

LED 照明的直流驱动电路设计新方法

本文描述了一种在直流照明系统中驱动 LED 的新方法，这种方法能提供 95% 的效率、更长的使用寿命以及更高的抗电气和机械冲击力，同时对采用 ZXSC300 系列 DC-DC 控制器的实际电路设计进行了计算和分析。

作为卤素灯低压照明的一种替代技术，LED 照明日益流行。与卤素灯泡不同的是，LED 没有效率低、可靠性差以及使用寿命短等问题的困扰。本文描述了一种在直流照明系统中驱动大功率 LED 的新方法，这种解决方案能提供 95% 的效率、更长的使用寿命，并能承受更高的电气和机械冲击。

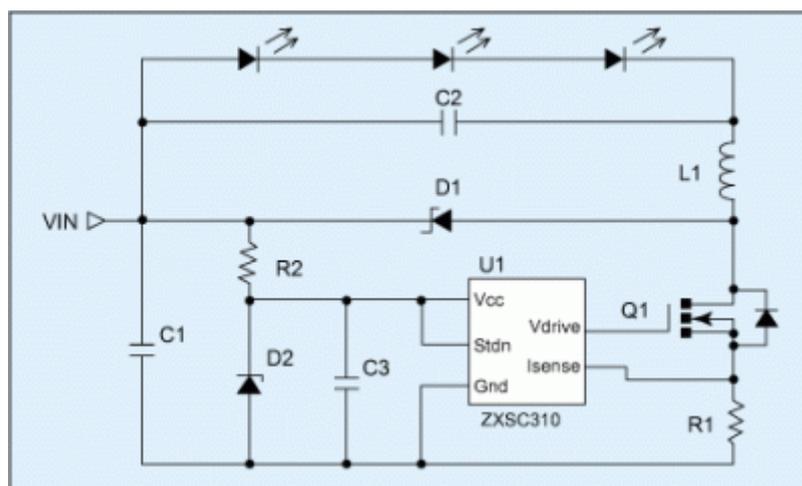


图 1: 使用降压模式 DC-DC 转换器的 LED 驱动

在图 1 所示的电路中，ZXSC300 系列 DC-DC 控制器驱动以降压模式工作的外部开关。表 1 列出了 12V 电源系统的材料清单。通过增加 R2 的值 可提供更高的系统电压，例如，要得到 24V 的电压仅需将 R2 值改为 2.2k Ω ，同时电容 C1 也须有更高的额定电压，电路基本工作原理如下：

当 Q1 导通时，电流流过 LED、电容 C2 和电感。当 R1 两端的压降达到 Isense 引脚的阈值电压时，Q1 关断并保持一个固定时间，电感中的能量流过 D1 和 LED。经过这个固定时间后，Q1 重新导通，如此循环往复。

电路工作原理分析

下面对电路的工作原理进行更详细地分析，以得到电路参数及与系统设计相关的计算。下面从开关 Q1 在一个固定时间 T_{ON} 内导通开始分析。ZXSC310 将 Q1 导通直至它在 I_{sense} 引脚上检测到 19mV 电压 (标称值)，于是达到此阈值电压时 Q1 上的电流为 $19mV/R1$ ，称为 I_{PEAK} 。

当 Q1 导通，电流从电源流出，流过 C1 和串联 LED。假设 LED 正向压降为 V_F ，则剩下的电源电压将全部落在 L1 上，称为 V_{L1} ，并使 L1 上的电流以 $di/dt=V_{L1}/L1$ 的斜率上升。其中 di/dt 单位为安培/秒、 V_{L1} 的单位为伏、L1 的单位为亨。

Q1 与 R1 上的压降忽略不计，因为 Q1 的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 很小，且 R1 上的压降总是小于 19mV。19mV 是 Q1 的关断阈值电压，依据 I_{sense} 引脚的阈值电压设置。

$$V_{IN}=V_F+V_{L1} \quad T_{ON}=I_{PEAK} \times L1 / V_{L1}$$

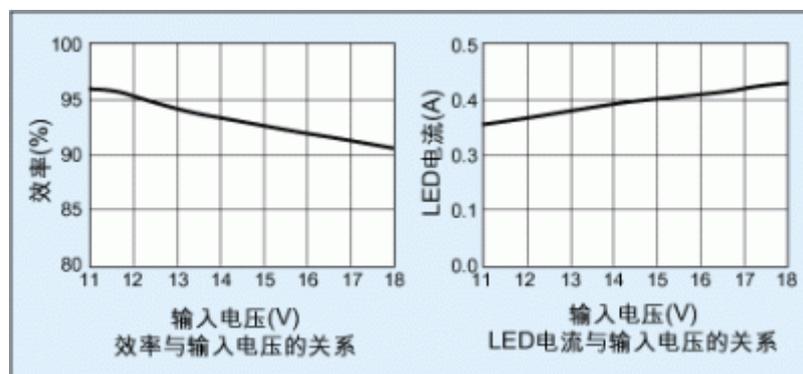


图 2: 12V 系统的典型性能曲线

由于将 V_{IN} 减去 LED 正向压降可得到 L1 两端的电压，故可算出 T_{ON} 。因此，如果 L1 较小，则对于同样的峰值电流 I_{PEAK} 及电源电压 V_{IN} ， T_{ON} 亦较小。请注意，在电感电流上升到 I_{PEAK} 的过程中，电流流过 LED，因此 LED 上的平均电流等于 T_{ON} 上升期间及 T_{OFF} 下降期间的电流之和。

现在看一下 Q1 关断期间 (T_{OFF}) 的情况。ZXSC300 系列 DC-DC 控制器的 T_{OFF} 在内部被固定为 1.7 μs (标称值)，需要注意的是，如果用该值来计算电流斜坡，则其范围最小为 1.2 μs ，最大为 3.2 μs 。

为尽量减少传导损耗及开关损耗， T_{ON} 不能比 T_{OFF} 小太多。过高的开关频率会造成较高的 dv/dt ，因此建议 ZXSC300 和 310 的最高工作频率为 200 kHz。假设固定 T_{OFF} 为 1.7 μs ，则 T_{ON} 最小值为 $5\mu s - 1.7\mu s = 3.3\mu s$ 。然而这不是一个绝对限制值，这些器件已可在 2 至 3 倍该频率下工作，但转换效率会降低。

在 T_{OFF} 期间，储存在电感中的能量将被转移到 LED，只在肖特基二极管上有一些损耗。储存在电感中的能量为：

EQ1

系统可以以连续或非连续模式工作，两者之间的差别及对平均电流的影响将在后面部分中解释。

如果 TOFF 恰好是电流达到零所需的时间，则 LED 中的平均电流将为 IPEAK/2。实际上，电流可能会在 TOFF 之前达到零，此时平均电流将小于 IPEAK/2，因为在这个周期里有一段时间 LED 的电流为零，这称为“非连续”工作模式。

如果经过 $1.7\mu s$ 后电流没有达到零，而是下降到 IMIN，则称器件进入“连续”工作模式。LED 电流将在 IMIN 与 IPEAK 之间上升和下降(di/dt 斜率可能不同)，此时平均 LED 电流为 IMIN 与 IPEAK 的平均值。

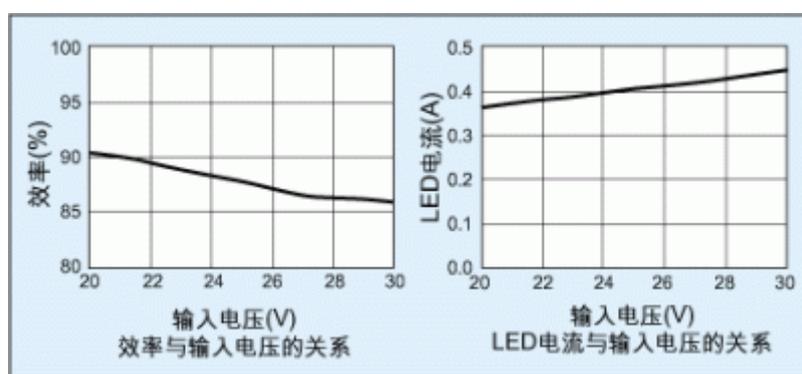


图 3: 24V 系统的典型性能曲线

通过用实际值进行计算，上面的原理可运用于实际电路设计。例如，已知输出电压稳定的 12V 直流电源以及 3 个功率为 1W 的 LED(需要 340mA 工作电流)，即可参考图 1 所示的电路及表 1 列出的材料清单进行设计。该设计可工作在 11V 至 18V 电源电压范围内。

电源输入电压= $V_{IN}=12V$ ，LED 正向压降= $V_F=9.6V$ ， $V_{IN} = V_F + V_{L1}$ 。因此， $V_{L1}=12V-9.6V=2.4V$ 。

峰值电流= $V_{sense}/R1=34mV/50m(=680mA)$ ，这里 R1 就是 Rsense。

$$T_{ON} = I_{PEAK} \times L1 / V_{L1}$$

$$T_{ON} = \frac{680mA \times 22H}{2.4} = 6.2\mu s$$

在上述等式中，近似认为在整个电流上升与下降期间 LED 正向压降不变。事实上它会随电流升高而增大，但这些公式使设计计算的结果在实际电路所用器件的容差范围内。此外， V_{IN} 与 V_F 之间的差值小于它们中的任何一个，所以 $6.2\mu s$ 的上升时间将基本上取决于这些电压值。

值得注意的是，对于 9.6V 的 LED 正向压降以及 300mV 的肖特基二极管正向压降来说，从 680mA 下降到零的时间为：

$$T_{DIS} = \frac{680mA * 22H}{(9.6+0.3)} = 1.5\mu s$$

由于 TOFF 一般为 1.7 μs ，所以电流有足够的时间降到零。然而，尽管 1.5 μs 已相当接近 1.7 μs ，因为器件的容差，线圈电流可能不能降到零。但这不是什么大问题，因为残余电流会很小。需要注意的是，由于对峰值电流的测量及关断，不可能产生在具有固定 TON 时间的转换器里发生的危险的“电感阶跃” (inductor staircasing) 问题。由于电流可能永远都不会超过 IPEAK，所以即使电流从一个有限值开始增长(即连续模式)，也不会超过 IPEAK，于是 LED 电流将近似等于 680mA 与 0 的平均值，即 340mA。它并不是严格意义上的平均值，因为有 200ns 的时间里电流为零，但与 IPEAK 及器件容差相比这非常小。

电路设计计算

在 TON 期间(假设为非连续工作模式)，电源的输入功率等于 $V_{IN} \times I_{PEAK} / 2$ ，因而电源的平均输入电流等于该电流乘以 TON 相对于整个周期时间的比值。

$$\frac{I_{PEAK}}{2} * \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

从上式可看出平均电源电流是如何在较低电压下随着 TON 相对于固定的 1.7 μs 的增加增大。这是符合功率原理的，因为当电源电压较低时，固定(或近似固定)的 LED 功率需要更多电源电流才能获得相同功率。

Ref	参数值	器件型号	生产商	备注
U1		ZXSC310E5	Zetex	ZXSC300或采用SOT23-5封装的LED驱动器
Q1		ZXMN6A07F	Zetex	采用SOT23封装的N沟道MOSFET
D1	1A / 40V	ZHCS1000	Zetex	采用SOT23封装的1A肖特基二极管
D2	6V8	普通的	普通的	6V8齐纳二极管
L1	22mH	D03316P-223	Coilcraft	0805封装
R1	50m Ω	普通的	普通的	0805封装
R2	1k Ω	普通的	普通的	
C1	100 μ F/25V	普通的	普通的	
C2	1 μ F/10V	普通的	普通的	
C3	2.2 μ F/25V	普通的	普通的	

表 1: 12V 系统的材料清单

因此，当输入电压与输出电压的差别变得更大时，从电感转移到 LED 的能量比 LED 直接从电源获取的能量要更多些。如果能计算出使电流正好在

1.7 μ s 时达到 零的电感值 L1 及峰值电流 IPEAK, 则 LED 的功率将不会太依赖于电源电压, 因为此时 LED 中的平均电流总是近似为 IPEAK/2。

随着电源电压的增加, 达到 IPEAK 所需的 TON 将减小, 但 LED 的功率基本恒定, 且在 TON 期间只吸取从零至 IPEAK 的电源电流。电源电压越高, TON 占整个周期的比例越小, 所以较高电源电压时的平均电源电流亦较小, 这样保持了功率(和效率)的恒定。

肖特基二极管正向压降会使效率降低。例如, 假设 LED 的 VF 为 6V, 肖特基二极管的 VF 为 0.3V, 则从电感转移过来的能量的效率损失为 5%, 即肖特基二极管正向压降与 LED 正向压降之比。在 TON 期间, 肖特基二极管不在电流回路中, 故不会引入损耗, 因此整个效率损失比取决于 TON 与 TOFF 之比。对于 TON 占整个周期的大部分的低电源电压来说, 由肖特基二极管引入的损耗并不大。当 LED 电压较高(多个 LED 串联)时, 肖特基二极管引入的损耗也不大, 因为此时肖特基二极管正向压降在整个压降所占的比例将更小。

本文小结

本文的电路设计显示了如何在卤素灯泡替代应用中使用高效率电路驱动 LED。尽管 LED 拥有比卤素灯泡更高的初始成本, 但总成本比卤素灯泡低或者相当。在一些很难进行替代或替换费用昂贵的应用中, LED 可能是唯一的具有成本效益的解决方案。随着 LED 照明输出效率逐步提高以及成本降低, 使用 LED 照明的趋势将会更加明显。

作者: Ho Wong
产品营销经理
Zetex(亚洲)有限公司