LED 驱动电源单极 PFC 反激式开关电源的设计

[日期：2012-01-11] 作者:Billy.chen

因为环境能源要求，在越来越多的电子产品使用的电源要求越来越高，特别是 LED 驱动电源要求在 5W 以上的产品都要求高功率因素，低谐波，高效率，但是因为又有体积和成本的考量，传统的 PFC+PWM 的方式电路复杂，成本高昂，因此在小功率（65W 左右）的应用场合一般会选用单极 PFC 的方式应用，特别是在 T5，T8 等 LED 驱动电源得到广泛的应用，并成为目前的主流应用方案。

目前市面上的 PFC 有很多，下面以市面上得到广泛应用的 LD7591 及其升级版本 LD7830,主要用 LD7830 来做说明介绍。

一　介绍:

LD7830 是一款具有功率因素校正功能的 LED 驱动芯片，它通过电压模式控制来稳定输出且实现高功率因素(PF)与低总谐波失真(THD)特性。LD7830 能在宽输入电压范围内应用，且保持极低的总谐波失真。LD7830 具备丰富的保护功能，如输出过压保护(OVP)，输出短路保护(SCP)，芯片内置过温保护(OTP)，Vcc 过压保护，开环保护等保护功能令 LED 驱动电源系统工作起来更加安全可靠。LD7830 在 LD7591 的基础上增加了高压启动，OLP 保护功能和软启动功能，使系统的待机功耗更低至 0.3W 以下,同时短路保护更加可靠。

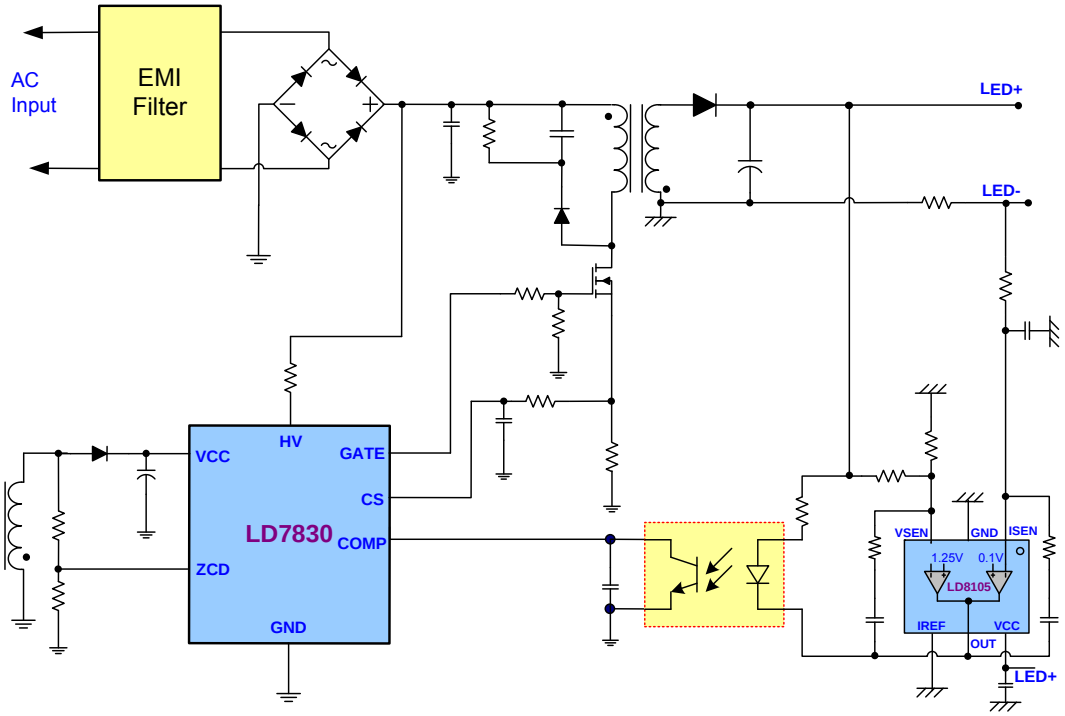
二　LD7830 特点:

内置 500V 高压启动电路
高 PFC 功能控制器
高效过渡模式控制
宽范围 UVLO (16V 开, 7.5V 关)
最大 250KHZ 工作频率
内置 VCC 过压保护
内置过载保护(OLP)功能
过电流保护(OCP)功能
500/-800mA 驱动能力
内置 8ms 软启动
内置过温保护(OTP)保护

三　应用范围:

AC/DC LED照明驱动应用
65W以下适配器

四　典型应用



图一

五　系统设计

LD7830的典型应用为反激拓扑结构，如图一所示。

5.1我们首先介绍LD7830的反激工作原理，假设交流输入电压波形是理想正弦波，整流桥也是理想的，则整流后输入电压瞬时值Vin(t)可表示为：

$$V_{IN}(t) = V_{PK} \times \left|\sin(2 \times FL \times t)\right|$$

其中V_{PK}为交流输入电压峰值，$VPK = \sqrt{2} \times V_{RMS}$，Vrms为交流输入电压有效值，$F_L$为交流输入电压频率。再假定在半个交流输入电压周期内LD7830误差放大器的输出V_{COMP}为一恒定值，则初级电感电流峰值瞬时值$I_{PKP}(t)$为：

$$I_{PKP}(t) = I_{PKP} \times \left|\sin(2 \times \pi \times FL \times t)\right|$$

其中I_{PKP}为相对于输入电压初级电感电流峰值的最大值。

在反激电路中，当MOSFET导通时，输入电压Vin(t)对电感充电，同时输出电容对负载放电，初级电感电流从零开始上升，令 $\theta = 2 \times \pi \times F_L \times t$

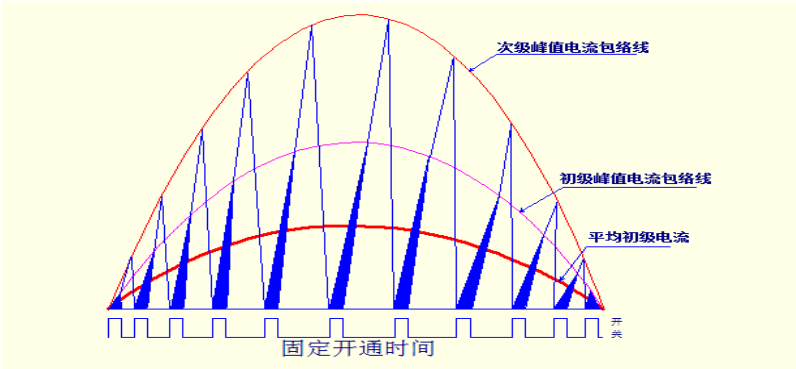
$$\text{则 } T_{ON} = \frac{L_P \times I_{PK(\theta)}}{V_{IN(\theta)}} = \frac{L_P \times I_{PKP}}{V_{PK}}$$

Ton为MOSFET导通时间，Lp为初级电感量，由上式可见，TON与相位无关。
假设变压器的效率为1且绕组间完全耦合，当MOSFET关断时，次级电感对输出电容充

电和对负载放电，则： $T_{OFF}=\frac{Ls\times I_{PKS}(\theta)}{n\times(V_{OUT}+V_F)}$

其中，TOFF为MOSFET关断时间，$I_{PKS}(\theta)$为次级峰值电流瞬时值，Ls为次级电感量，Vout为输出电压, V_F为输出整流管正向压降，n为初次级匝比，TOFF随输入电压瞬时值变化而变化。

工作电流波形如图二所示，可见，在半个输入电压周期内，只要控制TON固定，则电感电流峰值跟随输入电压峰值，且相位相同，实现高功率因素PF。



图二

5.2下面将针对反激拓扑结构介绍相关参数设计流程

5.2.1首先根据实际应用确定规格目标参数，如最小交流输入电压Vinmin，最大交流输入电压Vinmax，交流输入电压频率F_L，输出电压Vout，输出电流Iout，最大两倍频输出电压纹波ΔVo等。 然后针对目标参数进行系统参数预设计，先估计转换效率η来计算系统最大输入功率；最大输入功率Pin可表示为： $Pin=\frac{P_{OUT}}{\eta}=\frac{V_{OUT}\times I_{OUT}}{\eta}$

再确定系统最小工作频率，LD7830 的开关频率是个变化量，表示为：

$$F_{SW}=\frac{1}{T}=\frac{1}{T_{ON}+T_{OFF}}=\frac{V_{PK}}{L_P\times I_{PKP}}\times\frac{1}{(1+\frac{V_{PK}}{n(V_{OUT}+V_F)\times\lfloor\sin\theta\rfloor})}$$

最小开关频率Fsw-min出现在最小输入电压的正弦峰值处。系统设计中，最小开关频率Fsw-min一般设定在35kHz或更高。

确定变压器反射电压V_{OR}，反射电压定义为: V_{OR}=n(Vout+Vf), V_{OR}的取值影响MOSFET与次级整流管的选取以及吸收回路的设计。

5..2.2变压器设计

首先确定初级电感量，电感的大小与最小开关频率的确定有关，最小开关频率发生在输入电压最小且满载的时候，由公式推导有： $L_P=\frac{V_{PKMIN}}{(1+K_O)\times F_{SWMIN}\times I_{PKP}}$

其中 Ko 定义为输入电压峰值与反射电压的比值,即 $K_O=\frac{V_{PK}}{V_{RO}}$

一般说来 Ko 越大 PF 值会越低，总的 THD%会越高。 $I_{PKP}=\frac{4P_O}{1.414V_{INMIN}\times\eta}$

确定初级电感量 LP 后，就该选择变压器磁芯了,可以参考公式 $A_P=A_E\times A_W$ 选取，然后根据选定的磁芯，确定初级最小绕线圈数 Npmin 来避免变压器饱和，参考公式：

$N_P=(L_P\times I_{PKP})/(B_M\times A_E)\times 10^6$

然后确定次级绕组匝数,初次级的匝比由 V_{RO} 决定： $n=\frac{V_{OR}}{V_{OUT}+V_F}$ 则 $N_S=\frac{N_P}{n}$,

同理推导并根据规格书定义的 Vcc 电压可以得出 Vcc 绕组的匝数,LD7830 的 Vcc 典型值设定在 16V。

定义： L_P：初级电感量

N_P：初级匝数

I_{PKP}：初级峰值电流

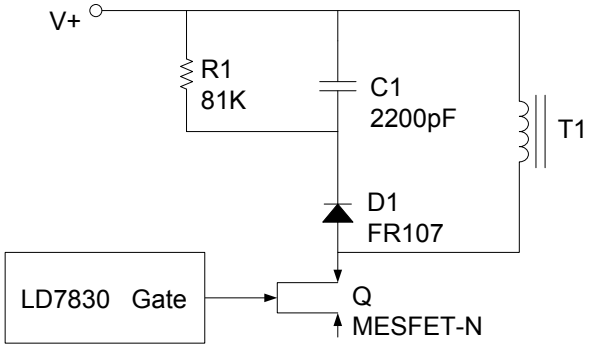
B_M：最大磁通饱和密度

A_E：磁芯截面积

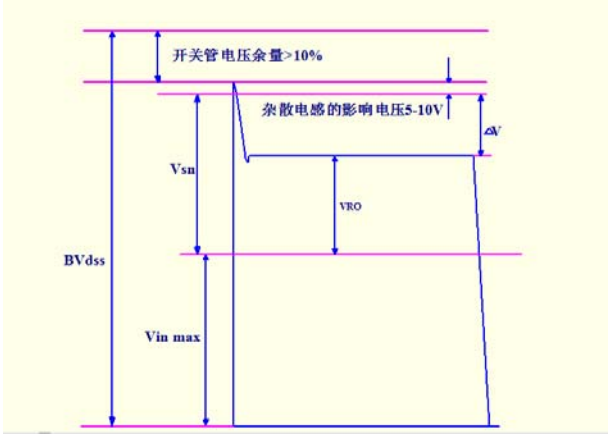
Po：输出功率

5.2.3 初级吸收回路设计

当 MOSFET 关断时，由于变压器漏感的存在，在 MOSFET 的漏端会出现一个电压尖峰，过大的电压加到 MOS 管的 D 极会引起 MOS 击穿，而且会对 EMI 造成影响，所以要增加吸收回路来限制漏感尖峰电压。典型的 RCD 吸收回路如图三所示：



图三



图四

RCD 回路的工作原理是:当 MOSFET 的漏端电压大于吸收回路二极管 D1 阴极电压时，二极管 D1 导通，吸收漏感的电流从而限制漏感尖峰电压。设计中，缓冲电容 C1 两端的电压 Vsn 要设定得比反射电压 V_{RO} 高 50--100V，如图四所示，称为漏感电压 ΔV, Vsn 不能设计太低，设计太低将增加 RCD 吸收回路功耗。缓冲电容 C1 的设计根据能量平衡，

$$C1_{SN.MIN} = \frac{L_K \times I_{PKPMAX}^2}{\Delta V \times (\Delta V + 2V_{Ro})}$$

I_{PKPMAX} 为全电压范围内 I_{PKP} 的最大值，缓冲电容 $C1_{SN}$ 要承受大电流尖峰，要求其等效串联电阻 ESR 很小，R1 根据功耗选择合适的 W 数，阻值一般在 47K-120K 之间，$PR1 > \frac{V_{SN}^2}{R1_{SN}}$,吸收回路二极管 D1 通常选择快恢复二极管，且导通时间也要求快，反向击穿电压要求大于选择的 MOSFET 的击穿电压 BV_{DSS}，一般在 65W 以下应用场合选用额定电流 1A 的快恢复二极管作为吸收回路二极管。

5.2.4 MOS 管的选取

开关管 MOSFET 最大漏极电流 I_{DMAX} 应大于开关管所流过的峰值电流 I_{PKP} 至少 1.5 倍，MOSFET 的漏源击穿电压（参考图四）BV_{DSS} 应大于最大输入电压，V_{OR} 以及漏感引起的尖峰之和，一般应留至少 90%的余量。

即： $BV_{DSS} \times 0.9 > V_{PKMAX} + VOR + \Delta V$

5.2.5 次级整流管的选取

考虑一定的裕量，次级整流管 D 最大反向电压 V_{RM} 需满足： $V_{RM} > 1.2 \times (\frac{Ns}{Np} * Vpk + Vout)$

因为反激式开关电源次级整流二极管只有在电源 Toff 的时候才会导通,输出在导通时必须能够承受整个输出电流的容许值.输出二极管需要的最小正向导通峰值电流为:

$$Ifps=(2Iout)/(1-D_{max})$$

Dmax 为工作周期, 如果设定 Dmax 为 0.5 则 Ifps>4Iout

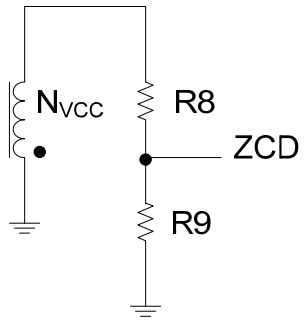
5.2.6 输出电容的选取

输出电容电压通常呈现两种纹波，一种是由高频输出电流引起，主要与输出电容的等效窜连电阻（ESR）大小有关，另外一种是低频纹波，为了获得较高的 PF 值，环路带宽

通常较窄，因此输出不可避免地出现较大的两倍输入电压频率纹波，其值与电容大小有关，一般说来低频纹波满足要求时，高频纹波因为电容等效 ESR 够小，可以忽视。电容的容量可以参考各个厂家的规格书（一般选用高频低阻型）选用，根据产品的实际工作温度，电压和考虑产品的 MTBF 选取合适的电容系列型号。

5.2.7 IC 主要外围参数选取

5.2.7.1 最大导通时间典型参数选取



图五

Fine tuning R_{ZCD}→ V_{COMP} is 3.9~4.1V at full load minimum input voltage condition

$$RZCD = \frac{R8 \times R9}{R8 + R9}$$

R_{ZCD}	Max Ton (Typ.)	Suggestion
32K<R_{ZCD}	16μS	36K
28K<R_{ZCD}<32K	12.8μS	30K
24K<R_{ZCD}<28K	10.7μS	26K
20K<R_{ZCD}<24K	9.1μS	22K
16K<R_{ZCD}<20K	8.0μS	18K
12K<R_{ZCD}<16K	7.1μS	14K
8K<R_{ZCD}<12K	6.4μS	10K
R_{ZCD}<8K	5.8μS	6K

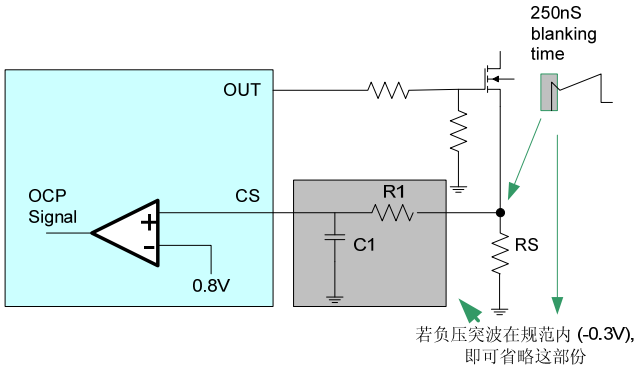
5.2.7.2 Cs Pin 参数选取

$$RS < \frac{0.5}{I_{PKP}}$$

R_1 與 C1 爲用來濾除突波的濾波器

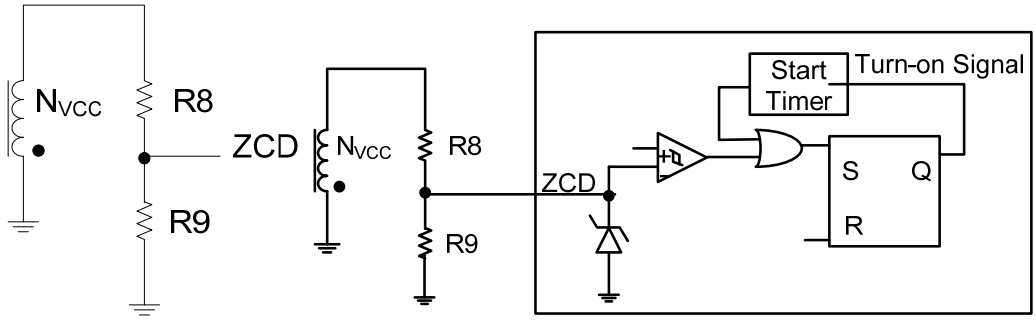
R_1: 100Ω~300Ω

C_1: 100P_F~470P_F



图六

5.2.7.3 R_{ZCD} 参数选取



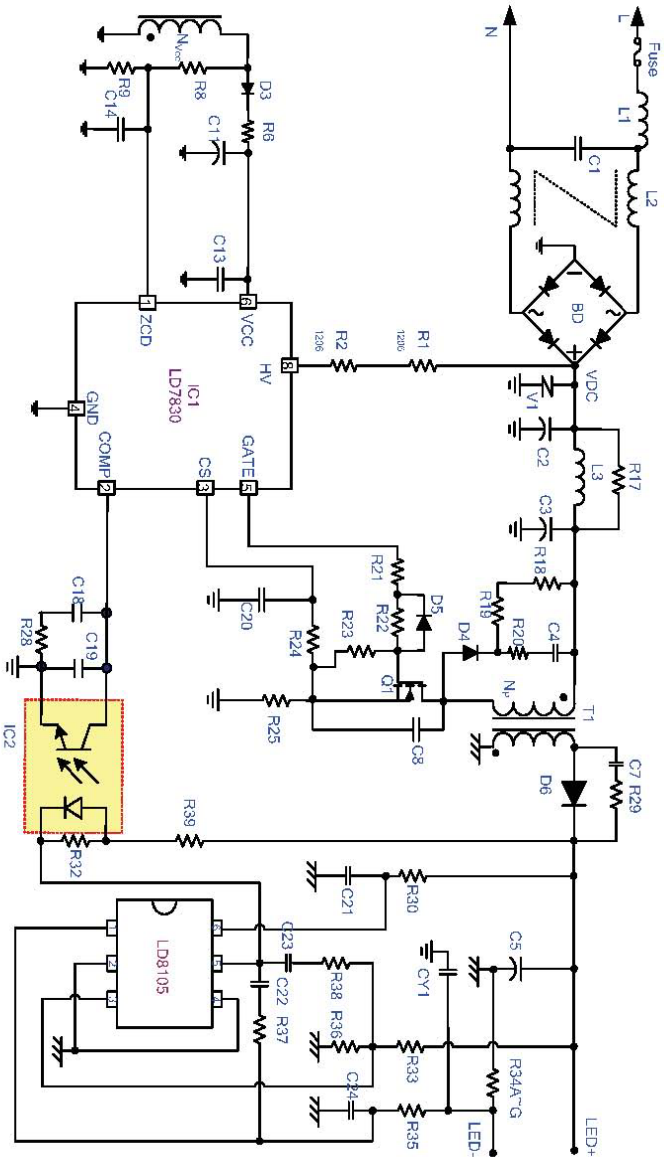
图七

$$0.25<V_{ZCD}=V_{LED}\times\frac{N_{VCS}}{N_S}\times\frac{R9}{R8+R9}<5.6$$

	V_{CS-OFF}
IZCD<110μA	0.5V
IZCD>440μA	0.35V

六．以下为用 LD7830 和 LD8105 做的 24V0.7A 的实际应用实例

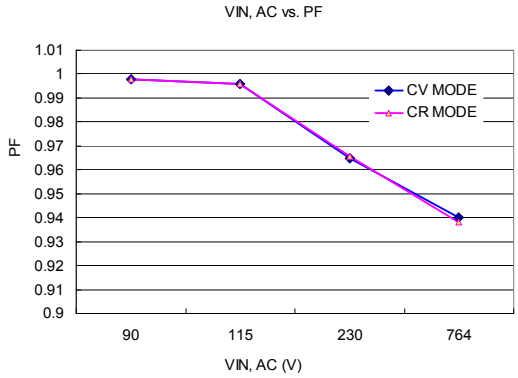
6.1. 电路：



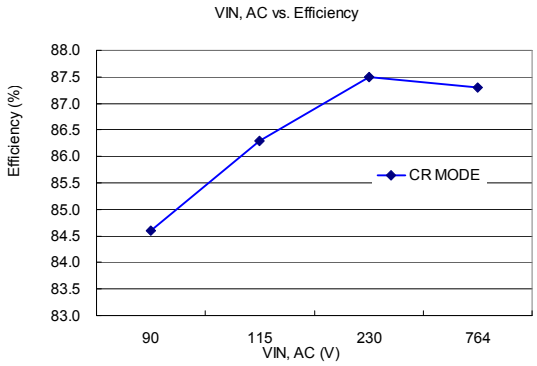
图八

6.2.实际测试相关参数：

6.2.1 空载功耗在输入 AC264V 为 0.29W，低于 0.3W

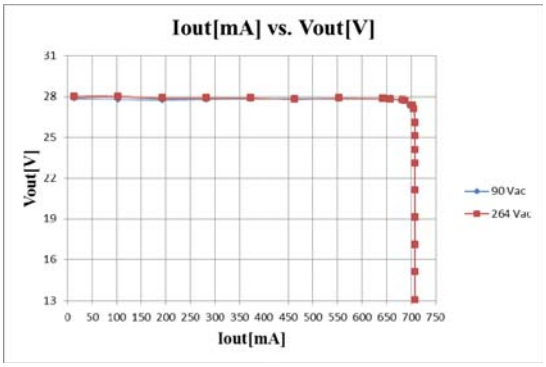


6.2.2 效率和 PF 值曲线



6.2.3 CV-CC 曲线以及说明

Led 照明驱动电源必须以恒流 CC 模式和恒压 CV 模式来控制,由于 LED 的正向导通压降会随着焊接面的温度升高而降低,导致 LED 的电流会增大,使温度升高,从而导致 LED 的寿命减少,甚至可能会造成产品的损害.所以参考图八电路,次级部分采用了 LD8105 来做 CV/CC 模式控制，LD8105 是一款高精度的 CV/CC 模式控制 IC，与其它同类 IC 比较具有电流检测电压低，Vcc 输入电压比较宽，工作电流小等特点，从而可以提高整个系统的效率和应用范围。



本文的目的是为了进行类似电路设计的开发人员或者准备用类似线路做设计的人员提供一个基本设计的参考资料,希望本文中一些经验能够帮到大家.

本文参考资料:

Leadtrand　LD7830 的应用相关资料和规格书。

FAN75XX 的相关应用资料