

# 고속 GaN 트랜지스터를 정확하게 측정하는 방법



수완카르 비스와스(Suvankar Biswas), 데이비드 루슈(David Reusch), 마이클 드 루이(Michael de Rooij) - EPC(Efficient Power Conversion Corporation), 캘리포니아 엘세군도 톰 네빌(Tom Neville) - 텍트로닉스(Tektronix Inc.), 오리곤 비버턴

매우 빠른 스위칭 속도로 동작하는 GaN 트랜지스터를 측정하기 위해서는 탁월한 측정 기술뿐만 아니라 고속 파형의 중요한 세부 사항을 포착할 수 있는 뛰어난 측정 기법이 필요하다. 이 애플리케이션 노트는 고성능 GaN 트랜지스터를 정확하게 평가할 수 있는 측정 기법과 사용자의 요구사항에 부합하는 측정 장비 활용 방안에 중점을 두고 있다. 또한 이 애플리케이션 노트는 비접지 레퍼런스 파형(Non-Ground-Referenced Waveforms)에 사용할 수 있는 고대역폭 차동 프로브도 평가한다.

EPC의 광범위한 eGaN® FET 제품군에 대한 측정 기법 및 요구사항을 시연하기 위해 (i) 고속 10MHz 스위칭 주파수 및 65V eGaN FET인 EPC8009(그림 1의 Q1 및 Q2) 기반 하프 브리지 보드와 (ii) 상단 스위치(Q1)로 100V eGaN FET EPC2045 및 하단 스위치(Q2)로 100V EPC2022를 사용한 저속 500kHz 스위칭 주파수의 EPC9080 하프 브리지 데모 보드를 사용했다. 그림 1에 나타난 바와 같이, 두 보드는 모두 벅 컨버터로 동작하도록 구성되었다.

## 대역폭이 측정에 미치는 영향

스코프와 프로브 시스템을 결합하여 사용할 수 있는 최대 대역폭은 공식 (1)에서 얻을 수 있다:

$$BW_{-3dB} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{BW_{-3dB, Scope}^2} + \frac{1}{BW_{-3dB, Probe}^2}}} \quad (1)$$

여기에서  $BW_{-3dB}$ 와  $BW_{-3dB, Scope}$  및  $BW_{-3dB, Probe}$ 는 각각 시스템, 스코프, 프로브에 해당하는 대역폭

(Hz)이다. 이 애플리케이션 노트에서는 2GHz 오실로스코프(텍트로닉스(Tektronix) MSO 5204)가 사용되었다. 패시브 프로브(텍트로닉스 TPP1000)는 최대 1GHz의 대역폭을 제공한다. 스코프와 프로브 대역폭 사이의 값이 작을수록 시스템 대역폭에 더 큰 영향을 미친다. 이 예에서 전체 시스템 대역폭은 약 1GHz로 계산되었다.

PCB(Printed Circuit Board) 레이아웃 설계를 평가하는 경우, 일반적으로 상승 및 하강 시간, 피크 오

버슈트 및 언더슈트, 그리고 예상되는 스위치 노드 상승 엣지 링잉 주파수 등을 측정하게 되며, 이는 링잉 주파수 공식을 사용하여 추정할 수 있다:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{Loop}C_{o2}}} \quad (2)$$

공식 (2)에서  $L_{Loop}$ 는 고주파수 디커플링 커패시터와 eGaN FET(Q1 및 Q2), 그리고 PCB 부품 연결로 구성되는 고주파수 루프 인덕턴스이다.  $C_{o2} = C_{oss} + C_{par}$ 은 Q2 차단 전압에서 하단 FET Q2의 출력 커패시턴스인  $C_{oss}$ 를 포함하고 있으며,  $C_{par}$ 은 스위치 노드의 기생 및 프로브 커패시턴스이다. 이 애플리케이션 노트[2]에 사용된 데모 보드의 경우,  $L_{Loop}$ 는 약 200 ~ 300pH로 추정된다.  $C_{oss}$ 는 테스트 전압 범위[3]에서 EPC8009의 경우 30pF이고,  $C_{par}$ 은 이 데모 보드의 경우 약 10pF이다. 이는 링잉 주파수  $f_{r1}$ 이 ~ 1.6GHz로 변환된다. 커패시턴스가 더 큰 EPC2045 및 EPC2022 기반 설계의 경우에는 링잉 주파수  $f_{r2}$ 가 ~ 0.44GHz로 추산된다.

공식 (1)에서 우리가 사용할 수 있는 가장 높은 시스템 대역폭이 EPC8009 기반 설계의 링잉 주파수보다 낮다는 것을 분명히 알 수 있다. 이제 EPC8009와 같은 고속 GaN 트랜지스터와 EPC2045 및 EPC2022와 같이 스위칭 주파수가 상대적으로 느린 GaN 트랜지스터의 스위치 노드 파형을 포착하는데 선택된 시스템 대역폭이 어떠한 영향을 미치는지 살펴보겠다. 이 방법을 이해하기 위해서는 그림 2에 나타난 시스템의 주파수 응답과 이용 가능한 다양한 측정 시스템의 대역폭 및 이 애플리케이션 노트에 사용된 두 설계의 링잉 주파수를 고려해야 한다.

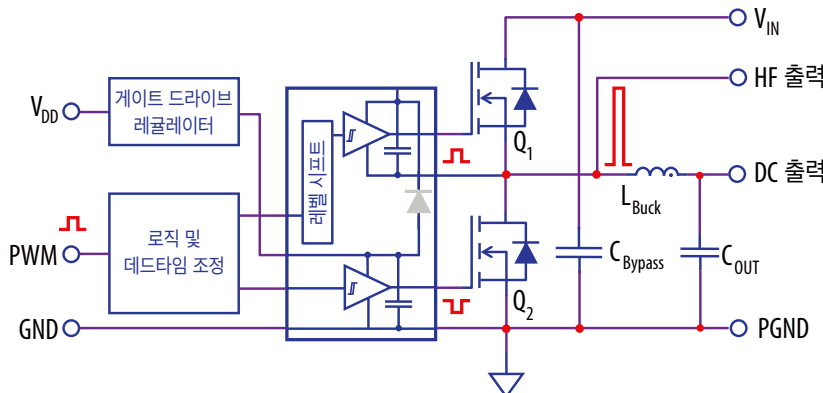


그림 1: 이 애플리케이션 노트에 사용된 eGaN FET 테스트 보드의 간단한 회로도

롤오프(Roll-Off) 영역  $f_r$ 이 깊어질수록, 특정 프로브에 대한 파형 포착 정확도가 떨어지게 된다. 이 경우, 측정 시스템이 저주파 필터(Low-Pass Filter)처럼 동작하여 고주파 성분을 감쇠시킨다. 이는 그림 3에서 확인할 수 있으며, 여기에서 파형은 그림 2의 주파수 응답에 사용된 색상과 일치한다. 각기 다른 대역폭 측정에서 파형의 차이를 분명히 알 수 있다. 또한 그림 3에서 포착된 파형의 상승 시간이 크게 변하는 것을 확인할 수 있다. 이는 다음 공식에 따라, 시스템 대역폭과 상승 시간 간의 관계에서 기인한다[1].

$$t_{rise(10\% - 90\%)} \approx \frac{0.35}{BW_{-3dB}} \quad (3)^{[1]}$$

그림 3에서 포착된 가장 빠른 상승 시간은 대략 0.4ns이며, 이는 ~1GHz의 시스템 대역폭에 해당한다. 500MHz 대역폭 디지털 필터와 동일한 프로브 및 오실로스코프를 사용하여 측정된 상승 시간은 0.8ns이다. 측정된 신호의 상승 시간이 시스템 대역폭에 의해 제한되는 것을 분명히 알 수 있다. 측정된 상승 시간이 산출된 시스템 상승 시간과 동일하기 때문에 입력 신호는 측정 시스템의 상승 시간보다 빠르다. 따라서 입력 신호의 상승 시간은 0.4ns보다 훨씬 작아지게 된다.

측정된 링잉 주파수,  $f_{r1}$ 은 그림 4와 같이 1.176GHz이다. 이 측정은 가장 높은 대역폭인 1GHz 프로브로 수행되었다. 그림 3에 나타난 더 낮은 대역폭 사례에서는 링잉 주파수 측정 정확도가 더욱 저하된다. 피크 전압 오버슈트를 보면, 더 낮은 대역폭 측정에서 스위칭 디바이스의 피크 전압이 낮게 추산된 것을 분명히 알 수 있다. 타이밍 종속 데드타임 측정의 경우, 시스템 대역폭 또한 중요하다. 그림 3에 나타난 것처럼, 500MHz 및 1GHz 대역폭에 대한 스위칭 파형은 보다 뚜렷하게 하강하고, 데드타임은 측정을 통해 보다 명확한 정의가 가능하다. 더 낮은 대역폭에서는 하강에 대한 정의가 더욱 어려워진다. 표 1은 최고 속도의 EPC8009 기반 보드를 측정하는 중요 기능에 시스템 대역폭이 어떠한 영향을 미치는지 보여준다.

<sup>1</sup> 0.35 값은 가우시안(Gaussian) 주파수 응답을 가진 오실로스코프에 해당하는 것이다. 이 값은 각기 다른 주파수 응답 프로파일을 가진 오실로스코프에 따라 다를 수 있으며, 0.35에서 0.45 사이에서 달라질 수 있다.

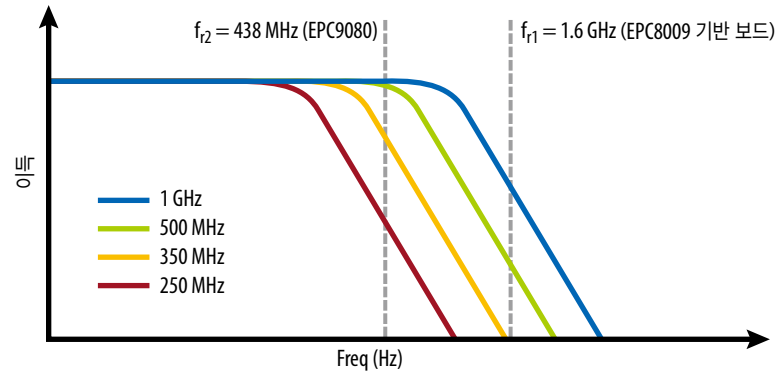


그림 2: 시스템의 주파수 응답(일정한 비율은 아님)

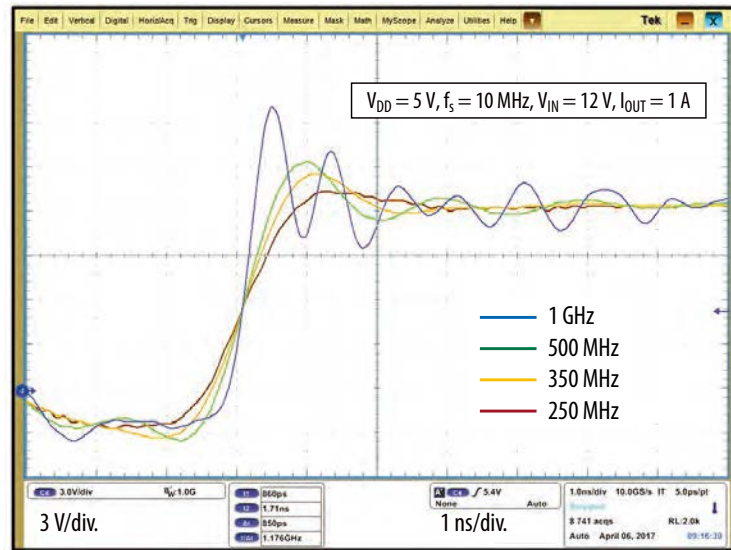


그림 3: 포착된 파형에 대해 프로브/시스템 대역폭이 미치는 영향(EPC8009 기반 보드)

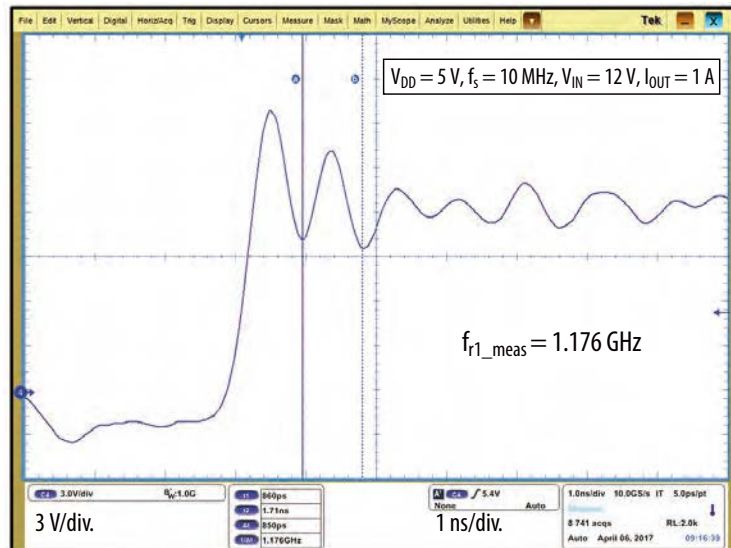


그림 4: 링잉 주파수 측정(EPC8009 기반 보드)

다른 테스트 사례는 더 낮은 온저항과 더 높은 커패시턴스의 eGaN FET이며, 이는 훨씬 더 낮은 링잉 주파수 및 스위칭 속도를 가진 EPC9080 데모 보드에 대한 것이다[4]. 해당 파형은 그림 5에 나와 있다.  $f_{r2}$ 가 시스템의 -3dB 주파수보다 낮기 때문에 1GHz(파란색) 프로브로 측정된 438MHz의 링잉 주파수( $f_{r2}$ ) 및 해당 진폭이 유효하다는 것을 알 수 있다. 1GHz(파란색) 및 500MHz(녹색) 파형은 모든 세부사항을 정확하게 포착한다. 그러나 시스템 대역폭이 350MHz(주황색) 및 250MHz(갈색)인 경우에는  $f_{r2}$ 가 시스템 대역폭 보다 높다. 이는 오버슈트를 낮게 추산한 것으로, 결과적으로 포착된 링잉의 파형 모양에서 링잉 감쇠가 뚜렷하게 나타난다. 다른 시스템 대역폭으로 측정된 상승 시간은 약 ~3ns이다. 우리가 사용한 가장 낮은 대역폭은 250MHz이며, 이는 공식 (2)에 따라 1.6ns의 상승 시간에 해당하고, 모든 경우에 대한 상승 시간을 정확하게 포착할 수 있다. 이 내용은 표 2에 요약되어 있다.

**측정 기법**

이 애플리케이션 노트의 두 번째 파트에서는 고충실도의 정확한 파형을 생성하기 위해 우수한 프로빙 기법과 측정 포인트 선택의 중요성을 다루고 있다.

**1. 입력 커패시턴스가 낮은 프로브를 사용하고, 가능한 접지를 짧게 유지한다**

패시브 프로브(텍트로닉스 TPP1000)에는 악어 클립(Alligator Clip)과 스프링 클립(Spring Clip) 등 두 가지 유형의 프로브 접지 솔루션이 사용된다[5]. (그림 6 참조)

긴 접지 리드는 사용자가 접지 연결을 하나로 만들고, 접지 리드 범위 내에서 많은 테스트 포인트를 프로브할 수 있기 때문에 편리하다. 그러나 모든 와이어에 인덕턴스가 분산되고, 분산된 인덕턴스는 신호 주파수가 증가함에 따라 AC 전류 흐름을 방해하여 AC 신호에 반응을 일으키게 된다. 접지 리드의 인덕턴스는 프로브 입력 커패시턴스와 상호 작용하여 특정 주파수에서 링잉을 유발한다.(공식 2 참조) 이러한 링잉은 방지할 수 없으며, 감쇠하는 진폭의 정현파(Sinusoid)로 보일 수 있다. 접지 리드의 길이가 늘어나면 인덕턴스가 증가하고, 더 낮은 주파수에서 측정되는 신호에 링잉이 발생하게 된다.

따라서 프로브의 입력 커패시턴스 및 접지 리드 길이로 인한 영향을 최소화하는 것이 중요하다. TPP1000의 3.9pF 입력 커패시턴스는 약 9.5pF의 커패시턴스를 가진 다른 프로브에 비해 상당히 낮다. 표 3은 입력 커패시턴스와 접지 리드 길이가 링잉 주파수에 미치는 영향을 보여준다.

시스템 대역폭	250 MHz	350 MHz	500 MHz	1 GHz
데드타임	×	×	✓	✓
링잉 주파수	×	×	×	×
오버슈트	×	×	×	×
상승 시간	×	×	×	×

표 1: 측정 가능한 파라미터(EPC8009 기반 보드)

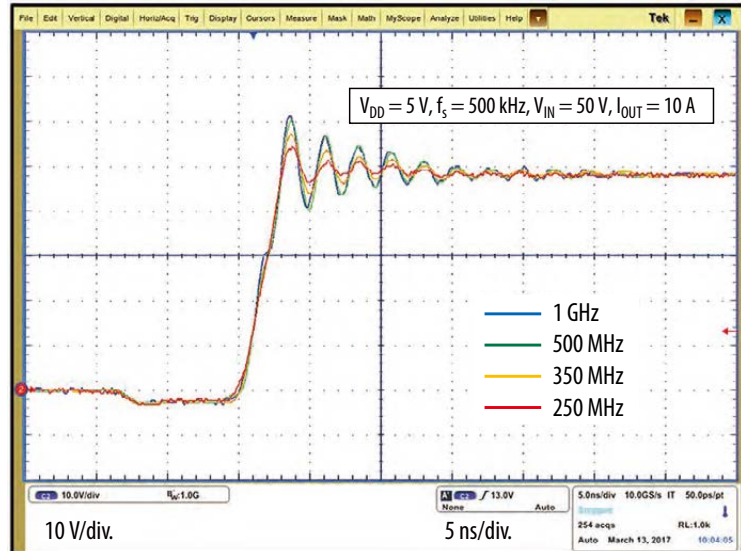


그림 5: 프로브 및 시스템 대역폭이 포착된 파형에 미치는 영향(EPC9080)

프로브 대역폭	250 MHz	350 MHz	500 MHz	1 GHz
데드타임	✓	✓	✓	✓
링잉 주파수	✓	✓	✓	✓
오버슈트	×	×	✓	✓
상승 시간	✓	✓	✓	✓

표2: 측정 가능한 파라미터(EPC9080)



그림 6: 다양한 프로빙 기법



측정 기법을 다루고 있는 이 섹션에서는 EPC9080 하프 브리지 데모 보드를 기본으로 사용한다. 그림 7은 이 보드에 사용된 다양한 테스트 포인트를 나타낸 회로도이며, 그림 8은 실제 PCB 사진이다. 스위치 노드 파형은 그림 8과 같이 FET의 스위치 노드와 근접한 '원접점' 및 PCB 주변장치 핀 헤더에 있는 '원접점'에서 측정된다.

스위치 노드의 파형( $V_{SW}$ )은 각 프로빙 포인트와 프로빙 기법을 조합하여 측정되며, 그림 9에 나와 있다.

그림 9의 측정된 파형은 프로빙 기법이 측정 포인트 선택을 대체할 수 있음을 명확히 보여준다. 약간의 감쇠가 있지만, 빨간색과 검은색 파형은 거의 동일하다. 측정 포인트 선택과 상관없이 악어 클립을 사용한 경우, 파형의 모양이 상당히 부정확하다. 권장되는 스프링 클립 기법은 전력 디바이스에 가장 가까운 측정 포인트('인접점')와 함께 사용되어야 한다.

2. 비-접지 레퍼런스 고주파수 측정에는 절연 측정 시스템을 사용한다

차동 측정은 두 테스트 포인트 간의 모든 측정을 포괄적으로 일컫는 용어지만, 일반적으로는 비-접지 레퍼런스 테스트 포인트와 관련된 측정을 설명할 때 사용된다. 일반적으로 차동 신호를 측정하는데 사용되는 몇 가지 방법이 있다. (a) 2개의 단일 종단(Single-Ended) 프로브와 오실로스코프 연산을 사용하여 차이점을 측정하는 방법, (b) 높은 대역폭과 고전압 차동 프로브를 이용하는 방법, 그리고 (c) 절연된 측정 솔루션을 이용하는 방법 등이 있다[6].

먼저 오실로스코프의 연산 함수(Math Function)를 이용하는 방법을 살펴보자. 2개의 관심 테스트 포인트 전압을 2개의 접지 레퍼런스 프로브를 이용해 측정한다. 그러면, 두 전압 파형 간의 차이점을 보여주는 연산 파형을 생성할 수 있다. 이러한 차이점을 보여주는 연산 파형을 의사 차동(Pseudo Differential) 측정이라고 한다. 이 기법은 성능은 제한적이지만, 작은 공통모드 신호를 사용하는 일부 저주파수 측정에 적합할 수 있다. 올바른 작동을 위해 두 입력 모두 동일한 환산계수(Scale Factor)로 설정되어야 하며, 각 프로브는 동일한 모델이거나 거의 완벽하게 일치해야 한다. 프로브의 감쇠/이득, 전파 지연과 중간/높은 주파수 응답 간의 불일치로 인해 측정 정확도가 저하될 수 있다. CMRR(Common Mode Rejection Ratio)은 더 높은 주파수에서 매우 저하되며, 공통모드 신호가 큰 경우에는 스킵 입력을 과도하게 드라이브하게 된다.

프로브	프로브 입력 커패시턴스	접지 솔루션	접지 솔루션 인덕턴스	링잉 주파수
표준 패시브 프로브	9.5 pF	6" 접지 리드	150 nH	133 MHz
텍트로닉스 TPP1000	3.9 pF	6" 접지 리드	150 nH	208 MHz
표준 패시브 프로브	9.5 pF	½" 접지 스프링	10 nH	516 MHz
텍트로닉스 TPP1000	3.9 pF	½" 접지 스프링	10 nH	806 MHz

표 3: 계산된 프로브 링잉 주파수

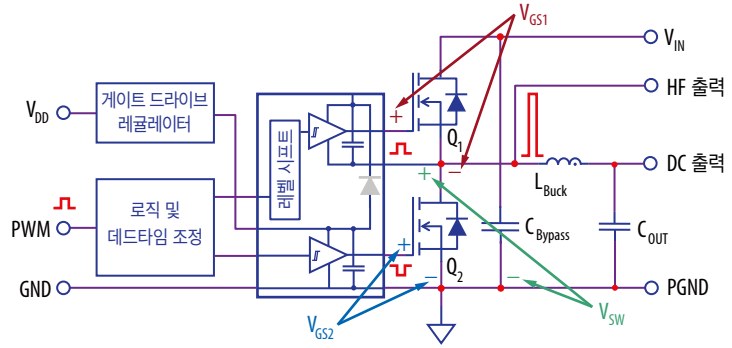
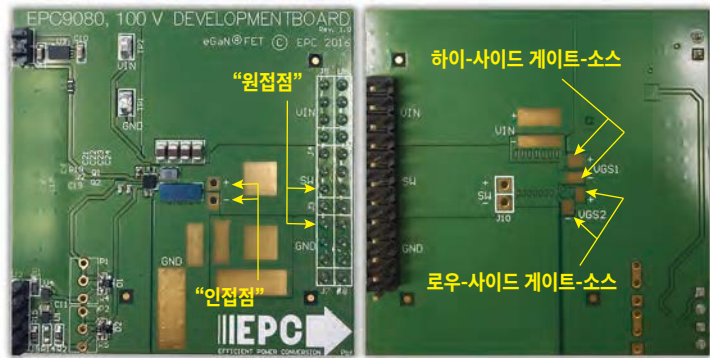


그림 7: EPC9080의 측정 포인트



윗면

아랫면

그림 8: 개발 보드 및 측정 포인트

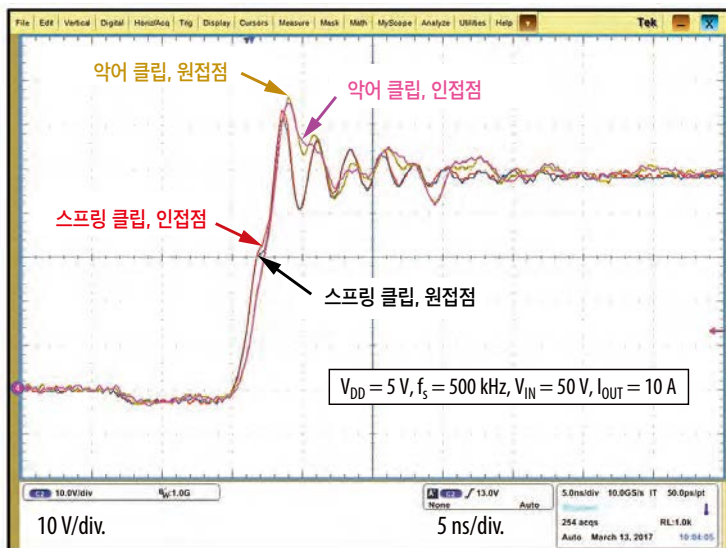


그림 9: 프로빙 기법 및 측정 포인트 선택이 미치는 영향

다음은 차동 프로브를 이용한 차동 측정을 수행하는 방법이다. 이러한 프로브는 완벽한 차동 프로브이기 때문에 두 입력 모두 임피던스가 높다(높은 저항 및 낮은 커패시턴스). 고전압 차동 프로브의 균형 잡힌 낮은 커패시턴스 입력을 통해 테스트 중인 회로에 부하를 최소화하면서 회로의 모든 포인트를 안전하게 프로브할 수 있다. 그러나 전통적인 차동 프로브는 CMRR과 주파수 전반의 전압 강하, 주파수 응답 및 프로브의 긴 입력 리드 등의 제한으로 인해 실제 신호를 제대로 나타내지 못하는 경우가 많다. 이러한 제한은 공칭 공통모드 전압에서 빠른 스위칭 속도를 가진 전력 디바이스를 테스트하는 경우 더욱 문제가 된다.

정확한 차동 측정 수행을 위해 가장 선호되는 방법은 텍트로닉스의 IsoVu 측정 시스템과 같은 고성능의 절연 측정 솔루션을 사용하는 것이다. 공통모드 전압이 크고, 엣지 레이트가 빠른 하프 브리지와 같은 회로의 경우, 높은 주파수에서 우수한 CMRR 없이 하이-사이드 게이트-소스 전압과 같은 신호를 측정하기 어렵다. 전통적인 차동 프로브는 최대 수 MHz의 낮은 주파수에서는 비교적 우수한 공통모드 제거율을 제공하지만, 이러한 수 MHz 레벨을 넘어서면 CMRR이 상당히 저하된다. 텍트로닉스의 IsoVu와 같은 절연 시스템은 높은 주파수에서 높은 CMRR을 지원한다. '접지'와 입력 공급전압 사이에서 빠르게 스위칭되는 스위치 노드 전압 위에 있는 하이-사이드  $V_{GS}$ 와 같은 신호를 평가할 때는 다음과 같은 특성을 가진 측정 솔루션이 필요하다:

- 갈바닉 절연
- 높은 대역폭: 500MHz 이상
- 큰 공통모드 전압: 입력 공급전압 이상
- 큰 CMRR(Common Mode Rejection Ratio): 100MHz에서 60dB 이상
- 큰 입력 임피던스: 10MΩ 이상 / 2pF 이하

스코프의 연산 기법과 절연 측정 시스템 간의 측정 결과 차이는 그림 10과 11에서 확인할 수 있다. 측정된 파형은 EPC9080 보드(그림 7 및 8)의 하이-사이드 게이트-소스 신호( $V_{GS1}$ )이다.

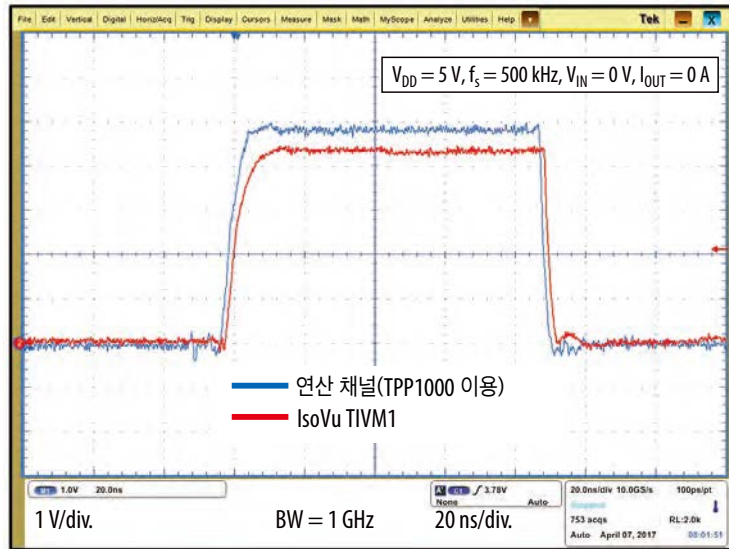


그림 10: 하이-사이드 게이트-소스  $V_{GS1}$  파형(노이즈가 적은 깨끗한 환경)

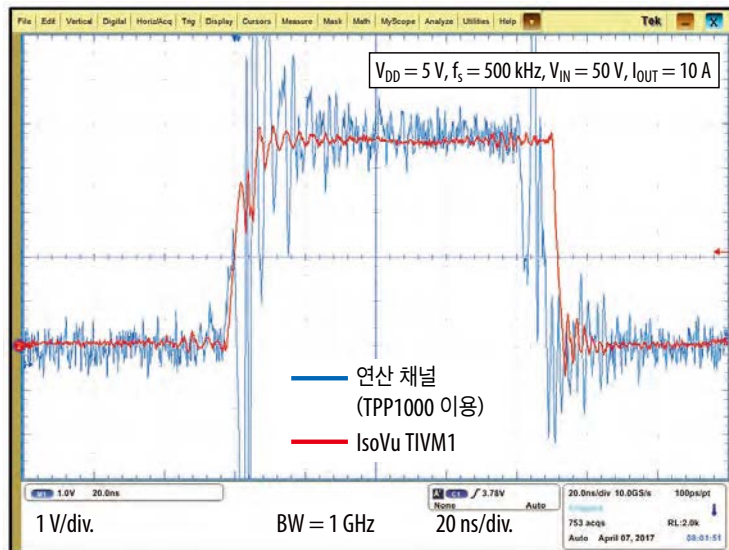


그림 11: 하이-사이드 게이트-소스  $V_{GS1}$  파형(노이즈가 많은 환경)

그림 10은 노이즈가 적은 '깨끗한 환경(로직 전원공급장치  $V_{dd} = 5V$ )에서 전원이 공급되는 로직 회로의 파형을 보여준다. 패시브 프로브 기반 연산 파형은 고대역폭의 절연 프로브(텍트로닉스 IsoVu[7])로 측정된 파형과 유사하다. 그러나 그림 11과 같이, 전압 및 전류로 회로에 전원이 공급되면, 노이즈가 많은 환경에서 높은 수준의 스위칭 노이즈가 발생하여 측정값 간의 차이가 확대된다. 절연 프로브로 포착된 파형은 CMRR이 높기 때문에 훨씬 깨끗하다[7].

3. 프로브의 CMRR은 중요하지만, 간과되는 경우가 많다

공통모드의 신호를 거부하는 기능이 바로 CMRR(Common Mode Rejection Ratio)이다. 이상적으로는 차동 측정 시스템은 무한한 CMRR을 가질 수 있다. 증폭기의 CMRR이 높을수록 공통모드 입력 전압이 차동 측정에 미치는 영향은 줄어든다. 실제로 최소 80dB(10,000:1)의 CMRR은 유용한 측정 결과를 가져온다. 대부분의 차동 프로브는 구성요소를 정확하게 조절할 수 있는 DC 및 저주파수에서 80dB 이상의 CMRR을 쉽게 얻을 수 있다. 그러나 측정 주파수가 증가하면, 불일치를 제어하기가 점점 더 어려워지기 때문에 차동 프로브의 CMRR이 저하된다. 대부분의 측정 시스템은 100MHz에서 CMRR 기능이 20dB 이하이다. 표 4는 절연 측정 시스템(텍트로닉스 TIVM1)과 전통적인 고전압 차동 프로브의 CMRR 사양을 비교한 것이다. 이 값은 프로브의 데이터시트에서 직접 추출한 것이다.

전통적인 차동 프로브의 CMRR 기능이 DC에서 수 MHz까지만 유효하기 때문에 일반적으로 더 높은 대역폭에서는 데이터시트에 CMRR 수치가 제공되지 않는다. 사용자는 1MHz 사양이 해당 애플리케이션을 위해 '충분히 빠르다'고 생각하는 오류에 빠질 수 있다. 그러나 반복률이 빠르지 않더라도 측정 중인 신호의 상승 시간이 1ns 또는 10ns 대로 매우 빠를 수 있다는 점을 기억하는 것이 중요하다.

측정 중인 차동 신호가 500V 공통모드 전압에 있는 경우, 얼마나 많은 오류가 나타나게 될까? 다시

프로브	대역폭	CMRR @ DC	CMRR @ 1 MHz	CMRR @ 100 MHz	CMRR @ 최대 대역폭
텍트로닉스 TIVM1	1 GHz	120 dB (1 Million:1)	120 dB (1 Million:1)	120 dB (1 Million:1)	80 dB (10,000:1)
전통적인 고전압 차동	200 MHz	> 80 dB (10,000:1)	50 dB (316:1)	27 dB <sup>†</sup> (22:1)	15 dB <sup>†</sup> (5.6:1)

표 4: CMRR(Common Mode Rejection Ratio) 비교

프로브	500V 공통모드 전압에 대한 대역폭 전반의 공통모드 오류			
	DC	1 MHz	100 MHz	최대 대역폭
텍트로닉스 TIVM1	500 $\mu$ V	500 $\mu$ V	500 $\mu$ V	50 mV
전통적인 고전압 차동	500 $\mu$ V	1.6 V	22.3 V	89.3 V

표 5: 불충분한 CMRR로 인한 오류

말하자면, 신호의 상승 시간에 따라 달라진다. 전통적인 차동 프로브를 이용하여 DC에서 측정하는 경우, CMRR은 80dB 또는 10,000:1이다. 이 공통모드 오류는 500V를 10,000으로 나눈 값이며, 오류는 50mV가 된다. 표 5는 대역폭 전반에 걸쳐 공통모드 전압이 500V일 때 사용자가 경험하게 되는 공통모드 오류가 어느 정도인지를 정리한 것이다.

참조: 전통적인 프로브의 100MHz 및 최대 대역폭에 대한 값은 데이터시트에서 제공되지 않기 때문에 이 값은 사용설명서의 CMRR 플롯에서 추출되었다.

결론

이 애플리케이션 노트에서는 대역폭과 프로빙 기법, 적절한 고대역폭 절연 프로브 사용이 미치는 영향을 비롯해 EPC의 다양한 eGaN FET 기반 전력 컨버터를 측정하는 방법에 대해 살펴보았다. 회로 설계자들은 특정 애플리케이션에서 요구되는 측정 시스템에 대한 충분한 이해를 바탕으로 더 나은 측정 기술 및 기법을 사용하여 고성능 GaN 기반 설계를 보다 효율적으로 최적화할 수 있다.

참고자료:

- [1] A. Lidow, J. Strydom, M. De Rooij and D. Reusch, *GaN transistors for efficient power conversion*, Second Edition, Wiley, 2014.
- [2] D. Reusch and J. Glaser, *DC-DC Converter Handbook*, Power Conversion Publications, 2015.
- [3] *EPC8009 eGaN FET datasheet*. [http://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC8009\\_datasheet.pdf](http://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC8009_datasheet.pdf)
- [4] *EPC2022 eGaN FET datasheet*. [http://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2022\\_datasheet.pdf](http://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2022_datasheet.pdf)
- [5] *Tektronix TPP0500 and 1000 passive probe: Instruction*. [http://www.av.it.pt/medidas/data/Manuais%20%20Tutoriais/60%20-%20MSO71604C/Product%20Software/Documents/pdf\\_files/probes/0712809.pdf](http://www.av.it.pt/medidas/data/Manuais%20%20Tutoriais/60%20-%20MSO71604C/Product%20Software/Documents/pdf_files/probes/0712809.pdf)
- [6] *ABC of Probes: A Primer*, Tektronix Inc. [https://faculty.unlv.edu/eelabs/docs/guides/ABC\\_of\\_Probes.pdf](https://faculty.unlv.edu/eelabs/docs/guides/ABC_of_Probes.pdf)
- [7] *TIVM Series IsoVu Measurement System: Users Manual*, Tektronix Inc.