

Application Note

애플리케이션 노트

AN-9001

Revision:	KOR01
발행일:	2009-03-01
수정일:	2023-01-19
작성자:	Dr.Arendt Wintrich, Grady

키워드: IGBT, Trench4, 스위칭 동작, 상호 참조

IGBT 모듈의 IGBT4와 프리휠링 다이오드 CAL4

- 일반 속성..... 1
- 칩 선택..... 2
- 스위칭 동작..... 2
- 과전압..... 4
- 단락 턴오프..... 5
- EMI 고려사항..... 5
- 내부 게이트 저항 $R_{G(int)}$ 6
- 프리 휠링 다이오드..... 6
- 드라이버 회로 조정..... 6
- 병렬 연결..... 6
- 전력 사이클링..... 7
- 상호 참조 목록..... 8
- 기호 및 용어..... 10
- 참고자료..... 11

25°C 더 높은 최대 정선(접합) 온도를 통해 추가 개선이 가능합니다. 현재 전력 반도체의 최대 정선 온도는 $T_{j(max)}=175^{\circ}C$ 입니다. 25°C의 안전 마진의 한계로 현재 최대 $T_j=150^{\circ}C$ 까지 작동이 가능하며,



SEMİKRON-DANFOSS의 IGBT 모듈은 Infineon의 IGBT4 칩과 SEMİKRON-DANFOSS의 조정된 CAL4 프리휠링 다이오드를 탑재합니다. 새로운 모듈은 사용된 칩 종류에 따라 "12T4" 또는 "12E4"라는 확장자가 붙습니다.

이러한 새로운 세대의 칩 장치들은 기존 IGBT 세대를 점차 대체할 것입니다.

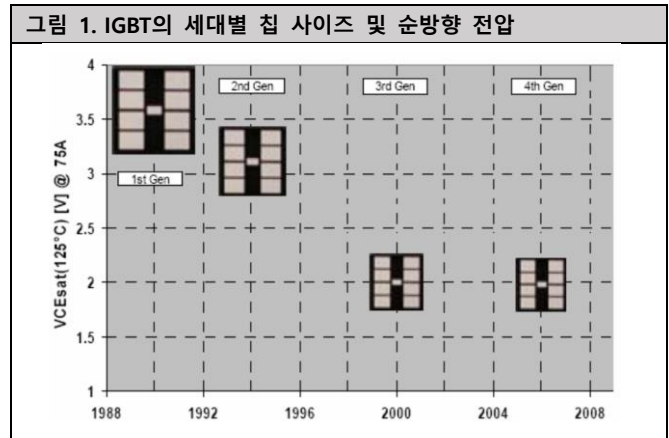
이 애플리케이션 노트는 AN-7005를 대체합니다

일반속성

전력 모듈 사용자들은 새로운 IGBT 세대를 통해 볼륨당 손실 감소와 공칭 전류의 증가를 기대합니다. 칩 사이즈 감소 분야의 지속적인 개발 현황은 그림 1에서 확인할 수 있습니다. 4세대 트렌치 필드 스톱을 사용하면 IGBT의 전류 밀도가 $85A/cm^2$ (SPT) 또는 $115A/cm^2$ (IGBT3)에서 $130A/cm^2$ (IGBT4)까지 증가합니다. 칩 사이즈는 비용과 성능 간의 상쇄(trade-off) 효과 개선에 최적화되었습니다. 일반적으로 칩 크기가 감소하면 전력 모듈의 전력 밀도가 증가하는데 열 저항이 증가하는 단점이 있습니다.

동일한 공칭 전류를 사용하는 장치에서 인버터 출력 전력을 약 20% 더 높일 수 있습니다. 또는 정격 전류가 낮은 장치를 동일한 인버터 전원에 사용할 수도 있습니다. (문서 마지막 페이지 "상호 참조 목록"참조)

이를 보상하려면 전력 밀도 증가가 전력 손실 저감과 함께 성능 개선이 되어야 합니다. 2세대에서 3세대로의 개발 단계에서 순방향 전압(전도 손실) 저감에 주안점을 두었으나, 4세대의 개발은 스위칭 손실 저감과 부드러운 스위칭 동작 구현이 주된 목표였습니다.



다음 표는 IGBT 모듈의 손실 및 온도의 원인이 되는 주요 매개변수를 정리한 것입니다. 비교의 편의상, 모든 장치에

대한 값을 $T_j = 125^\circ\text{C}$ 에 대해 제공하고 150°C 에서 IGBT4에 대한 데이터 시트 값을 괄호로 표시하였습니다.

표 1: 1200V/100A 공칭 칩 전류의 매개변수 비교

	SPT(..128)	IGBT3(...126)	IGBT4(...12T4) [150°C]	IGBT4(...12E4) [150°C]
$V_{CE(sat)}$ 25°C	1.9 V	1.7 V	1.8 V	1.8 V
$V_{CE(sat)}$ 125°C	2.1 V	2.0 V	2.1 V [2,2 V]	2.1 V [2,2 V]
E_{sw} 125°C	22 mJ	27 mJ	19 mJ [21mJ]	22 mJ [24mJ]
$R_{th(j-c)}$	0.17 K/W	0.24 K/W	0.27 K/W	0.27 K/W
Q_G ($V_{GE} = -8V/-15V$)	1.2 μC	0.9 μC	0.57 μC	0.57 μC
$T_{j(max)}$	150°C	150°C	175°C	175°C

칩 선택

IGBT4의 경우 두 가지 칩 설정이 가능합니다. 고속 "T4"칩을 사영하면서 최소 스위칭 손실과 최대 di/dt를 구현할 수 있습니다. 빠른 스위칭은 전류 및 전압의 높은 과도 현상(transient)과 밀접한 관계가 있습니다. 결과적으로 높은 전류에서 높은 과전압은 기생 스트레이 인덕턴스에 의해 유도됩니다. 따라서 이 칩은 최대 150A의 낮은 공칭 전류를 사용하는 장치나 600V 범위에서 DC-링크 전압이 낮은 애플리케이션에 선호됩니다. "E4" 칩을 이용할 경우 스위칭 손실은 적으면서 보다 부드러운 턴오프가 가능합니다. 따라서 이 칩은 고전류의 애플리케이션, 병렬 또는 높은 DC-링크 전압으로 연결된 모듈을 사용하는 애플리케이션에 적합합니다.

새로운 IGBT 모듈을 사용할 경우 유용하다는 것을 의미합니다. 더 높은 작동 정선 온도로 인해 $T_j=150^\circ\text{C}$ 에 대한 데이터 시트 값이 제공됩니다.

125°C에서 스위칭 손실은 더 낮습니다. 이 온도에 대한 값을 125°C에 대해 제공된 데이터 시트 자료와 비교하기 위해 IGBT 스위칭 손실에 0.91의 계수를 곱합니다. 정선 온도 함수로서의 스위칭 손실은 선형 온도 계수를 사용하여 다음 식으로 계산할 수 있습니다.

공식:

$$E_{sw}(T_j) = E_{sw}(150^\circ\text{C}) \cdot (1 - TC \cdot (150^\circ\text{C} - T_j))$$

여기서 IGBT의 경우 $TC_i = 0.0033$ 이고 프리 윌링 다이오드의 경우 $TC_D = 0.006$ 입니다. 그림 2는 측정된 값과 위 공식을 사용한 적용을 보여줍니다.

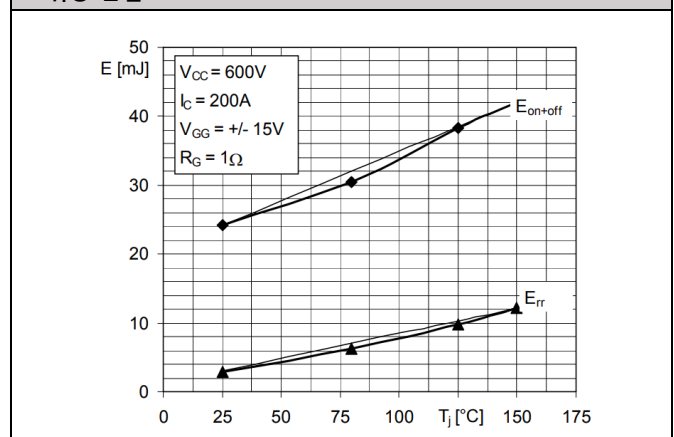
표 2: SEMIKRON IGBT 모듈의 가용 칩 세트

SEMISTOP®	T4
MiniSKiiP®	T4
SEMISTRANS 2®	T4
SEMISTRANS 3 and 4®	T4/E4
SEMiX®	E4
SKiM63/93®	E4
SKiiP®	E4

스위칭 동작

IGBT4는 IGBT3에 비해 스위칭 손실이 훨씬 낮고 SPT IGBT보다 약간 더 낮거나 비슷한 값을 갖습니다. 턴오프 손실은 약 30%까지 줄일 수 있습니다. 이는 스위칭 주파수가 높은 애플리케이션(>4kHz)의 경우 특히 이러한

그림 2. 200A IGBT 및 다이오드에 대한 정선 온도 함수로서의 스위칭 손실



트렌치 IGBT의 경우 턴오프 시 스위칭 동작은 SPT 또는 이전 비 펀치 스루(Non Punch Through) IGBT(NPT:123, 124 125 시리즈)와는 다릅니다. 트렌치 3 IGBT를 통해 알려진 대로, 게이트 저항 $R_{G(off)}$ 는 턴오프 동작에 제한적인 영향만 미칩니다. 이는 특히 "T4" 칩에 적용되는데 그림 3~6의 150A MiniSKiiP에 예시되어 있습니다. 턴오프 손실 E_{off} 은 넓은 범위에 걸쳐 일정합니다. 때때로 게이트 저항이

증가하면 하강 시간 t_f 가 감소합니다. I_C 및 V_{CE} 파형은 거의 동일합니다. "E4" 칩의 경우 게이트 저항이 증가하면 스위칭 속도가 감소합니다. 이러한 이유로 수백A의 전류를 사용하는 고전력 애플리케이션에 더 적합합니다. 이렇게 되면 턴오프 과전압 스파이크가 있는 역바이어스 안전 작동 영역(RBSOA) 내에 유지하기 더 쉬워지게 됩니다(그림 7). 게이트 저항이 증가하면 공칭 전류에서 단락에 이르는

전체 범위에 걸쳐 전류를 차단할 수 있습니다. 이 경우 $R_{G(on)}$ 및 $R_{G(off)}$ 에 대해 서로 다른 값을 사용하여 턴온 손실을 줄이고 턴오프 시 과전압을 관리해야 합니다. E4 칩의 스위칭이 느려지면 스위칭 손실이 약 15% 증가합니다(그림 8). E_{sw} 의 일반값은 표 1과 같습니다. 데이터 시트는 패키지 유형에 따라 다릅니다.

그림 3. 게이트 저항의 함수로서 150A T4 IGBT 모듈의 스위칭 손실

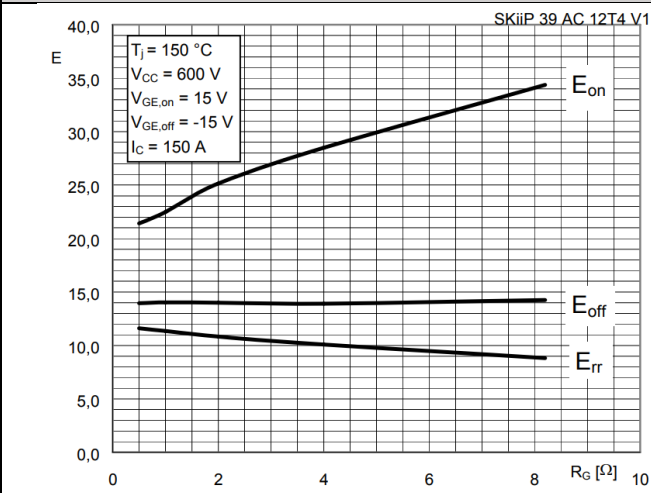


그림 4. 게이트 저항의 함수로서 150A T4 IGBT 모듈의 스위칭 시간

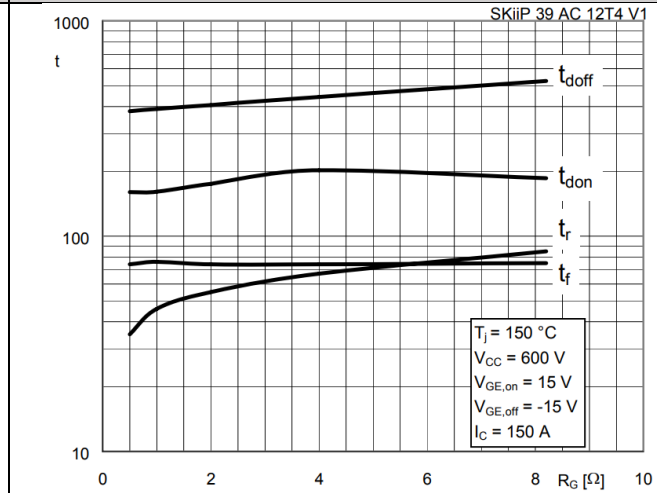


그림 5. 다양한 게이트 저항에서 150A T4 IGBT의 턴온 동작 (녹색: V_{CEr} , 빨강: I_C ; - - $R_g=0,5\Omega$, - - $R_g=8\Omega$)

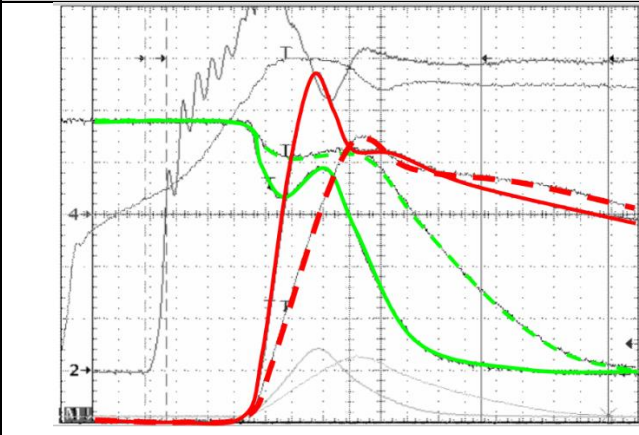


그림 6. 다양한 게이트 저항에서 150A T4 IGBT의 턴오프 동작 (녹색: V_{CEr} , 빨강: I_C ; - - $R_g=0,5\Omega$, - - $R_g=8\Omega$)

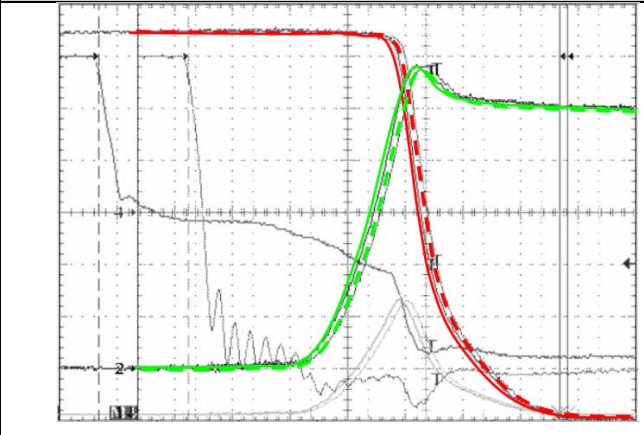


그림 7. 컬렉터 전류의 함수로서 $T_j=25^\circ C$, $V_{CC}=800V$ 에서 450A 모듈의 턴오프 시 과전압

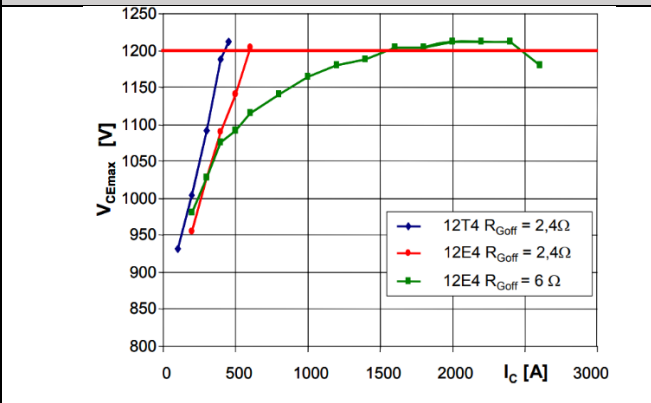
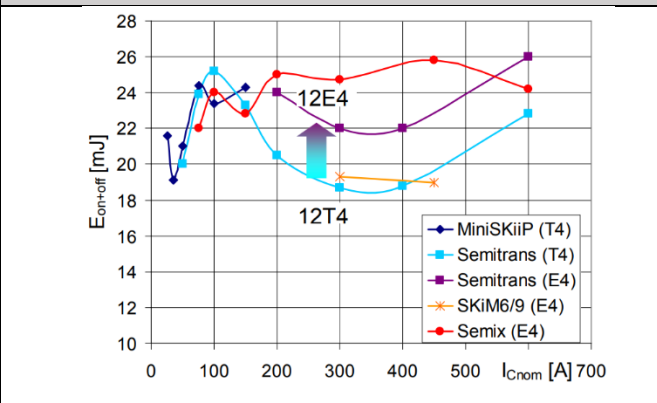


그림 8. 다양한 케이스와 칩 설정에 대한 100A 공칭 전류당 스위칭 손실 비교



과전압

턴오프 시, 컬렉터 전류의 di/dt는 DC 링크 전압에 추가되는 기생 인덕턴스에 전압 스파이크 dV_{CE}를 발생시킵니다. 모듈의 정격 전류에서 이는 일반적으로 DC-링크 전압과 차단 전압 간의 전압차 범위 안에 있습니다. 그러나 수 100A 이상의 과전류 또는 단락 전류를 차단할 때 심각한 문제가 발생할 수 있습니다.

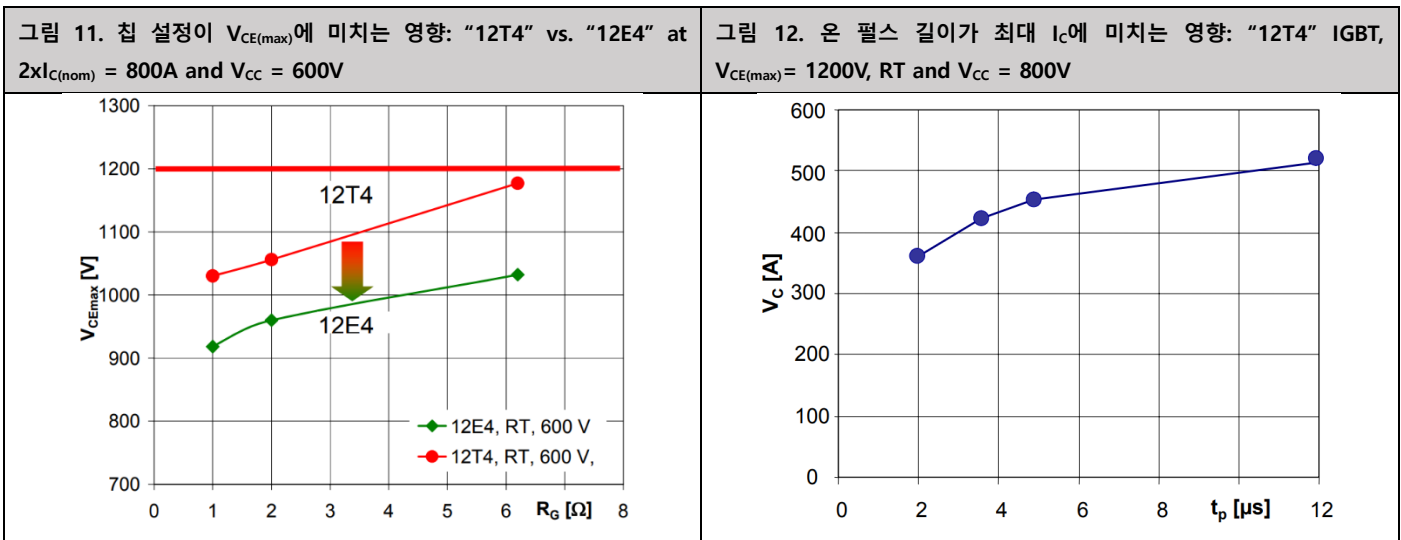
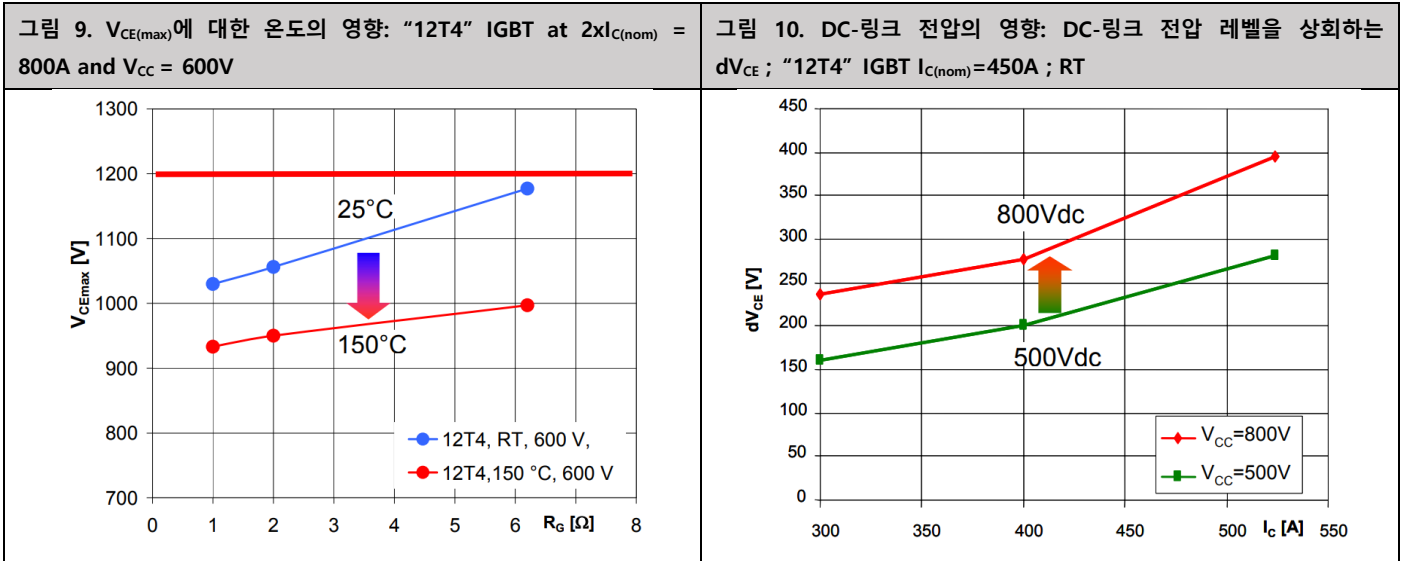
칩 레벨에서 장치의 최대 차단 전압을 초과하지 않도록 주의해야 합니다. (피크 전압 측정 관련 세부 사항은 AN-7006 참조). 기생 모듈 인덕턴스 L_{CE}로 인한 내부 전압 강하를 주 단자에서 측정된 전압에 추가해야 합니다. 모듈 설계 및 di/dt에 따라 이 값이 약 100V 정도에 이를 수 있습니다. 보조 접점(Ex, Cx)에서 측정된 값은 칩 레벨에 가까운 전압을 나타냅니다.

과전압 dV_{CE}는 다음과 같은 경우에 증가합니다.

- 같은 R_{G(nom)}값에서는 고온으로 올라갈수록 같은 온도에서 R_G값이 작을수록(그림 9)
- 같은 전류에서 DC-링크 전압이 높을수록(그림 10)
- 고속 스위칭 IGBT를 사용할수록 "12T4" 사용(그림 11)
- 5μs 미만의 짧은 턴 온 시간(그림 12)

예상과 달리 di/dt와 턴오프 전압 스파이크 모두 게이트 저항이 증가하면 증가합니다. 매우 높은 게이트 저항 R_{G(off)}을 가진 "12T4" 칩의 경우 과전압을 상당히 줄일 수 있습니다(예: 300A 모듈의 경우 >20Ω) 정상 작동 조건에서는 이로 인해 높은 턴오프 손실이 발생할 수 있습니다. 그러나, 과전류가 2* I_{C(nom)}를 초과하는 경우 이를 이용하여 IGBT를 부드럽게 턴오프 하는데 사용할 수 있습니다.

700V를 초과하는 DC-링크 전압 레벨에서 작동하는 100A가 여러 개인 고전력 애플리케이션의 경우, +/- DC 사이에 스너버 커패시터의 사용을 권장합니다.



단락 턴오프

단락 상태의 에너지는 다음과 같은 경계 조건으로 제한됩니다.

- 최대 지속 시간 10µs
- T_j=150°C 이하의 온도 및
- 최대 DC-링크 전압 800V

IGBT와 DC 전위 사이의 외부 인덕턴스가 낮은 "단락 2"는 그림 13과 같고, 하드 단락(이하 "SC 1")이 있으며, 이때 그림 14와 같이 브리지 레그의 IGBT가 모두 동시에 턴오프됩니다.

최종 애플리케이션에서 공칭 R_G로 턴오프가 가능한지 여부를 확인해야 합니다. 낮은 DC-링크 전압(예: V_{CC} = 600V) 상태이거나 불포화상태가 발생하기 전에 빠르게 기존 과전류 보호 기능이 반응할 수 있는 경우에 해당합니다(예: I_{trip} <= 2x I_{C(nom)}). "SC2"의 경우 전류 상승은 최저 외부 단락 인덕턴스와 DC-링크 전압에 따라 달라집니다. 불포화까지 단락 전류의 상승 시간은 다음 식을 통해 대략적으로 계산할 수 있습니다.

$$t_{r(SC)} = \frac{L_{SC(min)} \cdot 3 \cdot I_{C(nom)}}{V_{CC(max)}}$$

이 지점에 도달하기 전에 과전류 보호 기능을 통해 IGBT를 턴오프 해야 합니다.

DC 링크 전압을 높이거나 불포화 상태에서 IGBT의 V_{CE(sat)} 모니터링을 통해 단락 턴오프가 야기된 경우 소프트 턴오프가 필요합니다. R_{G(off)SC}가 증가한 드라이버 출력 단계에서 혹은 턴오프 전압이 감소한 중간 단계(예: V_{GE(off)}=0V)에서 짧게 2차 턴오프 트랜지스터를 사용하여 소프트 턴오프가 가능합니다. 과전압은 다음 그림에 사용되는 측정 회로와 매우 다를 수 있는 회로의 기생 인덕턴스로 인해 유발되기 때문에 소프트 턴오프 저항에 대한 정확한 값은 최종 애플리케이션에서만 지정이 가능합니다. 이 예시에서 450A SEMiX 모듈은 R_{G(off)SC} = 15Ω at V_{CC}=800V로 스위치 오프해야 했지만 공칭 "데이터 시트" R_{Goff} = 2Ω를 갖습니다 또한 고전력 애플리케이션의 경우 게이트 전압을 15V보다 약간 높게 제한하기 위해 게이트 전압 클램핑을 권장합니다. 불포화 시 빠른 상승 전류 및 Miller 효과로 인해 게이트 전압이 상승하고 단락 전류가 훨씬 더 높아질 수 있습니다.

클램핑은 게이트 이미터 단자 사이에 Zener 다이오드를 사용하거나 Schottky 다이오드를 사용하여 실현할 수 있습니다. 게이트 단자와 +15V 전원 공급 장치 사이 두 측정 모두에 최대한 근접해야 합니다.

장치 단자 긴 연결부의 인덕턴스나 외부 게이트 저항으로 인해 클램핑 효과가 없어집니다.

그림 13. 단락, 쇼트 케이블을 통해 IGBT 1개를 턴오프(T_j=150°C, V_{CC}=800V, V_{CE(max)}=1038V, I_{CM}=2360A (5,2xI_{C(nom)}) R_{G(off)}=15Ω)

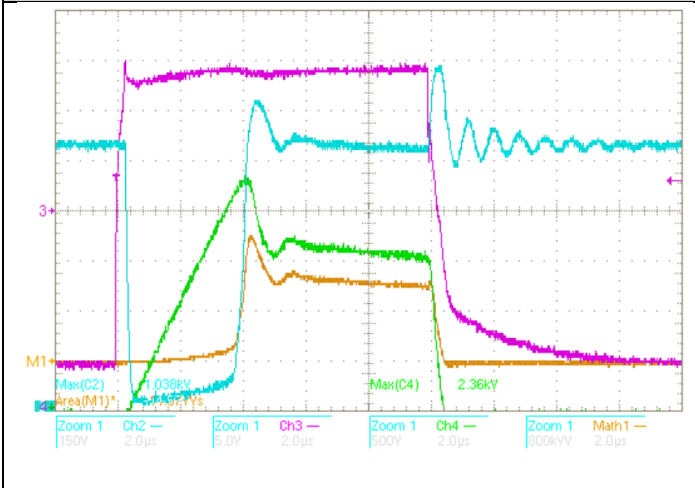
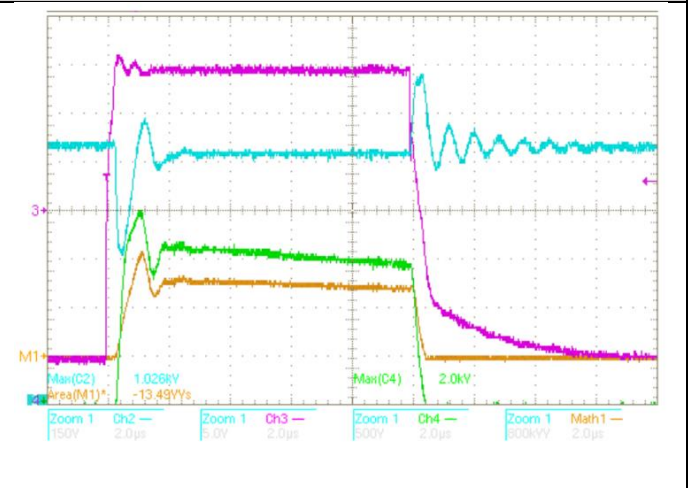


그림 14. 단락, 브리지 레그에 있는 IGBT를 모두 턴오프(T_j=150°C, V_{CC}=800V, V_{CE(max)} =1026V, I_{CM}=2000A (4,5xI_{C(nom)}), R_{G(off)}=15Ω)

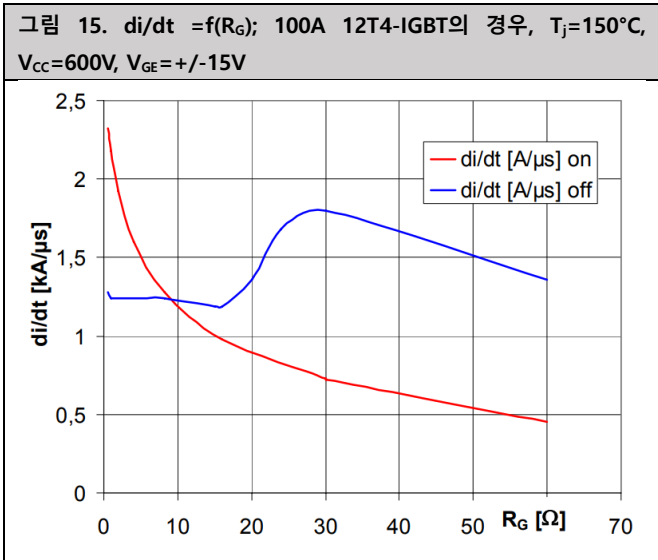


EMI 고려사항

인버터의 EMI 스펙트럼은 주로 스위칭 전력 반도체의 전압 V_{CE(t)} 및 전류 I_{C(t)} 기울기에 영향을 받습니다. 더 낮은 스위칭 손실의 이점을 얻으려면 장치를 매우 빠르게 스위칭 해야 합니다. 100A-IGBT의 일반적인 값은 그림 15에서 확인할 수 있습니다. 고온에서 장치는 더 부드럽게 스위칭되며 변화도는 저온 값의 약 50...60%입니다. di/dt는 턴오프 시 전류에 거의 선형으로 증가하며 DC-링크 전압에 대해서는

약간만 증가합니다. 턴오프 시 di/dt 및 dv/dt는 선택한 R_G에서 설정이 가능합니다. 게이트 저항, 전압 및 전류 기울기, 또한 스위칭 손실 사이에는 거의 선형적 관계가 있습니다. 예상과 달리 턴오프 상태에서 R_G가 증가해도 di/dt와 dv/dt는 감소하지 않습니다 (그림 5/그림 6). 사실상 그림 15의 12T4 칩이 장착된 100A MiniSKiiP의 예시와 같이 게이트 저항이 증가하면 턴오프 시 di/dt가 증가할 수 있습니다.

이 장치의 공칭 게이트 저항은 1Ω입니다. 게이트 저항이 매우 높은 경우에만 전류 기울기가 다시 감소합니다. 이러한 효과는 턴오프 시 저장된 전하 캐리어로 인한 것입니다. R_G 값이 낮은 경우, 기저 영역에서 여전히 전자가 존재할 수 있으며, 총 전하가 증가하면 전류 기울기가 적당 해집니다. 중간 R_G 값의 경우 IGBT의 MOS 채널은 전류가 감소하기 시작할 때 이미 차단되어 있습니다. 전자가 더 이상 전류 흐름에 기여하지 않습니다. 소수의 홀만 제거하면 되므로 di/dt가 높아집니다. 자세한 설명은 [3]을 참조하십시오.



내부 게이트 저항 R_{G(int)}

동일 모듈에 병렬로 연결된 칩의 동기 스위칭을 개선하기 위해 대형 칩에는 통합 게이트 저항기가 있습니다.

75A 칩	10 Ω
100A 칩	7.5 Ω
150A 칩	5 Ω
300A = 2 x 150A 칩 :	5Ω/2 = 2.5 Ω
400A = 4 x 100A 칩 :	7.5Ω/4 = 1.87 Ω

게이트 저항은 스위칭 손실 또는 시간에 대한 데이터 시트 측정 조건이 아닙니다. 데이터 시트에 제공된 값은 외부 게이트 저항만 해당됩니다. 통합 게이트 저항기는 구동 회로 치수(최대 게이트 전류 I_{GM} 또는 최소 게이트 저항 R_{G(min)})과 관련된 경우에만 고려해야 합니다

프리 윗링 다이오드

새로운 CAL-4 다이오드의 도입으로 내부 프리 윗링 다이오드를 새로운 IGBT에 맞게 조정되었습니다. IGBT의 턴온 손실은 유도 부하가 있는 애플리케이션에서 다이오드의 회수 전하에 의해 영향을 받습니다. 낮은 IGBT 스위칭 손실의 이점을 활용하고자 다이오드를 열악한 스위칭 조건에서도 낮은 스위칭 손실과 부드러움을 제공하도록 설계하였습니다. 아울러 다이오드의 최대 정션 온도는 IGBT와 일치합니다.

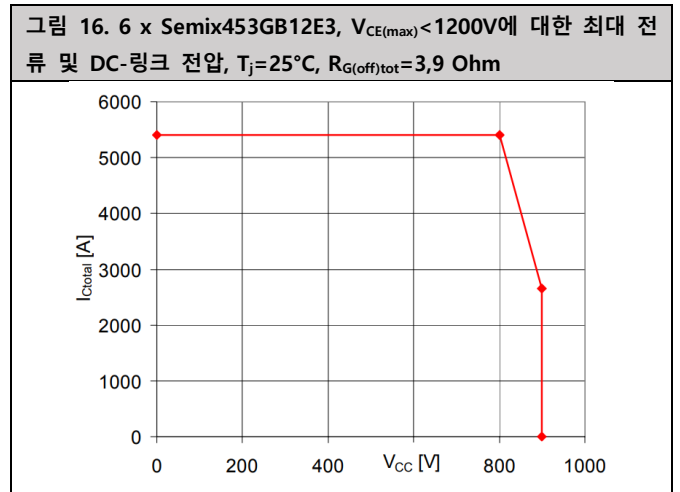
두 반도체 모두 최대값이 T_{j(max)}=175°C입니다. 새로운 CAL4 다이오드는 동일한 칩 크기로 약 30% 더 많은 전력은 공급합니다.[4]

드라이버 회로 적응

기존 애플리케이션에서는 1:1 대체가 불가능합니다. 최소한 게이트 저항기를 새로운 장치에 맞게 조정해야 합니다. 가령, SPT-IGBT SKM200GB128D를 SKM150GB12T4G로 대체할 경우, SPT에 대해서는 7Ω인 공칭 R_G가 IGBT4에 대해서는 1Ω이 됩니다. 기존 R_G를 새로운 IGBT에도 그대로 유지하면 스위칭 손실(E_{on}(1Ω) = 19mJ → E_{on}(7Ω) = 38mJ)이 높아지며, 턴오프 시 전압이 증가하는 경향이 있습니다(그림 9 참조). V_{ce(sat)} 모니터링을 통한 단락 보호 레벨은 그대로 유지되지만 "단락 턴오프"에 따른 설명도 고려해야 합니다. 게이트 전하가 30% 이상 감소하기 때문에 전원이 같은 수준으로 공급되지 않습니다. 외부 게이트 에미터 커패시터를 사용하면 방사 및 전도 소음을 줄이고 여타 스위칭 장치의 dv/dt로 인한 이유 없는 턴온을 예방할 수 있습니다. 이 경우 턴오프 과전압은 감소하지 않습니다.

병렬 연결

IGBT 모듈의 병렬 연결은 높은 인버터 출력 전류에 사용됩니다. 고전류 및 기계적 차원으로 인해 이러한 애플리케이션에서 항상 턴오프 과전압이 중요한 포인트입니다. 턴오프 상태에서 더 효과적인 제어가 가능하므로 속도가 느린 12E4 칩이 선호되는 소자입니다. 6 x 450A Semix453GB12E4의 시험 설정을 통해 장치가 최대 800V의 DC-링크 전압 및 2x I_{C(nom)} = 5400A의 턴오프 전류에서 아무 문제없이 작동할 수 있음이 입증되었습니다.



다른 IGBT와 마찬가지로 저유도성 대칭 DC 링크 설계가 필요합니다. 스너버 커패시터를 각 장치의 DC 단자에 사용해야 합니다. 각 모듈에는 스위칭당 개별 게이트 및 보조 이미터 저항기가 있는 자체 어댑터 보드가 필요합니다. 게이트 드라이버와 어댑터 보드 사이의 와이어 연결은 꼬여 있

으며 모든 모듈에 대해 길이가 같습니다. 병렬 연결의 경우 인버터의 최대 전류의 약10% 감소를 고려해야 합니다. 그 이유는 주로 6개 모듈의 공통 AC 연결 지점에 따라 달라지는 비균형적 전류 공유 때문입니다. 이는 병렬 연결에서 가장 낮은 임피던스를 가진 중간 위치의 연결 지점에 가장 가까운 장치가 턴오프 시 최고 전류를

가집니다. 이 효과는 반도체 특성에 중첩되어 나타납니다. 동적 전류 공유는 그림 18과 같으며 총 전류의 19 ~ 13.6% 사이이고 평균은 16.6%입니다. 그 값은 하프 브리지의 상부 및 하부 IGBT에 대해 약간 차이가 있습니다. 전원을 켜면 전류가 거의 균형 조정됩니다.

그림 17. 6 x SEMiX453GB12E4, 개별 어댑터 보드, 드라이버 및 AC 단자가 전면에 있는 테스트 어셈블리

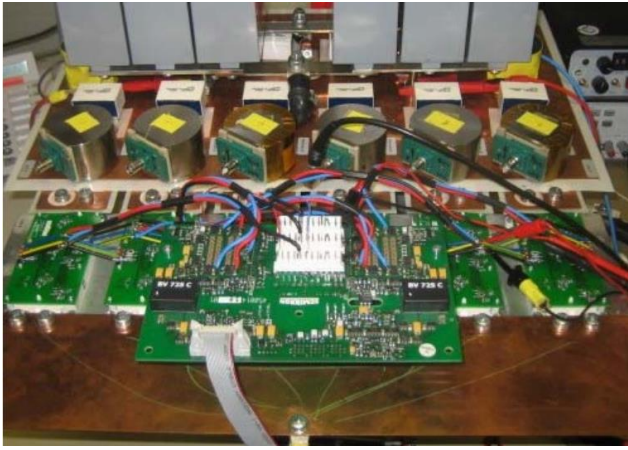
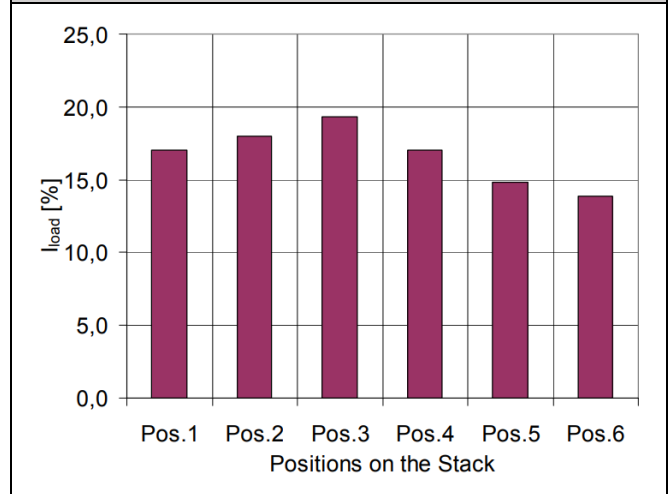


그림 18. 턴오프에서 역동적 전류 공유

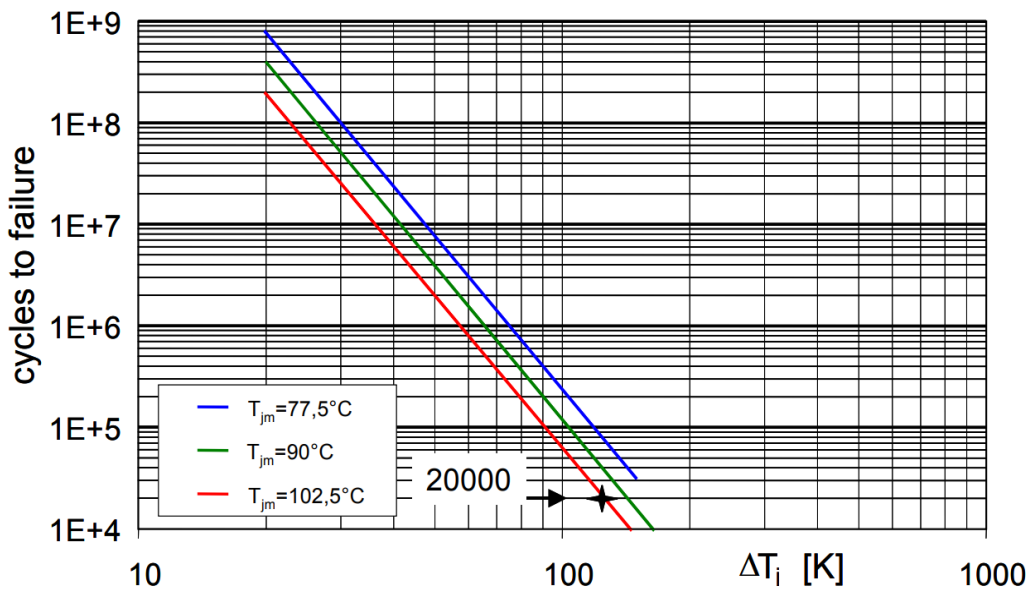


전력 사이클링

IGBT 4/CAL4가 장착된 IGBT 모듈은 최대 150°C(175°C에서 최대 정선 온도)에서 구동 가능합니다. 와이어 본딩과 장치 설계 엔지니어링 최적화를 통해 현재 예상 장치 수명 단축 없이 25K의 더 높은 정선 온도 스윙이 가능합니다. 현재 예상 수명은 dT=125K인 경우 20,000 사이클입니다. 이러한 이유로 새로운 신뢰성 시험 데이터를 토대로 새로운 상호 참조 목록(아래 참조)을 작성하였습니다. 애플리케이션에서 전력 모듈의 수명을 예측하기 위해 수명 가속 시험을 실시

합니다. 시험 고장 시간을 줄이기 위해 이러한 시험은 높은 온도 스윙(예: ΔT_j =100K 및 ΔT_j =125K)으로 실시합니다. 더 낮은 온도 스윙(예: ΔT_j of 30 to 60K)에 대한 수명 예측은 이러한 시험을 기준으로 계산되었습니다. 전력 사이클 다이어그램은 정선 온도 스윙의 함수로서 부하 사이클의 수를 보여 주며, 평균 온도 T_{jm}을 매개변수로 합니다. 주어진 사이클 수는 1%의 고장 확률을 나타냅니다.

그림 19. IGBT4 모듈에 대한 ΔT_j 및 T_{jm}의 함수로서 전력 사이클링 수명



상호 참조 목록

상호 참조 표는 중간 스위칭 주파수(4...8kHz) 및 공기 냉각을 사용하는 3상 인버터 애플리케이션에서 대체 가능한 장치를 정리한 것입니다. IGBT 4 기술(~T4/E4)은 기존 IGBT 세대에 비해 정선 온도가 25°C 더 높아져 높은 인버터 전류에 사용이 가능합니다. 최대 정선 온도 측면에서 소형 장치의 사용이 가능할 수 있습니다. 정선 온도는 IGBT3(~126)과 SPT(~128)에 대해서는 125°C까지, IGBT4에 대해서는 150°C까지 일정하게 유지됩니다. 이 표가 모든

애플리케이션과 구동 조건에 적용되지는 않습니다. 최대 컨버터 전류는 스위칭 및 전도 손실이 총 손실에서 차지하는 서로 다른 비율과 더불어 열 저항의 영향을 받습니다. 이는 다양한 IGBT 세대에서 서로 다른 수준으로 변경되어 왔습니다. 자세한 분석을 위해 온라인 시뮬레이션 도구인 SemiSel(<http://semisel.semikron.com/>)을 사용할 수 있습니다. 혹은 영업소에 문의하여 추가 지원을 받을 수도 있습니다.

표 3. SEMITRANS 상호참조 목록

IGBT 3	SPT	IGBT 4		케이스
	SKM 75GB128D	SKM 50GB12T4		2
	SKM 100GB128D	SKM 75GB12T4		2
SKM 195GB126D	SKM 145GB128D	SKM 100GB12T4		2
		SKM 150GB12T4		2
SKM 200GB126D	SKM 150GB128D	SKM 100GB12T4G		3
SKM 300GB126D	SKM 200GB128D	SKM 150GB12T4G		3
SKM 400GB126D	SKM 300GB128D	SKM 200GB12E4		3
SKM 600GB126D	SKM 400GB128D	SKM 300GB12E4		3
		SKM 400GB12E4		3
SKM 195GAL126D	SKM 145GAL128D	SKM 150GAL12T4*		
SKM 200GAL126D		SKM 150GAL12T4*	3	
SKM 400GAL126D	SKM 300GAL128D	SKM 200GAL12E4	3	
SKM 600GAL126D	SKM 400GAL128D	SKM 300GAL12E4	3	
		SKM 400GAL12E4	3	
	SKM 145GAR128D	SKM 150GAR12T4*		2
	SKM 400GAR128D	SKM 300GAR12E4		3
		SKM 400GAR12E4		3
	SKM 300GA128D	SKM 300GA12E4*		4
SKM 600GA126D	SKM 400GA128D	SKM 300GA12E4		4
SKM 800GA126D	SKM 500GA128D	SKM 400GA12E4		4
		SKM 600GA12E4		4

*더 높은 공칭 칩 등급을 가진 모듈

그림 20. 최대 연속 인버터 전류의 예 $I_{out(rms)} = f(f_{sw})$ ($V_{cc}=650V, V_{out}=400V, f_{out}=50Hz, T_a=40^\circ C, \text{air cooler } R_{th(s-a)}=0.031K/W$)

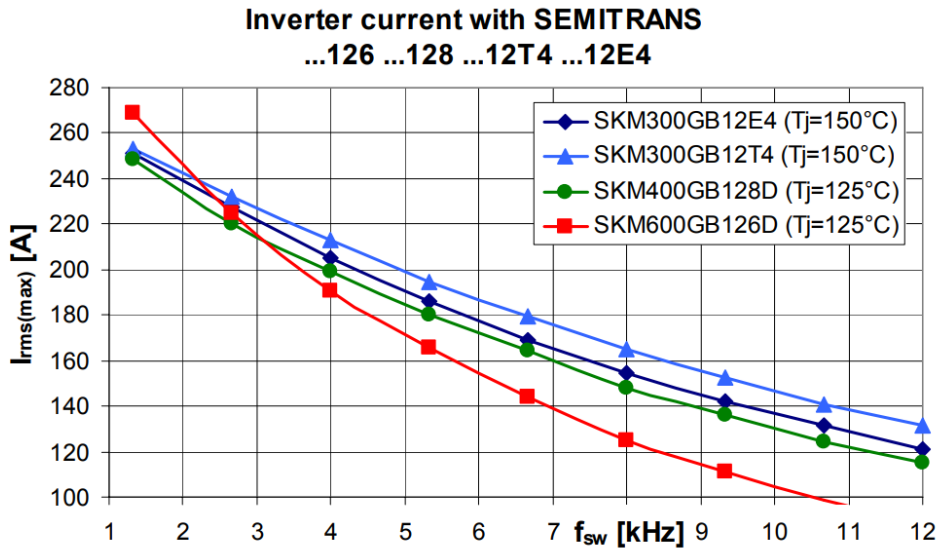
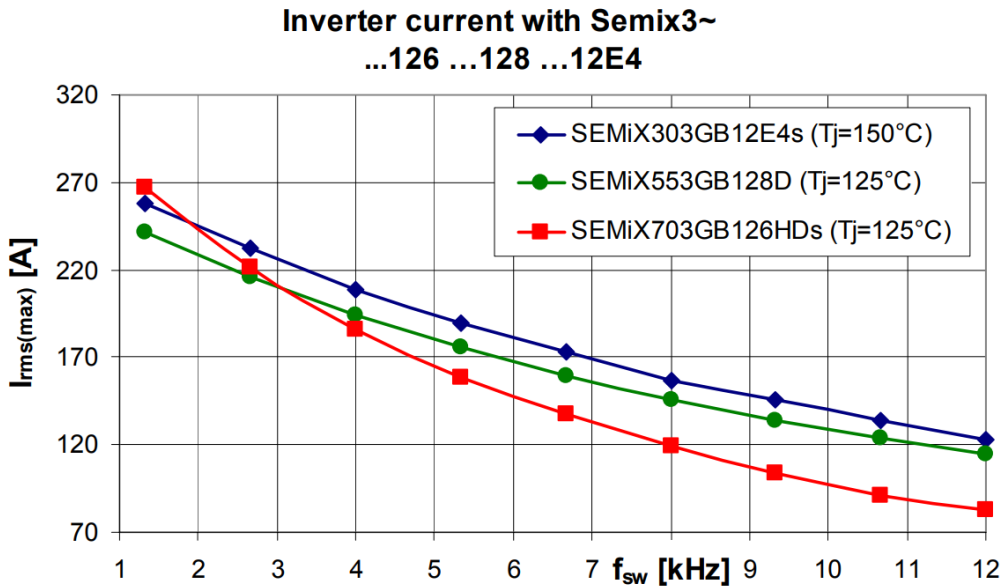


표 4. SEMIX 상호참조 목록

Trench 3	SPT	Trench 4	Case
SEMiX 252GB126HDs	SEMiX 202GB128Ds	SEMiX 151GB12E4s*	2s
SEMiX 302GB126HDs	SEMiX 302GB128Ds	SEMiX 151GB12E4s	
SEMiX 452GB126HDs	SEMiX 352GB128Ds	SEMiX 202GB12E4s	
		SEMiX 302GB12E4s	
SEMiX 353GB126HDs			3s
SEMiX 503GB126HDs	SEMiX 403GB128Ds	SEMiX 303GB12E4s	
SEMiX 703GB126HDs	SEMiX 553GB128Ds	SEMiX 303GB12E4s	3s
		SEMiX 453GB12E4s	
SEMiX 904GB126HDs	SEMiX 754GB128Ds	SEMiX 404GB12E4s	4s
		SEMiX 604GB12E4s	
SEMiX 101GD126HDs	SEMiX 101GD128Ds	SEMiX 71GD12E4s*	13
SEMiX 151GD126HDs	SEMiX 151GD128Ds	SEMiX 71GD12E4s	
SEMiX 251GD126HDs	SEMiX 201GD128Ds	SEMiX 101GD12E4s	
		SEMiX 151GD12E4s	
SEMiX 353GD126HDC			33c
SEMiX 503GD126HDC	SEMiX 403GD128DC	SEMiX 223GD12E4c	
SEMiX 703GD126HDC	SEMiX 553GD128DC	SEMiX 303GD12E4c	
		SEMiX 453GD12E4c	
		SEMiX 151GAL12E4s	1s
SEMiX 452GAL126HDs	SEMiX 352GAL128Ds	SEMiX 302GAL12E4s*	2s
SEMiX 703GAL126HDs	SEMiX 553GAL128Ds	SEMiX 453GAL12E4s*	
		SEMiX 151GAR12E4s	1s
SEMiX 452GAR126HDs	SEMiX 352GAR128Ds	SEMiX 302GAR12E4s*	2s
SEMiX 703GAR126HDs	SEMiX 553GAR128Ds	SEMiX 453GAR12E4s*	

*더 높은 공칭 칩 등급을 가진 모듈

그림 21. 최대 연속 인버터 전류의 예 $I_{out(rms)} = f(f_{sw})$ ($V_{cc}=650V, V_{out}=400V, f_{out}=50Hz, T_a=40^\circ C, \text{air cooler } R_{th(s-a)}=0.031K/W$)



기호 및 용어

기호	용어
CAL	제어 축 수명 다이오드
Cx	보조 컬렉터 단자
dv/dt	컬렉터-이미터 전압의 증감율
di/dt	컬렉터 전류의 증감율
E _{sw}	스위칭 에너지
E _{on}	턴온 스위칭 에너지
E _{off}	턴오프 스위칭 에너지
E _x	보조 이미터 터미널
f _{out}	인버터 회로의 기본 출력 주파수
f _{sw}	스위칭 주파수
IGBT	절연 게이트 바이폴라 트랜지스터(IGBT)
I _{GM}	피크 게이트 전류
I _C	컬렉터 전류
I _{C(nom)}	장치의 공칭 컬렉터 전류
I _{CM}	피크 컬렉터 전류
L _{CE}	모듈의 내부 기생 인덕턴스
Q _G	게이트 전하
R _G	게이트 저항기
R _{G(int)}	IGBT 모듈 내부 게이트 저항기
R _{G(off)}	턴오프 게이트 저항기
RT	실온 약 25°C
R _{th(s-a)}	싱크와 주변 간의 열 저항

$R_{th(j-c)}$	정선과 케이스 간의 열 저항
SPT	IGBT를 통한 소프트 펀치
T_a	주변 온도
TC	온도 계수
트렌치	트렌치 게이트 IGBT
$T_{j(max)}$	(최대) 정선 온도
T_{jm}	+/- 0,5*dT의 전력 사이클링을 위한 중간 정선 온도
$t_{d(on)}$	턴온 지연 시간(10% $V_{GE} \rightarrow 10\% I_C$)
$t_{d(off)}$	턴오프 지연 시간(90% $V_{GE} \rightarrow 90\% I_C$)
t_f	수집기 전류의 하강 시간(90% $I_C \rightarrow 10\% I_C$)
t_r	수집기 전류의 상승 시간(10% $I_C \rightarrow 90\% I_C$)
V_{CC}	컬렉터-이미터 공급 전압
V_{CE}	컬렉터-이미터 전압
$V_{CE(sat)}$	컬렉터-이미터 포화 전압
$V_{GE(off)}$	턴오프 게이트 전압(출력 드라이버)
$V_{GE(on)}$	턴온 게이트 전압(출력 드라이버)
V_{GG}	게이트(드라이버) 공급 전압
V_{out}	인버터 회로의 출력 전압

참고자료

- [1] www.SEMIKRON.com
- [2] Dr. Gerhard Miller, Hubert Ludwig: Halbleiterleistungsbauelemente und Ihre Integration, ETG Fachtagung, Bad Nauheim 2006
- [3] H. Hüsken and W. Frank: Balancing losses and noise considerations for choosing the gate resistor, PCIM 2006; Nuremberg
- [4] V. Demuth: More Power at the Same Size; Power Electronic Europe, 5/2008

면책조항

SEMIKRON은 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. SEMIKRON은 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.

SEMIKRON 제품은 SEMIKRON의 명시적인 서면 승인 없이 생명 유지 장치 및 시스템에 사용할 수 없습니다.

SEMIKRON-DANFOSS KOR

경기도 광명시 새빛공원로67 광명역자이타워 A동 1207~1212호

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

skkr@semikron-danfoss.com