

Revision:	KOR01
발행일:	2022-10-25
작성자:	Niklas Hofstötter, Grady
결재자:	Peter Beckedahl, Kendrick

키워드: MiniSKiiP Dual, PCB 설계, 고전력 PCB

# 유니폴라 전원을 사용할 때 IGBT 를 턴오프 하는 방법의 한계와 힌트

- 1. 0V로 IGBT를 턴오프 할 때의 위험 ..... 1
  - 1.1 기생 인덕턴스 ..... 2
  - 1.2 밀러 커패시턴스 효과 ..... 2
- 2. MiniSKiiP®24NAB12T4V1을 이용한 측정 ..... 5
  - 2.1 바이폴라 및 유니폴라 게이트 드라이브를 통한 동적 스위치 동작의 비교 측정 ..... 6
  - 2.2 역방향 다이오드의 Turn off ..... 8
  - 2.3 게이트- d이미터 커패시턴스 위가를 통한 기생효과 저감 ..... 10
  - 2.4 외부게이트-이미터 커패시턴스가 스위칭 손실에 미치는 영향 ..... 11
- 3. MiniSKiiP39AC12T4V1을 이용한 측정 및 시뮬레이션 ..... 12
- 4. 오류! 참조 원본을 찾을 수 없습니다. .... 14

전력 전자 분야의 장비 제조사들은 전기 드라이브, 태양열 시스템용 인버터 또는 UPS 등과 같은 제품을 가장 비용이 효율적이고 공간을 적게 차지하는 형태로 제공하고자 노력하고 있습니다. 이런 이유로 저전력 범위에서 모듈을 구동할 때는 종종 -8V ~ -15V(바이폴라)와 같은 일반적인 음극 턴오프 전압 대신 0V(유니폴라)의 전력 반도체를 구동합니다.

이 애플리케이션 노트는 IGBT 의 유니폴라 구동의 문제점과 제약사항을 설명하고 유니폴라 제어시 IGBT 의 올바른 작동에 대해 안내하기 위한 것입니다.

## 1. 0V 를 통한 IGBT 턴오프 할 때의 위험

바이폴라 스위칭과 달리, IGBT 의 유니폴라 스위칭은 드라이버의 게이트 턴오프 전압과 IGBT 의 문턱 전압  $V_{GE(th)}$  사이의 간극을 줄여 주며 이때 전압이 전도 상태로 변합니다. 문턱 전압에 대한 일반적인 데이터시트 값은 칩 온도 25°C 에서 약 5V ~ 6.5V 범위입니다. 칩 온도가 증가하면 문턱 전압이 몇 mV/K 으로 감소합니다

게이트 턴오프 전압과 IGBT 의 문턱 전압 간의 간극이 작으면 IGBT 의 기생 턴온 위험이 커집니다. 기생 스위칭은 Miller 커패시턴스의 피드백 효과 또는 이미터 분기의 기생 인덕턴스의 영향으로 인해 발생할 수 있습니다. 이 두가지 경우에 대해서는 추후 좀 더 자세히 설명하도록 하겠습니다. IGBT 가 기생적으로 턴온이 발생하면 전류가 상레그로 흘러 해당 두 IGBT 모두에 추가적인 손실이 발생할 수 있습니다.

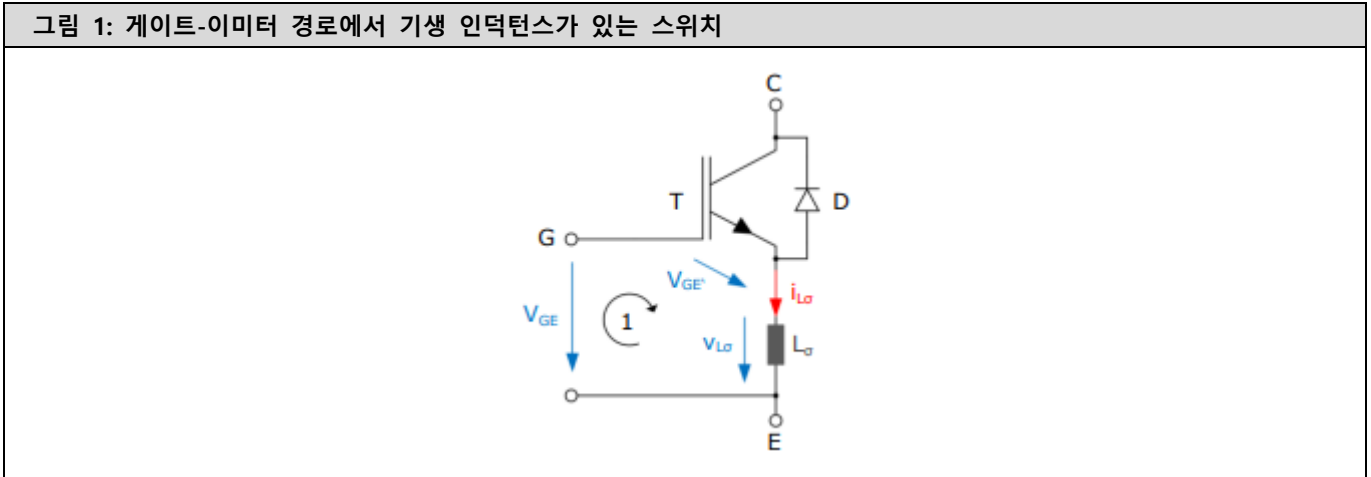
기생 스위칭 이외에, IGBT 유니폴라 구동 시 스위칭 지연 시간이 변하며 IGBT 칩 생성 및 기술에 따라 스위칭 손실도 변한다는 점을 고려해야 합니다.

### 1.1. 기생 인덕턴스

모든 전원 모듈에는 전원 단자 및 내부 칩 연결부로 인한 기생 인덕턴스가 발생합니다. 특히 고속 스위칭 모듈의 경우에는 그 결과 IGBT 와 다이오드에서 과전압이 발생합니다. 부하 회로와 제어 회로(게이트 회로)가 공유하는 전류 경로에 발생한 기생 인덕턴스는 부하 전류의 스위칭 시 IGBT 의 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$  에 영향을 줍니다.

그림 1은 역방향 다이오드가 있는 IGBT와 게이트-이미터 경로의 기생 인덕턴스를 보여줍니다. 편의상 1개의 인덕턴스만 표시되어 있습니다. 실제로 이것은 전원 및 제어 회로의 자체 인덕턴스 및 결합 인덕턴스로 구성된 복잡한 시스템입니다.

**그림 1: 게이트-이미터 경로에서 기생 인덕턴스가 있는 스위치**



기생 인덕턴스에서 부하 전류가 변하면 자체 유도로 인해 인덕터 전체에 전압이 형성됩니다. 전류의 양의 변화는 양의 전압을, 전류의 음의 변화는 음의 전압을 유도합니다. 유도된 전압의 값은 Faraday의 법칙에 따라 계산합니다.

$$v_{L\sigma} = L_{\sigma} \cdot \frac{di_{L\sigma}}{dt}$$

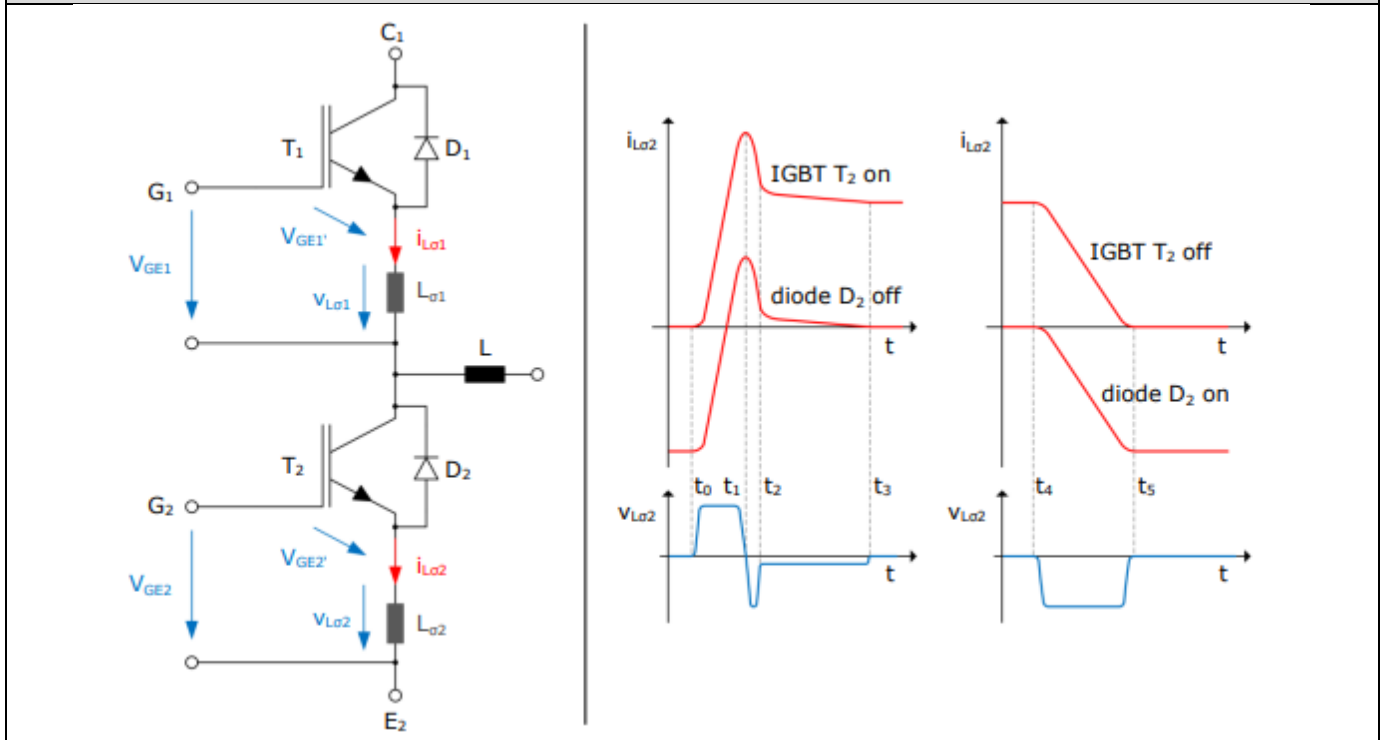
메시 공식 ①(그림 1의 화살표 참조)에 따라 양의 유도 전압은 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$  을 감소시키고, 음의 유도 전압은 게이트-이미터 전압을 증가시킵니다.

$$V_{GE'} = V_{GE} - v_{L\sigma}$$

IGBT T를 턴온 혹은 턴오프하고 다이오드 D를 스위칭하면 기생 인덕턴스  $L_{\sigma}$  에서 전류가 변화합니다.

그림 2 는 IGBT  $T_2$  및 다이오드  $D_2$  를 스위치 온 및 오프할 때 게이트-이미터 회로(왼쪽)에 기생 인덕턴스가 있는 1 상 레그의 블록 다이어그램과 기생 인덕턴스  $L_{\sigma 2}$  의 전류 및 전압 파형을 보여줍니다.

그림 2: 기생 인덕턴스가 있는 한상의 게이트-이미터 블록다이어 그램과 회로동작 파형



IGBT  $T_2$  가 켜지면 다이오드  $D_1$  의 부하 전류가 IGBT  $T_2$  로 방향을 바뀌게 됩니다. 역전류( $t_0 - t_1$ )가 피크에 도달할 때까지 기생 인덕턴스  $L_{\sigma 2}$  에 양의 전압이 유도되어 게이트-이미터 전압  $V_{GE2}$  가 감소합니다. 다이오드  $D_2$  ( $t_1 - t_3$ )의 역전류 피크의 감소 단계에서 기생 인덕턴스  $L_{\sigma 2}$  에 유도된 전압이 음이 되어 게이트-이미터 전압  $V_{GE2}$  가 증가합니다. IGBT  $T_2$  를 오프 하면 IGBT  $T_2$  의 부하 전류가 다이오드  $D_1$  으로 방향을 바뀌게 됩니다. 이렇게 기생 인덕턴스  $L_{\sigma 2}$  에 유도된 전압은 시간  $t_4$  부터  $t_5$  까지 게이트-이미터 전압  $V_{GE2}$  을 높게 됩니다. 두 경우 모두 IGBT 에 부정적인 피드백을 주어 스위칭 속도를 떨어뜨리므로 스위칭 손실이 증가하게 됩니다. 이는 긍정적인 부작용으로 작용하여 단락 상황의 제어 기능이 향상됩니다[2].

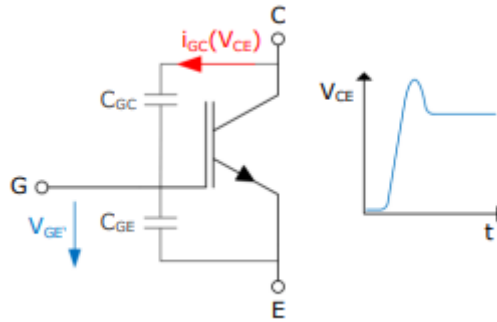
상보적 IGBT  $T_1$  이 턴 오프 되면, 다이오드  $D_2$  가 턴 온 되고 IGBT  $T_1$  의 부하 전류를 받습니다. 시간  $t_4$  에서  $t_5$  까지 유도된 전압  $v_{L\sigma 2}$  은 IGBT  $T_2$  의 게이트-이미터 전압을 증가시킵니다. 이 시간 동안 IGBT  $T_2$  의 기생 턴 온은 문제가 되지 않는데 그것은 전류가 기생 다이오드  $D_2$  를 통해 이미 다른 방향으로 흐르기 때문입니다.

하지만 다이오드  $D_2$  의 부하 전류가 IGBT  $T_1$  으로 방향을 바뀌는 구간에서의 상보적 IGBT  $T_1$  의 턴 온 시간은 중요합니다. 다이오드  $D_2$  의 역전류 감소 단계에서 시간  $t_1$  에서  $t_3$  까지 IGBT  $T_2$  의 게이트-이미터 전압이 상승하게 됩니다. 이 값이 문턱 전압 값에 도달하면, IGBT  $T_2$  가 턴 온 되어 전류가 상 레그로 흘러(단락 전류 발생)  $T_1$  과  $T_2$  에 추가 손실이 발생합니다.

## 1.2. Miller 커패시턴스의 효과

Miller 커패시턴스  $C_{GC}$  는 IGBT 의 내부구조로 인해 존재하며, 등가 회로에서는 직렬로 배열된 두 개의 개별 커패시턴스로 구성됩니다. 게이트의 산화층 때문에 형성되는 첫 번째 커패시턴스는 일정한 값을 가집니다. 두 번째 커패시턴스의 값은 n-드리프트 영역의 공간 전하 영역의 넓이에 따라 달라지므로 컬렉터-이미터 전압에 따라 달라집니다. 컬렉터-이미터 전압이 변하면 Miller 커패시턴스를 통해 변위 전류가 발생합니다.

그림 3: Miller 커패시턴스로 인한 변위 전류



전류값은 Miller 커패시턴스의 크기와 컬렉터-이미터 전압의 변화율을 곱하여 대략적으로 계산합니다.

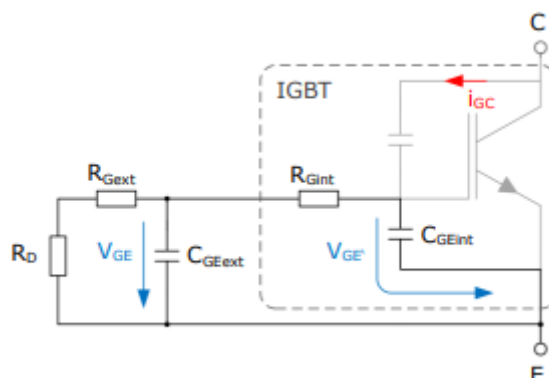
$$i_{GC}(V_{CE}) = C_{GC}(V_{CE}) \cdot \frac{dv_{CE}}{dt}$$

변위 전류  $i_{GC}$  는 온칩 게이트-이미터 커패시턴스에서 전압을 증가시키고 따라서 IGBT 의 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$  를 상승시킵니다. 전압의 진폭은 내부 반도체 커패시턴스  $C_{GC}$  와  $C_{GE}$  의 용량성 전압 분배기, 내부 게이트 저항  $R_{Gint}$  및 게이트의 외부 회로에 따라 달라집니다. 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$  '이 문턱 전압에 도달하면 IGBT 가 전도 상태로 바뀌기 시작합니다. 교차 전류가 상 레그에 흐르기 시작하여 해당 브리지 레그의 IGBT 모두에 추가 손실이 발생합니다. (이 같은 현상은 Miller 유도 슈트스루(shoot-through)로도 칭합니다)

교차 전류는 부하회로의 기생 인덕턴스에서 전류 증가의 변화를 가져옵니다. 자가유도로 인해 기생 인덕턴스는 DC-버스 전압의 일부를 흡수하여 컬렉터-이미터 전압의 변화율을 감소시킵니다. IGBT 의 턴 온 정도와 게이트 회로의 Miller 커패시턴스 피드백 사이에 평형 상태가 발생하여 이로 인해 게이트-이미터 전압 값이 IGBT 의 문턱 전압 값보다 더 많이 증가하지는 않습니다.

게이트 회로의 기생 인덕턴스를 무시하면 피드백 회로의 등가회로도가 그림 4 와 같은 RC-네트워크로 축소하여 표현할 수 있습니다.

그림 4: 게이트 회로의 등가회로 다이어그램

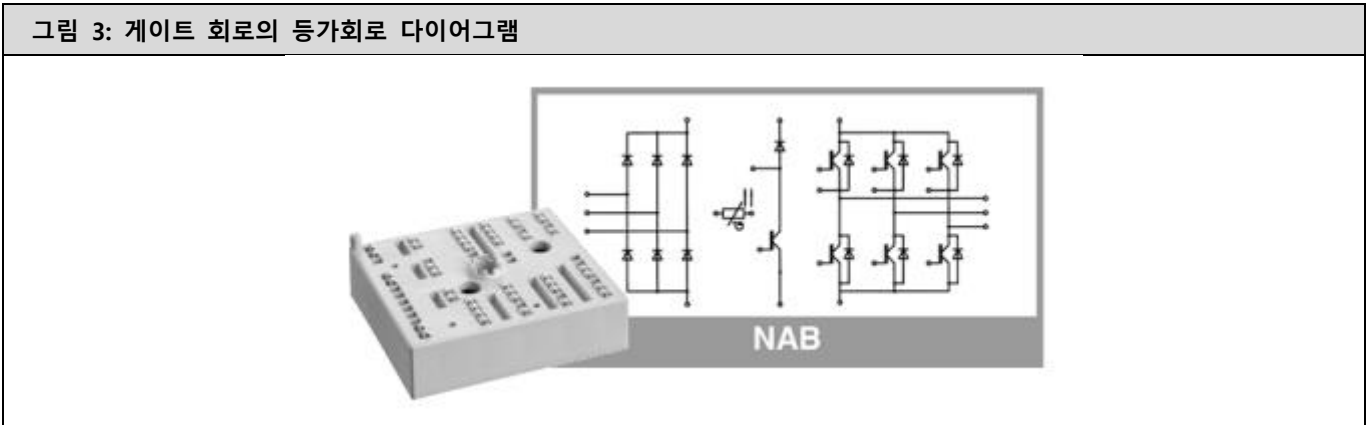


IGBT 가 정상상태이고 컬렉터-이미터 전압의 변화가 일정한 경우 변위 전류에 의해 발생하는 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$ 는 게이트 저항값과 내부 드라이버 저항의 합( $R_{ges} = R_{Gext} + R_{Gint} + RD$ )에 따라 달라집니다. 총 저항이 클수록 게이트-이미터 전압이 증가합니다( $V_{GEF} = R_{ges} \cdot i_{GC}$ ). 게이트-이미터 전압 시간 함수는 연결된 RC-네트워크의 시간 상수에 의해 결정됩니다. 네트워크의 커패시턴스가 클수록 정상상태가 되기까지 더 많은 시간이 소요됩니다.

## 2. MiniSKiiP®24NAB12T4V1 를 이용한 측정

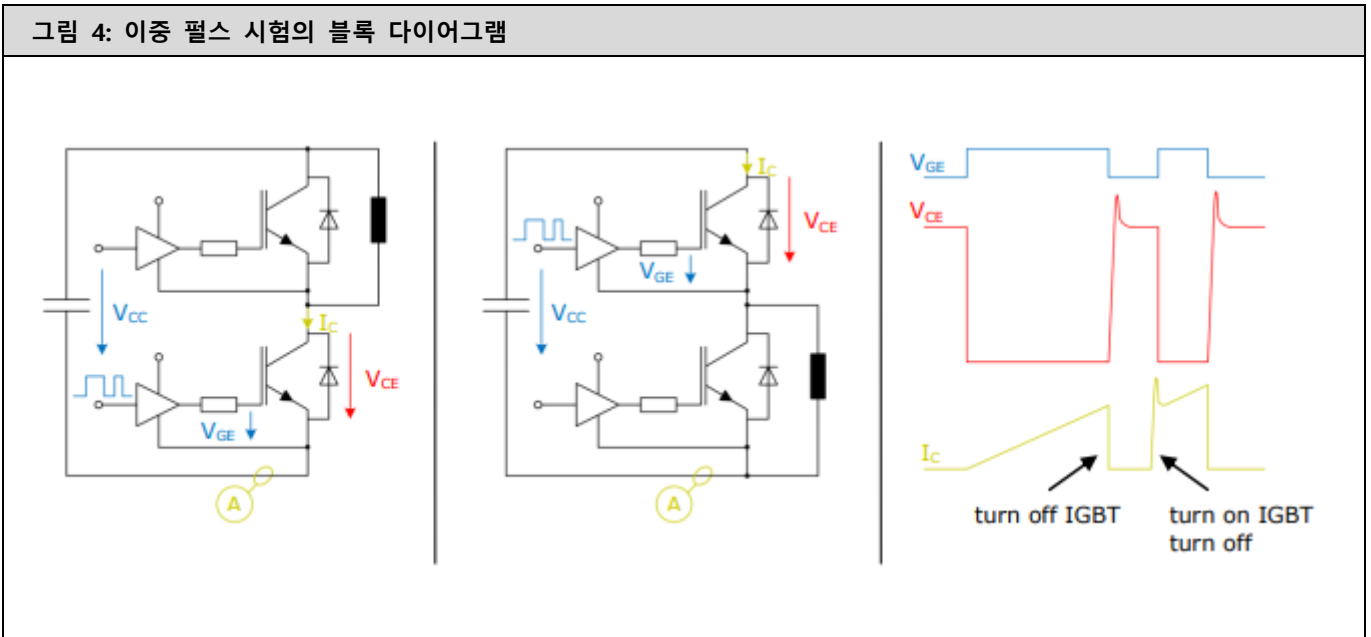
MiniSKiiP®24NAB12T4V1 은 정류기, 브레이크 초퍼 및 인버터 유닛으로 구성된 35A 모듈입니다. 인버터의 1 상 레그에 대해 다음을 검토하였습니다. 상 레그는 2 개의 직렬 연결된 IGBT 스위치와 관련 프리휠링 다이오드로 구성됩니다. 위쪽 스위치를 TOP IGBT 라고 하고 아래쪽 스위치를 BOT IGBT 라고 합니다. 이 모듈은 내부 게이트 저항기가 없는 1200V IGBT 트렌치 4 칩과 CAL4 프리휠링 다이오드를 사용합니다.

그림 3: 게이트 회로의 등가회로 다이어그램



동적 특성을 확인하기 위해 이중 펄스 방법을 유도성 부하와 함께 사용했습니다. 그림 6 은 TOP IGBT(오른쪽) 또는 BOT IGBT(왼쪽)의 측정을 위한 기본 구성입니다. 요구사항에 따라 TOP IGBT 나 BOT IGBT 를 켜고 비활성 IGBT 는 드라이버를 통해 계속 OFF 상태로 유지합니다.

그림 4: 이중 펄스 시험의 블록 다이어그램



## 2.1. 바이폴라 및 유니폴라 게이트 드라이버를 통한 동적 스위칭 동작의 비교 측정스위치 간의 열 커플링

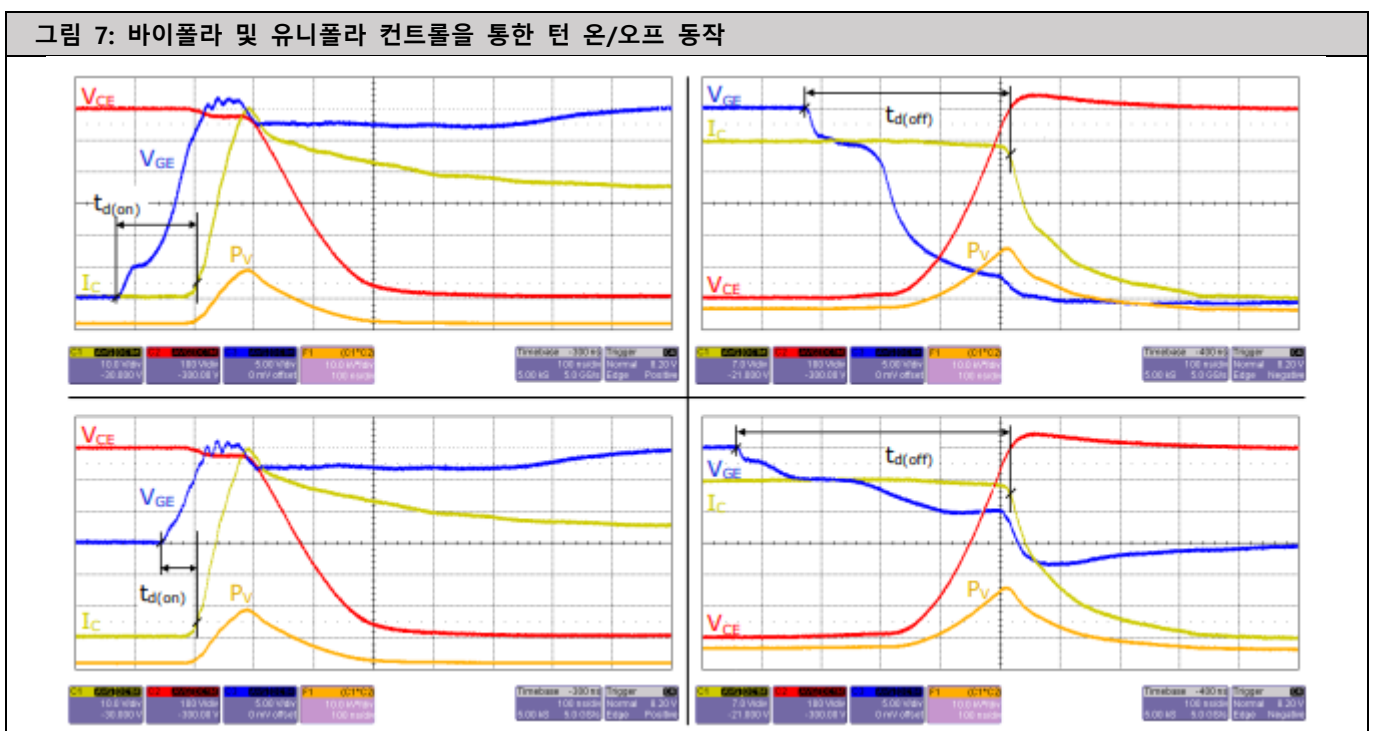
IGBT의 동적 동작을 바이폴라 및 유니폴라 제어와 비교하기 위해 이중 펄스 방법을 사용하여 두 가지 제어 유형의 동적 특성을 동일한 IGBT 상에서 확인하였습니다.

먼저 IGBT의 동적 동작을 바이폴라 드라이브를 통해 검토하였습니다. 이어서 유니폴라 드라이브를 통한 측정에 사용할 수 있도록 드라이버를 수정했습니다. 게이트-에미터 전압을 제외하고 두 측정 모두 동일한 조건에서 실시하였습니다.

표 1: 이중 펄스 시험의 블록 다이어그램					
			$V_{CC}$	=	600V
			$T_j$	=	150°C
			$R_{Gon}$	=	18Ω
			$R_{Goff}$	=	18Ω
			$I_C$	=	35A
바이폴라			유니폴라		
$V_{GE}$	=	±15V	$V_{GE}$	=	0/15V
$E_{on}$	=	100%	$E_{on}$	=	102%
$E_{off}$	=	100%	$E_{off}$	=	104%
$t_{d(on)*}$	=	133ns	$t_{d(on)*}$	=	57ns
$t_{d(off)*}$	=	345ns	$t_{d(off)*}$	=	476ns

\*그림 7에  $t_{d(on)}$  및  $t_{d(off)}$ 의 정의 참고

그림 7은 바이폴라 컨트롤(위쪽)을 사용하는 IGBT의 스위칭 동작과 유니폴라 컨트롤(아래쪽)을 사용하는 스위칭 동작을 비교한 것입니다.



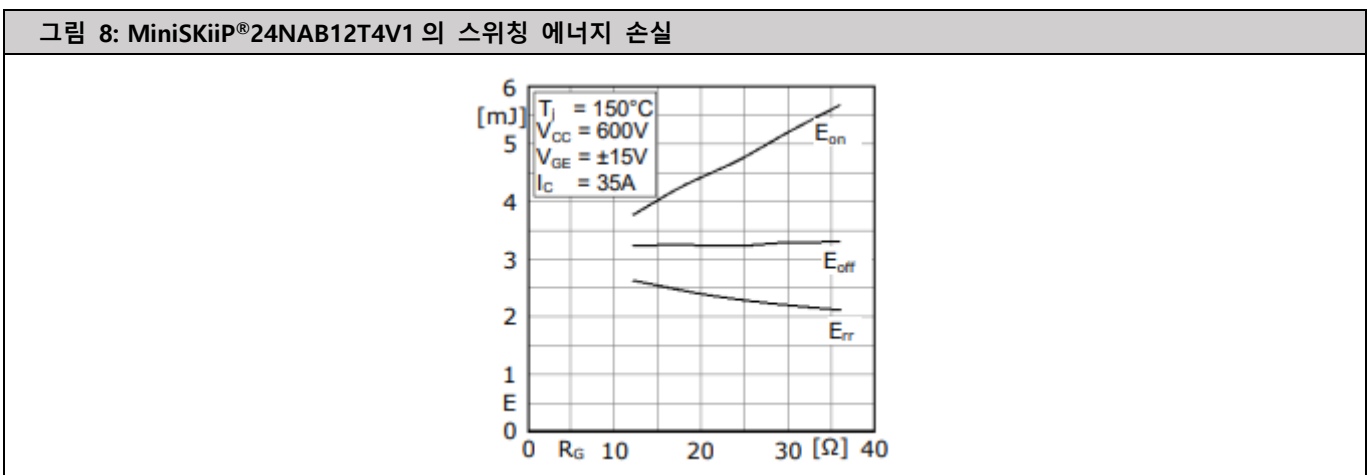
유니폴라 IGBT의 컨트론파형을 바이폴라 IGBT의 컨트론파형과 비교하면 컬렉터 전류의 곡선과 컬렉터-이미터 전압의 곡선이 턴온 및 턴오프에서 거의 동일합니다. 전류 및 전압의 파형이 서로 약간만 달라 에너지 손실 계산 값도 비슷한 수준을 유지합니다.

거의 동일한 턴온 손실의 이유는 쉽게 설명이 가능합니다. 문턱 전압에 도달하면 IGBT의 실제 스위칭이 시작됩니다. 스위칭 작동 속도는 내부 반도체 커패시턴스의 충전 및 특정 기간 내에 게이트로 유입되는 충전 캐리어의 양에 따라 달라집니다. 문턱 전압에서 드라이버의 최대 게이트 턴온 전압까지 측정된 턴온 시 구동 전압이 두 가지 제어 모드에서 동일하기 때문에 스위칭 손실 역시 유사합니다.

거의 동일한 턴오프 손실의 원인은 1200V IGBT 트랜치 4의 턴오프 동작에 있습니다. IGBT가 음의 전압 대신 0V로 턴오프된 경우 게이트 저항이 동일하면 게이트 전류가 줄어들고 내부 반도체 커패시턴스가 방전됩니다. 게이트 저항의 증가를 통해 동일한 게이트 전압으로 게이트 전류를 최소화할 수 있습니다. 따라서 유니폴라 스위칭은 결과적으로 게이트 저항의 증가와 유사합니다. 아래 공식을 사용하여 저항값의 외관상 증가를 타당한 근사값으로 결정할 수 있습니다.

$$R_{G'} = R_G \cdot \frac{V_{GE(th)} - V_{G(off\ bipolar)}}{V_{GE(th)}}$$

그림 8에서 알 수 있듯이 1200V IGBT 트랜치 4의 스위칭 오프 시 에너지 손실은 넓은 범위의 게이트 저항값에 걸쳐 거의 일정합니다.  $R_G$ 의 계산값이 에너지 손실 특성의 상수 영역에 있는 한 유니폴라 및 바이폴라 스위칭 사이의 에너지 손실 차이는 아주 적을 것으로 예상됩니다.



$E_{off} = f(R_G)$ 라는 관계가 존재하는 다른 IGBT 세대 및 기술의 경우, 유니폴라 스위칭에서 턴오프 손실이 증가하는 것으로 나타났습니다. 변화 정도는 위의 공식에서 게이트 저항 유추를 통해 추정할 수 있습니다.

턴온 및 턴오프 지연 시간에도 차이를 확인할 수 있습니다. 그림 7에서 알 수 있듯이 턴오프 시 지연 시간이 증가하고 턴온 시 지연 시간이 감소합니다. 연동 시간 설정 시 이 점을 고려해야 합니다.

## 2.2. 역 다이오드의 턴 오프

아래의 측정자료를 토대로 상보적 IGBT  $T_1$ 를 스위칭 할 때 턴 오프된 IGBT  $T_2$ 의 게이트 회로에 대한 Miller 커패시턴스와 기생 인덕턴스 인덕턴스의 영향을 검토하였습니다. 그림 9 는 이러한 측정 설정에 대한 블록 다이어그램을 나타낸 것입니다. 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$  및 유도된 전압  $v_{L_{G2}}$  를 측정할 수 있도록 추가 센서 와이어를 IGBT  $T_2$ 의 이미터에 직접 연결하였습니다. 게이트 저항은 데이터시트에 표시된 바와 같습니다. 즉, IGBT의 턴 온/오프에 대해 모두  $18\Omega$ 를 사용 하였습니다.

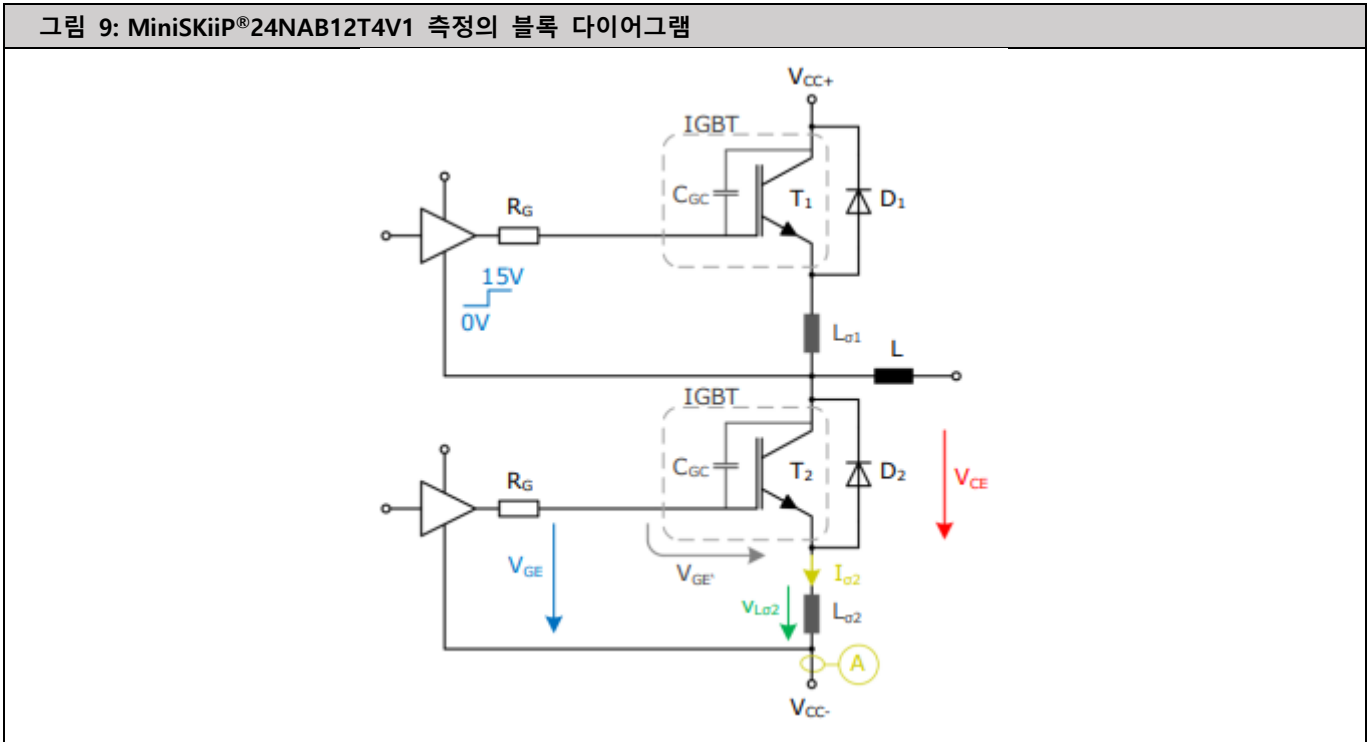


그림 10 은 상보적 IGBT  $T_1$ 의 턴온 시 IGBT  $T_2$ 와 다이오드  $D_2$ 에서 측정된 곡선을 나타낸 것입니다.  $T_1$ 이 턴온되면 프리휠링 다이오드  $D_2$ 에서 IGBT  $T_1$ 으로 전류의 방향이 바뀌게 됩니다. 이러한 정류 속도는 IGBT  $T_1$ 의 스위칭 속도와 정류 인덕턴스에 따라 달라집니다.

전류 정류의 시작 시점부터 다이오드의 역전류의 최대값에 이르기까지 기생 인덕턴스  $L_{G2}$ 는 IGBT  $T_2$ 의 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$ 에 영향을 미치는 주요 요인입니다. 이 시간 동안  $di_{L_{G2}}/dt$ 가 양의 값이므로 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$ 는 음의 값이고, IGBT는 계속 안전하게 턴오프 상태를 유지합니다.

여기서 기생 인덕턴스를 통한 전류 변화가 음의 값이 되기 때문에 임계 기간은 역전류의 감소와 함께 시작됩니다. 그 결과 IGBT  $T_2$ 의 게이트-이미터 전압이 상승하게 됩니다. 이 현상은 다이오드  $D_2$ 가 오프 상태(역방향) 전압을 상승시키기 시작하므로 Miller 커패시턴스의 효과에 의해 중첩됩니다. 역방향 전압이 상승하면서 IGBT  $T_2$ 에서 컬렉터-이미터 전압이 증가하고 이로 인해 드라이버 방향으로 Miller 커패시턴스를 통해 변위 전류가 발생합니다. 이 변위 전류가 추가적으로 IGBT  $T_2$ 의 게이트-이미터 전압을 상승시킵니다.

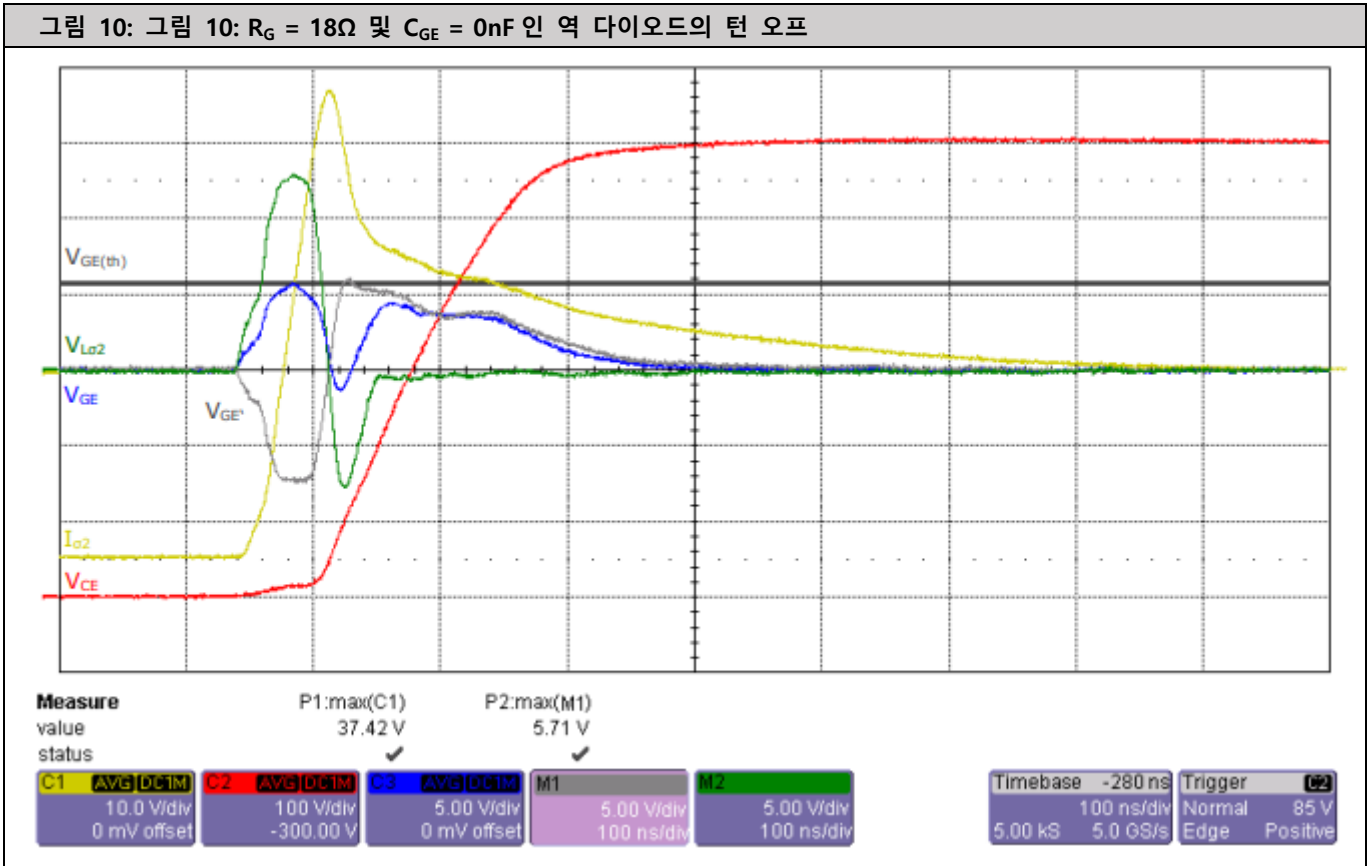
꼬리 전류(Tail Current) 위상에 도달하면 전류율이 감소하기 때문에 기생 인덕턴스의 영향이 감소합니다. IGBT  $T_2$ 의 게이트-이미터 전압은 약간 감소하지만 다이오드  $D_2$ 가 역방향 전압을 완전히 구축할 때까지 Miller 커패시턴스의 영향으로 이 상태가 계속 유지됩니다.

MiniSKiiP®24NAB12T4V1의 측정 결과, 측정 와이어를 추가로 부착하지 않으면 기생 인덕턴스의 효과가 게이트-이미터 전압에 영향을 미치는 한 칩의 실제 전압은 측정할 수 없는 것으로 보입니다. 꼬리 전류 위상에 도달하면 전압  $V_{GE}$ 와  $V_{GE}$ 의 측정값이 모두 거의 동일하며 모듈 연결부에서 측정된 전압이 실제 전압 값에 비교적 가깝다고 추정할 수 있습니다.



또한 이들 곡선들은 턴오프된 IGBT  $T_2$  의 게이트-에미터 전압  $V_{GE}$ 가 문턱 전압  $V_{GE(th)}$ 의 임계 수준에 도달하나 기생 턴온은 관찰할 수 없음을 보여줍니다.

그림 10: 그림 10:  $R_G = 18\Omega$  및  $C_{GE} = 0nF$  인 역 다이오드의 턴 오프



### 2.3. 추가적인 게이트-이미터 커패시턴스를 통한 기생 효과 감소

이 측정을 위해 IGBT  $T_1$  및  $T_2$  게이트-이미터 외부에 각각 10nF 의 커패시턴스를 추가하였습니다. 시험에 사용한 외부 게이트-이미터 커패시턴스는 IGBT 의 입력 커패시턴스  $C_{ies}$  값보다 약 5 배 더 큰 값을 사용하였습니다. Miller 커패시턴스 및 기생 인덕턴스의 영향을 게이트 회로에서 다시 측정했습니다. 다시 한번, 상보적 IGBT  $T_1$  의 턴온 시 다이오드  $D_2$  의 턴오프를 고려하였습니다. 외부 게이트-이미터 커패시턴스가 IGBT 의 스위칭 동작을 느리게 하므로 6.2Ω의 작은 게이트 저항을 이용하여 이를 보정하였습니다

그림 11 은 측정 설정의 블록 다이어그램을 나타냅니다

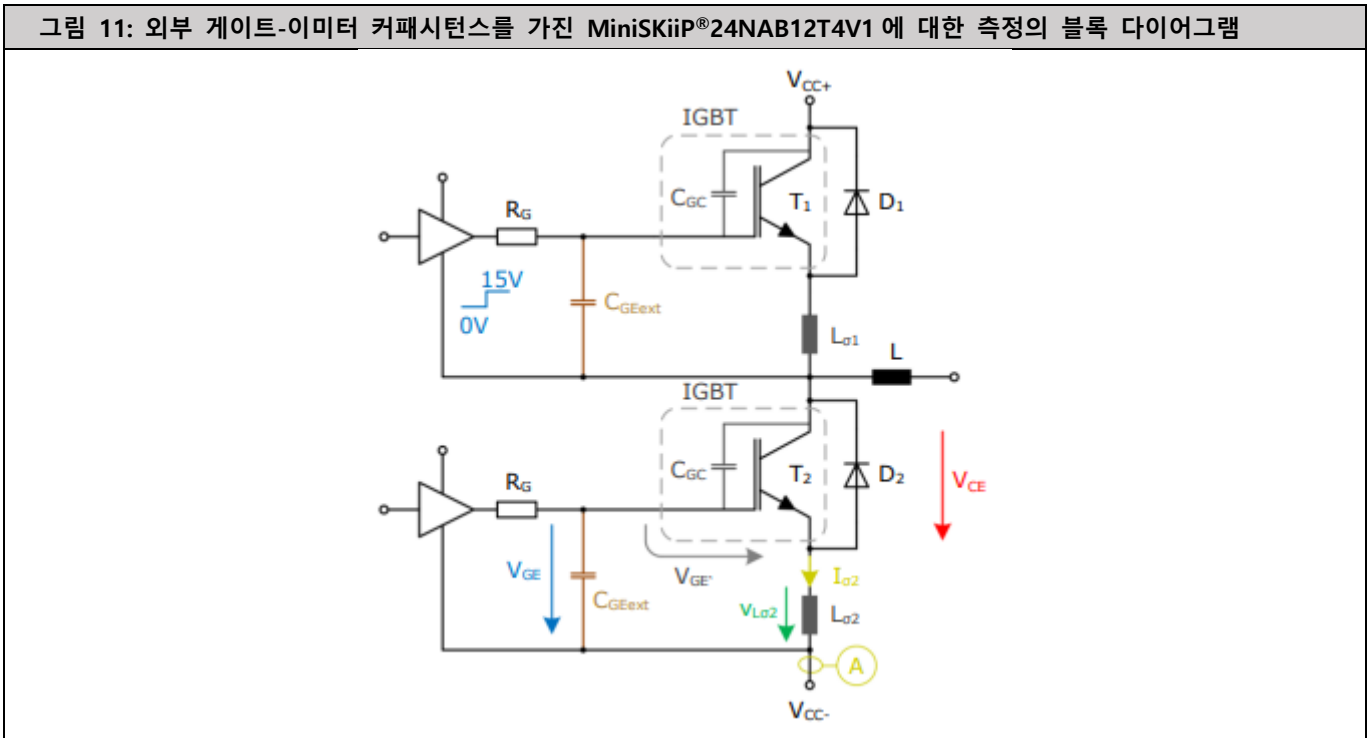


그림 12 는  $D_2$  에서 IGBT  $T_1$  로의 전류 정류를 나타냅니다. 위의 측정(그림 10)과 비교했을 때 전압 프로파일을 통해 기생 영향이 상당히 줄어든 것을 알 수 있습니다.

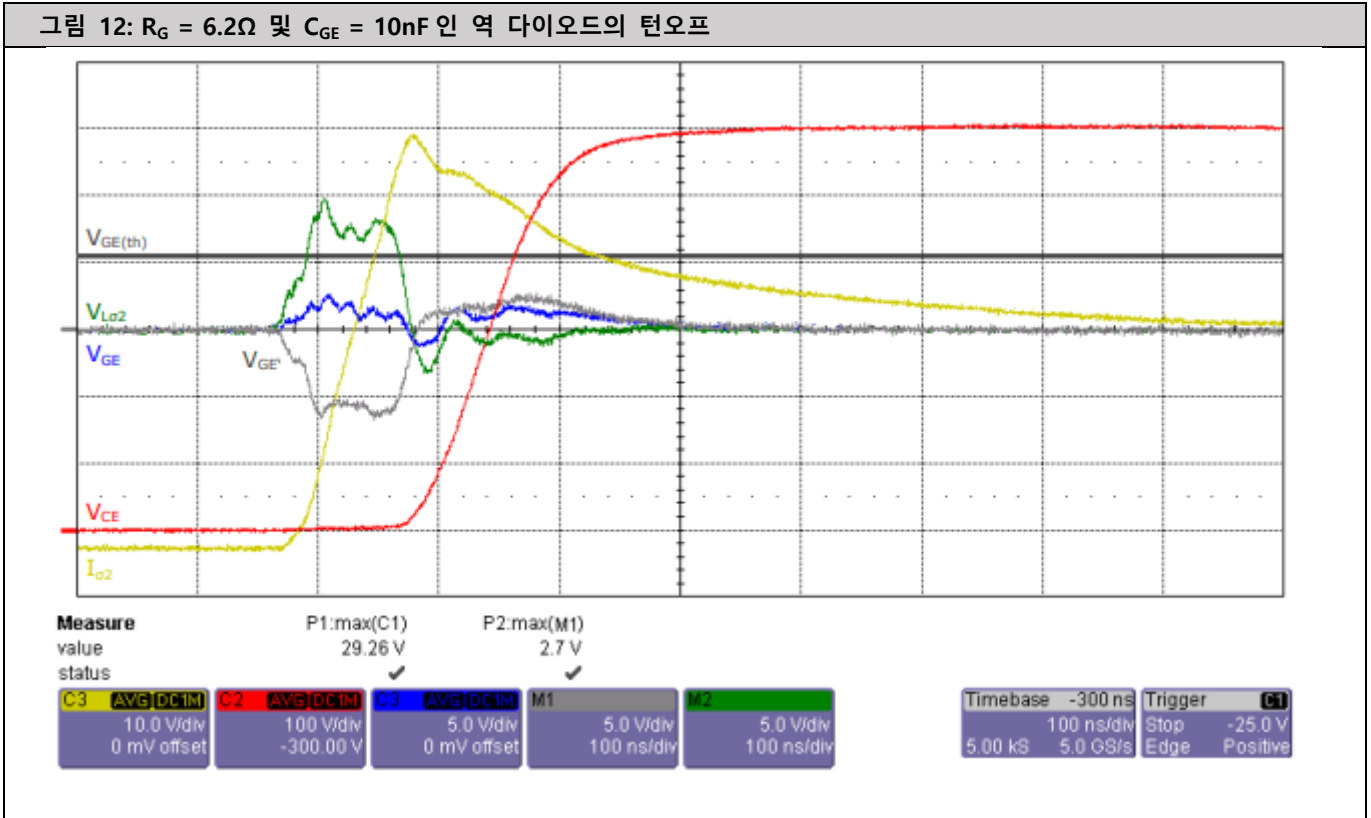
우선 IGBT  $T_2$  에 외부 게이트-이미터 커패시턴스를 사용하면 Miller 커패시턴스의 영향이 줄어듭니다. 외부 커패시터는 게이트와 이미터 사이의 총 커패시턴스를 증가시킵니다. 따라서 게이트-이미터 전압  $V_{GE}$  를 임계 전압  $V_{GE(th)}$  영역으로 가져오려면 더 많은 전하 캐리어가 필요합니다.

한편, IGBT  $T_1$  에 외부 게이트-이미터 커패시턴스를 사용하면 기생 인덕턴스의 영향이 줄어듭니다. 외부 커패시턴스는 IGBT  $T_1$  의 턴온을 느리게 하므로 프리휠링 다이오드  $D_2$  에서 IGBT  $T_1$  로의 전류 정류도 느려집니다. 기생 인덕턴스에 의한 전류 변화 속도가 감소하면서 게이트 회로의 유도 전압이 최소화됩니다. 따라서 IGBT  $T_2$  의 게이트-이미터 전압이 그리 크게 증가하지 않습니다.

또한 게이트 턴오프 저항( $R_{Goff} = 6.2\Omega$ )이 작으면 용량성 변위 전류를 처리하기 위해 병렬 임피던스를 감소시키고 이것이 게이트 회로에 대한 Miller 커패시턴스의 영향을 줄여 줍니다.

IGBT 의 기생 스위칭을 막기 위해서는 게이트-이미터 전압값이 문턱 전압(2.5V~3V)의 절반을 넘지 않도록 외부 게이트-이미터 커패시턴스를 선택할 것을 권장합니다.

그림 12:  $R_G = 6.2\Omega$  및  $C_{GE} = 10nF$  인 역 다이오드의 턴오프



## 2.4. 외부 게이트-이미터 커패시턴스가 스위칭 손실에 미치는 영향

기생효과를 최소화한 외부 게이트-이미터 커패시턴스의 궁극적인 특성은 IGBT 의 추가 게이트-이미터 커패시턴스가 스위칭 프로세스를 늦추기 때문에 스위칭 손실이 증가하는 단점이 있습니다. 또 다른 단점은 외부 게이트-이미터 커패시턴스의 전하를 바꾸는데 필요한 추가적인 구동 전력( $P = f_{sw} \cdot C_{GExt} \cdot \Delta V^2$ )입니다.

외부 게이트-이미터 커패시턴스에도 불구하고 스위칭 손실을 최소화하기 위해 게이트 저항의 값을 조정할 수 있습니다. 다만, 게이트 저항의 값 변경 시 새로운 SOA 계산 및 기생 효과를 새로 파악해야 한다는 점에 유의해야 합니다.

현재 MiniSKiiP®24NAB12T4V1 의 경우는  $6.2\Omega$  의 저항값( $R_{Gonr}$ ,  $R_{Goff}$ ) 및  $10nF$  의 외부 게이트-이미터 커패시턴스로 작동이 가능합니다. 표 2 는 저항값과 외부 게이트-이미터 커패시터의 값의 함수로서 스위칭 손실을 정리한 것입니다. 스위칭 손실값은 퍼센트(%)로 표시되어 있습니다. 데이터 시트 값이 100% 기준입니다.

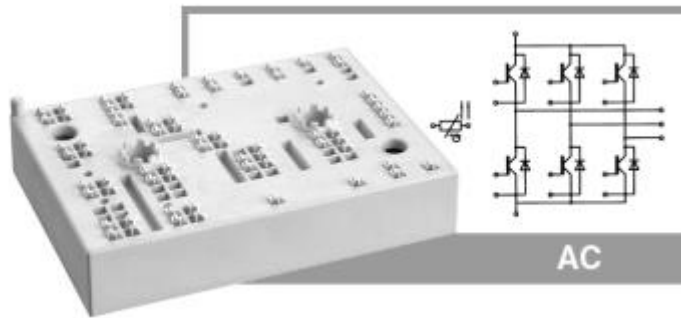
표 2: 다양한 게이트 저항과 게이트-이미터 커패시턴스를 가진 MiniSKiiP®24NAB12T4V1의 상대 스위칭 손실

	E <sub>off</sub> [%]		E <sub>on</sub> [%]		E <sub>off</sub> + E <sub>on</sub> [%]	
	R <sub>G</sub> = 18Ω	R <sub>G</sub> = 6.2Ω	R <sub>G</sub> = 18Ω	R <sub>G</sub> = 6.2Ω	R <sub>G</sub> = 18Ω	R <sub>G</sub> = 6.2Ω
0.0nF	100.0	96.5	100.0	75.4	100.0	84.1
1.0nF	100.6	97.1	101.0	74.8	100.8	84.0
4.7nF	100.9	97.1	112.3	75.8	107.6	84.6
10.0nF	102.9	97.4	134.8	84.2	121.7	89.7
15.0nF	106.1	98.0	152.5	92.8	133.3	94.9

### 3. MiniSKiiP®39AC12T4V1 를 이용한 측정 및 시뮬레이션

MiniSKiiP®39AC12T4V1 은 150A 인버터 모듈입니다. 인버터의 1 개의 위상 레그에 대해 다음 사항을 검토합니다. 상 레그는 직렬로 연결된 2 개의 스위치와 관련 프리휠링 다이오드로 구성됩니다. 스위치는 병렬로 연결된 75A IGBT 2 개로 구성됩니다. 위쪽 스위치를 TOP IGBT 라고 하고 아래쪽 스위치를 BOT IGBT 라고 합니다. 이 모듈은 내부 게이트 저항이 10Ω인 1200V 트랜치 4 IGBT와 CAL4 프리휠링 다이오드를 사용합니다. 병렬 IGBT 간의 기생 진동을 막기 위해 칩 내부 게이트 저항이 필요합니다.

그림 13: MiniSKiiP®39AC12T4V1



MiniSKiiP®24NAB12T4V 과 마찬가지로, MiniSKiiP®39AC12T4V1 에 대한 이 시험에서 상보적 IGBT  $T_1$  가 턴온되면 다이오드  $D_2$  가 턴오프 됩니다. 그림 14(왼쪽)는 이 시험 설정의 블록 다이어그램입니다. 칩 내부 게이트-이미터 전압을 측정할 수 없어 시뮬레이션을 실시하였습니다. 그림 15 는 시뮬레이션 결과입니다. 데이터시트에 명시된 바와 같이 1Ω는 IGBT 의 턴온 및 턴오프에 대한 외부 게이트 저항으로 사용되었습니다.

경험상 Miller 커패시턴스의 효과는 내부 게이트 저항이 있는 모듈의 게이트 회로에 영향을 미치는 주된 요인입니다. 이런 이유로 여기서는 기생 인덕턴스의 영향은 고려되지 않습니다

그림 14: MiniSKiiP®39AC12T4V1 에 대한 측정

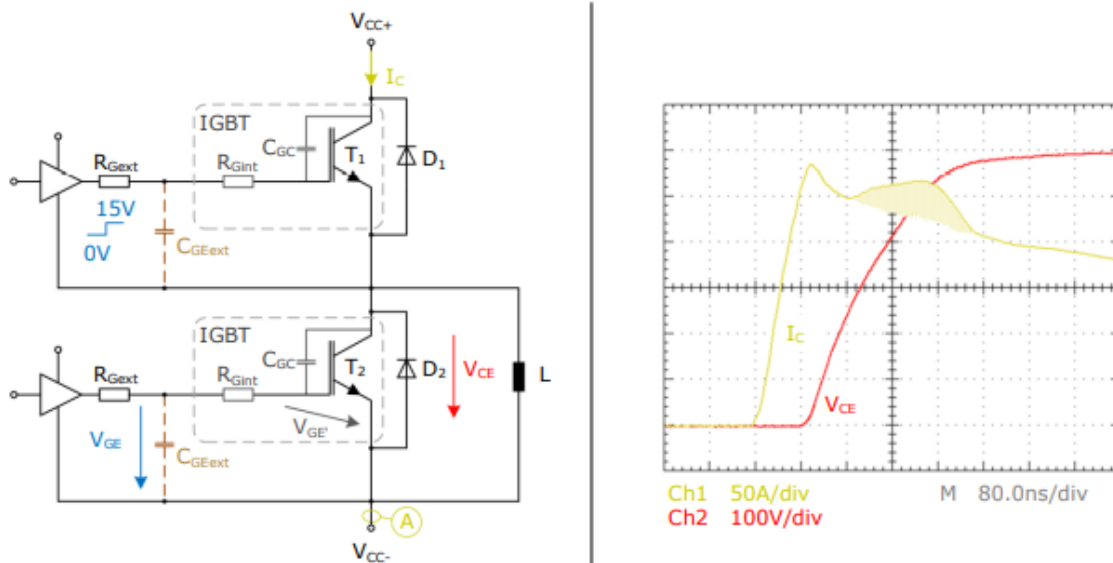


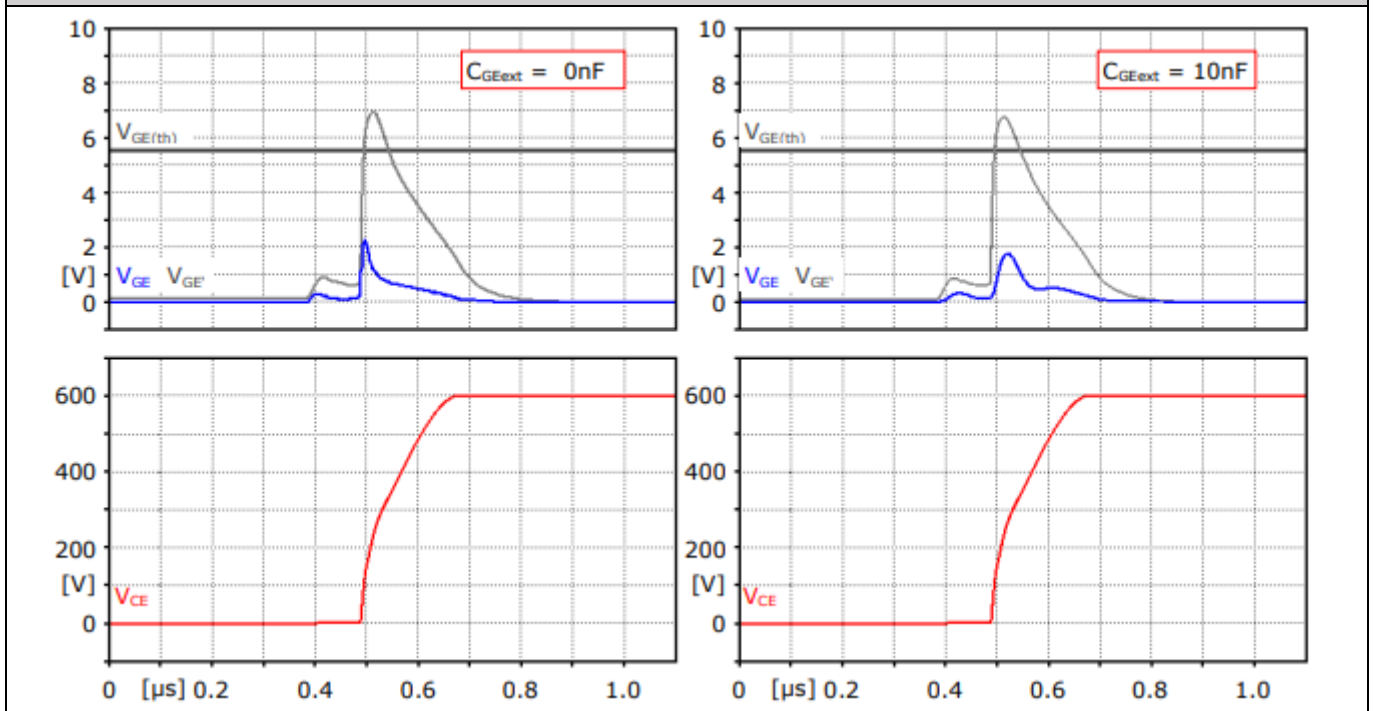
그림 14(오른쪽)는 IGBT  $T_1$  의 턴온 시  $T_1$  의 컬렉터 전류와 IGBT  $T_2$  의 컬렉터-이미터 전압의 특성을 나타낸 것입니다. IGBT  $T_2$  의 컬렉터-이미터 전압은 다이오드  $D_2$  를 통해 결정합니다. 차단 전압이 상승하면 IGBT  $T_2$  의 컬렉터-이미터 전압도 동일한 수준으로 상승합니다.

다이오드  $D_2$ 에서 역전압이 상승하면, IGBT  $T_2$ 의 Miller 커패시턴스로 인해 변위 전류가 게이트 방향으로 흐릅니다. 이렇게 되면 게이트-에미터 전압이 상승하고 IGBT  $T_2$ 의 기생 턴온이 발생합니다. 교차전류가  $V_{CC+}$ 에서  $V_{CC-}$ 로 흘러 IGBT  $T_1$  및 IGBT  $T_2$ 에 에너지 손실을 증가시킵니다. IGBT  $T_2$ 의 기생 스위칭은 IGBT  $T_1$ 의 컬렉터 전류 곡선 형태로 표시됩니다. 다이오드 역전류의 감소 단계에서 음영 표시된 영역은 IGBT  $T_2$ 의 기생 턴온 지속 시간을 나타냅니다

그림 15는 외부 게이트-에미터 커패시턴스(왼쪽)가 없고 외부 게이트-에미터 커패시턴스(오른쪽)가 있는 IGBT  $T_2$ 의 시뮬레이션 된 게이트-에미터 전압을 나타낸 것입니다. 시뮬레이션 결과, 측정 가능한 게이트-에미터 전압  $V_{GE}$ 은 기생 턴온의 원인이 되는 내부 게이트-에미터 전압  $V_{GE'}$ 에 대해 거의 설명하지 못하는 것으로 나타났습니다. 이는 외부 게이트 저항과 내부 게이트 저항의 비율로 인한 것입니다. 두 저항을 동일한 전류가 흐르므로 내부 게이트 저항을 통과하는 전압이 외부 저항을 통과하는 전압에 비해 상당히 큼니다.

MiniSKiiP®24NAB12T4V1의 예에서 알 수 있듯이, 외부 게이트 에미터 커패시턴스를 사용하여 Miller 커패시턴스의 효과를 줄이기 위한 절차는 MiniSKiiP®39AC12T4V1에서는 성공적이지 않았습니다. 이는 Miller 커패시턴스를 통한 변위 전류에 의한 전압 강하가 가장 많이 발생하는 내부 게이트 저항 때문입니다. 이 경우 드라이버의 음의 게이트 턴오프 전압을 통해서만 기생 스위칭에 대한 충분한 보호가 가능합니다.

그림 15: 시뮬레이션 MiniSKiiP®39AC12T4V1



## 4. 결론

몇 가지 기본 규칙만 지킨다면 내부 게이트 저항 없이 1200V IGBT 트렌치 4 를 사용하는 저전력 모듈의 유니폴라 제어는 가능합니다. 게이트 턴오프 전압은 게이트 문턱 전압보다 단지 몇 볼트 작으므로 가장 큰 문제는 드라이버 연결입니다. 기생 스위칭을 방지하려면 적합한 클램핑 회로가 게이트 회로에 통합되어 있어야 합니다. 이 애플리케이션 노트에 설명한 것처럼 외부 게이트-이미터 커패시턴스 또는 많이 사용하고 있는 Active Miller 클램핑 회로 중 하나를 통해 이를 구현할 수 있습니다

1200V IGBT 트렌치 4 의 유니폴라 스위칭에서 발생하는 에너지 손실을 고려할 때 턴오프 손실이 광범위한 게이트 저항값에 걸쳐 거의 일정하다는 것이 큰 이점임을 입증하고 있습니다. 이는 유니폴라 스위칭의 에너지 손실과 바이폴라 스위칭의 에너지 손실 간의 차이가 매우 작음을 의미합니다. 다만, 스위칭 시간의 변화를 관찰하고 연동 시간을 조정할 수 있어야 합니다

모듈의 전력이 증가하면 게이트-이미터 전압에 기생 인덕턴스가 미치는 영향이 커지기 때문에 게이트 회로에 효과적인 클램핑 메커니즘을 통합하기가 더욱 어려워집니다

내부 게이트 저항이 있는 IGBT 를 사용하는 모듈은 클램핑 회로를 통해 전혀 보호를 받지 못하거나 보호가 충분하지 못합니다. 이는 Miller 커패시턴스의 변위 전류에 의한 피드백으로 인한 것인데, 결국 내부 게이트 저항에 전압 강하가 발생하고 게이트-이미터 전압이 상승합니다. 내부 게이트 저항이 있는 IGBT 는 항상 충분한 음의 전압으로 턴오프 해야 합니다

**기호 및 용어**

문자 기호	용어
C	컬렉터
CAL	제어 축 수명
C <sub>GC</sub>	게이트-컬렉터-커패시턴스(Miller 커패시턴스)
C <sub>GE</sub>	게이트-이미터 커패시턴스
C <sub>GExt</sub>	외부 게이트 - 이미터 커패시턴스
C <sub>GEint</sub>	칩 내부 게이트 - 이미터 커패시턴스
D	다이오드
di <sub>Lσ</sub> / dt	기생 인덕턴스 내에서 단위 시간당 전류 변화
dv <sub>CE</sub> / dt	컬렉터-이미터 전압의 단위 시간당 전압 변화
E	에너지 손실
E	이미터
E <sub>off</sub>	턴 오프 시 에너지 손실
E <sub>on</sub>	턴 온 시 에너지 손실
E <sub>rr</sub>	회복 시 에너지 손실(다이오드)
f <sub>sw</sub>	스위칭 주파수
G	게이트
IGBT	절연 게이트 바이폴라 트랜지스터(IGBT)
I <sub>C</sub>	컬렉터 전류
i <sub>GC</sub>	Miller 커패시턴스로 인한 변위 전류
i <sub>Lσ</sub>	기생 인덕턴스 내의 전류
L	부하 인덕턴스
L <sub>σ</sub>	기생 인덕턴스
P	전력
P <sub>V</sub>	전력 손실
R <sub>D</sub>	내부 드라이버 저항
R <sub>G</sub>	게이트 저항
R <sub>G'</sub>	가상 게이트 저항
R <sub>GExt</sub>	외부 게이트 저항
R <sub>Gint</sub>	내부 게이트 저항
R <sub>Goff</sub>	게이트 저항(턴 오프)
R <sub>Gon</sub>	게이트 저항(턴 온)
t	시간
T	IGBT
td(off)	턴 오프 지연 시간
td(on)	턴 온 지연 시간
T <sub>j</sub>	정션 온도
ΔV	전압 변화
V <sub>CC</sub>	공급 전압
V <sub>CC+</sub>	양극 공급 전압
V <sub>CC-</sub>	음극 공급 전압
V <sub>CE</sub>	컬렉터-이미터 전압
V <sub>G(off)</sub>	게이트 턴 오프 전압(드라이버)

$V_{GE}$	게이트-이미터 전압
$V_{GE'}$	게이트-이미터 전압(칩 전위)
$V_{GE(th)}$	게이트-이미터 문턱 전압
$V_{Lo}$	기생 인덕턴스의 전압

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

## 참고자료

[1] [www.SEMİKRON.com](http://www.SEMİKRON.com)

[2] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors", ISLE Verlag 2011, ISBN 978-3-938843-666

[3] M. Hermwille, "IGBT Driver Calculation", Application Note AN-7004, SEMİKRON

[4] M. Hermwille, "IGBT Gate Resistor – Principle and Application", Application Note AN-7003, SEMİKRON



## 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.skkor@semikron-danfoss.com](mailto:sales.skkor@semikron-danfoss.com)