC_{sw} - 온도계수(IGBT ≈ 0.003 , FWD ≈ 0.006)
- $\gamma(K_i)$ - Integral $\int_{\varphi}^{\pi+\varphi} \sin^{K_i}(a-\varphi) da$ (IGBT: $\gamma(1) = 2$, FWD: $\gamma(0.6) = 2.3$)

모듈 데이터시트에 아래 내용이 제공됩니다.

- $V_{CE0_{25^\circ C}}$
- $r_{CE_{25^\circ C}}$
- E_{on+off} (measured at I_{ref} , V_{ref} , T_{jref})
- $TC_{V_{ce}}$ ($V_{CE0(low\ temp)}$ 과 $V_{CE0(high\ temp)}$ 사이의 선형 관계로 계산)
- $TC_{r_{ce}}$ ($r_{CE(low\ temp)}$ 과 $r_{CE(high\ temp)}$ 사이의 선형관계로 계산)

$V_{F0,25^{\circ}\text{C}}$

$R_{F,25^{\circ}\text{C}}$

$E_{rr}(\text{measured at } I_{ref}, V_{ref}, T_{jref})$

TC_{vf} ($V_{F0(\text{low temp})}$ 과 $V_{F0(\text{high temp})}$ 사이의 서형 관계로 계산)

TC_{rf} ($r_{f(\text{low temp})}$ 과 $r_{f(\text{high temp})}$ 사이의 선형 관계로 계산)

[2]를 참조하십시오.

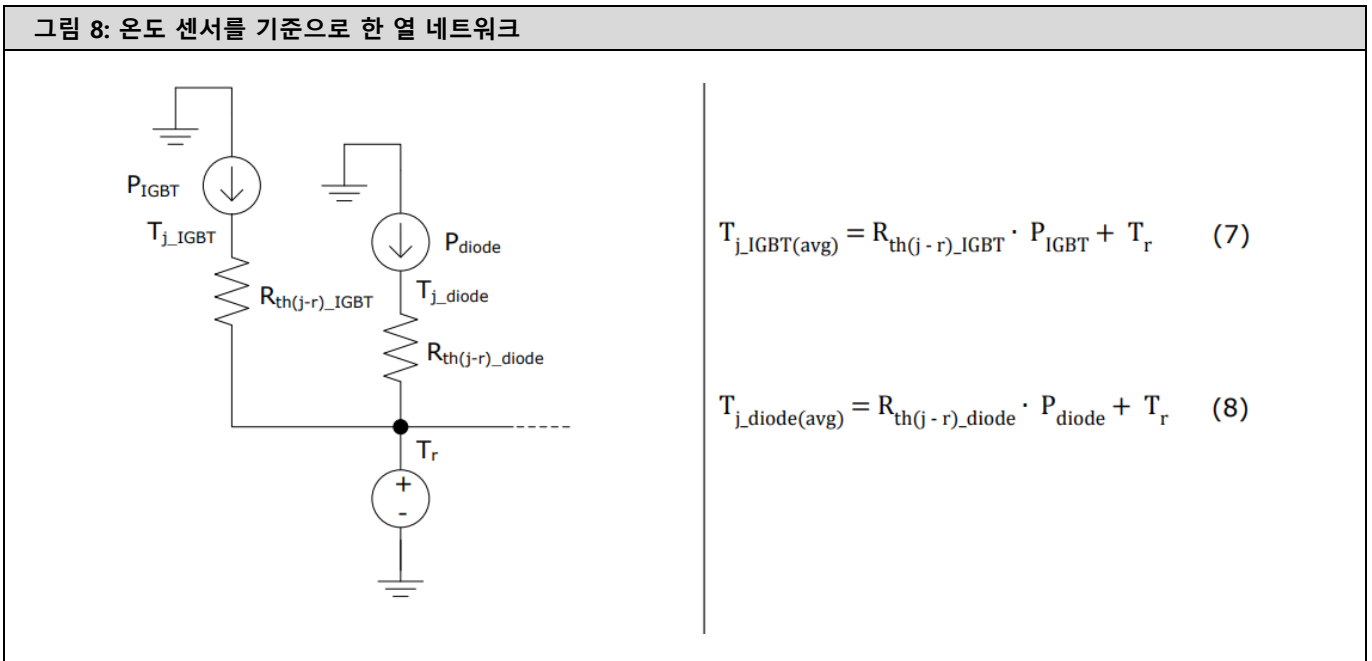
5.3 정선 온도 계산

이러한 "간소화" 방법은 각 스위치 유형별 단일 정적 열 저항 측정에 의존하며 스위치 간 커플링 효과는 고려하지 않습니다. 따라서,

1. 각 유형(IGBT 또는 다이오드)의 시험 대상 스위치는 센서에 최근접(최상의 결합상태) 상태여야 합니다.
2. 이 방식은 "균형" 손실(예: 6개의 IGBT(또는 6개의 다이오드)가 모두 유사한 손실을 갖는 것으로 추정되는 3상 인버터)에 대해서만 유효합니다.
 - a. 이 방식은 스톨 조건(예: 하프 브리지가 벡 컨버터(buck converter)로 작동하고 하부 IGBT가 온도 센서에 인접해 있지 않은 경우)에는 적합하지 않을 수 있습니다.

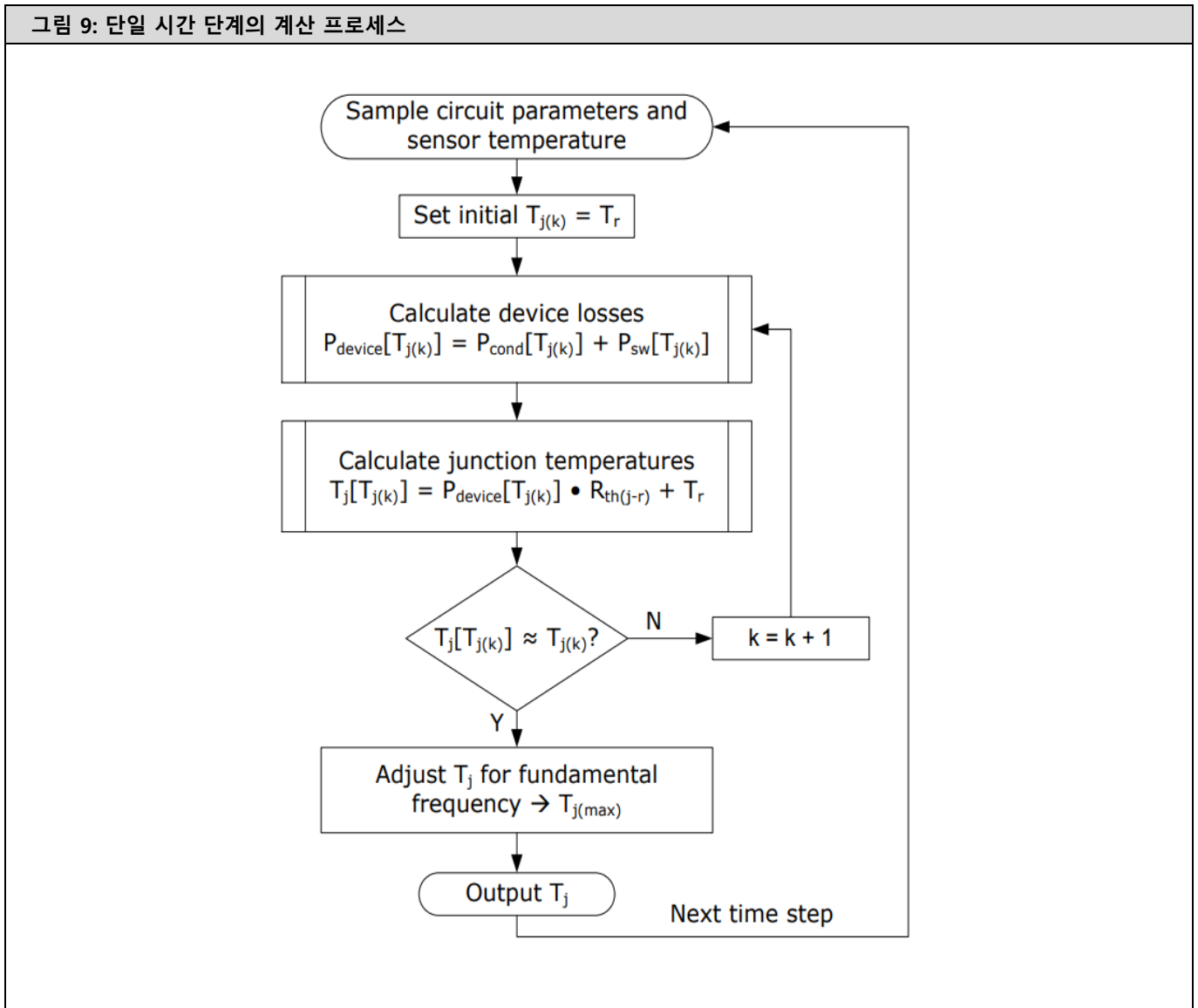
표준 Foster 열 네트워크는 특정 시간 단계에서 센서 온도 측정값 T_r 을 참조하는 열 저항과 함께 사용됩니다(그림 8).

그림 8: 온도 센서를 기준으로 한 열 네트워크



단일 시간 단계(샘플)의 정선 온도 계산은 다수의 칩 매개변수가 온도 의존적이므로 반복 프로세스입니다.

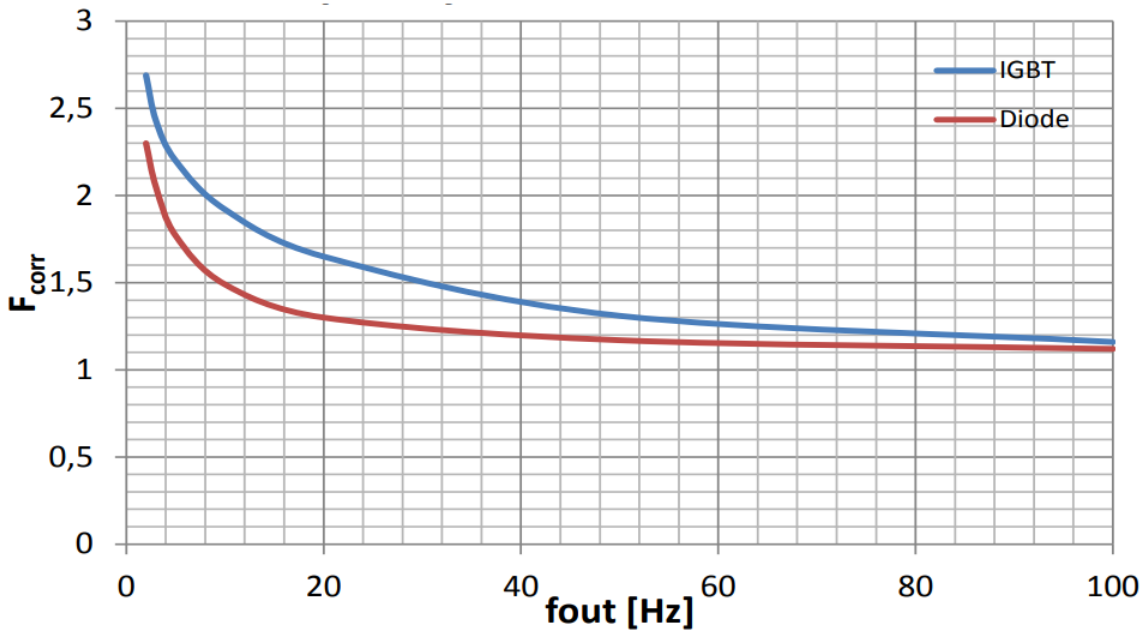
그림 9: 단일 시간 단계의 계산 프로세스



5.4 저출력 주파수의 보정 계수

위 방법으로 평균 정선 온도를 산출하며, 정선 온도가 기본 출력 주파수에서 진동할 때 발생하는 피크 온도를 나타내지 않습니다. 이것이 낮은 (<10Hz) 주파수 작동 시 주된 우려 요인입니다. 간단한 보정 계수(그림 10 참조)를 사용하여 평균 온도 계산값을 조정합니다. 보정 계수는 사용 중인 장치의 열 임피던스에 따라 달라지게 됩니다.

그림 10: $T_{j(max)} = f(f_{out})$ 의 보정 계수



따라서 기본 주기 동안 최대 정션 온도는 다음과 같이 추정할 수 있습니다.

$$T_{j_IGBT(max)} = F_{corr_IGBT} \cdot R_{th(j-r)}_{IGBT} \cdot P_{IGBT} + T_r \quad (9)$$

$$T_{j_diode(max)} = F_{corr_diode} \cdot R_{th(j-r)}_{diode} \cdot P_{diode} + T_r \quad (10)$$

5.5 예(3 상 PWM 인버터)

SKiiP39AC12T4V1 데이터시트의 장치 매개변수:

IGBT: $V_{CE0,25^\circ C} = 0.8V$, $r_{ce,25^\circ C} = 7m\Omega$, $E_{sw} = 36.5mJ$, $TC_{Vce} = -0.0008V/K$, $TC_{rce} = 2.67E-5\Omega/K$

다이오드: $V_{F0,25^\circ C} = 1.3V$, $r_{f,25^\circ C} = 5.6m\Omega$, $E_{rr} = 11.4mJ$, $TC_{Vf} = -0.0032V/K$, $TC_{rf} = 1.76E-5\Omega/K$

시험에서 측정한 $R_{th(j-r)}$ 값:

$$R_{th(j-r)I} = 0.3 \text{ K/W}$$

$$R_{th(j-r)D} = 0.6 \text{ K/W}$$

초기 시간 단계: 작동 중 측정된 값

$$I_{out} = 76A_{rms} = 107.48A_{pk}$$

$$M = 1$$

$$\cos(\varphi) = 0.85$$

$$V_{CC} = 650V$$

$$f_{sw} = 4kHz$$

$$f_{out} = 20Hz$$

$$T_r = 100^\circ C$$

손실 계산값

(첫번째 반복을 표시)

$$P_{cond_IGBT}$$

$$= \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1 \cdot 0.85}{8} \right) \cdot (0.8V - 0.0008V/K \cdot (100^\circ C - 25^\circ C)) \cdot 107.48A + \left(\frac{1}{8} + \frac{1 \cdot 0.85}{3\pi} \right) \cdot (0.0007\Omega + 0.0000267\Omega/K \cdot (100^\circ C - 25^\circ C)) \cdot 107.48A^2 = 43.49W$$

P_{sw_IGBT}

$$= 4000Hz \cdot 0.0365J \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{107.48A}{150A}\right)^1 \cdot \left(\frac{650V}{600V}\right)^{1.35} \cdot (1 + 0.003 \cdot (100^\circ C - 150^\circ C)) \cdot 2 = 31.53W$$

 P_{cond_D}

$$= \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1 \cdot 0.85}{8}\right) \cdot (1.3V - 0.0032V/K \cdot (100^\circ C - 25^\circ C)) \cdot 107.48A + \left(\frac{1}{8} - \frac{1 \cdot 0.85}{3\pi}\right) \cdot (0.0056\Omega + 0.0000176\Omega/K \cdot (100^\circ C - 25^\circ C)) \cdot 107.48A^2 = 8.81W$$

$$P_{sw_D} = 4000Hz \cdot 0.0114J \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{107.48A}{150A}\right)^{0.6} \cdot \left(\frac{650V}{600V}\right)^{0.6} \cdot (1 + 0.006 \cdot (100^\circ C - 150^\circ C)) \cdot 2.3 = 10.04W$$

$$T_{j(avg)_IGBT} = (43.49W + 31.53W) \cdot 0.3K/W + 100^\circ C = 122.5^\circ C$$

$$T_{j(avg)_D} = (8.81W + 10.04W) \cdot 0.6K/W + 100^\circ C = 111.3^\circ C$$

표 4: 두 번 반복 후 온도 안정화를 보여주는 예

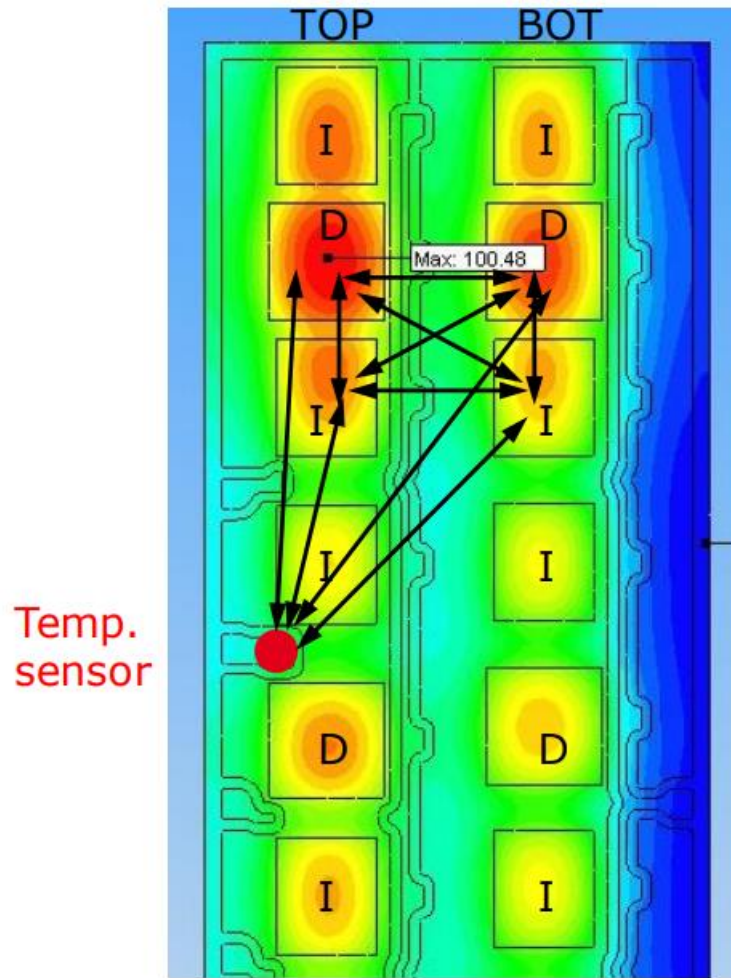
K	P_{cond_IGBT}	P_{sw_IGBT}	P_{cond_D}	P_{sw_D}	$T_{j(avg)_IGBT}$	$T_{j(avg)_D}$
0	-	-	-	-	100°C	100°C
1	43.49W	31.53W	8.81W	10.04W	123°C	111°C
2	44.47W	34.04W	8.68W	11.01W	124°C	112°C
3	44.51W	34.16W	8.68W	11.05W	124°C	112°C
4	44.52W	34.16W	8.68W	11.06W	124°C	112°C

$T_{j(max)_IGBT} = 1.65 \cdot (44.52W + 34.16W) \cdot 0.3K/W + 100^\circ C = 139^\circ C$
 $T_{j(max)_D} = 1.3 \cdot (8.68W + 11.06W) \cdot 0.6K/W + 100^\circ C = 115^\circ C$

6. 열 커플링

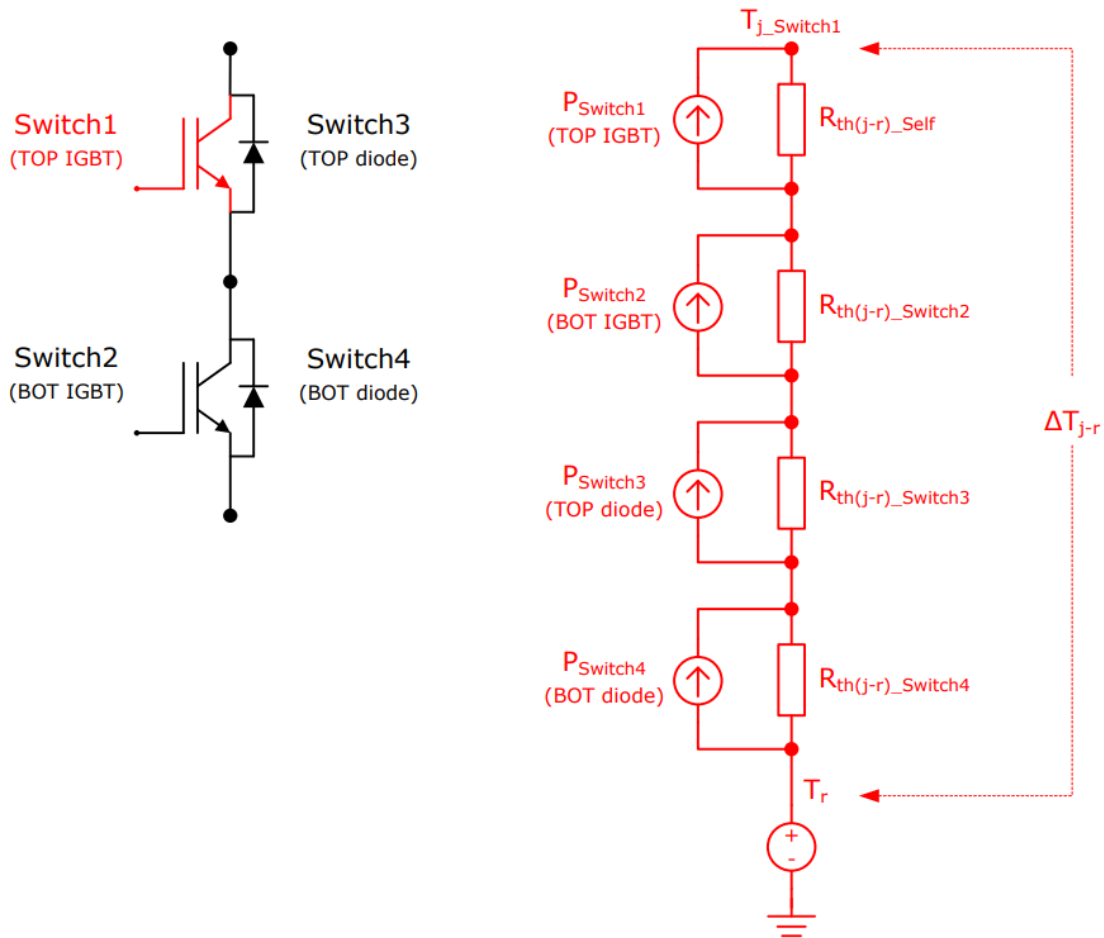
작동 시 인접 스위치에서 발생한 열은 검사 대상 스위치의 온도에 영향을 미치고 정선과 온도 센서 간의 유효 열 임피던스에 영향을 줍니다(그림 11). 아래에 설명된 정선 온도 계산의 "복잡한 방법"을 사용하기 위해서는 이러한 칩 간의 열 임피던스를 정량화해야 합니다.

그림 11: 칩과 온도 센서 사이의 열 커플링을 보여주는 하프 브리지 모듈의 FEA 모델



따라서 다른 스위치의 손실이 해당 스위치에 미치는 영향에 의해 어느 스위치와 온도 센서 사이의 관계가 정의됩니다(그림 12). 응용 프로그램에서 최종 접합 온도를 결정하려는 스위치를 "Self" 스위치라고 합니다. 이 문서에서는 "스위치"의 정의가 단일 전기 소자(예: IGBT 또는 다이오드)에 해당하며, 다른 문서에서는 단일 스위치가 IGBT와 다이오드로 구성된 것으로 지칭한다는 점에 유의하십시오.

그림 12: 가상 하프 브리지에서 스위치 별 정적 커플링의 정의



$$T_{j_Switch1} = T_r + P_{Switch1} \cdot R_{th(j-r)_Self} + P_{Switch2} \cdot R_{th(j-r)_Switch2} + P_{Switch3} \cdot R_{th(j-r)_Switch3} + P_{Switch4} \cdot R_{th(j-r)_Switch4} \quad (11)$$

6.1.1 R_{th}/Z_{th} 매트릭스 결정

실험 설정에서 손실은 각 스위치에 개별적으로 적용해야 하며 4.1의 방법 중 하나를 사용하여 정선 온도를 측정해야 합니다. 다음 예에서는 그림 12의 하프 브리지 회로를 사용합니다.

- A. 목표 손실을 Switch1(Self)에만 적용합니다. T_{j_Switch1} 및 T_r를 측정합니다.

계산:

$$R_{th(j-r)_Self} = \frac{T_{j_Switch1_A} - T_{r_A}}{P_{Switch1}} \quad (12)$$

- B. 목표 손실을 Switch2에만 적용합니다. T_{j_Switch1} 및 T_r를 측정합니다.

계산:

$$R_{th(j-r)_Switch2} = \frac{T_{j_Switch1_B} - T_{r_B}}{P_{Switch2}} \quad (13)$$

- C. 목표 손실을 Switch3에만 적용합니다. T_{j_Switch1} 및 T_r를 측정합니다.

계산:

$$R_{th(j-r)_{Switch3}} = \frac{T_{j_Switch1_C} - T_{r_C}}{P_{Switch3}} \quad (14)$$

D. 목표 손실을 Switch4에만 적용합니다. $T_{j_Switch1}$ 및 T_r 를 측정합니다.

계산:

$$R_{th(j-r)_{Switch4}} = \frac{T_{j_Switch1_D} - T_{r_D}}{P_{Switch4}} \quad (15)$$

나머지 3 개의 스위치에 대해 A-D 단계를 반복합니다. 결과값은 표 5의 매트릭스로 배치할 수 있습니다.

표 5: 가상 하프 브리지의 Rth 매트릭스				
Apply losses at: Measure T_j at:	TOP IGBT (Switch1)	BOT IGBT (Switch2)	TOP Diode (Switch3)	BOT Diode (Switch4)
TOP IGBT (Switch1)	$R_{th(j-r)_{Switch1,1}}$ (Self)	$R_{th(j-r)_{Switch1,2}}$	$R_{th(j-r)_{Switch1,3}}$	$R_{th(j-r)_{Switch1,4}}$
BOT IGBT (Switch2)	$R_{th(j-r)_{Switch2,1}}$	$R_{th(j-r)_{Switch2,2}}$ (Self)	$R_{th(j-r)_{Switch2,3}}$	$R_{th(j-r)_{Switch2,4}}$
TOP Diode (Switch3)	$R_{th(j-r)_{Switch3,1}}$	$R_{th(j-r)_{Switch3,2}}$	$R_{th(j-r)_{Switch3,3}}$ (Self)	$R_{th(j-r)_{Switch3,4}}$
BOT Diode (Switch4)	$R_{th(j-r)_{Switch4,1}}$	$R_{th(j-r)_{Switch4,2}}$	$R_{th(j-r)_{Switch4,3}}$	$R_{th(j-r)_{Switch4,4}}$ (Self)

과도 열 임피던스의 경우, $R_{th(j-r)_{Switch\#,c}}$ 라는 용어는 Foster 모델 요소, $Z_{th(j-r)_{Switch\#,c}}$ 로 대체됩니다. 참고로 가령, 스위치들 간에 열 커플링이 없거나(입력값 0) 단계 응답을 하나의 R_{th}/τ 요소로만 모델링할 수 있는 경우 종종 매트릭스를 단순화할 수 있습니다.

7. 복잡한 방법, 단계별(짧은, 높은 과부하 및 스톨토크 조건)

시스템 작동 중 특정 스위치의 손실은 측정값을 사용하여 즉시 계산됩니다. 샘플링 속도가 높습니다(예: $1/f_{sw}$ 또는 그 배수). f_{sw} 가 f_{out} 에 비해 높고 f_{sw} 의 여러 주기 동안 전류가 많이 변하지 않는다면 여러 주기를 하나의 계산 단계로 결합하여 계산 과정을 줄일 수 있습니다.

시스템 구현에 앞서 위에서 설명한 대로 Z_{th} 매트릭스를 만들어야 합니다. 계산 시, 샘플링 속도가 $> 0.5s$ 이면, 이를 R_{th} 매트릭스로 단순화할 수 있습니다.

7.1 필수 회로 매개변수(인버터 예시)

- $i(t)$ - 실제값 출력 전류
- $v(t)$ - 출력 전압의 실제값(라인-중립)
- M - 실제 듀티 사이클계산을 위한 변조 깊이
- V_{cc} - DC 링크 전압
- f_{sw} - 스위칭(캐리어) 주파수

7.2 손실 계산

손실 계산은 순시값을 갖는 스텝 다운 DC/DC("벅") 컨버터를 기반으로 합니다. 변수의 정의는 5.2를 참조하십시오.

$$DC_{IGBT} = 0.5 + \frac{v(t)}{V_{cc}} \quad (16)$$

$$DC_{Diode} = 1 - DC_{IGBT} \quad (17)$$

$$P_{cond_IGBT} = DC_{IGBT} \cdot \left[i(t) \cdot (V_{CE025^\circ C} + TC_{Vce} \cdot (T_j - 25^\circ C)) + i(t)^2 \cdot (r_{CE25^\circ C} + TC_{rce} \cdot (T_j - 25^\circ C)) \right] \quad (18)$$

$$P_{sw_IGBT} = f_{sw} \cdot E_{on+off} \cdot \left(\frac{|i(t)|}{I_{ref}} \right)^{Ki} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{Kv} \cdot \left(1 + TC_{sw} \cdot (T_j - T_{j_ref}) \right) \quad (19)$$

$$P_{cond_diode} = DC_{diode} \cdot \left[i(t) \cdot (V_{F025^\circ C} + TC_{vf} \cdot (T_j - 25^\circ C)) + i(t)^2 \cdot (r_{f25^\circ C} + TC_{rf} \cdot (T_j - 25^\circ C)) \right] \quad (20)$$

$$P_{sw_D} = f_{sw} \cdot E_{rr} \cdot \left(\frac{|i(t)|}{I_{ref}} \right)^{Ki} \cdot \left(\frac{V_{cc}}{V_{ref}} \right)^{Kv} \cdot \left(1 + TC_{sw} \cdot (T_j - T_{j_ref}) \right) \quad (21)$$

7.3 정션 온도 계산

모듈에 있는 N 스위치 중 하나의 온도는 다음과 같이 t_{m+1} 의 모멘트에서 계산할 수 있습니다.

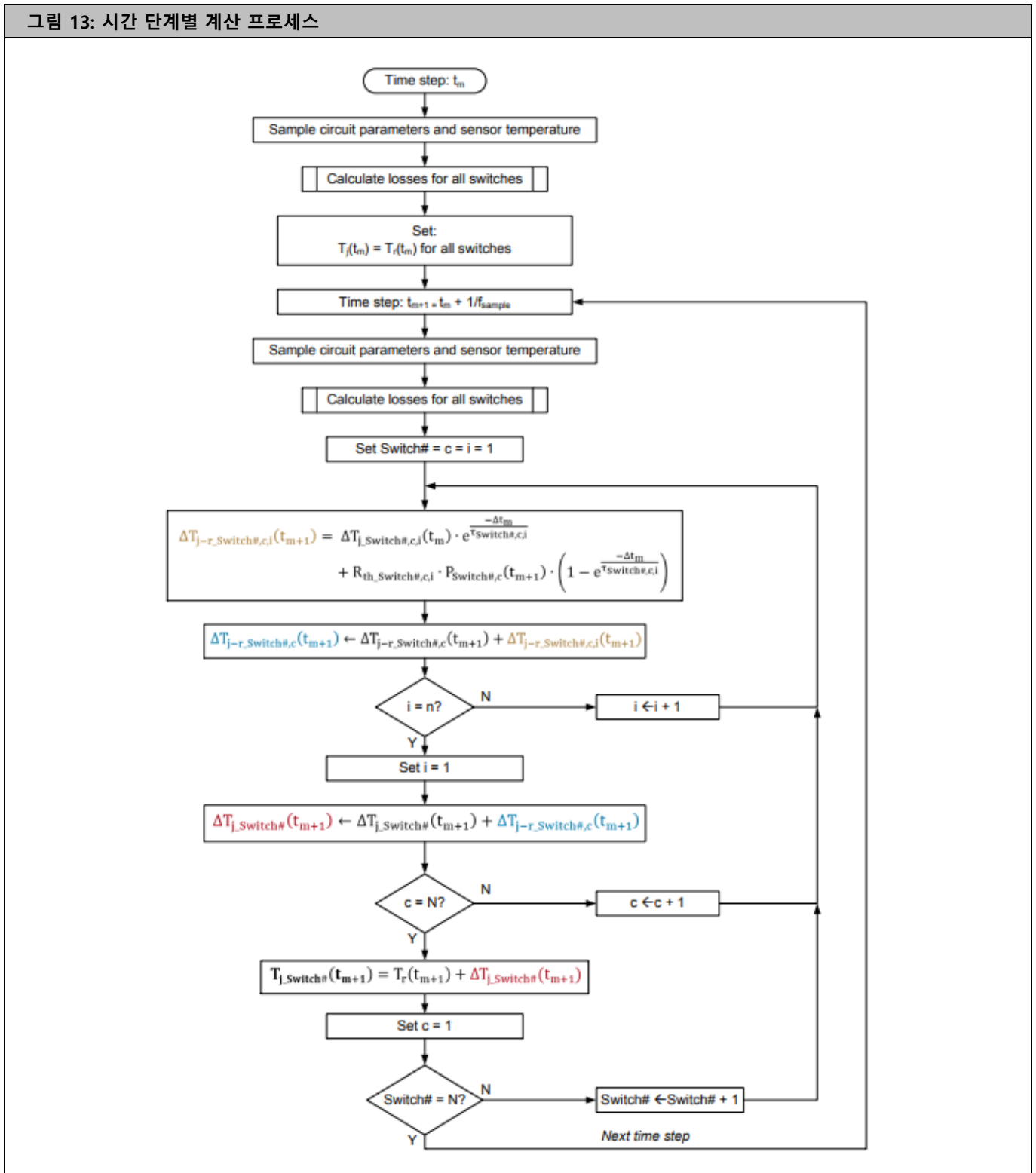
$$T_{j_Switch\#}(t_{m+1}) = T_r(t_m) + \sum_{c=1}^N \sum_{i=1}^n \left[\Delta T_{j_Switch\#,c,i}(t_m) \cdot e^{\frac{-\Delta t_m}{\tau_{Switch\#,c,i}}} R_{th_Switch\#,c,i} \cdot P_{Switch\#,c}(t_{m+1}) \cdot \left(1 - e^{\frac{-\Delta t_m}{\tau_{Switch\#,c,i}}} \right) \right] \quad (22)$$

여기서:

- Switch#: 조사 대상 스위치(행 인덱스도 포함)
- c: 조사 대상 스위치의 열 인덱스
- N: 전체 스위치/행/열의 수
- i: Foster 요소의 인덱스
- n: 조사 대상 스위치에 대한 전체 Foster 요소의 수

고정 Δt_m 의 경우, e^{-x} 와 $(1-e^{-x})$ 가 Z_{th} 매트릭스에 포함될 수 있는 상수 집합이 됩니다.

그림 13: 시간 단계별 계산 프로세스



7.4 예시

아래 예에서는 1s 이상 작동하는 이론상의 시스템에 대한 손실(표 7)을 이용하여 하프 브리지 모듈의 TOP 스위치 온도를 계산합니다. 일정한 손실 및 일정한 온도 단순화를 위해 센서가 사용되지만, 이 접근법은 다양한 값에도 유효합니다. 이전 시간 단계의 결과를 사용하여 후속 시간 단계의 온도를 도출할 수 있습니다.

표 6: 워터 쿨러에 대한 SEMiX603GB12E4p 용 Zth 매트릭스의 예

c Switch#	IGBT TOP			IGBT BOT			Diode TOP			Diode BOT		
	i	R _{th(j-r)}	Tau	i	R _{th(j-r)}	Tau	i	R _{th(j-r)}	Tau	i	R _{th(j-r)}	Tau
IGBT TOP	1	0.0054	0.0028	1	0.0063	3.7000	1	0.0248	1.2	1	0.0087	4.7
	2	0.0086	0.025	2	0	1	2	0.0024	3	2	0	1
	3	0.0190	0.1	3	0	1	3	0	1	3	0	1
	4	0.0224	0.5	4	0	1	4	0	1	4	0	1
IGBT BOT	Z _{th(j-r)_IGBT_BOT:IGBT_TOP}			Z _{th(j-r)_IGBT_BOT:Self}			Z _{th(j-r)_IGBT_BOT:Diode_TOP}			Z _{th(j-r)_IGBT_BOT:Diode_BOT}		
Diode TOP	Z _{th(j-r)_Diode_TOP:IGBT_TOP}			Z _{th(j-r)_Diode_TOP:IGBT_BOT}			Z _{th(j-r)_Diode_TOP:Self}			Z _{th(j-r)_Diode_TOP:Diode_BOT}		
Diode BOT	Z _{th(j-r)_Diode_BOT:IGBT_TOP}			Z _{th(j-r)_Diode_BOT:IGBT_BOT}			Z _{th(j-r)_Diode_BOT:Diode_TOP}			Z _{th(j-r)_Diode_BOT:Self}		

표 7: 정선 온도 계산에 사용되는 런타임 매개변수의 예

Time step	0.0s	1.0s
P _{IGBT_TOP}	300W	300W
P _{IGBT_BOT}	300W	300W
P _{Diode_TOP}	100W	100W
P _{Diode_BOT}	100W	100W
T _{sensor}	80°C	80°C
T _{j,IGBT_TOP}	80°C	T _{j,IGBT_TOP} (1s)

$$\begin{aligned}
 T_{j,IGBT_TOP}(1s) &= 80^{\circ}\text{C} + \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{0.0028s}} + 0.0054\text{K/W} \cdot 300\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{0.0028s}} \right) \right] \\
 &+ \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{0.025s}} + 0.0086\text{K/W} \cdot 300\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{0.025s}} \right) \right] + \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{0.1s}} + 0.019\text{K/W} \cdot 300\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{0.1s}} \right) \right] \\
 &+ \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{0.5s}} + 0.0224\text{K/W} \cdot 300\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{0.5s}} \right) \right] + \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{3.7s}} + 0.0063\text{K/W} \cdot 300\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{3.7s}} \right) \right] \\
 &+ \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{1.2s}} + 0.0248\text{K/W} \cdot 100\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{1.2s}} \right) \right] + \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{3s}} + 0.0024\text{K/W} \cdot 100\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{3s}} \right) \right] \\
 &+ \left[0 \cdot e^{\frac{-1s}{4.7s}} + 0.0087\text{K/W} \cdot 100\text{W} \cdot \left(1 - e^{\frac{-1s}{4.7s}} \right) \right] = 97.8^{\circ}\text{C}
 \end{aligned}$$

이 예에서 TOP IGBT는 1s 작동 후 온도가 17.8°C 상승했습니다. 이러한 온도 상승분 중 15.7°C는 스위치 자체의 가열로 인한 것이며(빨간색 항), 2.08°C는 나머지 3개의 스위치(파란색, 녹색, 보라색 항)에 의한 것입니다. 이 경우 항이 모두 양수지만 다른 스위치의 손실로 인해 센서와 조사 대상 스위치 간의 온도 차이가 줄어들면 항이 음수가 될 수 있습니다.

8. 요약

통합 온도 센서를 사용하여 T_j를 계산할 수 있지만 정확도는 설계자가 설계 시 수행하는 특성 분석 수준에 따라 달라집니다. 가장 기본적인 보호 조치는 센서가 정해진 온도에 도달할 때 높은 안전 거리를 두고 과열 고장을 개시하면 가능합니다.

보다 발전된 "단순한" 접근 방식은 열 임피던스 R_{th(j-r)}를 측정하고 주기 함수에 대한 평균 손실로 스위치 간의 손실 분포를 균일하게 가정하는 것이 포함됩니다. 이 방법을 통해 계산 작업이 줄어 들고 잘 특성화된 작동과 느린 과도 과부하를 통해 컨버터에 대해 효과적인 온도 보호 조치를 제공할 수 있습니다.

빠른 과부하 및 "0Hz" 인버터 작동과 같은 특수 조건에 대한 보호를 위해 칩과 온도 센서 간의 과도 열 임피던스를 정의하는 상세한 열 모델이 요구됩니다. 면밀한 측정을 통해 전체 모듈에 대한 과도 열 임피던스 매트릭스를 정의하는 각 스위치별

개별 모델을 생성할 수 있습니다. 이 매트릭스를 강력한 처리 성능과 결합하여 동적 보호에 사용할 수 있는 다량의 런타임 온도 데이터를 도출합니다.

항상 온도 측정 방법은 특정 컨버터 설계에만 유효하다는 점을 이해하는 것이 중요합니다.

참고자료

[1] www.SEMİKRON.com

[2] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors", 2nd edition, ISLE Verlag 2015, ISBN 978-3-938843-83-3

중요 정보 및 주의 사항

이 문서의 정보는 제품 특성에 대한 보증 또는 보장으로 간주되지 않을 수 있습니다("품질 보증"). 이 문서는 특정 애플리케이션에 따라 달라질 수 있는 일반적인 애플리케이션에서 예상되는 제품의 통상적인 특성만을 설명합니다. 따라서 사전에 각 애플리케이션에 대해 제품을 테스트해야 합니다. 애플리케이션 조정이 필요할 수 있습니다. SEMİKRON DANFOSS 제품의 사용자는 SEMİKRON DANFOSS 제품을 포함하는 애플리케이션의 안전에 대한 책임을 지며 특정 SEMİKRON DANFOSS 제품의 결함으로 인해 애플리케이션이 신체적 상해, 화재 또는 기타 문제를 초래하지 않도록 적절한 안전 조치를 취해야 합니다. 사용자는 애플리케이션 설계가 모든 관련 법률, 규정, 규범 및 표준을 준수하는지 확인할 책임이 있습니다. SEMİKRON DANFOSS의 공인 대리인이 서명한 서면 문서를 통해 SEMİKRON DANFOSS가 달리 명시적으로 승인한 경우를 제외하고, SEMİKRON DANFOSS 제품은 당해 제품의 고장 또는 그 제품 사용의 결과로 인해 인명 피해가 초래될 수 있음을 합리적으로 예상할 수 있는 애플리케이션에 사용할 수 없습니다. 제3자의 지적 재산권 미침해에 대한 보증을 포함하되 이에 국한되지 않는 이 문서에 제공된 정보의 정확성, 완전성 및/또는 그 이용과 관련하여 어떠한 확약이나 보증도 제공되지 않으며 어떠한 책임도 지지 않습니다. SEMİKRON DANFOSS는 애플리케이션 또는 제품의 사용으로 인해 발생하는 어떠한 책임도 지지 않으며 특허권, 저작권, 영업 비밀 또는 기타 지적 재산권이나 타인의 권리에 따른 라이선스를 양도하지 않습니다. SEMİKRON DANFOSS는 애플리케이션으로 인해 발생할 수 있는 제3자의 지적 재산권 미침해 또는 주장된 미침해에 대해 어떠한 확약이나 보증도 하지 않습니다. 이 문서는 이전에 제공된 모든 정보를 대체 및 대신하며 업데이트로 대체될 수 있습니다. SEMİKRON DANFOSS는 변경할 권리가 있습니다.

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.skkor@semikron-danfoss.com