

애플리케이션 노트

AN1702

Revision:	KOR-01
발행일:	2017-01-27
작성자:	Dr. Arendt Wintrich, Curtis, Grady
결재자:	R. Weiss, Kendrick

키워드: IGBT, 스위칭 손실, 케이블 부하, 드라이브

용량성 케이블 부하가 스위칭 손실에 미치는 영향

1. 서론.....	1
2. 스위칭 손실의 측정.....	2
2.1 시험 대상 회로 및 장치.....	2
2.2 접지 개념 및 커플링 경로.....	3
2.3 스위칭 손실에 대한 이중 펄스 측정.....	4
3. 다른 파라미터의 변동에 따른 결과.....	5
3.1 케이블 코일 또는 직선 길이.....	5
3.2 차폐 또는 비차폐.....	5
3.3 케이블 길이.....	6
3.4 부하 전류.....	7
3.5 D _c -링크 전압.....	8
3.6 정션 온도.....	9
4. 결과.....	10
4.1 스위칭 손실 계산.....	10
4.2 인터락 시간.....	11
4.3 단락 감지.....	11
5. 결론.....	11

1. 서론

유도성 부하에 대한 데이터 시트 스위칭 손실은 IEC 요구 사항과 대부분의 애플리케이션에서 유효한 작동 조건에 따른 것입니다. 긴 모터 케이블(예: 서보 드라이브)을 포함한 중소형 파워 드라이브의 경우, 스위칭 손실을 결정할 때 실질적인 용량성 부하를 고려해야 합니다. 이러한 정보는 데이터 시트에 제공되지 않고 문헌에서도 찾기가 어렵습니다. 여기에서 수행하는 조사는 이 주제에 대한 일반적인 이해를 제공하고 어떤 매개 변수를 고려해야 할지에 대한 몇 가지 지침을 제공하는 데 유용합니다. 결과값은 대/소문자를 구분하며, 다른 구성 요소와 애플리케이션에 대해 절대값이 유효하지 않음을 의미합니다.

이 애플리케이션 노트에 사용된 주요 내용과 대부분의 수치는 Denis Richter 의 석사 논문 [3] 과 Lars Middelstaedt 의 논문에 기초하고 있습니다 [4]. 이러한 자료에서 발췌한 단일 텍스트 구문이나 그림을 일일이 인용으로 명시하지 않습니다. 저자들에게 이 주제에 대한 연구에 대해 감사하며, 마그데부르크 대학교 전기 에너지 시스템 연구소(Institute of Electrical Energy Systems of University of Magdeburg)의 Andreas Lindemann 교수의 지원에 대해 감사의 말씀을 전합니다.

2. 스위칭 손실의 측정

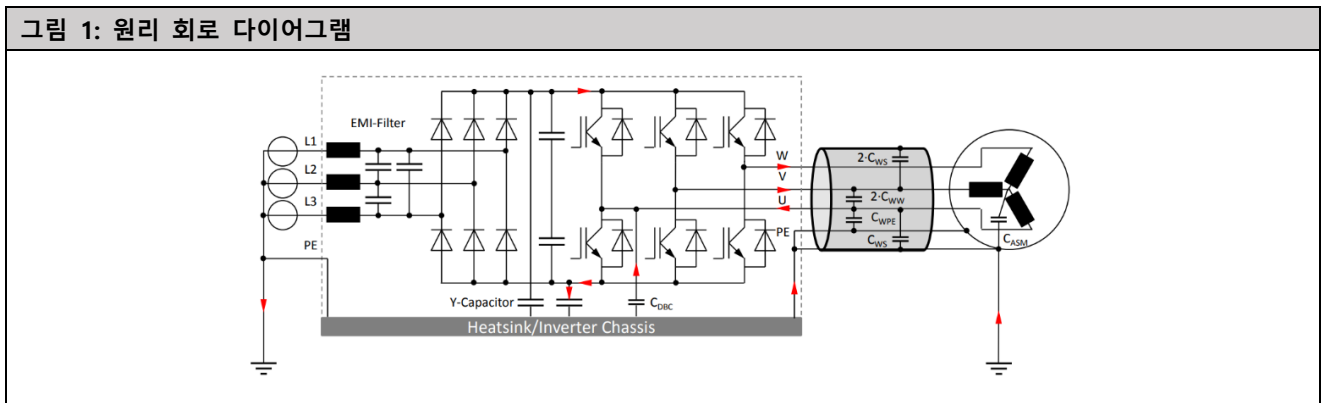
2.1 시험 대상 회로 및 장치

용량성 케이블 부하의 효과는 3 상 전압 소스 인버터와 길이가 다른 차폐 케이블로 연결된 비동기 모터 ASM 을 사용하는 드라이브 애플리케이션의 일반적인 회로를 이용하여 검토하였습니다.

그림 1 은 라인 필터와 Y-커패시터와 같은 주요 EMI 구성 요소를 포함한 기본 회로도입니다. IGBT 는 위상 간 및 위상에서 접지까지 높은 dv/dt 로 스위칭 되며, 이로 인해 전선 사이의 기생 커패시터를 거쳐 차폐까지 전류가 흐르게 됩니다. 그림 1 의 화살표는 전류 흐름을 나타낸 것입니다. 용량성 전류는 IGBT 에서 Y-커패시터, 샷시를 거쳐 케이블 및 차폐로, 그리고 다시 DC-링크 및 IGBT 로 흐릅니다. 모터 본체는 통상적으로 지면에 나사로 고정되기 때문에 전류 일부가 지면으로 바로 흐른 다음 다시 그리드와 인버터로 흐릅니다.

시험 중인 장치는 MiniSKiiP1 (SKiiP11AC12T4V1 [1]) 로, 공칭 전류는 $I_{C(nom)} = 8A$ 이고 차단 전압은 $V_{CES} = 1200V$ 입니다. 공칭 스위칭 손실은 $E_{on} = 0.87mJ$ 및 $E_{off} = 0.75mJ \rightarrow E_{sw(ref)} = 1.62mJ$ (at 8A, 600V, 150°C, $R_G=56\Omega$) 입니다. 이 모듈의 일반적인 전력 범위는 4kW 또는 5.5kW 인버터가 됩니다.

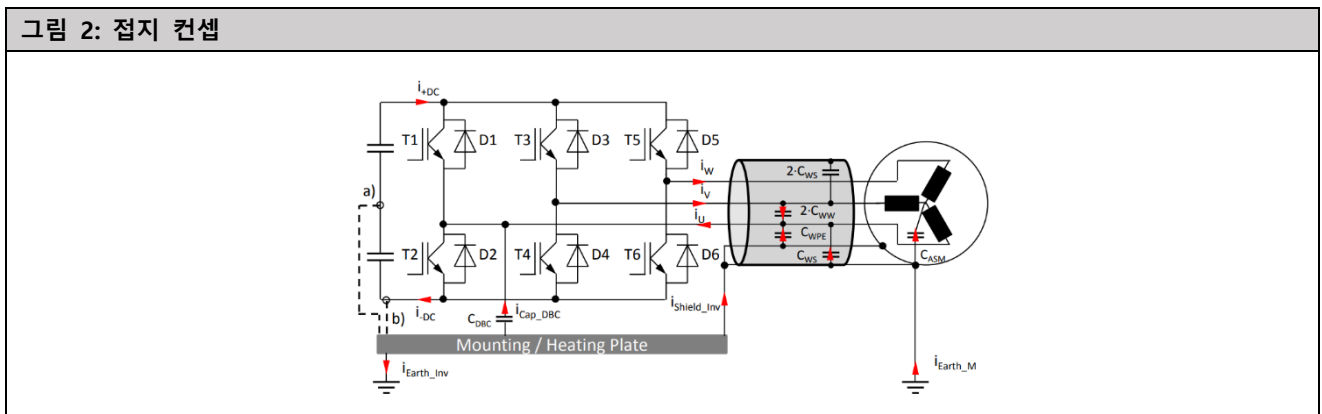
이 모듈은 DC-링크 커패시터와 외부 드라이버와의 상호 연결을 포함한 저유도성 시험 PCB 에 연결됩니다. 이중 차폐 4x4mm² 케이블 [7]은 최대 전류가 34A_{rms} 로, 인버터와 모터를 연결합니다. 인버터 출력에 필터는 사용되지 않았습니다.



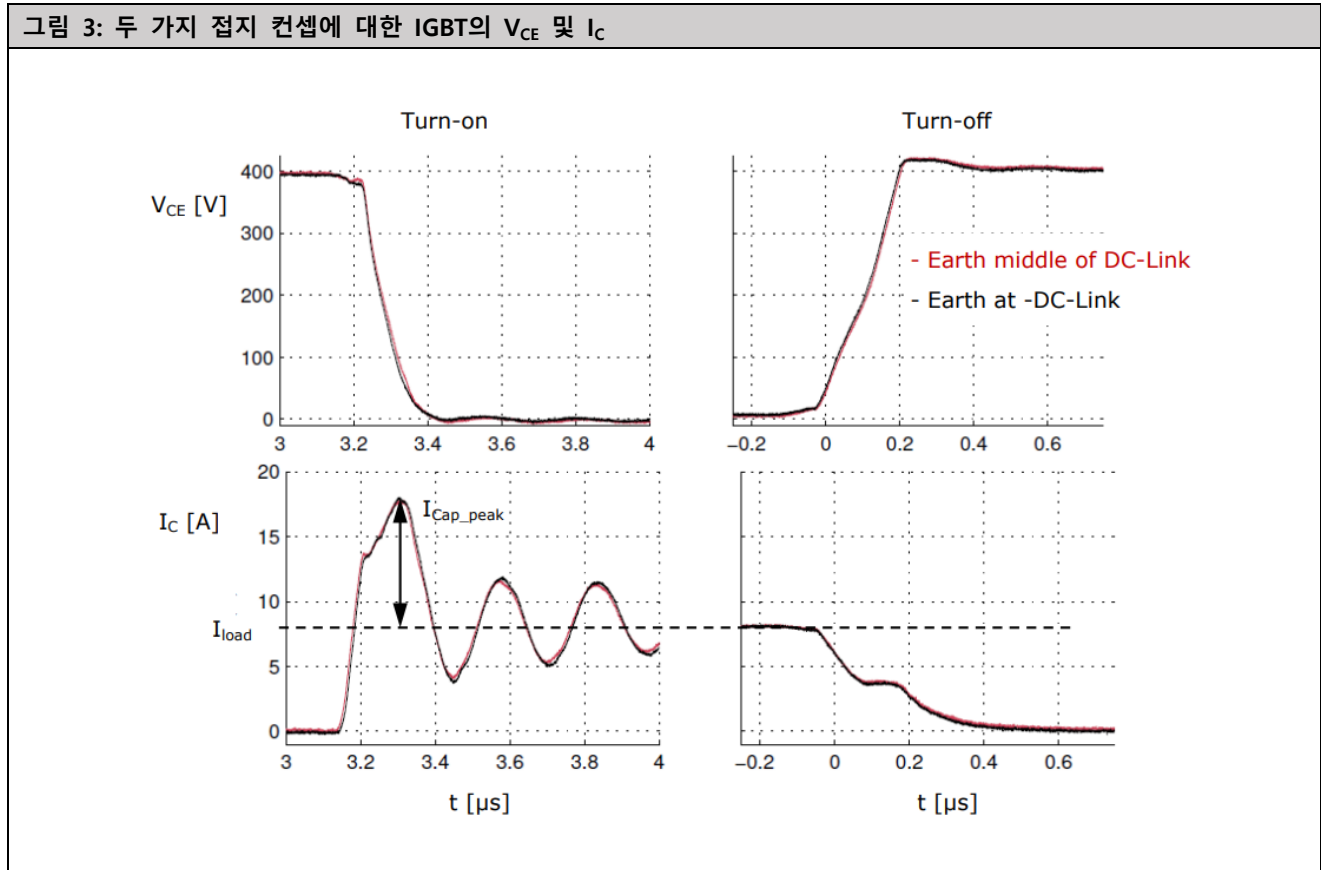
2.2 접지 개념 및 커플링 경로

서로 다른 접지 시스템의 경우 2 개의 서로 다른 접지 연결을 조사하였습니다. (그림 2 참조):

- 입력 정류기가 있는 상황 및 Y-커패시터가 없는 그리드의 접지 연결 스타 포인트에 사실상 해당하는 DC 링크 전위의 중간에 연결된 접지
- BOTTOM IGBT T2에 대해 +/- DC와 접지 사이에 Y-커패시터가 있는 상황에 해당하는 -DC의 접지 전위 Y-커패시터는 기생 커패시터보다 값이 훨씬 높으므로 사실상 HF 전류의 단락과 같아 고려할 필요가 없습니다.



접지 전위는 실험실에서 시험 장비 아래의 두껍고 넓은 구리 시트를 사용하여 구현되었습니다. 모듈 장착 플레이트나 모터와 같은 구성요소의 모든 접지 연결은 넓고 유연한 구리 스트립을 이용해 처리하여 고주파수 범위에서도 양호한 낮은 임피던스 접착을 구현합니다. 전체 커플링 커패시터의 ΔV 를 분석한 결과, 절대 전압 차이는 어떤 경우건 DC-링크 전압으로 $-V_{CC}/2 \sim +V_{CC}/2$ 또는 $0 \sim V_{CC}$ 인 것으로 나타났습니다. 결과적으로 장치를 통과하는 전류는 두 가지 컨셉에 대해 동일합니다(그림 3). 대형 DC-링크 커패시터는 HF 용량성 커플링 전류의 단락과 같습니다. 측정을 더 쉬워져 -DC의 접지 전위에 대한 모든 추가 조사를 완료하였습니다.



DBC의 기생 모듈 커패시턴스 C_{DBC} (AC 전위 점핑에 의해 발생하는 용량성 전류)는 0.38mm 두께의 Al_2O_3 세라믹의 경우 $1cm^2$ 에 대해 대략 20pF입니다. IGBT 당 출력 커패시턴스는 $C_{oes} = 50pF$ 입니다. 데이터시트에 따르면, 모터 케이블의 미터당 커플링 커패시턴스는 와이어와 차폐 사이의 경우에는 $C_{WS} = 150pF/m$, 와이어와 와이어 사이의 경우에는 $C_{WW} = C_{WPE} = 90pF/m$ 입니다 [7]. 와이어 커패시턴스 중 3개는 병렬로 되어 있습니다. 즉, U 위상에서 V 및 W 위상까지 C_{WW} 2개, 위상 U에서 PE 와이어까지 ($\sim 270pF/m$) C_{WPE} 1개입니다.

특히 긴 차폐형 모터 케이블의 경우 와이어 커패시턴스가 스위칭 동작을 지배합니다. 모터 커패시턴스 C_{ASM} 가 명시되지는 않았지만 그 영향은 10m 케이블 길이에서 이미 상대적으로 낮습니다. 이는 케이블 커패시턴스 없이 불과 $2A_{peak}$ 접지 전류에서 확인할 수 있습니다(그림 6). 하지만 작고 긴 서보 모터는 사용된 범용 ASM과 다른 커패시턴스를 갖기 때문에 모터 커패시턴스가 결과에 영향을 줄 수 있습니다.

$$I_C \sim I_{-DC} = I_{shield,inv} + I_{Earth} + I_{+DC} + I_{Cap_DBC}$$

$$I_{shield,inv} \sim I_{Cap_WPE} + I_{Cap_WS}$$

$$I_{+DC} = I_{load} + 2 * I_{Cap_WW}$$

2.3 스위칭 손실에 대한 이중 펄스 측정

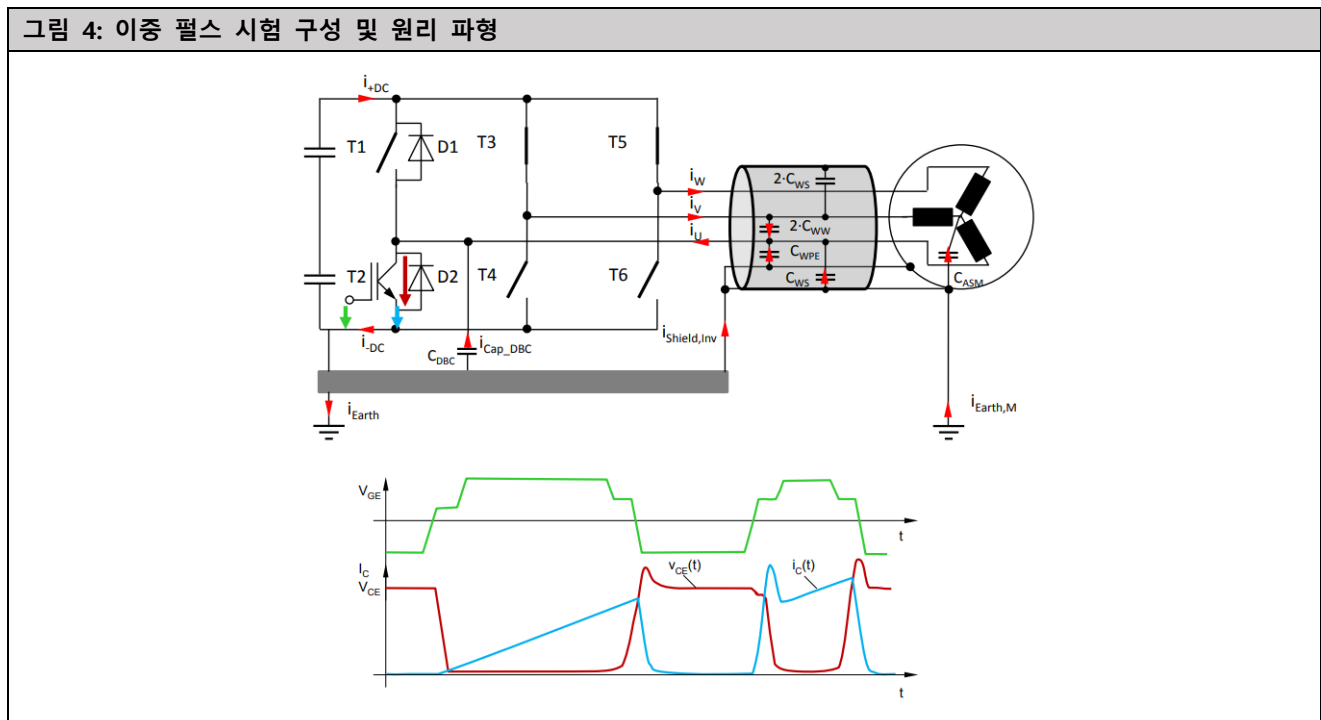
이중 펄스 시험에서 스위칭 손실은 관련 표준인 Standard IEC60747-9 [5]에 따라 측정합니다. 표준 시험 조건과 달리, 전력 모듈과 유도 부하 사이에 차폐 케이블이 연결되어 있습니다. 또한 부하는 실험실에서 보통 사용되는 단순한

코일이 아니라 모터 권선에서 접지 전위의 하우징까지의 추가적인 용량성 커플링이 있는 ASM 입니다. 전류 레벨은 이중 펄스 시험에서 1 차 펄스의 유지 시간에 따라 설정됩니다. IGBT 가 먼저 턴오프 된 후, 프리휠링 시간이 뒤따르고 이후 IGBT 가 두번째로 턴온 됩니다. 전류는 프리휠링 기간동안 거의 일정합니다. 1 차 턴오프와 2 차 턴온을 이용하여 스위칭 에너지를 측정합니다(그림 4 의 파형 참조). 이중 펄스 시험의 설정 및 필요한 장비에 대한 자세한 설명은 [6]에서 확인할 수 있습니다.

스위칭 장비는 프리휠링 다이오드(D1)을 포함하는 위상 U(T2)의 하부 IGBT 로, 그림 4 에서 확인할 수 있습니다. 나머지 5 개의 IGBT 는 영구적으로 스위치 온 상태이거나(T3, T6 = +DC on phase V and W) 영구적으로 스위치 오프 상태입니다(T1, T4 and T6).

기준 스위칭 조건은 다음과 같습니다.

- 부하 전류 $i_U = I_{C(nom)} = 8A$,
- DC-전압 $V_{CC} = 600V$,
- $T_j = 25^\circ C$
- 드라이버 공급 전압 $V_{GG} = +15V/-7V$
- $R_G = 56\Omega$ (IGBT 모듈 데이터 시트 값에 해당)
- 케이블 길이 = 10m, 접지 전위에 연결된 양 끝단의 차폐



3 다른 파라미터의 변동에 따른 결과케이블 코일 또는 직선 길이

차폐 케이블의 경우, 케이블을 어떻게 설치하든(직선 또는 코일) 문제가 없습니다. 그 이유는 케이블 외부에 차폐에서 차폐까지 용량성 커플링이 없고 최소한 전위가 변하지 않기 때문입니다. 두 가지 옵션을 모두 찾는 파형은 그림 5 의 “차폐 포함 기준”과 같습니다

3.2 차폐 또는 비차폐

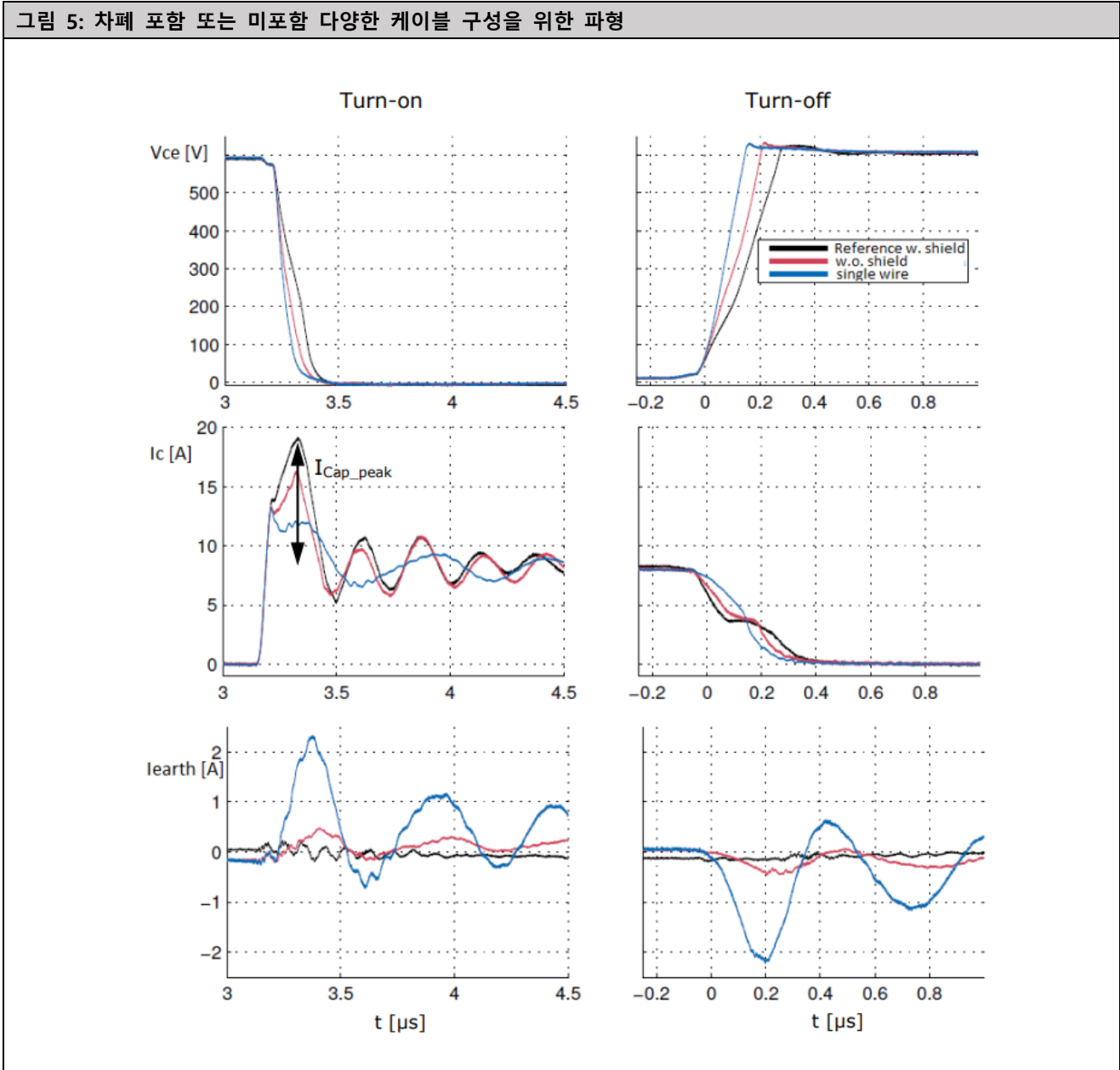
3 가지 경우를 비교하였습니다.

- 10m 차폐 케이블을 사용한 기준 측정
- 차폐를 제거했지만 여전히 꼬여 있는 단일 와이어(위상간, 모터 및 전력 모듈을 접지에 연결하는 커패시턴스만 해당)
- 3상 전용 단일 와이어(꼬이지 않은 모터 및 전력 모듈에서 접지까지의 커패시턴스만 해당)

차폐를 제거하고 와이어 사이의 커플링을 제거하면, 9A 로부터의 용량성 전류의 양 I_{Cap_peak} 은 차폐가 있는 경우 차폐가 없는 6.5A 로 감소하여 결국 단일 와이어가 있는 2A 까지 감소합니다. 케이블의 커플링이 사라지면, C_{ASM} 의 용량성 전류는 접지 전위를 통해 다시 인버터로 흐를 수 있습니다. 다른 경우에는 이 전류가 차폐 및 PE 와이어를 통해 흐릅니다. 2A 용량성 모터 전류를 총 용량성 전류에서 빼면, 차폐 케이블의 경우 7A, 연선의 경우 4.5A 를 유지합니다. 이 두 전류 사이의 비율은 두 가지 경우에 대한 용량 상황과 매우 양호한 상관성이 있습니다, 즉 차폐 케이블(150pF/m + 3*90pF/m)에 대해서는 420pF/m, 4 개의 연선에 대해서는 270pF/m 입니다.

예상대로 용량성 부하가 줄어들면 dv_{CE}/dt 는 증가합니다. 스위칭 에너지 E_{sw} 는 10m 차폐 케이블(1.4mJ)을 포함하는 기준점을 기준으로 차폐없이((1.1mJ) 약 22%, 단일 와이어(1mJ)에 대해서는 10% 감소합니다. 1mJ의 단일 와이어 값은 데이터 시트 측정에 사용되는 장비의 순수 유도 부하 시 25°C의 값과 일치합니다.

그림 5: 차폐 포함 또는 미포함 다양한 케이블 구성을 위한 파형



3.3 케이블 길이

2m 에서 50m 사이의 5 가지 다른 길이에 대해 케이블 길이가 영향을 조사하였습니다(그림 6). 턴온 시, 용량성 전류가 스위칭 동작의 가장 큰 특징입니다. 케이블 길이가 늘어나면 진동 전류의 크기가 증가합니다. 50m 에서는 IGBT 가 불포화상태에도 불구하고 전류를 약 24A ($3 \times I_{C(nom)}$)로 제한합니다. 그 다음 음의 방향 스윙에서, 전류가 0 라인을 넘고, 역병렬 다이오드는 전기를 흘려 보내며 스위치의 전압이 음의 값이 됩니다. +DC 전류의 진동 부분은 케이블 와이어

간의 커플링 커패시터(C_{WW})로 인해 유발됩니다. 여기서 프리휠링 다이오드의 역회복 전류는 $12A_{peak}$ 의 첫번째 작은 스파이크일 뿐이며 지속시간은 약 100ns입니다. I_C 와 I_{+DC} 사이의 전류 차이는 모듈과 케이블 입력의 접지 전위(C_{WS} , C_{WPE} , C_{DBC} , C_{ASM})에 대한 커패시턴스로 인해 유발되며, 모듈 장착 플레이트에 흐르고 접지 전위를 통해 모터로 흐릅니다. 이 같은 추가 전류와 일부 느린 dv_{CE}/dt 는 케이블이 없는 경우의 값에 비해 턴온 손실 E_{on} 을 250% 이상 증가시킵니다(그림 7 참조).

턴오프 시 출력의 커패시턴스가 전압 상승을 줄이기 때문에 스위칭이 완화되는 것을 관찰할 수 있습니다. 용량성 전류의 주요 부분이 DC 링크를 통해 흐릅니다. IGBT 턴오프 손실 E_{off} 은 약 50% 감소되나, I_{DC+} 의 고주파수 전류 일부가 DC-링크 커패시터에서 추가 손실을 유발합니다. 출력 전압에서 관찰된 단계는 케이블의 일부 웨이브 작동 효과로 설명할 수 있으며 반도체 스위칭 속도 또는 게이트 드라이브 조건과 무관합니다. 케이블이 길수록 단계가 더 두드러집니다. 플래토 레벨은 전류에 따라 감소하고 저전류에서 전압이 몇 차례 플래토 레벨에 이를 수 있습니다.

회로 파라미터의 효과와 영향은 [3]의 저자에 의한 시뮬레이션으로 쉽게 재현할 수 있습니다. 저자는 L_w , R_w , C_{WW} , C_{WPE} 및 C_{WS} 와의 복잡한 네트워크를 5 RLC 체인 소자의 단순한 단일 와이어 네트워크로 단순화했습니다. 2.5m 이상의 케이블의 경우 IGBT의 스위칭 시간의 주파수 범위와 관련하여 "긴 케이블"이기 때문에 단일 집중 소자 대신 RLC 체인 소자를 사용해야 합니다. RLC 소자는 케이블 데이터 시트에 주어진 값으로 매개변수화 되었고, 측정과 시뮬레이션에 맞게 약간의 수정을 가했습니다.

그림 6: 25°C에서 케이블 길이가 서로 다른 IGBT의 전류 및 전압 파형

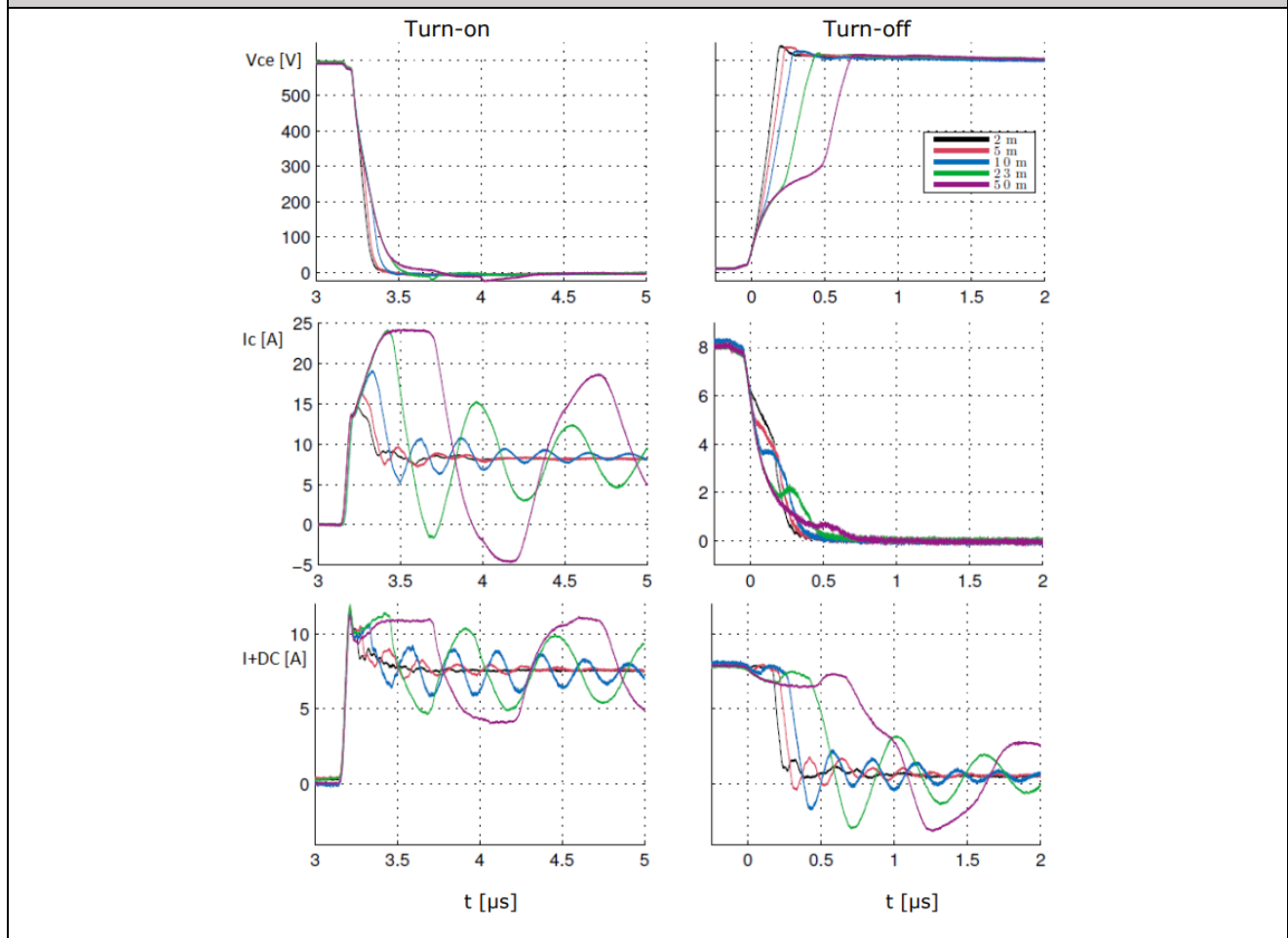
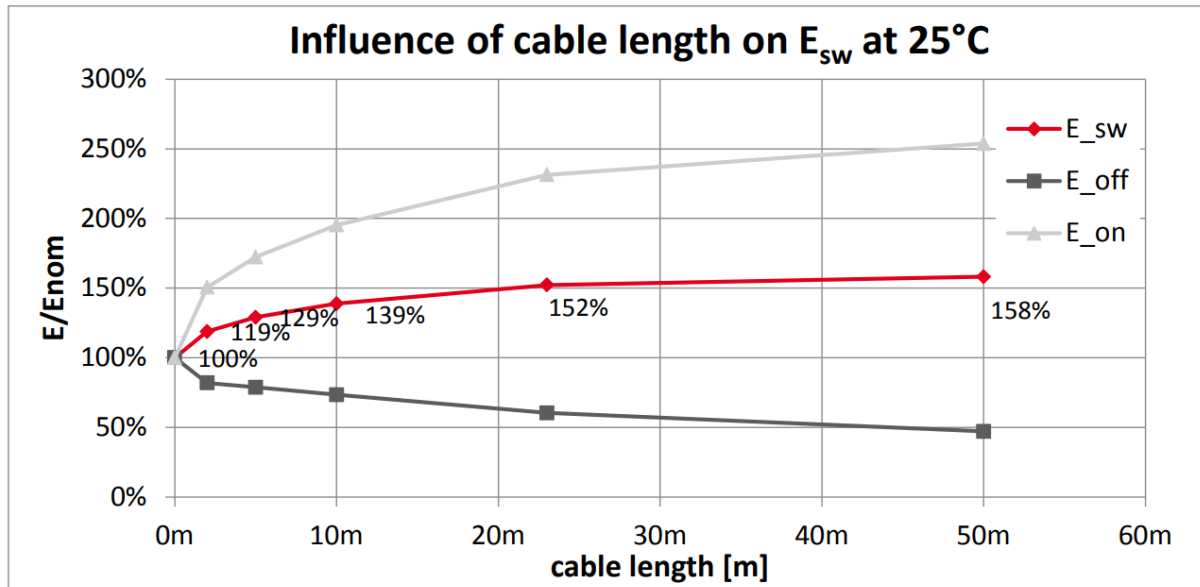


그림 7: 실온에서 순수 유도값(케이블 길이 0m)과 관련하여 정격 전류(8A)에서 케이블 길이에 대한 함수인 스위칭 손실

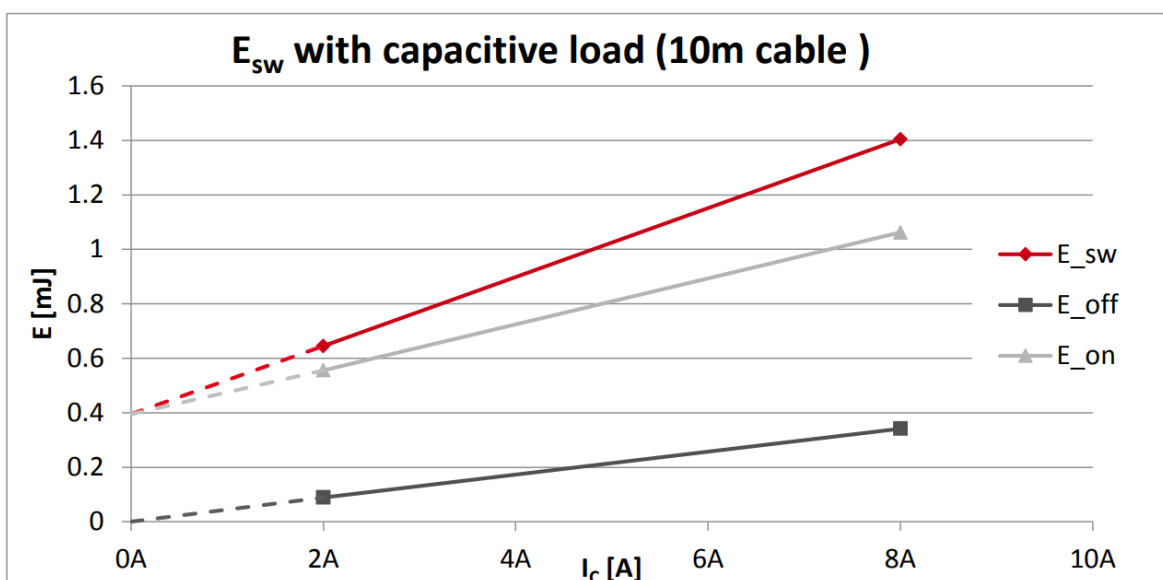


3.4 부하 전류

부하 전류 레벨은 턴온 손실 및 턴오프 시 전압 상승 시간에 중요한 영향을 미칩니다. 전류가 0 이 될 때 E_{off} 는 0 이지만, 0A 에서 E_{on} 의 높은 오프셋을 확인할 수 있습니다(그림 8 참조). 나머지 0.4mJ 은 공칭 전류에서 스위칭 손실의 약 28%이며 T_j = 25°C 입니다. 손실 오프셋(절대값)은 전체 인버터 전류 범위에서 거의 일정합니다

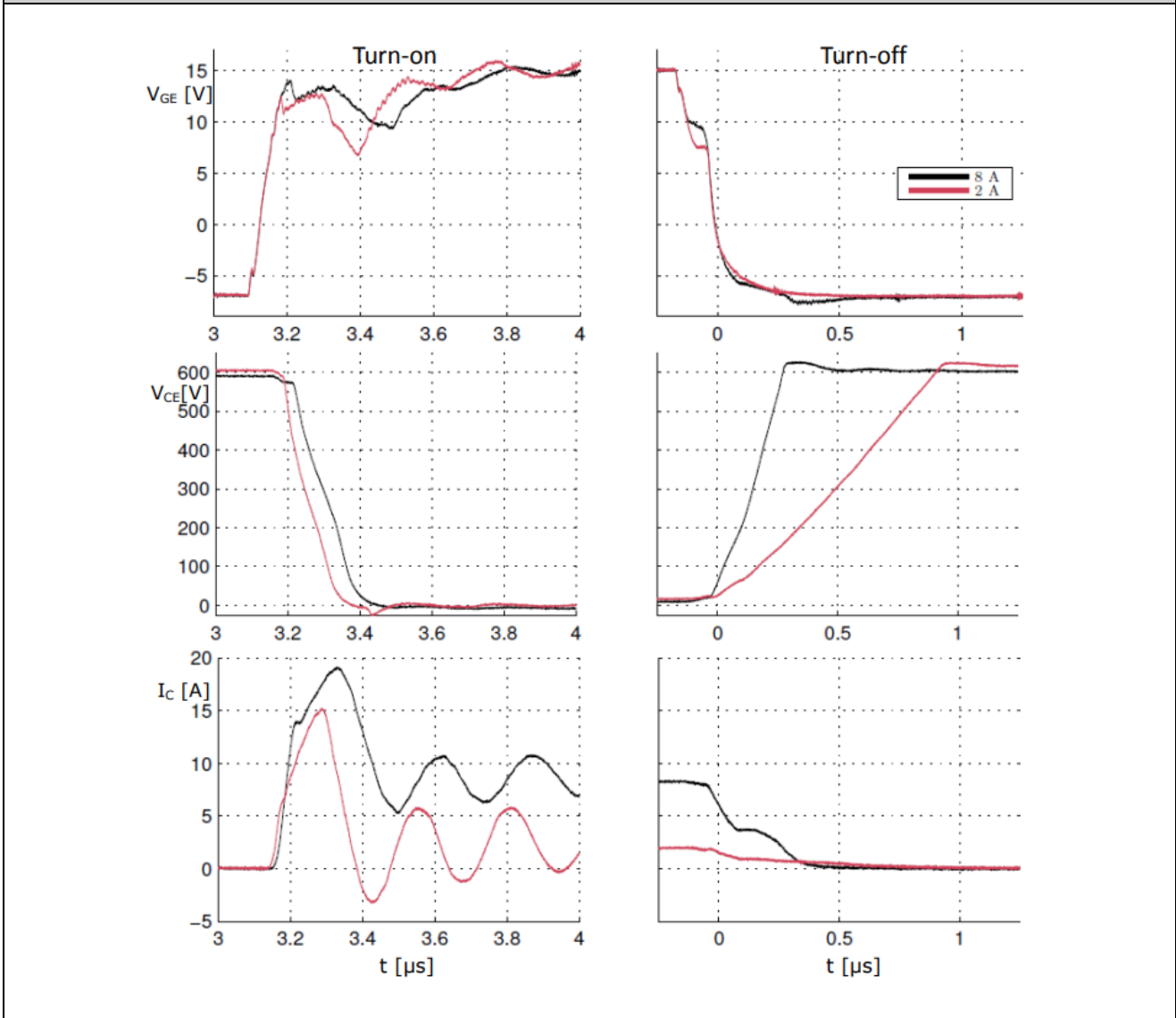
반도체 유도 손실이 높은 T_j에서 증가하고, 용량성 유발 손실이 거의 일정하게 유지되기 때문에, 정선 온도가 높아지면 케이블 효과가 감소합니다. T_j = 125°C 인 유휴 모드에서 공칭 데이터 시트 손실의 약 22%가 여전히 남아 있고 T_j = 150°C 에서 약 20%로 추정됩니다. 이러한 추가적인 20% E_{sw} 는 나중에 케이블 부하에 미치는 영향을 통해 인버터 스위칭 손실의 계산에 사용됩니다.

그림 8: 25°C 에서 스위칭 손실에 대한 전류 레벨의 영향



전류 파형에서 용량성 전류(~+12A)의 크기는 저부하 및 고부하 전류 레벨에서 유사함을 알 수 있습니다. 저전류의 경우 진동 시 전류 방향이 바뀌고 역병렬 다이오드가 전도 상태가 됩니다. 저전류는 600V/μs 에 비해 더 빠르게 IGBT 와 병렬인 커패시턴스를 충전할 수 없습니다. 따라서 전압이 부하 전류값에 비례하여 증가합니다. 10m 케이블을 이용한 구성의 유효 커패시턴스는 2μAs/600V = 3nF 입니다.

그림 9: 2A 및 8A I_c 에서의 파형

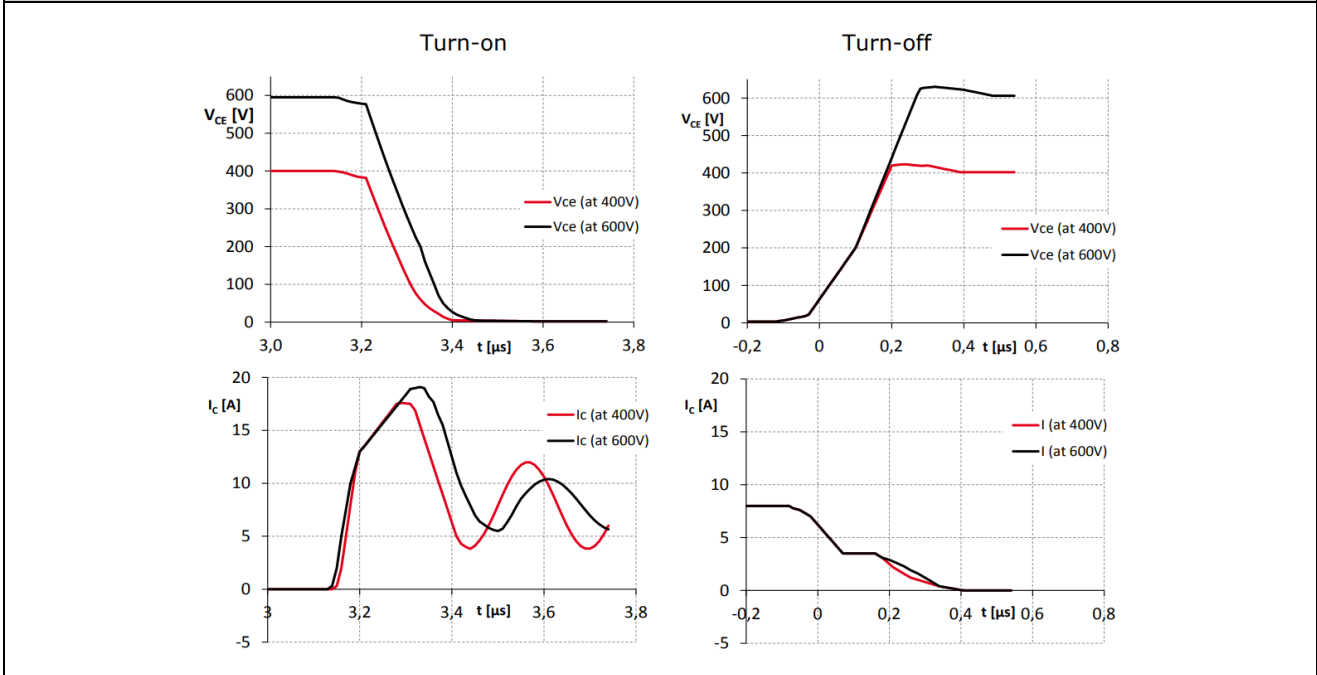


3.5 DC-링크 전압

DC-링크 전압이 스위칭 손실에 미치는 영향은 순수한 유도 부하를 가진 표준 스위칭 조건과 범위가 같습니다. E_{on}(400V)은 600V 에서 값의 약 50%이고, E_{off}(400V)는 600V 값의 78%입니다. 총 스위칭 에너지의 전압 지수는 일반적으로 유도 부하에서 이 IGBT 기술에 사용되는 1.4 입니다.

$$E_{SW}(400V) = E_{SW}(600V) \cdot \left(\frac{400V}{600V}\right)^{1.4}$$

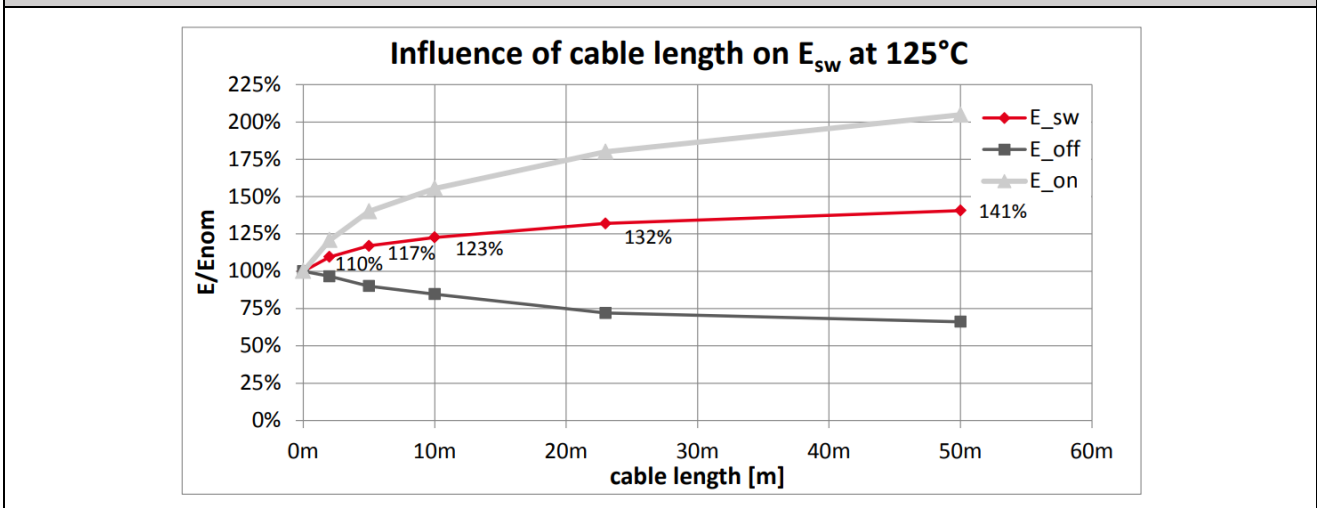
그림 10: DC-링크 전압이 서로 다른 파형



3.6 정선 온도

반도체 온도의 영향을 측정하기 위해 가열판을 통해 수동으로 칩 온도를 125°C 까지 상승시켰습니다. 다른 케이블 길이에 대한 스위칭 손실을 다시 측정합니다.

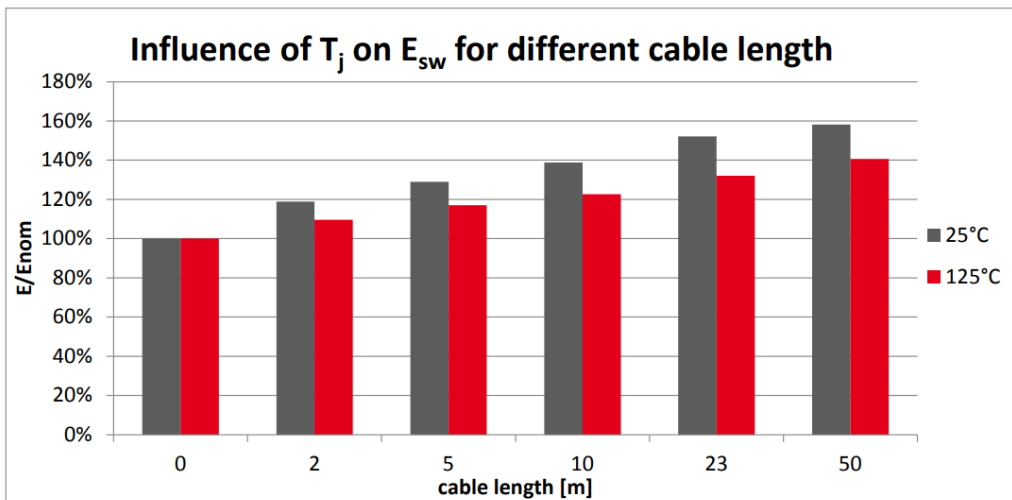
그림 11: 125°C 에서 순수 유도값(케이블 길이 0m)과 관련하여 정격 전류(8A)에서 케이블 길이에 대한 함수인 스위칭 손실



두 온도에서 모두 케이블 길이가 길수록 손실이 증가합니다. 공칭 데이터시트 손실과 비교할 때, 손실 증가량은 저온에서와 마찬가지로 고온에서 더 낮습니다. 그 이유는 손실의 용량성 부분이 거의 일정하게 유지되는 경우 온도가 높아지면 반도체 손실이 증가하기 때문입니다. 물론 125°C(100%~1.5mJ)에서의 절대값은 25°C(100%~1mJ)에서의 절대값보다 큼니다. 10m 케이블의 스위칭 손실 온도 계수는 0m(0.003/°C)에서의 데이터 시트 조건에 비해 약간 낮습니다(0.0025/°C).

$$E_{SW}(T_j, 10m) = E_{SW}(125\text{ }^\circ\text{C}, 10m) \cdot \left(1 + \frac{0.0025}{^\circ\text{C}} \cdot (T_j - 125\text{ }^\circ\text{C}) \right)$$

그림 12: 25°C 및 125°C @ 8A 에서 전환 손실과 순수 유도 부하(케이블 길이 0m)의 비교



예시:

100°C 및 케이블 길이 20m 에서 스위칭 손실 추정, 125°C 에서 케이블 없는 스위칭 손실 $E_{sw} = 1.5mJ$ 를 기준으로 함

$$E_{sw}(125^\circ, 20m) = E_{sw}(125^\circ, 0m) \cdot 1.3 = 1.95mJ$$

케이블 길이에 대한 스케일 팩터 "1.3"은 그림 12로부터 보간 하였습니다.

$$E_{sw}(100^\circ, 20m) = E_{sw}(125^\circ, 20m) \cdot \left(1 + \frac{0.0025}{^\circ C} \cdot (100^\circ C - 125^\circ C)\right)$$

$$E_{sw}(125^\circ, 20m) = 1.95mJ \cdot 0.94 = 1.83mJ$$

4 결과

4.1 스위칭 손실 계산

PWM 인버터 스위칭 손실의 공통 공식에서 유티 모드 손실은 무시됩니다 [2]. 순수 유도 부하에서도 절대적으로 정확하지는 않지만 이 값은 제로 전류에서 0 으로 가정합니다. 반도체 커패시턴스 및 모듈 접지 커패시턴스에 의해 발생하는 낮은 용량성 전류는 어떤 경우에도 흐르게 됩니다. 이 공식에 사용되는 참조 "ref" 값은 공칭 조건에서 데이터 시트에 특정된 측정 매개변수이며, 이때 공칭 조건은 일반적으로 $T_{j(op,max)}$, $I_{C(nom)}$ 및 예를 들어 1200V IGBT 에 대해 600V 입니다.

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw(ref)} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot I_{out}}{\pi} \cdot \frac{1}{I_{ref}} \cdot (1 + TC \cdot (T_j - T_{ref})) \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{ExpV}$$

용량성 케이블 전류에 대한 표현식으로 이 공식을 확장할 필요가 있습니다. 추가 표현식은 스위칭 에너지의 오프셋을 제공하며(여기서 기준 온도 150°C 에서 20%, 3.4 참조), 이는 스위칭 주파수에 직접 비례하고 케이블 길이와 인가 전압의 함수입니다. 케이블 길이의 영향(여기서는 "0.37")은 스위칭 손실의 증가에 대한 지수로 조정합니다.

$$P_{sw} = f_{sw} \cdot E_{sw(ref)} \cdot \left(0.2 \cdot \left(\frac{I_{cable}}{10m}\right)^{0.37} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{out}}{\pi} \cdot \frac{1}{I_{ref}} \cdot (1 + TC \cdot (T_j - T_{ref}))\right) \cdot \left(\frac{V_{CC}}{V_{ref}}\right)^{1.4}$$

예시:

$V_{CC} = 700V$, $I_{out} = 7A$ 및 $f_{sw} = 8kHz$, $E_{sw} = 1.62mJ$ (8A, 600V, 150°C) 조건에서 PWM 인버터의 스위칭 손실 비교

a) (케이블 없음)

$$P_{SW a)} = 8kHz \cdot 1.62mJ \cdot \left(0.2 \cdot \left(\frac{0m}{10m} \right)^{0.37} + \frac{\sqrt{2} \cdot 7A}{\pi} \cdot \frac{1}{8A} \cdot (1 + 0.0025 \cdot (125^\circ C - 150^\circ C)) \right) \cdot \left(\frac{700V}{600V} \right)^{1.4}$$

$$P_{SW a)} = 5.9W$$

b) 0m 케이블 포함

$$P_{SW b)} = 8kHz \cdot 1.62mJ \cdot \left(0.2 \cdot \left(\frac{20m}{10m} \right)^{0.37} + \frac{\sqrt{2} \cdot 7A}{\pi} \cdot \frac{1}{8A} \cdot (1 + 0.0025 \cdot (125^\circ C - 150^\circ C)) \right) \cdot \left(\frac{700V}{600V} \right)^{1.4}$$

$$P_{SW b)} = 10.1W$$

이러한 작동 조건($P_{cond} \sim 5.8W$)에서 IGBT의 전도 손실이 유사한 상황에서 총 손실은 케이블이 없는 경우 $P_{IGBT} = P_{sw} + P_{cond} = 11.7W$ 에서 20m 차폐 케이블이 있는 경우 15.9W (+36%)까지 증가함을 의미합니다. 좋은 점은 과부하 시 영향의 비율(%)이 내려간다는 것입니다(예: $I_{out} = 14A$ 인 조건에서 2배 과부하). 전도 손실은 $P_{cond} = 19W$ 로 증가하는 반면, 스위칭 손실은 케이블이 없으면 $P_{sw a)} = 11.9W$ 이고, 20m 케이블이 있는 경우에는 $P_{sw b)} = 16W$ 이 됩니다. 결과적으로 총 손실은 30.9W에서 35W (+13%)로 증가합니다.

4.2 인터락 시간

동일 인버터 레그의 스위치 간 동적 단락을 방지하려면 인터락 또는 데드 타임이 필요합니다. 하나의 IGBT가 완전히 턴오프 후 나머지 IGBT가 턴온 되도록 해야 합니다. 실질 용량성 부하로 최소 인터락 시간을 예측하기 위해 데이터시트의 지연, 상승 및 하강 시간을 더 이상 사용할 수 없습니다. 거의 0에 가까운 전류에서 턴오프 시 전압 상승 시간은 μs 범위까지 증가할 수 있습니다(그림 9 참조). 이 때, 반도체가 아닌 케이블 커패시턴스에 의해 최소 인터락 시간이 결정됩니다. 이러한 효과를 무시하면 인버터의 브리지 레그에서 추가적인 손실이 설명된 용량성 영향을 초과하여 발생할 수 있습니다. 너무 이른 턴온은 전류가 병렬 프리휠링 다이오드에 정류되지 않고, 반대쪽 스위치에 전압이 계속 존재하며, 일반적으로 수동형 턴온된 장치가 전위가 다른 2개의 커패시턴스(DC-링크 ↔ 케이블 및 출력 커패시턴스)를 연결합니다. 용량성 전류로 인해 장치가 정상적으로 켜져 있는 경우 장치 손실이 줄어듭니다. 턴오프된 장치의 채널이 이미 닫혀 있기 때문에 동적 단락은 아니지만 손실에 미치는 영향은 유사합니다.

4.3 단락 감지

최첨단 단락 방지 기능은 $V_{CE(sat)}$ 모니터링으로, IGBT의 순방향 전압을 일반적으로 5...7V의 기준 전압과 비교합니다. 순방향 전압이 기준을 초과하는 경우 드라이버가 고장 모드로 설정되고 IGBT는 턴오프 됩니다. 이 모니터링 기능은 IGBT가 정상상태 순방향 전압에 도달했는지 확인하기 위한 턴온 명령 후 몇 μs 후에 활성화됩니다. 이러한 지연을 블랭킹 시간이라고 합니다. 하지만 만약 진동이 그림 6과 같이 수 μs 동안 지속되면 블랭킹 시간을 늘려야 합니다. 단락 펄스 시간이 $t_{psc} \leq 10\mu s$ 인 4세대 Infineon IGBT와 같은 실제 IGBT의 경우, 처리가 가능합니다. 칩 축소와 전류 밀도 증가를 동시에 추구하는 추세에 따라 현재 저전압 IGBT와 SiC-MOSFET에서 이미 볼 수 있듯이 향후 나올 IGBT 세대에서는 t_{psc} 가 점점 줄어듭니다. 이러한 경우 $V_{CE(sat)}$ -모니터링이 더이상 가능하지 않거나 원치 않는 턴오프 오류가 발생할 수 있습니다.

5 결론

EMC 요구 사항을 보장하기 위해 차폐 케이블이 필요한 경우가 많습니다. 케이블의 커플링 커패시턴스는 턴오프 에너지를 줄이는 것 이상으로 IGBT의 턴온 에너지를 증가시킵니다. 따라서 요약하면 높은 스위칭 에너지 증가를 고려해야 합니다. 증가값은 케이블 길이에 따라 다릅니다. 이 값은 전류가 0인 유휴 모드에서 결정할 수 있으며, 전체 전류 범위에 대한 상수 오프셋으로 간단하고 효과적으로 추가할 수 있습니다.

고전류 등급의 경우, 추가 손실 효과의 중요성이 떨어지는데 이는 반도체 유도 손실이 공칭 칩 전류(10A IGBT --> 100A IGBT: 팩터 10)와 거의 선형으로 증가하기 때문입니다. 여기서 케이블 커패시턴스는 동일한 공칭 케이블 전류 용량 증가에 대해 팩터 3 미만으로 증가합니다. 최대 케이블 길이, 스위칭 손실과 전도 손실 사이의 비율 및 모터

작동 모드(S1, S2, ... S8)에 따라 다르기 때문에 차폐 케이블 효과를 어떤 전류 레벨까지 고려해야 하는 지는 특정할 수 없습니다. IGBT 당 단 몇 와트(Watt)의 단일 와트만으로 총 손실에 상당한 기여를 하는 경우, 이 점을 고려해야 합니다.

케이블 커패시턴스는 또한 DC 링크의 손실, 스위칭 및 인터락 시간, 그리고 $V_{CE(sat)}$ -모니터링을 통한 단락 보호기능의 블랭킹 시간에 영향을 미칩니다.

기호 및 용어

문자 기호	용어
ASM	비동기 모터 또는 유도 모터
C_{DBC}	칩에서 접지 전위까지 운반하는 DBC 구리 트레이스의 용량
C_{oes}	IGBT의 작은 신호 출력 커패시턴스
C_{WS}	미터 케이블 길이당 와이어와 차폐 간 용량
C_{WW}	미터 케이블 길이당 와이어 2개 간 용량
DBC	직접 본딩 구리(세라믹), 모듈 아이솔레이터
dv/dt	스위칭 시 전압의 도함수(derivative) 예: V_{CE} 의
$E_{onr}, E_{offr}, E_{sw}$	턴온-, 턴오프- 및 총 스위칭 에너지 $E_{sw} = E_{on} + E_{off}$
$I_{C(nom)}$	컬렉터 전류, IGBT 칩 공칭 전류
I_{CAP_xx}	기생 인덕턴스를 통한 전류
i_{DC+}, i_{DC-}	+ 또는-전위에서 DC 링크의 전류
i_{Earth}	모터 또는 마운팅 플레이트와 접지 전위 사이의 전류
I_{out}	인버터 출력 전류 R.M.S
i_U, i_V, i_W	U, V 또는 W 위상의 위상 전류
Pcond	전도 손실(IGBT의)
Psw	스위칭 손실(IGBT의)
R_G	게이트 저항
T_j	반도체의 가상 정선 온도
t_{pSC}	단락 지속 시간의 최대값
V_{CC}	DC-링크의 공급 전압
V_{CE}	컬렉터-이미터 전압
V_{CES}	컬렉터-이미터 차단 전압, 게이트 단락
V_{GE}	게이트-이미터 전압
V_{GG}	IGBT 드라이버의 2차측 공급 전압
X_{ref}	제품 데이터 시트에 명시된 참조값 "X"

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

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] Dennis Richter, "Detaillierte Untersuchung des Schaltverhaltens von Leistungshalbleitern bei langem Motorkabel", Masterarbeit, Otto von Guericke Universität Magdeburg, 2016
- [4] L. Middelstädt, D. Richter, A. Lindemann, A. Wintrich, „Influence of the Configuration of the Load Cable on Switching Characteristics of IGBTs“, Proceedings, PCIM Europe Nuremberg, 2016
- [5] IEC60747-9 Semiconductor devices – Discrete devices, IGBT
- [6] J. Lamp SEMİKRON, AN-7006 "IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification", 2008
- [7] www.helukabel.com, TOPFLEX®-EMV-2YSLCY-J

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 약속이나 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.skcor@semikron-danfoss.com