

# LiDAR 发射端驱动白皮书

张若晨

## 摘要

905nm 多结 VCSEL ( 垂直腔面发射激光器 ) 的车载大规模部署对 TX 驱动提出了 60–80 V 耐压、20–50 A 峰值电流、纳秒级脉冲边沿的综合要求。本文从  $V = L \cdot di/dt$  回路约束出发推导驱动电压预算，分析“高边充电 + 低边脉冲”架构的系统级设计考量，梳理符合 IEC 60825-1 和 ISO 26262 要求的人眼安全防护要点，并给出覆盖 Flash 固态、扫描式和集成功率级三类应用的全线产品选型指南。

## 目录

1. 激光雷达扫描架构分类与技术演进.....	3
1.1 不同 LiDAR 类型的 TX 需求与适配驱动架构.....	4
1.2 技术代际演进：Gen1 → Gen2 → Gen3.....	4
2. TX 驱动的核心约束.....	4
2.1 驱动电压预算.....	5
2.2 TX 参数与系统性能映射.....	6
3. 驱动架构——高边充电 + 低边脉冲.....	6
3.1 架构概述与系统组成.....	8
3.2 充电拓扑对比.....	9
3.3 储能电容主动放电.....	9
3.4 封装寄生电感对比.....	10
3.5 大小波双脉冲驱动.....	11
3.6 关断速度的两难：二次发光与反向偏压.....	11
3.7 时序基准 ( TREF ) 与发射时刻反馈.....	13
3.8 2-D VCSEL 阵列驱动.....	14
3.9 SPI 通信与双寄存器组架构.....	14
4. 人眼安全防护要点.....	15
4.1 关键失效模式与危害.....	16
5. 选型指南与产品列表.....	16
5.1 全线产品对比.....	17

## LiDAR 发射端驱动白皮书

5.2 技术趋势.....	17
5.3 3PEAK LiDAR 系统级解决方案.....	17
6. 参考文献与资料.....	18
7. 声明与提示.....	19

## 表目录

表 1-1 LiDAR 类型与 TX 驱动需求对照.....	4
表 1-2 车载激光雷达技术代际演进.....	4
表 2-1 六结 VCSEL 驱动电压预算 (窄脉宽 / 高 di/dt, 约 20 A 基线).....	5
表 2-2 TX 驱动参数与系统性能映射.....	6
表 3-1 三种 VCSEL 脉冲驱动架构对比.....	7
表 3-2 恒流充电 vs 谐振充电.....	9
表 3-3 MODE 引脚对未选通通道的控制.....	10
表 3-4 封装寄生电感对比.....	11
表 3-5 远距大波 vs 近距小波.....	11
表 3-6 通道配置方式对比.....	15
表 4-1 TX 驱动关键失效模式与危害.....	16
表 5-1 LiDAR TX 驱动全线产品对比.....	17

## 图目录

图 1-1 车载激光雷达扫描架构分类示意.....	3
图 2-1 LiDAR dToF 系统信号链.....	5
图 3-1 2-D Flash LiDAR TX 驱动系统架构.....	9
图 3-2 TPM8915Q 集成功率级驱动系统.....	10
图 3-3 TPM8915Q 实测光脉冲波形.....	12
图 3-4 TPM8915Q 关断电压过冲实测波形.....	12
图 3-5 可编程斜率实测光脉冲波形.....	13
图 3-6 TPM8915Q TREF 实测波形 (余辉模式).....	14
图 4-1 正常脉冲模式 vs 低边短路故障模式.....	15
图 5-1 3PEAK 车载 LiDAR 系统级芯片方案框图.....	18

# 1. 激光雷达扫描架构分类与技术演进

## 扫描架构分类

激光雷达的整机形态由其光束扫描方式决定，而扫描方式又直接决定了 TX 驱动通道数、峰值电流和时序要求。因此，在展开 TX 驱动的电气设计之前，本章先介绍车载 LiDAR 的架构分类：按光束控制原理，当前车载 LiDAR 大致可分为机械式、半固态与纯固态三类。本章按此梳理各类架构的工作原理及其对 TX 驱动的不同诉求，作为后续各章的系统级背景。

### 车载激光雷达扫描架构分类

按光束控制方式 机械式 → 半固态 → 纯固态（无运动部件）



图 1-1 车载激光雷达扫描架构分类示意

- **机械旋转式（机械）**：发射/接收模组整体旋转实现 360° 全景扫描；技术成熟、视场范围广，但电机带来寿命/成本/体积问题。乘用车前装逐步被固态替代，Robotaxi 与机器人（割草、配送、AGV/AMR）场景仍广泛部署。

- **MEMS 振镜式（半固态）**：单/双轴微镜二维扫描，单发射器即可高分辨率覆盖，结构紧凑；振镜口径限制接收孔径、远距信噪比（SNR）受约束，且仍属微机械运动部件。

- **1-D VCSEL 阵列 + 转镜或振镜（半固态）**：发射端为垂直线阵，直接覆盖垂直 FoV、免去垂直扫描，仅需水平单轴扫描；TX 端硬件简单（单路高电流），但仍有机电部件，且所有 VCSEL 每帧全发，单器件占空与热负载高于 2-D 分区寻址方案。

- **Flash（泛光照明，纯固态）**：发射端一次照亮整个视场，接收端 2-D 探测器阵列并行捕获，无扫描机构、帧率由电子时序决定；能量被全视场分摊，适用近场补盲。

- **2-D 可寻址 VCSEL 阵列（纯固态）**：行-列矩阵电子寻址分区照射，无运动部件；单发射器每帧仅在约 1/N 时间点亮（N 为寻址分区数，如行数），单器件平均热负载相应降低，并支持凝视区域（ROI）自适应照射。代价是 TX 驱动复杂度明显增加——多通道独立充放电、矩阵寻址、反向偏压与通道间串扰。

## LiDAR 发射端驱动白皮书

- **FMCW (调频连续波)** : 以相干探测、拍频测距替代脉冲飞行时间, 可同时获取距离与速度信息; 它属于探测体制而非扫描方式, 与脉冲 TX 驱动不直接相关, 本文不展开。

乘用车前装正加速转向纯固态路线, 逐步取代机械旋转与 MEMS 振镜方案。2-D 可寻址 VCSEL 阵列以电子方式实现灵活的照射图案, 在可靠性、成本和量产一致性上具有结构性收益, 但对 TX 驱动的多通道集成度提出更高要求。

## 1.1 不同 LiDAR 类型的 TX 需求与适配驱动架构

表 1-1 LiDAR 类型与 TX 驱动需求对照

LiDAR 类型	扫描方式	典型激光源	TX 需求特征	适配驱动架构
机械旋转式	360° 机械旋转	EEL (边发射激光器) 为主	极高单脉冲能量, 单路高电流	单通道 GaN 低边驱动
1-D 扫描 (半固态)	1-D VCSEL 线阵 + 转镜或振镜	EEL、1-D VCSEL 阵列	高单脉冲能量, 单或少通道	单或少通道 GaN 低边驱动
2-D 固态 (Flash 或可寻址)	无运动部件, 2-D VCSEL 阵列泛光或可寻址分区照射	2-D VCSEL 阵列	多通道匹配, 均匀性要求高	多通道低边驱动 + 高边阵列充电
FMCW 相干雷达	相干探测体制, 可配多种扫描	窄线宽连续波激光	相干探测, 可直接测速	不适用脉冲驱动 (本文不展开)

## 1.2 技术代际演进 : Gen1 → Gen2 → Gen3

表 1-2 车载激光雷达技术代际演进

代际	TX 端	RX 端	扫描方式	大致时间
Gen1	EEL + 机械旋转	APD (雪崩光电二极管)	360° 机械旋转	~2017-2020
Gen2	1-D VCSEL 阵列 + 转镜或振镜	线性 SPAD (单光子雪崩二极管) 阵列	半固态	~2021-2024
Gen3	2-D 可寻址 VCSEL 面阵	2-D SPAD 阵列	纯固态电子扫描	2025 年起

Gen1 → Gen2 的核心驱动力是 VCSEL 取代 EEL (圆对称光斑、低波长温漂、阵列集成与成本优势) 和 SPAD 取代 APD (单光子灵敏度降低 TX 功率需求); Gen2 已规模化量产上车。Gen2 → Gen3 来自三大物理瓶颈: 光子利用率、热管理和灵活的凝视区域控制。突破这些瓶颈的工程代价, 集中体现为 TX 驱动复杂度的显著上升——这也正是本文后续各章展开讨论的主线。

## 2. TX 驱动的核心约束

### 系统背景与回路电感约束

## LiDAR 发射端驱动白皮书

直接飞行时间测距 ( dToF, direct Time-of-Flight ) LiDAR 通过发射窄激光脉冲并测量回波飞行时间获取距离信息。TX 驱动负责在精确时刻向 VCSEL 注入高峰值、窄脉宽、快边沿的电流脉冲，该环节的电气参数直接决定系统的探测距离和测距精度。

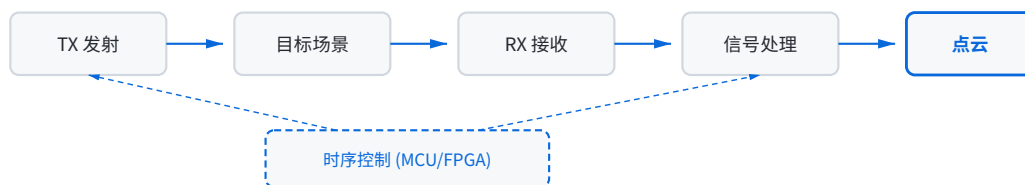


图 2-1 LiDAR dToF 系统信号链

**核心约束：回路电感  $V = L \cdot di/dt$** 

TX 驱动设计的核心物理约束可用一句话概括：回路寄生电感  $L$  在快速电流变化 (  $di/dt$  ) 下产生感性压降  $V = L \cdot di/dt$ ——每一 nH 的电感都会直接消耗驱动电压裕量、并延长脉冲电流上升时间。

结论一：电感越高、电流上升时间越短 ( 边沿越快 )，所需驱动电压越高。在典型远距场景下 ( 约 20 A 峰值；回路电感取偏理想的 1 nH 量级估算，实际系统通常更高 )，把电流上升时间做到 1 ns 量级时，仅回路电感一项就会占用约 20 V 电压裕量。

结论二：电流上升时间直接决定测距精度。前沿越缓，前沿鉴别器的触发时刻随回波幅度漂移越大 ( 时间游走误差，Time Walk )——经验上电流上升时间每增加约 1 ns，测距误差约增大 15 cm。放宽电流上升时间虽能缓解电压压力，却以牺牲测距精度为代价，二者需要权衡。

## 2.1 驱动电压预算

窄脉宽改善距离分辨率、快边沿改善前沿鉴别精度，二者 ( 高  $di/dt$  ) 是 LiDAR 提升测距性能的关键，但高  $di/dt$  也带来直接代价——它将回路寄生电感上的压降  $V_L$  推升为电压预算的主导项。下面的电压预算正是针对这类窄脉宽、快边沿场景；若应用可放宽脉宽与边沿要求，电压预算也将相应下降。

以六结 VCSEL、约 20 A 峰值为基线，各电压项叠加后的结论如下：

 表 2-1 六结 VCSEL 驱动电压预算 ( 窄脉宽 / 高  $di/dt$ ，约 20 A 基线 )

电压项	来源	典型值
$V_f$ ( VCSEL 正向压降 )	六结，单结约 2 V 叠加	~12 V
$V_L$ ( 回路电感压降 )	窄脉宽 / 高 $di/dt$ 下的感性压降	~20 V
$I \times R + V_{ds(on)}$	PCB 走线电阻 + MOSFET 导通压降	6-8 V
设计裕量	温度漂移、器件离散性、老化降额	3-5 V

## LiDAR 发射端驱动白皮书

电压项	来源	典型值
合计 (六结)		~41-45 V

多结 VCSEL 正从六结向八结 ( $V_f \sim 16\text{ V}$ )、十结 ( $V_f \sim 20\text{ V}$ ) 演进, 叠加更高峰值电流需求后, 总电压预算升至 50-60 V 以上; 再为器件降额与更高结数 VCSEL 预留前瞻余量, 60-80 V 耐压成为高性能 TX 驱动的基本规格要求——其中 80 V 即覆盖降额与高结数需求所留的器件耐压上限。

## 2.2 TX 参数与系统性能映射

表 2-2 TX 驱动参数与系统性能映射

TX 驱动参数	系统影响	典型量级
峰值电流	激光峰值光功率 $\rightarrow$ 探测距离	20 A $\rightarrow$ 40 A, 距离提升约 41% (漫反射面目标下探测距离 $\propto$ 峰值电流平方根; 点目标按四次方根、增益更小)
电流上升时间	前沿鉴别精度 $\rightarrow$ 时间游走误差	经验量级: 1 ns $\rightarrow$ ~15 cm; 2 ns $\rightarrow$ ~30 cm (实际误差还取决于回波动态范围与鉴别方式)
脉宽	单脉冲能量 ( $\rightarrow$ 探测距离) 与距离分辨率的权衡, 非越窄越好	距离分辨率 $\approx c \cdot \tau / 2$ (2 ns $\rightarrow$ 30 cm、5 ns $\rightarrow$ 75 cm); 短距、高精度场景偏好窄脉宽, 远距等应用需足够能量、常取 ~5 ns; 实际效果随接收器而异
脉宽抖动	逐脉冲能量或时刻波动 $\rightarrow$ 测距随机误差, 量级取决于接收器	理论 100 ps rms $\approx$ 1.5 cm, 但 SPAD+TDC 系统中多被时间量化误差掩盖、影响有限; 对其他接收器与应用更需关注
通道间偏差	多通道时序偏差概率叠加 $\rightarrow$ 点云深度噪声分布展宽	各通道偏差统计叠加、展宽深度噪声分布 (非固定偏移); ~1 ns 偏差对应约 15 cm 深度展宽
可编程斜率	电磁干扰 (EMI) 与性能折中	20 V/ns $\rightarrow$ 5 V/ns, 高频 EMI 显著降低

需要说明的是, 表中均为系统级性能指标, 系统可通过算法补偿、后端标定等手段在一定程度上削弱单项参数的影响; 但驱动 (模拟) 性能本身的提升能从源头简化系统设计复杂度、降低校准难度, 并改善批量生产与高低温环境下的一致性。

$V = L \cdot di/dt$  约束指向三个设计方向: 高电压 (60-80 V) 支撑快速电流变化率; 低电感 (PCB 和封装优化, 目标  $< 1\text{ nH}$ ); 快速开关 (纳秒级边沿)。同时, 车载 LiDAR 向 Flash 固态方案演进, 2-D 可寻址 VCSEL 阵列要求 TX 驱动具备多通道并行能力和逐通道可编程控制。

## 3. 驱动架构——高边充电 + 低边脉冲

### VCSEL 脉冲驱动的三种架构

## LiDAR 发射端驱动白皮书

VCSEL 脉冲驱动可采用三种基本架构：纯高边驱动、纯低边驱动与高边充电 + 低边脉冲。纯高边驱动在脉冲期间由高边开关将电源能量直接馈入 VCSEL；纯低边驱动将储能电容直接并接高压母线，由低边开关把 VCSEL 阴极瞬间拉到 GND 放电点火；高边充电 + 低边脉冲（本文采用的架构）则先由高边电路对本地电容恒流充电，再由低边开关将电容储能瞬间释放、经 VCSEL 放电。后两者都依靠低边开关放电，区别在充电方式——纯低边由母线无源充电，高边充电方案则用专用高边 IC 有源恒流充电并附带诊断。

表 3-1 三种 VCSEL 脉冲驱动架构对比

对比维度	纯高边驱动	纯低边驱动 (TPM8918 + 储能电容)	高边充电 + 低边脉冲 (TPM8909 + TPM8918)
工作原理	脉冲期间电流由电源经高边开关实时提供、直接灌入 VCSEL	VCSEL 阳极接高压母线，储能电容直接并接母线（大电容即可、无需充电 RC），低边 NMOS 把阴极瞬间拉至 GND 放电点火，峰值来自电容	高边恒流预充本地电容，低边瞬间放电经 VCSEL，峰值电流来自电容
峰值电流上限	峰值实时流经高边开关，受开关管供流能力、回路电感与栅驱动限制，难达极高峰值	由本地大电容供能，可达数十~上百 A	由本地电容供能，可达数十~上百 A
对供电要求	电源须瞬时提供大电流，Boost 与去耦设计压力大	大电容直接由母线供能、无需充电 RC，电源只需平均功率；如加 RC 限功率，则充电速率受 RC 约束、限制重频上限	电源只需提供平均功率（慢速充电），瞬态由电容承担
脉冲控形	电流直接可控，幅度、脉宽、波形可编程，易精确控形	脉宽由低边导通时间设定、边沿可编程；幅度随母线 / 电容电压波动（无恒流充电），一致性较弱	脉宽由低边开关导通时间设定、边沿可编程；幅度随电容放电略有下垂，需抑制关断振铃与拖尾
残余电荷与重频	无储能残荷，重复频率灵活	无有源充电管理，残荷与重频管理能力弱（主动放电、诊断需外加）	需主动放电清除残荷，充放电节奏限制帧率上限
安全兜底	关断高边即停发，但能量源与开关同体，失效耦合	关断低边即停发，但缺主动放电与诊断，兜底手段有限	停止充电即切断能量源，与低边脉冲解耦，提供独立兜底
开关实现与成本	需高边大功率开关：PMOS 面积与成本约为同等 NMOS 的 2.5~3 倍、高压大电流不适用；高边 NMOS 则需复杂高边电平转换，高速低延迟下可靠性挑战大	每通道需一个高压、高电流低边开关并配储能电容；省去高边充电 IC，但无共享充电的边际成本摊薄、成本随通道数线性增加，综合介于纯高边与高边 + 低边之间	快脉冲由源极接地的低边 NMOS 完成，无需电平转换、驱动简单；高边仅承担慢速充电，速度要求宽松
BOM 与板面积	无需储能电容阵列，外围精简	低边脉冲 IC + 储能电容（省去高边充电 IC），板面积适中	需储能电容阵列，BOM 与板面积增加
适用场景	中小电流、需灵活波形、单或少通道扫描式	共阳极 1-D 线阵 VCSEL 小型阵列，通道数少、对充电速率与诊断要求不高	高峰值电流、Flash 与 2-D 阵列、多通道并行

## LiDAR 发射端驱动白皮书

成本与实现层面，纯高边驱动的核心难点在高边开关本身：用 PMOS 虽省去电平转换，但相同导通电阻下 PMOS 的芯片面积与成本约为 NMOS 的 2.5–3 倍，在高压大电流场景下不具经济性；改用高边 NMOS 可改善面积与性能，却需要复杂的高边栅极电平转换电路，而 LiDAR 脉冲对高速、低延迟信号的严苛要求又使该电平转换的时延一致性与可靠性成为极大的设计挑战。储能电容充电架构恰好回避了这一难题——快脉冲交由源极接地的低边 NMOS 完成，无需电平转换、驱动简单，高边器件只负责慢速恒流充电，速度要求宽松。纯低边驱动同样以源极接地的低边 NMOS 完成快脉冲、规避了高边电平转换难题，且省去专用高边充电 IC、结构更简；代价是缺少有源恒流充电与诊断，且每通道都需一个高压大电流低边开关并配储能电容、无法像高边充电方案那样以一颗共享充电 IC 摊薄边际成本，综合成本介于纯高边与高边充电方案之间。

对于 Flash 与 2-D 可寻址 VCSEL 阵列，单脉冲需在数纳秒内注入数十安培峰值电流、且多通道需并行供电，已远超电源的瞬态供流能力——储能电容充电以本地电容供电、把慢速充电与快速脉冲解耦，是这类系统的主流选择，本文后续均基于该架构展开。纯高边驱动则更适合单或少通道扫描式雷达中对波形灵活性要求高、峰值电流适中的场景；纯低边驱动省去高边充电 IC、结构较简，但每通道需独立的高压大电流低边开关、成本随通道数线性增加，更适合共阳极 1-D 线阵等通道数较少、对充电速率与诊断要求不高的小型阵列。

### 3.1 架构概述与系统组成

Flash 固态 LiDAR 的 TX 驱动需在纳秒量级内提供数十安培脉冲电流，同时不得冲击系统供电轨。“高边充电 + 低边脉冲”架构通过在 VCSEL 阳极侧预存能量、由阴极侧开关瞬间释放来满足这一需求。

#### 系统组成

完整驱动链路由四个功能模块构成：

- Boost 升压级：将系统电压 ( 5–36 V ) 升至 60–80 V 高压直流母线
- 高边多通道充电 IC ( 16 通道，80 V / 1 A 恒流 )：按行选通逐行充电，提供主动放电、充电电压诊断 ( CVD ) 与残余电压诊断 ( RVD )
- 储能电容阵列：VCSEL 阳极侧逐通道独立配置
- 低边多通道脉冲驱动 IC ( 8 通道，20 A/CH )：以约 1 ns 边沿导通功率 MOSFET，储能电容经 VCSEL 放电产生激光脉冲

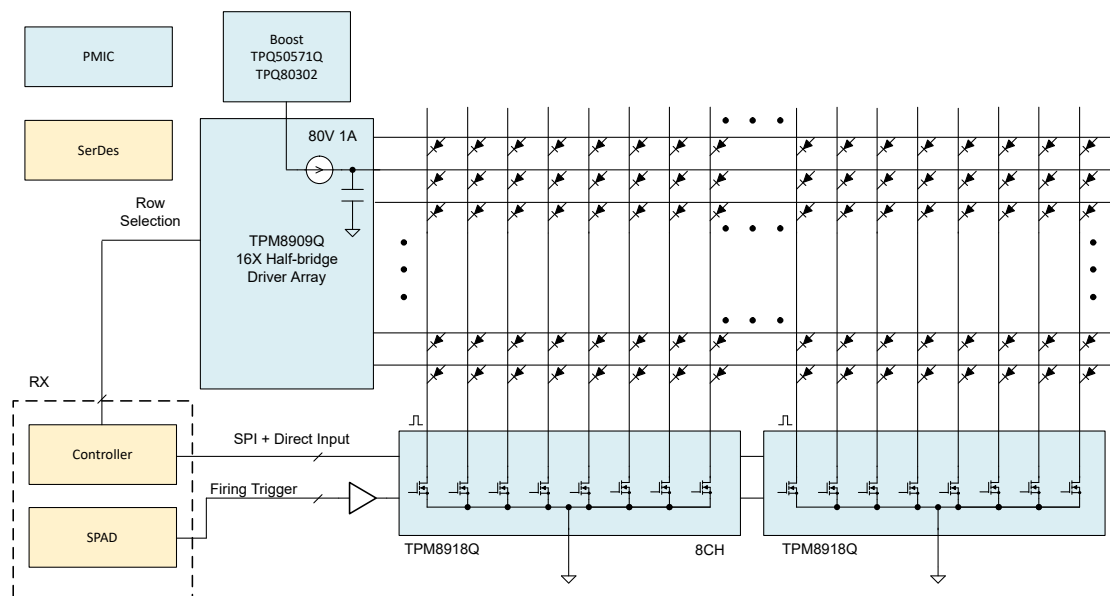


图 3-1 2-D Flash LiDAR TX 驱动系统架构

Boost + TPM8909Q 高边充电 + TPM8918Q 低边脉冲 + VCSEL 阵列

工作时序：Boost 供能 → 高边恒流充电 → 充电完成 → 低边导通、电容经 VCSEL 放电 → 关断 → 高边主动放电清零残余电荷 → 下一轮充电。该架构将慢速充电与快速脉冲解耦：瞬态大电流由本地电容提供，充电电压可调以适配不同结数 VCSEL，停止充电即切断能量源。

## 3.2 充电拓扑对比

表 3-2 恒流充电 vs 谐振充电

对比维度	恒流充电 (TPM8909Q)	谐振充电 (TPM8909AQ)
工作原理	恒流源线性充电至目标电压	LC 谐振单脉冲能量转移，零电流开关 (ZCS) 换向
能量转移效率	线性电流源全程耗散 $(V_{\text{supply}} - V_{\text{cap}}) \cdot I$ ；因从低压充电，效率本质受限（满放电时理想上限约 50%）	谐振段 >98%、含 Boost 前级约 85–95%（典型值）
设计复杂度	低：拓扑成熟，外围器件少	较高：需匹配 LC 参数，两级电源架构
适用场景	多通道阵列，电磁兼容 (EMC) 与可靠性优先	大电容快速充电，高帧率系统

恒流充电方案在多数 Flash LiDAR 量产系统中具有优势：充电时序确定、EMC 性能优良、外围 BOM 简化，且片内集成 CVD 和主动放电功能可直接服务于人眼安全保护链路。

## 3.3 储能电容主动放电

每次脉冲后储能电容因 VCSEL  $V_f$  钳位、脉宽限制和 LC 振铃回充而保留残余电压。残余电荷如不消除，将导致脉冲能量逐拍漂移、未点亮的通道意外发出微光、以及开关瞬态串扰。TPM8909Q / TPM8909AQ 片内集成

## LiDAR 发射端驱动白皮书

低边放电通路：经阳极下拉管（VCSEL 阳极与 GND 之间的低边管）把储能电容电荷泄放至 GND（不经过 VCSEL，故放电不发光），CVD 闭环确认放电完成后自动启动下一轮充电，无需外部放电电路。

未选通通道的处理还有一对相反风险需要权衡：若保留残余电荷，当与之共享同一列（阴极）的相邻通道点火、把该列阴极以数十 V/ns 快速拉低时，未选通 VCSEL 阳极上预存的残余电荷便经正向通路驱动正向电流而微亮，在点云中形成“鬼影”虚假回波；若持续把阳极拉低至 0 V，则该 VCSEL 在行列矩阵中被相邻已充电行经共享列横向耦合而长期反偏——对低结数 VCSEL 尤为不利（反压集中、难以分摊），影响可靠性；同时，持续导通的下拉管在母线与 GND 间形成静态泄放通路，带来额外功耗与能量浪费。

TPM8909Q 的 MODE 引脚控制未选通通道是否启用该阳极下拉管：MODE=H 时未选通通道经下拉管把阳极拉低、清空残余电荷以抑制鬼影，随之而来的反偏由多结 VCSEL（总反压分摊到各结、标称每结约  $V_R/N$ ）摊薄；当某通道发生短路故障时切换 MODE=L 使未选通通道高阻三态，避免下拉管成为持续漏电发光路径。

表 3-3 MODE 引脚对未选通通道的控制

MODE	未选通通道	作用	适用
H (低边模式)	下拉管把阳极拉至 GND	清残余电荷、抑制残余电荷型鬼影	正常工作（反偏由多结 VCSEL 摊薄）
L (高阻)	三态 Hi-Z	保留残余、避免反偏，不构成漏电路径	通道短路故障时保人眼安全

## 3.4 封装寄生电感对比

低边脉冲驱动中，50 A 电流以约 1 ns 边沿切换时，每 0.1 nH 寄生电感即产生约 5 V 感性压降（边沿越陡、压降越高）。集成功率级方案将 MOSFET 与驱动逻辑单片集成，消除芯片间互连寄生。

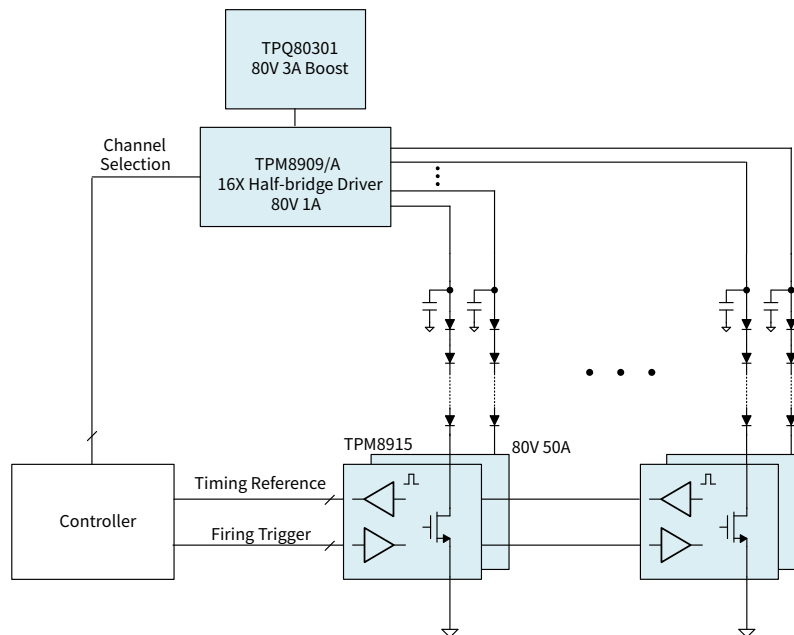


图 3-2 TPM8915Q 集成功率级驱动系统

表 3-4 封装寄生电感对比

封装类型	典型寄生电感	互连方式	适用场景
WLCSP	< 0.1 nH	铜柱凸点直连 PCB, 无键合线	80 V / 50 A / 约 1 ns
QFN	0.3–0.8 nH	引线框架 + 键合线	~20 A, 成本敏感
分立 GaN + 驱动 IC	0.5–2 nH	芯片间走线 + 键合线	灵活配置不同电压等级 GaN

### 3.5 大小波双脉冲驱动

LiDAR 系统需同时覆盖近距 ( 数米 ) 和远距 ( 数百米 ) 目标, 两者对驱动脉冲的要求相互矛盾 :

表 3-5 远距大波 vs 近距小波

参数	远距大波	近距小波
峰值电流	30–50 A	2–5 A
脉宽	5–10 ns	1–2 ns
注入电荷比 ( 电流×脉宽 )	基准 ( 如 $30\text{ A} \times 5\text{ ns} = 150\text{ A}\cdot\text{ns}$ )	基准的 1/50 ( 如 $3\text{ A} \times 1\text{ ns} = 3\text{ A}\cdot\text{ns}$ )

系统在每帧内交替发射大波和小波, 后处理融合两组回波数据。大波覆盖远距回波信噪比需求, 小波避免接收端 SPAD 阵列饱和和导致的近距盲区。大小波使 TX 发射侧的注入电荷量 ( 电流×脉宽 ) 覆盖范围扩展约 50:1, 可作为发射动态范围的粗略代理——不等于光能量比或回波信噪比。

### 3.6 关断速度的两难：二次发光与反向偏压

快速关断有利于压窄脉宽、提升时间分辨率, 但关断速度并非越快越好。关断瞬间, 回路电感对剧烈的负向  $di/dt$  同样遵循  $V = L \cdot di/dt$ , 会带来两类风险 :

- 二次发光：关断时 LC 回路振铃若使 VCSEL 再次正偏, 会在主脉冲之后产生一个非预期的小光脉冲, 在 dToF 接收端表现为虚假回波, 污染测距直方图、抬高近距噪声。
- 过电压风险：负向  $di/dt$  在回路电感上激起电压尖峰, 需关注两个电压——一是驱动节点对地的绝对电压尖峰, 直接冲击驱动器件耐压；二是叠加到 VCSEL 两端的反向偏压, VCSEL 反向耐压很低, 过高反偏可能损伤器件, 并在 2-D 行列寻址阵列中引发非选通通道的反向漏电与串扰。两者都需控制在器件耐压以内。

下面两张 TPM8915Q 实测波形分别印证这两类风险：

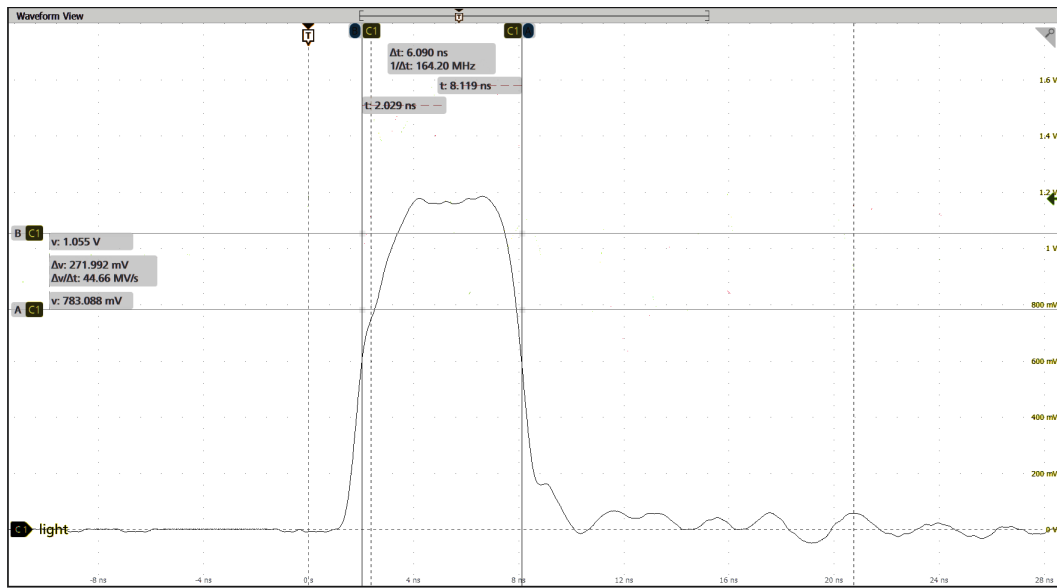


图 3-3 TPM8915Q 实测光脉冲波形

主脉冲脉宽约 6.1 ns、上升 / 下降时间约 1.8 ns；关断后可见振铃引起的二次发光

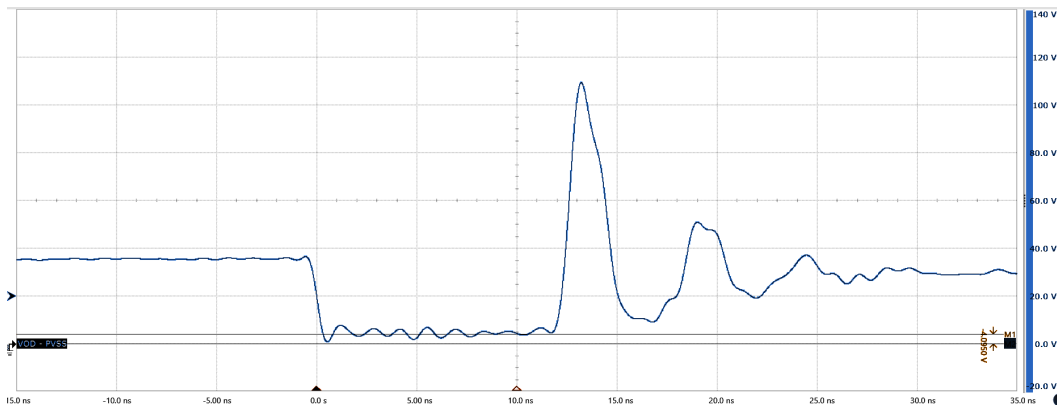


图 3-4 TPM8915Q 关断电压过冲实测波形

常温、 $I_D \approx 56.5 \text{ A}$ 、回路寄生约 3 nH，关断瞬间节点对地电压过冲约 110 V——该值偏高，需通过降低回路寄生电感控制到 80 V 以内

工程上因此需要多管齐下：一方面采用可编程斜率（Programmable Slew Rate），在满足脉宽与测距精度的前提下适度调节开关边沿速率，并配合续流与钳位路径抑制振铃；另一方面优化回路寄生参数与 PCB Layout 布局——缩短大电流回路、减小寄生电感、合理安排储能电容与开关的相对位置，从源头降低  $di/dt$  在寄生电感上激起的电压尖峰，将关断过冲压回器件耐压（80 V 量级）以内。两者结合，方能在二次发光、反偏应力与 EMI 之间取得平衡。下图为可编程斜率的实测光脉冲波形——同一光脉冲的边沿斜率可按需配置。

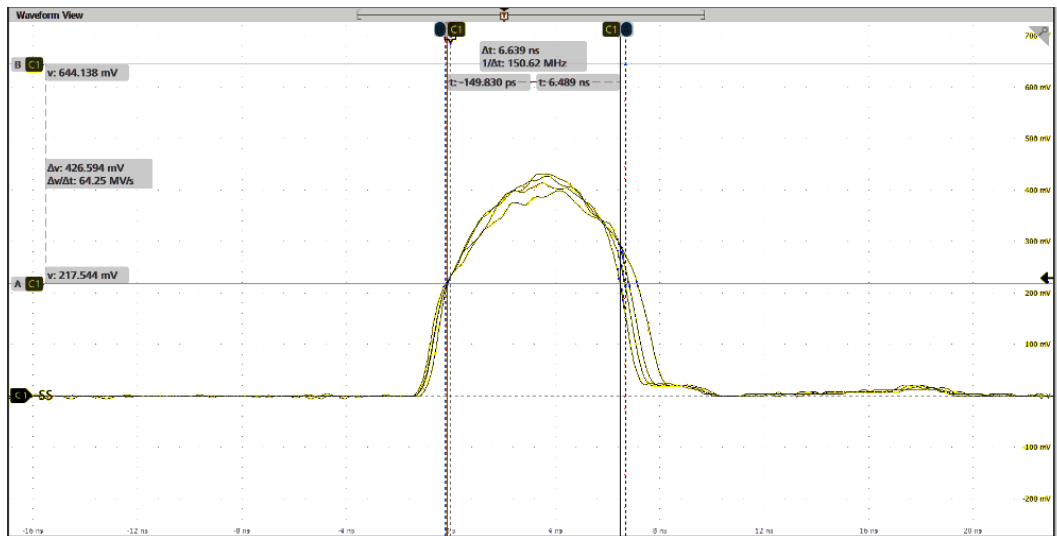


图 3-5 可编程斜率实测光脉冲波形

Programmable Slew Rate : 光脉冲边沿斜率可编程调节

### 3.7 时序基准 ( TREF ) 与发射时刻反馈

为什么需要时序基准？dToF 测距的本质是测光脉冲往返时间：距离 =  $c \cdot (t_{\text{echo}} - t_0) / 2$ ，其中  $c$  为光速 ( 约  $3 \times 10^8$  m/s )、 $t_{\text{echo}}$  为回波到达时刻、 $t_0$  是激光真正出光的“发令枪”时刻。 $t_0$  一旦偏移或抖动，整条测距便带上系统误差与随机噪声，因此系统必须取得一个紧贴真实出光时刻、且稳定可标定的  $t_0$  基准。

传统做法是从功率级自身取基准——把开关节点的快速边沿经电容耦合 ( AC 耦合 ) 送入运放或比较器，靠检测斜率 ( 过阈值边沿 ) 来标定  $t_0$ 。优点是无需专用引脚、直接“听”功率级的真实动作；但代价明显：开关节点是高压、大电流、快速翻转的强噪声点，而电容耦合本质又是微分，会把振铃、过冲等高频噪声一并放大，使斜率触发时刻随功率级边沿幅度与振铃形状漂移、抖动大、易误触发。加之耦合网络的 R、C 容差、运放失调与温漂各自引入漂移，反而背离“稳定基准”的初衷，也难以标定。

主驱动级从数字输入到 VCSEL 出光存在固有传播延迟 ( TPM8915Q 的  $t_{\text{PD\_IN}}$  典型约 2.5 ns )，且该延迟随温度变化，因此不宜将数字触发沿直接用作  $t_0$ 。为此，TPM8915Q 集成 TREF ( Timing Reference ) 输出：该引脚与内部驱动开关同步，为开漏逻辑电平输出，外接 10 kΩ 上拉电阻即可工作；它在功率级出光前提供一路低压、低噪声的时序参考，供系统建立  $t_0$ 。

TREF 的价值体现在两方面：既紧贴真实出光时刻，延迟又稳定、可一次标定。示波器余辉模式实测 ( 下图 ) 显示，TREF 与功率输出边沿的偏差仅约 240 ps、抖动约 35 ps，TREF 高度贴合真实出光时刻；数据手册  $t_{\text{PD\_TREF}}$ 、 $t_{\text{PWD\_TREF}}$  典型约 1 ns 且全温区稳定，系统可一次标定、长期补偿主驱动的固有延迟与温漂。

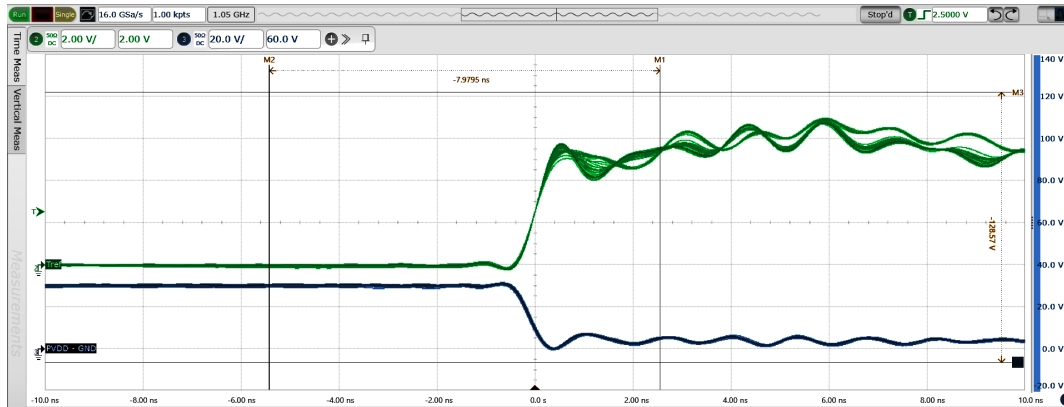


图 3-6 TPM8915Q TREF 实测波形 (余辉模式)

绿色 = TREF、蓝色 = 功率输出；二者边沿紧密对齐、余辉包络窄表明抖动低 (TREF-输出偏差约 240 ps、抖动约 35 ps)

### 3.8 2-D VCSEL 阵列驱动

1-D 线性 VCSEL 阵列配合机械扫描的方案存在三项效率瓶颈：

- 光子时间利用率低：以水平 FoV 120°、角分辨率 0.2° 为例，任意时刻仅照亮一个水平方位 (一条垂直线)、约占视场 0.17% (水平 600 分辨单元的几何占空估算)，发射能量被时间摊薄、对有效回波采集窗口同样很低
- 发射器热负载集中：所有脉冲热耗集中在同一组发射器上，限制单脉冲峰值功率
- 扫描光学附加损耗：机械扫描光学引入约 10–15% 光路效率损失及运动部件可靠性风险

2-D 可寻址 VCSEL 阵列 (如 32 行 × 16 列) 通过行扫描时分复用解决上述瓶颈：光子能量集中到目标区域、单发射器每帧热负载随行数下降、并省去扫描光学的附加损耗。

2-D 阵列还为高反膨胀 (Blooming) 缓解提供 TX 端主动手段：对已知高反射区域选择性降低驱动电流或减少发射器数量，配合大小波交替模式，在 TX 端实现区域级功率控制。

行-列寻址将控制线数压缩到行数 + 列数量级，明显减少驱动通道与互连数量，有助于降低系统 BOM 成本。高边充电 IC (TPM8909Q, 16CH) 负责行选通并为各行储能电容充电，低边脉冲 IC (TPM8918BQ, 8CH) 负责列驱动，多颗级联覆盖全阵列。

### 3.9 SPI 通信与双寄存器组架构

2-D 阵列采用行扫描时分复用，每一行指向视场中不同的方位、对应不同的目标距离与反射率，因此驱动参数需逐行重配：一方面按本行实际点亮的列更新通道使能，关断不参与发射的通道，避免无效发光与相邻通道串扰；另一方面依据该行目标调整峰值电流与边沿斜率——近距、高反射区域降低电流并放缓斜率，抑制接收端饱和与 EMI，远距、低反射区域提高电流、加快边沿以保证回波信噪比。上述重配须在每个行时隙内完成，否则将成为帧率瓶颈。

两版 TPM8918 的配置方式对比：

表 3-6 通道配置方式对比

维度	并行配置 ( TPM8918Q )	SPI + 双寄存器组 ( TPM8918BQ )
配置接口	CS0–CS7 ( 通道选择 ) + SR0–SR2 ( 斜率 ) 并行引脚	SCLK / SDI / SDO + LATCH + REGSEL
切换延迟	组合直选, 无配置延迟	切换延迟被预写隐藏 ( 乒乓, 行间开销趋近于零, 受 REGSEL 翻转/寄存器建立时间限制 )
逐行参数更新	受并行引脚组合数限制	经 SPI 预写另一组寄存器, 写入与发射并行
多片扩展	每片独立布线	SPI 菊花链级联, I/O 占用恒定

TPM8918BQ 采用 SPI + 双寄存器组架构。双寄存器组的乒乓切换机制使 SPI 配置与脉冲发射并行执行：当前行使用寄存器组 A 驱动时，SPI 将下一行配置预写入寄存器组 B；行切换时 REGSEL 引脚翻转，寄存器组 B 立即生效，从而消除串行传输引入的切换延迟。

多颗 TPM8918BQ 可经 SPI 菊花链级联，I/O 引脚数与级联片数无关（配置时延随片数线性增加，需短于行时隙），适合大列数 2-D 阵列的逐行配置；无 SPI 的 TPM8918Q 经 CS0–CS7 通道选择与 SR0–SR2（斜率）并行引脚配置，布线简单，适合配置组合较少的场景。

## 4. 人眼安全防护要点

### 安全要求与关键故障场景

VCSEL 阵列的单脉冲能量足以超出 IEC 60825-1 Class 1 限值一到两个数量级（指单脉冲能量相对 MPE）。标准要求在任何单一故障条件下激光辐射都不得超标，ISO 26262 进一步要求激光发射控制达到汽车安全完整性等级（ASIL）B 或更高等级。

后果最严重的单点故障是低边 MOSFET 短路：正常占空比不到 0.1%，一旦短路，激光从脉冲退化为连续发光（CW），平均功率逼近峰值功率，相对 Class 1 平均限值的超标倍数  $\approx 1/\text{占空比}$ （占空比  $< 0.1\%$  即逾千倍）。

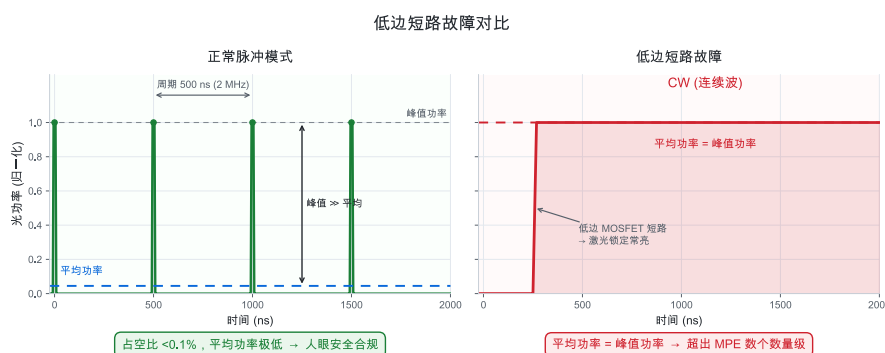


图 4-1 正常脉冲模式 vs 低边短路故障模式

## 4.1 关键失效模式与危害

人眼安全设计的出发点，是识别 TX 驱动链路中可能危及人眼安全的失效模式及其危害：

表 4-1 TX 驱动关键失效模式与危害

失效模式	危害
低边开关短路	VCSEL 阴极持续接地，激光由脉冲退化为连续发光 (CW)，平均功率逼近峰值，远超人眼安全限值——后果最严重
单脉冲脉宽失控	单次曝光能量超过 MPE (最大允许暴露量) 限值
驱动 IC 逻辑或控制失效	输出失控，可能持续发射激光
充电能量源未切断	充电电压失控或低边全失效时，高压能量持续注入，故障无法自终止
关断振铃与反向偏压	振铃二次发光产生虚假回波；过高反偏损伤 VCSEL (详见上一章)
IC 与 VCSEL 模组过温	器件损伤与热失控，可靠性及安全风险

从危害看，后果最严重的是能量源无法切断导致的持续发射。高边充电 + 低边脉冲的双芯片架构在此具有结构性优势：即便低边 IC 彻底失效，高边仍能停止充电、主动放电，储能电容能量耗尽后激光自然停止——为能量源提供独立兜底。

## 5. 选型指南与产品列表

### 选型决策

#### Flash 固态多通道 → 高边 + 低边方案

高边充电 IC (TPM8909Q / TPM8909AQ) 提供 16 通道 80 V 独立储能及 CVD/RVD 诊断。低边脉冲 IC (TPM8918Q / TPM8918BQ) 提供 8 通道 20 A 纳秒级同步脉冲。两颗级联覆盖 2-D VCSEL 阵列驱动需求。

#### 扫描式 / MEMS → GaN 驱动方案

外挂第三方 GaN FET 搭配低边栅极驱动 IC (车规 TPM1025Q 单通道 / TPM2025Q 双通道；工业级 TPM1020 单通道 / TPM2025 双通道)，适用于单通道或少通道 EEL、1-D VCSEL 系统。

#### 单通道高性能 → 集成功率级

TPM8915Q 在 WLCSP 3.35×1.65 mm 封装内集成 80 V / 50 A 功率级，封装寄生 < 0.1 nH，最小脉宽 1 ns。

## 5.1 全线产品对比

表 5-1 LiDAR TX 驱动全线产品对比

产品型号 (车规 / 工规)	功能定位	通道数	最大电压	峰值电流	封装
TPM8909Q / TPM8909	高边充电 恒流	16CH	80 V	1 A (充电)	QFN5×5-32
TPM8909AQ / TPM8909A	高边充电 谐振	16CH	80 V	1.6 A (充电)	QFN5×5-32
TPM8918Q / TPM8918	低边脉冲 多通道	8CH	80 V	20 A/CH	QFN5×5-32
TPM8918BQ / TPM8918B	低边脉冲 多通道+SPI	8CH	80 V	20 A/CH	QFN5×5-32
TPM8915Q / TPM8915	集成功率级	1CH	80 V	50 A	WLCSP 3.35×1.65
TPM1020	GaN 栅极驱动 单通道	1CH	—	7 A (驱动)	WLCSP 6-bump
TPM1025Q / TPM1025	GaN 栅极驱动 单通道	1CH	—	7 A (驱动)	DFN2×2-6
TPM2025Q / TPM2025	GaN 栅极驱动 双通道	2CH	—	7 A (驱动)	QFN2×2-10

## 5.2 技术趋势

低成本是车载 LiDAR 从高端选配走向规模标配的决定性门槛，也是 TX 驱动演进最重要的驱动力之一：集成功率级与半集成多通道方案把分立 BOM 从 50 颗以上压缩到 20–30 颗，减少器件数量、缩小板面积、简化装配与测试，从系统层面持续降本；工业级版本进一步覆盖成本敏感的非车载市场。

多结 VCSEL 向更高结数演进、正向电压随之升高，推动驱动 IC 向更高耐压发展；系统集成度也从分立方案向半集成、集成方案迁移，以压缩 BOM 与板面积。面向 2-D VCSEL 面阵，下一代高边充电 IC 的方向是更多通道、更高充电电流，并以 SPI 取代并行接口、支持多路并行充电。

## 5.3 3PEAK LiDAR 系统级解决方案

从整机看，3PEAK 的器件组合可覆盖车载 LiDAR 的完整信号链——TX 驱动 ( VCSEL Driver / GaN Driver / Low-side Driver / Logic / 温度传感 )、RX 前端 ( TIA )、接口 ( CAN / SerDes / Ethernet / RS232/485 )、系统监控 ( 电压基准 / 电压监督 / 放大器 / 比较器 ) 以及完整电源链 ( 反向保护、Boost、负压、PMIC、HV/LV BUCK、LV LDO )。下图中蓝色块为 3PEAK 可提供的器件。

## LiDAR 发射端驱动白皮书

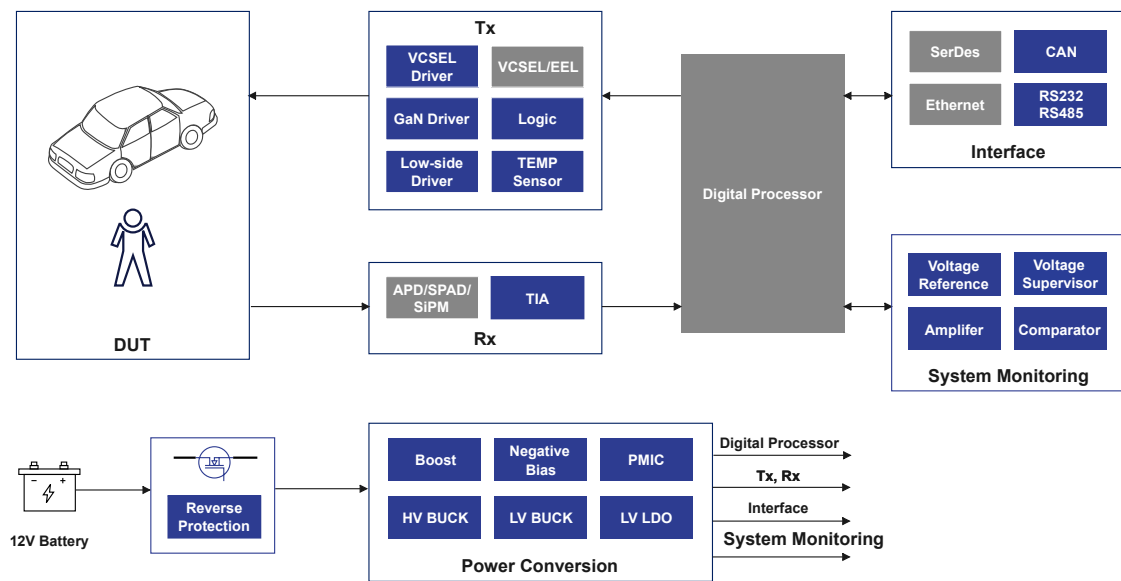


图 5-1 3PEAK 车载 LiDAR 系统级芯片方案框图

## 6. 参考文献与资料

### 标准规范

- IEC 60825-1, Safety of laser products – Part 1: Equipment classification and requirements
- ISO 26262, Road vehicles – Functional safety

### 技术文献

- D. Liang, C. Zhang, P. Zhang, et al. Evolution of laser technology for automotive LiDAR, an industrial viewpoint. Nature Communications, 2024, 15: 7660. DOI: 10.1038/s41467-024-51975-6
- D. Wang, C. Watkins, H. Xie. MEMS Mirrors for LiDAR: A Review. Micromachines, 2020, 11(5): 456. DOI: 10.3390/mi11050456
- Lumentum. High-Performance Addressable Multi-Junction VCSEL Arrays. lumentum.com

### 3PEAK 产品与方案

- 3PEAK 车载激光雷达解决方案
- TPM102x GaN 栅极驱动 ( TPM1020 / TPM1025 / TPM1025Q )
- TPM2025 / TPM2025Q 双通道 GaN 栅极驱动
- TPM8909Q / TPM8909AQ 高边多通道充电 IC
- TPM8915Q / TPM8915 集成功率级
- TPM8918Q / TPM8918BQ 低边多通道脉冲驱动

## 7. 声明与提示

**著作权**© 思瑞浦 2012-2026，版权所有。

**商标**。本文档/材料所包含的任何思瑞浦和 3PEAK 的商号、商标、图形标志和域名，均为思瑞浦所有。未经思瑞浦事先书面许可，不得以任何形式将其复制、修改、出版、传输或发布。

**性能信息**。本文档/材料中所包含的产品性能测试指标和额定值测量为特定环境下的设计仿真值或实际测试值。任何测试环境或仿真环境的不同，包括但不限于测试方法、测试流程、测试温度等的不同，都可能影响产品的实际性能。

**免责声明**。思瑞浦“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。除非另有书面说明，否则，思瑞浦提供的产品并非设计用于任何危及生命的场景，包括关键医疗应用、汽车安全关键系统、航空、航天或任何故障可能导致人身伤害、生命丧失或重大财产损失的情形。思瑞浦不对任何此类未经授权的使用承担任何责任。