

Mason Chen

LP886x-Q1 系列 LED 驱动器可配置为升压或 SEPIC 拓扑，具有更宽电压输入范围，全面的 LED 故障诊断功能，灵活的调光功能，在信息娱乐系统、仪表盘和中控屏等各种汽车背光应用中很受欢迎。本文基于 LP886X-Q1 的典型应用列出了几个实际应用中的常见问题，并给出了注意事项及解决方法。

## Dimming ratio 和 Dimming resolution 的区别

Dimming ratio 指的是最大亮度和最小亮度（非关闭）的比值，反映的是对比度的问题。体现了调光的上限和下限。LP8866-Q1 能识别的最小输入脉冲为 200ns，此时背光呈现最小亮度。Dimming ratio 为 PWM 调光周期和最小开关时间的比值。若调光频率为 152Hz，能识别的最小输入脉冲（最小开关时间）为 200ns，调光比的计算如下：

$$(1/152\text{Hz})/(200\text{ns})=32000 : 1 \tag{1}$$

Dimming resolution 指的是在最亮和最暗之间的颗粒度，体现了调光的步长。LED 调光频率由内部 20MHz 振荡器产生，可设置为 152Hz 至 19.531kHz 的 8 个不同的频率。由于 LP886X-Q1 系列芯片内部的 oscillator 是 20MHz，那么 LP886X-Q1 系列的最小调光步长就是  $1/20\text{MHz}=50\text{ns}$ 。值得注意的是，调光比和调光分辨率有所区别，举一个例子，最小脉冲为 200ns，但步长为 50ns，LP8866-Q1 可以识别 250ns 脉冲。当使用最低 PWM 频率 152Hz 时，PWM 调光分辨率最高。通过外部电阻设定 LED 调光频率。当调光频率为 152Hz 时 Dimming resolution 为  $(1/152\text{Hz})/(1/20\text{MHz})=131578 > 2^{16}=65536$ ，此时可实现 16bit 的 Dimming resolution。对于调光频率为 305Hz 的情况，调光分辨率为  $(1/610\text{Hz})/(1/20\text{MHz})=32786 > 2^{15}$ ，此时可实现 15bit 的 Dimming resolution。依次类推计算所有调光频率下的 Dimming resolution。

表 1. PWM 调光频率选择表

R_PWM_FSET (kΩ)	LED PWM FREQUENCY (Hz)	PWM DIMMING RESOLUTION (bits)
3.92	152	16
4.75	305	16
5.76	610	15
7.87	1221	14
11	2441	13
17.8	4883	12
42.2	9766	11
124	19531	10

需要注意的时，上述调光分辨率是在禁用 PWM 抖动的情况下计算的，如果结合芯片内部的 dither 功能，可以在以上寄存器上再增加最高 4bit 精度。所以理论上只要调光频率不超过 5kHz，都是可以实现 16bit 的调光精度的。

PWM 占空比抖动是 LP8866-Q1 用于增加调光分辨率的一项功能，使其突破 LP8866-Q1 内部振荡器时钟频率（20MHz）的限制。抖动功能是通过调节 LED 驱动器的输出占空比来实现调光分辨率的提高。

DITHE\_SELECT[3 : 0] 寄存器位使用 I2C 接口来控制抖动，有：disabled, 1, 2, 3 or 4 bits。默认情况下，抖动处于禁用状态。

例如，当选择 1 位抖动时，为了支持更高的调光分辨率，可以将每秒第二个 PWM 脉冲的宽度增加一个 20MHz 时钟周期，即 50ns。例如在内部振荡器时钟的限制下，最小的调光步长只能实现从 PWM 脉宽从 250ns 调节到 300ns，步长为 50ns。但选择 1bit 抖动时，可以利用第一个 PWM 脉宽为 250ns，第二个 PWM 脉宽为 300ns，

以两个 PWM 周期进行循环。这样可以实现平均为 275ns 的 PWM 脉宽亮度。达到增加调光分辨率的效果。当选择 3bit 抖动时，以 8 个 PWM 脉冲为一个抖动周期。抖动值 000，所有 8 个脉冲均处于默认长度；001 - 8 个脉冲中的一个脉冲增加 50ns；010 - 8 个脉冲中的前 2 个脉冲都增加 50ns。以此类推，直到 111 - 8 个脉冲中的 7 个脉冲增加了长度（每个增加 50ns）。图 1 显示了一个 PWM 输出抖动示例。

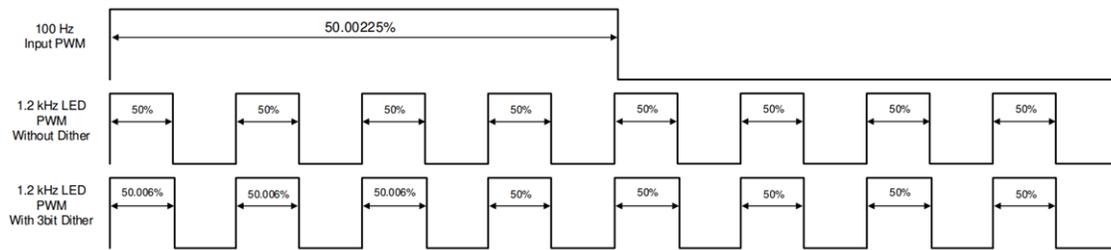


图 1. PWM Dither 示例

## PWM 检测迟滞现象

PWM 检测器具有内部迟滞功能。这意味着当使用 PWM 输入时（直接 PWM 模式除外），仅当 PWM 输入占空比变化大于 0.19% 时，PWM 输出占空比才会改变。具体表现为，当 PWM 输入占空比正向逐渐增加时或者逐渐减少时，每增加的一个 step（50ns）都能被识别并作用于输出以实现调光。但若从 PWM 输入占空比从增加方向转向减少，则需要 PWM 输入占空比变化大于 0.19%，PWM 输出占空比才会改变。这是为了避免由于板载 PWM 信号的上升/下降时间导致的 PWM 占空比采样误差。所以很多客户在实现混合模式调光时，在低亮度情况下，逐渐增加输入的占空比，0.08%，0.15%，0.23%，0.3%，0.38%，都可以实现调节，但若要从增加转为减少，即从 0.38% 变为 0.3%，PWM 输出占空比将不会改变，无法实现该亮度调节，需要从 0.38% 直接改为 0.15% 才可实现亮度调节。该现象是正常的，并是一种对芯片的保护功能。若不想出现该 PWM 检测迟滞现象，可以采用 Direct PWM Mode 或者 I<sup>2</sup>C 调光模式。

## 调光模式

**PWM 调光:** PWM 调光会强制 LED 按照调光信号的程控频率和占空比来点亮和熄灭。由于 LED 的峰值电流在整个调光范围内保持恒定，因此没有色温的变化，而且可以实现非常低的最低亮度水平，而不会造成光输出量的巨大误差。但这种方法在高亮度状态下效果较差，因为当 LED 电流开启时，电路中的电阻元件会产生较高的传导损耗，且会带来额外的开关损耗，从而影响效率与负载电流的关系。此外，如果使用陶瓷电容，会在输出端产生相当大的开关噪声；如果 PWM 信号的频率在可听范围内，这样会产生声学噪声。

**模拟调光:** 模拟调光也就是电流调光通过改变电流的大小实现亮度调节。从减少噪声的角度来看，这种调光方法是有益的，因为 LED 电流始终是连续的，并且消除了因输出陶瓷电容在高亮度下的振动而产生声学噪声的任何可能性。由于没有额外的开关损耗，较 PWM 调光效率更高。另一方面，当 LED 采用纯电流控制时，其最小亮度水平受到 LED 非线性的限制。因此，如果不降低分辨率，就无法提供非常小的电流值。

**混合调光:** 混合调光通过将 LED 电流控制分为两部分，将模拟调光和 PWM 调光的优势结合在一起。由于 PWM 调光时电流振幅较小，因此 EMI 较低。在高亮度时使用陶瓷输出电容时，音频噪音更低。调光比更高。以 LP8866-Q1 为例，混合调光在亮度为 12.5%（12.5% 的阈值可以通过寄存器调整）以上时采用电流调光，但纯电流调光的调光分辨率为 12bit。在 12.5% 以下时采用 PWM 调光，此时的峰值电流为 12.5% 的最大峰值电流，因此调光比可以再增加 8 倍。

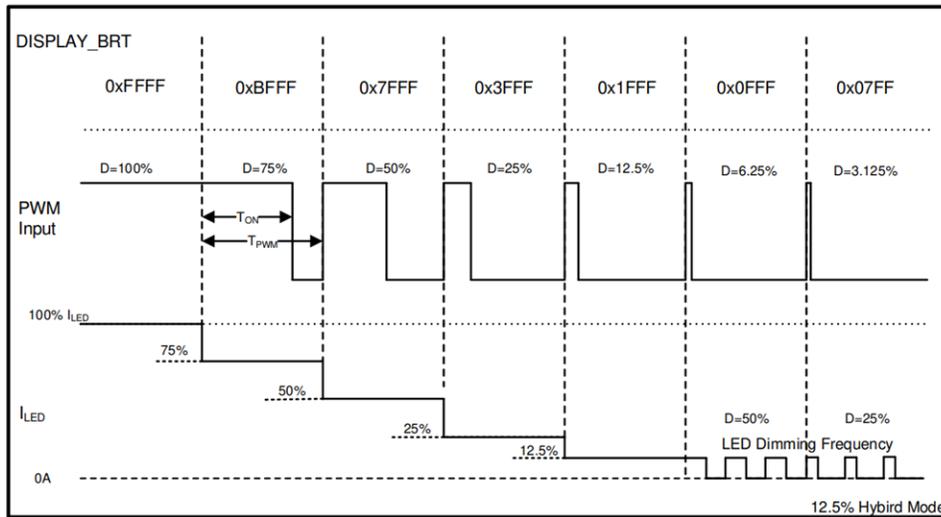


图 2. 混合调光示意图

### 电容啸叫问题

多层陶瓷电容器 (MLCC) 因其更小的 BOM 尺寸和更高的可靠性, 在电路设计中很受欢迎。在设计 LED 驱动电路时, 会有客户将输出电容全部使用陶瓷电容以获得更小的 BOM 尺寸和更高的可靠性。然而, MLCC 并不总是安静地坐在板上做自己的工作。有时他们会感到无聊, 开始“唱歌”。这是由于陶瓷材料的压电效应, 其具有与其他铁电介质相同的特性。这是由于电路开关动作会在陶瓷电容器上产生高频电压变化, 随着电压纹波增大, MLCC 会膨胀和收缩。MLCC 的变形会产生 PCB 的振动, 导致啸叫。电压纹波越大, 变形 (压电效应) 越大, 当频率出现在可听范围内时, 会导致声音更大。

为了避免陶瓷电容压电效应导致的啸叫, 存在一些解决办法, 可以将噪音降至可接受的水平。

- 使用噪声更小的电容。** 电容选型方面要尽量选择无噪声或低噪声的 MLCC 电容, 或者用顺电陶瓷电容、钽电容、铝电解电容和薄膜电容等不具有压电效应的电容器替代 MLCC 电容。但这样做的弊端在于舍弃了 MLCC 轻薄的优势, 因此在实际应用中需要考虑体积空间、可靠性和成本等问题。
- 通过优化 PCB 的 Layout 来降低噪声。** 噪声的来源是 MLCC 与 PCB 的相互作用。优化 PCB 上的元件放置是有效的。使用较厚的 PCB 会使声音频率因重量变化而发生变化。一些文章还建议将组件放置在 PCB 的边缘以降低声压级。同样, 将元件对称地放置在 PCB 的顶部和底部也有助于降低噪声水平, 因为当两个电容器时同时曾受相同电压时, 由于振动抵消效应, 两种振动会相互抵消。
- 减少电容器的电压纹波。** 在大多数情况下, 终端设备制造受到成本或尺寸的限制, 这使得所描述的前两种降低声学噪声的方法不切实际。然而决定噪声的另一个主要因素是电容器两端的电压变化有多高或多快。这可以通过适当的系统设计进行优化, 通过改善负载瞬态响应或线路瞬态响应。
- 采用电流调光和 Hybrid 模式。** 从减少噪声的角度来看, 这种调光方法是有益的, 因为 LED 电流始终是连续的, 并且消除了因输出陶瓷电容在高亮度下的振动而产生声学噪声的任何可能性。且模拟调光无额外的开关损耗, 效率较 PWM 调光高。另一方面, 当 LED 采用纯电流控制时, 其最小亮度水平受到 LED 非线性的限制。因此, 如果不降低分辨率, 就无法提供非常小的电流值。一般情况下, 电流调光的 Dimming resolution 较 PWM 调光的低。

陶瓷电容器具有低 ESR 和 ESL, 因此可以提供出色的中频和高频去耦特性, 从而最大限度地减少开关频率输出纹波。而电解电容器以相对较小的尺寸为低频能量存储提供了大容量电容, 因此可以满足负载瞬态需求。结合两种电容的优点, 建议输出电容器组由**电解电容器和陶瓷电容器组成**。TI 建议将 33- $\mu$ F 铝聚合物电解电容器与 10- $\mu$ F 陶瓷电容器并联使用、以减少纹波、提高稳定性并降低 ESR 效应。

## 低电压或者低温情况下的背光闪烁问题

如果遇到 LED 背光闪屏问题，最可能的原因是芯片进入了故障恢复的状态。可能的原因有：VIN overcurrent, Charge pump fault, Boost OVP high, Boost overcurrent, LED short to GND 等。LP8863/4/6-Q1 带 I2C 通信功能，可实时反馈详细的故障信息，提高调试效率。下面对这些可能的原因和优化建议进行一一分析。

### 1. VIN overcurrent

输入电流过流阈值是通过  $R_{ISENSE}$  进行设置的，首先应该检查  $R_{ISENSE}$  设置的是否合适。VIN OCP 电流限值应始终大于升压逐周期电流限值。这意味着  $R_{ISENSE} \leq R_{SENSE}$ 。其次应该检查电感的饱和电流值是否设置的过低，若电感出现饱和将导致电流迅速上升出现输入电流超过所设置的阈值。

### 2. Charge pump fault

集成稳压电荷泵可用于为升压控制器的外部 FET 提供栅极驱动。通过自动检测 C1N 和 C1P 引脚是否通过  $2.2 \mu F$  电容器连接在一起，使能或禁用电荷泵。当内部充电泵电路没有使能时，外部升压开关 FET 的驱动电压和 VDD 的幅值相等，若启用充电泵电路，则使用电荷泵产生 5V 栅极电压，以驱动外部升压开关 FET。若出现 Charge pump fault，请检查 Charge pump 电容器的正常连接，是否有虚焊等现象。

### 3. Boost OVP high

当出现升压过电压故障，首先应该检查一串 LED 灯所需的电压已经超出了 LED driver 所能输出的最大值。其次检查  $V_{LEDmax}$  的值设计的是否合理，该  $V_{LEDmax}$  通过 FB 引脚的分压电阻进行设计。

### 4. Boost overcurrent fault

升压过电流故障最为常见， $R_{SENSE}$  电阻确定升压过流限值，并在每个升压开关周期进行检测。所以首先应该检查  $R_{SENSE}$  设置的是否合适。其次应该检查电感的饱和电流值是否设置的过低，若电感出现饱和将导致电流迅速上升出现升压过流故障。

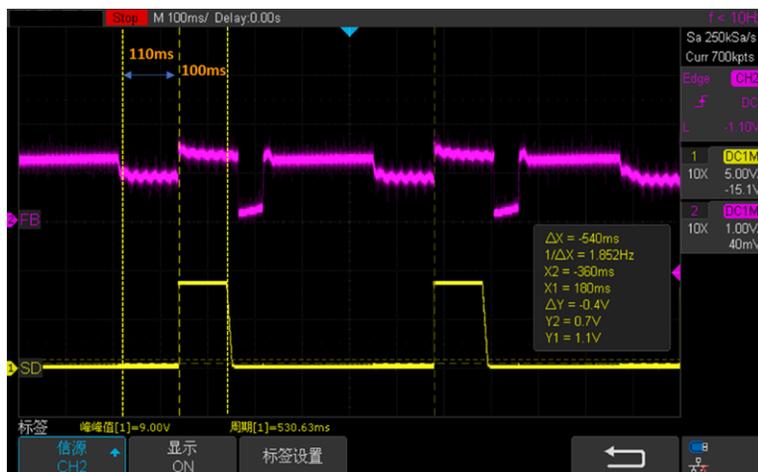


图 3. 升压过流波形图

另外一种情况下也会出现升压过流故障。如果 FB 引脚电压在 110ms 内降至  $V_{UVP}$  阈值以下，则检测到升压过流，如图 3 所示。将进入故障恢复状态，产生故障中断，导致 SD 引脚拉高，设备将进入故障恢复模式，然后在 100 毫秒后尝试重新启动。造成 FB 引脚电压低于  $V_{UVP}$  阈值的原因可能有两种。1. 后端所需的功率过大。2. 前级的功率没有传到后级。一般情况下都是由第二种情况导致的。如之前相同，先检查  $R_{SENSE}$  和电感饱和电流值。其次需要判断是否由 power-line FET 未完全导通导致的，检查 power-line FET 的选择是否合适，若 power-line FET 的驱动电压不足以完全导通 power-line FET，可以增加 RSD 的值。最后可利用导线短接 power-line FET，看是否异常仍然存在，若故障不存在，即 LED+, FB, SD 的波形如图 4 所示，则 power-line FET 选择不合适。

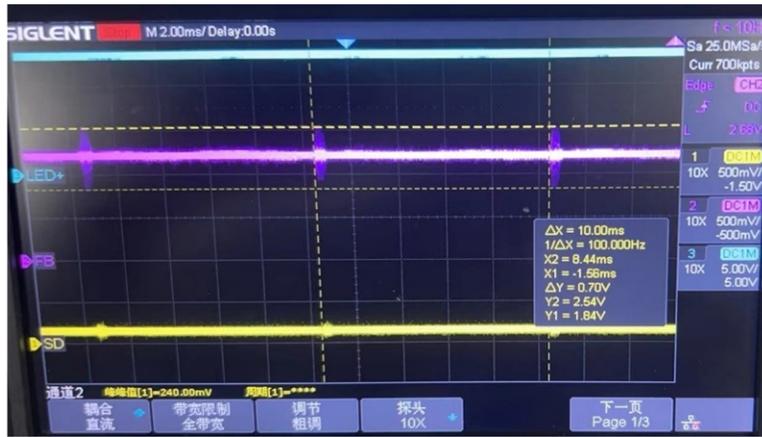


图 4. 无 Boost OCP fault 波形图

5. 低温情况下的 Boost overcurrent fault

若出现常温下不发生 Boost OCP 故障，而低温情况下出现 Boost OCP 故障而导致 LED 背光闪烁。可能是由于所选的 power-line FET 低温情况下  $V_{GS(th)}$  阈值过高导致的。这是由于 MOS 管的导电电阻是正温度特性，阈值电压是负温度特性。导电电阻  $R_{DS(on)}$  都随着温度的升高而增大，阈值电压绝对值都随温度的升高而降低。图 5 分别 PMOS(PJW4P06A-AU) 的导电电阻与阈值电压随温度变化的曲线。因此可能会出现所选择的 power-line FET 在低温下无法实现完全导通，导致输入 power-line FET 的漏极电压远低于输入电压 9V，造成 Boost OCP 故障。可通过选择低温特性更好的 power-line FET 解决该问题。

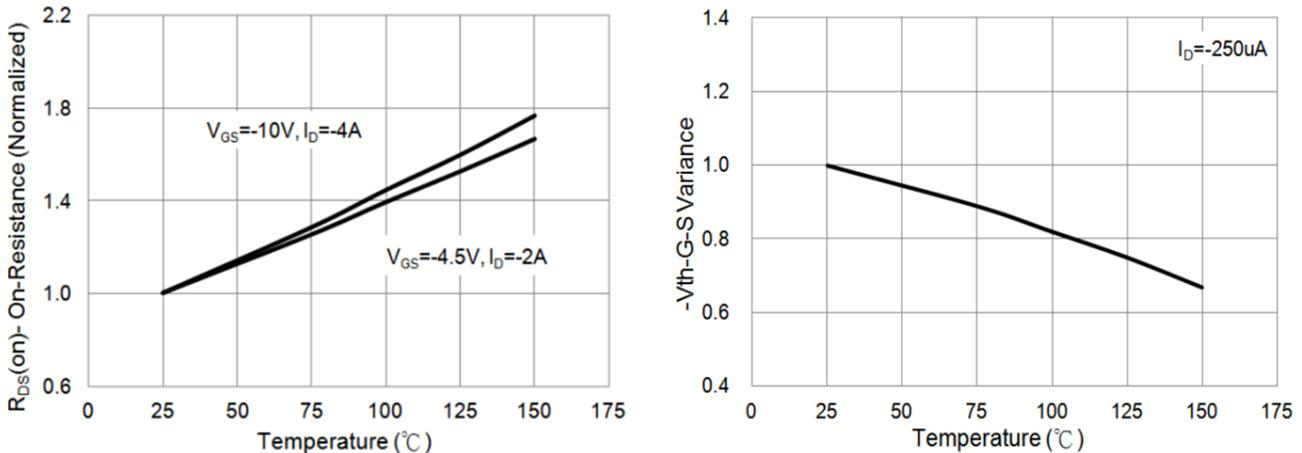


图 5. PJW4P06A-AU 导电电阻与阈值电压随温度变化曲线

总结

本文总结了 LP886X-Q1 在实际应用中常见问题：Dimming ratio 和 Dimming resolution 的区别，PWM 检测迟滞现象，电容啸叫问题，以及低电压或者低温情况下的背光闪烁问题，并给出了问题分析过程和解决问题的方法，以帮助加深对 LP886X-Q1 的理解和设计。

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 重要声明和免责声明

TI“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。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司