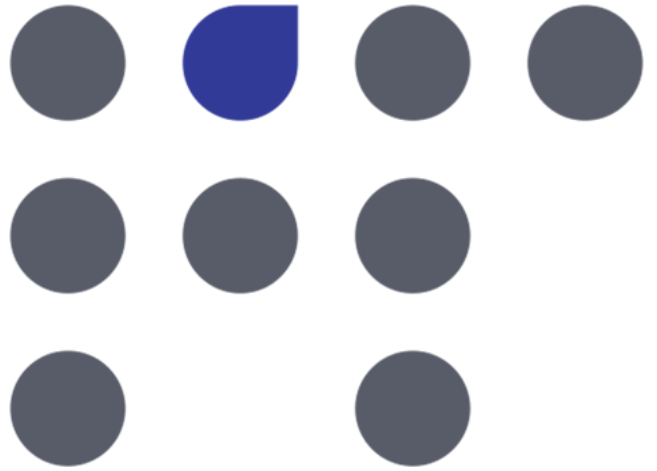




전력 반도체 더블 펄스 테스트(DPT) 및 스위칭 손실 측정 가이드

Application Note

전력 반도체 더블 펄스 테스트(DPT) 및 스위칭 손실 측정 가이드

(원문 : TIPS & TRICKS ON DOUBLE PULSE TESTING

- From designing a test setup to performing accurate measurements)

대상 제품:

- R&S®RTO2000
- R&S®RTE1000
- R&S®RTA4000
- R&S®RTM3000
- R&S®HMF2550

저자: Jens Schweickhardt, Kevin Hermanns (PE-Systems), Dr. Markus Herdin (R&S) | GFM347 |

버전 1.00 | 2021.03

1. 개요 (Overview)

현대 사회에서 전자 회로 또는 제어되는 전기 구동 장치의 작동을 위해 상당한 양의 전기에너지가 필요합니다. 이러한 애플리케이션을 위한 전기에너지 요구사항은 전력 전자 변환기(Power Electronic Converters)를 통해 충족됩니다. 전력 반도체(IGBT 또는 MOSFET)는 이러한 변환기를 구현하는 데 사용되는 제어 장치입니다. 반도체 산업이 강력하고 효율적인 부품 개발에 상당한 진전을 이루었음에도 불구하고, 이러한 부품에서는 여전히 전력 손실이 발생하여 열이 발생합니다.

반도체의 접합 온도(Junction temperature)는 최대 허용 한계 미만으로 유지되어야 합니다. 또한, 가열과 냉각은 반도체 소자의 수명에 큰 영향을 미칩니다. 이른바 "열 사이클링(thermal cycling)"은 냉각 시스템 설계 시 고려해야 할 또 다른 중요한 측면입니다. 효율적인 냉각 시스템을 설계하기 위해서는 회로 작동 중에 발생하는 전력 손실을 가능한 한 정확하게 파악해야 합니다. 이러한 손실은 도통 손실(conduction losses)과 스위칭 손실(switching losses)로 구성됩니다. 도통 손실은 비교적 쉽게 측정할 수 있지만, 스위칭 손실은 측정이 쉽지 않습니다.

그림 1은 일반적인 2레벨 컨버터의 한 상(phase)을 보여줍니다. 기본 사이클 동안 변환기의 작동은 전류 흐름의 방향에 따라 벡(buck) 모드와 부스트(boost) 모드 사이에서 전환됩니다. 변환기의 스위칭 동작은 각 모드에서 스위치에서 다이오드로, 또는 그 반대로의 정류(commutation) 이벤트를 생성합니다. 변환기가 벡 모드에서 작동하면 S1과 D1이 활성화됩니다. 부스트 모드에서는 전류가 S2와 D2 사이에서 정류됩니다. 결과적으로 위에 언급된 모든 정류 상황에 대해 스위칭 손실과 스위칭 시간을 측정할 수 있는 셋업이 필요합니다. 여기서 더블 펄스 테스트가 활용됩니다.

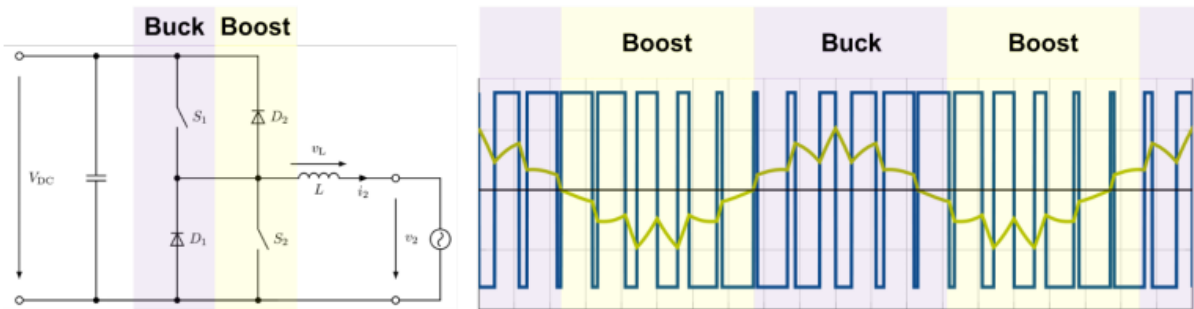


그림 1. 2레벨 컨버터와 동작 모드

본 애플리케이션 노트에서는 더블 펄스 테스트의 기본 개념, 필요한 측정 셋업을 설명하고 측정에 영향을 미치는 파라미터에 대한 개요를 제공합니다. 또한, 측정을 수행하기 위한 실질적인 팁을 제시합니다.

2. 더블 펄스 테스트 (Double Pulse Test)

전력 반도체 소자의 스위칭 동작에 대한 지식은 전력 변환기를 설계할 때 매우 중요합니다. 더블 펄스 테스트(DPT)는 스위칭 시간과 스위칭 손실을 결정하고 적절한 스위칭 동작을 보장하기 위해 수행됩니다. 모든 변환기 상태를 테스트하기 위해 2레벨 변환기의 기본 회로(DC-Link, 스위치 및 부하 인덕터)는 유지되지만, 그림 1의 부하 전압원 v_2 는 단락 회로로 대체되어야 합니다. 변환기의 벡 모드에서 스위칭 이벤트를 테스트하기 위해 부하 인덕터를 중간 지점(부하 단자)과 마이너스 레일 사이에 연결합니다(그림 2 참조). 부스트 모드의 경우 부하 인덕터를 플러스 레일에 연결합니다.

그림 3은 더블 펄스 테스트를 위한 기본 회로도를 보여줍니다. 활성 상태(active state)와 프리휠링 상태(freewheeling state) 사이의 파란색 화살표는 각 스위칭 이벤트에 의해 발생하는 정류를 나타냅니다. 이하에서 '턴온(turn-on)'은 스위치(S_1 또는 S_2)의 턴온 이벤트를 의미하며, 이는 전류가 다이오드에서 스위치로 정류됨(프리휠링에서 활성 상태로)을 의미합니다. 마찬가지로 '턴오프(turn-off)'는 스위치의 턴오프를 의미하며 전류가 스위치에서 다이오드로 정류됨(활성 상태에서 프리휠링으로)을 의미합니다.

DUT(테스트 대상 기기)의 설계에 따라 하이 사이드(high-side) 또는 로우 사이드(low-side) 소자에서 측정이 수행됩니다. S_1 또는 D_2 는 하이 사이드 소자이고 D_1 또는 S_2 는 로우 사이드 소자입니다. 예를 들어 하프 브리지 모듈에서 모듈 상단과 하단의 전류 경로는 반드시 대칭적이지는 않습니다. 이 경우 두 반도체의 스위칭 동작이 서로 다를 수 있습니다. 따라서 두 소자 모두에 대해 측정을 수행해야 합니다.

더블 펄스 테스트에서 DUT는 스위치 또는 다이오드가 될 수 있습니다. 또한 스위치는 MOSFET 또는 IGBT일 수 있습니다. 본 문서에서는 MOSFET을 사용하여 테스트를 수행하지만, IGBT를 사용하는 경우 MOSFET의 드레인(drain)과 소스(source)를 각각 IGBT의 컬렉터(collector)와 이미터(emitter)와 유사하게 취급할 수 있습니다.

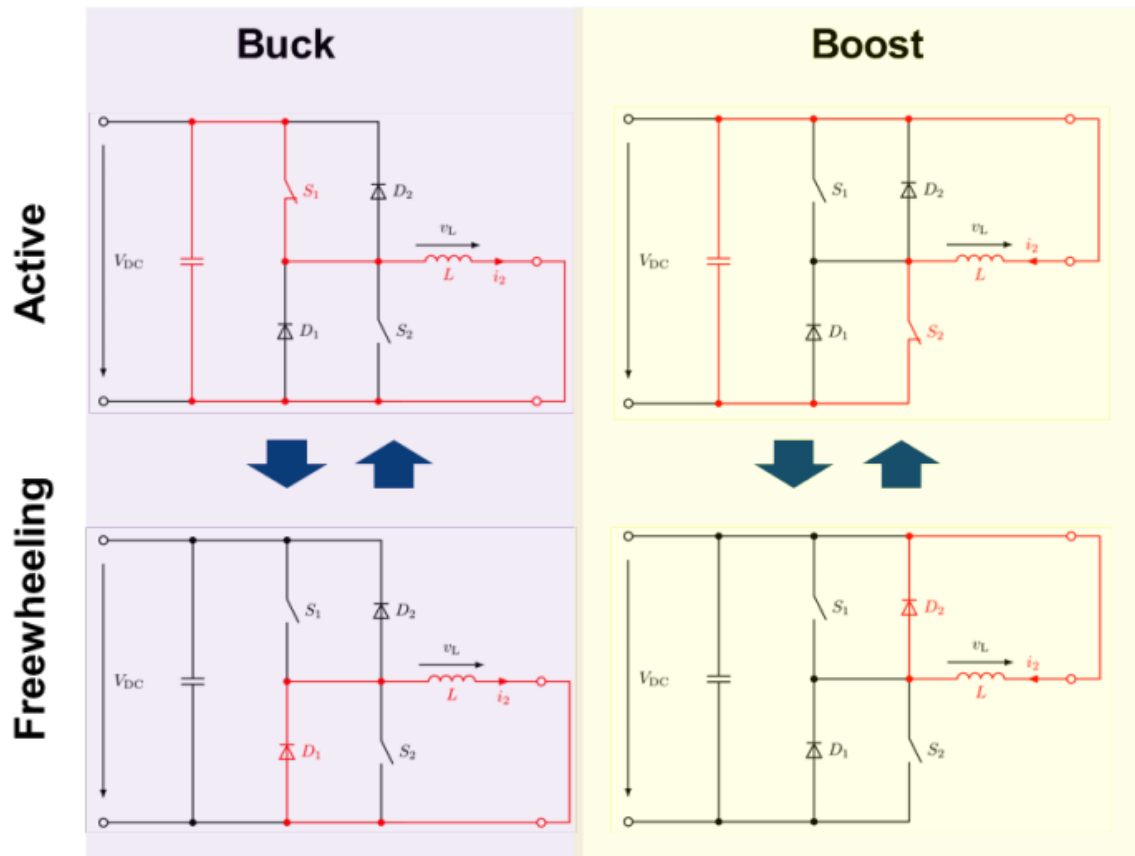


그림 2.벅 모드와 부스트 모드 시험용 더블 펄스 테스트 회로 구성도

일반적인 더블 펄스 테스트(DPT) 구성은 다음과 같은 하드웨어 요소들로 구성됩니다.:

- ▶ 시험 대상 소자 (DUT, Device Under Test)
- ▶ 프리휠링 다이오드 (Freewheeling diode, D)
- ▶ DC 전원 공급 장치
- ▶ DC 링크 커패시터 뱅크 (CB)
- ▶ 부하 인덕터 (L_{load})
- ▶ 게이트 드라이버 회로
- ▶ 임의 파형 발생기 (AWG, Arbitrary Waveform Generator)
- ▶ 오실로스코프
- ▶ 전류 측정을 위한 센서
- ▶ 전압 측정을 위한 프로브
- ▶ 히팅 요소 (가열 장치)

또한, 제시된 측정 회로는 부유 전위(floating potential)에 있음을 유의해야 합니다. 이는 측정의 유연성을 향상시키지만, 모든 측정 환경에서 적용 가능한 것은 아닙니다.

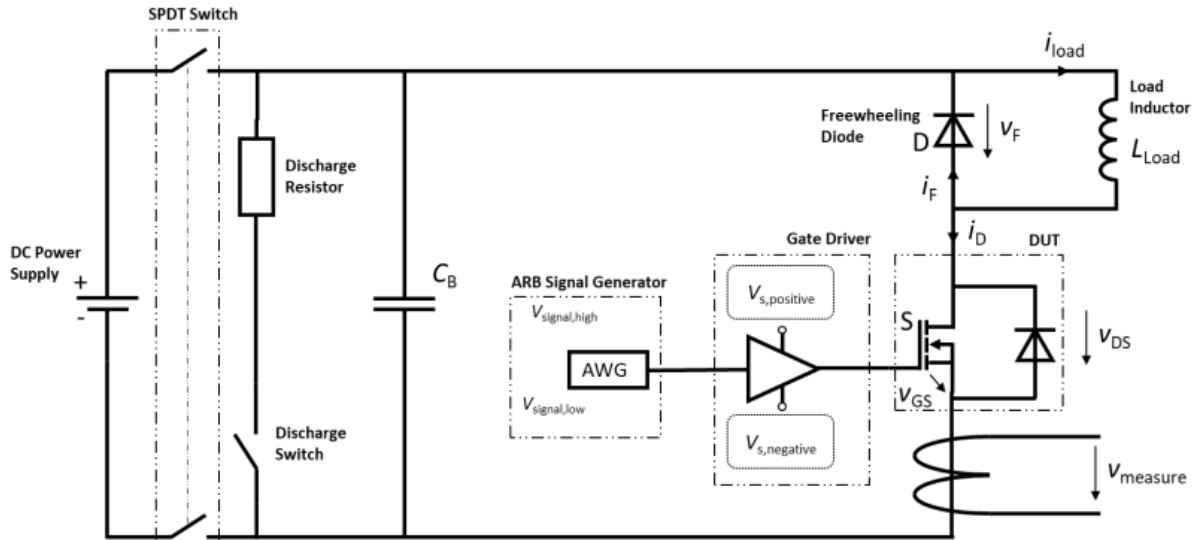


그림 3. 더블 펄스 회로도

더블 펄스 테스트를 수행하기 위해 먼저 커패시터 बैं크를 전원 공급 장치를 통해 원하는 테스트 전압까지 충전합니다. 인덕티브 부하를 자화하는 데 필요한 에너지도 커패시터 बैं크에 저장되어야 하므로 실제 전압은 테스트 전압보다 약간 높아야 하며, 이로 인해 첫 번째 펄스 동안 약간의 전압 강하가 발생합니다. 필요한 전압 값에 도달하면 전원 공급 장치가 커패시터 बैं크에서 분리됩니다. 이제 측정 회로는 플로팅(floating) 전위 상태가 됩니다. 전압 기준은 사용된 측정 셋업에 의해 정의됩니다. 이는 하이 사이드 측정에 수동 프로브(passive probe)를 사용할 수 있다는 장점이 있습니다.

- ▶ 지속 시간 τ_1 의 첫 번째 펄스
- ▶ 지속 시간 τ_{break} 의 펄스 중단
- ▶ 지속 시간 τ_2 의 두 번째 펄스

첫 번째 펄스는 DUT를 턴온하여 커패시터 बैंक, 부하 인덕턴스 및 기생 직렬 저항 (R_s)으로 구성된 폐회로를 형성합니다. 펄스 길이는 원하는 부하 전류(테스트 전류)에 도달하도록 선택됩니다.[1] 첫 번째 펄스의 지속 시간은 인덕턴스 공식에 따라 정의됩니다:

$$v_{load} = L_{load} \cdot \frac{di_{load}}{dt} \quad (1)$$

초기 조건 $v_{load} = V_{DC}$ 를 대입하고 적분하여 원하는 테스트 전류 I_{Test} 를 대입하면 첫 번째 펄스의 지속 시간 τ_1 을 얻을 수 있습니다:

$$\tau_1 = L_{load} \cdot \frac{I_{Test}}{V_{DC}} \quad (2)$$

펄스 중단 τ_{break} 동안 DUT는 꺼지고 전류는 프리휠링 다이오드를 통해 흐릅니다. 기생 직렬 저항으로 인해 인덕터 전류가 약간 감소합니다.

$$v_f = -(R_s \cdot i_{load} + L_{load} \cdot \frac{di_{load}}{dt}) \quad (3)$$

두 번째 펄스 τ_2 와 함께 DUT가 다시 켜지고 커패시터 बैंक에서 부하 인덕터로 에너지가 전달됩니다. 결과적으로 전압이 떨어지고 전류는 계속 상승합니다. 두 번째 펄스의 지속 시간은 DUT를 흐르는 전류가 허용할 수 없는 높은 값에 도달하지 않도록 선택해야 합니다.

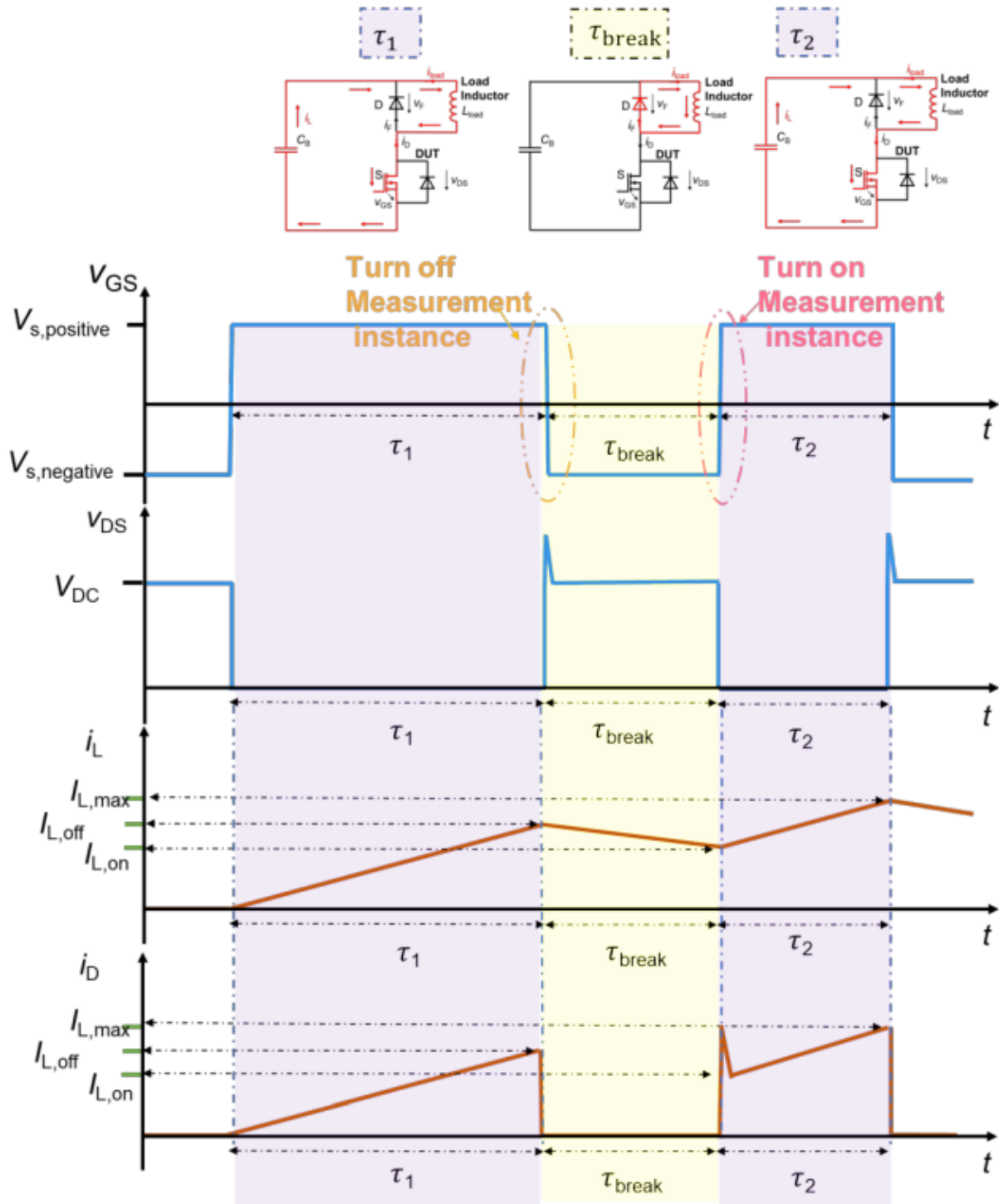


그림 4. 더블 펄스 테스트의 세가지 단계에서의 전압 및 전류 파형

2.2 측정 파라미터 (Measurement Parameters)

그림 5는 MOSFET의 턴온, 턴오프 시간 및 스위칭 에너지를 측정하기 위한 표준(IEC 60747-8)을 나타냅니다.

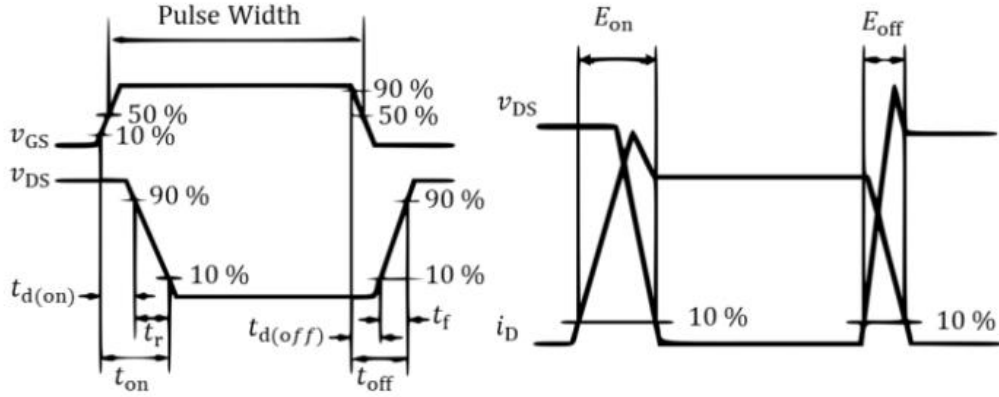


그림 5. IEC 60747-8에 따른 MOSFET의 턴온 및 턴오프 특성과 스위칭 에너지

2.2.1 스위칭 시간 (t_d, t_r, t_f)

$t_{d(on)}$: 상승하는 v_{GS} 의 10%와 하강하는 v_{DS} 의 90% 사이의 시간 간격.

t_r : 하강하는 v_{DS} 의 90%와 10% 사이의 시간 간격(상승 전류로 인한).

$t_{d(off)}$: 하강하는 v_{GS} 의 90%와 상승하는 v_{DS} 의 10% 사이의 시간 간격.

t_f : 상승하는 v_{DS} 의 10%와 90% 사이의 시간 간격(하강 전류로 인한).

2.2.2 스위칭 에너지 (E_{on}, E_{off})

E_{on} 턴온 에너지 손실은 I_{Test} 의 10%와 V_{DC} 의 10% 사이의 시간 간격에서 평가됩니다.

$$E_{on} = \int_{t_{l_{test10}}}^{t_{V_{DC10}}} v_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (4)$$

E_{off} 턴오프 에너지 손실은 V_{DC} 의 10%와 I_{Test} 의 10% 사이의 시간 간격에서 평가됩니다.

$$E_{off} = \int_{t_{V_{DC10}}}^{t_{I_{test10}}} v_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (5)$$

2.2.3 스위칭 에너지 (t_{rr} , E_{rr})

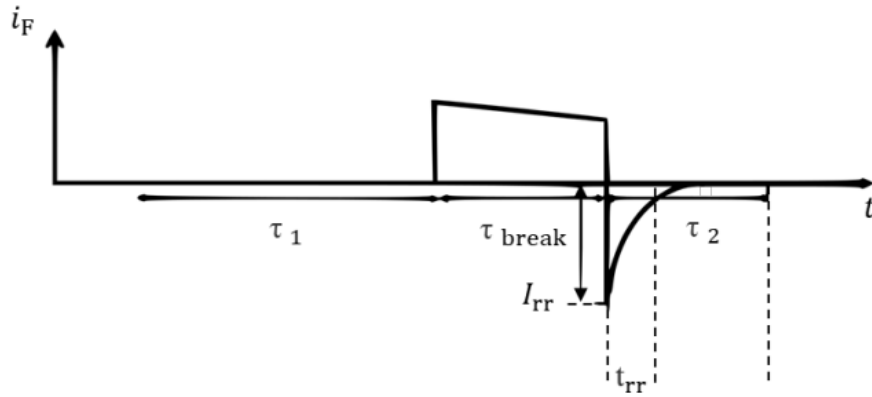


그림 6.역회복 특성을 포함한 더블 펄스 테스트 중 프리휠링 다이오드의 전류 파형

프리휠링 다이오드는 τ_{break} 동안 순방향 도통 모드로 동작합니다. 그러나 τ_2 에서 스위치가 다시 턴온되면, 프리휠링 다이오드는 역차단 상태로 전환됩니다.[2] 이때 DC 링크 전압을 견디기 위해서는 다이오드에 저장된 전하가 제거되어야 합니다. 이 전하 제거 과정 동안 다이오드를 흐르는 전류 i_f 는 짧은 시간 동안 음의 방향으로 흐르게 되며, 이 구간을 역회복 시간(t_{rr})이라고 합니다. 그림 6은 더블 펄스 테스트 동안의 다이오드 전류를 보여줍니다. I_{rr} 은 역회복 시간 동안 나타나는 전류의 피크값을 의미합니다.

t_{rr} (역회복 시간, reverse recovery time):

다이오드 전류 i_f 가 0을 통과하는 시점부터, 전류가 I_{rr} 의 25% 수준으로 감소할 때까지의 시간 구간을 의미합니다.

E_{rr} (역회복 에너지 손실, reverse recovery energy):

역회복에 따른 에너지 손실은 V_{DC} 의 10% 지점부터 I_{rr} 의 2% 지점까지의 시간 구간에서 평가되며, 다음과 같이 계산할 수 있습니다:

$$E_{rr} = \int_{t_{V_{DC10}}}^{t_{I_{rr2}}} v_f(t) \cdot i_f(t) dt \quad (6)$$

여기서 v_f 는 순방향 전압(forward voltage)을, i_f 는 다이오드 전류를 의미합니다.

2.3 기생 성분의 영향 (Effect of Parasitic Components)

전력 반도체의 경우, 연결된 회로의 기생 성분은 DUT의 스위칭 동작에 중요한 영향을 미칩니다. 파워 루프에 존재하는 기생 성분에는 커패시터 뱅크의 등가 직렬 인덕턴스(ESL), 버스바/PCB의 기생 인덕턴스 L_{Bus} , 드레인 및 소스 단자의 기생 인덕턴스 L_D , L_S , 프리휠링 다이오드의 기생 정전용량 C_{DD} , 부하 인덕터의 등가 병렬 정전용량(EPC), 측정 장치의 기생 인덕턴스 L_{sense} 등이 포함됩니다. 단순화를 위해, L_{ESL} , L_{Bus} , L_D , L_S , L_{sense} 는 이후 L_o 로 통합하여 표현합니다. 게이트 루프(gate loop)는 게이트의 기생 인덕턴스 L_G 와 소스 단자의 기생 인덕턴스 L_S 로 구성됩니다. 또한 C_{GD} , C_{GS} , C_{DS} 는 소자의 내부 단자 간 캐패시턴스로, 소자의 스위칭 동작을 결정하는 중요한 요소입니다.

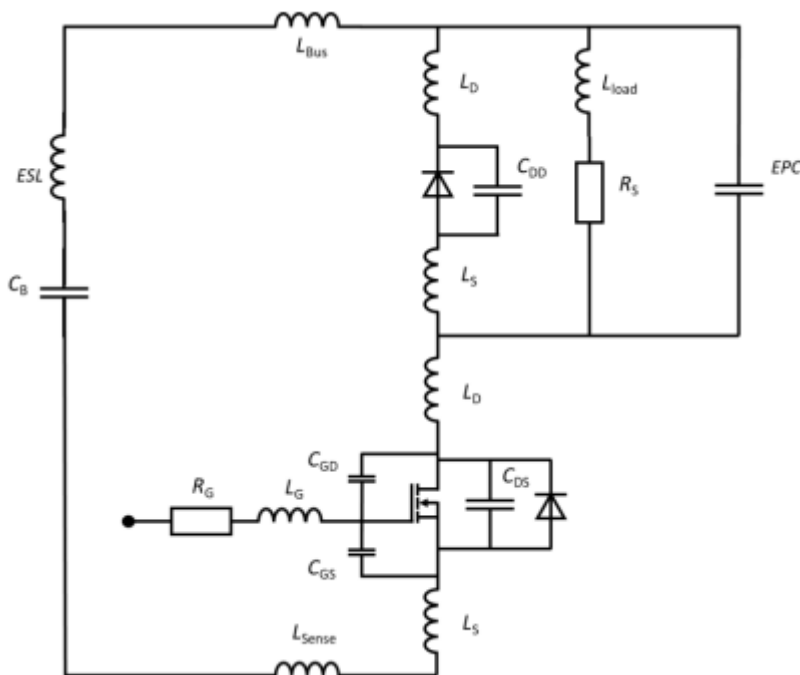


그림 7. 기생 성분을 포함한 더블 펄스 테스트 셋업의 등가 회로도

기생 성분이 반도체의 스위칭 동작에 미치는 영향을 이해하기 위해서는 파형에 대한 상세한 분석이 필요합니다. 그림 8은 MOSFET의 턴온 및 턴오프 동작 동안의 드레인 전류 i_D , 드레인-소스 전압 v_{DS} , 그리고 게이트-소스 전압 v_{GS} 를 보여줍니다. 스위칭 과정은 t_0 부터 t_9 까지 총 10개의 구간으로 세분화할 수 있습니다. t_0 이전에는 MOSFET이 턴오프 상태에 있습니다.

Turn-on

t_0 : 드라이버가 턴온되며, 게이트 저항 R_G 을 통해 게이트-소스 캐패시턴스 C_{GS} 를 충전합니다. 이에 따라 게이트-소스 전압 v_{GS} 가 증가합니다.

t_1 : 게이트-소스 전압이 소자의 임계 전압(threshold voltage)에 도달하면서 소자가 도통을 시작합니다. 이후 드레인 전류 i_D 와 게이트-소스 전압은 계속 증가합니다. 이 구간에서는 스위칭 손실에 큰 영향을 미치는 첫 번째 기생 효과가 나타납니다. 전력 루프에서 증가하는 전류로 인해 기생 인덕턴스에 전압 강하가 발생합니다(그림 9 참조). 이 전압 강하는 다음과 같이 드레인-소스 전압 v_{DS} 를 감소시킵니다.

$$v_{DS} = V_{DC} - L_{\sigma} \cdot \frac{di_D}{dt} \quad (7)$$

t_2 : 드레인 전류가 처음으로 부하 전류에 도달합니다. 이 시점에서 부하 전류는 완전히 MOSFET으로 전환됩니다. 이후 프리휠링 다이오드에 저장된 전하가 제거되기 시작합니다. 드레인 전류가 다시 부하 전류에 도달할 때까지의 구간을 역회복(reverse recovery)이라고 합니다. 이상적인 스위칭 동작에서는 t_2 시점이 MOSFET의 드레인-소스 전압이 감소하기 시작하는 시점입니다(그림 10 참조). 이 동안 드레인 전류는 계속 증가하며, 게이트-소스 전압 또한 증가합니다.

t_3 : 드레인 전류가 최대값에 도달한 후 시험 전류까지 감소하기 시작합니다. 이 구간에서는 게이트-소스 전압이 더 이상 증가하지 않고, 드레인-소스 전압이 급격히 감소하기 시작합니다. 드레인-소스 전압이 감소하는 동안, 데이터시트에서 피드백 캐패시턴스 C_{rss} 로 표시되는 캐패시턴스 C_{GD} 에 걸리는 전압도 함께 변화합니다. C_{GD} 는 전압에 의존하는 특성을 가지며, 전압이 낮아질수록 그 값이 증가합니다. 이로 인해 게이트-소스 전압은 일정하게 유지되며, 이를 밀러 플래토(Miller plateau)라고 합니다. 이러한 특성 때문에 해당 피드백 캐패시턴스를 밀러 캐패시턴스(Miller capacitance)라고 합니다.

t_4 : 이상적인 경우 드레인 전류는 시험 전류에 도달합니다. 그러나 회로의 공진 특성(측정 장비로 인한 영향 포함)에 따라 진동(oscillation)이 발생할 수 있습니다. 이러한 원인을 파악하기 위해서는 상세한 분석이 필요합니다. 이 구간에서 드레인-소스 전압은 계속 감소하지만, 전압 변화율은 점차 느려집니다. 이로 인해 피드백 캐패시턴스의 변화가 제한되며, 따라서 게이트-소스 전압은 다시 증가하기 시작합니다.

t_5 : 게이트-소스 전압이 온 상태(on-state) 값에 도달하며, 드레인-소스 전압 또한 온 상태에 있게 됩니다.

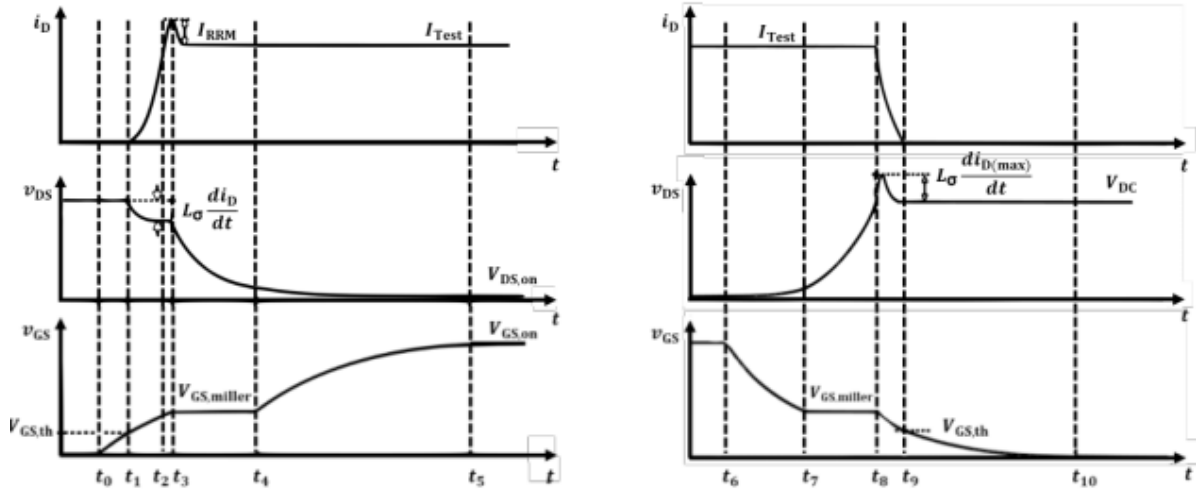


그림 8. MOSFET의 턴온(좌측) 및 턴오프(우측) 파형

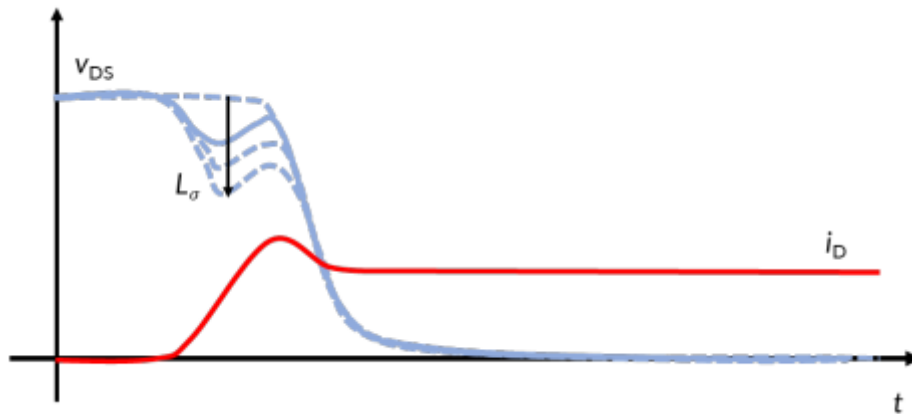


그림 9. 턴온 시 증가하는 기생 인덕턴스의 영향

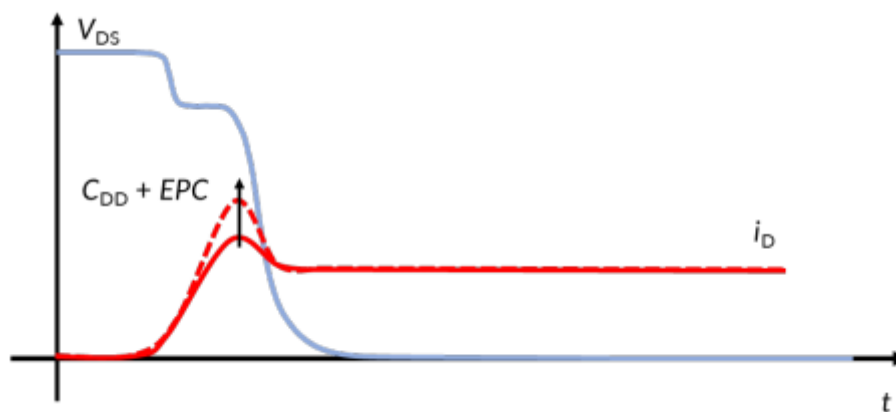


그림 10. MOSFET 턴온 시 다이오드 및 부하 인덕터의 기생 캐패시턴스가 미치는 영향

Turn-off

t_6 : 이 시점에서 드라이버 회로는 입력 캐패시턴스 C_{iss} 를 방전하기 시작합니다. C_{iss} 는 게이트-소스 캐패시턴스 C_{GS} 와 게이트-드레인 캐패시턴스 C_{GD} 의 병렬 연결로 구성됩니다. 게이트-소스 전압은 $R_g \cdot C_{iss}$ 에 의해 결정되는 시정수에 따라 감소하기 시작합니다. 드레인-소스 전압은 약간 상승합니다. 드레인 전류는 변하지 않습니다.

t_7 : 게이트-소스 전압이 밀러 플래토(Miller plateau)에 도달합니다. 드레인-소스 전압의 상승 속도는 빨라지지만, 드레인 전류는 여전히 일정하게 유지됩니다.

t_8 : 이 시점에서 드레인-소스 전압은 V_{DC} 에 도달합니다. 이후 드레인 전류는 감소하기 시작합니다. 턴온 시 v_{DS} 에서 나타났던 전압 강하와 동일한 원리에 의해 이번에는 전압 오버슈트가 발생합니다.

감소하는 전류는 기생 인덕턴스에 추가적인 전압 성분을 발생시키며, 이 전압은 DC 링크 전압과 더해져 DUT에 스트레스를 가합니다. 증가된 기생 인덕턴스의 영향은 그림 11에 나타나 있습니다. 이와 동시에 게이트-소스 전압은 밀러 플래토 구간을 벗어나며 계속 감소합니다.

t_9 : 드레인 전류와 드레인-소스 전압이 오프 상태(off-state)에 도달합니다. 게이트-소스 전압은 계속 감소합니다.

t_{10} : 게이트-소스 전압이 완전히 오프 상태에 도달합니다.

기생 성분들은 전압 스파이크, 링잉(ringing), 전자기 간섭(EMI), 그리고 신뢰성 문제를 유발합니다. 특히 기생 인덕턴스 L_D 와 L_S 는 DUT의 고유 특성으로, 스위칭 성능에 큰 영향을 미칩니다. 공통 소스 인덕턴스 L_S 는 스위칭 과도 상태에서 전력 루프와 게이트 루프 사이에 부정 피드백 경로를 형성하며, di/dt 에 의해 스위칭 손실을 증가시킵니다. 또한 초기 저장 전하로 인해 기생 인덕턴스 L_o 는 턴온 시 전류원처럼 동작하여 소자를 빠르게 켜도록 돕습니다. 그러나 턴오프 시에는 소자의 턴오프를 지연시키므로 바람직하지 않습니다[3]. 이러한 특성은 특히 단락(short circuit) 상황에서 빠른 턴오프가 필요한 경우 매우 중요해집니다. 그림 7에 나타난 기생 성분들은 주요 요소들만 포함하고 있으며, 실제 환경에서는 구성 장치 및 측정 장비로부터 발생하는 다양한 추가적인 기생 성분들이 존재합니다.

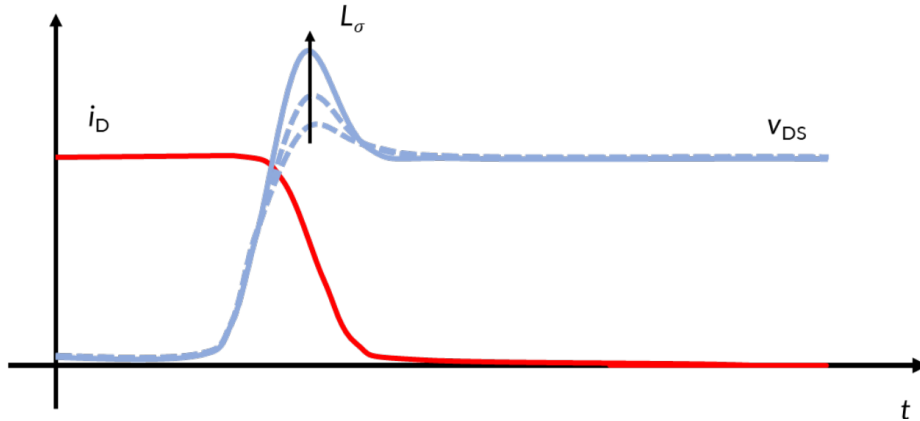


그림 11. 턴오프 시 기생 인덕턴스 증가가 미치는 영향

2.4 회로 파라미터 설계 (Design of Circuit Parameters)

회로 파라미터 설계에서 부하 인덕터와 커패시터 뱅크는 가장 높은 우선순위를 가집니다. 반도체 제조업체의 경우, 데이터시트를 작성할 때 달성해야 할 소자의 성능이 주요 관심 대상이 됩니다. 따라서 가능한 한 최적화된 시험 환경이 사용됩니다. 그러나 이러한 성능은 실제 양산용 컨버터에서 기대되는 값과는 거의 일치하지 않는 경우가 많습니다. 안타깝게도 전력 반도체의 데이터시트에는 여전히 충분한 정보가 부족하여, 사용자 입장에서 서로 다른 제조업체의 값을 동일 기준에서 비교하는 것이 매우 어렵습니다. 또한 양산 적용에서는 비용, 질량, 부피 등의 요소가 체계적으로 최적화되기 때문에 완전히 다른 설계가 이루어집니다. 더불어 DUT를 둘러싼 측정 회로는 예상되는 스위칭 손실과 스위칭 시간에 매우 큰 영향을 미칩니다. 이로 인해 전력전자 시스템 제조업체들은 설계 단계에서 실제 응용 환경을 반영한 조건에서 소자들을 비교하는 경우가 많습니다. 더블 펄스 테스트를 수행하기 전에, 설계에서 고려해야 할 경계 조건을 먼저 정의해야 합니다. 이때 다음과 같은 항목들이 중요합니다:

- ▶ 차단해야 하는 최대 전압
- ▶ 최대 시험 전류
- ▶ 전류 및 전압의 최대 변화율 (di/dt , dv/dt)
- ▶ 반도체 소자의 허용 가능한 자체 발열
- ▶ 시험 온도
- ▶ 시험 구성에서 단락 시험 수행 가능 여부

이러한 사양을 기반으로, 먼저 필요한 부하 인덕터와 커패시터 뱅크의 용량 및 값을 설계해야 합니다.'

2.4.1 부하 인덕터 크기 결정 (Dimensioning the Load Inductor)

부하 인덕터는 더블 펄스 테스트에서 두 스위칭 이벤트 사이 동안 전류를 가능한 한 일정하게 유지하는 역할을 합니다. 턴오프 및 턴온 동작은 목표 시험 전류에 가까운 상태에서 측정되어야 합니다. IEC-60747-8 및 -9 표준에 따르면, 시험에서는 일정한 전류가 요구되며, 이를 위해서는 큰 부하 인덕턴스가 필요합니다. 그러나 이는 원하는 시험 전류에 도달하기 위해 첫 번째 펄스의 지속 시간이 길어져야 함을 의미합니다. 반면, 펄스 지속 시간이 길어지면 반도체 소자의 자체 발열이 증가하게 됩니다. 따라서 부하 인덕터를 설계할 때는 위에서 언급한 두 가지 조건을 모두 고려해야 합니다.

▶ 첫 번째 및 두 번째 펄스의 지속 시간

펄스의 지속 시간과 시험 전류 I_{test} 값은 부하 인덕터에 의해 결정됩니다. 부하 인덕턴스 값이 클수록 전류의 증가 속도는 느려집니다. 반도체 소자의 동작은 시험 온도에 크게 의존하기 때문에, 반도체의 자체 발열을 방지하기 위해 첫 번째 펄스의 지속 시간 τ_1 은 100 μs 를 초과하지 않아야 합니다[4]. 따라서 부하 인덕터를 설계할 때의 상한값은 다음과 같이 정의됩니다:

$$\tau_1 = L_{load} \cdot \frac{I_{test}}{V_{DC}} \quad (8)$$

$$L_{load} \leq \tau_1 \cdot \frac{V_{DC}}{I_{test}} \quad (9)$$

▶ 펄스 간 휴지 구간에서의 일정한 전류 유지

앞서 언급한 바와 같이, 펄스 간 휴지 구간 동안에는 일정한 전류가 유지되는 것이 바람직합니다. 그러나 부하의 기생 저항과 프리휠링 다이오드에서 발생하는 손실로 인해 전류 감소가 발생합니다. 이 휴지 구간 동안 발생하는 전류 감소량 ΔI 는 부하 인덕턴스를 크게 함으로써 작게 유지할 수 있습니다. 하지만 기준 1에서 언급한 것처럼, 부하 인덕턴스를 크게 하면 반도체 소자의 자체 발열 문제가 발생할 수 있습니다. 따라서 특정 한계를 초과하지 않도록 하기 위해, 최소 인덕턴스 값은 다음과 같이 계산할 수 있습니다.

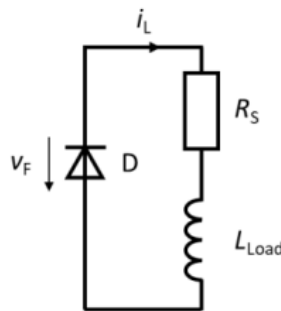


그림 12. 휴지 구간(Pasue) 동안의 전류 방향

그림 12는 펄스 휴지 구간에 대해 유효한 등가 회로를 보여줍니다. 이 기간 동안의 부하 전류 i_{load} 를 구하기 위해서는 다음의 식이 적용됩니다:

$$i_{load}(t) = I_{test} \cdot e^{-\frac{R_s}{L_{load}}t} + \frac{v_F}{R_s} \cdot (e^{-\frac{R_s}{L_{load}}t} - 1) \quad (10)$$

휴지 구간 동안의 전류 감소량 ΔI 는 다음과 같이 계산할 수 있습니다:

$$\Delta I = i_{load}(\tau_{break}) - I_{test} = \left(I_{test} + \frac{v_F}{R_s} \right) \cdot \left(e^{-\frac{R_s}{L_{load}}\tau_{break}} - 1 \right) \quad (11)$$

식을 정리하고 양변에 자연로그를 취하면 필요한 인덕턴스를 구할 수 있으며, 이때 ΔI 는 설계자가 지정합니다. 일반적으로 ΔI 는 정격 부하 전류의 1%에서 5% 범위의 값으로 설정합니다.

$$L_{load} \geq - \left[R_s \cdot \tau_{break} \cdot \left(\frac{1}{\ln \left(\frac{\Delta I}{I_{test} + \frac{v_F}{R_s} + 1} \right)} \right) \right] \quad (12)$$

따라서 최소 필요 인덕턴스는 원하는 시험 전류, 부하의 기생 저항, 휴지 구간의 지속 시간, 그리고 프리휠링 다이오드의 순방향 전압에 의해 결정됩니다. 다이오드의 순방향 전압은 데이터시트에 명시되어 있으며, 이를 추정에 사용할 수 있습니다. 더블 펄스 테스트에서 전압 변화율이 증가함에 따라 인덕터의 기생 병렬 캐패시턴스가 미치는 영향도 증가합니다. 일반적으로 인덕터는 철심(iron core) 또는 공심(air core) 중에서 선택할 수 있으며, 형태는 토로이드형 또는 원통형일 수 있습니다. 본 애플리케이션 노트에서 사용된 시험 구성에서는 원통형 공심 인덕터가 사용되었습니다. 원통형 공심 인덕터를 사용할 경우, 코어에 대한 기생 캐패시턴스가 존재하지 않기 때문에 철심 인덕터에 비해 전체 기생 캐패시턴스가 더 작다는 장점이 있습니다. 반면, 철심 인덕터와 비교했을 때 자속을 강화하는 효과가 없기 때문에 동일한 성능을 위해 상대적으로 더 큰 크기가 요구되는 단점이 있습니다.

2.4.2 커패시터 बैं크 크기 결정 (Dimensioning the Capacitor Bank)

첫 번째 펄스 동안, 커패시터 बैं크에 저장된 전기 에너지는 부하 인덕터의 자기 에너지로 변환됩니다. 이 기간 동안 전압은 가능한 한 일정하게 유지되어야 하며, 최소 요구 캐패시턴스는 커패시터와 부하 인덕터 간의 에너지 균형을 고려하여 구할 수 있습니다.

커패시터 बैं크에 저장된 전기 에너지는 다음과 같이 표현됩니다:

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot V_{DC}^2 \quad (13)$$

반면, 부하 인덕터에 저장된 자기 에너지는 다음과 같이 표현됩니다.

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L_{load} \cdot I_{test}^2 \quad (14)$$

커패시터의 에너지 감소량 ΔE_C 는 펄스의 시작과 끝 사이에서 커패시터 बैं크에 저장된 에너지의 차이를 의미합니다. 이는 DC 링크 전압 강하 ΔV_{DC} 를 나타내며, 다음과 같이 표현됩니다.

$$\Delta E_C = \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot V_{DC}^2 - \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot (V_{DC} - \Delta V_{DC})^2 \quad (15)$$

$E_L = \Delta E_C$ 의 관계를 적용하면 다음과 같은 식이 도출됩니다.

$$\frac{1}{2} \cdot L_{load} \cdot I_{test}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot V_{DC}^2 - \frac{1}{2} \cdot C_B \cdot (V_{DC} - \Delta V_{DC})^2 \quad (16)$$

따라서 전압 강하 ΔV_{DC} 를 제한하기 위해, 캐패시턴스 C_B 는 다음 조건을 만족해야 합니다:

$$C_B \geq \frac{L_{load} \cdot I_{test}^2}{2 \cdot V_{DC} \cdot \Delta V_{DC} - \Delta V_{DC}^2} \quad (17)$$

DC 링크 캐패시턴스 요구량은 시험 전류가 증가함에 따라 함께 증가합니다. 또한 중간회로 전압이 낮을수록 더 큰 캐패시턴스가 필요합니다. 더블 펄스 테스트에서는 일반적으로 수 μF 에서 수 mF 범위의 캐패시턴스가 요구됩니다. 특히 중요한 점은 DC 링크가 매우 낮은 기생 인덕턴스를 갖도록 설계되어야 한다는 것입니다. 일반적으로 사용 가능한 커패시터 유형으로는 전해(electrolytic), 필름(film), 세라믹(ceramic) 커패시터가 있으며, 각 특성과 적용 적합성은 표 1에 정리되어 있습니다

표 1. 다양한 종류의 캐패시터

캐패시터 종류	특성
전해 캐패시터(Electrolytic capacitors)	- 높은 동작 온도 범위를 가집니다 - 높은 ESR(등가 직렬 저항) 및 ESL (등가 직렬 인덕턴스)을 가집니다
필름 캐패시터 (Film capacitors)	- 낮은 ESR 및 ESL을 가집니다 - 높은 리플 전류 밀도를 견딜 수 있습니다 - 프리즘(각형) 형태로 제작 가능합니다 - 동작 온도 범위가 상대적으로 낮습니다

큰 용량의 단일 캐패시터를 사용하는 대신, 더 작은 용량의 여러 캐패시터를 병렬로 연결하여 전체 캐패시턴스를 구성하는 것이 바람직합니다. 이는 그림 13과 같이 낮은 기생 인덕턴스를 갖는 설계를 구현하기 위함입니다.

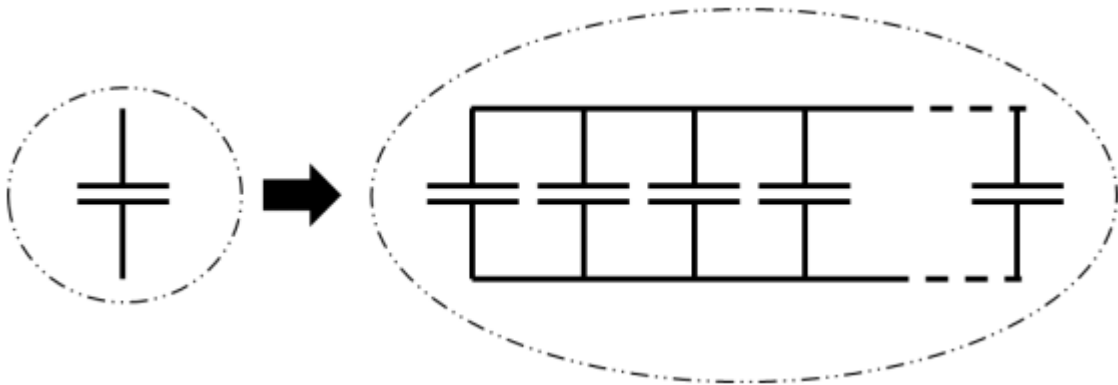


그림 13. 낮은 ESL을 위한 캐패시터 뱅크 설계

3. 전압 및 전류 측정 (Voltage and Current Measurement)

모든 소자의 스위칭 특성을 평가하기 위해서는 전압과 전류를 모두 측정해야 합니다. 더블 펄스 테스트 셋업의 첫 번째 과제는 큰 변화율을 가지는 비교적 큰 값들(v_{DS} 와 i_D)을 정확하게 측정하는 것입니다. 이를 위해서는 사용되는 프로브가 스위칭 파형의 상승 및 하강 구간을 정확히 포착할 수 있도록 충분한 대역폭과 넓은 선형 범위를 가져야 합니다[5]. 두 번째 과제는 큰 공통 모드 전압(v_{DS})에 비해 상대적으로 작은 전압(v_{GS})을 측정해야 한다는 점입니다. 따라서 넓은 대역폭에서 높은 공통 모드 제거비(CMRR)가 요구됩니다. 부유 전위(floating potential)에서의 테스트 셋업은 측정의 유연성을 향상시킵니다. 이를 통해 하이사이드에서도 수동 프로브를 사용하여 측정이 가능합니다. 다만, 프로브를 연결할 때에는 주의가 필요하며, 이는 테스트 셋업의 기준 전위(reference potential)가 프로브에 의해 정의되기 때문입니다. 그림 14는

대표적인 측정 구성(부유 전위 방식과 접지 방식)을 보여줍니다. 각 측정 방법의 특성은 표 2에 정리되어 있습니다.

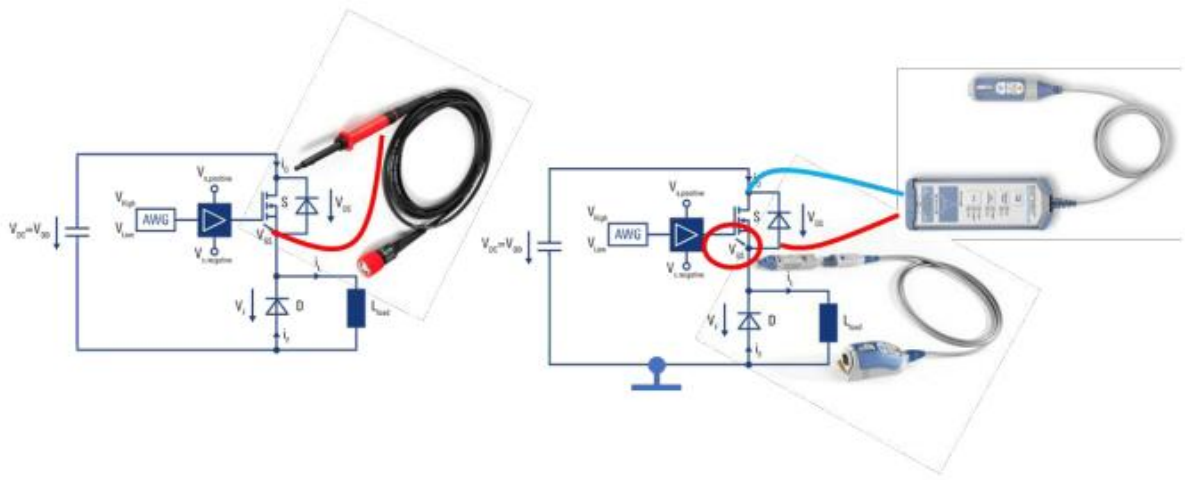


그림 14. 다양한 측정 구성 방식. 좌측: 부유 전위(Floating) 구성 및 수동 프로브. 우측: 접지(Grounded) 구성 및 차동 프로브

표 2. 다양한 측정 구성의 특징

측정 구성	특성
부유 전위 구성 및 수동 프로브 (Floating setup and passive probes)	▶ 접지와 직접 연결되지 않습니다. ▶ 최대 500 MHz의 대역폭을 제공합니다. ▶ 간단하고 비용 효율적인 측정 방법입니다.
고전압 차동 프로브 (High-Voltage differential probe)	▶ 큰 공통 모드 전압이 존재하는 환경에서도 작은 차동 전압을 정확하게 측정할 수 있습니다. ▶ DUT를 접지할 수 없는 프로토타입 환경에 적합합니다. ▶ 높은 입력 임피던스로 인해 로딩 효과와 측정 오차를 최소화합니다. ▶ 대역폭은 200 MHz로 제한됩니다.
절연 채널 오실로스코프 (Isolated channel oscilloscope)	▶ 접지와 직접 연결되지 않습니다. ▶ DC 및 저주파 영역에서 우수한 공통 모드 제거비(CMRR)를 제공합니다. ▶ 최대 500 MHz의 대역폭을 제공합니다. ▶ 절연 프로브는 완전한 차동(differential) 방식은 아닙니다.

측정 시스템이 신뢰성과 정확성을 유지하며 측정할 수 있는 주파수 범위는 해당 시스템의 대역폭에 의해 결정됩니다. 따라서 상승 시간(rise time)과 하강 시간(fall time)은 감쇠 없이 측정되어야 하는 주파수 스펙트럼과 대응됩니다. 이를 위해, 측정 시스템의 대역폭은 측정 대상이 되는 최대 주파수 성분보다 최소 5배 이상 커야 합니다[5]. 그림 15를 참고하면, 상승 시간이 10 ns인 스위칭 에지는 초기에는 약 35 MHz 사인파 신호의 에지와 정확히 대응합니다. 그러나 요구되는 DC 링크 전압에 도달하면 이후 진동(oscillation)이 발생할 수 있으며, 이러한 현상 또한 측정되어야 합니다. 프로브와 오실로스코프를 사용하여 신호를 측정할 경우, 측정된 신호의 상승 시간은 다음과 같이 표현됩니다:

$$t_{r,meas} \approx \sqrt{t_{r,sig}^2 + t_{r,probe}^2 + t_{r,osc}^2} \quad (18)$$

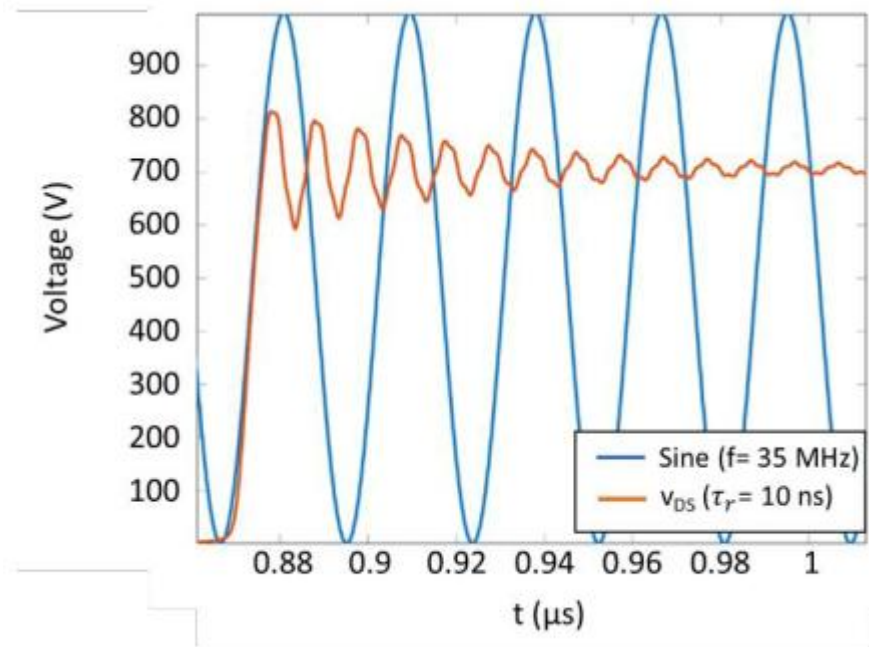


그림 15. 주파수 35 MHz의 사인파 신호와 상승 시간(t_r)이 10 ns인 드레인-소스 전압

3.1.1 전압 측정 프로브 (Voltage Measurement Probes)

더블 펄스 테스트에서 전압을 측정하기 위해 Rohde & Schwarz에서 제공하는 다양한 전압 프로브를 사용할 수 있습니다[6][7]. 전압 프로브는 높은 정확도와 넓은 대역폭과 같은 요구 사항을 충족해야 합니다. 전압 프로브는 크게 능동 차동 프로브(active differential probe)와 수동 프로브(passive probe) 두 가지로 구분됩니다. 능동 차동 전압 프로브는 오실로스코프의 접지와 독립적으로 전압 측정을 수행할 수 있습니다. 따라서 최대 입력 전압을 초과하지 않는 한 시험 구성에서 유연하게 사용할 수 있습니다.

반면, 수동 프로브는 구조가 단순하고 능동 소자가 없기 때문에 별도의 전원 공급이 필요하지 않아 견고한

특성을 가집니다. 그림 16은 수동 전압 측정 프로브인 R&S® RT-ZI10과 R&S® RT-ZH10을 보여줍니다. 그림 왼쪽에 표시된 것처럼 접지 리드가 긴 경우, 프로브와 접지 리드 사이에 비교적 큰 인덕턴스 루프가 형성됩니다. 이러한 루프를 통해 기생 결합이 발생할 수 있습니다. 이러한 결합을 줄이기 위해 그림 16(중앙)과 같이 접지 리드를 프로브에 감아서 사용하는 것이 효과적입니다. 또 다른 방법으로는 프로브 슬리브에 장착할 수 있는 접지 스프링(ground spring)을 사용하는 것이 있으며, 이 경우 일반적으로 프로브를 고정하기 위한 홀더가 필요합니다.

일반적으로 리드와 핀의 길이가 길어질수록 기생 인덕턴스가 증가하며, 이는 전압 신호에 기생 결합을 증가시키는 원인이 됩니다. 이러한 영향은 펄스 신호에서 실제 신호에는 존재하지 않는 링잉(ringing)이나 오버슈트(overshoot)를 유발할 수 있습니다. 따라서 이러한 문제를 방지하기 위한 적절한 대책을 적용하는 것이 중요합니다. Rohde & Schwarz의 다양한 프로브와 그 특성은 표 3에 정리되어 있습니다.



그림 16. 큰 루프를 갖는 수동 프로브(좌측)와
이를 개선하기 위한 대책(중앙 및 우측)을 적용한 DPT 전압 측정

차동 프로브의 경우에도, 증폭기에 긴 리드가 연결되면 동일한 원치 않는 기생 결합이 발생할 수 있습니다. 그림 17은 Rohde & Schwarz 차동 프로브의 예를 보여주며, 왼쪽에는 큰 루프 인덕턴스를 갖는 구성, 오른쪽에는 이를 줄이기 위한 대책으로 트위스트 리드(twisted leads)를 적용한 구성이 나타나 있습니다.

표 3. 다양한 종류의 전압 프로브[7]

프로브 종류	모델	특징
액티브 차동 프로브 (Active differential probe)	R&S® RT-ZHD07 R&S® RT-ZHD15/-ZHD16 R&S® RT-ZHD 60 R&S® RT-ZD10 R&S® RT-ZD20	▶ R&S® RT-ZHDxx 고전압 차동 프로브는 최대 200 MHz의 대역폭과 최대 6 kV의 입력 전압 범위를 지원합니다. ▶ R&S® RT-ZD10/20 광대역 차동 프로브는 (외부 10:1 감쇠기 사용 시) 최대 2 GHz의 대역폭과 최대 50 V 입력 전압 범위를 지원하며, 매우 낮은 입력 용량과 높은 입력 임피던스를 제공합니다. ▶ 추가적인 잡음이 매우 적습니다.
수동 프로브 (Passive probe)	R&S® RT-ZI10 R&S® RT-ZI10C R&S® RT-ZI11 R&S® RT-ZH10 R&S® RT-ZH11	▶ 최대 500 MHz의 대역폭을 제공합니다 ▶ 높은 선형성과 낮은 추가 잡음을 제공합니다 ▶ 참고: R&S® RT-ZIxx 프로브는 절연 채널 오실로스코프 R&S® Scope Rider(RTH)에서만 사용 가능합니다

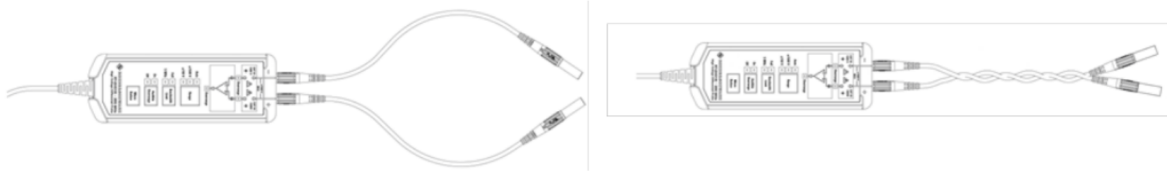


그림 17. 차동 프로브 사용 방법. 트위스트 리드(Twisted Leads)를 사용하면 원치 않는 노이즈 결합이 최소화되므로 일반적으로 가장 우수한 측정 결과를 얻을 수 있습니다.

3.1.2 전류 측정방법 (Current Measurement)

전류 센서는 DUT의 전류를 측정하기 위해 사용됩니다. 전류를 측정하는 방법에는 여러 가지가 존재하며, 그중 더블 펄스 테스트(DPT)에 적합한 방법들은 다음과 같습니다.

동축 션트(Coaxial Shunts):

이 방법은 전류를 측정하고자 하는 회로에 낮은 저항값(저항)을 삽입하고, 옴의 법칙을 기반으로 동작합니다. 이상적인 저항의 경우, 전류는 측정된 전압에 비례합니다. 따라서 이러한 저항에 걸리는 전압 강하를 통해 전류를 측정할 수 있습니다. 동축 션트를 이용한 전류 측정에서 제한 요소는 측정 구성의 기생 인덕턴스 L_{Shunt} 입니다. 이로 인해 전류 측정이 주파수에 의존하게 되며, 결과적으로 대역폭은 다음과 같이 제한됩니다:

$$f_{BW(Shunt)} = \frac{R_{Shunt}}{2 \cdot \pi \cdot L_{Shunt}} \quad (19)$$

전류 트랜스포머(Current Transformer):

이 센서는 2차측 권선이 감긴 강자성체 토로이드 코어로 구성된 변압기로 이루어집니다. 측정하려는 전류가 흐르는 도선은 변압기 코어를 통과하며 1차 권선의 역할을 합니다. 도체 주변에 형성된 자기장은 변압기 코어를 자화시키고, 이에 따라 2차 권선에 도체 전류에 비례하는 전류가 유도됩니다. 2차측 회로는 버든 저항(burden resistor)에 의해 완성되며, 이 저항에 걸리는 전압 강하는 1차측 전류에 비례합니다. 해당 전압은 오실로스코프를 통해 측정할 수 있습니다[8].

로고스키 코일(Rogowski Coil):

로고스키 코일은 전류 트랜스포머와 유사한 동작 원리를 가집니다. 그러나 주요 차이점은 철심 대신 공심(비자성체) 코어에 권선이 감겨 있다는 점입니다. 로고스키 코일은 전류가 흐르는 도체를 감싸는 형태로 배치되며, 측정 대상 전류를 이용합니다. 이 방법은 로고스키 코일에 유도되는 전압이 도체 전류의 변화율에 비례한다는 원리에 기반합니다. 코일에 유도된 전압은 도체 전류에 비례하는 출력 전압을 얻기 위해 적분되어야 하며, 대부분의 경우 오실로스코프의 감도 요구사항을 만족하기 위해 증폭 과정도 필요합니다. 또한 이 코일은 자성체가 없기 때문에 포화(saturation) 현상이 발생하지 않으며, 선형적인 특성을 가집니다.

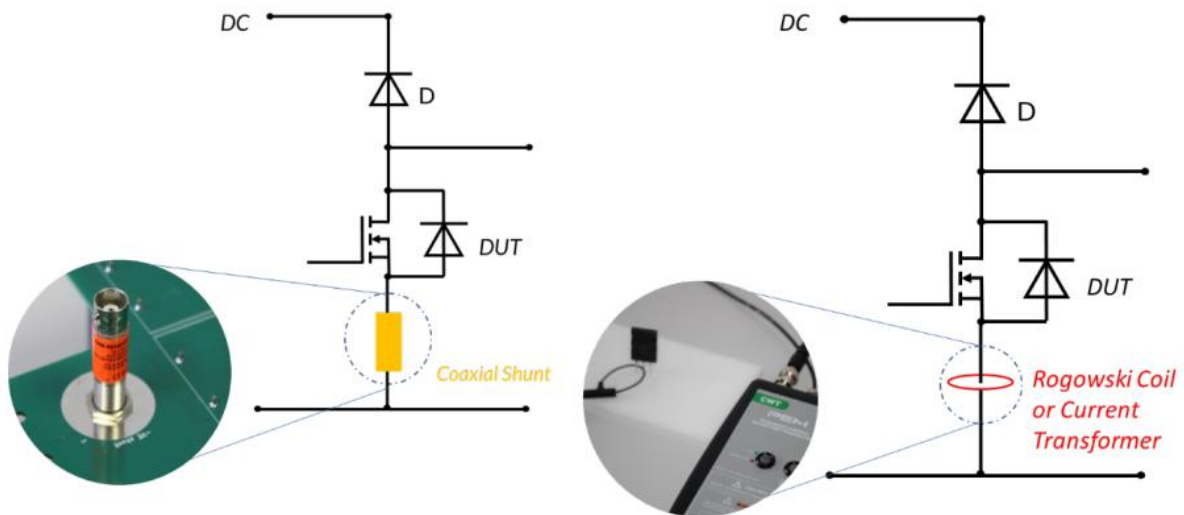


그림 18. 다양한 전류 측정 기법의 구성 방식

표 4. 더블 펄스 테스트(DPT)용 다양한 전류 측정 기법

측정 방법	최대 달성 가능 대역폭 (Maximum achievable bandwidth)	적합성 (Suitability)	특징
동축 션트 (Coaxial Shunt)	2 GHz	AC/DC	▶ 높은 대역폭과 정확도를 제공합니다. ▶ 갈바닉 절연이 불가능합니다. 크기가 큼니다. 추가적인 루프 인덕턴스가 발생합니다.
전류 트랜스포머 (Current Transformer)	200 MHz	AC	▶ 절연된 측정이 가능합니다. ▶ 크기가 큼니다. 포화(saturation) 현상이 발생할 수 있습니다. 추가적인 루프 인덕턴스가 발생합니다.
로고스키 코일 (Rogowski Coil)	100 MHz	AC	▶ 절연 측정이 가능합니다. 포화 현상이 없습니다. ▶ 추가적인 적분기(integrator)가 필요합니다. 대역폭이 제한적입니다.

3.2 디스큐 (De-skew)

서로 다른 유형의 측정 장비를 사용할 경우, 전압과 전류 측정 간에 신호 전달 시간 차이가 발생할 수 있습니다. 예를 들어 그림 19(좌)에서 볼 수 있듯이, 서로 다른 두 프로브로 측정된 신호는 서로 다른 파형 형태와 시간 지연을 보입니다. 이는 프로브의 특성 차이에 의해 발생하며, 잘못된 측정 결과로 이어질 수 있습니다. 그림 19는 서로 다른 프로브로 측정된 신호를 정렬하는 이론적인 방법들을 보여줍니다. 첫 번째 방법은 펄스 시작 지점에서 신호를 정렬하는 것이며, 두 번째 방법은 펄스 끝 지점에서 정렬하는 것입니다. 이 두 가지 방법은 그림 19(좌)에 표시되어 있습니다. 그러나 신호에 따라 상승 또는 하강 구간의 시작점이나 끝점을 정확하게 판단하기 어려운 경우가 있습니다. 이러한 경우 세 번째 방법으로, 상승 또는 하강 에지의 50% 지점에서 두 신호를 정렬할 수 있습니다(그림 19 우).

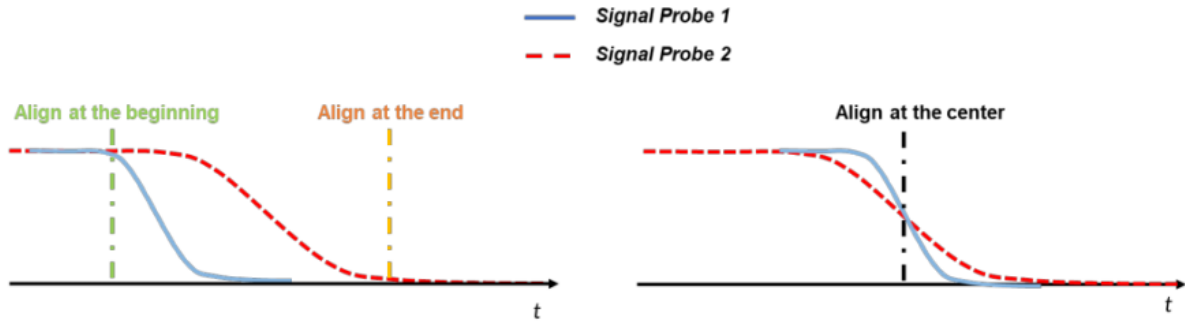


그림 19. 디스큐(De-skew) 적용 전(좌측)과 적용 후(우측)의 전압 및 전류 프로브 신호

위에서 설명한 디스큐(de-skew) 방법은 두 신호의 파형이 유사한 경우에만 적용할 수 있다는 점을 반드시 유의해야 합니다. 예를 들어, 저항성 부하에서 측정된 전압과 전류, 또는 동일한 형태의 두 전압 신호와 같은 경우에 해당합니다. 이러한 특성을 갖는 신호를 제공하는 구성 환경을 이용하면, 실제 측정 전에 디스큐를 수행할 수 있습니다. 또한 측정 환경이 충분히 잘 이해되어 있는 경우에는 더블 펄스 테스트(DPT) 셋업에서 직접 디스큐를 수행하는 것도 가능합니다. 다음은 전압-전류(V-I) 신호 간 불일치를 보정하기 위해 사용할 수 있는 몇 가지 방법들입니다:

동일한 모델의 프로브를 사용하는 경우에도 신호 전달 지연이 약간씩 다를 수 있다는 점에 유의해야 합니다. 따라서 프로브를 교체할 때마다 오실로스코프 채널에 대해 디스큐(de-skew)를 수행해야 합니다. 상승 시간과 하강 시간이 20 ns에서 40 ns 범위인 경우, 단 1 ns의 시간 지연만으로도 스위칭 에너지 계산에서 최대 80%의 오차가 발생할 수 있습니다. 따라서 전압 및 전류 신호는 반드시 정확하게 디스큐되어야 합니다[3].

▶ 전압-전류(V-I) 시간 불일치는 파워 디스큐(power de-skew) 장치를 사용하여 제거할 수 있습니다. 그 예로 Rohde & Schwarz의 R&S® RT-ZF20 파워 디스큐 픽스처가 있으며, 이는 해당사의 전압 및 전류 프로브와 함께 사용할 수 있습니다. R&S® RT-ZF20은 다양한 전압 스윙, 전류 스윙, 그리고 전이 시간(transit time)을 갖는 펄스를 생성합니다. 두 프로브를 정렬하기 위해 측정 신호의 지연 시간을 조정하여 오실로스코프 화면에서 펄스가 일치하도록 보정합니다. 디스큐 픽스처를 사용하는 경우 앞서 설명한 신호 정렬 방법들을 적용할 수 있습니다. R&S® RT-ZF20에 대한 추가 정보는 참고문헌 [9]에서 확인할 수 있습니다. 다만, 디스큐 픽스처는 제한된 전류와 전압 범위에서만 사용 가능하므로, 일부 경우에는 충분하지 않을 수 있다는 점을 유의해야 합니다.

▶ DUT의 특성은 디스큐(de-skew)를 위해 직접 활용할 수 있습니다[10]. 스위치의 턴온 동작 동안 전류가 증가하면서, 기생 인덕턴스에 걸리는 전압 강하는 다음과 같은 관계에 의해 발생합니다: $v = L_{\sigma} \cdot \frac{di}{dt}$. 이 전압 강하는 v_{DS} 에서 딥(dip) 형태로 관찰됩니다(그림 20 참조). 전류 상승이 끝날 무렵에는 전류 변화율이 감소하여, 전류가 감소하기 시작하기 전에 0에 도달합니다. 따라서 v_{DS} 의 전압 딥은 전류 피크 값에서 국부 최대값(local maximum)을 갖게 됩니다. 이후 드레인-소스 전압은 급격히 감소합니다.

이때 전압과 전류 신호를 정렬하는 방법에는 두 가지가 있습니다. 첫 번째는 턴온 과정에서의 전류 최대값을 v_{DS} 의 국부 최대값에 맞추는 방법입니다. 두 번째는 전압 v_{DS} 가 V_{DC} 에서 감소하기 시작하는 시점과 전류가 증가하기 시작하는 시점을 정렬하는 방법입니다(그림 21 참조). 다만, 노이즈가 포함된 신호에서는 이러한 정확한 시점을 찾는 것이 상당히 어려울 수 있습니다. 디스큐가 올바르게 설정되었다면, 추가적인 측정을 통해 이를 검증할 수 있습니다[3].

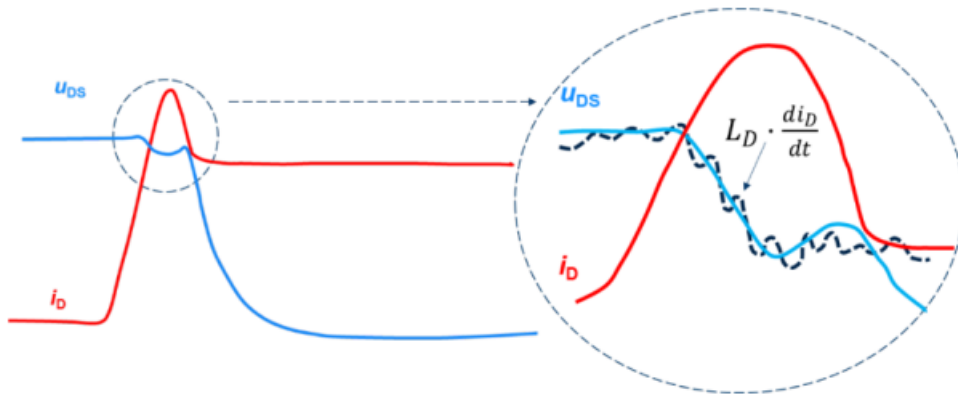


그림 20. 계산된 전압 강하를 이용한 전압-전류(V-I) 신호의 그래픽 정렬

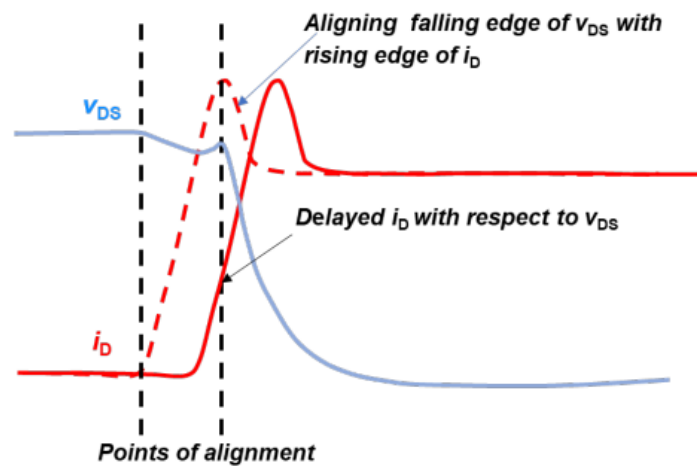


그림 21. 전압 및 전류 프로브의 수동 디스큐(De-skew)

▶ 전류 및 전압 프로브의 디스큐(de-skew)는 인덕터를 제거하고 프리휠링 다이오드를 낮은 인덕턴스를 갖는 저항으로 대체함으로써 수행할 수 있습니다[3][11]. 이상적인 저항의 경우, 전압은 전류에 비례하며 두 신호 사이에는 위상차가 존재하지 않습니다. 이를 실제로 적용할 경우, 저항의 기생 직렬 인덕턴스는 불가피하게 존재하게 됩니다. 따라서 두 가지 방법이 있습니다. 첫 번째는 이 기생 인덕턴스를 충분히 작게

유지하여 무시하는 방법입니다. 두 번째는 저항의 특성을 정확히 파악하여 발생하는 위상차를 계산하는 방법입니다. 최대 입력 전압은 저항값에 따라 달라지며, 일반적으로 수백 볼트 범위입니다. 디스큐 과정에서는 드레인 전압이 해당 저항의 최대 펄스 허용 전압을 초과하지 않도록 설정해야 합니다.

3.3 공통 모드 제거비 (CMRR, Common Mode Rejection Ratio)

차동 측정을 수행하기 위해서는(예: 하이사이드의 게이트-소스 전압 측정), 출력에서 공통 모드 전압을 제거하는 것이 중요합니다. 이는 측정에서 관심 있는 값이 차동 전압이기 때문입니다. 그림 22에서 볼 수 있듯이, 마이너스 레일을 기준으로 할 경우 노드 P의 전압은 V_{DC} 와 0 사이에서 변동합니다. 차동 프로브의 경우, 그림 22에 나타난 것처럼 오실로스코프와 프로브 사이에 차동 증폭기가 위치합니다. 이 차동 증폭기는 공통 모드 전압을 감쇠시킬 수 있으며, 이러한 공통 모드 전압 제거 능력을 공통 모드 제거비(CMRR, Common Mode Rejection Ratio)라고 합니다. CMRR은 주파수에 크게 의존하며, 신호의 주파수가 증가할수록 CMRR 성능은 저하됩니다.

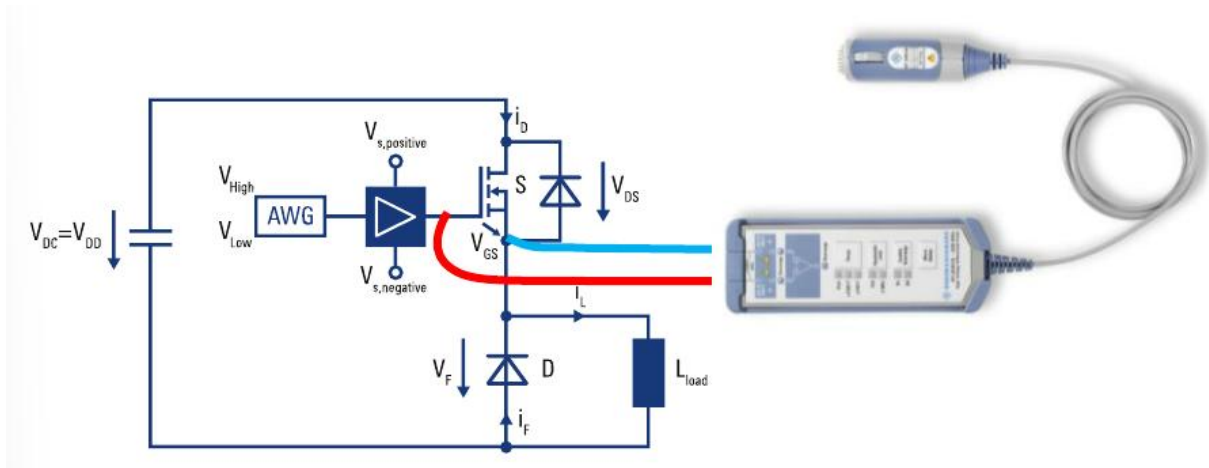


그림 22. 고전압 차동 프로브를 이용한 하이사이드 게이트 측정.

스위치 노드의 전압 스윙은 프로브의 공통 모드 제거비(CMRR)에 의해 억제됩니다.

CMRR은 주파수가 증가함에 따라 감소합니다. 따라서 펄스의 상승 시간(rise time)과 하강 시간(fall time)은 생성되는 주파수 스펙트럼의 대역폭을 결정하며, 적절한 전압 프로브를 선택할 때 고려해야 할 핵심 파라미터가 됩니다. 그림 23은 고전압 차동 프로브의 일반적인 CMRR 성능을 보여줍니다.

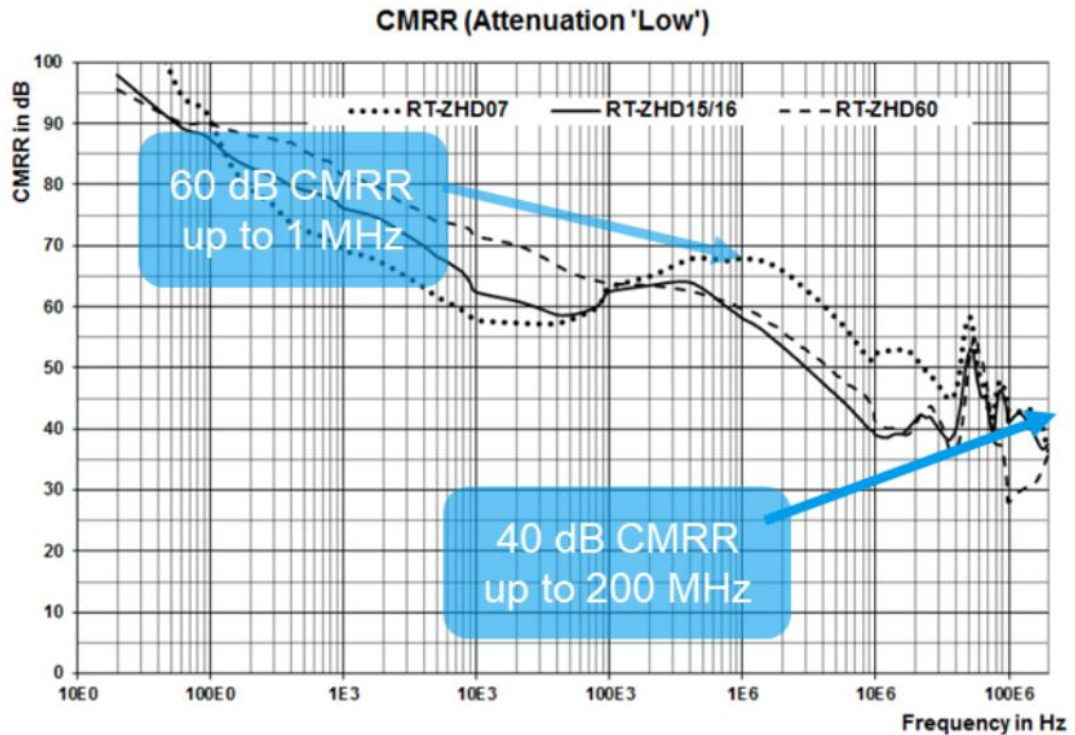


그림 23. 고전압 차동 프로브의 일반적인 CMRR 성능

4. 측정 셋업 및 결과 (Measurement Setup and Results)

이 장에서는 더블 펄스 테스트(DPT)의 실제 측정 구성과 테스트를 통해 획득한 결과를 설명합니다. 또한 DPT에서 측정 결과를 얻기 위한 실용적인 팁과 주의사항도 함께 제공합니다.

게이트 드라이브용 ARB(임의 파형 발생기) 신호를 생성할 때는 오류를 줄이고 시험 장비의 설정을 보다 쉽게 하기 위해 Rohde & Schwarz에서 제공하는 것과 같은 소프트웨어 도구를 사용하는 것이 바람직합니다. Rohde & Schwarz GFM347 더블 펄스 테스트 도구는 사용자가 DC 링크 전압, 인덕터 전류, 부하 인덕터와 같은 회로 파라미터를 입력하면 필요한 펄스 폭을 계산할 수 있도록 안내합니다. 또한 생성된 ARB 신호를 신호 발생기에 직접 업로드할 수 있는 기능도 제공합니다. 이 기능은 더블 펄스 테스트가 일반적으로 반복적인(iterative) 과정이며, 테스트 중 펄스 조건을 여러 번 수정해야 하는 경우가 많기 때문에 특히 유용합니다. 이 더블 펄스 테스트 도구는 LabVIEW Runtime 환경을 기반으로 하며 Microsoft Windows 운영체제에서 실행됩니다.

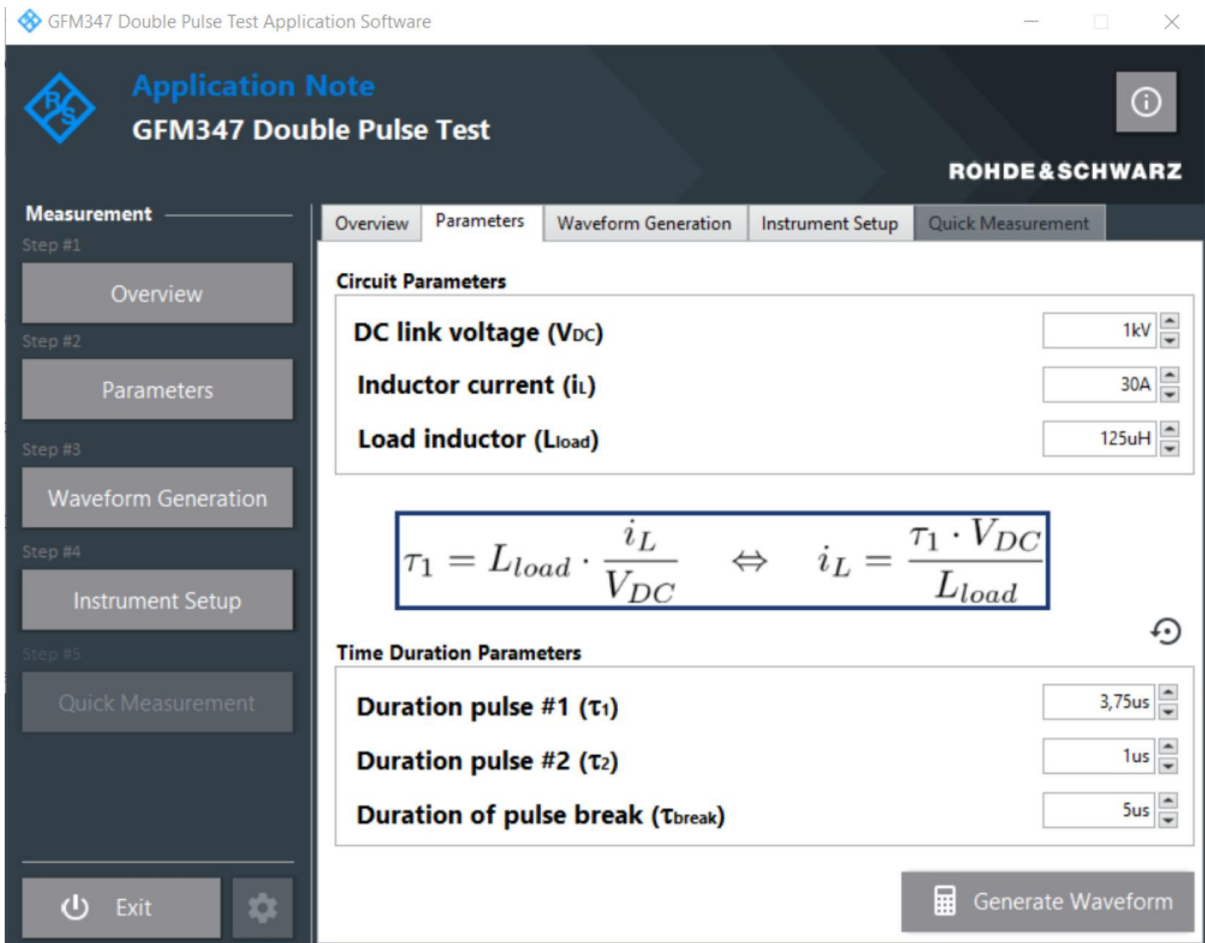


그림 24. 더블 펄스 테스트 ARB 파형 생성을 위한 주요 회로 파라미터 입력용

Rohde & Schwarz GFM347 더블 펄스 테스트 툴의 파라미터 탭

4.1 측정 구성의 세부 사항

이 절에서는 더블 펄스 테스트(DPT)에 사용된 실제 측정 시스템의 구성과 각 장비의 연결 방법을 상세히 설명합니다. 또한 정확하고 재현성 있는 측정 결과를 얻기 위해 고려해야 할 측정 조건과 설정 방법을 다룹니다. DUT로는 SiC MOSFET이 사용됩니다. SiC MOSFET은 비교적 빠른 스위칭 속도를 제공합니다. 적용된 게이트 저항은 14 Ω이며, 이를 통해 소자는 약 20 ns 이내에 턴온 및 턴오프됩니다. 이는 그림 15에 나타난 10 ns 펄스보다는 다소 느린 수준입니다. 전체 측정 구성은 사용된 전류 프로브 중 가장 낮은 대역폭인 30 MHz의 프로브도 사용할 수 있도록 설계되었습니다. 스위칭 시간이 더욱 짧아질 경우에는 전류 프로브의 대역폭이 측정의 제한 요소가 됩니다. 전류 및 전압 측정에 사용된 프로브와 기타 장비들은 표 5에 정리되어 있습니다. 3장의 서론에서 언급한 것처럼, 부유 전위(floating potential) 방식의 더블 펄스 테스트 구성은 더 높은 유연성을 제공합니다. 따라서 아래의 측정 결과들은 부유 전위 방식의 시험 구성을 사용하여 수행되었습니다.

표 5. 시험 구성에 사용된 프로브 및 장비

No.	프로브와 장비	모델	스펙
1	오실로스코프	R&S RTO2044	4 GHz, 20 GSa/s
2	프로그래머블 전원 공급기	R& HMP4040	4 Channel, 348 W
3	절연형 수동 프로브	R&S RTZI10	1 kV, 500MHz
4	고 전압 차동 프로브	R&S RT-ZHD 07	750 V _{PK} Diff , 200 MHz
5	동축 섀트	T&M SSDN-414-10	0.1 Ω, 2 GHz
6	로고스키 코일	PEM CWT Mini 50 HF 06	120 A, 8 A/ns, 50 MHz
7	로고스키 코일	PEM CWT Ultra-mini 06	120A, 8 A/ns, 30 MHz
8	DC 전원 공급기	FUG MCP 1400-2000	2000V, 600mA

4.2 테스트 결과

4.2.1. 스위칭 과도 현상(Switching Transients)

그림 25는 더블 펄스 테스트를 통해 얻은 게이트-소스 전압, 드레인-소스 전압 및 소자 전류 파형을 보여줍니다. 또한 그림 26과 그림 27은 턴오프 및 턴온 순간을 확대한 파형을 보여줍니다. 이러한 구간은 스위칭 에너지, 전압 및 전류 오버슈트, 상승 시간(rise time), 하강 시간(fall time), 그리고 지연 시간(delay time)을 결정하는 데 사용됩니다. 전류 측정은 Rogowski 코일(PEM CWT [12] Ultra-mini [13])을 사용하여 수행되었으며, 전압 측정은 고전압 차동 프로브인 R&S® RT-ZHD07을 사용하여 수행되었습니다. 앞서 설명한 것과 같이, 기생 성분에 의해 발생하는 오버슈트와 전압 딥(voltage dip)은 드레인-소스 전압과 드레인 전류 파형에서 확인할 수 있습니다. 이와 더불어, 그림 25의 전체 파형에서 볼 수 있듯이 드레인 전류는 턴오프 과정 중 일부 링잉(ringing) 현상을 나타냅니다. 이러한 링잉은 일반적으로 전류 프로브에 의도하지 않은 기생 결합이 발생했을 때 나타나는 전형적인 현상입니다. 따라서 회로 내에서 프로브를 배치할 때에는 각별한 주의가 필요합니다.

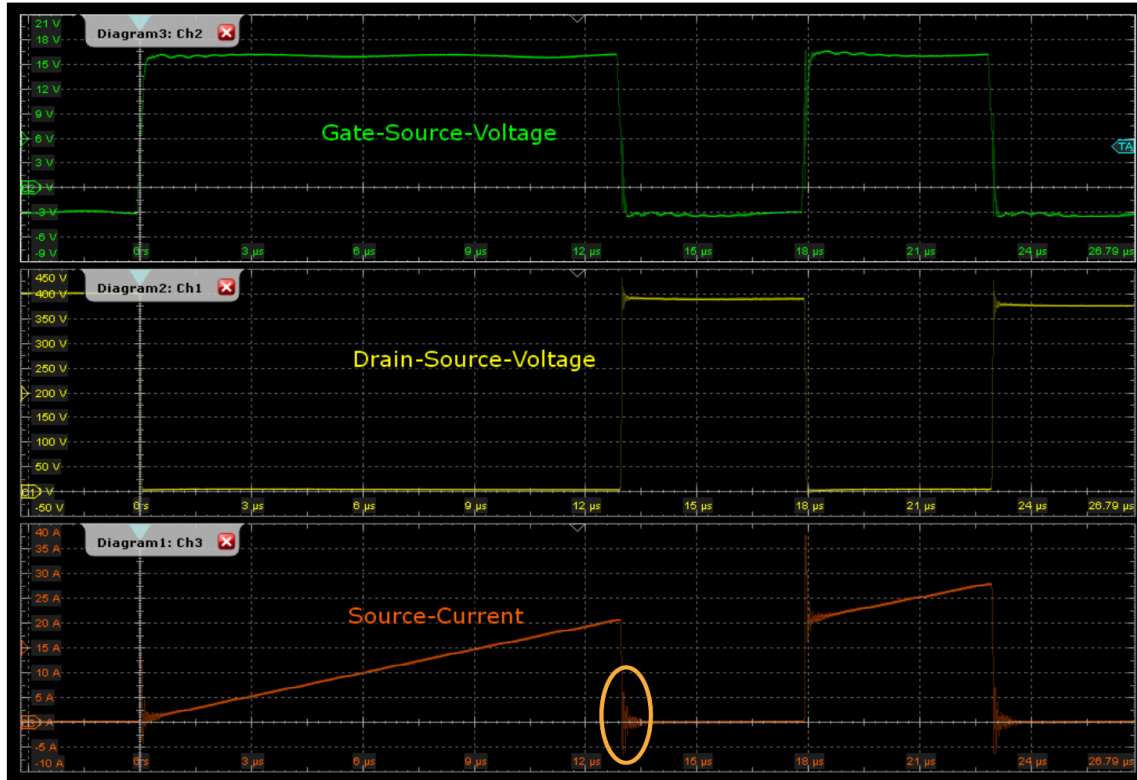


그림 25. 더블 펄스 테스트 파형

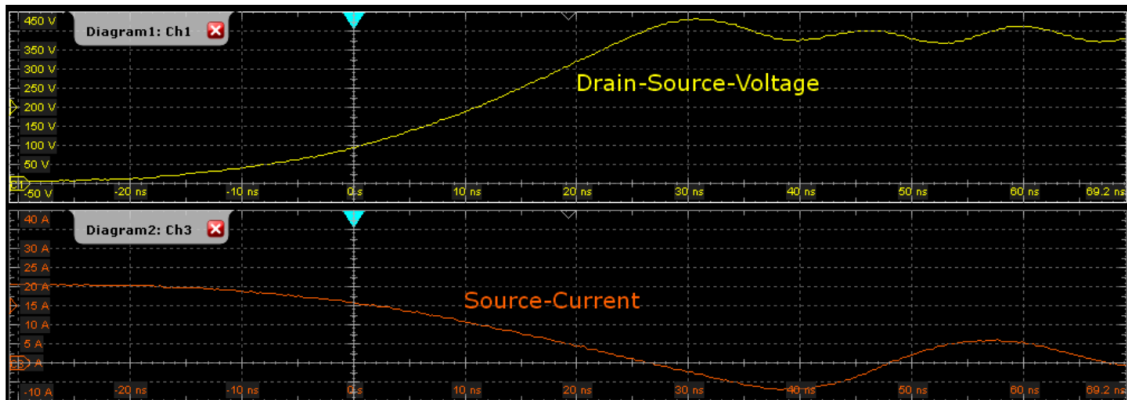


그림 26. 턴오프 과도 현상

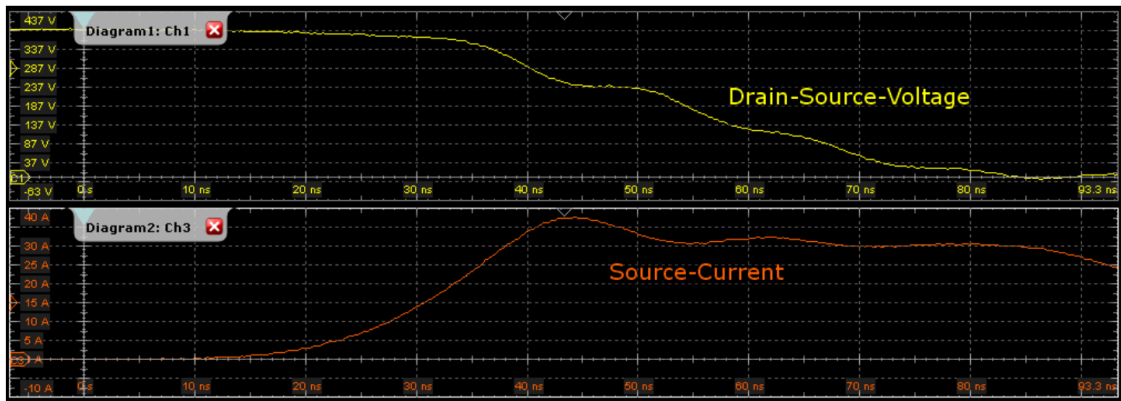


그림 27. 턴온 과도 현상

4.1.1 전류 측정방법

그림 28은 세 가지 서로 다른 전류 프로브를 사용하여 측정한 드레인-소스 전압과 드레인 전류를 보여줍니다. 사용된 프로브는 표 5에 나열된 장비들입니다. 그림 28의 왼쪽에는 디스큐(de-skew)를 적용하지 않은 상태의 전류 측정 결과가 표시되어 있습니다. 파란색 신호는 가장 높은 대역폭을 갖는 동축 션트(coaxial shunt) 측정 결과입니다. 채널 2의 녹색 신호는 PEM UK CWT mini HF Rogowski 코일[14]의 측정 결과이며, 세 번째 신호는 PEM UK CWT Ultra Mini Rogowski 코일의 측정 결과입니다. 모든 센서가 서로 다른 그룹 지연(group delay)을 가지므로 디스큐가 필요하다는 것을 확인할 수 있습니다. 그림 28의 오른쪽과 같이 디스큐를 적용한 후에는 모든 프로브가 서로 유사한 측정 결과를 제공합니다.

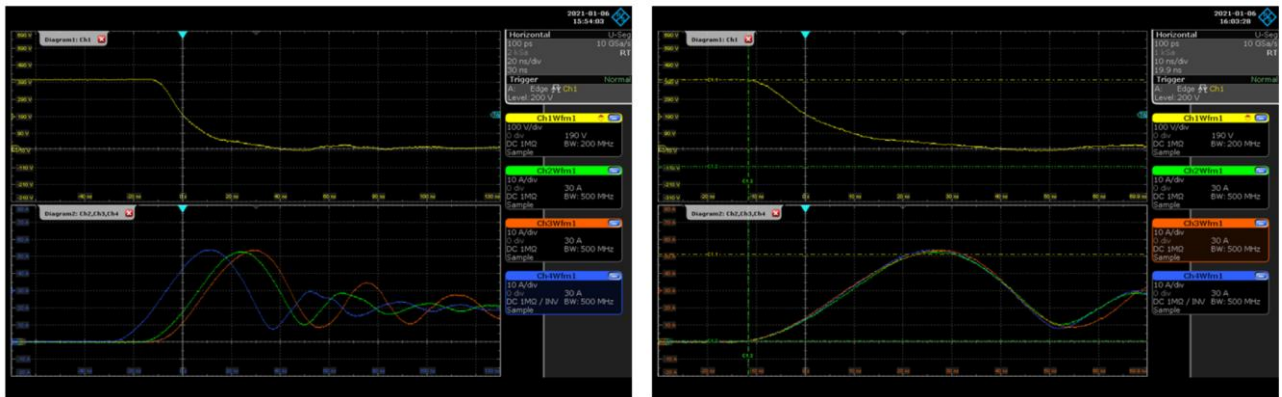


그림 28. 디스큐(De-skew) 적용 전(좌측)과 적용 후(우측)의 다양한 전류 프로브 측정 결과.

파란색: T&M 동축 션트(Coaxial Shunt), 녹색: PEMUK CWT Mini HF, 주황색: PEMUK CWT Ultra Mini

4.1.2 전압 측정방법

앞서 문서에서 설명한 것처럼, 긴 리드선과 핀은 기생 성분을 증가시키며, 이로 인해 측정 파형에 링잉(ringing)과 오버슈트(overshoot)가 발생할 수 있습니다. 따라서 프로브 리드는 서로 꼬아서(twisted) 사용합니다. 이러한 방법은 수 pF 정도의 추가적인 정전용량 부하를 발생시키지만, 대부분의 소자에서는 그 영향이 무시할 수 있는 수준입니다. 그림 29는 두 종류의 프로브를 사용하여 측정한 턴온 및 턴오프 시의 드레인-소스 전압 파형을 보여줍니다. 채널 2(녹색)에는 R&S® RT-ZH10 수동 프로브를 사용하였으며, 이를 기준(reference)으로 설정하였습니다. 또한 채널 3(주황색)에는 R&S® RT-ZHD07 차동 프로브를 연결하였습니다. 비교를 위해 두 프로브는 DUT에 최대한 가까운 동일한 측정 지점에 연결하였습니다. 턴온 구간에서는 차동 프로브에 대해 1.5 ns의 디스큐(de-skew)를 적용한 후(두 신호를 상승 에지의 50% 지점에서 정렬), 두 프로브가 매우 유사한 측정 결과를 제공하는 것을 확인할 수 있습니다. 턴오프 구간에서도 두 신호는 동일한 거동을 보입니다. 그러나 차동 프로브에서 측정된 신호는 링잉의 진폭이 더 크게 나타납니다. 이러한 전압 링잉은 실제 현상으로 간주할 수 있습니다. 해당 공진은 회로의 기생 인덕턴스와 소자의 내부 캐패시턴스가 공진 회로를 형성함으로써 발생합니다.



그림 29. 서로 다른 프로브를 사용하여 측정한 v_{DS} 의 턴온(좌측) 및 턴오프(우측) 파형

4.1.3 스위칭 에너지 계산 및 스위칭 동작 특성

스위칭 손실과 스위칭 에너지를 구하기 위해서는 오실로스코프의 수학(Math) 기능을 사용할 수 있습니다.

순간 전력은 다음과 같이 정의됩니다. $P(t) = v_{DS}(t) \cdot i_D(t)$ 따라서 해당 전력 파형은 전압 채널과 전류 채널의 곱을 계산하는 추가적인 수학(Math) 트레이스로 표시할 수 있습니다. 다만, 정확한 결과를 얻기 위해서는 사용 중인 전압 및 전류 프로브의 감쇠비(probe ratio)가 올바르게 설정되어 있어야 한다는 점에 유의해야 합니다.

스위칭 과정 동안 소자에서 소모되는 전체 에너지는 다음 식으로 표현됩니다. $E_{switching} = \int_0^T P(t) dt$ 따라서 첫 번째 수학(Math) 채널에서 계산한 전력 파형을 두 번째 수학 채널에서 적분함으로써 스위칭 에너지를 계산할 수 있습니다. 그림 30은 이러한 두 개의 수학 채널 설정 예를 보여줍니다. 여기서 드레인 전류 i_D 와 드레인-소스 전압 v_{DS} 는 각각 채널 C1과 C3에서 측정됩니다.

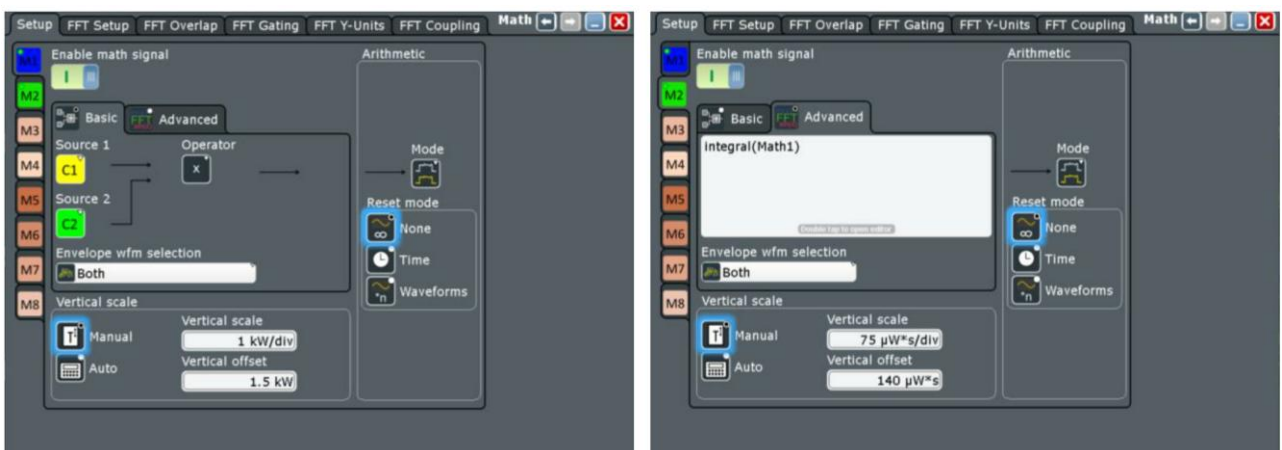


그림 30. 스위칭 전력(좌측)과 스위칭 에너지(우측) 평가를 위한 수학(Math) 채널 설정

턴온 동작에 대한 최종 측정 파형은 그림 31에 나타나 있습니다.

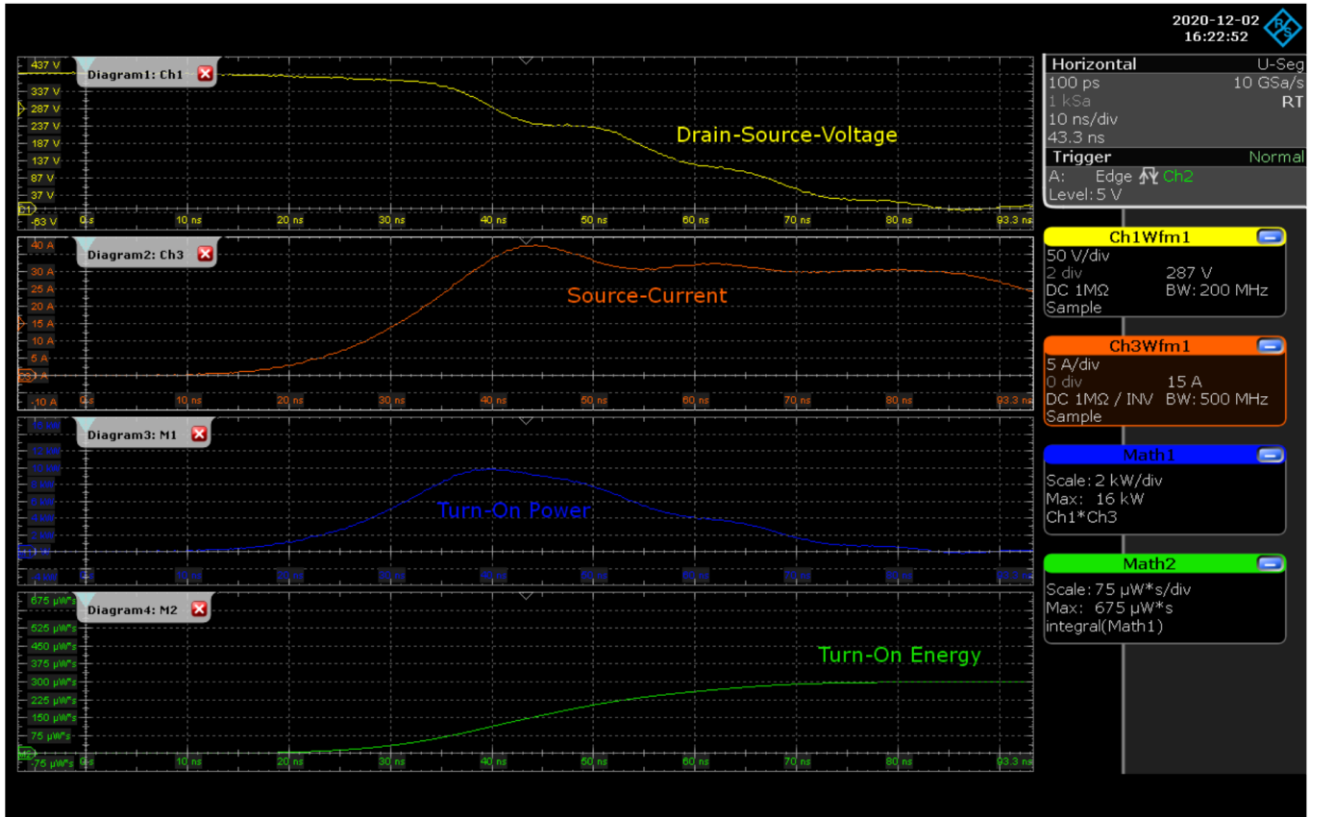


그림 31. R&S RTO2000으로 측정한 턴온 이벤트 화면. 드레인-소스 전압(노란색)과 소스 전류(빨간색) 외에도, 계측기의 Math 기능을 이용해 계산된 스위칭 전력(파란색)과 스위칭 에너지(초록색)가 함께 표시되어 있습니다(4.1.3절 참조).

2.2.2절에서 설명한 것과 같이, 스위칭 에너지는 특정 특성값 구간에서만 평가합니다. 턴온 과정의 경우, 에너지는 소스 전류의 10% 지점부터 드레인-소스 전압의 10% 지점까지의 구간에서 계산해야 합니다. 오실로스코프에서는 커서(cursor) 기능을 사용하여 이러한 지점을 정확하게 설정할 수 있습니다(이에 대한 자세한 내용은 다음 장에서 설명합니다). 본 측정에서는 먼저 첫 번째 커서 쌍을 사용하여 드레인-소스 전압과 소스 전류의 10% 지점을 찾았습니다. 이후 두 번째 커서 쌍을 첫 번째 커서 쌍에 맞추어 배치하여 에너지 차이를 계산하였습니다. 그림 31에 나타난 측정 결과의 경우, 커서를 이용해 237 μWs의 스위칭 에너지가 계산되었습니다. 이는 스위칭 손실 전체 영역에 대해 적분한 값인 251 μWs와 비교했을 때 5.9%의 차이를 나타냅니다.

4.1.4 실제 디스큐(De-skew) 절차

그림 31의 스크린샷은 RTO 오실로스코프를 사용하여 로우사이드에서 측정한 턴온 파형을 보여주며, 어떠한 디스큐(de-skew) 보정도 적용되지 않은 상태입니다. 이 경우 전압과 전류 파형 사이의 작은 시간

불일치만으로도 계산된 스위칭 손실에 눈에 띄는 영향을 미칠 수 있음을 확인할 수 있습니다. 따라서 본 절에서는 RTO를 사용하여 디스큐를 수행하는 과정을 설명하고, 디스큐가 평가된 스위칭 성능에 미치는 영향을 보여줍니다. 디스큐 과정에는 앞서 0절에서 설명한 DUT의 특성을 활용합니다.

측정된 전압과 전류 사이의 실제 시간 오프셋을 확인하기 위해서는 그림 33과 같이 수평 확대(zoom) 기능과 커서 기능을 함께 사용할 수 있습니다. 여기서 커서 C1,1은 전류의 최대값 위치에 배치되며, 커서 C1,2는 기생 인덕턴스 L_D 에 의해 발생하는 전압의 국부 최소값(local minimum)에 맞춰 배치됩니다(그림 21 참조).

커서 설정에는 두 개의 입력 소스(전압 신호용 1개, 전류 신호용 1개)를 사용하는 결합 커서(combined cursor, 수평 및 수직 커서)가 사용되며, "Track Waveform" 기능을 활성화합니다(그림 32 참조).

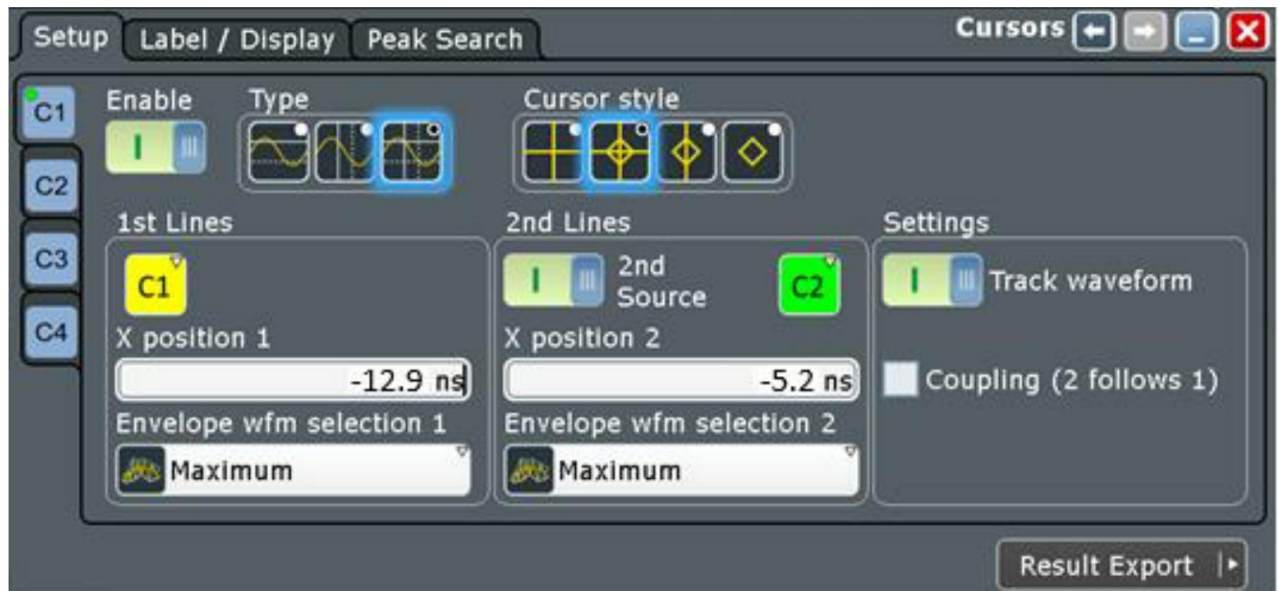


그림 32. 드레인-소스 전압과 소스 전류 사이의 시간 오프셋을 평가하기 위한 커서 설정

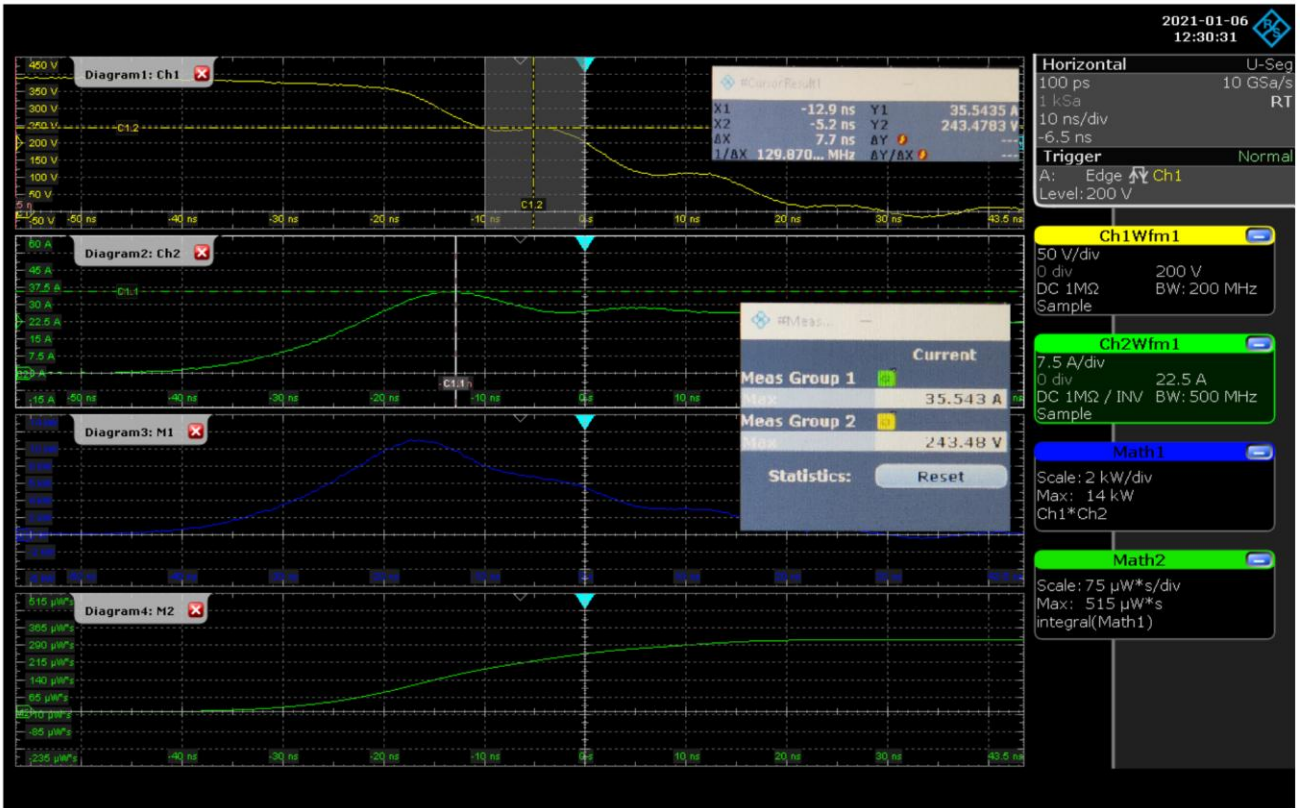


그림 33. 드레인-소스 전압과 드레인 전류 간의 디스큐(De-skew) 결과 화면. 오실로스코프의 측정 기능을 활용하여, 커서는 전류의 최대값과 기생 인덕턴스에 의해 발생한 전압의 국부 최대값(local maximum)에 위치시켰습니다.

정확한 커서 위치를 찾기 위해 RTO의 측정(Measure) 기능을 사용합니다. 턴온 구간에서 전류 피크는 전체 파형의 최대값(global maximum)이므로, Max 측정 기능을 이용하여 구할 수 있습니다. 설정 경로는 다음과 같습니다.

Meas → Meas Group → Category: Amp/Time → Active Measurements: Max

전압의 경우에는 전체 최대값이 아니라 국부 최대값(local maximum)을 측정해야 합니다. 이를 위해 Measurement Gating 기능을 사용합니다. 새로운 측정 그룹을 생성한 후 Max 측정 항목을 선택합니다. 또한 게이팅 기능을 활성화해야 합니다.

Meas → Gate/Display → Use Gate

게이트 위치는 Gate/Display 메뉴의 Gate Definition 항목에서 조정할 수 있으며(그림 34 우측 참조), 이후 터치스크린을 사용하여 직접 조정하는 것도 가능합니다. 또한 측정 결과를 표시하기 위해서는 Gate/Display 메뉴에서 Group Result Dialogs 기능도 활성화해야 합니다.

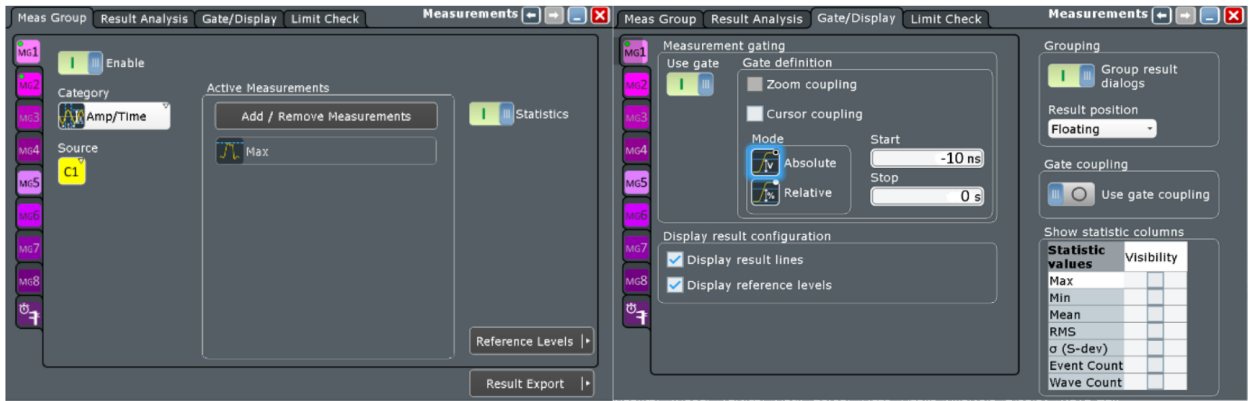


그림 34. 최대값/최소값 측정 설정(좌측) 및 전압의 국부 최소값(Local Minimum) 측정을 위한 게이팅(Gating) 추가 설정(우측)

이후 측정된 전류 최대값과 전압 최소값이 일치하도록 커서를 조정할 수 있습니다. 이때 두 커서 사이의 Δx 값으로 필요한 시간 오프셋이 표시되며, 본 측정에서는 7.7 ns로 나타났습니다.

시간 오프셋이 확인되면 오실로스코프의 디스큐(de-skew) 기능을 사용할 수 있습니다. 설정 경로는 다음과 같습니다. 채널 선택(i_D 채널) → Probe Setup → De-skew 이 메뉴에서 앞서 구한 시간 오프셋 값을 입력하면 전류 신호와 전압 신호 간의 시간 불일치를 보정할 수 있습니다.

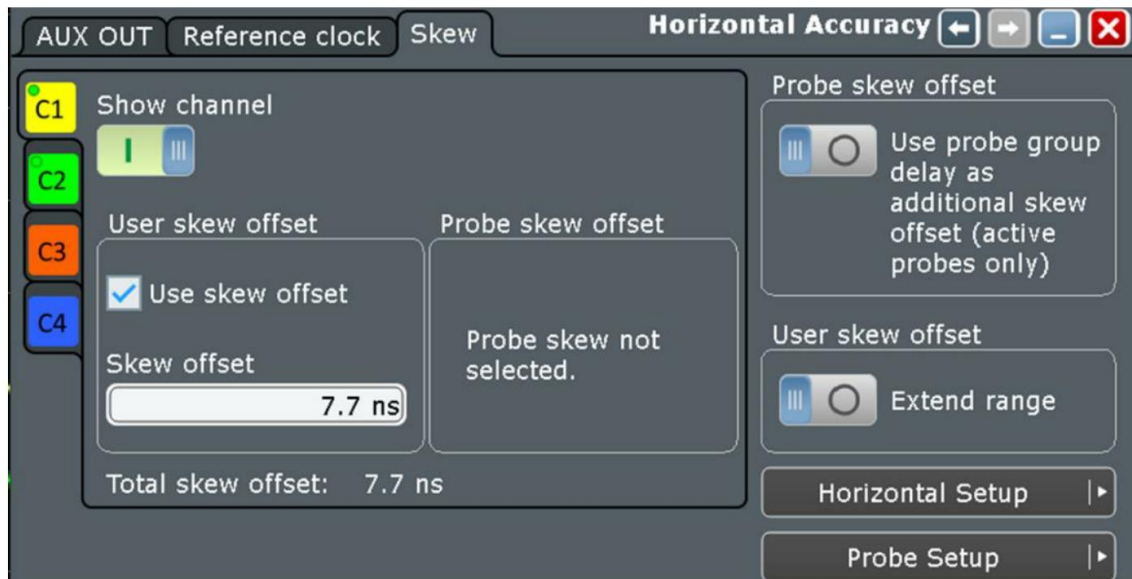


그림 35. 오실로스코프에 내장된 디스큐(De-skew) 기능을 사용하여 시간 오프셋을 보정

그림 36은 디스큐(de-skew)를 적용한 후의 측정 결과를 보여줍니다. 여기서 7.7 ns의 시간 디스큐를 적용함으로써 계산된 스위칭 에너지가 320 μWs 에서 221 μWs 로 보정됩니다. 이는 디스큐가 적용된 값을 기준으로 했을 때 약 45%의 차이에 해당합니다.

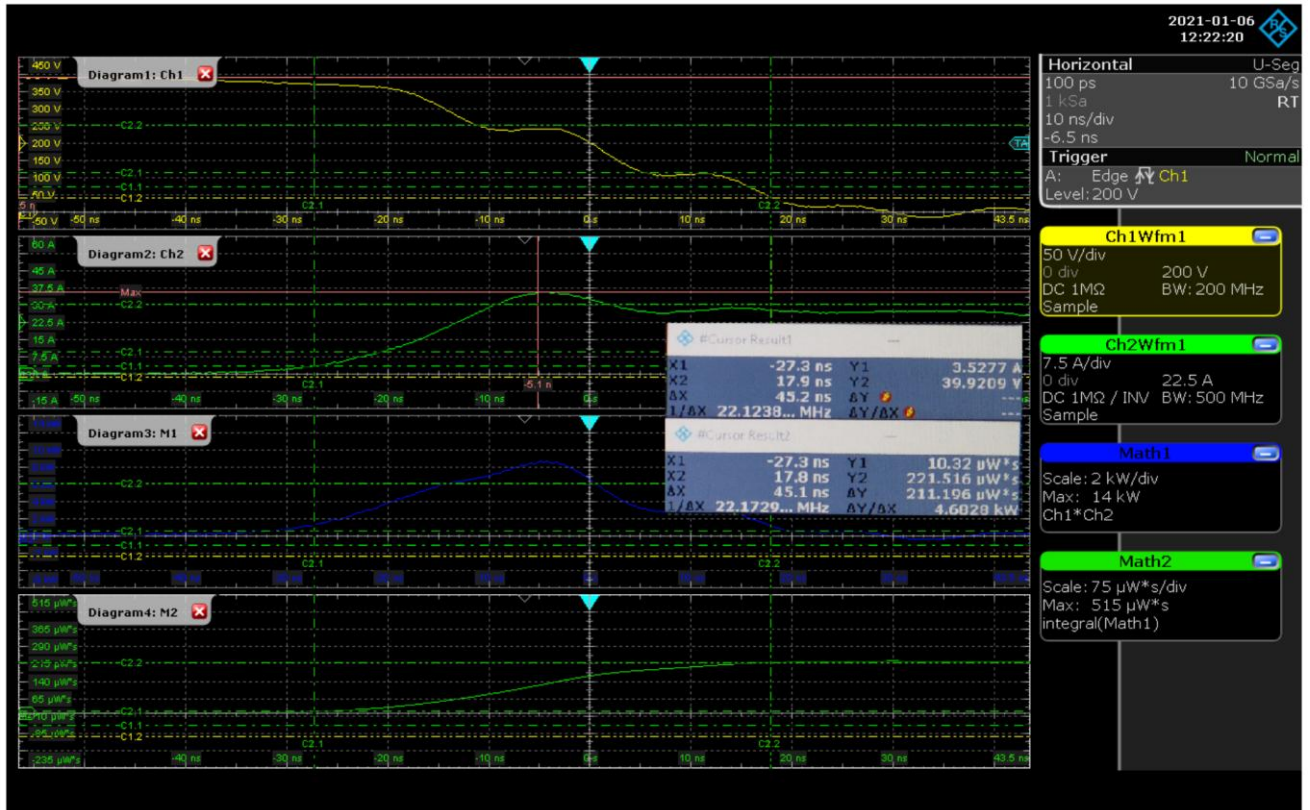


그림 36. 디스큐(De-skew) 적용 후 턴온 에너지 측정

5. 결론

더블 펄스 테스트(DPT)는 전력전자 설계 분야에서 다양한 용도로 활용되는 표준 시험 방법입니다.

특히 소자 특성 평가(device characterization)를 수행할 때에는 과도한 기생 성분으로 인한 측정 오차를 방지하고 안전한 동작을 보장하기 위해 시험 환경을 신중하게 설계하는 것이 중요합니다.

또한 적절한 프로빙(probing) 솔루션을 선택하고 디스큐(de-skew)를 정확하게 수행하는 것 역시 정밀한 측정을 위해 필수적인 요소입니다. 디스큐 과정에서 발생하는 작은 오차도 스위칭 손실 측정 결과에 큰 편차를 유발할 수 있으며, 이는 잘못된 분석 및 결론으로 이어질 수 있습니다.

더블 펄스 테스트는 일반적으로 반복적인(iterative) 과정을 통해 수행되므로, Rohde & Schwarz에서 제공하는 것과 같은 소프트웨어 도구를 사용하여 게이트 드라이브용 ARB(임의 파형) 신호를 생성하는 것이 효율적입니다. 이러한 도구를 활용하면 시험 조건 변경 및 파형 생성 과정을 보다 쉽고 정확하게 수행할 수 있습니다.

6. 참고문헌

- [1] Johann Asam, et. al. (Danfoss Silicon Power GmbH, Germany), "Improved Double-Pulse Tests for Medium-Voltage Devices," in PCIM Europe digital days, 2020.
- [2] VISHAY, "Application Note- Vishay General Semiconductor- Rectifier," 16 08 2011. [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/84064/anphyexp.pdf>. [Accessed 22 01 2021].
- [3] Zheyu Zhang, et. al., "Methodology for Wide Band Gap Device Dynamic Characterization," in IEEE Transactions on power electronics, Vol. 32, No. 12, 2017.
- [4] Andreas Volke, Michael Hornkamp (Infineon Technologies AG), IGBT Modules Technologies, Driver and Application - ISBN 978-3-00-040134-3, 2012.
- [5] G. a. J. K. Laimer, "Accurate Measurement of the Switching Losses of Ultra High Switching Speed CoolMOS Power Transistor / SiC Diode Combination Employed in Unity Power Factor PWM Rectifier Systems.," 2002. [Online]. Available: https://www.pespublications.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/laimer_PCIM-PQC02.pdf. [Accessed 22 01 2022].
- [6] Rohde & Schwarz, "Product Brochure, "PROBES AND ACCESSORIES", Version 15.00," [Online]. Available: https://scdn.rohdeschwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/Probes_and_accessories_bro_en_3606-8866-12_v1500.pdf. [Accessed 22 01 2021].
- [7] Rohde & Schwarz, "High Voltage And Current Probes," 2020. [Online].
- [8] Teridian Semiconductor Corp., "Application Note : Using Current Transformer with the 78M661," 2010. [Online]. Available: <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN4841.pdf>. [Accessed 22 01 2021].
- [9] Rohde & Schwarz, "R&S®RT-ZF20 Power Deskew Fixture Manual," 2019. [Online]. Available: https://scdn.rohdeschwarz.com/ur/pws/dl_downloads/pdm/cl_manuals/user_manual/1800_004_0_01/RTZF20_UserManual_en_05.pdf. [Accessed 22 01 2021].

- [10] E. Jones, et. al., "Characterization of an enhancement-mode 650-VGaN HFET," in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo., Sep. 2015.
- [11] CREE, "SiC MOSFET Double Pulse Fixture," [Online]. Available: <https://dtsheet.com/doc/1318858/sic-mosfet-double-pulse-fixture?>. [Accessed 21 01 2020].
- [12] PEM, "CWT Technical notes- HF and Rise-time-01A," 2018. [Online]. Available: <https://gmw.com/wpcontent/uploads/2019/06/CWT-Technical-notes-HF-and-Rise-time-01A.pdf>. [Accessed 22 01 2021].
- [13] PEM, "CWT Ultra-mini Datasheet".
- [14] PEM, "Datasheet on CWTMini50HF," 2020. [Online]. Available: http://www.pemuk.com/Userfiles/cwtmini50hf/CWT_Mini50HF_DS_Feb_2020.pdf. [Accessed 22 01 2021].
- [15] Rohde & Schwarz, "Datasheet : R&S RT-Zxx High Voltage and Current Probes Specification," 2020.
- [Online]. Available: https://www.datatec.de/media/pdf/4e/7b/eb/Rohde-Schwarz-1333-0873-02-DB-1_DEFePF6BWjaZCV5.pdf. [Accessed 22 01 2021].
- [16] Infineon Technologies AG - International Rectifier, "Application Note AN-983," 2012. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IGBT_Characteristics-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153559f8d921224. [Accessed 22 01 2021].
- [17] STMicroelectronics, "Application note : Current sensing in metering applications using a Pulse current sensor and ST metering devices," November 2010. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00289924-current-sensing-in-meteringapplications-using-a-pulse-current-sensor-and-st-metering-devices-stmicroelectronics.pdf. [Accessed 23 01 2021].
- [18] B. Callanan, "SiC MOSFET double pulse fixture 2011.," in Available: <http://www.cree.com>, 2011.