# 라이다를 위한 eGaN FET – EPC9126 레이저 드라이버에 대한 최상의 활용 방안

# 라이다를 위한 eGaN FET – EPC9126 레이저 드라이버에 대한 최상의 활용 방안



존 S. 글레이저(John S. Glaser), EPC(Efficient Power Conversion Corporation) 애플리케이션 엔지니어링 디렉터

라이다(Lidar)는 광대역에서 전자기 방사를 발생하는 레이더[1, 2]의 한 형태이다. 지난 몇 년 동안 특정 라이다 형태 중 하나인 TOF(Time-of-Flight) 거리측정 방식이 널리 확산되었다. 레이저를 광원으로 사용하면, 원거리에서도 작은 지점까지의 거리를 측정할 수 있다. 또한 조종 가능한 광학장치와 결합하면, 지점과의 거리 측정을 일괄적으로 수행하고, 3D 공간에서 객체를 매핑할 수 있다.

EPC는 라이다 시스템에서 eGaN FET의 성능을 입증하고, 최신 라이다 시스템을 발전시키기 위해 EPC9126 및 EPC9126HC 레이저 드라이버[3,4]를 개발했다. EPC9126 및 EPC9126HC는 모두 회로도 및 BoM(Bills of Materials)과 실행에 필요한 기본 정보를 제공하는 퀵 스타트 가이드(QSG: Quick Start Guide)와 함께 제공된다. 드라이버용 레이아웃 파일 또한 자유롭게 사용할 수 있다.

레이저 드라이버의 원리는 간단해 보이지만, 높은 속도와 전압, 전류로 인해 많은 엔지니어들이 간과하거나 무시하기 쉬운 기생 구성요소들의 위험을 초래할 수 있다. 이 문서는 사용자가 드라이버를 최대한 활용할 수 있도록 일반적인 문제들을 살펴보고, 레이저 드라이버 설계에 대한 보다 심층적인 정보를 제공하기 위해 작성되었다.

이 애플리케이션 노트는 사용자들이 보다 편리하게 EPC9126 및 EPC9126HC를 배우고, 적용할 수 있도록 퀵 스타트 가이드를 보완하기 위해 작성된 것이다.



# 레이저 및 펄스 요건

일반적으로 TOF 라이다는 측면 방출 에피택셜 레이저 또는 VCSEL(Vertical Cavity Surface Emitting Laser) 근적외선(NIR: Near-Infrared) 반도체 레이저 다이오드를 사용한다. 전형적인 레이저 다이오드는 그림 2[5,6]에 나와 있다. 전기적으로 레이저 다이오드는 정류기 역할을 한다. 특정 임계값 전류 이상으로 순방향 바이어스되면, 순방향 전류에 거의 비례하는 광 전력 출력으로 레이저 방사선을 방출한다. 따라서 이를 전류 펄스로 드라이브하면, 레이저 광 펄스를 얻게 된다.[7] 레이저 광 펄스에는 펄스폭과 에너지 등 중요한 두 가지 파라미터가 있다. 이 두 요소는 거리 분해능과 범위에 각각 큰 영향을 미친다.



 SPL PL90\_3
 TPGAD1S09H

 그림 2. TOF 라이다에 사용되는 전형적인 레이저 다이오드

# 라이다를 위한 eGaN FET – EPC9126 레이저 드라이버에 대한 최상의 활용 방안

전송된 광 신호의 펄스폭은 라이다 시스템의 거리 분해능에 상당한 영향을 미친다.[8,9] 그림 3은 이러한 이유를 설명하고 있다. 위에 있는 사례는 라이다에서 좁은 광 펄스를 전송하는 경우이다. 이 광 펄스는 대상까지 이동한 다음, 반사되어 다시 돌아와야 하기 때문에 거리 d의 대상의 경우, 펄스 전송 및 수신 간의 시간 t<sub>d</sub>는 다음과 같다.

$$t_d = 2d/c$$

(1)

여기에서 c는 대기 중의 빛의 속도이며, 약 30 cm/ns(약1 foot/ns)이다. 시간 t<sub>d</sub>를 측정하면, 거리를 계산할 수 있다. 그림 아래의 사례는 더 긴 지속시간의 펄스를 전송한 경우이다. 펄스 길이가 길어지면, 반사되어 돌아오는 펄스가 겹치기 시작하고, 환경에서 특징을 구별하기가 더 어려워진다. 실제로 어떤 펄스가 바람직한지 알아보기 위해 광 펄스 길이가 30 cm에 해당하는, 1 ns의 전류 펄스 폭을 구동하는 레이저 다이오드를 살펴보자. 대상의 특징이 15 cm에 가까워지면, 수신되는 펄스는 겹치기 시작하고, 구별이 어려워지게 된다. 다양한 신호 프로세싱 기법을 통해 주어진 펄스 폭에 대한 분해능을 향상시킬 수 있지만, 짧은 펄스일수록 기본적으로 더 뛰어난 정밀도를 제공하고, 사람이 판단하는 수준의 분해능을 위해서는 수 나노초 이하의 펄스가 바람직하다는 것을 분명히 알 수 있다.

펄스 에너지는 라이다의 범위를 결정한다. 더 뛰어난 분해능에 대한 요구가 높아지면서 설계에 더 좁은 펄스 폭이 사용됨에 따라 충분한 펄스 에너지를 유지할 수 있도록 다이오드의 전류를 증가시켜야 한다. 일반적으로 펄스 전류는 수 암페어에서 수백 암페어에 이르기까지 다양하다. 여러 레이저 다이오드는 수십 암페어 범위의 공칭 펄스 전류로 지정되어 있다. 예를 들어, PRF (Pulse Repetition Frequency) = 1 kHz, 펄스 폭 t<sub>w</sub> = 100 ns, 피크 전류 I<sub>DLpk</sub> = 30A,동작온도 T<sub>OP</sub>=23~25℃와 같은 일반적인 데이터시트 테스트 조건에서 피크 전기적 입력 전력은 레이저를 방출하는 삼중접합 엣지의 경우 300 W에 이를 수 있다. 평균 테스트 듀티 사이클은 레이저 다이의 과열을 방지하기 위해 보통 ≤0.1% 미만이다. 이러한 레이저 다이오드를 더 짧은 펄스 폭과 더 높은 전류로 구동하면, 더 큰 피크 광 출력을 얻을 수 있다.

요약하면, 라이다 시스템의 상용 레이저 다이오드에 적합한 일반적인 레이저 다이오드의 펄스 폭은 수 암페어에서 수백 암페어의 원하는 피크 펄스 전류 범위에서 1 ns ~ 10 ns가 필요하다. 다음 섹션에서는 이러한 극단적인 펄스를 얻는 방법을 살펴보도록 하겠다.



그림 3. 라이다 펄스 폭이 분해능에 미치는 영향. 위: 좁은 펄스를 통해 반사되는 펄스를 쉽게 구별할 수 있다. 아래: 넓은 펄스가 겹칠 수 있기 때문에 구별하기 어렵고, 거리 분해능이 감소한다.

# 라이다를 위한 eGaN FET – EPC9126 레이저 드라이버에 대한 최상의 활용 방안

# 레이저 드라이버

라이다를 위한 일반적인 펄스 레이저 드라이버는 레이저 및 전기 에너지원과 직렬로 연결된 반도체 스위치를 사용한다. 성능은 반도체 전력 스위치의 속도와 부유 인덕턴스(Stray Inductance)에 의해 제한된다. 약 10년 전부터 동급 실리콘 MOSFET에 비해 최대 10배 더 뛰어난 낮은 인덕턴스와 스위칭 성능지수(FOM: Figures of Merit)를 제공하는 비용 효율적인 GaN(Gallium Nitride) 전력 FET가 상용화되어 사용되고 있다.[10] 그림 4는 75 A 펄스를 지원하는 100 V eGaN FET인 EPC2016C FET 이다.[11]

이전 실리콘 MOSFET 기술에 비해 eGaN FET 성능이 크게 향상되면서 주어진 피크 전류 용량에서 스위칭 속도가 훨씬 빨라짐에 따라 레이저 부하로 100 A 이상의 전류와 2 ns 미만의 펄스 폭이 가능하게 되었다.[13, 14] 이러한 성능은 동시에 이뤄지지는 않는다.(아직까지!) 많은 종류의 레이저 드라이버 토폴로지가 있지만, 고출력의 경우, 첨단 제어 방식의 공진형 레이저 드라이버와 전류 제한 듀얼 엣지 제어 방식의 드라이버 등 두 가지 주요 토폴로지가 주목을 받고 있다. 공진형 레이저 드라이버는 고속 애플리케이션에서 가장 일반적으로 사용되고 있기 때문에 이러한 유형의 드라이버를 중심으로 논의하도록 하겠다.

# EPC9126 및 EPC9126HC 레이저 다이 오드 드라이버

EPC9126 레이저 드라이버는 eGaN FET 및 레이저 다이오드의 성능을 테스트할 수 있는 다용도 플랫폼이다. EPC9126 및 EPC9126HC 의 PCB는 동일하며, 몇 가지 구성요소만 다르다. 상용 EPC9126은 더 낮은 피크 전류와 더 짧은 펄스를 갖는 반면, EPC9126HC는 더 긴 지속시간의 펄스와 더 높은 출력 전류를 가지고 있다. 주요 차이점은 표 1에 요약되어 있다. 이러한 차이점을 제외하고, 보드는 모두 동일하며, 별도로 명시하지 않는 한 이 애플리케이션 노트의 모든 내용은 두 보드에 모두 적용된다. 여기서는 EPC9126xx로 통칭하도록 하겠다.

이 두 보드는 제품 출하 시에 공진형 레이저 드라이버로 구성되어 있다. 이러한 드라이버의 기본 동작과 해당 설계 방정식은 다음 섹션에서 논의하도록 하겠다.

# 공진형 용량 방전식 레이저 드라이버 설계

그림 5는 공진형 용량 방전식 레이저 드라이버 의 간단한 회로도이며, 그림 6은 주요 파형을 나 타낸 것이다.

그림 4. EPC2016C 100 V, 75 A, 16 mΩ eGaN FET는 크기가 2.1 mm x 1.6 mm에 불과하다. EPC2212는 동일한 풋프린트와 유사한 정격의 자동차 품질등급(AEC-Q101)을 획득한 부품이다. [12]



그림 5. 용량 방전식 공진형 드라이버



표 1. EPC9126 및 EPC9126HC의 주요 차이점



그림 6. 그림 5의 용량 방전식 공진형 드라이버의 주요 파형

Q1을 이상적인 스위치로, D1을 고정형 순방향 전압 강하 V<sub>DIF</sub>를 갖춘 이상적인 다이오드로 가정하면,이드라이버는Q1이오프스테이트에서 시작하므로 i<sub>DL</sub> = 0으로 동작한다. 커패시터 전압 v₁ = V<sub>IN</sub>은 R₁을 통해 충전된다. t = t₀에서 v<sub>command</sub>는 게이트 드라이브를 트리거하여  $t = t_1$ 에서 Q<sub>1</sub>을 완전히 턴온하고, 레이저 D<sub>L</sub> 및 인덕터 L<sub>1</sub>을 통해 C<sub>1</sub>을 방전한다. C<sub>1</sub> 및 L<sub>1</sub> 은 공진 네트워크를 형성하기 때문에  $i_{DL}$  및  $v_{C1}$ 링은 사인파가 된다. 유효 초기 커패시터 전압은 레이저 다이오드 순방향 강하로 인해 V<sub>C10</sub>=V<sub>IN</sub>-V<sub>DLF</sub>이다. t = t<sub>2</sub>에서 i<sub>DL</sub>은 0으로 리턴되고, v<sub>C1</sub> = 2 V<sub>DLF</sub> – V<sub>IN</sub>이 된다. 이때 D<sub>I</sub>은 전류가 역류하는 것을 방지하고, C<sub>1</sub>은 R<sub>1</sub>을 통해 재충전된다. t = t<sub>3</sub>에서 V<sub>1</sub>이 0을 통과하기 전에 스위치 Q<sub>1</sub>이 턴오프된다.

커패시터 충전 시간 상수 τ<sub>chrg</sub> 및 공전주기 t<sub>res</sub> 은 다음과 같다.

$$\tau_{chrg} = R_I C_I$$

(2)

$$t_{res} = 2\pi \sqrt{(L_l C_l)} = 2t_{wb}$$
(3)

일반적으로  $\tau_{chrg} \gg t_{res}$ 이므로,  $R_1 \in L_1 - C_1$ 공진에 거의 영향을 주지 않는다. 공진 특성 임피던스  $R_0$  및 FWHM(Full Width Half Maximum) 펄스 폭  $t_w$ 는 다음과 같다.

$$R_0 = \sqrt{\frac{L_I}{C_I}} \tag{4}$$

$$t_w = t_{res} \frac{\pi - 2sin^{-l_2^{-1}}}{2\pi} = \frac{t_{res}}{3}$$
(5)

이 레이저 드라이버 토폴로지는 다음과 같은 이점을 가지고 있다.

- 이 토폴로지는 부유 인덕턴스를 활용한다.
- 안정적인 펄스 형태
- 펄스 에너지는 V<sub>IN</sub> 값을 통해 설정된다.
- 스위치는 간단한 구동을 위해 접지에 레퍼런스되어 있다.
- 정밀 제어를 위해 게이트를 턴온만 하면 된다.(단일 엣지 제어)
- 레이저 전류 펄스 폭은 게이트 드라이브 최소 펄스 폭 보다 짧을 수 있다.

## 부유 인덕턴스의 영향

다음 공식을 사용하여 피크 레이저 다이오드 전류 I<sub>DLpk</sub>를 계산할 수 있다.

$$I_{DLpk} = \frac{V_{IN} - V_{DLF}}{R_0} \tag{6}$$

인덕턴스는 설계에 큰 영향을 미친다. (3), (4), (5), (6) 공식에서 다음과 같은 V<sub>IN</sub>을 구할 수 있다.

$$V_{IN} = \frac{2\pi L_I}{3t_w} I_{DLpk} + V_{DLF}$$
(7)

그림 7은 레이저에서 9 V 순방향 다이오드 강하를 가진 30 A, 4 ns 펄스를 위한  $L_1$ 과 (7)을 통해 계산된 전압  $V_{IN}$ 을 보여준다. 이는 필요한  $V_{IN}$ 이 해당 레이저 및 펄스 형태에 따라  $L_1$ 과 함께 선형적으로 증가하는 것을 분명하게 보여준다.

## 드라이버 스위치 속성

위의 분석은 이상적인 스위치를 가정한 것이지만, 실제 반도체 스위치는 0이 아닌 스위칭 시간과 포화 전류 제한을 가지고 있다. 또한 스위치와 해당 패키지는 상당한 인덕턴스를 가지고 있기 때문에 해당 펄스 형태에 필요한 전압을 증가시킬 뿐만 아니라 스위치 턴온이 느려진다.

지금까지 선택된 스위치 기술은 실리콘 파워 MOSFET이었다. 그러나 라이다 시스템 설계자들이 더 높은 성능을 필요로 하기 때문에 실리콘 파워 MOSFET은 두 가지 이유로 인해 주요 제한 요소가 되고 있다. 첫 번째는 전류 및 전압 요구사항을 충족하는데 필요한 다이 크기가 커지기 때문에 게이트 전하도 커진다는 점이다. 이는 MOSFET의 턴온 속도를 느리게 한다.[15] 두 번째는 대형 MOSFET이 양측 다이에 연결부가 있는 수직 디바이스라는 점이다. 이로 인해 외부 패키지를 사용해야 하기 때문에 전력 루프와 게이트 드라이브 루프에 상당한 인덕턴스가 추가된다.[16] 첫 번째는 더 높은 전압 요건과 큰 다이 사이즈를 유발하고, 두 번째는 디바이스의 턴온이 느려진다는 문제가 있다.

지난 몇 년 동안 GaN을 기반으로 하는 새로운 전력 FET가 상용화되어 공급되고 있다. GaN FET는 실리콘 MOSFET에 비해 라이다 애플리케이션에 몇 가지 압도적인 장점을 제공한다. 첫째, 유사한 정격 전류의 MOSFET 보다 입력 커패시턴스 C<sub>ISS</sub>가 최대 10배 정도 낮기 때문에[17] GaN FET의 턴온 시간이 훨씬 빠르다. 둘째, GaN FET는 WLCSP(Wafer Level Chip Scale Package)를 이용할 수 있는 측면 디바이스이다. WLCSP는 매우 낮은 인덕턴스와 탁월한 열 성능 및 높은 신뢰성을 제공하며, 추가 비용을 최소화할 수 있다. 마지막으로 GaN FET 다이는 유사한 정격 전압 및 전류의 실리콘 MOSFET에 비해 훨씬 작기 때문에 인덕턴스를 더욱 감소시키고, 다중 채널 라이다와 같은 애플리케이션에서 좁은 간격의 인접 레이저를 사용할 수 있도록 해준다.[18]



그림 7. I<sub>DLpk</sub> = 30 A, t<sub>w</sub> = 4 ns, V<sub>DLF</sub> = 9 V에 대한 버스 전압 V<sub>IN</sub> 대비 인덕턴스 L<sub>1</sub>

## 기본 설계 프로세스

위에서 언급한 정보를 종합하여 공진형 라이다 드라이버 설계를 수행할 수 있다. 먼저 일반적으로 시스템 설계에서 도출되는 레이저 펄스에 대한 몇 가지 사양을 살펴보면, 요건은 다음과 같다.

- 펄스 피크 진폭 I<sub>DLpk</sub>
- FWHM(Full Width Half Maximum) 펄스 폭 t<sub>w</sub>
- 펄스 반복 주파수 PRF(Pulse Repetition Frequency)
- 레이저 다이오드 전압 강하 V<sub>DLF</sub>

기본적인 펄스 요건을 선택하고 나면, 설계를 완료하기 위해 전력 루프 인덕턴스L<sub>1</sub>이 필요하다. L<sub>1</sub>에 대한 계산은 섹션 3, 4에서 논의하겠지만, 여기에서는 양호한 추정 값을 가정하기로 하자.

공진형 커패시터의 C<sub>1</sub>의 값을 판단하기 위해 (4) 와 (6)을 사용하였고,

$$C_I = L_I \left( \frac{I_{DLpk}}{V_{IN} - V_{DLF}} \right)^2 \tag{8}$$

재충전 저항 R1의 값은 (2)를 통해 결정된다.

$$R_I = \frac{\tau_{chrg}}{C_I}$$

(9)

따라서  $\tau_{chrg} \gg t_{res}$ 이 되기 때문에 충분히 큰  $\tau_{chrg}$  값을 선택하기만 하면 된다. 열적 제한으로 인해 펄스 듀티 사이클은 일반적으로 1% 미만이 되기 때문에  $R_1$  값은 보통 정확하게 결정하지 않아도 된다. 더 높은 듀티 사이클 값으로 동작이 필요한 경우는 섹션 6.4에 자세히 설명되어 있다.

마지막으로 필요한 버스 전압  $V_{IN}$ 은 (7)을 통해 결정되며, 이는  $I_{DLpk}$ 와 함께 FET  $Q_1$ 에 적합한 부품번호를 선택하는데 사용된다. (7), (8), (9) 와 함께 설계를 완료하는데 필요한 나머지 값을 결정한다.

## 전력루프 인덕턴스 확인

앞에서 살펴본 것처럼, 필요한 입력 전압이 레이저 인덕턴스에 따라 거의 선형적으로 증가하고, 입력 전압이 FET 및 커패시터의 정격을 결정한다는 것을 알 수 있다. 또한 레이저 드라이버 버스 전압은 어디서든 도출되어야 하는데, 대부분의 회로는 또 다른 부스트 컨버터일 가능성이 높다. L,이 더 많이 감소할수록 나머지 설계가 더 간단해지고, 비용 또한 줄일 수 있다. PCB 인덕턴스를 최소화하는 핵심 원리는 [19]에 자세히 설명되어 있으며, 레이아웃 인덕턴스를 줄일 수 있는 여러 유용한 기법을 다루고 있다. 이 글에서는 eGaN FET 의 칩 스케일 패키지를 사용하면, FET와 PCB, 버스 커패시턴스 및 전류 감지 션트(원하는 경우) 등의 전력루프 인덕턴스 기여도가 1nH 미만으로 유지되고, 500pH 미만에 이르는 값에 근접할 수 있음을 보여준다. EPC9126xx 의 부유 인덕턴스는 FET 및 부하의 탑재 위치에 따라 1nH 정도이다. 이 값은 설계의 다기능성, 특히 다양한 레이저 패키지를 수용할 수 있는 능력을 높이기 위해 취해진 트레이드오프이기 때문에 달성 가능한 최상의 값은 이 보다 더 높다.

다른 인덕턴스 소스를 알아보면, 가장 중요한 것은 레이저이다. 앞서 살펴본 바와 같이 스루홀 레이저는 최상의 경우 약 5nH를 기여하는 것으로 예상되며, 종종 이 보다 훨씬 높을 수 있다. 표면실장 레이저 또한 1 ~ 3nH에 가까운 값을 기여하기 때문에 레이저가 가장 많은 인덕턴스를 유발하게 된다. 대부분의 레이저 인덕턴스는 와이어 본드를 비롯해 레이저 패키지에서 발생한다. 레이저 제조업체들은 레이저 패키지 인덕턴스가 성능을 좌우할 수 있다는 사실을 인지하고 있기 때문에 조만간 이 분야에서도 진전이 이뤄질 것으로 기대된다. 불행히도 L<sub>1</sub> 값은 설계 초기에 정확히 알기가 어렵다. 이는 약간의 반복이 필요할 가능성이 높다는 것을 의미한다.따라서 초기 설계의 경우, 예상치 못한 인덕턴스를 극복할 수 있도록 FET 에 추가 전압 마진을 부여하는 것을 고려해야 한다.

## EPC9126xx 하드웨어 드라이버 설계

EPC9126xx 레이저 드라이버의 일반적인 연결 다이어그램은 그림 8에 나와 있다. 연결 및 동작에 대한 자세한 설명은 퀵 스타트 가이드[20, 21]에 나와 있지만, 여기에서 이 다이어그램을 검토하는 것도 유용할 것이다.

모든 신호 I/O는 SMA 커넥터를 사용한다. 이 설계에는 J3, J7, J9, J10에서 얻은 출력과 임베디드 전송 라인 프로브로 구성된 전압 테스트 포인트가 포함되어 있다. 전류 측정 션트의 출력은 J6을 사용할 수 있다. 거버 (Gerber) 레이아웃 파일과 전체 회로도를 비롯해 설계에 대한 세부사항은 [3, 4]에서 확인할 수 있다. 레이아웃은 원칙에 따라 총 인덕턴스를 최소화하도록 설계되었다.[19] 그림 8은 드라이버의 사진과 함께 설계의 주요 섹션을 확대한 것이다. 인덕턴스 L<sub>1</sub>을 최소화하기 위해 에너지 저장 커패시터 C<sub>1</sub>(PCB 상의 C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub>, C<sub>13</sub>, C<sub>14</sub>, C<sub>15</sub>)과 전류 측정 션트(R<sub>12</sub>, R<sub>13</sub>, R<sub>14</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>16</sub>)는 모두 병렬로 연결된 5개의 0402 사이즈 표면실장 패키지로 구성되어 있다. 상단면과 접지면 사이의 간격은 250μm(10mil)로 인덕턴스를 최소화할 수 있다. 비용을 최소화하기 위해 블라인드나 매립 또는 마이크로 비아를 사용하지 않았다.



그림 9. 실험적 검증을 위해 GaN FET를 갖춘 EPC9126

전류 측정을 위한 양호한 션트 성능을 얻기 위해 션트 저항을 거꾸로 장착했으며, 이를 통해 션트 등가 직렬 인덕턴스는 200 pH에서 40 pH로 감소했으며, 이에 상응하는 션트 대역폭은 4배로 증가했다.[13] 이는 전류 감지 섹션(9페이지)에 자세히 설명되어 있다.

## 실험 결과

EPC9126 및 EPC9126HC는 모두 이 글을 작성하는 당시 쉽게 이용할 수 있는 가장 낮은 인덕턴스의 표면실장 고출력 펄스 레이저인 엑셀리타스(Excelitas)의TPGAD1S09H 표면실장 레이저로 테스트를 수행했다. 각각의 경우, 75V 입력 전압을 통해 회로 테스트 결과를 얻었다.

## EPC9126

전력루프 인덕턴스  $L_1$ 은 2.3 nH로 추산되었다.  $I_{DLpk}$  = 35 A 및 3.5 ns의 펄스폭으로 설계한 경우,  $C_1$  = 1.2 nF이고,  $V_{IN}$  = 60 V이다. 사용된 커패시터 값은  $C_1$  = 1.1 nF이며, 이는 표준 구성요소 값으로 달성할 수 있는 가장 근접한 값이다. 안정적인 커패시턴스와 낮은 손실을 제공하는 NP0/COG 세라믹 커패시터가 사용되었다.  $V_{IN}$  = 75 V에 대한 테스트 결과는 그림 10에 나와 있다.  $t_w$ = 3.4 ns를 통해 피크 전류는 I<sub>DLpk</sub> = 35 A에 도달했다. 이는 레이저 P<sub>DLpk</sub> > 300 W에 대한 최대 전력 입력에 해당한다. 결과 및 계산 상의 불일치는 커패시턴스 값이 서로 다르고, 인덕턴스에 대한 추정 오류, 션트 상의 추가 전압 강하 및 레이저 다이오드 전압 강하가 실제로 고정된 값이 아니기 때문에 발생한다.

## EPC9126HC

전력루프 인덕턴스  $L_1$ 은 2.0 nH로 추산되었으며, EPC2016C에 비해 EPC2001C의 풋프린트가 더 넓기 때문에 감소되었다.  $I_{DLpk}$  = 70 A 및 5 ns의 펄스폭으로 설계한 경우,  $C_1$  = 2.85 nF 이고,  $V_{IN}$  = 78 V이다. 사용된 커패시터 값은  $C_1$  = 2.8 nF이며, 이는 표준 구성요소 값으로 달성할 수 있는 가장 근접한 값이다. 안정적인 커패시턴스와 낮은 손실을 제공하는 NPO/ COG 세라믹 커패시터가 사용되었다.  $V_{IN}$  = 75 V에 대한 테스트 결과는 그림 10에 나와 있다. t<sub>w</sub>= 5.0 ns를 통해 피크 전류는 I<sub>DLpk</sub> = 63 A 에 도달했다. 이는 레이저 P<sub>DLpk</sub> > 1,300 W에 대한 최대 전력 입력에 해당한다. 결과 및 계산 상의 불일치는 커패시턴스 값이 약간 다르고, 인덕턴스에 대한 추정 오류, 션트 상의 추가 전압 강하 및 레이저 다이오드 전압 강하가 실제로 고정된 값이 아니기 때문에 발생한다.

## 9126에 대한 팁과 요령

EPC9126xx는 유연성이 뛰어나며, 새로운 아이디어를 시도하거나 빠른 고전류 펄스를 위한 실제 구성요소의 동작을 심층적으로 이해하기 위한 기반으로 사용할 수 있다. 이 섹션에서는 설계와 관련한 몇 가지 추가 세부정보와 함께 향후 나아가야할 방향을 제안하고자 한다. 그림 12는 EPC9126x의 블록 다이어그램으로 이 섹션에 유용한 레퍼런스를 제공한다.







그림 11. V<sub>IN</sub> = 75 V의 EPC2001C GaN FET를 갖춘 EPC9126HC 레이저 드라이버의 실험 결과. t<sub>w</sub> = 5.0 ns로 피크 전류 I<sub>DLbk</sub> = 63 A에 도달했다.



#### 입력 및 출력

레이저 펄스 드라이버와 관련된 높은 속도는 RF 기술 사용,특히 케이블과 측정에 50 Ω 표준 임피던스와 제어 임피던스를 사용함을 의미한다. 이에 대한 전체적인 설명은 이 글의 범위를 벗어나기 때문에 정확한 이해를 원한다면,처음 시작하는 사람들에게 도움이 되는 참고자료가 있다. 이 자료는 [22]에서 확인할 수 있다.

입력은 낮은 인덕턴스 50 Ω 저항(병렬로 연결된 2개의 100 Ω 저항)으로 터미네이션되고, 2.5 V 임계값을 사용하여 비교기로 직접 공급된다. 펄스 발생기를 50 Ω 케이블과 연결하면, 링잉과 반사가 최소화된다. 로직 게이트로 직접 보드를 구동하려는 경우, 많은 로직 게이트의 출력 임피던스가 수백 오옴이 될 수 있고, 이는 입력을 충분히 높은 전압으로 구동하지 않는다는 점을 유념해야 한다. 이 경우 입력 종단 저항을 제거할 수 있지만, 링잉이나 펄스 반사를 최소화할 수 있도록 로직 게이트와 연결해야 한다. 익숙하지 않다면 위의 참고자료를 검토하면 도움이 될 것이다. 모든 출력은 50  $\Omega$  부하에서 올바르게 작동하도록 설계되었다. 이는 50  $\Omega$  내부 입력의 오실로스코프와 연결하기 위해 50  $\Omega$  케이블을 사용하는 것이 가장 좋다. 스코프 입력이 1 M $\Omega$ 으로 설정된 상태에서 스코프 입력에 외부 50  $\Omega$  터미네이션을 사용하면 작동은 하지만, 1 M $\Omega$  입력 연결의 일반적인 입력 커패시턴스에 의해 대역폭이 제한된다. 이 커패시턴스는 종종 측정 대역폭을 200Hz 미만으로 제한하여 1ns 정도의 최소 측정 상승 시간이 발생하기 때문에 실제보다 훨씬 느리게 보일 수 있다.

## 레이저 마운팅

EPC9126xx는 레이저 또는 여러 부하를 장착할 수 있도록 유연한 패키지로 설계되었다. 납땜 레이저 다이오드 패키지를 장착하기 위한 10 mm 간격의 스루홀을 가지고 있다. 또한 엑셀리타스의 표면실장 레이저 다이오드를 위한 풋프린트를 제공한다. 이외에도 다양한 패키지와 베어 레이저 다이를 유연하게 장착할 수 있도록 베어 패드를 갖추고 있다. 그림 13은 지원되는 레이저 장착 방법 중 일부를 나타낸 것이다.

#### 공진형 커패시터

인덕턴스가 최소화되었다면, 설계자가 주로 제어해야 하는 파라미터는 전압과 공진 커패시턴스이다. 공진형 커패시터는 NPO/COG 세라믹 유전체 또는 자기나 유리, 운모와 같이 손실이 적고 선형적이고, 안정적인 유전체의 다른 커패시터를 사용해야 한다.



그림 13. EPC9126xx에 다양한 방식으로 레이저 또는 다른 부하를 장착할 수 있다. 좌측상단: 기존의 스루홀 장착방식. 우측상단: PCB 상단에 레이저 양극 리드와 하단의 음극 리드. 좌측하단: 레이저 리드가 모두 상단에 위치. 우측하단: 표면실장 레이저

#### 충전 저항

공진형 커패시터는 충전 저항  $R_1$ (EPC9126xx 에서  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ 을 병렬로 조합하여 구성) 을 통해 충전되며, 시간 상수  $\tau_{chrg}$ 는 공식 (1) 을 통해 주어진다. 공진형 커패시터의 최종 값의 99% 이상으로 충전하기 위해서는  $t = 5\tau_{chrg}$ 가 필요하기 때문에 최대 펄스 반복 주파수는 PRF = $^{1}/_{5} \cdot \tau_{chrg}$ 로 설정할 수 있다. 설계자가 더 높은 PRF 값을 원할 경우, 레이저 출력을 일부 저하시키거나  $R_1$  값을 줄일 수 있다.  $R_1$ 을 줄이면, 켜질 때  $Q_1$ 에 추가 전류가 흐르게 되지만, 이는  $5\tau_{chrg} >> t_w$ 에서는 허용이 가능하다.

그림 5와 같은 이상적인 공진형 시스템과 그림 6 의 관련 파형을 얻기 위해서는 맨 처음 커패시터  $C_1$ 이 충전된 경우를 제외하고, 커패시터의 초기 상태가  $V_{C1}(t2) = V_{IN} - 2V_{DFL}$ 이 되어야 함을 알 수 있다. 재충전하는 동안 모든 전력 손실은  $R_1$ 에서 발생하고,  $R_1$ 의 에너지 손실에 대한 근사치는 다음과 같다.

 $E_{Rlchrg} = 2C_l (V_{BUS} - V_{DFL})^2$ (10)

이는 R<sub>1</sub>과 무관하다는 점에 유의해야 한다. 전력 손실은 다음과 같다.

 $P_{Rlchrg} = PRF \cdot E_{Rlchrg}$ (11)

높은 PRF에서 이러한 전력 손실은 상당할 수 있으며, 레이저 자체의 전력 손실에 추가된다. 전력 손실이 너무 크면, 부스트 컨버터와 같은 다른 재충전 방식을 고려해야 한다. 이는 이 글의 범위를 벗어나기 때문에 여기에서는 설명하지 않겠다.

#### 전송라인 프로브

선트 측정을 제외한 모든 감도 측정 SMA는 서브 나노초 시간 규모의 파형 충실도를 얻기 위해 전송라인 전압 프로브 원리를 이용한다. 이러한 프로브는 일반적으로 500 k ~ 5 k 정도로 프로브 임피던스가 상대적으로 낮지만, 이 임피던스는 거의 순수하게 저항성이며, 대역폭은 수 GHz로 매우 높을 수 있다. 이러한 프로브는 PCB에 내장되어 있어 거의 이상적인 형태로 관심 노드와 연결하여 파형 충실도와 재연성을 향상시킬 수 있다. 또한 회로에서 고전압을 측정할 때 중요하게 고려해야 할 점은 측정 포인트를 벗어나지 않는 것이다! 이러한 프로브의 기본적인 원리는 [23]에 설명되어 있다.

내장된 프로브로 유용한 측정값을 얻기 위해서는 다음 3가지 속성을 고려해야 한다. 첫 번째는 스코프 입력이 50 Ω으로 설정된 오실로스코프에 연결해야 한다는 것이다. 50 Ω 터미네이터와 1 MΩ 입력을 사용하면, 거의 모든 스코프의 대역폭이 심각하게 제한되므로 권장하지 않는다. 둘째, 각 내장 프로브는 자체 감쇠계수를 가지고 있기 때문에 이를 고려해야 한다. 셋째. 프로브의 낮은 임피던스로 인해 드레인 전압과 같이 평균 DC 전압이 큰 포인트의 경우 상당한 전력 손실이 발생할 수 있다. 이러한 손실을 방지하기 위해 고전압 측정을 위한 테스트 포인트에는 DC 차단 커패시터가 포함된다. 이는 일반적인 관심 파형에는 거의 영향을 미치지 않는 고역통과필터를 형성한다. 그러나 긴 펄스 폭을 사용하는 경우, 이러한 테스트 포인트는 잘못된 결과를 생성할 수 있기 때문에 외부 프로브를 사용해야 한다. 내장된 전송라인 프로브는 텍트로닉스(Tektronix)의 P9158 3 GHz 전송라인 프로브[24]와 거의 동일한 결과를 생성하는 것으로 확인되었으며, 예상 대역폭은 최소 3 GHz이다.

#### 전류 감지

전류 감지는 전력 전자장치에서 가장 어려운 문제다!

펄스 레이저 드라이버 전류 감지는 장단점을 모두 가지고 있다. 장점은 동작 검증과 레이저 펄스의 타이밍 결정 및 눈의 안전을 유지하면서도 범위를 극대화할 수 있는 광학 출력 제어가 가능하다는 점이다. 그러나 이러한 전류 감지는 인덕턴스를 추가하고, 전력손실을 증가시키는 것은 물론, 낮은 파형 정확도와 비용, 인덕턴스 해결을 위한 레이저 드라이버 전압 감소 등 많은 단점들도 가지고 있다.

전류 측정 기능은 추가되는 전력 루프 인덕턴스를 최소화하기 위해 5개의 0402 저항으로 구성된 저항성 전류 션트 형태로 EPC9126xx에 포함되어 있다. 이 레이저 드라이버는 낮은 듀티 사이클을 가지고 있어 매우 높은 전류에서도 이러한 작은 저항을 사용할 수 있다. 성능에 대한 부정적인 영향을 최소화하면서 경제적인 전류 감지 기능을 포함시키기 위해 전류 션트에 대한 약간의 절충이 이뤄졌다. 이러한 절충으로 인해 전류 파형이 상당히 왜곡될 수 있다. 일반적으로 높은 피크 전류로 인한 전압 강하를 최소화하기 위해서는 션트에 대한 저항값이 매우 작아야 한다. 불행히도 병렬로 연결된 5 개의 0402 크기의 저항의 매우 작은 인덕턴스도 션트 임피던스와 측정 자체에 큰 영향을 미칠 수 있다. 엣지 전이 시간이 t<sub>t</sub> = 2 ns인 직사각형 펄스를 가정하여 이 효과를 보수적으로 추정할 수 있다. 최대 3 dB 대역폭의 펄스는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$f_w \cong \frac{0.35}{t_t} = 175 \ MHz$$
 (12)

L<sub>1shunt</sub>로 나타낸 션트의 부분 인덕턴스 기여도는 PCB에 평평하게 장착되는 동박(Copper Foil) 으로 레이저 다이오드를 교체하고, Q<sub>1</sub>을 켤 때의 발진 주파수를 살펴봄으로써 추정할 수 있다. 이는 L<sub>1shunt</sub>=1.21 nH로 산출되었다. 그런 다음, 션트 저항을 거꾸로 장착한 상태에서 인덕턴스를 추정하고, 마지막으로 션트 저항을 동박으로 교체하여 인덕턴스를 측정했다. 결과는 표 2에 나와 있다.

표 2에서 우측상단에 장착한 션트 저항의 경우 L<sub>shunt,A</sub> = 200 pH로 추정할 수 있으며, 션트가 없는 경우와 비교해 거꾸로 장착된 션트의 경우 L<sub>shunt,B</sub> = 40 pH로 추정할 수 있다. f<sub>w</sub> = 175 MHz에서 L<sub>shunt,A</sub>의 유도성 리액턴스는 다음과 같다.

$$|Z_{shuntA}| = 2\pi f_w L_{shunt,A} = 0.176 \ \Omega \tag{13}$$

선트의 저항값은 유도성 리액턴스의 5배 이상이 되어야 하며, 이는  $R_{shunt,A} \ge 1.1$  Ω을 의미한다. 이는 피크 전류에서 트랜지스터 전압 정격의 40%에 해당하는 39 V의 전압 강하가 발생한다. 선트 저항을 거꾸로 장착하면, 5배 감소된  $R_{shunt,B} \ge 0.22$  Ω을 얻을 수 있다.  $R_{shunt} =$ 0.20 Ω의 최종 값은 구성요소의 가용성에 따라 선택되었다.

케이스	테스트 조건	링잉 주파수 (MHz)	추정된 L <sub>1</sub> 값 (nH)
A	정상적으로 장착된 션트	138	1.21
В	거꾸로 장착된 션트	148	1.05
С	동박으로 대체된 션트	151	1.01

표 2. 션트 인덕턴스 측정

이러한 것들이 파형에 미치는 영향을 알아보기 위해, 위의 3가지 케이스를 사용하여 t<sub>w</sub> = 3.3 ns에 대한 간단한 션트 시뮬레이션 회로도를 그림 14에 나타냈으며, 결과는 그림 15에 나와 있다. 이를 통해 200 pH의 작은 값(PCB 상의 5개의 병렬 0402 저항)이라 하더라도, 짧은 펄스에 상당한 오류를 유발할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이러한 인덕턴스 효과는 파형의 초기 부분과 피크를 과장하여 전류 신호의 일부를 구별하는 것이다. 펄스가 짧을수록 오류가 더 심해진다

불행히도 저항을 거꾸로 장착하는 것은 비용 효과적으로 수행하기 어렵기 때문에 출하되는 보드는 케이스 A에 해당한다. 충분한 상업적 인센티브가 있는 경우 이를 지원하는 공급업체를 찾을 수 있다. 한 제조업체는 이미 이러한 작업을 수행하고 있지만, 불행히도 이 글을 작성하는 시점에는 사용 가능한 최대값이 너무 작아서 제대로 측정할 수 없었다.[27] 보다 정확한 전류 측정이 필요한 경우, 저항을 거꾸로 다시 장착하거나 더 큰 값을 사용하든 모두 가능하다. 오실로스코프에 프로그램이 가능한 주파수와 단극 컷오프가 있는 저역통과 필터 기능이 있는 경우, 보다 정확한 결과를 위해 동일한 주파수에서 극을 사용하여 전류 션트의 응답을 제로로 캔슬하여 시도해 볼 수 있다.

# 듀얼 엣지 제어

앞에서 논의한 것처럼, 공진 용량성 방전 레이저 드라이버는 몇 가지 유용한 특성을 가지고 있다. 그러나 주어진 전력루프 인덕턴스에서 펄스 높이를 잘 제어할 수 있지만, 펄스 폭 제어에는 상당한 한계가 있다. 펄스 폭은 전체 펄스 에너지를 제어하는데 사용할 수 있으며, 특히 개별 펄스에 대한 제어가 필요한 경우 펄스 진폭 보다 제어가 더 용이할 수 있다. 또한 경우에 따라 레이저 다이오드 또는 기타 부하를 PCB 와 떨어져 배치해야 할 수도 있다. 이는 상당한 인덕턴스가 추가되는 일련의 상호 연결이 필요하게 된다. 이러한 제한사항 중 일부를 처리하기 위해 듀얼 엣지 제어를 사용할 수 있다. 즉, 드라이브 FET의 턴온 및 턴오프에서 모두 펄스 모양을 제어하는데 사용할 수 있다.

EPC9126xx를 듀얼 엣지 제어와 함께 사용하기 위해서는, 우선 사양으로 지정되어 있지 않지만, 최소 약 6ns의 펄스 폭을 가진 것으로 알려진 UCC27611 게이트 드라이버의 한계를 인식해야 한다. 이는 펄스 폭이 얼마나 짧은지를 제한한다.

일반적인 듀얼 엣지 제어 애플리케이션의 경우, 공진형 커패시터와 충전 저항을 변경해야 할 수 있다. 전류를 제한해야 하는 경우, PCB



그림 14. 일반적인 션트 등가 회로의 시뮬레이션 모델

에 입력되는 버스 전압에 버스 커패시턴스가 추가되기 때문에 이러한 용도로 충전 저항을 사용할 수 있다.

마지막으로 스위치가 턴오프될 때 전력루프 인덕턴스의 전류가 중단되고, 이로 인해 FET 및 레이저 다이오드 또는 기타 부하의 드레인 단자에서 링잉 및 오버슈트가 발생한다는 점을 고려해야 한다. 이 링잉은 인덕턴스와 턴오프 시점의 전류 및 레이저와 FET, PCB의 커패시턴스에 따라 달라진다. 전압 오버슈트를 제어하기 위해 일부 클램프 다이오드를 추가하는 규정도 있다.

적합한 클램프 다이오드를 찾는 것은 매우 어렵다. 대부분의 다이오드는 전력루프 인덕턴스와 동일한 규모로 패키지 인덕턴스를 가지게 되며, 이로 인해 응답속도가 제한된다. 또한 클램프 전류가 높으면, 이를 처리하기 위한 더 큰 다이오드는 상당한 커패시턴스를 갖게 되고, 이로 인해 추가 링잉이 유발될 수 있으며, 일부 경우에는 원하지 않는 레이저 펄스가 반복될 수 있다. 불행히도 현재로서는 추천할 만한 적합한 클램프 다이오드는 없다. 듀얼 엣지 제어 애플리케이션을 위해 EPC9126xx 를 사용하는 경우, 신중한 시뮬레이션과 실험을 모두 계획하는 것이 좋다. 특히 실험이 매우 중요한데, 필자의 경험에 따르면, 필요한 전압 및 전류 정격을 갖는 다이오드를 선택한 경우, 사용 가능한 모델이 라이다 애플리케이션에서 요구되는 극히 짧은 전이를 위한 다이오드 동작을 정확하게 나타내는 것은 아니다.

#### 좁은 펄스 발생기

좁은 펄스 발생기는 전통적인 짐 윌리엄스 (Jim Williams) 설계를 기반으로 EPC9126xx 에 포함되어 있다.[25] 기본적으로 이 회로는 활성화되어 있지 않으며, 펄스 입력은 게이트 드라이브 IC로 직접 전달된다. 그러나 0Ω 점퍼를 변경하면, 이 회로를 사용하여 매우 짧은 펄스를 생성할 수 있다. 이 회로를 사용하고자 한다면, 짐 윌리엄스의 애플리케이션 노트를 참고해야 한다.



# 결론

GaN 전력 트랜지스터의 뛰어난 성능은 획기적인 레이저 드라이버의 성능을 가능하게 한다. 한자리 수 나노초의 높은 전류 펄스를 생성하여 불과 몇 제곱 밀리미터에서 수백 와트를 제공할 수 있는 이러한 능력은 정말 놀라운 것이다. 이는 소형 폼팩터로 합리적인 가격의 고성능 라이다를 실현할 수 있는 주요 요소 중 하나이며, 이를 통해 라이다 혁신을 촉진시킬 수 있다.

## 참고자료

- [1] J. Glaser, "How GaN Power Transistors Drive High-Performance Lidar: Generating ultrafast pulsed power with GaN FETs," IEEE Power Electronics Magazine, vol. 4, Mar. 2017, pp. 25–35.
- [2] P. McManamon, Field Guide to Lidar, SPIE, 2015.
- [3] EPC9126 Lidar Demo Board (https://epc-co.com/epc/Products/DemoBoards/EPC9126.aspx)
- [4] EPC9126HC Lidar Demo Board (https://epc-co.com/epc/Products/DemoBoards/EPC9126.aspx)
- [5] OSRAM Opto Semiconductors Inc., "SPL PL90\_3 Datasheet," 2015.
- [6] Excelitas Technologies, "Surface Mount 905 nm Pulsed Semiconductor Lasers Datasheet," 2016.
- [7] S. Morgott, "Range Finding Using Pulse Lasers," Regensberg, Germany: Osram Opto Semiconductors, 2004.
- [8] S.A. Hovanessian, Radar System Design and Analysis, Norwood: Artech House, Inc, 1984.
- [9] M. Andersson and J. Kjörnsberg, "Design of Lidar-system," Lund University, 2014.
- [10] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, and D. Reusch, GaN Transistors for Efficient Power Conversion, Wiley, 2015.
- [11] Efficient Power Conversion Corp., "EPC2016C data sheet," 2018.
- [12] Efficient Power Conversion Corp., "EPC2022 data sheet," 2018.
- [13] J. Glaser, "High Power Nanosecond Pulse Laser Driver using a GaN FET", PCIM Europe 2018 Proceedings, 2018.
- [14] J.Glaser, "Kilowatt Laser Driver with 120 A, sub-10 nanosecond pulses in < 3 cm2 using a GaN FET", PCIM Asia 2018 Proceedings, 2018.
- [15] R.W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Springer, 2001.
- [16] M. Pavier, A. Woodworth, A. Sawle, R. Monteiro, C. Blake, and J. Chiu, "Understanding the Effect of Power MOSFET Package Parasitics on VRM Circuit Efficiency at Frequencies above 1 MHz," PCIM Europe 2003 Proceedings, 2003.
- [17] D. Reusch, J. Strydom, and A. Lidow, "A new family of GaN transistors for highly efficient high frequency DC-DC converters," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015, pp. 1979–1985.
- [18] Velodyne Lidar Inc., "Velodyne Lidar Puck VLP-16 data sheet," 2017.
- [19] D. Reusch and J. Strydom, "Understanding the effect of PCB layout on circuit performance in a high frequency gallium nitride based point of load converter," 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, pp. 649–655.
- [20] Efficient Power Conversion Corp., "EPC9126 Lidar Development Board Quick Start Guide, Rev. 2.5," 2016.
- [21] Efficient Power Conversion Corp., "EPC9126HC Lidar Development Board Quick Start Guide, Rev. 1.0," 2017.
- [22] H. Johnson and M. Graham, High-Speed Digital Design A Handbook of Black Magic, Prentice Hall PTR, 1993.
- [23] J. Weber, Oscilloscope Probe Circuits, Tektronix Inc., 1969.
- [24] Tektronix Inc, "20X Low Capacitance Probe P6158 Datasheet," 2017, (https://download.tek.com/datasheet/P6158-Datasheet-60W120263\_0.pdf)
- [25] J. Williams, "AN98 Signal Sources, Conditioners, and Power Circuitry Circuits of the Fall, 2004: Nanosecond Pulse Width Generator," Linear Technology Corporation, 2004.
- [26] http://ucanr.edu/blogs/green//blogfiles/11605\_original.png
- [27] Susumu 2018 Product Catalogue (EN), 2018-04-06, pp. 53-54. 2018, (https://www.susumu.co.jp/common/pdf/n\_catalog\_partition09\_en.pdf?v=20180406)