

# LED日光灯驱动IC

---

Chiplink Semiconductor Co.,LTD

**中国地区一级代理商**



深圳市流明芯半导体照明科技有限公司  
Shenzhen LumenChip Semiconductor Lighting Technology Co.,Ltd

Web:<http://www.lumen-chip.com>

电话: 0755-61335862 传真: 0755-29059280

Email:[Sales@lumen-chip.com](mailto:Sales@lumen-chip.com)

## 简介

---

- 本公司LED日光灯驱动系统的主芯片为CL6804;
- 共有两套可选择的系统方案;

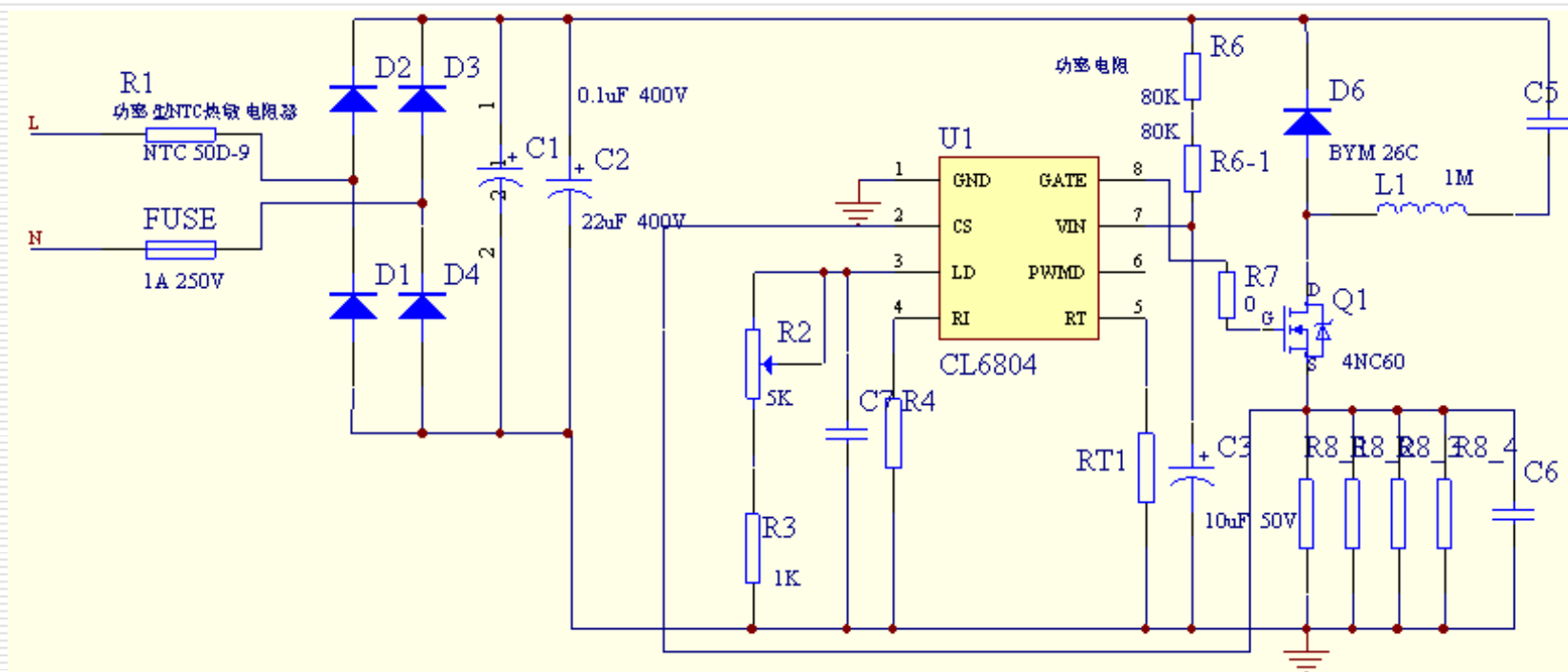


## 方案一（基本参数）

---

- 安装方式：板子放在灯管的两端
- 电流精度：AC 195V~255V 输出电流变化±5%以内
- 功率因数：0.55
- 板子面积：单面板 3cm<sup>2</sup> 两块
- 高温老化： 70°C 恒温测试

# 方案一（电路图）

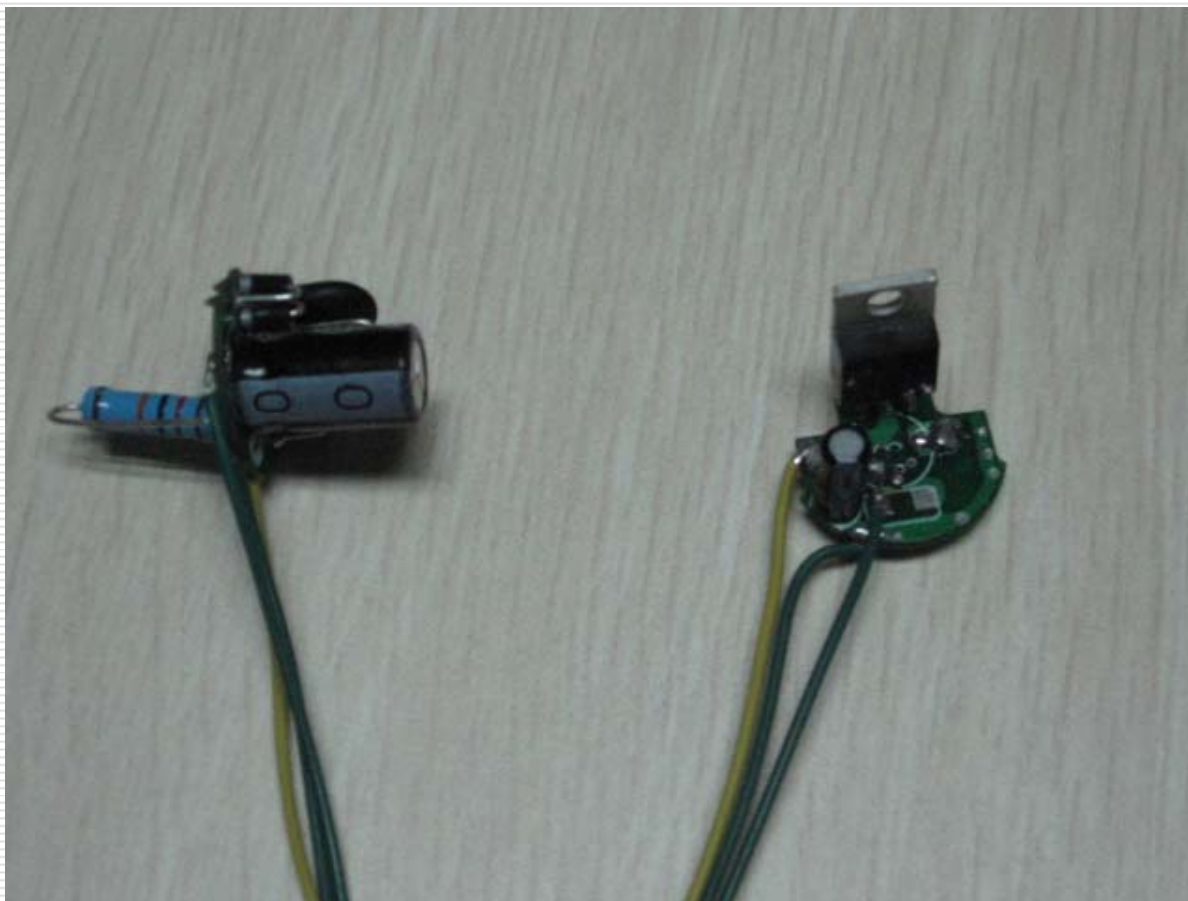


# 方案一 (BOM)

位置	名称	型号
NTC1	热敏电阻	50D-9
FS1	保险丝	250V/1A
D1, D2,D3,D4	整流桥	IN4007
C1	X电容	0.01uF/400V
C2	电解电容	22uF/400V
C3	电解电容	10uF/50V
C5	电解电容	10uF/400V
D2	超快速二极管	BYV26B
L1	电感	3.9 mH/300mA
R2	电阻	5.1K
R7	电阻	3 (1/4W)
R4	电阻	430K (1/4W)
R6 R6_1	电阻	40K (1W)
Q1	MOSFET	4N60
R8_1 R8_2 R8_3 R8_4	电阻	3.9 (1/4W)
U1	CL6804	SOP8

# 方案一（实物图）

---

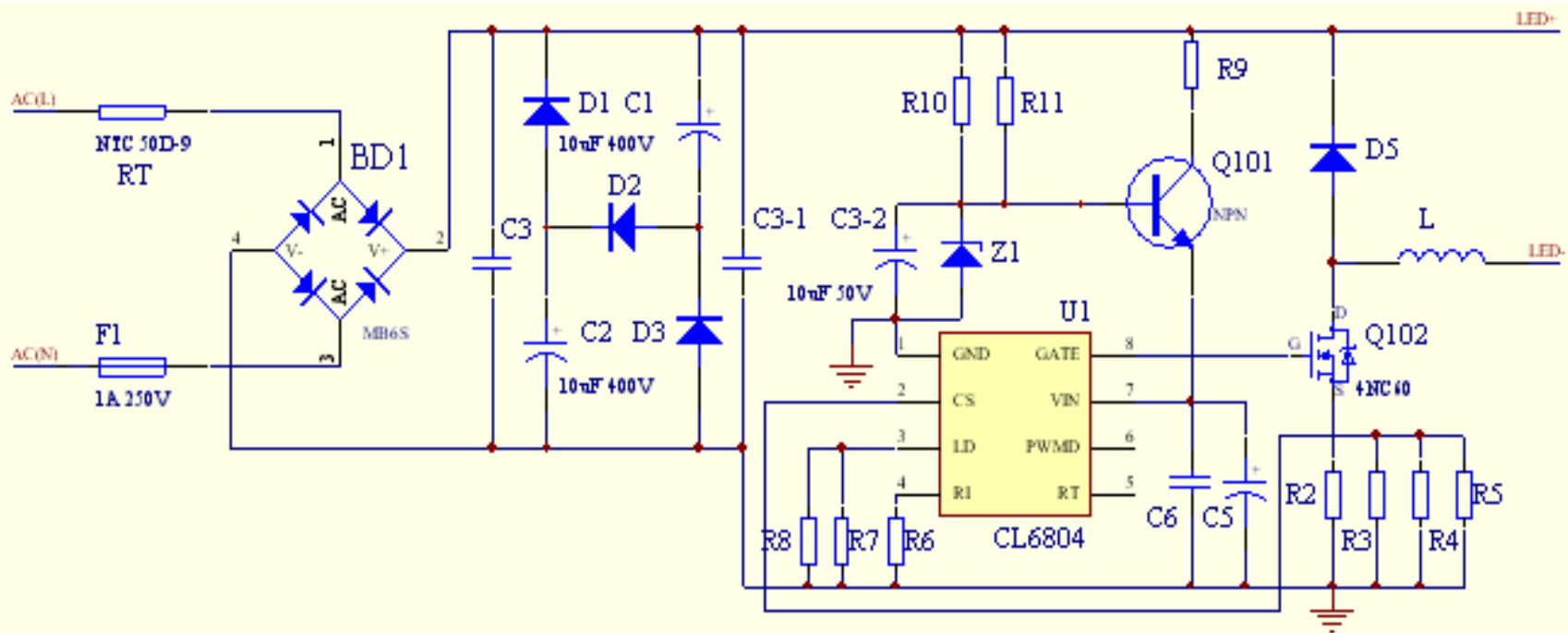


## 方案二（基本参数）

---

- 安装方式：板子即放在灯管背面，也可以拆开放在灯管两端
- 电流精度：AC 160V~250V输出电流变化±3%以内
- 功率因数：0.85
- 板子面积：双面板 2.4cm×7.8cm 两块
- 高温老化：70°C 恒温测试

# 方案二（电路图）





# 方案二 (BOM)

位置	名称	型号
RT	热敏电阻	50D-9
F1	保险丝	250V/1A
BD1	整流桥	IN4007
C1	电解电容	10uF/400V
C2	电解电容	10uF/400V
C3	X电容	0.01uF/400V
C3-1	涤纶电容	0.1uF/400V
C3-2	电解电容	10uF/50V
C5	电解电容	100uF/25V
C6	电解电容	100Nf/25V
D1, D2, D3	快恢复二极管	FR107
D5	超快速二极管	BYV26B
L	电感	3.9 mH/300mA
Z1	稳压二极管	18V (1/4W)

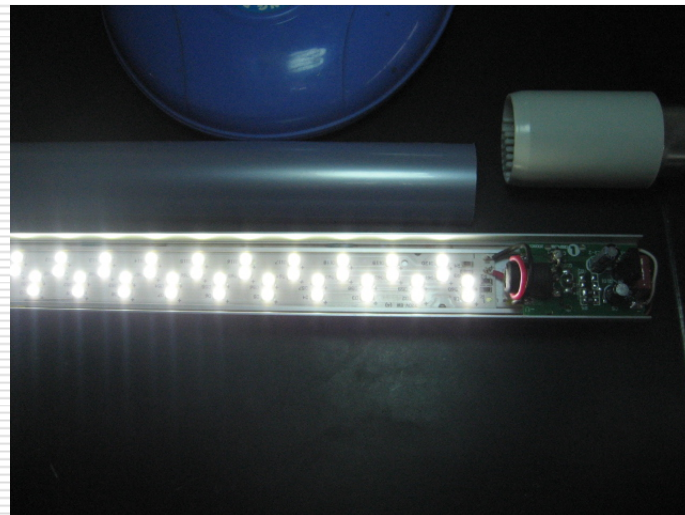
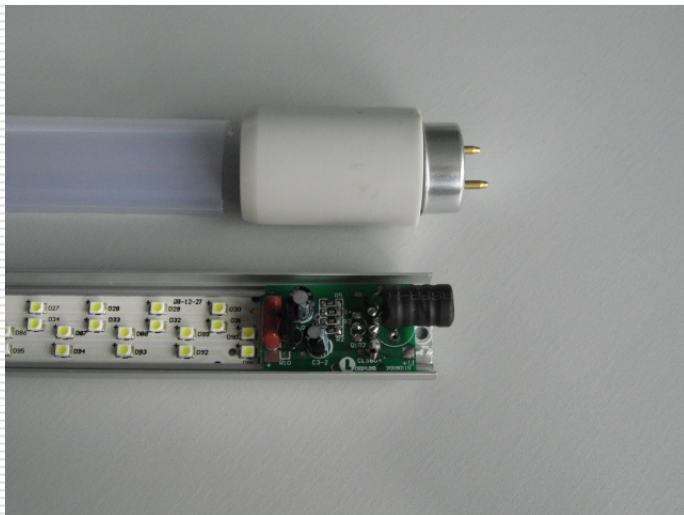
## 方案二 (BOM) 续

---

R6	电阻	470K (1/4W)
R9	电阻	1K (1206)
R10	电阻	560K (1206)
Q101	功率三极管	13003
Q102	MOSFET	4N60
R2 R3 R4 R5	电阻	3.9 (1/4W)
U1	CL6804	SOP8

## 方案二（实物图）

---



# 系统电路说明

---

## □ 1.AC/DC离线式应用

CL6804控制IC可构成离线式降压，升压或降—升压转换器，应用于LED灯串电路。本设计是基于CL6804构成的20W非隔离LED恒流驱动电路。输入电压范围可适合于全电压或85—260V AC。

---

## □ 2. 设置LED驱动工作电流

工作在本设计的降压模式时，CS端的峰值电压反映了LED灯串的平均电流，然而这种确定的误差关系是这种电流检测方法的基础。这个误差是在电感峰值电流与平均电流之间引起的。

在不同应用调节下由于不同电感纹波电流引起的LED平均电流和输出电压的变化可以通过调节峰值电流来补偿。在电感值、工作频率、启动电阻确定，并进行峰值电流补偿后，LED电流可以进行简单的设定。

## □ 设定公式如下

$$I_{LED} = \frac{V_{ref}}{R_{cs}} = \frac{275mV}{R_{cs}}$$

---

### □ 3. 调光

- 线性调光可控制LD端电压在0-250mV. 该控制电压考虑到内部CS端设置在250Mv. 例如, 利用分压电阻连接在Vdd与地之间能设置CS端的控制电压. 在应用如控制电压超过250 mV时。将改变输出电流的设置。当期望有更高的输出时，可选择更小的检测电阻。
- 此应用中将LD端作为输出电流微调应用。
- PWM调光原理将外部的PWM信号加到PWM端。PWM信号可由微控制器或脉冲发生器产生占空比，满足与亮度的比例关系。该信号能够使控制器使能或失能以调节LED电流。

---

## □ 4. 温度保护

一个热敏电阻（NTC）接在ROTP端就可以防止LED过热。ROTP端可提供一个内部流出电流  $I_{ROTP} = 24000 / (R_I [k\Omega]) [\mu A]$ 。当  $R_I$  等于300千欧时该电流约80uA。当由于过热而造成ROTP端电压低于1V时系统关断。

□ 当过温情况解除，系统重新恢复正常工作。

---

## □ 5. 优化EMI特性

CL6804采用了抖频技术（开关频率调制）。振荡器频率随机的进行小范围漂移，从而降低了中心频谱的噪声能量，进而最大程度的降低了通带的EMI干扰，减轻了系统设计的EMI挑战。



---

## □ 6. 电子稳压器

给 U1 供电的电路名叫倍容式纹波滤波器，是有效的电源净化器，它具有电容倍增式低通滤波器和串联稳压调整器双重作用，也叫ACR (Amplificatory Capacitance Regulator) 电路。在射极输出器的基极到地接一个电容C4，由于基极电流只有射极电流的  $1/(1+\beta)$ ，相当于在发射极接了一个  $(1+\beta)C4$  的大电容，这就是电容倍增式滤波器的原理。如果在基极到地再连接一个齐纳二极管，就是一个简单的串联稳压器，因此，该电路具有稳压和滤波双重作用，能有效地消除高频开关纹波。

- 注意选择双极型晶体管的  $V_{bceo} > 500V$ ,  $I_c = 100mA$ 。稳压二极管D4 用 16~18V, 1/4W 任何型号的小功率稳压管。

## 7. 功率因数校正电路

- 普通的桥式整流后直接平滑滤波的AC-DC 电路，输入电压是正弦波，由于电容充电快放电慢，电流是不连续的脉冲波，谐波失真大，功率因数低。本电路用的是一种低成本的无源功率因数补偿电路，如图11所示。这个电路叫平衡半桥补偿电路，C1和D1组成半桥的一臂，C2和D3组成半桥的另一臂，D2和R1组成充电连接通路，利用填谷原理进行补偿。滤波电容C1和C2相串联，电容上的电压最高充到输入电压的一半( $V/2$ )，一旦线电压降到 $V/2$ 以下，二极管D1和D3就会被正向偏置，这样使C1和C2开始并联放电。采用这个电路后，系统的功率因数从0.6提高到0.88~0.9。

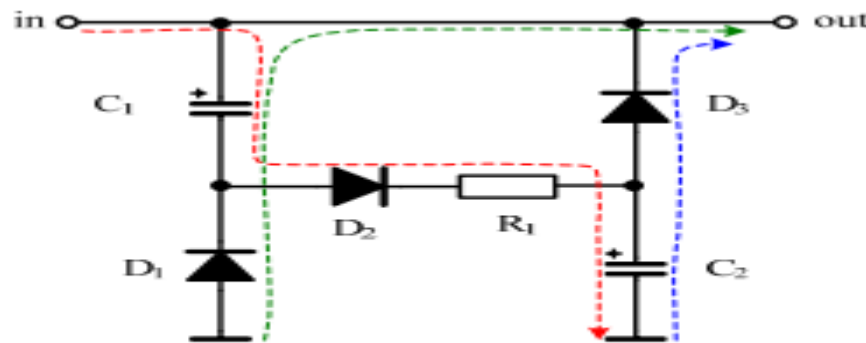


图 11：平衡半桥 PFC 电路

# 驱动电路应用说明

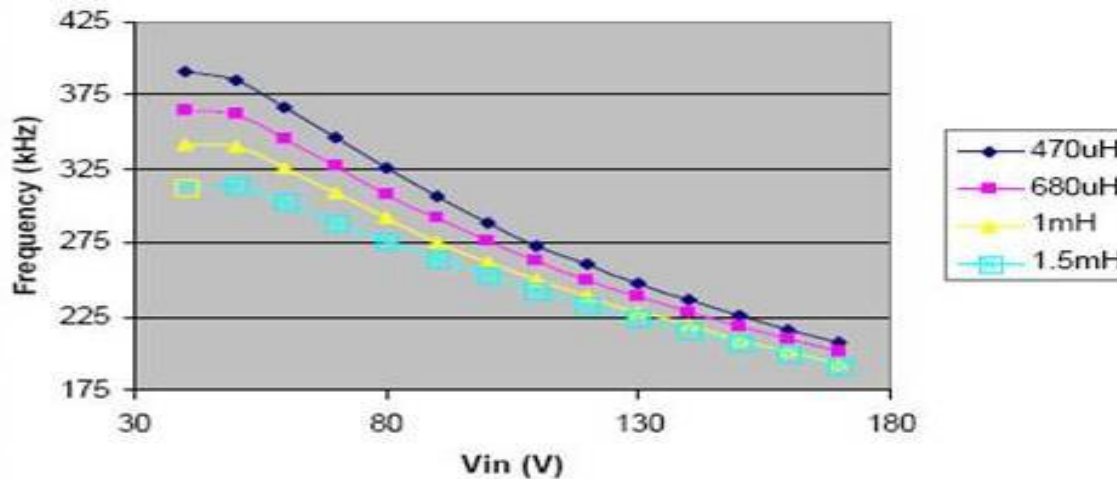
---

- ❑ 首先检查LED板上发光管的串并结构，每串LED必须在12~28个范围内，10~15串并联，总电流控制在260mA以内，总功率不要超过20W。
- ❑ 恒流源板用2线电源线接220V市电，L接火线，N接地线。允许市电有±15%的波动，
- ❑ 接好LED后再接通电源。不建议先上电再接LED，这样会损伤LED缩短使用寿命。在输出回路串联一个0.1欧姆(精度1%)的功率电阻测试两端电压进行观测电流，当LED点亮后，如果电流偏离设计值，调节电路板上的电位器，可以微调输出电流。电流调好后在电位器螺杆上滴上硅胶固定，防止振动对电位器的影响。如果调电位器仍不能得到需要的电流值，也可以改变限流电阻。

# 电路元器件选择

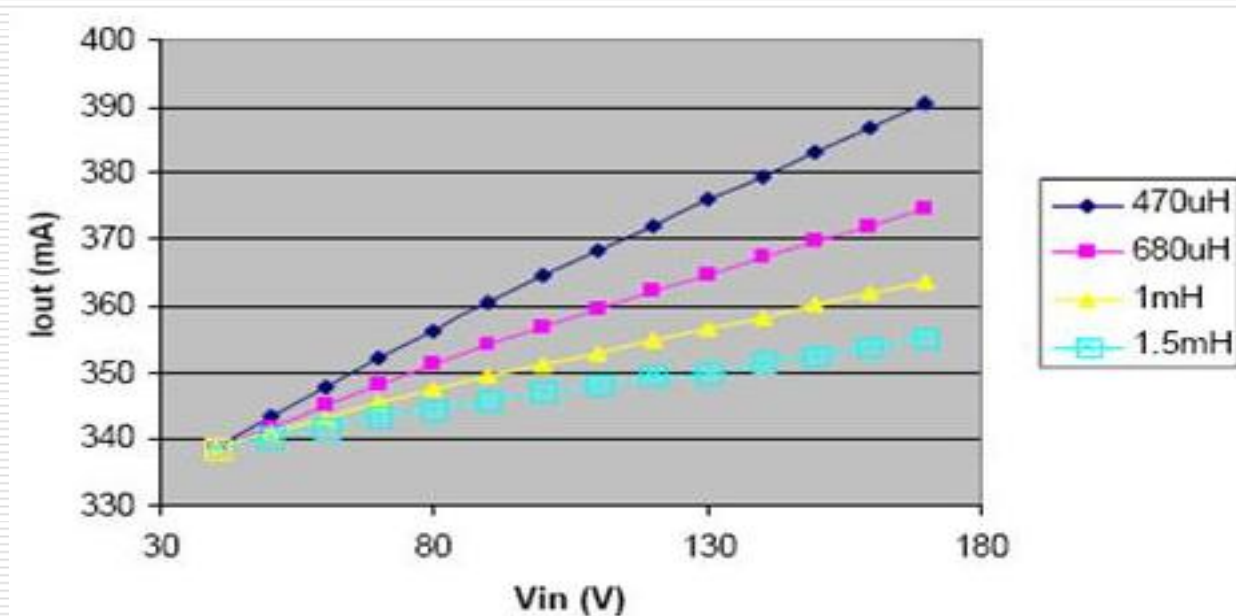
## □ 电感选择:

- 在设计LED恒流源时为保持严格的滞环电流控制,电感必须足够大,保证在HO,ON期间,能向负载供应能量,避免负载电流显著下降,导致平均电流跌到期望值以下.
- 首先,我们来看一下电感的影响,假设没有输出电容(COUT)的存在,这样负载电流和电感电流完全一致,能更清楚地说明电感的影响.下图给出了在输入电压的变化范围内,电感值对频率的影响.可以看出,输入电压对频率的影响很大,电感值在输入低电压时对降低频率有很大影响.(注:您的不一定是和参考图完全一样,我在此只是说明问题)

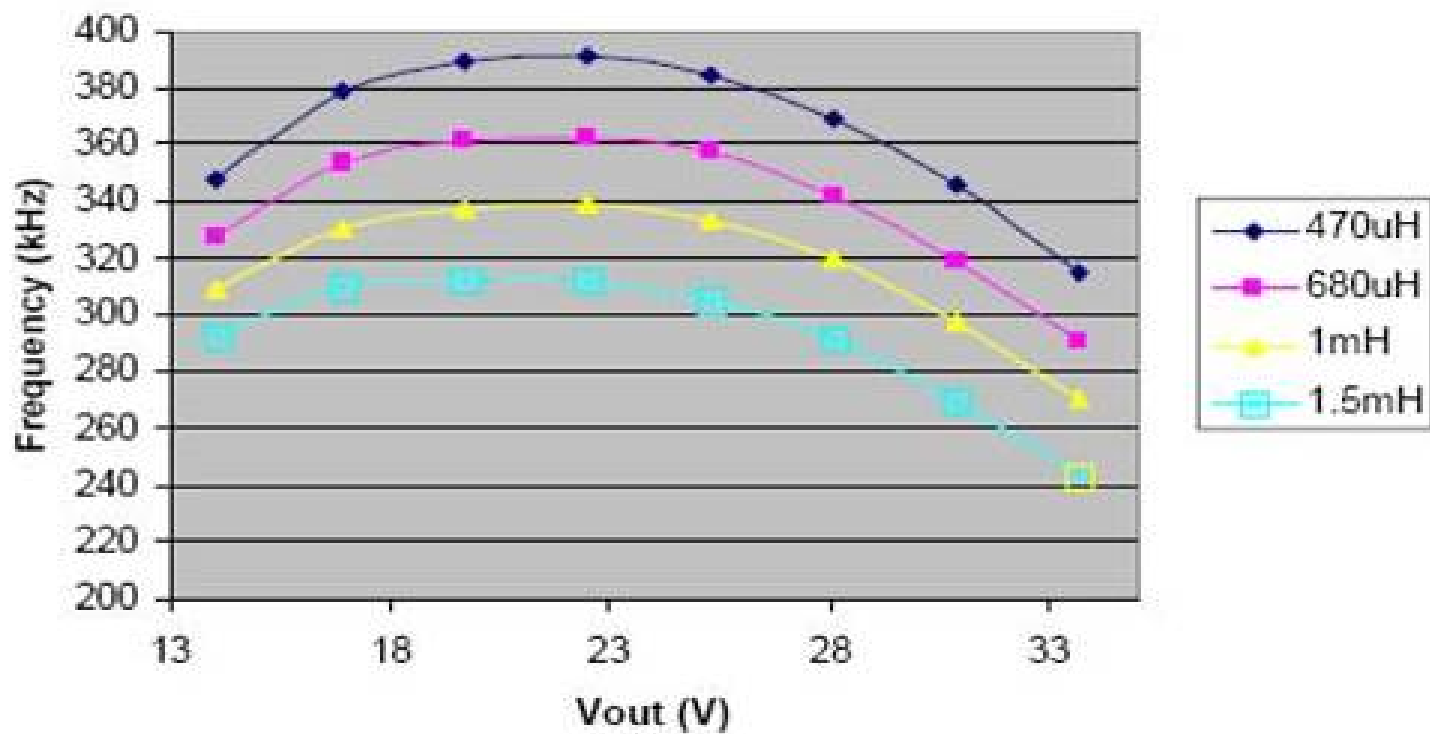


- 上图是不同电感值下的频率响应.

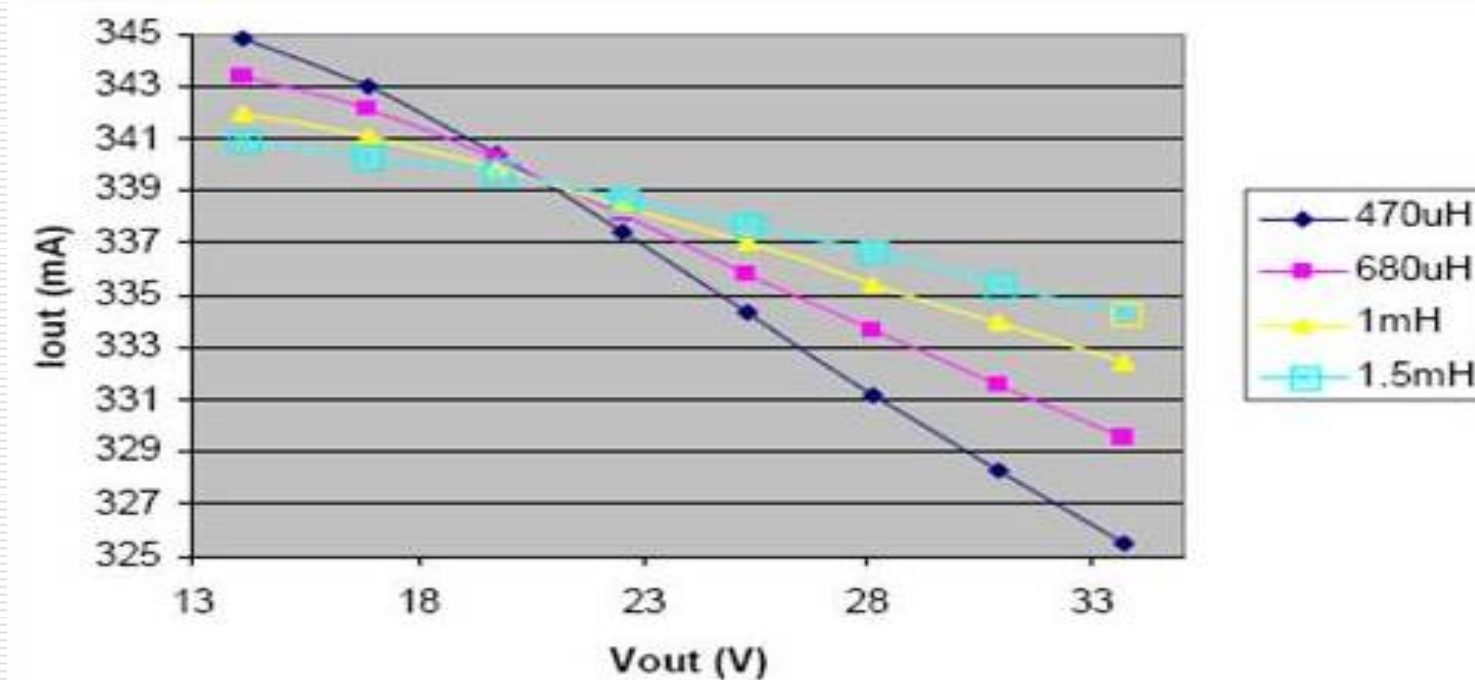
- 下图说明了电感减小时,在输入电压的变化范围内,负载电流的变化明显增大.



- 下图给出了频率根据不同的输出电压和不同的电感值的变化曲线.



- 下图, 说明了电感减小时, 在输出电压的变化范围内, 负载电流的波动明显增大.



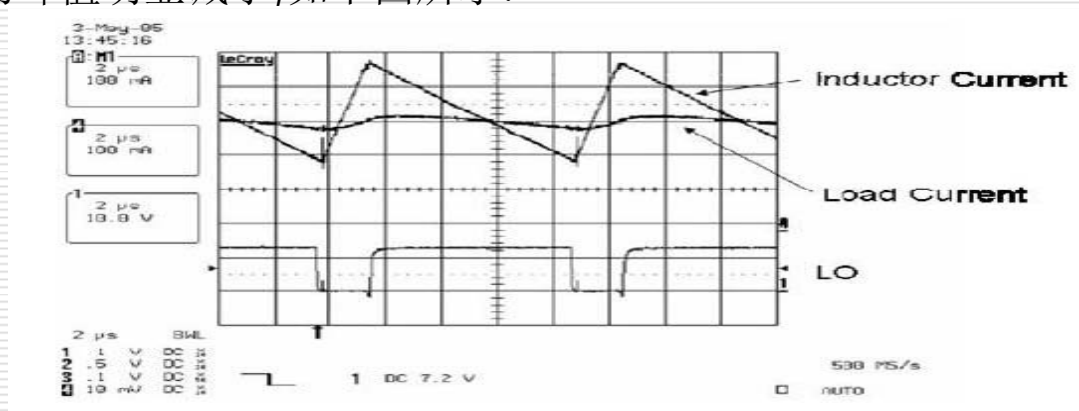
- 
- LED 的驱动电路产生人耳听得见的噪声 (audible noise, 或者 microphonic noise). 通常白光LED 驱动器都属于开关电源器件 (buck、boost、charge pump等), 其开关频率都在1MHz 左右, 因此在驱动器的典型应用中是不会产生人耳听得见的噪声. 但是当驱动器进行开关调节的时候, 如果PWM 信号的频率正好落在200Hz到20kHz之间, 白光LED驱动器周围的电感和输出电容就会产生人耳听得见的噪声. 所以设计时要避免使用20kHz以下低频段。
  - 我们都知道, 一个低频的开关信号作用于普通的绕线电感 (wire winding coil), 会使得电感中的线圈之间互相产生机械振动, 该机械振动的频率正好落在上述频率, 电感发出的噪音就能够被人耳听见. 电感产生了一部分噪声, 另一部分来自输出电容。质量不好、绕制松散电感器件也会有噪声; 未屏蔽的电感在金属外壳安装时会发生线路震荡频率改变, 从而产生噪声, 这时需要将电感屏蔽; 另外, 当被屏蔽干扰信号的波长正好与金属机壳的某个尺寸接近的时候, 金属机壳很容易会变成一个大谐振腔, 即: 电磁波会在金属机壳内来回反射, 并会产生互相迭加。



- 
- 选择电感感值大小在参考设计范围左右最多的是您的经验值，合适的选择感值主要需要考虑的条件是线路工作在合适的频率范围、合适的开关频率减少MOS开关次数,减少mos发热量、避免与同PCB线路同频干扰；
  - 选择合适的电感内阻，内阻是电感发热的主要因数，从而提高线路效率；
  - 选择合适的电流值，有时体积和成本是制约主要因数，但是还是要大于峰值电流的2倍(通常在65%)，就算在板级空间十分珍贵的情况下也要保证30%预留空间余量，这样可以有效的减小内阻，减小发热量；应用中采用一颗相对较大体积的电感器可以获得3%至4%的效率提升。

- 
- 同时电感量决定输出电流的纹波，在R8确定的情况下，电感量偏小会使输出电流纹波大，从而平均电流变小，另外采样频率的大小也同样决定纹波大小，当采样频率大，使用小电感量的电感也能使纹波小，但是频率太高会使得MOSFET 的开关损耗变大，所以要综合考虑电感和频率的选择，这里采58 KHZ 频率和3.9mH 电感。
  - 总体要求其Q值高、饱和电流大、电阻小。标称3.9 毫亨的电感，在40KHz~100KHz频率范围里Q应大于90,饱和电流大于工作电流的2倍，这里选500毫安，绕线电阻要小于2 欧姆，居里温度大于400 C的优质功率电感。
  - 使用劣值电感的后果是灾难性的，一旦电感发生饱和，MOS管、LED、控制芯片就会瞬间烧毁。建议使用微晶材料的功率电感，它可以确保恒流源长期安全可靠地工作。

- 输出电容器件选择:
- 输出可同时使用输出电容以达到目标频率和电流的精确控制.电容能在整个输入电压范围内减小频率,一个小的  $4.7\ \mu\text{F}$  的电容就能显著减小频率.电流的调整也能因为电容值的增加而得到改善.
- 增加输出电容(COUT),从本质上来说,是增加了输出级所能储存的能量,也就意味着能供应电流的时间加长了.因此通过减慢负载的 $di/dt$  瞬变,频率显著减小.有了输出电容(COUT)之后,电感的电流将不再和负载上看到的电流保持一致.电感电流仍将是完美的三角形的形状,负载电流有相同的趋势,只不过所有尖锐的拐角都变得圆滑了,所有的峰值明显减小,如下图所示.



- 
- 应用设计在输出端上采用低ESR(等效串联电阻)陶瓷电容器,以最大限度的减小输出波纹.采用X5R或X7R型材料电介质,这是与其它电介质相比,这些材料能在较宽的电压和温度范围内维持其容量不变.对于大多数高的电流设计,采用一个7至10 $\mu$ F输出电容就足够了.具有较低输出电流的转换器只需要采用一个1至2 $\mu$ F的输出电容器.

---

## □ 快恢复二极管选择:

- 通常开关转换型LED恒流驱动IC在mos管关断期间传到电流，所选择二极管反向耐压要针对线路最高输出电压脉冲值来确定，要大于这个值。二极管的正向电流不必与开关电流限值相等。流经二极管的平均电流是 $I_f$ 是开关占空比的一个函数，因此应选择一个正向电流 $I_F = I * (1 - D)$ 的二极管。通常二极管在功率开关断开时传到电流占空比通常小于50%，选择电流值与驱动电流相等即可。
- 如果需要采用PWM调节灰度，则需要考虑PWM低电平期间来自输出的二极管泄漏（有气在热点上），这一点或许也很重要。保持较短的二极管引线长度并遵循正确的开关节点布局，以免振铃过大和功耗增大。同时选取恢复时间快的。

---

## □ 驱动器件MOSFET选择

- 常用的是NMOS。原因是导通电阻小，应用较为广泛，也符合LED驱动设计要求。所以开关电源和LED恒流驱动的应用中，一般都用NMOS。
- 功率MOSFET的开关特性：MOSFET功率场效应晶体管是用栅极电压来控制漏极电流的，因此它的一个显著特点是驱动电路简单，驱动功耗小。其第二个显著特点是开关速度快，工作频率高，功率MOSFET的工作频率在下降时间主要由输入回路时间常数决定。
- 一般的应用中IC的驱动可以直接驱动MOSFET，但是考虑到通常驱动走线不是直线，感量可能会更大，并且为了防止外部干扰，还是要使用R<sub>g</sub>驱动电阻进行抑制。考虑到走线分布电容的影响，这个电阻要尽量靠近MOSFET的栅极。

- 
- MOS开关管损耗：不管是NMOS还是PMOS，导通后都有导通电阻存在，这样电流就会在这个电阻上消耗能量，这部分消耗的能量叫做导通损耗。选择导通电阻小的MOSFET会减小导通损耗。
  - MOSFET导通和截止的时候，一定不是在瞬间完成的。MOSFET两端的电压有一个下降的过程，流过的电流有一个上升的过程，在这段时间内，MOSFET管的损耗是电压和电流的乘积，叫做开关损耗。通常开关损耗比导通损耗大得多，而且开关频率越快，损失也越大。在LED恒流源设计中要注意频率的选择，降低损耗但也要兼顾杂声的出现。
  - 导通瞬间电压和电流的乘积很大，造成的损耗也就很大。缩短开关时间，可以减小每次导通时的损耗；降低开关频率，可以减小单位时间内的开关次数。这两种办法都可以减小开关损耗。

- 
- ❑ MOSFET一般都连接着感性电路，会产生比较强的反向冲击电流。另外一个需要注意的问题是对瞬间短路电流的承受能力，对于高频SMPS尤其如此。瞬间短路电流的产生通常是由于驱动电平脉冲的上升或下降过程太长，或者传输延时过大，瞬间短路电流会显着降低电源的效率，是MOSFET发热的原因之一。
  - ❑ 估算结区温度：一般来说，即使源极/漏极电压超过绝对的最大额定值，功率MOSFET也很少发生击穿。功率MOSFET的击穿电压(BVDSS)具备正向的温度系数。因此，温度越高，击穿器件所需的电压越高。在许多情况下，功率MOSFET工作时的环境温度超过25℃，其结区温度会因能量耗散而升至高于环境温度。
  - ❑ 当击穿真正发生时，漏极电流会大得多，而击穿电压甚至比实际值还要高。在实际应用中，真正的击穿电压会是额定低电流击穿电压值的1.3倍。
  - ❑ 尽管非正常的过压尖峰不会导致器件击穿，但为了确保器件的可靠性，功率MOSFET的结区温度应当保持于规定的最大结区温度以下。不过在很多应用中，功率MOSFET中的能量是以脉冲方式耗散，而不是直流方式。当功率脉冲施加于器件上时，结区温度峰值会随峰值功率和脉冲宽度而变化。



- 
- 有时输入电压并不是一个固定值，它会随着时间或者其他因素而变动。这个变动导致PWM电路提供给MOSFET管的驱动电压是不稳定的。为了让MOSFET管在高gate电压下安全，很多MOSFET管内置了稳压管强行限制gate电压的幅值。在这种情况下，当提供的驱动电压超过稳压管的电压，就会引起较大的静态功耗。同时，如果简单的用电阻分压的原理降低gate电压，就会出现输入电压比较高的时候，MOS管工作良好，而输入电压降低的时候gate电压不足，引起导通不够彻底，从而增加功耗。

- 
- 采样电阻及其他元器件最好选用1%并且温度系数比较小的(例如绕线电阻), 这样可以减小温度对输出电流的影响;
  - 如果对电流精度和温度变化有更高的要求, 建议使用康铜或锰铜四端专用电流采样电阻。

# 提高驱动电路效率

□ 驱动电路 CL6804在系统设计中，如何提高整机效率是具挑战性的。根据方案一电路，电路中除了芯片的固定消耗外，主要有 5 个元件会影响效率，它们是整流二极管、功率MOS 管、续流二极管、电感和降压电阻。

## □ 1. CL6804本身的损耗

从CL6804 数据手册和测试得到工作电压是 18V，工作电流是9mA。  
芯片的功耗为

$$P_{IC} = I \times V = 9 \times 10^{-3} \times 18 = 0.162W$$

## 2. 输入整流二极管的损耗

交流市电端的整流电路采用桥式二极管整流电路，1N4007 的正向管压降是 0.7V，当驱动 24个串接的12并 LED 时，流过整流二极管的电流是 100mA,计算整流电路的损耗为

$$P_D = 4 \times V_F \times I_{IN} = 4 \times 0.7 \times 0.1 = 0.28W$$

要减小整流电路的损耗，可选用正向压降更小的高压肖特基二极管，功耗能减小40%。

### 3. MOS 管的损耗

功率MOS管上的耗散功率由导通时的PMOS(ON)和高频开关损耗PMOS(SW)两部分组成，导通损耗的表达式为：

$$PMOS(ON) = I_o^2 \times RDS (ON) \times D$$

式中 $I_o$ 是LED的工作电流， $RDS(ON)$ 是MOS管的导通电阻， $D$ 是占空比。设流过LED的电流是350mA，MOS管4N60的 $RDS=2$ ，占空比 $D=0.45$ ，它的导通损耗为0.11W；

开关损耗的表达式为：

$$PMOS(SW) = 0.5V_{IN} (DC) \times I_o (Tr+TF) \times FS + Q_{GATE} \times V_{GS} \times FS$$

式中 $V_{IN} (DC)$  交流市电整流后的电压，即电路的输入电压， $Tr$ 和 $TF$  是MOS管开启和关闭所需的时间， $FS$ 是MOS管的开关频率， $Q_{Gate}$  是MOS管的栅源极之间的电荷， $V_{GS}$ 是栅极开关电压。

如果选用 4N60，从数据手册查得 $Tr=25ns$ ， $TF =25ns$ ， $C_{gs}=270pf$ ，CL6804驱动电压 $V_{GS} =12V$ ，开关频率设定在 60KHz，开关损耗约为0.15W；

从上面的公式可以看出，MOS管的导通损耗与工作电流的平方成正比，与导通电阻和占空比成正比，采用多串少并的小电流方式，选择导通电阻小的MOS管能有效减小导通损耗。开关损耗与开关频率成正比，实验证明在几千赫到几十千赫频率下，开关损耗比导通损耗小，随着频率的提高，开关损耗急剧增加，在100KHz以上，开关损耗会超过导通损耗。

---

## □ 4. 高频续流二极管的损耗

当MOS管导通时，续流二极管被反向偏置，处于关断状态。损耗很小。当MOS管关断时二极管续流，它产生的功耗为：

$$P_{\text{Diode}} = V_D \times I_O \times (1-D)$$

式中 $V_D$ 是二极管的正向压降，其值与流过二极管的电流有关，肖特基二极管的正向压降在0.3V~0.5V之间，快速恢复二极管0.65V~1.0V之间。BYV26D在350毫安时的正向压降0.79V，设 $D=0.45$ ，BYV26D产生的功耗为0.152W

- 从式中看出续流二极管的损耗似乎与正向压降有关，但实际上在频率高于100KHz时，肖特基二极管的损耗会超过快速恢复二极管。目前虽然有反向耐压高于600V的肖特基二极管，但价廉物美的快速恢复二极管仍是高频高压续流应用的首选器件。从公式还可以看出二极管的损耗随着占空比增大而减小，这与MOS开关的情况相反。

## □ 5. 电感的损耗

电感在这里起能量储存和转换作用，日光灯中电路工作在电流连续模式，电感上一直有电流流过，电感的损耗不容忽视，电感损耗有铁损和铜损两部分，铜损是绕制导线的电阻和流过电阻的电流产生的，铁损是磁芯材料的磁滞和涡流产生的，对一般的电感来说，铜损大于铁损，电感损耗表示为：

$$P_{\text{Ind}} = I_0^2 \times R_{\text{cu}} + v \times f_s \times \gamma$$

- 式中 $R_{\text{cu}}$ 是绕线电阻， $\gamma$ 是与磁性材料有关的系数， $v$ 是磁芯的体积， $f_s$ 是开关频率。第一个因子是铜损，铜损与电流的平方成正比，当电流确定后就与绕线电阻成正比。第二个因子是铁损，铁损与体积和开关频率成正比。
- 选用的电感是 $2.2\mu\text{H}$ ，电阻 $0.69$ ， $\gamma = 0.27$ ， $v = 3.15 \times 10^{-6}$ ，计算电感的损耗约为  $0.154\text{W}$
- 在电路中较大的电感对提高恒流精度和减小流过 LED 的电流纹波有利，但数值大的电感线圈匝数多，铜损也大，选择电感要在效率和性能指标上取折中。

## 6. 降压电阻的损耗

设输入交流电源电压是 220V，整流和滤波后的空载电压是  $1.4 \times 220V$ ，有载电压是  $1.2 \times 220V$ 。分压电阻上的压降有 264V，虽然只流过 9 毫安的电流，但它的耗散功率是

$$P_R = U_R \times I_R = 0.009 \times 264 \approx 2.3 \text{ W}$$

## 7. 采样电阻的损耗

采样电阻  $R_S$  上的损耗与流过的电流有关，其值为：

$$P_{RS} = V_{RS}^2 / R$$

- R 设定通常小于 1 欧姆，这部分损耗是很小的，可以忽略不计。

---

□ 综合上述，驱动电路的总损耗为

□ 
$$P = P_{IC} + P_D + P_{MOS(ON)} + P_{MOS(SW)} + P_{Diode} + P_{Ind} + P_R$$
$$= 0.162 + 0.28 + 0.11 + 0.15 + 0.152 + 0.154 + 2.3 = 3.3W$$



# PCB布线设计指南

---

- 细致的PCB布线对获得低开关损耗和稳定性的工作状态至关重要，尽可能的使用多层板以便更好地抑制噪声干扰。大电流地回路、输入旁路电容地线和输出电容地线采用单点连接（即：星形接地方式），进一步降低接地噪声。正常工作状态下一般有两个大电流回路：一个是，MOSFET导通回路，由IN→电感→LED→MOSFET→检测电阻→GND；另一个是，电感→LED→续流二极管。为了降低噪声干扰，每个回路的面积应尽可能的小。