

애플리케이션 노트

AN1902

Revision:	KOR-01
발행일:	202310-27
작성자:	Arendt Wintrich, Peter Beckedahl, Grady
결재자:	Ulrich Nicolai, Kendric

키워드: IGBT, Gen7, 스위칭 동작, 상호 참조

새로운 IGBT 7 세대 소개

1. 서론.....	1
1.1 일반 소개.....	1
1.2 칩 기술.....	2
1.3 IGBT 7세대 기반 전력 모듈의 주요 장점.....	2
1.4 파라미터 개요.....	3
2. 7세대 IGBT의 적용.....	3
2.1 스위칭 동작.....	3
2.1.1 턴온.....	3
2.1.2 턴오프.....	4
2.1.3 온도, 전압 및 전류에 대한 전환 손실 의존성.....	6
2.1.4 단락.....	6
2.2 게이트 커패시턴스.....	7
2.3 작동 정선 온도 최대 175°C.....	8
2.3.1 높은 정선 온도에서의 작동에 대한 추가 고려사항.....	9
2.4 HV-H3TRB 견고성.....	9
2.5 실제 권장사항.....	10
2.5.1 칩 수축 및 전류 등급.....	10
2.5.2 IGBT4 기반 전력 모듈에 대한 상호 참조.....	10
2.5.3 게이트 저항기 선택.....	10
2.5.4 반복 피크 컬렉터 전류.....	10
3. 성능 비교.....	11
3.1 MiniSKiiP.....	11
3.2 SEMiX3p.....	11
4. 요약.....	12

1 서론

1.1 일반 소개

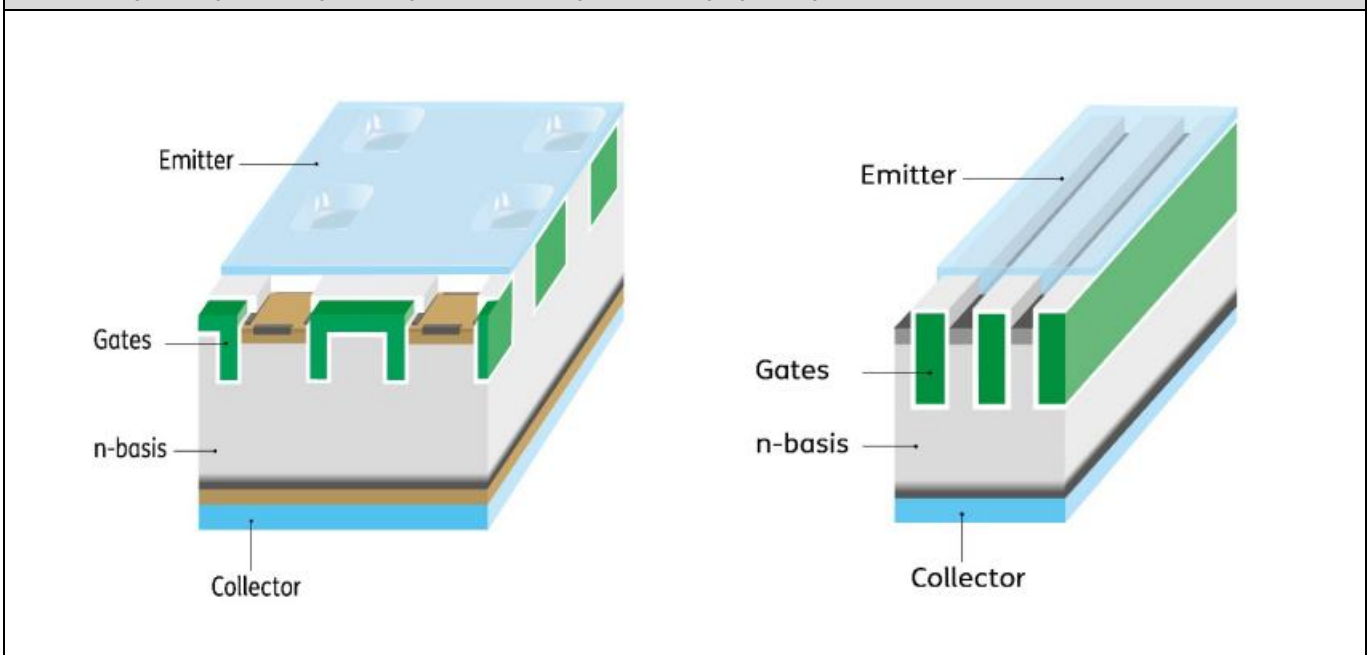
이 문서에서 SEMIKRON DANFOSS 는 1200V 7 세대 IGBT 칩과 다양한 전원 모듈 패키지 제품을 소개합니다. 새로운 칩 세대는 두 개의 독립된 소스를 통해 구현됩니다. 그 중 하나는 인덱스 "T7"로 식별하는 Infineon 입니다. 나머지 하나는 SEMIKRON DANFOSS 의 새로운 칩 공급사로 "M7" 색인으로 식별합니다. 두 IGBT 유형은 모두 기존 SEMIKRON CAL4F 프리휠링 다이오드와 함께 사용됩니다.

다중 칩 소스 전략을 통해 개별 패키징 플랫폼에 맞는 최상의 칩 성능을 선택할 수 있습니다. T7 IGBT는 중소용량의 전력 모터 구동 애플리케이션에 최적화되어 있기 때문에 중소용량의 전력 패키지 MiniSKiiP®와 SEMITOP®을 시작으로 적용되고 있습니다. 또한, M7 IGBT는 병렬에 적합하므로 대형 전력 모듈 제품군 SEMiX® and SEMITRANS®에 적용되고 있습니다.

1.2 칩 기술

새로운 칩 세대는 스트라이프 트렌치 게이트 구조와 더불어 크게 증가한 셀 밀도에 기반합니다. 병렬 트렌치 셀 레이아웃은 액티브 및 패시브 트렌치로 구성되어 있어 소형 셀 피치와 매우 좁은 메사 구조가 가능합니다. 이러한 셀 개념은 이미터 전극 가까이에 고용량 캐리어 보관을 가능케 함으로써 드리프트 영역에서 전기 전도성이 크게 증가합니다. 이에 따른 주된 이점은 스퀘어 트렌치 셀에 기반한 기존 칩 세대에 비해 최대 400mV의 순방 전압 강하가 크게 감소하며 스위칭 손실도 이전과 유사한 수준으로 유지된다는 것입니다.

그림 1: 기존 스퀘어 트렌치 셀 설계 및 신형 스트라이프 트렌치 게이트 구조



1.3 IGBT 7세대 기반 전력 모듈의 주요 장점

감소된 전력 손실로 인해 새로운 칩 세대는 전력 밀도를 최대 33%까지 크게 증시킬 수 있습니다. 과부하 상태에서 칩의 최대 작동 온도를 175°C까지 높이면 전력 밀도가 더 높아집니다. 전력 밀도 외에 또 다른 중요한 이점은 새로운 칩 세대의 향상된 환경 안정성입니다. 새로운 칩은 고온 다습한 환경에서도 안정적인 작동을 보장하는 가혹한 HV-H3TRB(고전압, 고온, 고습도 역바이어스) 시험을 통과했습니다.

주요 장점은 다음과 같습니다.

- 20% 낮은 온 상태 전압
- 과부하 시 작동 정선 온도 175°
- 높은 습도 견고성
- 동일 패키지에서 33% 높은 전력 밀도
- 8μs 단락 견고성
- 0 볼트 게이트 턴오프 시 안전한 작동

1.4 파라미터 개요

그림 2는 다양한 칩 유형에 대한 칩 매개변수를 보여줍니다. 온 상태 전압 감소로 동일 전류 정격에서 25%의 칩 수축이 가능합니다. 우수한 출력 밀도의 이점이 있는 반면 단락 내력 시간 t_{SC} 는 $8\mu s$ 로 줄어야 했습니다. 이는 이미 다른 최신 칩 세대에서 알게 된 사실이며 최신 보호 토폴로지에 충분한 안전 마진을 제공합니다.

IGBT 칩은 주어진 기술 곡선을 기반으로 여러 애플리케이션에 맞게 최적화할 수 있습니다. 고전력이 주된 목표라면, 고주파 애플리케이션의 경우 낮은 스위칭 손실과 낮은 전도 손실 사이에 상쇄 효과를 노릴 수 있습니다. 고전류 모듈에 대한 또 다른 중요한 선택 기준은 병렬 칩 간에 동등한 전류 공유와 진동이 없다는 것입니다. 새로운 7세대 IGBT는 기존 IGBT4 기반 제품을 대체하기 위해 매칭되었습니다.

T7 IGBT는 저전력에서 중전력까지 모터 구동 애플리케이션에 최적화되어 있습니다. IGBT는 전기 모터의 일반적인 한계값 $5kV/\mu s$ 의 저전압 과도 전류에서도 낮은 스위칭 손실을 유지합니다. 이 제품은 SEMITOP® and MiniSKiiP® CIB 및 AC (sixpack) 모듈에 구현되었으며 10A ~ 200A의 전류 범위를 지원합니다.

M7 IGBT는 손쉽게 병렬 배열이 가능한 중고전력 칩으로, 최대 MW 범위의 전력 등급을 커버하는 6팩, 하프 브리지 및 3레벨 구성을 갖춘 고전력 모듈 제품군 SEMiX® 및 SEMITRANS®에 이상적입니다.

표 1: IGBT4 및 IGBT 7세대 칩 버전의 매개변수 개요

100A Chip Rating	F4	T4	E4	T7	M7
$V_{CE(sat)}$ 25°C	2.05V	1.75V	1.75V	1.6V	1.6V
$V_{CE(sat)}$ @150°C	2.6V	2.2V	2.05V	1.8V	1.85V
$E_{sw}/100A$ @150°C	15mJ	21mJ	24mJ	21mJ	22mJ
$E_{on}/100A$ @150°C	7mJ	11mJ	11mJ	10mJ	11mJ
$E_{off}/100A$ @150°C	8mJ	10mJ	13mJ	11mJ	11mJ
Q_G ($V_{GE} -8V/+15V$)	0.6 μC	0.6 μC	0.6 μC	1.7 μC	1 μC
Chip Area	100mm ²	100mm ²	100mm ²	75mm ²	75mm ²
t_{SC} @150°C, 800V	10 μs	10 μs	10 μs	8 μs	8 μs

2 7세대 IGBT의 적용

2.1 스위칭 동작

일반적으로 스위칭 동작은 이전 세대의 IGBT4와 유사합니다. 게이트는 턴온 동작을 컨트롤 하지만 턴오프 동작은 넓은 범위에서 외부 회로로만 컨트롤합니다.

2.1.1 턴온

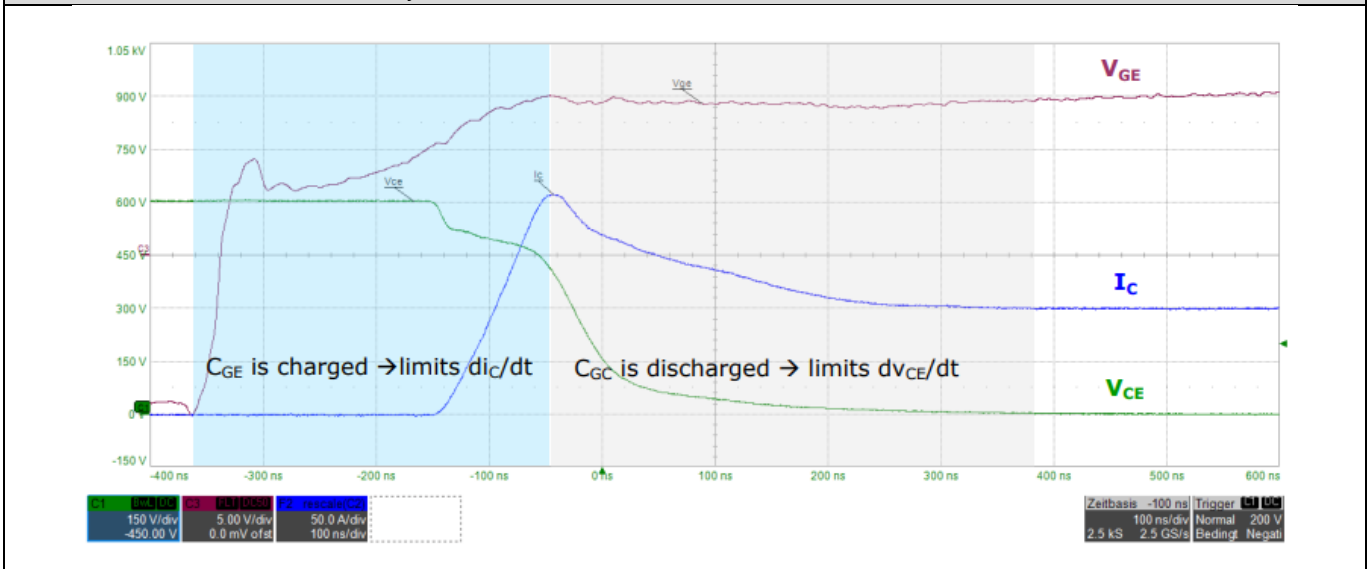
대부분의 경우 드라이버의 공급 전압 V_{GG} 및 게이트 저항 R_G 가 게이트의 충전 프로세스를 결정합니다

$$i_g(t) = \frac{V_{GG} - V_{GE}(t)}{R_G}$$

게이트의 충전 속도가 증가하면 컬렉터 전류의 di_C/dt 및 컬렉터-이미터-전압의 dv_{CE}/dt 가 높아집니다. IGBT 7세대에서 높은 V_{CE} 의 작은 밀러 커패시턴스 C_{GC} 와 큰 게이트-이미터 커패시턴스 C_{GE} 사이의 비율이 새로 도입되었습니다. 게이트 전압이 문턱 전압을 넘으면 C_{GE} 만 i_g 로 충전됩니다. 합리적인 di_C/dt 및 낮은 턴온 손실 E_{on} 을 위해서는 높은 i_g (낮은 R_G)가 필요합니다. 작은 밀러 커패시턴스 C_{GC} 는 V_{GE} 의 다음 안정 단계 동안 방전되며, 이 경우 동일한 낮은 R_G 는 높은 dv_{CE}/dt 로 이어집니다.

일반적으로 고속 스위칭이 가능하며 높은 dv_{CE}/dt 가 허용되는 애플리케이션이라면 스위칭 손실이 매우 작아집니다. 필요한 경우 dv_{CE}/dt 와 E_{on} 사이에서 절충안을 찾아야 합니다.

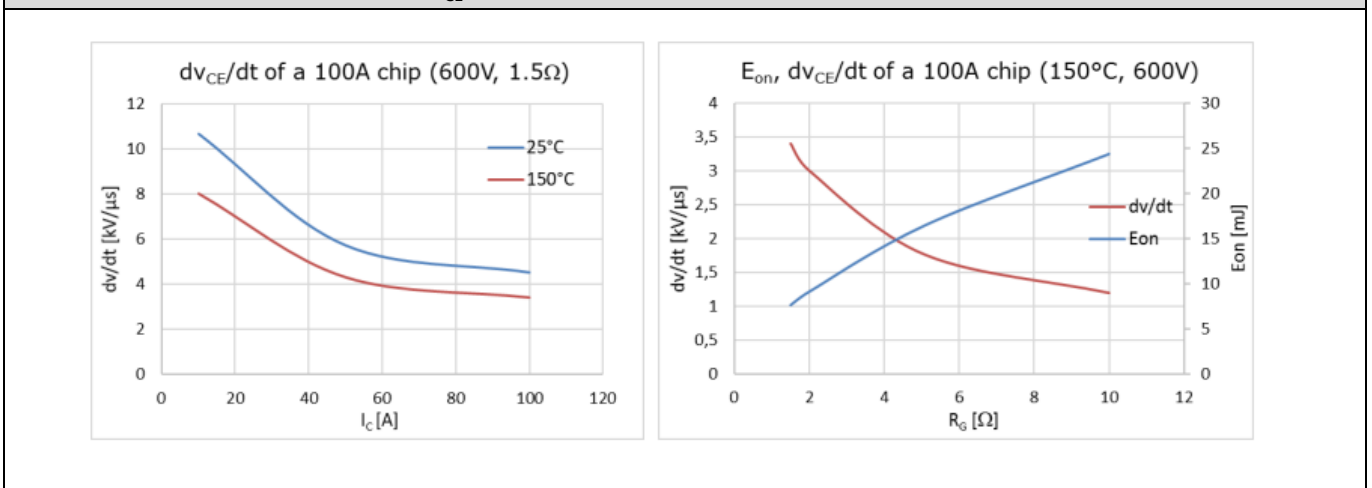
그림 2: $I_{C(nom)}=100A$, $V_{CC}=600V$, $T_j=150^\circ C$ and $R_G=1.6\Omega$ (10 Ω 와 비교)에서 턴오프



dv_{CE}/dt 에 대한 설명을 비교할 때 중요한 것은 측정 조건에 대한 정의를 이해해야 합니다. V_{CC} 의 90%와 10% 사이에서 측정하면 값이 더 낮아져 80%...20% 측정값의 2/3 에 불과할 수 있습니다. 창에서 V_{CC} 의 약 30%를 측정하면 dv_{CE}/dt 의 최대값이 도출됩니다. 그림 3 은 100A IGBT T7 에 대해 흔히 사용되는 10%-90% V_{CC} 정의에 대한 일반적인 dv_{CE}/dt 값을 보여줍니다. 온도와 전류가 낮을 경우, dv_{CE}/dt 가 가장 높은 값을 갖습니다.

IGBT M7 은 유사한 동작을 보이지만 내부 $R_{G(int)}$ 와 게이트 충전 Q_G 이 달라 외부 게이트 저항 값이 다릅니다.

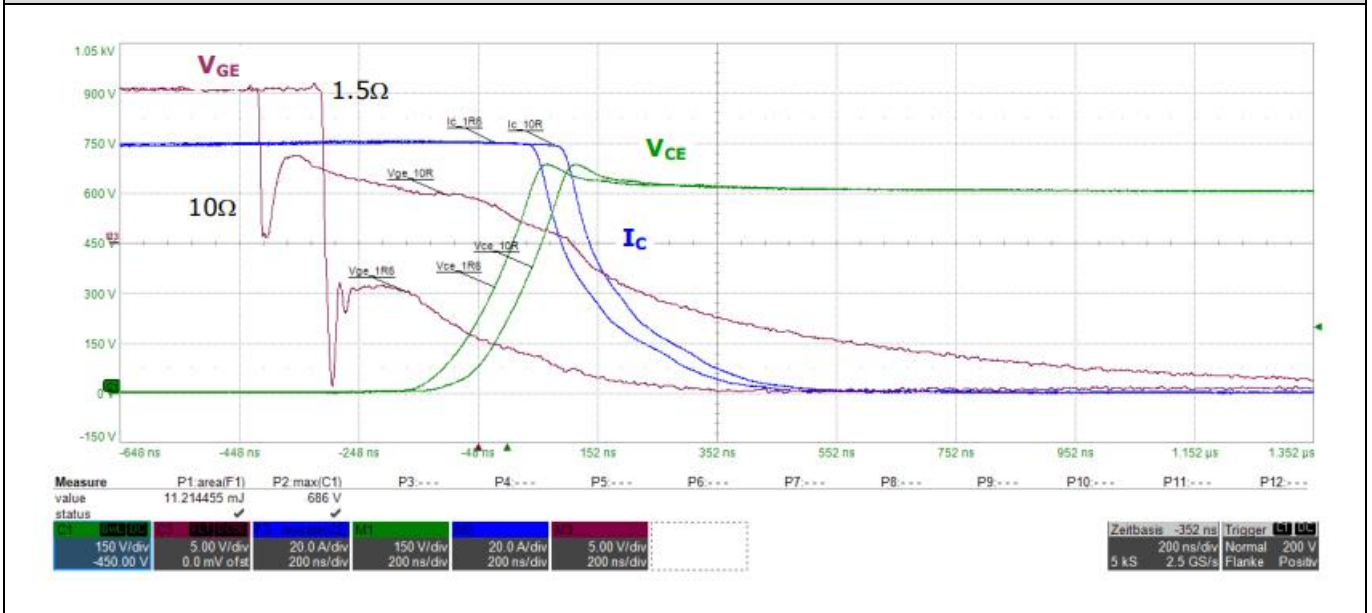
그림 3: 다양한 조건에서 턴오프 시 dv_{CE}/dt 동작



2.1.2 턴오프

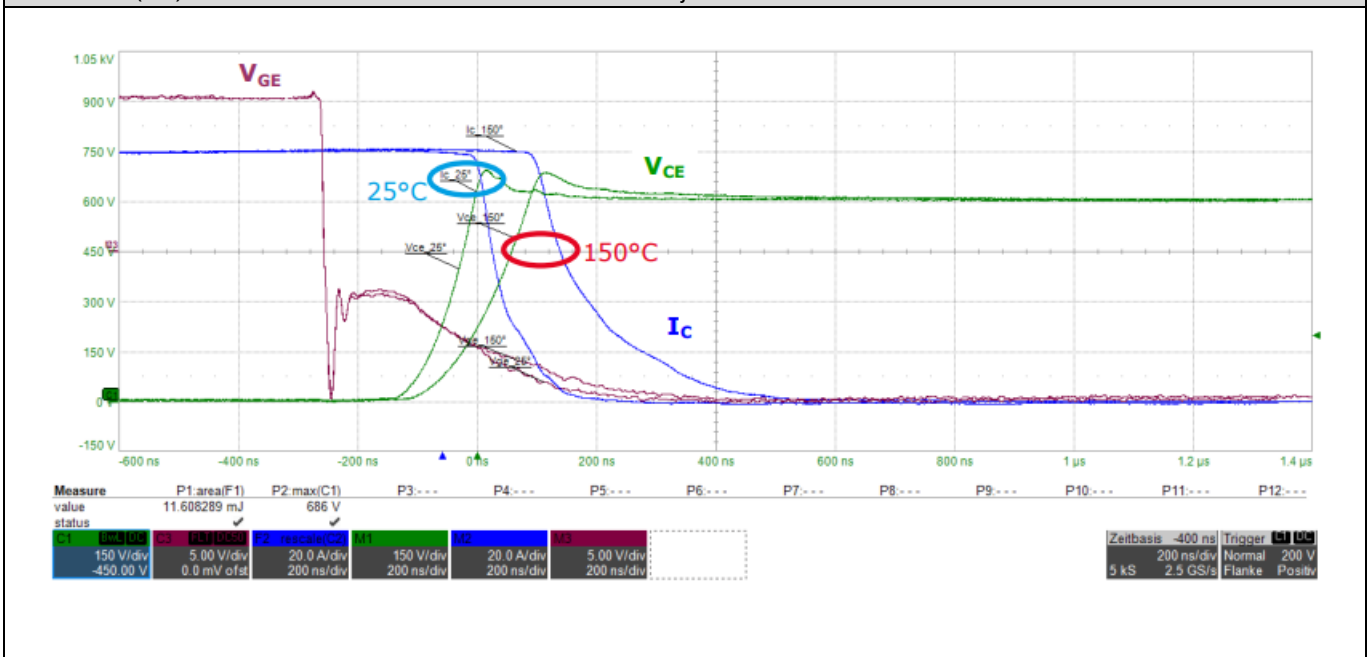
공칭 스위칭 조건에서 V_{CE} 가 상승하기 시작하고 I_C 가 하락하기 전에 게이트 채널이 이미 닫혀 있습니다($V_{GE(th)} < V_{GE(th)}$) (그림 4 참조). 반도체 베이스의 많은 충전 캐리어는 컬렉터 전류를 공급하는 대형 커패시터 C_{n-base} 와 비교할 수 있습니다. 턴오프 동작은 일반적으로 데이터 시트 특성에 지정된 특정 범위의 R_G 와 무관합니다. R_G 변경 시, 게이트 전압(자주색)에서 다른 턴오프 지연 시간만 보입니다. 그럼에도 불구하고 I_C (파란색)와 V_{CE} (녹색)의 시간 반응은 $R_G=1.6\Omega$ 및 $R_G=10\Omega$ 에 대해 동일합니다. 따라서 턴오프 손실도 역시 R_G 와 거의 무관합니다. 두 곡선이 약간 이동하여 전압 및 전류 신호가 모두 병렬로 작동하고 있음을 확인할 수 있습니다. 턴오프 시, I_C 가 dv_{CE}/dt 를 결정합니다. 즉, I_C 가 높을수록 C_{n-base} 가 더 빨리 방전되고 저전류로 인해 dv_{CE}/dt 가 낮아집니다.

그림 4: $I_{C(nom)}=100A$, $V_{CC}=600V$, $T_j=150^{\circ}C$, $R_G=1.6\Omega$ (10Ω 와 비교)에서 턴오프



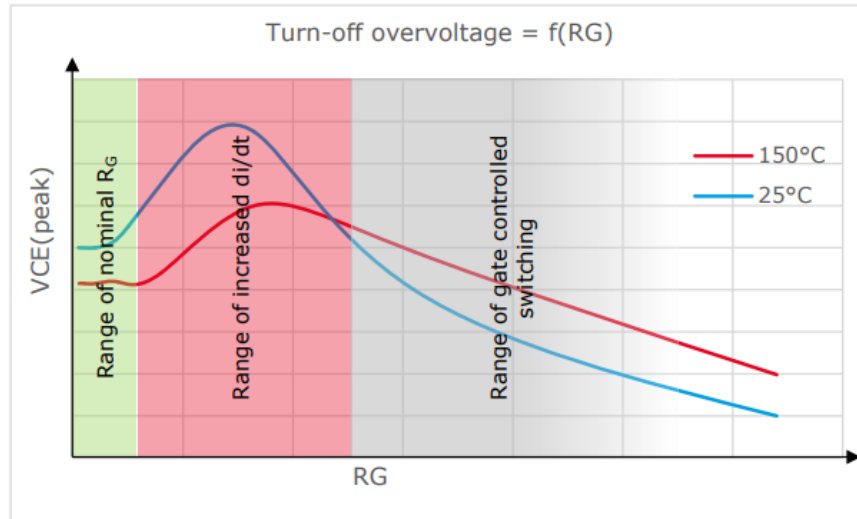
턴오프 시, dv_{CE}/dt 는 저온 및 최대 전류에서 가장 높습니다. 그림 5 의 예에서, dv_{CE}/dt 는 $T_j=150^{\circ}C$ 에서 $3.4kV/\mu s$ 였던 것이 $25^{\circ}C$ 에서 $5.1kV/\mu s$ 로 50% 증가합니다.

그림 5: $I_{C(nom)}=100A$, $V_{CC}=600V$, $R_G=1.6\Omega$, $T_j=25^{\circ}C$ and $T_j=150^{\circ}C$ 에서 턴오프



지연 시간은 R_G 가 증가하면 증가하며 이 시간 동안 자유 전하 캐리어는 사라집니다. 이로 인해 꼬리 전류가 감소하고 턴오프 과전압 증가 시 di_c/dt 가 증가합니다(그림 6 의 빨간색 범위). 게이트 제어 턴오프 동작은 매우 높은 R_G 값에 대해서만 가능하지만 활성 모드에서 높은 스위칭 손실과 매우 긴 지연 시간이라는 단점이 있습니다. 따라서 낮은 스위칭 손실과 낮은 과전압을 보장하기 위해 비교적 낮은 R_G 값을 권장합니다.

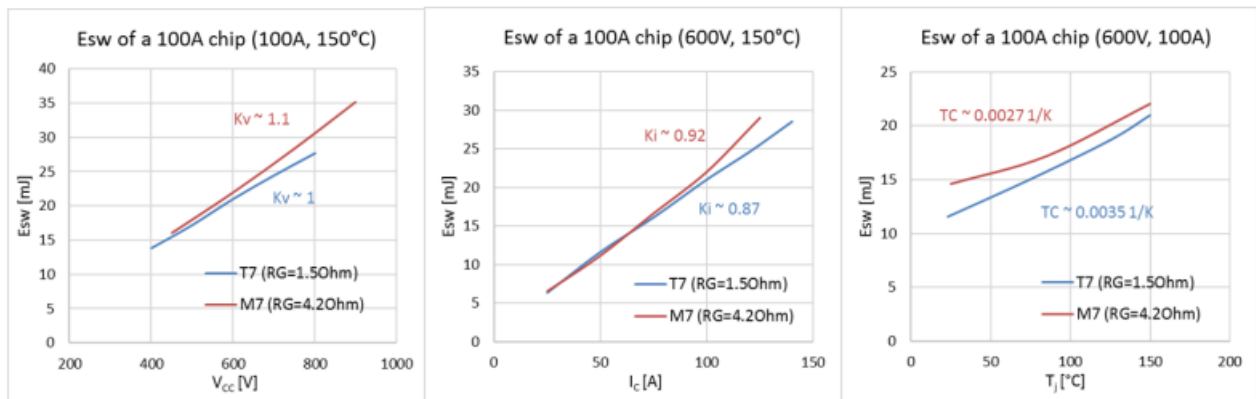
그림 6: $T_j=25^{\circ}\text{C}$ 및 $T_j=150^{\circ}\text{C}$ 에서 다양한 R_G 에 대한 턴오프 과전압의 원리 동작



2.1.3 온도, 전압 및 전류에 대한 전환 손실 의존성

손실 계산 및 시뮬레이션을 위해서는 다양한 매개변수의 상호의존성이 필요합니다 ([2], page 277ff 참조). 전류 및 게이트 저항에 대한 의존성은 데이터 시트에 명시되어 있는 반면, 전압 및 온도에 대한 의존성은 빠져 있습니다. 전압 의존성은 두 IGBT(약 1의 전압 지수)에서 거의 선형이므로 기존 세대에 비해 훨씬 낮습니다. 실온에서의 스위칭 손실은 150°C 에 비해 약 40% 낮습니다 150°C ($TC \sim 0.0031/\text{K}$).

그림 7: 작동 조건 $E_{sw} = E_{on} + E_{off}$ 에 따른 스위칭 손실의 의존성



2.1.4 단락

7세대 IGBT는 모두 단락 전류를 턴오프 할 수 있습니다. 칩 수축과 낮은 열 칩 용량으로 인해 단락 펄스 지속 시간 t_{sc} 이 기존 IGBT 세대보다 더 짧습니다. 이는 $V_{CC}=800\text{V}$ 및 $V_{GE}=15\text{V}$, 150°C 에서 $t_{sc}=8\mu\text{s}$ 및 175°C 에서 $t_{sc}=7\mu\text{s}$ 에 대해 지정됩니다.

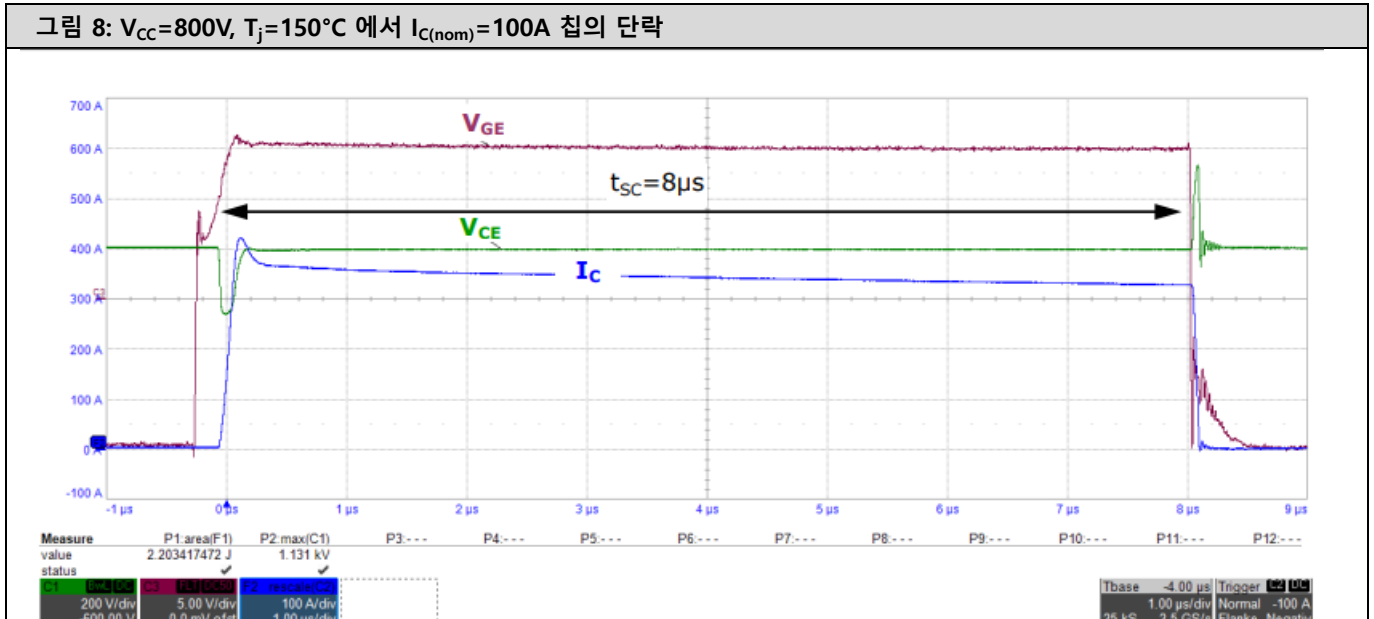
이러한 내용은 특정 에너지 $E_{sc} = I_{sc} \cdot V_{CC} \cdot t_{sc}$ 를 지정합니다. 단락 전류는 $V_{GE}=15\text{V}$ 및 $T_j=150^{\circ}\text{C}$ 에서 약 $4 \cdot I_{C(nom)}$ (즉, 100A 칩에 대해 $E_{sc}=2.56\text{J}$)로 자가 제한합니다. 단락 매개변수는 에너지를 일정하게 유지하면서 어느 정도 변동이 가능한데, 아래 2개의 예시를 통해 확인할 수 있습니다. 영향 요인은 중첩될 수 있습니다. 예 1에서 DC-링크 전압은 800V가 아닌 600V에 불과하며 이를 통해 t_{sc} 는 다음과 같이 증가할 수 있습니다.

$$t_{sc}(600\text{V}) = t_{sc}(800\text{V}) \cdot \frac{800\text{V}}{600\text{V}} = 10.6\mu\text{s}.$$

예 2 에서 IGBT 가 더 높은 게이트 전압으로 제어될 수 있으므로 더 높은 단락 전류가 고려됩니다. 전류는 $V_{GG}=17V$ 에서 25% ($5 \cdot I_{C(nom)}$) 증가하며, 따라서 t_{sc} 는 다음과 같이 감소해야 합니다.

$$t_{sc}(17V) = t_{sc}(15V) \cdot \frac{4 \cdot I_{C(nom)}}{5 \cdot I_{C(nom)}} = 6.4\mu s$$

그림 8: $V_{CC}=800V$, $T_j=150^\circ C$ 에서 $I_{C(nom)}=100A$ 칩의 단락



대부분의 경우 클램핑 또는 소프트 턴오프 옵션 없이 공칭 R_G 를 사용하여 단락 턴오프가 가능합니다. 낮은 인덕턴스, 첨단 DC-링크가 필수적이지만 최종 애플리케이션 설정에서 단락 성능을 확인할 필요가 있습니다.

2.2 게이트 커패시턴스

7세대 IGBT 칩은 새로운 스트라이프 트렌치 게이트 구조로 인해 기존 IGBT 세대에 비해 게이트 커패시턴스가 상당히 높습니다. 게이트 턴온 및 턴오프 전압에 따라, 게이트 전하가 기존 칩 세대에 비해 더 높아질 수 있습니다(표 1 참조).

게이트 입력 커패시턴스 C_{ies} 가 게이트-이미터 커패시턴스 C_{GE} 와 게이트-컬렉터(밀러) 커패시턴스 C_{GC} 로 나누어집니다. 그림 9 는 기생 커패시터를 포함한 IGBT 의 등가 회로도입니다. 밀러 커패시턴스 C_{GC} 가 낮은 수준을 유지하는 동안 C_{ies} 값이 증가한 것은 C_{GE} 값이 증가했기 때문일 수 있습니다.

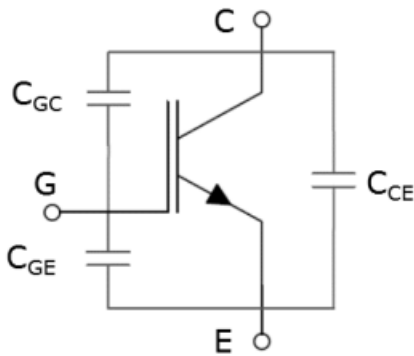
7세대 IGBT 는 대형 게이트-이미터와 비교적 작은 게이트-컬렉터 커패시턴스의 조합으로 원치 않는 기생 턴온에 대해 강력한 성능을 제공합니다. 이러한 효과는 보통 다이오드 스위칭 과도 전류로부터 유도되며 밀러 커패시턴스를 통해 게이트를 충전합니다 [3].

많은 애플리케이션에서 게이트를 안전한 상태로 유지하기 위해 추가 외부 게이트-이미터 커패시터나 음의 차단 게이트 전압이 필요 없습니다. 중 소형 전력 모듈은 +15V/0V 의 단극 게이트 공급 전압으로 잘 제어가 됩니다[4]. 단극 공급 전압은 드라이버 설계를 단순하게 유지하고 필요한 구동 전력을 기존 칩 세대에 대해 필요한 수준으로 줄입니다[3].

필요한 게이트 구동 전력은 아래 식으로 계산합니다. Q_G 는 선택한 게이트 구동 전압에 따라 달라지며 데이터시트의 그래프에서 도출할 수 있습니다.

$$P_{GD(out)} = Q_G \cdot (V_{G(on)} - V_{G(off)}) \cdot f_{sw}$$

그림 9: IGBT 및 용량성 소자의 등가 회로도



	IGBT
Input capacitance	$C_{ies} = C_{GE} + C_{GC}$
Reverse transfer capacitance (Miller capacitance)	$C_{res} = C_{GC}$
Output capacitance	$C_{oes} = C_{GC} + C_{CE}$

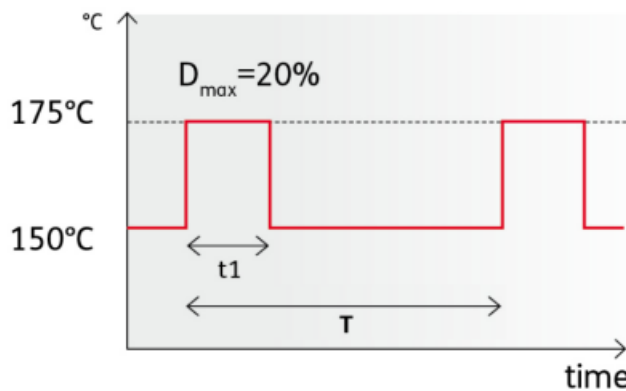
2.3 작동 정선 온도 최대 175°C

새로운 7 세대 IGBT 는 과부하 시 $T_{j(op)-ol}=175^{\circ}C$ 에서 최대 작동이 가능합니다. 그림 10 은 최대 온도 정의와 허용 부하 프로파일에 대한 세부 정보를 보여줍니다. 공칭 연속 작동은 최대 정선 온도 $T_{j(op)}=150^{\circ}C$ 로 제한됩니다

그러나 일반적인 모터 드라이브 과부하 프로파일에 맞추기 위해 $t_1=60s$ 의 절대 최대 시간 동안 $T_{j(op)}=150^{\circ}C$ 에서 최대 $T_{j(op)-ol}=175^{\circ}C$ 를 초과해도 허용됩니다. 또한 과부하 지속 시간은 최대 듀티 사이클의 20%로 제한됩니다.

예: 과부하 시간 t_1 은 절대 최대 지속 시간 60s 로 제한되므로 최소 허용 사이클 시간 T 는 300s 이상이 됩니다. 부하 사이클 시간 T 가 25s 일 경우 $150^{\circ}C < T_{j(op)-ol} \leq 175^{\circ}C$ 에서 허용 가능 과하중은 $t_1 \leq 5s$ 로 제한됩니다.

그림 10: 최대 작동 정선 온도의 정의



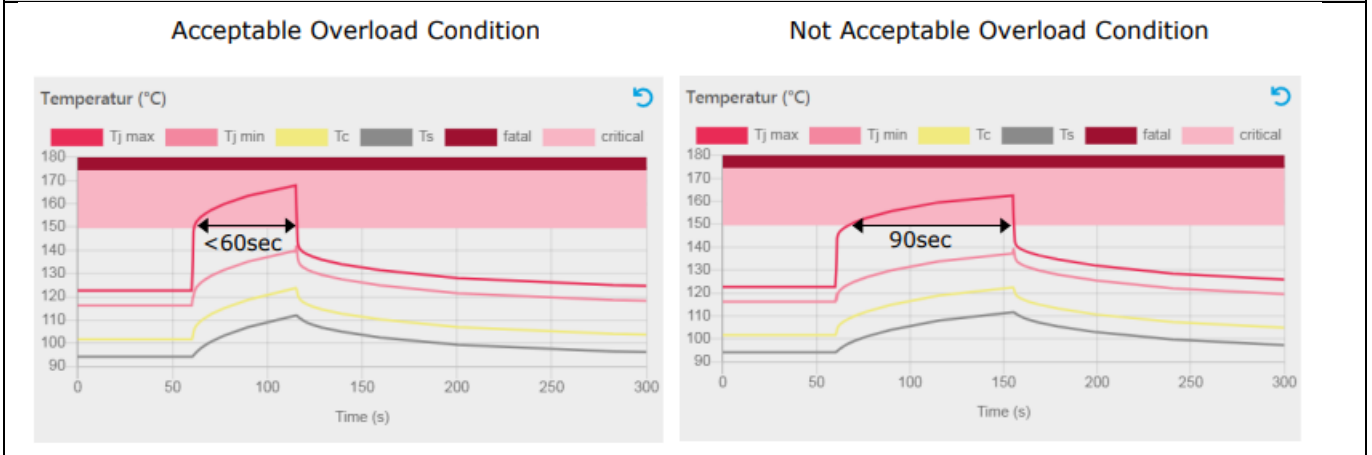
기본 출력 주파수에서 발생하는 온도 리플을 포함하여 최대 정선 온도가 175°C 를 넘지 않도록 하는 것이 중요합니다. 인버터의 기본 출력 주파수가 낮을수록 정선의 온도 리플이 높아집니다. 이러한 효과는 공냉식 방열판 표준 2 레벨 인버터에 대한 그림 11 에서 확인할 수 있습니다. 공칭 부하에서 기본 출력 주파수가 50Hz 로 설정되어 중간 정선 온도 스윙이 7K 가 됩니다. 과부하 상태에서는 전류가 증가하면서 동시에 기본 출력 주파수도 10Hz 로 감소합니다. 이로 인해 25K 가 넘는 온도 스윙이 발생합니다.

왼쪽의 예는 정의된 과부하 조건을 충족합니다. 정선 온도가 절대 175°C 를 초과하지 않고 60s 가 안되는 시간 동안 150°C 를 초과하지 않으며 듀티 사이클이 20% 미만입니다.

왼쪽의 예는 정의된 과부하 조건을 충족하지 않습니다. 접합부 온도가 위의 예보다 훨씬 낮지만 정선 온도는 약 90s 동안 150°C 를 초과합니다.

또한 듀티 사이클은 30% 입니다.

그림 11: 허용 및 허용 불가능한 과부하 상태의 예



이러한 과부하 정의는 부하 사이클 조건이 잘 정의되어 있는 드라이브에 특히 유용합니다. 또한 공칭 작동을 제한하지 않고 저전압주행통과(low voltage ride-through: LVRT) 등의 고장 상황에 대응할 수 있습니다.

2.3.1 높은 정선 온도에서의 작동에 대한 추가 고려사항

정선 온도가 높으면 방열판 온도가 높아지므로 전력 모듈과 여타 시스템 구성 요소에 추가적인 제한이 있을 수 있습니다.

- 전력 모듈의 납땜 및 와이어 본드 연결이 시간이 지나면서 노후화되고 있습니다. 주된 요인은 부하 사이클 중 접합 온도 스윙입니다. 이는 서보 및 엘리베이터 드라이브와 풍력 터빈의 경우에 특히 중요합니다. 예상 서비스 수명을 확인하기 위해 중요한 애플리케이션의 미션 프로파일을 토대로 수명을 계산하는 것을 권장합니다.
- 추가적인 제한 사항 하나는 최대 허용 전력 모듈 케이스(또는 플라스틱 하우징) 온도이며, 모듈 데이터시트에서 확인할 수 있습니다. 이는 방열판의 온도가 추가로 상승할 수 있는 공냉식 시스템의 과부하 시간이 긴 경우에 특히 중요할 수 있습니다.
- 전력 모듈 아래 방열판 최고 온도는 감열재(TIM)에도 영향을 줍니다. 관련 TIM 데이터시트에서 최대 허용 작동 조건을 확인하십시오. [5]
- 전력 밀도와 최대 접합 온도가 높은 전력 모듈을 사용하면 동일한 설치 공간에서 높은 인버터 전류가 가능합니다. 이로 인해 버스 바나 전력 PCB에 추가적인 손실과 발열이 발생할 수 있습니다. PCB의 손실 및 PCB 부품의 최대 온도는 신중히 고려해야 합니다. 고온 PCB 재질, 넓은 구리 트랙, 두꺼운 구리 레이어 또는 레이어 추가 및 서멀 비아(thermal vias)를 고려해야 합니다.

2.4 HV-H3TRB 견고성

새로운 7 세대 IGBT 칩의 또 다른 주된 장점은 다습한 환경에 대한 강도 개선입니다. 이는 부하 사이클 변화와 거친 기후 조건에서 실외 애플리케이션의 안정성을 개선하는 데 중요한 특성입니다. 7 세대 IGBT 칩 기반의 모든 전력 모듈은 IEC 60068-2-67 및 IEC 60749-5 를 토대로 HV-H3TRB 시험을 받았습니다. 이러한 개선은 칩 에지 종단 구조 변경으로 가능합니다. 시험 조건:

- 시험 전압: $0.80 \cdot V_{CES}$ e.g. $960V_{DC}$ for 1200V chips
- 주변 온도: $T_{amb}=85^{\circ}C$
- 주변 상대 습도: $RH=85\%$
- 게이트 전압: $V_{GE}=0V$
- 지속시간: 1000 시간

참고로 7 세대 IGBT 기반 전력 모듈의 환경 사양은 여전히 바뀌지 않았습니다. 작동 중 응축은 허용되지 않습니다. 전력 전자 시스템의 습도 및 응축 효과에 대한 자세한 설명은 [6] 을 참조하십시오.

2.5 실제 권장사항

2.5.1 칩 수축 및 전류 등급

7 세대 IGBT 는 전도 손실을 크게 줄여 약 25%의 칩 수축이 가능합니다. 또한 칩 크기가 작을수록 열 저항이 커지고 정선 온도가 잠재적으로 상승합니다.

새로운 칩은 칩 수축과 손실 감소가 서로 보상되는 방식으로 신중하게 크기를 조정하였습니다. 이는 공칭 칩 전류 정격이 같은 7 세대 IGBT 가 손실률은 낮지만 출력 전원은 이전 세대와 동일하다는 의미입니다.

반면, 동일한 전력 모듈 패키지에서 더 높은 전류 정격이 가능합니다. 이 경우 출력 전원이 약 20% 높아져 손실이 이전 모듈 세대와 비슷한 수준을 유지합니다. 방열판은 손실이 증가하지 않아 개선할 필요가 없습니다.

2.5.2 IGBT4 기반 전력 모듈에 대한 상호 참조

앞서 설명한 대로 IGBT 4 기반 전력 모듈과 새로운 IGBT 7 세대 기반 전력 모듈을 쉽게 비교할 수 있습니다. 공칭 전류 정격이 동일한 전력 모듈은 동일한 출력 전원을 구동할 수 있습니다. 상호 참조표는 필요하지 않습니다.

2.5.3 게이트 저항기 선택

데이터시트에 $V_{GE} = +15/-15V$ 의 일반적인 게이트 전압에서 외부 게이트 저항기에 대한 스위칭 손실 데이터가 제공됩니다. 대형 전력 모듈에 추가 내부 게이트 저항기 R_{Gint} 가 있고 이러한 저항기는 병렬 칩 간의 우수한 전류 공유를 보장하기 위해 IGBT 칩에 통합됩니다.

IGBT 7 세대 기반 전력 모듈은 게이트 커패시턴스가 더 크므로 칩 내부 게이트 저항기가 감소하여 비슷한 충전 시간에도 우수한 게이트 안전성을 유지합니다. 이러한 저항기 감소가 상당할 수 있어 게이트 피크 전류가 증가될 수 있습니다. 인버터 설계자는 게이트 드라이버의 최대 피크 전류 용량을 확인해야 합니다. 충분한 피크 전류를 제공하기 위해 추가 부스터 회로가 필요할 수 있습니다.

2.5.4 반복 피크 컬렉터 전류

반복 피크 컬렉터 전류 I_{CRM} 는 IGBT 칩의 최대 펄스 컬렉터 전류에 T_{jmax} 로 제한되는 스위치당 병렬 칩 수를 곱한 값과 일치합니다. I_{CRM} 은 모든 신형 7 세대 IGBT 모듈에 대해 공칭 전류 정격 $I_{C(nom)}$ 의 2 배로 고정됩니다. 이 매개변수는 펄스 지속시간과 무관하며 최대 칩 온도에 도달하지 않았더라도 초과해서는 안 됩니다.

정상 작동 조건에서는 서버 과부하가 있더라도 이러한 한계값에 도달하지 않습니다. 높은 용량성 케이블 부하로 작동하는 소형 T7 IGBT 기반 전력 모듈의 경우 특별한 주의가 필요합니다 [7]. 높은 정선 온도에서 T7 IGBT 는 I_{CRM} 한계치에 근접한 선형 포화 전압 특성을 이미 벗어나기 시작합니다. 용량성 케이블 부하에서 발생하는 높은 턴온 피크 전류가 I_{CRM} 한계치에 근접할 수 있습니다. 이 경우 소형 T7 모듈의 추가 턴온 및 전도 손실이 발생할 수 있습니다. 더 높은 전류 정격 모듈로의 단계가 필요할 수 있습니다.

3. 성능 비교

3.1 MiniSKiiP

표 2 와 그림 12 는 $T_{j(op)} = 150^{\circ}\text{C}$ 조건에서 이론상 최대 연속 인버터 전류에 대해 150A 정격 T4 기반 MiniSKiiP 3 과 T7 버전을 비교한 것입니다. 공칭 전류가 동일한 150A 정격 T7 장치는 4kHz 의 스위칭 주파수 f_{sw} 에서 유사한 인버터 출력 전류에 도달하지만 낮은 f_{sw} 의 경우 몇 가지 장점이 있습니다. 동일한 하우징의 200A 정격 T7 장치는 150°C 의 동일한 작동 온도에서 10-15% 높은 인버터 전류를 허용합니다. 점선으로 된 곡선은 과부하 시 T7 버전의 최대 칩 온도 $T_{j(op) max} = 175^{\circ}\text{C}$ 상승으로 인해 발생할 수 있는 추가적인 이론적 과부하 전류를 나타냅니다.

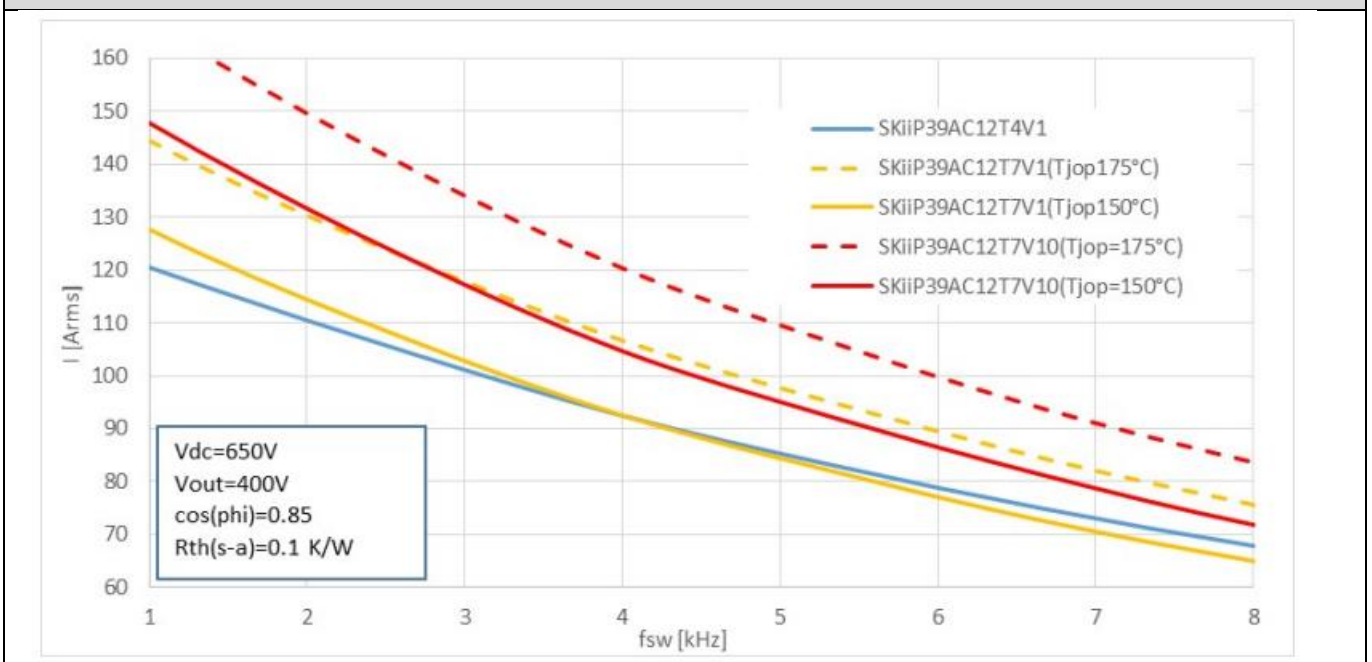
$V_{dc}=650\text{V}$; $V_{out}=400\text{V}$; $f_{out}=50\text{Hz}$; $\cos(\phi)=0.85$; 추가 과부하 없음;

$R_{th(s-a)}=0.1\text{K/W}$ 으로 일반적인 공냉식 방열판에 의한 냉각

표 2: $f_{sw}=4\text{kHz}$ 에서 IGBT T4 및 T7 에 대한 최대 인버터 전류 비교

모듈	$I_{C(nom)}$ [A]	I_{out} [Arms]	I_{out} Ratio to T4	$T_{j(op) max}$ [$^{\circ}\text{C}$]
SKiiP39AC12T4V1	150	92	100%	150
SKiiP39AC12T7V1	150	92	100%	150
		106	115%	175
SKiiP39AC12T7V10	200	104	113%	150
		120	130%	175

그림 12: 스위칭 주파수의 함수로서 최대 인버터 전류 MiniSKiiP 3



3.2 SEMiX3p

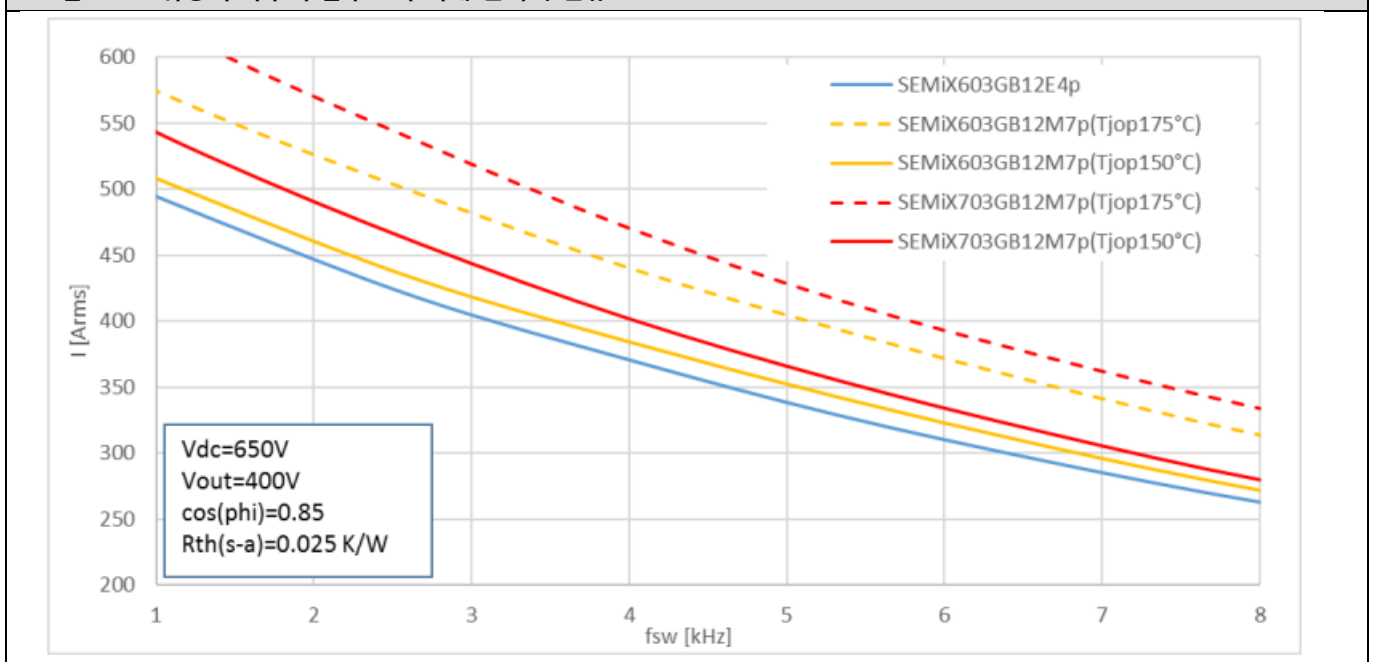
표 3 과 그림 13 은 $T_{j(op)} = 150^{\circ}\text{C}$ 에서 이론상 최대 연속 인버터 전류에 대해 600A 정격 IGBT E4 기반 SEMiX 3 Press-Fit 와 M7 버전을 비교한 것입니다. 공칭 전류가 동일한 600A 정격 M7 장치는 넓은 스위칭 주파수 범위에서 인버터 출력 전류를 약간 증가시킵니다. 동일한 하우징의 700A 정격 M7 장치는 150°C 의 동일한 작동 온도에서 10% 높은 인버터 전류를 허용합니다. 점선으로 된 곡선은 과부하 시 M7 버전의 최대 칩 온도 $T_{j(op) max} = 175^{\circ}\text{C}$ 상승으로 인해 발생할 수 있는 추가적인 이론적 과부하 전류를 나타냅니다.

$V_{dc}=650V$; $V_{out}=400V$; $f_{out}=50Hz$; $\cos(\phi)=0.85$; No additional overload;
cooling with a typical air-cooled heatsink with $R_{th(s-a)}=0.025K/W$

표 3: $f_{sw}=4kHz$ 에서 IGBT E4 및 M7 에 대한 최대 인버터 전류 비교

모듈	$I_{C(nom)}$ [A]	I_{out} [Arms]	I_{out} Ratio to E4	$T_{j(op)}$ max [°C]
SEMiX603GB12E4p	600	370	100%	150
SEMiX603GB12M7p	600	384	104%	150
		440	119%	175
SEMiX703GB12M7p	700	402	109%	150
		470	127%	175

그림 13: 스위칭 주파수의 함수로서 최대 인버터 전류 MiniSKiiP



4. 요약

IGBT 7 세대 전력 모듈은 기존 세대 모듈에 비해 많은 장점이 있습니다. 가장 중요한 것은 손실 저감입니다. 이를 통해 인버터 효율 향상이나 전력 밀도가 증가할 수 있습니다. 과부하 작동 정션 온도가 높으면 특히 잘 정의된 단기 과부하 또는 사고시 운전 계속(fault ride-through) 조건을 가진 애플리케이션에서 전력 밀도가 더 높아질 수 있습니다. 또한 많은 애플리케이션에서 새로운 칩 세대의 향상된 습도 강도에 따른 이점이 있습니다. 스위칭 동작과 dv_{CE}/dt 는 게이트를 통해 잘 제어됩니다. 많은 경우 표준 게이트 저항기를 통해 단락 상태를 턴오프 할 수 있으며, 소프트 턴오프는 더 이상 필요하지 않을 수 있습니다.

시스템 설계 시 몇 가지 고려할 사항이 있습니다. 7 세대 IGBT 모듈의 게이트 커패시턴스는 기존 모듈 세대에 비해 상당히 높습니다. 이로 인해 게이트 드라이버 전원이 증가하고 때로는 게이트 피크 전류 요구량이 높아지기도 합니다. 따라서 C_{GE} 가 증가하면 추가적인 외부 게이트-이미터 커패시터와 음의 턴오프 전압이 더 이상 필요하지 않게 되는 등 많은 주로 저전력 애플리케이션에 유용할 수 있습니다. 단극 게이트 드라이버를 사용하면 회로 설계가 단순해지고 필요한 게이트 구동 전력이 줄어 듭니다.

기호 및 용어

문자 기호	용어
C_{GC}, C_{GE}, C_{ies}	IGBT 게이트-컬렉터(Miller) 커패시턴스, 게이트-이미터 커패시턴스, 입력 커패시턴스(출력 단락)
C_{n-base}	n-base 영역에 저장된 전하를 대표하는 가상 커패시터
$\cos(\phi)$	역률
D, D_{max}	IGBT 듀티 사이클, $T_j=175^\circ\text{C}$ 에 대한 최대 허용 듀티 사이클
di_C/dt	컬렉터 전류의 상승률
dv_{CE}/dt	컬렉터-이미터 전압의 하락율
E_{sw}, E_{on}, E_{off}	IGBT 총 스위칭 손실, 턴온 스위칭 손실, 턴오프 스위칭 손실
f_{out}, f_{sw}	인버터 기본 출력 주파수, IGBT 스위칭 주파수
HV-H3TRB	고전압, 고습도, 고온 역 바이어스 시험
$I_C, i_C(t)$	컬렉터 전류, 시간 의존 컬렉터 전류
$I_{C(nom)}, I_{CRM}$	공칭 IGBT 칩 전류, 반복 피크 컬렉터 전류
I_{SC}	단락 시 컬렉터 전류
$I_G, i_G(t)$	게이트 전류, 시간 의존 게이트 전류
I_{out}	인버터 출력 RMS 전류
$P_{GD(out)}$	게이트 구동 전력
Q_G	IGBT 게이트 충전
R_G, R_{Gint}	총 게이트 회로 저항, 모듈-내부 게이트 저항
RH	공기 습도
$R_{th(s-a)}$	방열판과 주변 온도 사이의 열 저항
T, t_1	지속기간, 과부하 펄스 지속 시간
TC	온도 계수
T_{amb}	주변 온도
$T_j, T_{j(op)}, T_{j(op-ol)}, T_{j(op-max)}$	정선 온도, 작동 정선 온도, 과부하 작동 정선 온도, 최대 작동 정선 온도
t_{SC}, E_{SC}	단락 내력 시간, 단락 내력 에너지
$V_{GE}, V_{GE}(t), V_{GE(th)}$	게이트-이미터 전압, 게이트-이미터 문턱 전압
$V_{G(on)}, V_{G(off)}$	턴온 및 턴오프 게이트 전압 레벨(드라이버)
V_{CC}, V_{GG}	컬렉터-이미터 공급 전압, 게이트-이미터 공급 전압
V_{dc}	인버터 DC 입력 전압

용어와 기호에 대한 자세한 설명은 "Application Manual Power Semiconductors"를 참조하십시오 [2].

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
- [3] U. Schilling, P. Beckedahl, "Comparative Study on the Dynamic Behavior of Next Generation IGBT Modules and Freewheeling Diode Optimization" PCIM Europe, Nuremberg, 2018
- [4] SEMİKRON Application Note AN 1401 "Limits and hints how to turn off IGBTs with unipolar supply"
- [5] SEMİKRON Technical Explanation "Thermal Interface Materials"
- [6] SEMİKRON Application Note AN 16001 "Effect of Humidity and Condensation on Power Electronics Systems"
- [7] SEMİKRON Application Note AN 17002 "Influence of capacitive cable load on switching losses"

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 여타 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.skcor@semikron-danfoss.com