

基于 TNY279 的大功率 LED 驱动电源电路设计

LED 光源作为一种新型绿色光源，由于其具有耗电量低、寿命长、反应速度快、高效节能等优点，已被越来越广泛的应用。在同样亮度下，LED 光源耗电量仅为普通白炽灯的十分之一，而寿命却可以延长 100 倍。但其寿命很大程度上决定于驱动电源，因此一种可靠的、转换效率高的、寿命长的 LED 驱动电源对于 LED 光源至关重要。

本文设计了一种 LED 光源驱动电路，介绍了设计原理和方法，采用电压和电流双环反馈，能够输出恒定的电压和电流，并且具有开环保护负载的功能，能有效提高 LED 光源的使用寿命。

1 芯片介绍

本设计采用 TNY279 电源芯片作为开关电源的控制芯片，TNY279 电源芯片在一个器件上集成了一个 700V 高压 MOSFET 开关和一个电源控制器，与普通的 PWM 控制器不同，它使用简单的开/关控制方式来稳定输出电压。控制器包括一个振荡器、使能电路、限流状态调节器、5.8V 稳压器、欠电压即过电压电路、限流选择电路、过热保护、电流限流保护、前沿消隐电路。该芯片具有自动重启、自动调整开关周期导通时间及频率抖动等功能。

2 电路的工作原理分析

电源的核心部分采用反激式变换器，结构简单，易于实现。整体设计电路图如图 1。

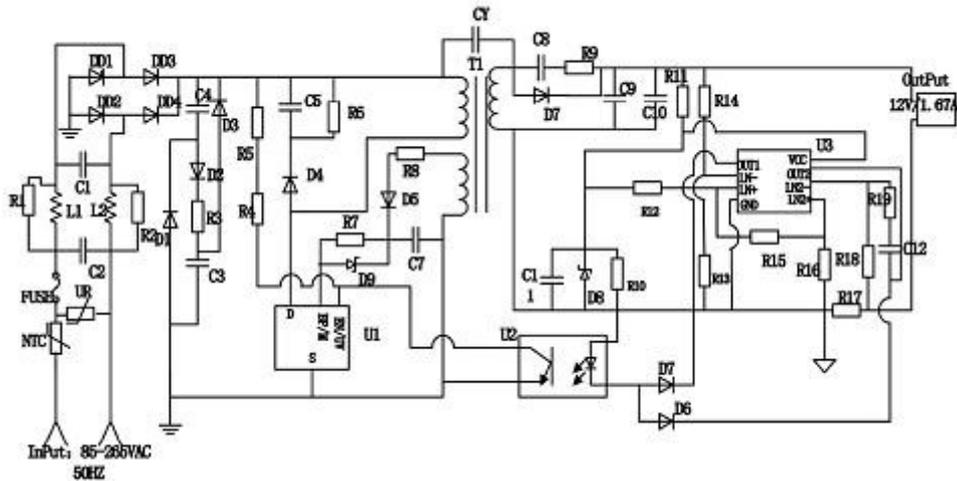


图 1 电源整体设计电路

2.1 输入整流滤波电路

考虑到成本、体积等因素，改善谐波采用无源功率因数校正电路，主要是通过改善输入整流滤波电容的导通角方式来实现。具体方法是在交流进线端和整流桥之间串联电感，如图 1 所示 C1、C2、L1、L2 组成一个 π 型电磁干扰滤波器，并使用填谷电路填平电路，减小总谐波失真。填谷电路由 D1、D2、D3、C3、C4、R3 组成，限制 50Hz 交流电流的 3 次谐波和 5 次谐波。

经整流及滤波的直流输入电压被加到 T1 的初级绕组上。U1 (TNY279) 中集成的 MOSFET 驱动变压器初级的另一侧。二极管 D4、C5、R6 组成钳位电路，将漏极的漏感关断电压尖峰控制在安全值范围以内。齐纳二极管箝位及并联 RC 的结合使用不但优化了 EMI，而且更有效率。

2.2 高频变压器设计

TNY279 完全可以自供电的，但是使用偏置绕组，可以实现输出过压保护，在反馈出现开环故障时能够保护负载，有效地减少对 LED 光源的产生的损害，在本设计中采用偏置绕组，如图 1，同时可由更低的偏置电压向芯片供电，抑制了内部高压电流源供电，在空载时功耗可降低到 40mW 以下。Y 电容可降低电磁干扰。

2.3 反馈电路设计

次级采用恒流恒压双环控制。NCS1002 是一款恒流恒压次级端控制器。

如图 2 所示，它的内部集成了一个 2.5V 的基准和两个高精度的运放。

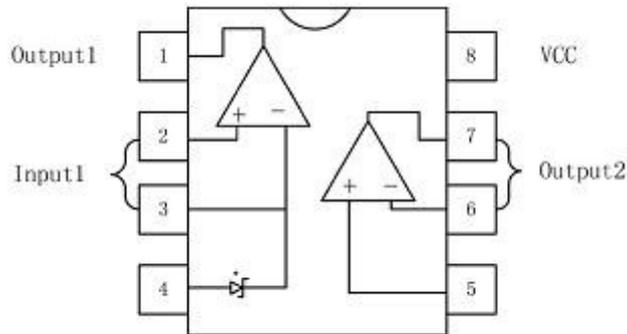


图 2 NCS1002 芯片内部结构

电压基准和运放 1 是电压控制环路的核心。运放 2 则是一个独立运放，用于电流控制。在本设计中，电压控制环路用于保证输出电压的稳定，电流反馈控制环路检测 LED 平均电流，即电路中 R17 上的电流，将其转换成电压和 2.5V 基准比较，并将误差反馈到 TNY279 中来调整导通。

具体的工作原理是：NCS1002 调节输出的电压值，当输出电压超过设定电压值时，电流流向光耦 LED，从而下拉光耦中晶体管的电流。当电流超过 TNY279 的使能引脚的阈值电流时，将抑制下一个周期，当下降的电压小于反馈阈值时，会使能一个开关周期，通过调节使能周期的数量，对输出电压进行调节，同样，当通过检测到 R16 上的电流即输出电流大于设定的值时，电流通过另一个二极管下拉光耦 LED 中晶体管的电流，达到抑制 TNY279 的下一个周期的目的，当输出电流小于设定电流时会使能一个开关周期，通过这样的反馈调节机制，能使得输出的电压和电流都处于稳定的状态。

当反馈电路出现故障时，即在开环故障时，偏置电压超过 D9 与旁路/多功能引脚电压时，电流流向 BP/M 引脚。当此电流超过 ISD（关断电流）时 TNY279 的内部锁存关断电路将被激活，从而保护负载。由于使用了偏置绕组将电流送入 BP/M 引脚，抑制了内部高电压电流源，这样的连接方式将 265VAC 输入时的空载功耗降低到 40mW 有效的降低功耗。

3 电路的参数

3.1 输入输出参数

输入电压 (AC) : 85~265 V

频率: 50Hz

输出电压: 12V

输出电流: 1.67A

输出功率: 20W

3.2 变压器参数计算

在最低电网电压为 85V 时, 最小的直流输入电压 V_{MIN} , 可通过下式计算:

$$V_{MIN} = \sqrt{V_{ACMIN,PK}^2 - \frac{2 \times W_{IN}}{C}}$$

式中, $V_{ACMIN, PK}$ 是最小输入电压的峰值, W_{IN} 是电容的放电能量, 其中:

$$V_{ACMIN, PK} = V_{ACMIN} \times \sqrt{2}$$

放电能量 W_{IN} 等于需要的峰值输出功率 P_{OPK} 和放电时间 $\frac{1}{2}T_L$ 的乘积:

$$W_{IN} = \frac{P_{OPK}}{\eta} \times \left(\frac{T_L}{2} - t_c \right)$$

式中, t_c 为整流二极管的导通时间, 假设为 3 ms, T_L 为 20 ms, η 为转换效率。计算得 V_{IN} 大约为 88 V。在设计变压器时, 考虑到开关电源在整个范围内其磁通是不连续的。在最小输入电压时的最大占空比为 $D_{MAX} = 0.5$ 。

初级感应电动势 R_V 是通过初级线圈的次级电压的感应值, 可以由下式

计算：

$$V_R = \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \times (V_{MIN} - V_{DS})$$

V_{DS} 可以忽略，则 V_R=88V。

初级电流的最大峰值 I_{PKMAX} 和最大输出功率 P_{OMAX} 成正比：

$$I_{PKMAX} = \frac{2 \times P_{OMAX}}{\eta \times V_{MIN} \times D_{MAX}}$$

可计算得 I_{PKMAX} = 1.16A。

初级电感 L1 的计算。初级电感可以由回扫变压器的能量方程确定：

$$L1 = \frac{2 \times P_{OMAX}}{\eta \times I_{PKMAX}^2 \times f}$$

开关频率大约 132 kHz，所以计算得 L1 = 891 μH。

在不连续模式下，磁芯最大磁通密度通常受磁芯损耗的限制，为了使磁芯损耗保持在可接受的范围内，对于本设计采用 EF25 的磁芯，选择 B_{MAX}=0.4 特斯拉来计算初级线圈的匝数 N1。

$$N1 = \frac{L1 \times I_{PKMAX}}{B_{MAX} \times A_{MIN}}$$

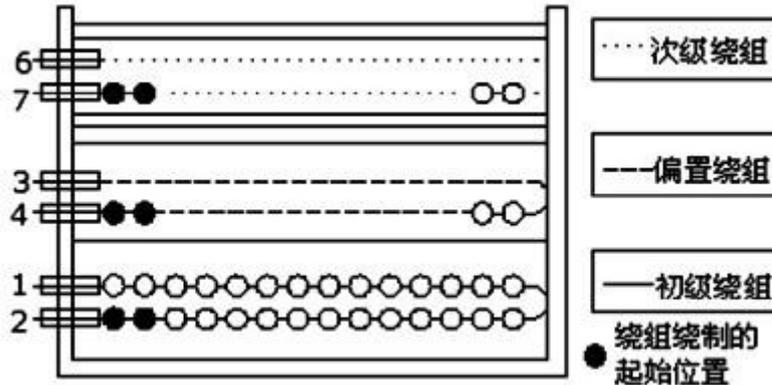
式中，A_{MIN} 是磁芯的最小横截面积。对于 EF25，A_{MIN} = 52.5 mm²，
N1 = 85。

同样根据设计要求计算得：

次级 N2 = 8，采用两个并联绕组；偏置绕组 N3 = 9，采用两个并联绕组。

3.3 变压器的绕制

如图 3 所示是变压的初级、次级和偏置绕组的绕制示意图。



初级绕组以引脚 2 作为起始引脚，绕 85 圈（x1 线），在 2 层中从左向右。在第 1 层结束时，继续从右向左绕下一层。在最后一层上，使绕组均匀分布在骨架上。以引脚 1 作为结束引脚，添加 1 层胶带以进行绝缘。

偏置绕组以引脚 4 作为起始引脚，绕 9 圈（x 2 线）。沿与初级绕组相同的旋转方向进行绕制。使绕组均匀分布在骨架上。以引脚 3 作为结束引脚，添加 3 层胶带以进行绝缘。

次级绕组以引脚 7 作为起始引脚，绕 8 圈（x 2 线）。使绕组均匀分布在骨架上。沿与初级绕组相同的旋转方向进行绕制。以引脚 6 作为结束引脚，添加 2 层胶带以进行绝缘。

4 结论

设计了一种基于 TNY279 的大功率 LED 驱动电源电路，分析了其工作原理和设计方法，反馈环节采用恒压恒流双环的设计，保证输出电压和输出电流的恒定，同时在开环故障下能够自动关闭，保护负载，有效的减少了对 LED 光源的损害，提高 LED 的使用寿命。同时转换效率也在 83% 以上，并满足国际标准中对谐波含量的要求。经验证电路能够输出预期的效果。