

DW091 Application Note 1

主要针对交流市电输入、20mALED 组成的 1W~5W 照明驱动方案

DW091 基于峰值电流检测技术，外围电路拓展灵活，可满足用户各种 LED 照明驱动要求。本文 AN1 主要介绍了 1~5W 的 LED 照明应用，用户可以参考 AN1 的介绍，自行设计不同功率的非隔离/高效率的照明驱动。

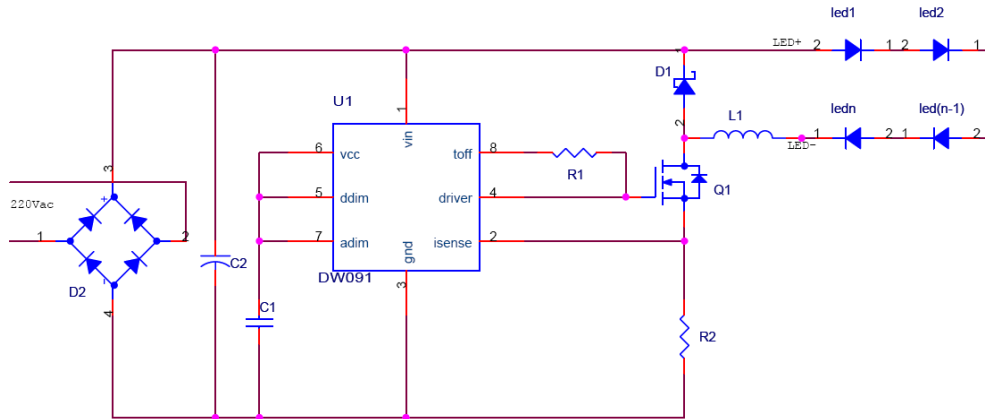


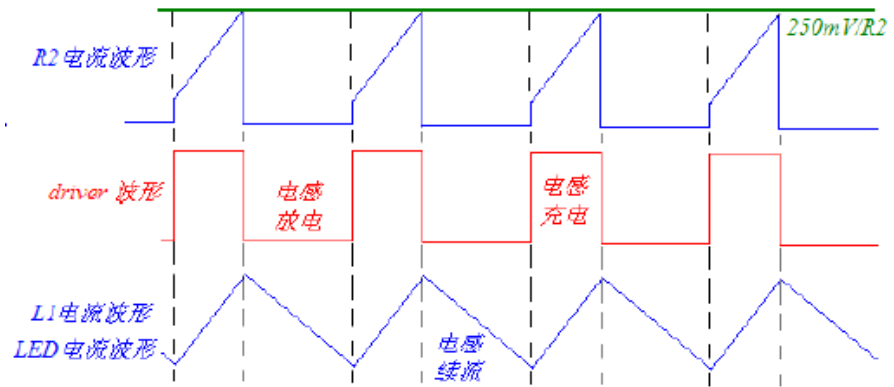
图 1 220Vac 供电的 1~5WLED 驱动典型应用电路

图 1 为 DW091 典型驱动电路的简化形式。经过整流桥后面的电源(Dirty DC)直接对 DW091 供电，产生芯片所需要的 7.5V 电源。Driver 输出逻辑信号控制 Q1 的关断和开启，其逻辑高电平为 vcc 电压，关断的时间由 R1 决定，即 $T_{off} = (R1[k\Omega] + 22)/25[\mu s]$ 。D1 为快恢复二极管，做 LED 的续流用。R2 为 L1 峰值电流检测电阻，L1 为储能电感，led1~ledn 为 20mA 的 LED 灯负载。

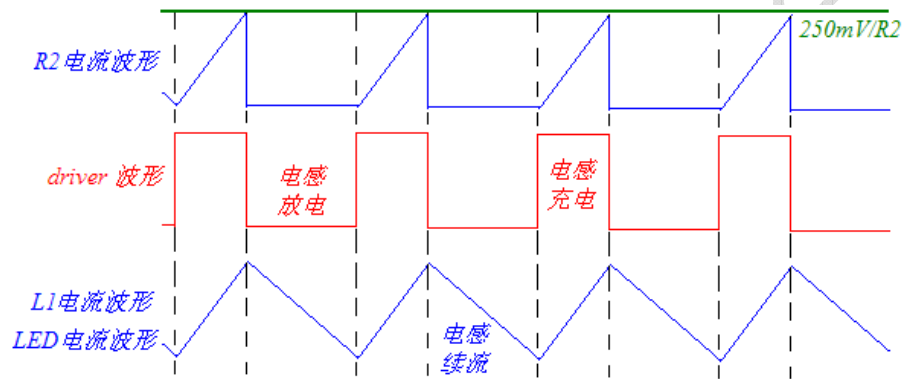
上电时，电源对 L 充电，电流上升，当 isense 电压上升到 250mV 时，driver 输出低电平关断 Q1。经过 toff 时间，driver 输出高电平，重复前面的过程。从这个分析可以看出，Q1 导通时，L1 充电，电源通过 LED 负载、L1、Q1、R2 到 gnd；Q1 关断时，L1 放电，L1 存储的能量流过 D1 和 LED 负载。

根据电感电流是否连续可以分成如下三种模式，见图 2。

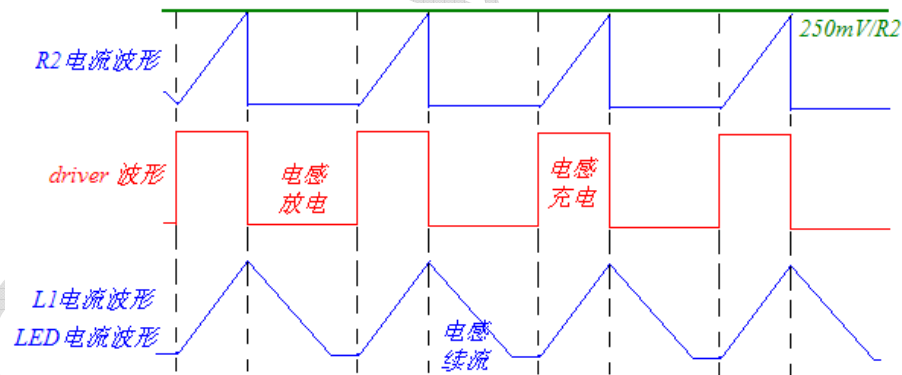
这三种工作模式各有优缺点，用户必须根据实际情况进行选用。a 模式电流变化范围小，具有较小的磁滞损耗，一般工作频率较高，功率管的开关损耗大，电源电压变化对应的电流精度高；c 模式电流变化大，具有较大的磁滞损耗，一般工作频率较低，功率管的开关损耗小，电源电压变化对应的电流精度低；b 模式介于这两种模式之间，同时具有这两种模式的优缺点。对应市电应用的场合，负载功率高时，建议选用 a 模式，负载功率适中可选用 b 模式，负载功率低则可选用 c 模式。



a 电感电流连续模式



b 电感电流临界模式



c 电感电流断流模式

图2 电感工作模式

对于 a、b 两种模式，根据电感电流和电压的公式 $u=Ldi/dt$ ，当 Q1 关断时，L1 两端的电压近似为负载电压 V_{led} ，即对于可知的放电时间有 $di=u*dt/L=u*Toff/L$ ，则电感或者负载的平均电流 I_{avg} 为 $I_{max}-di/2=250mV/R2- u*Toff/2L$ 为常数，和电源电压无关（当然，考虑到系统的传输延迟， I_{avg} 会有很小程度的变化，这种变化对 LED 照明完全可以忽略）。对于 c 模式，显然不具有这个优点。

1 电路参数选择:

AN1 主要针对小功率 LED 组成的负载，总功率在 1W~5W，所以建议使用 b 或者 c 模式，这里我们选择 c 模式。下面分析各个器件参数的选择。

1.1 工作频率:

对于市电供电系统，推荐工作频率一般在 30KHz 左右，频率太高，增加功率管的散热成本，频率太低，有可能落入 20KHz 以内，人耳有可能听到变压器或者电感的震动声/蜂鸣声/啸叫声。

1.2 电感 L1:

如果确定工作频率为 30KHz，则可以确定电感的饱和电流和电感量的关系，计算如下：

设 R2 设置的最大峰值电流为 I_{max} ，则每次开关过程传递的能量为 $E1 = 1/2 * I * I * L = 1/2 * I_{max} * I_{max} * L$ ，1s 内传递的能量为 $E = E1 * 30K$ ，即为 LED 负载功率（假设为 3W），故 $(1/2) * I_{max} * I_{max} * L * 30K = 3W * (1/2)$ ，故 $I_{max} * I_{max} * L = 0.1mW$ 。为了留有一定余度，一般希望电感饱和电流为 $1.5I_{max}$ ，对于相同体积的电感，电感量越大，饱和电流越小，用户必须在这两个量之间进行取舍。用户可以选择电感量为 1.25mH，体积为 10*12 的工型电感，该电感饱和电流大于 600mA。当 $L = 1.25mH$ 时，对应 I_{max} 电流为 283mA，小于 $600mA / 1.5 = 400mA$ ，工作在安全区域。

有很多用户不知道怎么判断电感或者变压器是否工作在饱和状态，下面介绍一各简单的判定方法：

用示波器测试 isense 对 gnd 的波形，必须先处理仪器设备共地问题（切记切记，不要用未隔离的示波器直接测量该点波形，否则要么驱动板烧掉，要么示波器烧毁，麻烦麻烦！），见图 3，如果 isense 的波形如蓝色所示，即为一条斜率固定的斜线时，电感或变压器工作在未饱和状态；如果 isense 的波形如褐色所示，即未一条上翘的曲线时，电感或变压器工作在饱和状态，此时 isense 的峰值电压远远大于设置的 250mV/R2 电压。

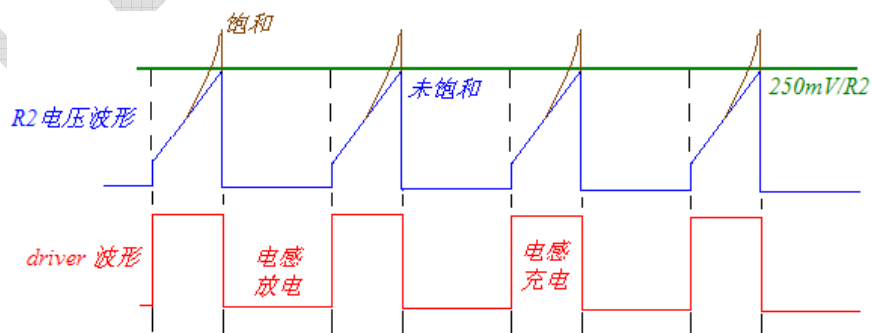


图 3 通过 isense 波形判断电感是否饱和示意图

当电感或者变压器处于饱和状态时，MOS 管发热严重，电感发热严重，系统电效率直线下降，严

重有可能导致器件热击穿，所以一定不要让器件工作在饱和状态。

1.3 负载:

对于 3W 的 LED 负载，按照 60mW 一个 LED 灯计算，共需要 50 个 LED 灯。为了保证 LED 的寿命，建议每个 LED 灯的电流小于 20mA，故可以用 52 个 LED 灯组出 3W 的负载，这样每个 LED 灯流过的电流为 19.2mA。220Vac 的市电经过整流后的电压约在 250V~300V，52 个 LED 灯串联电压为 156V，远远低于电源电压 250V，可以按照 52 个 LED 串联的方式作为负载。但考虑到这种连接方式不能用在 110Vac 的电源系统，所以作个折中，52 个 LED 负载分成 26 串 2 并（每两个并联然后再串联），即负载电压为 78V，负载电流为 39.4mA。

1.4 Toff 电阻 R1:

当频率为 30KHz 时， $T=33\mu s$ 。充电时电感两端压降为 $250V-78V=172V\sim 300V-78V=222V$ ，取平均值为 197V，则电感充电时间为 $T_{on}=di*L/u=283mA*1.25mH/197V=1.8\mu s$ ， $T_{off}\approx 31.2\mu s$ 。根据 $T_{off}=(R1[k\Omega]+22)/25[\mu s]$ ， $R1=758Kohm$ ，可取 750Kohm。

1.5 isense 电阻 R2:

确定了 $I_{max}=283mA$ ，即可定下 R2 的阻值， $R2=250mV/283mA=0.87ohm$ 。考虑到 DW091 传输 delay 将会导致 isense peak 电压高于 250mV（经验值一般为 265mV，可取 $R2=265mV/283mA=0.94ohm$ 。（如果启用芯片 adim 脚进行电流线性调节，则需要将 R2 故意取小点儿。）

1.6 功率管 Q1:

Q1 流过的最大电流为 283mA，平均电流为 $283mA*2.5\mu s/(2*33\mu s)=11mA$ ，可以选用 1N60，封装为 TO-92。

1.7 快恢复二极管:

可选用 MUR160。

2 实际应用电路

上面分析了图 1 所示电路的各核心器件参数的计算和选择，图 4 在图 1 的基础上（根据调试结果适当修改了参数）增加了一些保护器件，下面简要的分析一下增加的各个器件的作用。

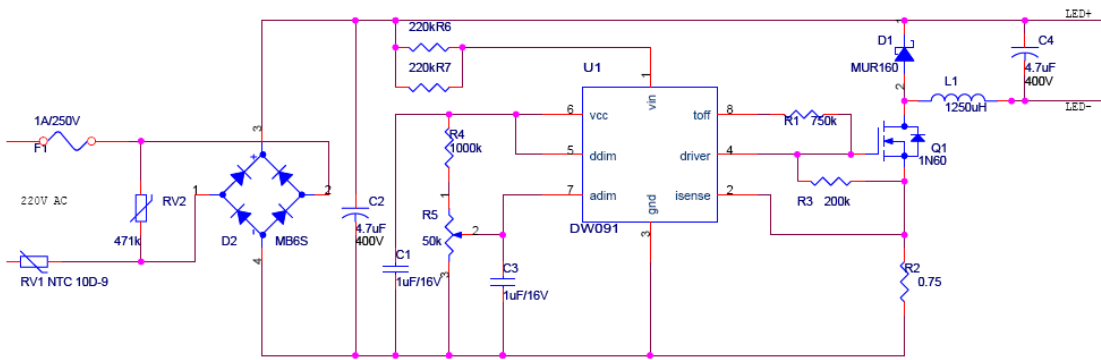


图 4 220Vac 供电的 3WLED 驱动电路

2.1 保险丝 F1:

任何驱动电路，都不宜缺少保险丝，以保证驱动电路的发生异常时不至于扩散到电源或电网。

2.2 负温度系数电阻 RV1:

上电时，C2 两端的电压为 0，如果此时电网为较大电压差，将会产生很大的冲激电流，有可能损坏电容或者整流桥。必须在充电通路上增加一个限流电阻，显然负温度系数电阻 RV1 是最佳选择，上电时，RV1 温度低，阻值大，上电结束后，RV1 流过电流，产生一定的温度，电阻变小。用户可以选用 NTC10D-9，常温对应的电阻为 10ohm，这样最大的冲激电流被限定在 30mA，即使是由 4 个 M7 构成的整流桥，其安全性也可以得到保障。

2.3 压敏电阻 RV2:

对一些不太干净的电网，有可能产生高压冲激电压，这个电压有可能耦合到驱动电路内部，损害器件，必须增加保护器件以吸收电网的冲激电压。RV2 主要起这个作用，当电压突然增加时，RV2 变小，流过 RV2 的电流变化，可以吸收大部分冲激电压能量。

2.4 分压电阻 R6/R7:

增加 R6/R7 有两个作用，一个是为了降低 DW091 的温度，一个是为了降低 Vin 脚的电压，防止电网的瞬时冲激电压耦合到 Vin 脚击穿芯片。

由于 DW091 内部采用了特殊的高压稳压电压调制器(High voltage regulator)，串联 R6/R7 不会降低或引入额外的功率消耗，所以用户不用担心。

为了防止上电时的过充电压，R6/R7 最好选用 1/4W 以上的电阻。对于其他负载，用户可以改变 R6/R7 的阻值，以使 vin 点电压不低于 50V 为宜。

2.5 R4/R5/C3:

增加这三个器件主要为了解决两个问题：

a: 为了解决电源模块量产时的所有器件的一致性(元器件公差)，如电感一致性等，可变电阻的

线性微调可以保证大批量生产时所有 LED 负载流过相同的电流；

b: 增加了软启动。根据图 4 中的参数计算 $\tau = RC = 50K * 1\mu = 50ms$ ，这个软启动时间可以阻值上电过程中 LED 灯电流的剧烈上升，保护 LED 灯。

2.6 R3:

为了保护 Q1 和 LED 负载，当 DW091 失效异常时时，R3 连通了 Q1 的源极和栅极，自动关闭 Q1，保护了 LED 灯串负载。

DW091 内置欠压闭锁电路，上电过程中不用担心 driver 输出高电平。

2.7 C4:

为了提高系统的效率，DW091 选择了较高的峰值电流和较低的频率，所以导致了 LED 的电流变化较大，这将会影响 LED 的使用寿命。所以增加了 C4，C4 对系统效率的影响基本可以忽略。这样用户可以在调试时，优先考虑提高系统的效率。

C4 也可以在一定程度上防止电网的冲激电压对 LED 的损害。

3 注意事项:

3.1 关键信号的测量:

用户在调试时必须测量以下几个波形:

a: driver 波形，确认占空比是否异常，一般来说，driver 的占空比只能在较小的范围变化，如果过大，建议检查 vcc 电压波形；

b: vcc 波形，电路工作正常时，vcc 波形为 7.5V，无抖动，否则，电路工作异常；

c: isense 波形，通过 isense 波形可以判断电感是否工作在非饱和区，具体见图 3 分析；

d: vin 电压波形，改变 R6/R7 波形以确保 vin 在所有电源电压范围内超过 50V，否则 vcc 可能异常；

e: LED 电流的 ripple，修改 C4 的值以保证电流 ripple 在 $\pm 15\%$ 以内。具体测量方法有两种，即串联一个电阻在 LED 回路上直接测量电阻两端的电压，或者用一个可以测量电流变化的万用表直接测量；

3.2 示波器的正确使用:

示波器的地一般和电网大地共在一起，而上面提及的所有测量点都和大地不共地，所以测量时一定要注意电隔离。

3.3 测量所有器件的温度:

用温度计测量所有器件的温度，温度应该控制在 40 度以内（室温 25 度时），否则需要调整器件参数。温度高时对应的效率也比较低。根据图 4 的参数可以得到系统的总体效率为 85% 左右，如果效率偏差较大，一定是某个器件发热严重，测量温度后，可以有针对性的修改电路参数。

3.4 PCB 画法:

1~5W 的驱动模组尺寸一般比较小，PCB 上的器件和走线都分布较密，这有可能会在使用过程中出现问题，布板时必须小心谨慎。

- a: 高压和低压之间的走线间距要预留够，推荐 >1mm 以上；
- b: 芯片的地线要和 R2 的地线分开，防止大信号干扰小信号；
- c: 大电流信号线的宽度要够，推荐 1mm 以上；
- d: 器件的摆放要合理，如 C2 和整流桥之间不能接任何器件；
- e: Q1 的三个极的连线尽可能的短，特别是漏端到 D1 正极之间的距离要短。

3.5 PFC:

为了提高效率，降低成本，对于由 20mA LED 灯组成的 1W~5W 负载，可以不用考虑 PFC。对于更高功率的负载，如 20W 左右的负载可以考虑增加 3D-2C 的被动式 PFC 调整电路(填谷)，这样功率因数可以提高到 85%~90% 之间。

3.6 其他:

图 4 采用了基于峰值电流检测的 buck 电路结构，自身具有过流保护和过压保护，用户可以不用额外增加保护电路。

图 4 属于电流型驱动，输出电压由 LED 负载决定，空载时，led+ 和 led- 两端的电压差约为 300V 左右，这属于正常现象。

最后需要强调的是：实践出真知！----理论只是指导设计方向，具体的应用个案设计全在于自己动手试验，认真体会总结。而硬件工程师之间的差别，正是体现在这些细微之处！

为了支持各位同仁实际动手实践，Chipwiser 公司免费提供 DW091 芯片样片，需要的同仁请发邮件到: service@chipwiser.com，邮件中应先说明一下自己工作单位/地址、应用产品设计需求(要用 DW091 做什么产品)、是否需要芯片原厂技术支持等，我们会尽力提供帮助。

也欢迎各位工程师来信讨论交流，互相学习，共同进步！

芯博世纪公司的官方网址: www.chipwiser.com

