

Application Note

애플리케이션 노트 AN-0706

Revision:	KOR01
발행일:	2015-10-12
수정일 :	2023-01-06
작성자:	Joachim Lamp, Grady

키워드: IGBT 모듈, 스너버 커패시터, 피크 전압

IGBT 피크 전압 측정 및 스너버 커패시터 사양

일반.....	1
커패시터 매개 변수.....	2
DC 전압 등급.....	3
커패시턴스 및 직렬-인덕턴스.....	4
펄스 처리.....	6
RMS 전압 및 RMS 전류.....	6
수명.....	6
측정 및 검증.....	7
IGBT의 전압 응력(V_{CEpeak}).....	7
커패시터 RMS 전류 측정.....	8
작동 중 온도 및 자가 가열.....	8
기호 및 용어.....	8

이 애플리케이션 노트는 고전력 애플리케이션에서 IGBT 모듈용 스너버 커패시터의 선택 및 시험 방법과 효과를 시험하는 방법에 대한 정보를 제공합니다. 이러한 정보는 IGBT 모듈 및 스너버 커패시터의 고장을 예방하는데 유용합니다.

일반

높은 전류가 빠르게 전환되면 전압 오버슈트가 발생하여 스위칭 전력 반도체가 파괴될 수 있습니다. 전압 오버슈트는 전류 경로의 자기장(예 DC 링크 연결)에 저장된 에너지에 의해 발생합니다. 이것은 기생 인덕턴스 또는 스트레이(표류) 인덕턴스 L_s ($E=0.5 \cdot L_s \cdot i^2$)의 값으로 연결됩니다. 오버슈트 전압은 DC-링크 전압에서 추가되기 때문에 전압($V=L_s \cdot di/dt$)이 반도체(V_{CES} , V_{RRM} ...)의 최대 차단 전압을 초과될 수 있습니다.

우선 반도체의 전압을 낮게 유지하기 위한 우수한 저유도형 DC-링크 설계가 하나의 방법이 됩니다. 이는 라미네이트 버스바 시스템(+DC, -DC 금속 시트의 샌드위치 구조 및 절연층)과 전압 소스(DC 링크 커패시터)와 전력

반도체 사이의 최대한 짧은 연결을 통해 가능합니다 또한, 스너버 커패시터를 각 IGBT 모듈의 DC링크 단자에 직접 장착을 권장합니다. 이 스너버가 로우패스 필터로 작용하여 전기 또는 열 과응력을 통해 전압을 "흡수"합니다. 이 애플리케이션 노트에 제공된 정보에는 커패시터의 어떤 매개 변수를 고려해야 하며 어떤 방식으로 필요한 측정을 수행할지에 대한 팁도 포함됩니다.

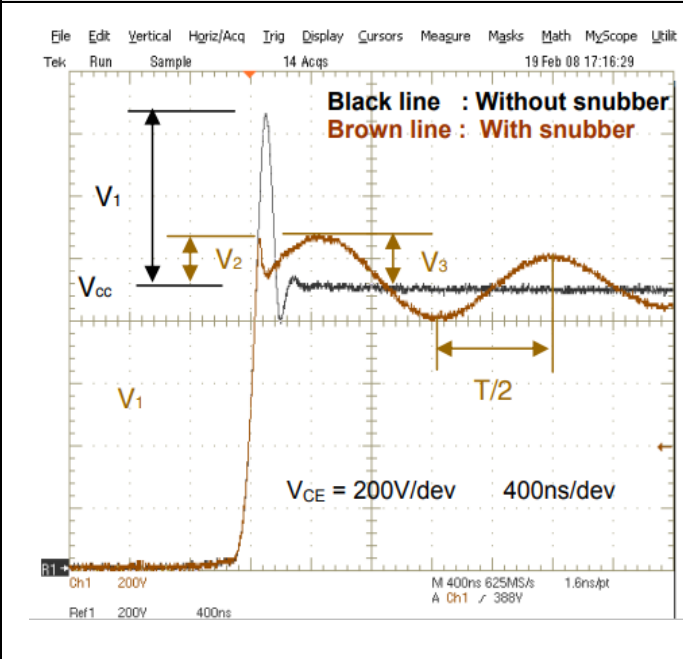
오버슈트. 그림 1은 일반적인 설계를 나타낸 것입니다. 그림 2의 파형은 스너버 커패시터 사용 유무에 따른 전압 차단 시 IGBT의 전압을 비교한 것입니다. 전압 스파이크 감소의 효과를 명확하게 확인 가능합니다. 그림 3은 기생 인덕턴스가 있는 등가 회로를 나타냅니다.



스너버 커패시터의 필요 여부를 판단하기 위해 최악의 경우 어떠한 작동 조건에서도 V_{CES} 를 넘지 않도록 IGBT의 최대 컬렉터-이미터 전압(V_{CEpeak})을 점검해야 합니다. 필요한 경우 애플리케이션에 적합한 스너버 커패시터 선택 시 몇 가지 측면을 고려해야 합니다.

1. 커패시터 DC-전압 등급
2. 커패시턴스 값 및 직렬 인덕턴스
3. 펄스 처리 용량
4. RMS 전압 및 RMS 전류
5. 수명

그림2, 스위치 오프시 IGBT에서 V_{CE} 전압의 일반적인 파형



$$\Delta V_1 = \sum L \cdot di_c/dt$$

$$\Delta V_2 = (L_C + L_E + L_{Snubber}) \cdot di_c/dt$$

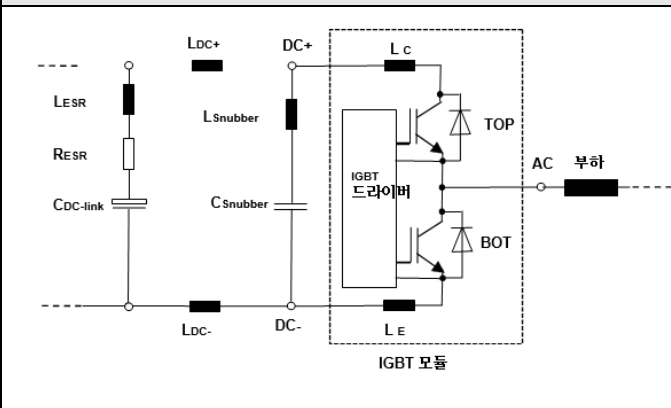
$$\Delta V_3 \leq \sqrt{\frac{L_{DC-Link} \cdot i_c^2}{C_{Snubber}}}$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{DC-Link} \cdot C_{Snubber}}}$$

$$\Sigma L = L_C + L_E + L_{DC+} + L_{DC-} + L_{ESR}$$

$$L_{DC-Link} = L_{DC} + L_{DC-} + L_{ESR}$$

그림3, DC 링크 및 스너버 커패시터에 연결된 IGBT 모듈의 등가 회로도



$DC+, DC-, AC$	IGBT 모듈 단자
L_C, L_E	IGBT 모듈 기생 인덕턴스 버스 바
L_{DC+}, L_{DC-}	기생 인덕턴스 스너버 커패시터
$C_{Snubber}$	커패시턴스 스너버 커패시터 직렬
$L_{Snubber}$	인덕턴스 DC-링크 커패시터
$C_{DC-link}$	커패시턴스
L_{ESR}, R_{ESR}	DC 링크 기생 커패시터

커패시터 매개 변수

DC 전압 등급

최대 연속으로 인가되는 DC 전압은 예상 수명을 달성하기 위한 데이터 시트 상의 정격 DC 전압일 수 있습니다. 차단 전압이 1200V인 반도체는 최대 900V DC-링크 전압에 사용됩니다. 이러한 애플리케이션의 경우 정격 전압이 1000V인 커패시터를 사용하는 것을 권장합니다. 1700V 반도체의 경우 DC 링크 전압에 따라 1250V 또는 1600V 커패시터를 권장합니다.

플라스틱 필름 손상이 발생할 수 있으므로 피크 전압 역시 허용 값 이내 이어야 합니다.

허용 가능한 피크 전압은 데이터 시트에 나와 있거나 요청을 통해 확인이 필요합니다. 커패시터를 정격 온도보다 높은 온도에서 작동하는 경우 인가된 DC 전압을 줄여야 한다는 점도 고려합니다.

커패시턴스 및 직렬 - 인덕턴스

커패시턴스 값은 전원 차단시 전압 스파이크를 충분히 억제할 수 있는 수준으로 높여야 합니다. 이러한 커패시터의 일반값은 $0.1\mu F \sim 1.0\mu F$ 입니다. 하지만 이 경우 커패시턴스 값뿐만 아니라 또한 커패시터의 낮은 유도 설계도 역시 중요합니다. 터미널과 커패시터 내부 연결부 사이의 루프로 인해 발생하는 나머지 인덕턴스가 그림 2에 표시된 첫 번째 전압 스파이크 v_2 에 대한 원인입니다. 자체 인덕턴스가 남아 있는 경우 커패시턴스 값이 높더라도 낮은 전압 스파이크를 보장하지 않습니다.

IGBT 모듈 단자에 나사로 직접 고정할 수 있는 넓은 평판형 단자가 있는 커패시터를 사용하면 낮은 자체 인덕턴스를 얻을 수 있습니다. 커패시터는 단자가 가능하면 작은 영역을 둘러싸도록 설계하고 내부 와이어가 없는 상태에서 커패시터 코일에 직접 연결되도록 설계해야 합니다(그림 1 참조).

올바른 스너버의 선택은 측정값을 토대로 결정합니다. 아울러 금속 폴리프로필렌 호일 커패시터는 UL94V-0에 따라 플라스틱 케이스와 함께 사용해야 합니다.

펄스 처리

커패시터의 내부 연결부는 각 스위칭 동작에서 제한된 양의 에너지만 견딜 수 있습니다. 공급업체의 데이터 시트는 펄스 작동에 대한 한계를 I^2t 또는 v^2t 값으로 명시하고 있습니다. 이러한 값은 커패시터의 진동 전류 또는 전압 파형을 통해 계산할 수 있습니다. 최신 디지털 오실로스코프를 사용하여 이러한 계산을 쉽게 할 수 있습니다.

관련 전압이 지정된 전압보다 낮은 경우에도 매우 높은 피크 전류로 인해 커패시터 오류가 발생할 수 있습니다. 이 상황에서 중요한 것은 관련된 에너지이며 일반적으로 금속 분무(metal spray)와 필름 금속화(film metallization) 사이의 연결이 끊어집니다. 매우 높은 에너지가 소모되기 때문에 금속 분무에 대한 연결부 영역에서 금속화 필름이 기화됩니다. 이로 인해 커패시터는 높은 손실 계수 또는 커패시턴스 손실로 이어집니다. 최대 dv/dt 값은 감쇠 정현파 파형으로 인해 덜 중요합니다.

RMS 전압 및 RMS 전류

스너버와 버스바 커패시턴스 사이의 매 전환 이벤트(ON 또는 OFF = IGBT 스위칭 주파수의 2배)마다 감쇠 진동이 발생합니다. 비감쇠 진동에 대한 최대 크기 V_3 및 주파수는 그림 3의 공식으로 계산할 수 있습니다. 이 RMS 전류로 인해 커패시터가 자체 가열됩니다. 커패시터는 주변 온도와 장착 조건(예: 전력 모듈 단자의 온도)에 따라 달라지며 특정 온도에서 안정화됩니다.

데이터 시트는 주파수에 따라 허용되는 RMS 전류와 RMS 전압의 값을 제공합니다. 진동 주파수는 DC 링크 스트레이 인덕턴스 및 스너버 커패시터 값에 따라 달라집니다. 일반적인 값의 범위는 100kHz ~ 1MHz입니다. 손실이 증가하므로 허용 RMS 전류는 주파수에 따라 감소합니다.

커패시터의 실제 전류 측정 방법은 "커패시터 RMS 전류 측정" 챕터를 참조하십시오.

수명

커패시터의 수명 및 고장 비율은 주로 작동 온도 및 작동 전압의 영향을 받습니다. 고장 기준은 공급업체마다 다릅니다. 수명 및 고장 비율 데이터는 데이터 시트와 애플리케이션 노트를 참조하시기 바랍니다.

자가 치유

필름 커패시터의 가장 중요한 신뢰성 특성은 유전체 결함을 스스로 해결할 수 있음을 의미하는 자가 치유 특성입니다. 커패시터는 이후 제한 없이 사용이 가능합니다. 이 결함은 호일의 약한 지점에서 국부적으로 유전 파괴 전계 강도가 초과될 때 발생합니다.

측정 및 검증

IGBT의 전압 응력(V_{CEpeak})

V_{CES} 의 최대값은 절대 초과하면 안 됩니다. 따라서 측정을 통해 애플리케이션에서 발생할 수 있는 최대 V_{CE} (V_{CEpeak} 으로도 표기)를 결정해야 합니다. 모듈 자체, 구동 보드(게이트 저항), DC 링크 및 스너버 커패시터가 (V_{CEpeak} 와 관련하여 잘 작동하는 것이 확인되어야 합니다. 다음 4가지 작동 조건을 확인하여야 합니다.

- 장비의 최대 피크 작동 전류
- 애플리케이션에 지정된 최대-최저 단락(SC) 인덕턴스 간 과전류 이동. 참고: 부하, 부하에 연결된 케이블 또는 IGBT 모듈과 가까운 장비 내부 등 애플리케이션에서 서로 다른 단락이 발생할 수 있습니다. 일반적인 단락 인덕턴스 값은 부하 SC의 경우 $L > 10\mu H$, 장비 터미널 SC의 경우 $L < 1\mu H$ 입니다. 이것은 쇼트(short) 케이블 또는 하드 연결입니다. 검사는 높은 인덕턴스에서부터 가장 낮은 인덕턴스로 실시해야 합니다. 통상 최대 전압 오버슈트는 불포화상태 직전에 IGBT가 꺼지는 경우 발생합니다. 불포화상태 직전에 과전류 감지가 IGBT를 끄는 경우 낮은 단락 인덕턴스 상태에서 이것이 발생합니다. 낮은 정선 온도와 높은 정선 온도에서 시험을 실시해야 합니다.
- 레그 샷 스루(leg shot through)(연동 기능이 있는

SKiiP 모듈 및 드라이버에는 미적용)

참고: TOP 및 BOT IGBT가 동시에 켜집니다. 이 경우 불포화상태가 발생하는데 IGBT 데이터 시트에 명시된 시간 안에 드라이버 보드가 이를 감지하여 OFF해야 합니다.

- 다른 경우를 조사할 수 있습니다.
 - TOP 및 BOT 스위치를 동시에 켭니다.
 - TOP는 이미 켜져 있고 BOT이 켜지면(또는 그 반대) 전류를 흘려보냅니다.
- 다이오드 스위치 꺼짐

참고: 다이오드 스위치가 꺼진 상태에서 전압 스파이크가 발생할 수 있으며, 그 결과 다이오드와 병렬 연결 IGBT에 높은 차단 전압이 발생할 수 있습니다. 최악의 경우는 대개 낮은 전류($<10\% \cdot I_c$)와 낮은 온도에서 발생합니다. 전압은 꺼져 있거나 병렬 연결 IGBT에 있는 다이오드에서 측정해야 합니다. 때로는 IGBT 스위치를 끄기 위한 것보다 다이오드의 전원을 끄기 위해 스너버 커패시터가 더 필요할 수 있습니다. 다이오드의 시간이 부족하면 칩이 캐리어와 완전히 유동되지 않은 경우 전압 스파이크가 발생할 수 있습니다.

차단 전압은 가능한 IGBT 칩과 가까운 위치에서 측정해야 합니다. SKiiP 모듈의 경우 가장 가까운 위치는 모듈 전원 터미널입니다. SEMIX 및 SEMITRANS와 같은 개별 전력 모듈의 경우 칩에 전기적으로 더 가까운 보조 이미터 접점을 사용할 수 있습니다. 내부 전압 측정 지점과 IGBT 칩 사이의 모듈 스트레이(표류) 인덕턴스를 IGBT 칩 수준에서 실제 차단 전압을 얻기 위한 측정값에 추가해야 합니다.

대부분의 애플리케이션에서 실제적인 접근 방법은 "이중 펄스 테스트"로 알려진 작업을 수행하는 것입니다(그림 6). 부하 인덕턴스와 펄스 길이 값이 서로 다른 경우, 저부하에서 과부하까지의 각 부하 조건을 조정할 수 있습니다. 펄스 길이가 제한된 단일 펄스 테스트를 단락에 사용해야 합니다. 이러한 테스트에서 구동 보드가 컨트롤 보드 대신 펄스 발생기로부터 입력 신호를 수신합니다

측정 절차

- DC-링크는 출력 전류에 제한이 있는 절연된 DC 전압 소스로부터 공급을 받습니다. 일반적으로 100mA 정도가 충분합니다. DC-링크 전압은 애플리케이션의 최대값으로 설정합니다. 이는 통상 과전압 보호 값입니다.
- 두꺼운 케이블로 BOT 스위치를 측정하기 위해 DC+를 AC에 연결하고 TOP 스위치에서 측정하기 위해 DC-를 AC로 연결하면 단락이 발생합니다. 인덕턴스는 와이어

길이를 제공하며 1μH 는 약 1m 길이에 해당합니다. 인버터 회로의 서로 다른 두 개의 레그의 AC 터미널 2개 사이에 와이어를 연결하는 경우에도 역시 단락이 발생할 수 있습니다. 펄스가 다른 IGBT(예: BOT Phase L2)에 인가되는 동안 IGBT (e.g. TOP Phase L1) 한 개는 영구적으로 스위치 오프해야 합니다.

- 펄스 길이를 조절할 수 있는 펄스 발생기를 구동 입력에 연결합니다. 펄스 발생기는 단일 펄스와 이중 펄스로 설정할 수 있습니다.
- 구동 보드가 아닌 컨트롤 보드에서 OCP(과전류 보호)를 수행하는 경우 컨트롤 보드 OCP 오류 신호를 모니터링하여 입력 신호가 OFF로 설정되는 시점을 찾아야 합니다. OCP가 구동 보드에 구현되어 있으므로 SKiiP 모듈의 경우에는 이것이 필요 없습니다.
- 최대 인덕턴스로 시작합니다. 단일 펄스를 수행하고 OCP가 꺼질 때까지 펄스 길이를 증가시키십시오. V_{CE} 의 최대값을 측정합니다.
- 인덕턴스를 낮추고 애플리케이션에 지정된 최저 단락 인덕턴스까지 테스트를 반복합니다. V_{CEpeak} 의 최대값을 찾습니다
- 드라이버에 인터록(연동) 기능이 없는 경우 레그 샷 스루(leg shot through)를 수행하십시오.
- IGBT 스위치 ON 및 다이오드 스위치 OFF 동작을 조사하기 위해 이중 펄스를 인가합니다. 다이오드가 전류를 흘려보내는 동안 보조 IGBT(예: TOP)가 켜져 있는 경우 다이오드(예: BOT)가 꺼집니다. 이 때 두 번째 펄스가 인가됩니다.
- 각 IGBT 모듈에서 측정을 실시합니다. DC 링크 커패시터에서 가장 멀리 떨어져 있는 모듈에서 최대값이 발생합니다.
- 저온 및 고온에서 시험을 실시합니다. 예를 들어 가열판을 사용하여 방열판을 가열하면 고온에 도달할 수 있습니다. 단일 스위칭으로 인한 온도 상승은 무시해도 되기 때문에 정션 온도는 대략 방열판 온도에 해당합니다.

접지 및 전압 프로브 연결부:

- 안전과 정확한 측정을 위해 오실로스코프를 접지해야 합니다. 따라서 단락을 방지하려면 DC 전원을 차단해야 합니다.
- 이 전위가 변하지 않기 때문에 TOP IGBT의 V_{CE} 를 측정할 때 전압 프로브의 음 극성을 DC+에 연결하는 것을 권장합니다. 이렇게 하면 측정된 신호의 공통 모드 노이즈가 감소합니다. TOP IGBT의 게이트 전압을

함께 측정하는 경우, AC를 접지할 수 있고(그림 5) 전압 프로브의 마이너스 극성을 이 AC에 연결해야 합니다.

- 대역폭이 충분한 차동(절연) 전압 프로브를 측정에 사용할 수 있습니다. 측정을 시작할 때 가령 V_{CE} 측정

시 신호를 수동 전압 프로브와 비교하는 식으로 차동 전압 프로브의 동작을 테스트하는 것을 권장합니다.

- 프로브 및 오실로스코프 주 전원 케이블에 적절한 페라이트(ferrite)를 적용하면 측정된 신호의 공통 모드 노이즈를 줄일 수 있습니다.

그림4, BOT IGBT의 V_{CEpeak} 측정
케이블 또는 인덕터에 의해 단축된 TOP 스위치, BOT IGBT에 인가된 이중 펄스, DC 접지

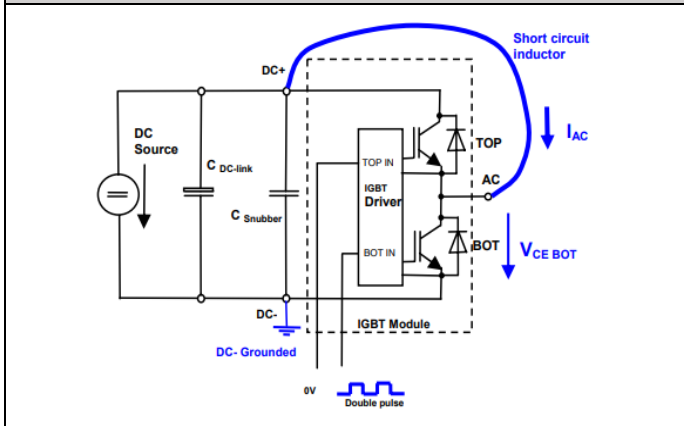


그림5, TOP IGBT의 V_{CEpeak} 측정
케이블 또는 인덕터에 의해 단축된 BOT 스위치, TOP IGBT에 인가된 이중펄스, AC 접지

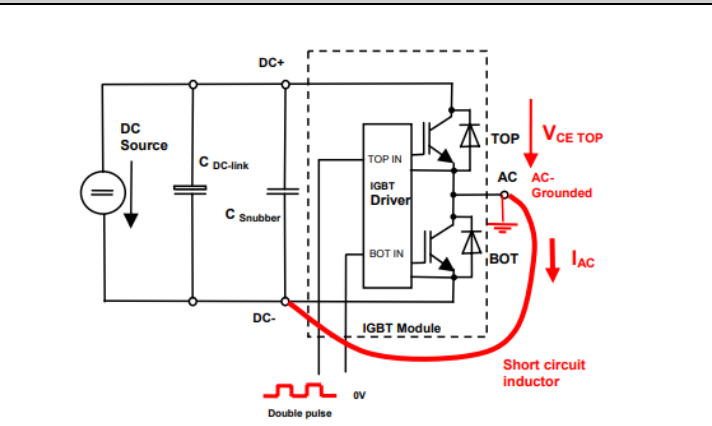
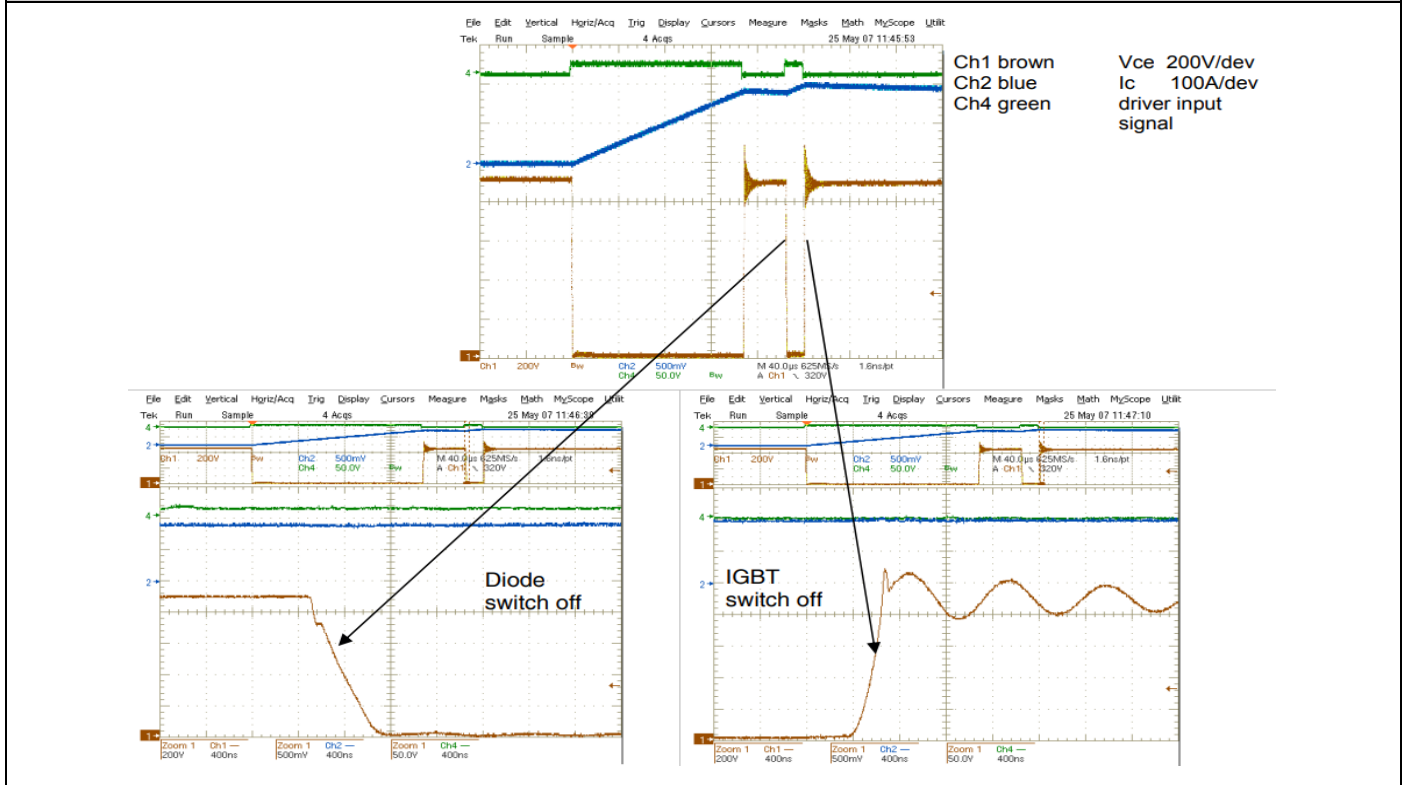


그림 6, 일반적인 이중 펄스 파형



커패시터 RMS 전류 측정

IGBT와 다이오드가 스위치 오프된 후 커패시터에 교류 전류가 흐릅니다.

IGBT를 끄면 버스 바의 전류가 스너버 커패시터로 전송됩니다. 이로 인해 스위칭 모멘트에 양의 피크 전류가 발생합니다. 이어서 스너버 커패시터와 DC 링크 커패시터 사이에서 감쇠 진동이 발생합니다(그림 7).

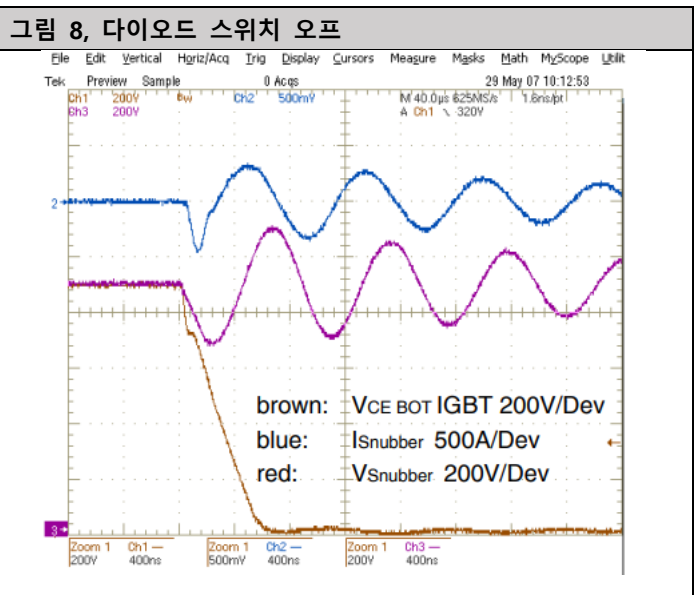
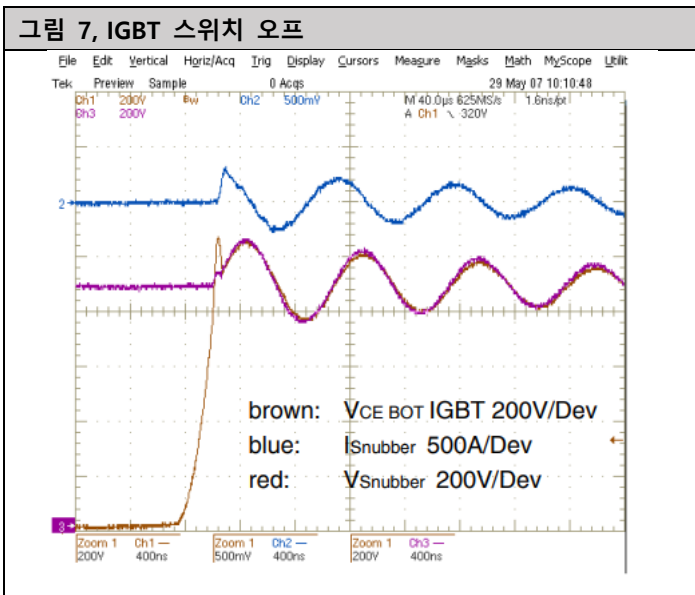
다이오드를 끄면 역방향 복구 전류가 스너버 커패시터에서 "당겨 옵니다". 이로 인해 스위칭 모멘트에 음의 방향의 피크 전류가 발생합니다. IGBT를 끄는 것과 비슷하게 IGBT 스위치 오프에서 보다 진폭이 더 큰 감쇠 진동이 발생할 수 있습니다(그림 8).

두 경우 모두 감쇠 진동 주파수는 버스바 기생 인덕턴스와 스너버 커패시터 값에 의해 결정됩니다. 일반적으로 이 주파수의 범위는 100kHz에서 부터 최고 몇 MHz에 이릅니다.

$$f_{osc} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_{DC-Link} * C_{snubber}}}$$

진동은 커패시터에서 손실되어 자가 가열로 이어집니다. 커패시터 공급 업체의 데이터 시트는 커패시터의 허용 부하를 RMS 전압 또는 RMS 전류로 제공합니다.

측정과 계산을 실시하여 커패시터가 운영 체제에서 과부하 되지 않았는지 점검해야 합니다.



측정 절차

예를 들어 커패시터 레그를 둘러싼 Rogowsky 전류 변환기를 통해 전류를 측정하면 좋은 결과를 얻을 수 있습니다. AC 전압 측정은 높은 DC 전압에 비해 값이 낮아 정확도가 떨어질 수 있습니다.

종종 RMS 값을 인버터 출력 주파수 전체에 걸쳐 모던 디지털 오실로스코프의 "RMS 측정" 기능으로만 계산할 수 없는 경우가 많습니다. 프로브의 오프셋은 낮은 총 RMS 값에 비해 너무 높아 정확한 수치를 얻기가 어렵습니다.

현실적인 방안은 "BOT" 다이오드(t1)의 스위치 오프 시 진동 시간 내에 RMS 값을 측정하는 것입니다

"TOP"-IGBT (t2) (그림 9 참조) 이 두 부분은 스위칭 기간(T = 1/f_{sw})에 따라 설정되며 이를 통해 스위칭 기간에 대한 총 RMS 값을 계산합니다.

주파수 컨버터의 전체 사인 파형에 대해 이 작업을 수행해야 합니다. 최악의 경우 I_{RMS}(t1) 및 I_{RMS}(t2)의 최대값에서 이 작업을 한 번 수행하는 것을 고려할 수 있습니다.

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{RMS}^2(t1) * \frac{t1}{T} + I_{RMS}^2(t2) * \frac{t2}{T}}$$

I_{RMS}(t1) = 기간 t1 내에서 RMS 값

I_{RMS}(t2) = 기간 t2 내에서 RMS 값

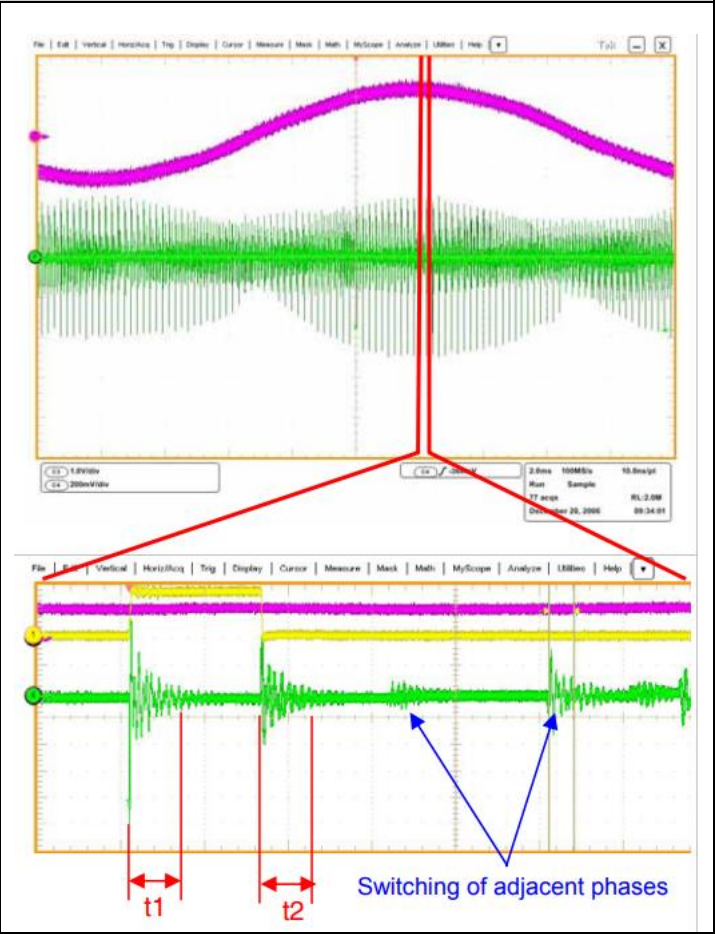
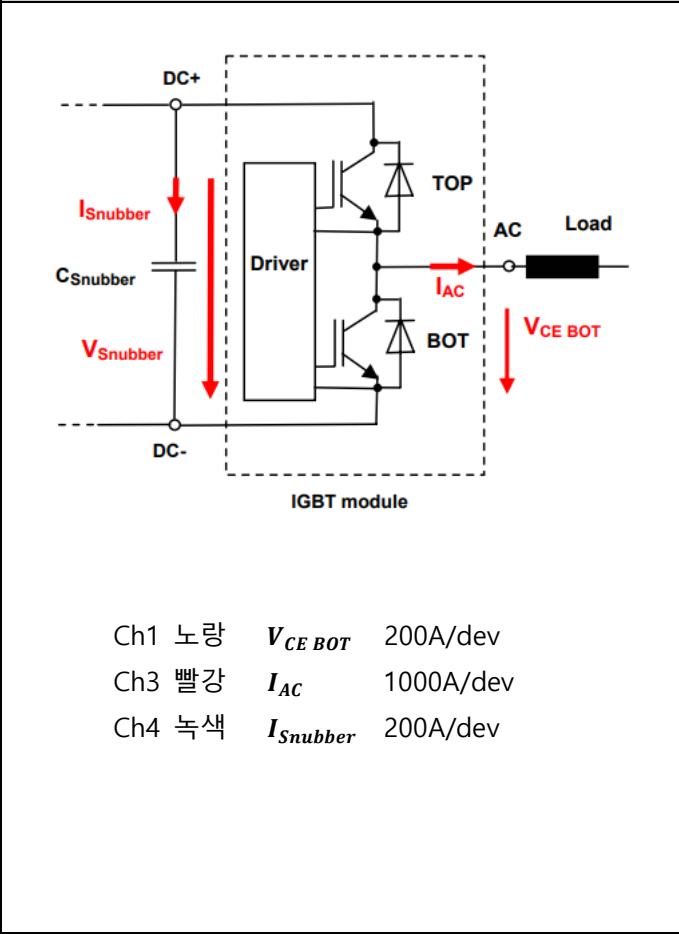
T = 컨버터의 스위칭 기간

ω = 진동의 각 주파수

RMS 전압은 다음과 같이 구할 수 있습니다.

$$V_{RMS} = \frac{I_{RMS}}{2 * \pi * f_{osc} * C}$$

그림 9, 스너버 커패시터 전류 측정



최대 열 작동 조건에서 측정을 실시해야 합니다. 해당하는 최고 다이오드 정선 온도로 인해 최대 역복구 전류가 발생합니다. 최대 열 작동 조건은 컨버터 출력 전류 값, 스위칭 주파수, 최고 온도를 제공하는 주변 및 방열판 온도입니다. 두 번째 범위의 짧은 과부하는 일반적으로 무시해도 됩니다. 허용 RMS 전압과 전류가 진동 주파수에 따라 달라지는지를 고려해야 합니다. 이 내용은 커패시터의 데이터 시트에 나와 있습니다.

스너버 커패시터 역시 동일 DC 링크의 다른 위상에서 인접 IGBT 모듈에 의해 응력을 받습니다. 하지만 종종 IGBT 모듈 사이의 버스 바 임피던스로 인해 이러한 부하가 훨씬 줄어듭니다.

작동 중 온도 및 자체 가열

커패시터 공급업체는 작동 중 커패시터의 허용 온도를 제한합니다. 이 온도를 넘으면 커패시터가 바로 고장이 발생할 수 있습니다. 또한 자가 가열 온도 역시 제한되는데, 이는 커패시터 부하의 척도입니다. 중요한 애플리케이션에서 이 온도를 넘지 않도록 최대 열 작동 조건에서 점검해야 합니다.

커패시터는 다음과 같은 요인에 의해 가열됩니다.

- 내부 손실로 인해 AC 전류가 장치를 가열하는 경우($\tan \delta / ESR$)
- 환경 온도
- 높은 버스 바 온도로 인한 가열

작동 온도는 주변 온도와 자가 가열 효과의 온도 차이를 더한 것입니다.

$$T_{Operation} = T_a + dT_{self-heating}$$

주변 온도 T_a 는 작동 상태가 아니지만 원래 위치에 장착된 커패시터의 온도입니다. 이 온도는 테스트 중인 커패시터와 유사한 연결되지 않은 덩어리 커패시터에서 측정이 가능합니다. 연결된 핫 버스 바로 인한 추가 가열 때문에 이 온도가 캐빈(cabin) 온도보다 더 높을 수 있습니다.

작동 온도는 핫스팟 가까이에 있는 커패시터 내부에 위치한 열전대로 측정할 수 있지만, 이 경우 특별히 마련된 커패시터가 필요합니다. 핫스팟에서 본체까지의 온도 구배를 알고 있는 경우(R_{th})본체 온도 측정값으로 충분합니다.

$$T_{Operation} = T_{body} + R_{th} * i^2 * R_{ESR}$$

기호 및 용어

기호	용어
AC	전력 모듈의 AC 단자
BOT	브리지 레그 구성의 하부 IGBT
$C_{DC-Link}$	DC-링크 커패시터의 커패시턴스
$C_{Snubber}$	스너버 커패시터의 커패시턴스
-DC	직류 전압원의 음의 전위(단자)
+DC	직류 전압원의 양의 전위(단자)
di/dt	전류의 증감율
dv/dt	전압의 증감율
E	에너지
f_{osc}	공명 회로의 주파수
f_{sw}	스위칭 주파수
IGBT	절연 게이트 바이폴라 트랜지스터(IGBT)
I_{AC}	AC 단자 전류
I_C, i_C	IGBT의 수집기 전류
L_C	수집기 단자의 내부 기생 인덕턴스
LDC+/DC-	버스 바 기생 인덕턴스
L_E	이미터 단자의 내부 기생 인덕턴스
L_{ESR}	DC 링크 커패시터의 내부 등가 직렬 인덕턴스
L_S	기생 인덕턴스/ 표류 인덕턴스
$L_{Snubber}$	커패시터의 내부 기생 인덕턴스
OCP	과전류 보호
R_{ESR}	DC 링크 커패시터의 내부 등가 직렬 저항
R_{th}	커패시터 코일과 본체 사이의 열 저항
SC	단락
SKiiP	Semikron 통합 지능형 전력 모듈
T	기간
T_a	주변 온도
T_{body}	커패시터의 본체 온도
TOP	브릿지 레그 구성의 상부 IGBT
$T_{Operation}$	작동 온도
V_{CC}	컬렉터-이미터 공급 전압
V_{CE}	IGBT의 컬렉터 - 이미터 전압
V_{CES}	단락된 게이트가 있는 IGBT의 최대 컬렉터-이미터 전압
V_{CEpeak}	애플리케이션에서 컬렉터-이미터 전압의 피크 값
V_{RRM}	다이오드의 반복적인 최대 역방향 전압

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

sales.skkor@semikron-danfoss.com