

# 大功率 LED 驱动电路研究

北京良业照明工程有限公司 钟金元

**内容摘要：** 论文提出了几种有代表性的实用 LED 驱动电路方案，并对每一种驱动电路的工作原理，优缺点及适用范围进行了较详尽的论述。对 LED 用户合理选用驱动电路有一定的指导作用。

论文并附电压系数计算表、LED 恒流驱动器型谱图、恒流驱动器性能对比表、恒流驱动器接线图等图表 4 张。

## 一、概述

LED 是一种节能、环保、小尺寸、快速、多色彩、长寿命的新型光源。近年来国内许多厂家都在积极研发 LED 新型灯具。但是一个不容忽视的事实是与 LED 灯配套的驱动器却没有及时跟上来，驱动电路性能不佳，故障率高，成了 LED 推广应用的瓶颈，其中还有许多技术问题需要研究解决。

接触过 LED 的人都知道：由于 LED 正向伏安特性非常陡（正向动态电阻非常小），要给 LED 供电就比较困难。不能像普通白炽灯一样，直接用电压源供电，否则电压波动稍增，电流就会增大到将 LED 烧毁的程度。为了稳住 LED 的工作电流，保证 LED 能正常可靠地工作，各种各样的 LED 驱动电路就应运而生。最简单的是串联一只镇流电阻，而复杂的是用许多电子元件构成的“恒流驱动器”。

近两年来，我公司为解决研发 LED 灯的需要，广开思路对各种可能有使用价值的 LED 驱动电路，从简单到复杂，从小功率到大功率，从直流到交流，全面深入地进行了试验研究，从中提炼出了几种有代表性的驱动电路方案，经试用效果良好。下面逐一介绍，与同行作一次交流。

## 二、镇流电阻方案

此方案的原理电路图见图 1。

这是一种极其简单，自 LED 面世以

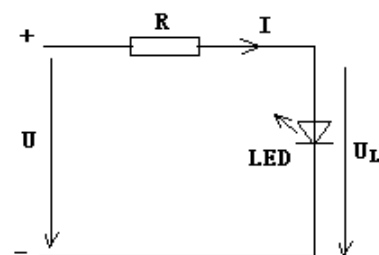


图 1

来至今还一直在用的经典电路。

LED 工作电流  $I$  按下式计算：

$$I = \frac{U - U_L}{R} \quad (1)$$

$I$  与镇流电阻  $R$  成反比；当电源电压  $U$  上升时， $R$  能限制  $I$  的过量增长，使  $I$  不超出 LED 的允许范围。

此电路的优点是简单，成本低；缺点是电流稳定度不高；电阻发热消耗功率，导致用电效率低，仅适用于小功率 LED 范围。

一般资料提供的镇流电阻  $R$  的计算公式是：
$$R = \frac{U - U_L}{I} \quad (2)$$

按此公式计算出的  $R$  值仅满足了一个条件：工作电流  $I$ 。而对驱动电路另两个重要的性能指标：电流稳定度和用电效率，则全然没有顾及。因此用它设计出的电路，性能没有保证。

笔者摸索出一种新的设计计算方法，取名叫“电压系数法”。它是从电流稳定度和用电效率的要求出发，再计算出镇流电阻  $R$  和电源电压  $U$  的值。这样设计出来的电路，就能满足三个条件：电流稳定度  $\frac{\Delta I}{I}$ ；用电效率  $\eta$  和工作电流  $I$ 。

电压系数法的内容如下：（公式中用到的符号见图 1）

首先建立电压系数定义：
$$K = \frac{U}{U_L} \quad (3) \quad (\text{电源电压与 LED 工作电压之比}) ;$$

根据原始公式 (1)，经数学推导（过程省略）可得下列计算公式：

电流稳定度 
$$\frac{\Delta I}{I} = \left( \frac{K}{K-1} \right) \frac{\Delta U}{U} \quad (\%) \quad (4) \quad (\text{假定 } \Delta U_L \approx 0);$$

用电效率 
$$\eta = \frac{100}{K} \quad (\%) \quad (5);$$

镇流电阻 
$$R = (K-1) \frac{U_L}{I} \quad (\Omega) \quad (6);$$

电源电压 
$$U = K U_L \quad (V) \quad (7)$$

为简化计算，电流稳定度与用电效率两项的计算结果，已做成电压系数 ( $K$ )

计算表（见附表 1）。据选定的 K 值，可快速查出对应的  $\frac{\Delta I}{I}$  和  $\eta$  值。从表中数据看出：随着 K 值的增加，电流稳定度增加，但用电效率则下降。因此设计选取 K 值时，应兼顾这两者的不同要求，取一个折中值。

电压系数法设计举例：

已知：LED 参数  $U_L=9V$   $I=20\text{ mA}$ ；开关稳压电源供电， $\frac{\Delta U}{U}$  较小，按  $< 5\%$  考虑。

取  $K=1.3$ （查电压系数计算表： $\frac{\Delta I}{I}=21.7\%$   $\eta=76.9\%$ ）

按（6）式：镇流电阻  $R=(1.3-1)\frac{9}{0.02}=135\ \Omega$ ；取  $150\ \Omega$

按（7）式：电源电压  $U=11.7\text{ V}$  取  $12\text{ V}$

电压系数法的核心是正确选择 K 值，笔者建议：用稳压电源供电，K 值取  $1.3\sim 1.4$ ；而电源电压波动较大的条件下，K 值取  $1.5\sim 1.6$ 。

在实际应用中，单只小功率 LED 仅能做信号灯。要想做成 LED 灯具，有时要用到几十甚至数百只超高亮度小功率 LED，才能达到使用的要求。

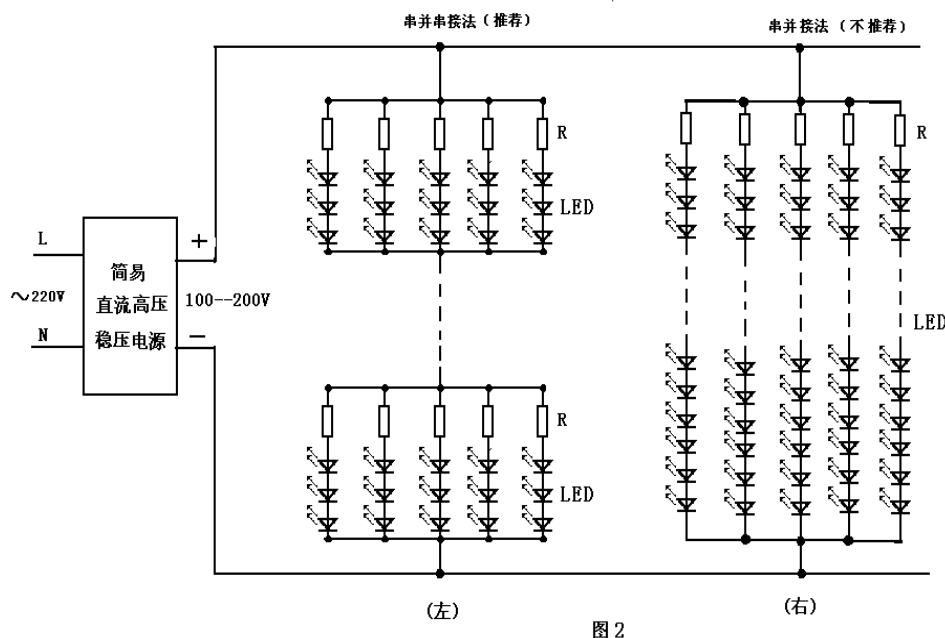


图 2

为便于供电（高电压、小电流）或最好直接由市电  $\sim 220\text{ V}$  供电，通常将许多 LED 串联后，再串一只镇流电阻组成一条支路，最后将若干条支路并联起来

构成整个灯具电路（见图 2 右），这种接法简称为“串并”接法。此接法有一个明显的缺点是支路中的任一只 LED 断路时，该支路所有 LED 都不亮，故障影响面大。

一种经改进的“串并串”接法对这问题解决得较好（见图 2 左）。所谓“串并串”是先用少量 LED 串联再串镇流电阻组成一条支路，再将若干条支路并联组成“支路组”，最后将若干“支路组”再串联构成整个灯具电路。此种接法不仅缩小了断一只 LED 的故障影响面，而且将镇流电阻化整为零，将几只大功率电阻变成几十只小功率电阻，由集中安装变成分散安装，这样既利于电阻散热，又可以将灯具设计得更紧凑。根据经验：支路串联 LED 数不宜多，一般取 3—6 只；支路并联数不宜少，至少应大于 5 条。这样当 1 条支路断路时，其余 4 条支路电流都将增加 25%，因此在选定 LED 正常工作电流时要留出过载余量。

### 三、镇流电容方案

此方案的原理电路见图 3。

电路的工作是基于在交流电路中，电容存在容抗  $X_C$  也有镇流作用的原理。

另外电容消耗无功功率，不发热；而电阻则消耗有功功率，会转化为热能耗散掉，所以镇流电容比镇流电阻，能节省一部分电能，并能设计成将 LED 灯直接接到市电  $\sim 220V$  上，使用更为方便。

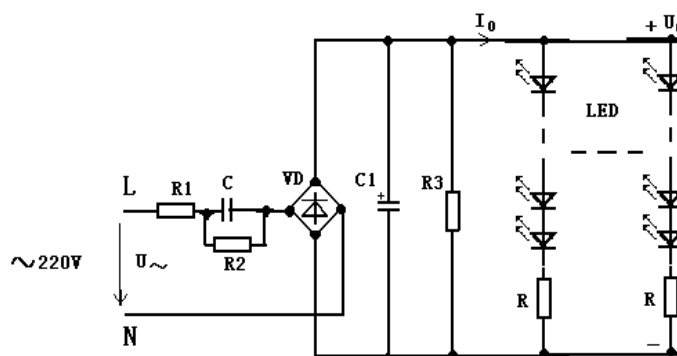


图 3

此方案的优点是简单，成本低，供电方便；缺点是电流稳定度不高，效率也不高。仅适用于小功率 LED 范围。当 LED 的数量较多，串联后 LED 支路电压较高

的场合更为适用。

电路设计计算：

直流输出电压  $U_0$  和支路镇流电阻 R：可按“电压系数法”的公式 (7) 和公式 (6) 计算。

$$\text{直流输出电流： } I_0 = NI \times 0.8 \quad (\text{N—支路数；0.8—安全系数}) \quad (8)$$

$$\text{镇流电容容抗： } X_C = \frac{U_{\sim} - U_0}{I_0} \quad (\Omega) \quad (9) \quad (\text{近似估算})$$

$$\text{电容： } C = \frac{10^6}{2\pi f X_C} \quad (\mu F) \quad (10) \quad (\text{近似估算})$$

因电路输入侧是交流，输出侧经整流滤波成直流，很难计算。公式 (10) 计算出的 C 值精度很低，只能作为参考值，准确值只有通过试验来确定。

电容 C1 起滤波作用，这点非常重要。如果取消它，用示波器从 R 两端观察到 LED 将会承受很高的尖峰电流，威胁 LED 的使用安全。有了它可降低电流

的峰值，提高平均值。C1 的值也是通过实验来确定：使峰值系数  $K_M = \frac{I_M}{I_{CP}}$

(峰值与平均值之比) 控制在 1.2~1.3 比较合适。

电阻 R1 是为限制合闸冲击电流而设置的，其值不宜大。

电阻 R2、R3 是电容 C、C1 的放电电阻。保证断电后，电容 C、C1 存储的电荷能迅速泄放掉，避免触及遭电击。

#### 四、线性恒流驱动电路

上面已经提到电阻、电容镇流电路的缺点是电流稳定度低 ( $\Delta I/I$  达  $\pm 20\sim 50\%$ )，用电效率也低 (约  $50\sim 70\%$ )，仅适用于小功率 LED 灯。

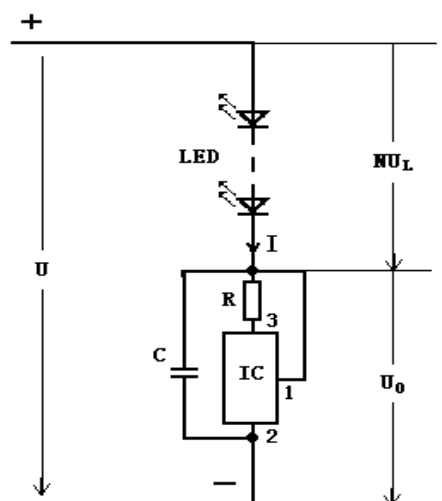
为满足中、大功率 LED 灯的供电需要，利用电子技术常见的电流负反馈原理，设计出许多恒流驱动电路。像直流恒压电源一样，按其调整管是工作在线性，还是开关状态，恒流驱动电路也分成两类：线性恒流驱动电路和开关恒流驱动电路。

图 4 是最简单的两端线性恒流驱动电路。它借用三端集成稳压器 LM337 组成恒流电路，外围仅用两个元件：电流取样电阻 R 和抗干扰消振电容 C。

恒流值 I 由 R 值来确定：

$$I = \frac{1.25}{R} \quad (11)$$

1.25 V 是 LM337 的基准电压。反过来，根据所要求的恒流值 I，可计算电流取样电阻： $R = \frac{1.25}{I}$  (12)



IC-LM337  
R- 3.6 Ω 1W  
C-0.1 μF 100V

#### 设计说明：

1. 工作电流 0.35 A，工作压差 4-8V；
2. 驱动器内置灯体内，借用灯体散热。
3. 工作时发热，一定要保证 散热良好。

图4

LM337 最大输出电流可达 1.5 A，工作压差  $\leq 40V$ ，稳流精度高，可达  $\pm 1\sim 2\%$ ，内部设有过流、过热保护，使用安全可靠。

LM337 工作在线性状态，其功率损耗  $P=U_0 I$ ，在恒流值 I 已定的情况下，

只有降低工作压差  $U_0$  才能降低功耗。合适的工作压差选择在 4~8V 范围。低于 3V 将不恒流了。

线性恒流驱动电路一般与直流开关稳压电源配合使用。电源稳压值按下式计算： $U = NU_L + U_0$  (13)

N—LED 串联个数；

$U_L$ —单只 LED 正向工作电压；

$U_0$ —恒流驱动电路额定工作压差，一般取 6V 计算。

$$\text{用电效率 } \eta = \frac{NU_L}{U} = \frac{NU_L}{NU_L + U_0} \quad (14)$$

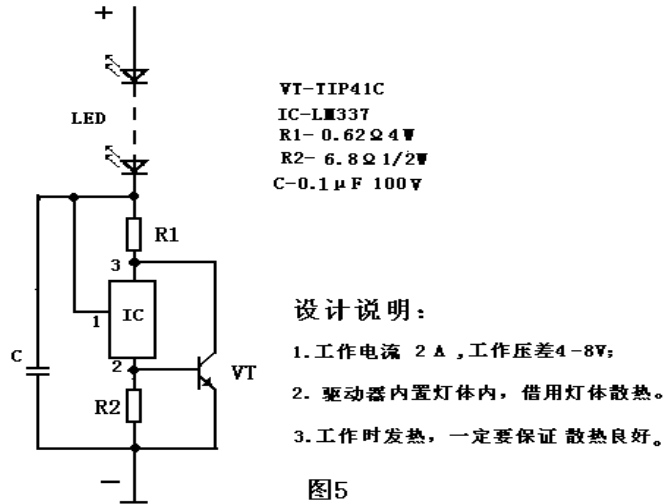
分析上式：降低  $U_0$  及增加 N，提高电源电压，才能提高效率。

如果直流电源采用负极接地(接机壳)，集成块 LM337 可直接安装在机壳上，

散热效果更好。

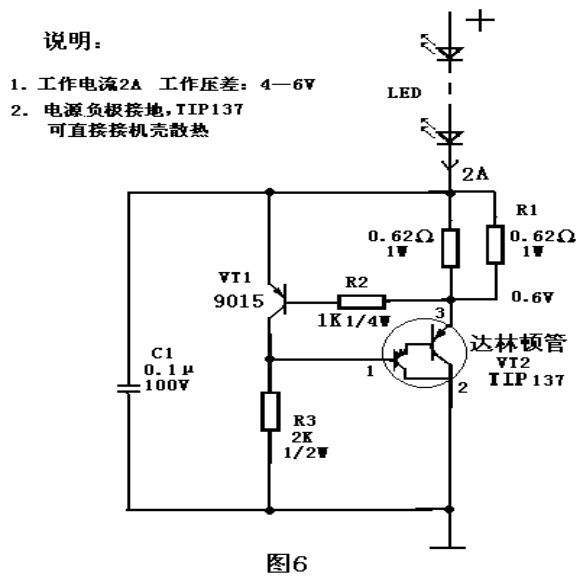
LM337 最大输出电流 1.5 A, 为了得到比它更大的恒流值, 可以有三种办法:

1. 将现有恒流电路多个并联使用, 总恒流值等于各分路恒流值之和;
2. 在现有恒流电路的基础上, 再增加一级电流放大 (R2、VT) 如图 5。



3. 采用专门设计的大电流恒流驱动电路如图 6。

大电流恒流驱动电路结构也很简单, 仅由 6 只电子元件组成: 三极管 VT1、VT2; 电阻 R1、R2、R3 和电容 C1。为了得到较高的电流放大倍数和较大的输出电流, 调整管 VT2 采用了达林顿管 TIP137 (8A, 100V, 70W)。



电流取样电阻 R1 的值, 可根据所要求的恒流值 I 来计算:

$$R1 = \frac{U_{be}}{I} \quad (15) \quad U_{be} \text{ — 三极管 VT1 发射结电压, 约 } 0.6V。$$

电路工作原理也很简单: 当因电源电压上升或 LED 负载减少导致输出电流 I





占空比  $D$  的大小, 来稳定输出。它们的区别是取样电路不同: 开关稳压电源是输出电压取样, 通过电压负反馈, 稳定输出电压; 而开关恒流电源是输出电流取样, 通过电流负反馈, 稳定输出电流。

接在 VT1 集电极上的高频变压器 T 有 3 组绕组: N1—初级绕组、N2—反馈绕组、N3—次级绕组, 各绕组同名端在图中已标出。磁芯采用软磁铁氧体材料 (R2KB), 为防止 N1 通过单向工作电流 (包含有较大的直流分量), 使磁芯饱和, 磁路中必须加上 0.05~0.15mm 的空气隙。

电路的具体工作过程是这样的: 接通 6V 电源, 通过 R2 给 VT2 提供小量的基极电流, 经 VT2 放大后, 再输入 VT1 基极, 使 VT1 进入放大区。当 VT1 进入放大区后, 在 N1 与 N2 强正反馈作用下, VT1 很快进入自激开关振荡状态。振荡频率高达 50~100KHZ。在 VT1 饱和导通期间, 6V 电压全部加到 N1 上, N1 上的感应电势是上+下-, N3 上的感应电势是上一下+, 接在 N3 上的二极管 VD3 是截止的。此时 N1 就像一只电感接到 6V 电源上, 其线圈电流随时间增长, 电能逐渐转化成磁能存储在磁芯中。在 VT1 截止关断期间, 感应电势反向, 接在 N3 上的二极管 VD3 导通。N3 通过 VD3 给电容 C3 充电, 将磁能转化为电能, 存储到滤波电容 C3 中。C3 两端电压经反复充电后迅速上升, 将 LED 灯点亮。同时 LED 工作电流在取样电阻 R9 上产生压降, 当此压降增大到大于 VT3 (占空比控制管) 的发射结压降  $U_{be}$  (约 0.6V) 时, 通过 R8 给 VT3 基极提供负反馈电流, 经 VT3 放大, 其集电极电流增大, 使 VT3 对 VT2 基极电流的旁路作用加大, 也即使 VT1 的导通时间缩短, 截止时间增长, 占空比  $D$  减小, N1 储能减少, C3 储能也减少, C3 两端电压下降, 抑制了 LED 工作电流的继续增长, 依靠电流负反馈作用, 维持在一个稳定值。

恒流值的计算公式:

$$I = \frac{U_{be}}{R9} \quad (16)$$

因发射结压降  $U_{be}$  随温度上升而下降, 即具有负温度系数特性, 所以导致恒流值也随温度上升而下降, 这对防止 LED 工作过热, 延长使用寿命有好处。

另外恒流驱动电路的输出发生短路或开路是可能的。为保证使用安全, 设置短路保护和开路过压保护是必需的。

#### 1. 短路保护:

输出短路时, 电阻 R9 仍能对短路电流取样, 所以不用增加任何元件, 利用原有电流负反馈作用, 就能将短路电流限制在正常恒流值上。

#### 2. 开路过压保护:

输出开路时, 电阻 R9 没有电流流过, 电流负反馈不起作用, 占空比失控, 输出电压会升高到危险的程度, 使电路元件发生大面积击穿损害。在输出端加接电阻 R7 和稳压管 VDw 引入电压负反馈后, 就能起到过压保护作用, 将过压值限制在 VDw 的击穿值上。因正常工作时输出电压低于 VDw 的击穿电压, 所以电压负反馈不起作用, 不会影响正常恒流工作。

### b. 由 IC 构成的开关恒流驱动电路

下面再介绍一种由集成电路 MC34063A 构成的它激开关恒流电路。它的内部结构框图见图 8。

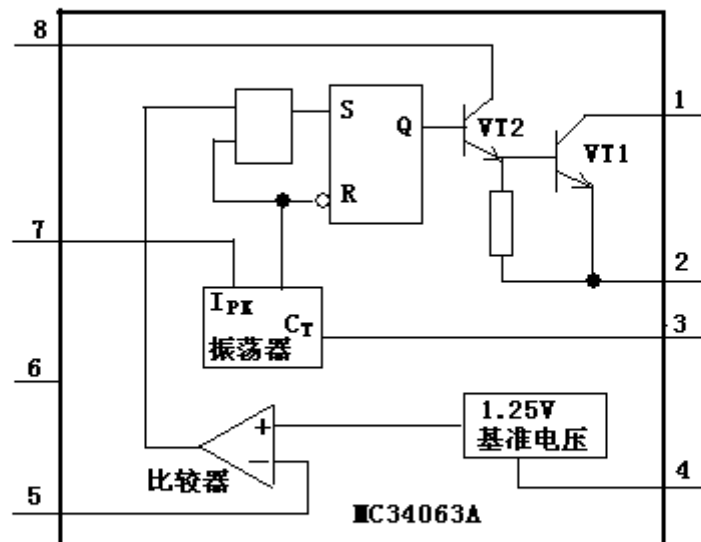


图8 内部框图

其中包含有占空比控制单元电路：1.25V 基准电压、误差比较器、振荡器、RS 触发器等，还包含有驱动管 VT2 和输出开关管 VT1。在它的外围接上高频变压器 T 及少量电子元件就构成如图 9 所示，将 6V 电源升压至 12V 0.3A 的开关恒流电路。图中  $R_{SC}$  为限流电阻，它检测开关管 VT1 流过的电流，使 VT1 的电流不超过 1.5A。R1 为驱动管 VT2 的集电极电阻。 $C_T$  是振荡器定时电容，选用 470P 时，开关频率约 70KHZ。DV1、R2、C2 构成过压吸收电路，在 VT1 关断瞬间，将在 VT1 集电极上所产生的反冲电压尖峰（下+上一）吸收掉，防止 VT1 被击穿。同时串接在次级绕组 N2 上的 DV2、C3 完成整流滤波作用，并给 LED 供电。R5 是电流取样电阻，当 LED 工作电流在其上产生的压降等于 1.25V 时，占空比受控，输出电流就进入恒流状态。

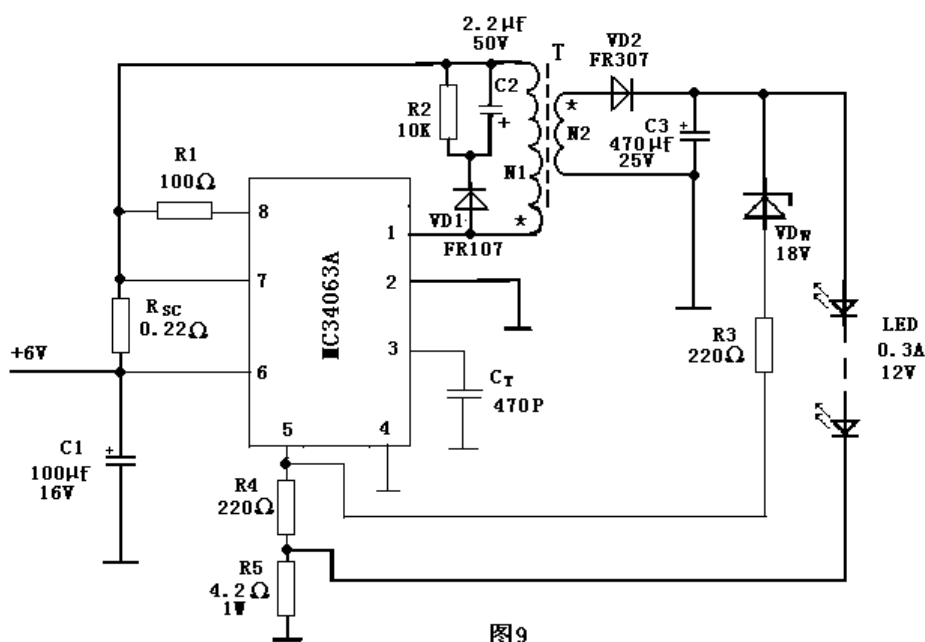


图9

恒流值计算公式：
$$I = \frac{1.25}{R5} \quad (17)$$

本电路的输出短路保护和开路过压保护与图 7 电路类同：利用 R5 电流取样，抑制短路电流；利用 VD<sub>w</sub> 击穿后，R4+R5 电压取样，抑制开路过电压。

MC34063A 的输入电压范围为 3~40V，既可构成升压电路，也可构成降压电路，如有必要，还可外接开关管扩大输出电流和功率。使用灵活方便。

### B. 交流 220V 开关恒流驱动电路

上面介绍的都是直流低压开关恒流电路。它适用于干电池、蓄电池、开关稳压电源供电的场合。如果能直接用市电~220V 给 LED 灯供电，那是最方便不过了。要实现这一点，需解决降压、整流、变换效率、较小的体积、较低的成本、还有安全隔离等一系列问题。单片集成开关电路 TOPSwitch 系列产品几乎全面满足了上述要求，应属首选方案。

由单片集成开关电路 TOP224Y 构成的输入~220V，输出恒流 0.4A 输出电压 10~32V 的开关恒流电路，如图 10 所示。

TOP224Y 是三端器件（见图 11）。从外表看，它像一只普通的功率三极管，但看一下它的内部结构框图（见图 12），就会发现内部电路异常复杂，它把开关电源所必需的 PWM 控制器、100KHZ 高频振荡器、高压启动偏置电路、误差放大器及过流、过热保护等，还有功率开关管 MOSFET 都集成在一起了。外围元件减至最少，这样大大地简化了开关电源的设计和制作。

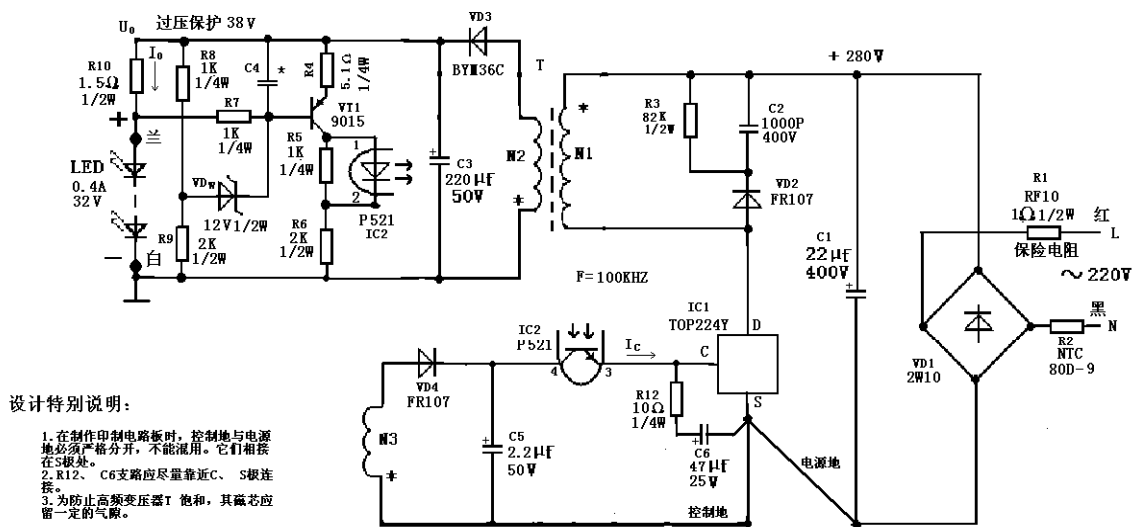


图10

它的三个端子分别叫控制极 C、源极 S、漏极 D。三个极都是一极多用。

控制极 C 的作用:

1. 利用反馈控制 电

流  $I_C$  的大小来调

节输出开关管的占

空比 D (见图 13)。

从图看出  $I_C$  增大,

D 减小; 反之,  $I_C$  减

小, D 增大。

2. 与内部并联调整器/误差放大器相连, 能为芯片提供正常工作所需偏流。

3. 作为电源旁路、自动重新启动和补偿电容的连接点。

漏极 D 的作用:

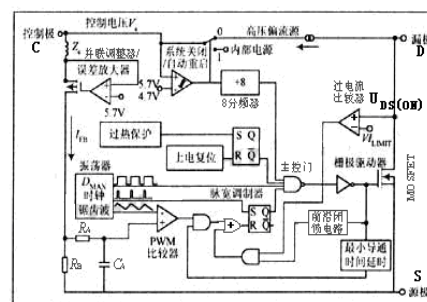


图12 TOPSwitch II 功能框图

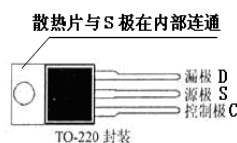


图11 TOPSwitch II 封装形式

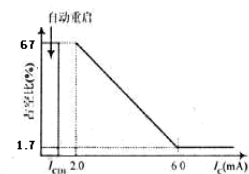


图13 MOSFET 输出脉冲的占空比与控制极电流的关系

1. 与片内功率开关管的漏极相连。
2. 在启动期间，高压电流源经过内部开关给内部电路提供偏置电流。
3. 它还是内部功率开关管工作电流的检测点。

源极 S 的作用：

1. 与片内功率开关管的源极相连，作为高压电源返回端。
2. 作为一次侧控制电路的公共地和基准点。

图 10 所示电路是典型的单端反激式开关电路，工作频率已内部设定为 100KHZ。工作过程：~220V 经电阻 R1、R2，整流桥 VD1 整流，电容 C1 滤波，在 C1 两端建立起约 280V 的直流高压作为本电路的实际电源。这里说一下几个阻容元件的作用：R1 为 RF10 型保险电阻。在电路发生短路时将被烧断起短路保护作用；R2 为 NTC 型负温度系数热敏电阻，起限制合闸冲击电流的作用。在接通电源初，在常温下，它有较大的电阻值能将合闸电流限制在允许值。随着工作电流的流过，其温度逐渐上升，阻值下降至某一较小的稳定值，正常功耗不大，对电路正常工作无不良影响。VD2、R3、C2 组成漏极过电压吸收电路，用以限制在关断瞬间高频变压器漏感所产生的尖峰电压，保护功率 MOSFET 不被损坏。C6 为控制端旁路电容，它能对控制回路进行补偿并设定自动重新启动频率。当  $C6=47\mu F$  时，自动重新启动频率为  $1.2H_z$ 。正常工作时，控制电压  $U_c$  的典型值为 5.7V。

本电路的恒流作用同样依靠电流负反馈原理：R10 是电流取样电阻。VT1 是误差放大器，其发射结压降  $U_{eb}$ （约 0.6V）还充当基准电压的角色。当输出电压  $U_0 \uparrow$  或 LED 压降  $U_L \downarrow \rightarrow$  LED 电流  $I_0 \uparrow \rightarrow U_{R10} \uparrow > U_{eb} \rightarrow$  VT1/ $I_b \uparrow \rightarrow$  VT1/ $I_c \uparrow \rightarrow$  光耦/发光二极管  $I_F \uparrow \rightarrow$  光耦/接收管  $I_E \uparrow \rightarrow$  IC1/控制端电流  $I_c \uparrow \rightarrow$  IC1/占空比  $D \downarrow \rightarrow$  输出电压  $U_0 \downarrow \rightarrow$  LED 电流  $I_0 \downarrow$ ，从而实现了恒流目的。反之亦然。

$$\text{输出恒流计算公式： } I_0 = \frac{0.6}{R_{10}} \quad (18)$$

本电路的开路过压保护作用同样依靠电压负反馈原理：输出电压  $U_0$  经电阻 R8、R9 分压，当  $VD_w$  击穿后，给 VT1 提供反馈基极电流，后面的过程与恒流时一样，最终将输出电压限制在设定值上。

本电路的短路保护作用不能像图 7、图 9 电路那样借用恒流作用来实现。因为输出短路时，输出电压和反馈电压都很低，使 VT1 和光耦 IC2 失去了工作能力。好在，片内设置有过流保护，可起短路保护作用。

本电路有过热保护：当芯片结温  $T_j > 135^\circ C$  时，自动关断输出级。

笔者在调试本电路的过程中，曾经历多次失败，并且找不出原因。故障表现是：输出电流不稳；开关振荡也不稳，不起振或常打振，无法工作。

检查电路元件参数又与原理电路图相符，首先怀疑到 TOP224Y 质量有问题，换了一块新的，故障依旧。后将电路元件参数作大范围的变化再试，也未见好的效果。正当寸步难行时，突然想到故障不在原理上，可能就在接线工艺上：是否控制地与电源地没有严格分开（混用），导致电源大电流通过公共地线所形成的压降对控制端产生了干扰？后按以下规范去做：

1. 在试验接线及制作印制电路板时，控制地与电源地必须严格分开，不能混用，仅允许它们在 S 极点上相连接。

2. 控制极旁路支路 R12、C6 应尽可能靠近 C、S 极连接。

再一试，全部故障现象消失，难题迎刃而解，试验获得成功。这两条经验教训值得记取，是一笔终生受益的财富。

为验证电路的恒流效果，实测如下数据：

**输出恒流特性实测数据：**

电源电压 负载 (~V) LED (V)	150V	180V	220V	250V
1 串 (11.4V)	0.43A	0.43A	0.44A	0.44A
2 串 (20.5V)	0.42A	0.42A	0.42A	0.42A
3 串 (31.5V)	0.41A	0.41A	0.41A	0.41A
空载	38.7V	38.8V	38.8V	38.8V

从表中数据可见：

在宽输入电压范围（150~250V）和宽 LED 负载变化范围（1~3LED 串联，输出电压范围 11.4~31.5V）条件下，输出电流的变化很小，为 0.41~0.44A，恒流精度达±5%，完全能满足 LED 的供电要求。

另外由于芯片采用 CMOS 电路，本身功耗很低，电源效率可达 80% 以上，有很好的应用前景。

## 六、LED 驱动器使用中应注意的问题

### 1. LED 降容使用。

LED 的使用寿命号称 5 万小时，但实际使用发现远小于此值。究其原因之一是散热条件达不到要求，造成 LED 工作结温过高（>90℃）。为降低温度，提高发光效率，延长使用寿命可采取两项措施：改进散热器；将 LED 工作电流降至 0.7~0.8 额定值来使用。工作电流减小后，光通量虽有下降，但不明显，可能是从发光效率提高，得到了补偿所至。

### 2. 使用线性恒流驱动器，特别注意其工作压差。

正常的工作压差为 4~8V，<3V 时电流减小将退出恒流区；>8V 时恒流正常，但恒流驱动器损耗增加，发热严重，既降低了效率，又可能损坏恒流驱动器。合适的工作压差，只能按公式（14），对电源电压

和 LED 负载电压作严格匹配来实现。电路装好通电后，一定要对工作电压作一次实际检测。

**3. 隔离式开关恒流驱动器次级输出电源不宜悬空，负极应接地。**

如图 14 所示。

恒流驱动器初级工作在高频（100KHZ）高压（500~600V）状态，相当于一个强干扰源。此干扰源通过高频变压器初、次级绕组之间的分布电容  $C_0$  作

用到整个次级回路，使其对地可产生数十伏的共模电压。此电压也是 LED 要承受的对地电压，有可能造成 LED 对地击穿损坏。当将次级电源负极接地后，共模电压被地线短接消失为零，LED 对地击穿的问题就不存在了。

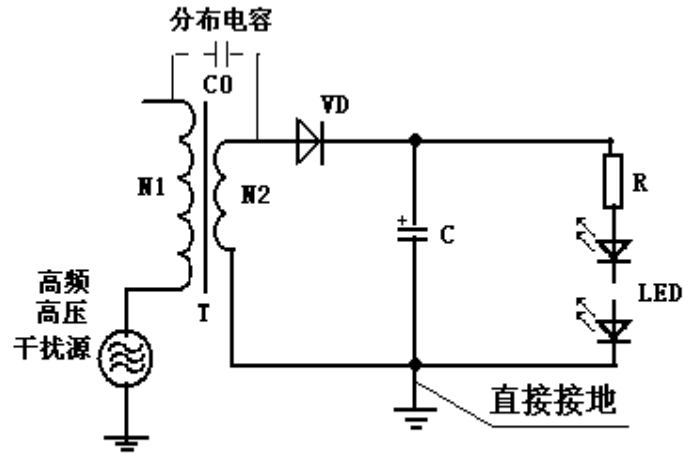


图 14

**4. 对开关恒流驱动器，要严格遵守：先接好 LED 灯，再接通驱动器电源的操作顺序。**

如果相反操作，在接通 LED 灯瞬间，将会有极大的冲击电流通过 LED 灯，威胁 LED 灯的使用安全。

现以图 10 电路为例，对此冲击电流值作一下计算，并对其产生原因作一次分析。相关电路见图 15。

在驱动器空载的情况下，接通~220V 电源，此时开路过电压保护起作用，将输出电压  $U_0$  维持在

设定值（38.8V），输出电容 C3 两端的电压也是此值。也即 C3 已经储存了一定的能量（ $W = \frac{1}{2} C_3 U_0^2$ ）。

在模拟开关 S 接通瞬间，C3 将通过 R10、LED 放电。放电初瞬，产生的冲击电流最大值用下式计算：

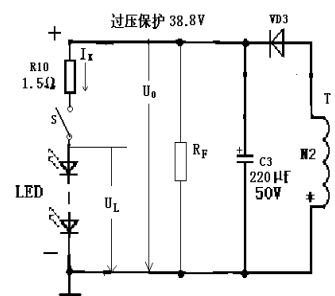


图 15

$$I_K = \frac{U_0 - U_L}{R_{10}} \quad (19)$$

本例中：  $U_0=38.8V$   $U_L=11.4\sim 31.5V$   $R_{10}=1.5\Omega$   $I_0=0.4A$

计算结果如右表：

从数据可见：

当 LED 1~3 只

串联， $U_L$  在

11.4~31.5V 变

化的条件下，冲

击电流  $I_K$  变化

范围为 18.3~

4.9A，冲击电

流比  $I_K/I_0$  ( $I_0$

为额定工作电

流) 达 45.7~

12.3 倍。如此

巨大的冲击电流，

尽管作用时间短，

但对 LED 灯的伤害

无疑是致命的。

也许有人会问：

电流取样电阻  $R_{10}$

已串联在放电回路

内，为什么起不到

限流作用呢？应该

说，电流负反馈还

是在起作用，它使

出了极限控制能

力将输出开关管关

断，即占空比  $D=0$ ，

完全停止了给  $C_3$

充电，至于  $C_3$  在

过电压保护时已经

冲击放电电流计算表

LED	$I_K$ (A)	$I_K / I_0$
1 串 11.4 V	18.3	45.7
2 串 20.5 V	12.2	30.5
3 串 31.5 V	4.9	12.3
短路	25.9	64.8

巨大的冲击电流，尽管作用时间短，但对 LED 灯的伤害无疑是致命的。

也许有人会问：电流取样电阻  $R_{10}$  已串联在放电回路内，为什么起不到限流作用呢？应该说，电流负反馈还是在起作用，它使出了极限控制能力将输出开关管关断，即占空比  $D=0$ ，完全停止了给  $C_3$  充电，至于  $C_3$  在过电压保护时已经存储的能量的放电，它的确控制不了了。 $C_3$  放电时， $R_{10}$  仅起一只镇流电阻的作用，又因其阻值很小，镇流作用有限，放电冲击电流必然会很大。设想一下，如果 LED 灯回路某处接触不实，时通时断，在冲击电流的反复作用下，LED 必损无疑。

至此，造成 LED 灯使用中存在严重的安全隐患的原因已明白：是现用的开路过电压保护方案有缺陷，它仅考虑了恒流驱动器自身安全需要，将开路电压限制在略高于最高工作电压之上。而对 LED 灯在此条件下，接上去，输出电容  $C_3$  的放电是否会对 LED 灯造成伤害，全然没有顾及。目前从图书资料介绍的电路和国内开关恒流驱动器生产厂家的产品看，过压保护方案都存在这个问题。更严重者甚至  $C_3$  的放电电阻  $R_F$  都不加，造成恒流驱动器断电后，几十分钟仍有电压输出，对检修人员及仪表都有危险。

笔者的想法：目前开关恒流驱动器有严重缺陷的过电压保护方案必须改正。理想的方案应该是对驱动器和对 LED 都是安全的：开路发生后，当输出电压上升到过电压设定值时，控制电路应马上动作，将输出电压扑灭至接近于零， $C_3$  储能很少，对谁都安全了。此方案笔者正在探索研究中。



## 参考文献

1. 薛永毅 王淑英 何希才. 新型电源电路应用实例. 北京: 电子工业出版社, 2002.
2. 曲学基 王增福 曲敬铠. 稳定电源实用电路选编. 北京: 电子工业出版社, 2003.
3. 沙占友 王彦朋 周万珍. 单片开关电源最新应用技术. 北京: 机械工业出版社, 2006.

2006-8-17 完稿