

原边控制反激式 LED 驱动电源的研究

黄登科, 刘拓夫, 王正仕*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对 LED 照明驱动电源小体积、低成本的要求,将原边反馈技术应用到反激式 LED 驱动电源中。开展了原边反馈电路工作原理分析,建立了驱动输出电流与原边 MOS 管电流、反馈绕组电压波形之间的关系;讨论了电路 PFC 部分的工作原理,副边二极管导通时间精确测量的方法,以及电路的各种保护;提出了通过调整变压器原边电感量使 MOS 管工作于准谐振状态,以提高整机工作效率的方法;推导了原边反馈反激电路变压器通用的设计方法,并以 18 W 的 LED 日光灯驱动电源为例给出了设计步骤;最后,将原型机和同样规格的副边反馈的反激驱动电源进行了对比实验。实验及研究结果表明:采用原边反馈结构以后,LED 照明驱动电源电路板面积明显缩小,元器件总数减少了 1/3,效率提高了 2%,其他电气性能相当,具有较高的实用价值。

关键词:原边控制;反激;LED;驱动电源

中图分类号:TM461.5

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2013)07-0866-04

Research about primary side regulation flyback LED driver

HUANG Deng-ke, LIU Tuo-fu, WANG Zheng-shi

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the small size and low-cost requirements of the LED driver, the primary side regulation(PSR) flyback LED driver was investigated. After the analysis of the principles of general flyback circuit, the relationship between output current and the primary current, auxiliary voltage was established. Then the working mechanism of PFC part, signal sampling part, and protection part of PSR circuit were discussed. A method was proposed to improve the efficiency by adjusting the inductance of the primary side, and let the MOSFET to work at quasi-resonant mode. The design steps of the key parameters were given to design a PSR prototype, then the PSR prototype of a SSR circuit was compared with the same specification. The research result shows that the PCB size is significantly reduced, the number of components is reduced by 1/3, efficiency is increased 2%, other electrical performance is similar. The results indicate that PSR circuit is of high practical value.

Key words: primary side regulation(PSR); flyback; LED; driver

0 引言

LED 以其环保、节能、长寿命等特点被人们誉为新一代的通用照明光源,正不断取代传统光源进入人们的生活。由于 LED 需要恒流源供电,市电需要经过一个驱动器将高压交流电压转换成低压恒流源供 LED 使用。但是受限于传统开关电源体积大、成本高、反馈复杂且光耦特性受温度影响严重等缺点,反激电路在小功率 LED 应用领域具有一定的局限性^[1]。

近年来,各大芯片厂商陆续推出用于 LED 驱动的反激拓扑的原边控制(PSR)芯片,省去了变压器副边用于反馈的光耦和比较器模块,体积缩小,成本降低,从而使得反激电路在 LED 驱动领域的应用范围大大增加。与此同时,人们也在研究更简洁、可靠性更高的原边控制方案,目前已有学者提出比较可靠的输出电流控制方案^[2-4]和副边二极管导通时间精确的测量方法^[5],新一代原边控制芯片不仅输出电流准确,而且集成了功率因数校正(PFC)功能,使小功率驱动电源的性能

达到了新的高度。

本研究将从副边反馈的反激电路工作原理入手,用类比和等效替代的方法探讨原边控制反激电路的PFC工作原理和恒流机制,并推导普遍适用的恒流公式;通过制作一台样机和副边反馈电路进行比较,证明原边电路的优越性;给出原边反馈电路比较通用的关键参数设计步骤,为今后工程上应用原边反馈芯片设计电路提供参考。

1 原理介绍与推导

PSR 芯片主要采样 3 个地方的波形:母线电压 $V_{in}(t)$ 整流之后经过分压得到的电压 $V_{ref}(t)$, MOS 管采样电阻 R_{cs} 上的电压 V_{cs} , 以及辅助绕组的电压分压后的 V_{aux1} 。芯片主要功能框图如图 1 所示,虚线框内为芯片的功能框图。

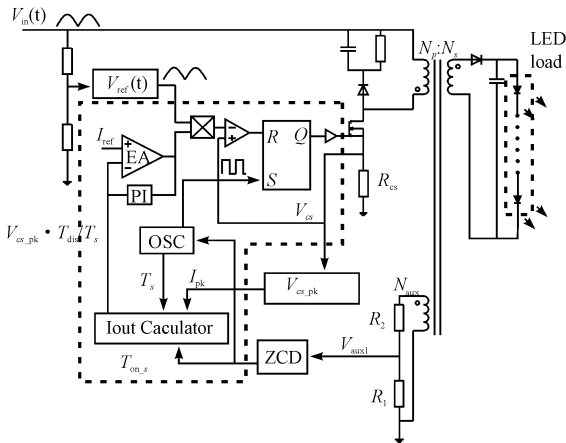


图1 芯片主要功能框图

1.1 原边控制电路工作原理

1.1.1 原边控制中PFC工作原理

PFC 部分与 L6562 类芯片的 PFC 原理相同。电路工作波形如图 2 所示,利用正弦半波的分压作为参考电压,将 MOS 管的电流采样后与正弦电压波形比较,通过电流峰值控制把原边电流 $I_p(t)$ 的包络线控制成正弦波形状,而开关频率远高于电网频率,可以通过低通滤波器滤除,使得输入电流 $I_{in}(t)$ 的主要成分为正弦基波,形状接近正弦波,它的相位追随输入电压的正弦波形,从而实现高功率因数^[6-9]。

1.1.2 恒流原理推导

副边电流的信息主要由原边 MOS 管的电流波形 $I_p(t)$ 和辅助绕组电压 V_{aux} 波形获得。电路工作波形如图 2 所示,在很小一段时间里,输入电压视为恒定,输出电流为:

$$I_{o_avg} = I_{diode_average} = \frac{I_{s_pk}}{2} \cdot \frac{T_{on_s}}{T_s} \quad (1)$$

由:

$$I_{s_pk} = I_{p_pk} \cdot \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{cs_pk}}{R_{cs}} \cdot \frac{N_p}{N_s}$$

从而可得:

$$I_o = \frac{V_{cs_pk}}{2R_{cs}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{T_{on_s}}{T_s} \quad (2)$$

式中: N_p/N_s —变压器原副边匝比; I_{s_pk} —副边二极管电流峰值; T_{on_s} —副边二极管导通时间; T_s —开关周期; I_{p_pk} —原边电流的峰值,经采样电阻 R_{cs} 采样后对应电压 V_{cs_pk} 。

芯片可以控制 V_{cs_pk} 和每个开关周期内 T_{on_s}/T_s 为一恒定值,由式(2)知:只要改变 N_p/N_s 及采样电阻 R_{cs} ,就能改变输出电流。

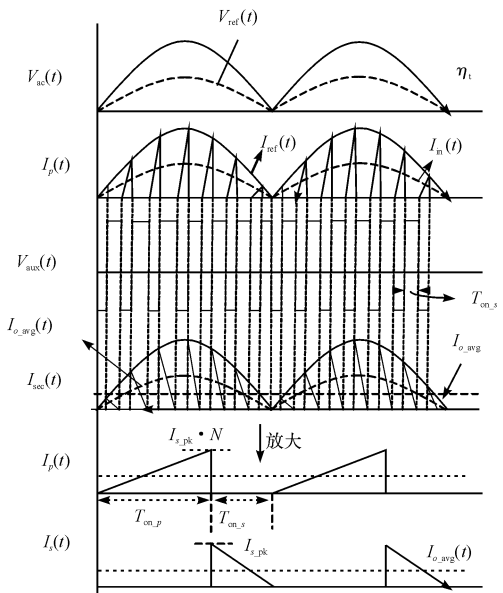


图2 电路工作波形

当芯片带有 PFC 功能,在每个开关周期内,开通时间固定,电路工作在变频模式。此时,有两种基本的控制方式:一种是逐周期控制,即在每个开关周期内保证 T_{on_s}/T_s 为一恒值;另外一种是关断时间积分控制,即在整流后的正弦半波的每个周期内,保证 T_{on_s}/T_s 的积分为一恒值。还有一种不常用的混合控制方式,即在某些时间段保持 T_{on_s}/T_s 在每个开关周期内为一个定值,在其他时间段则保持 T_{on_s}/T_s 的积分为同一定值,从而保证总的 T_{on_s}/T_s 在一个正弦半波周期内的积分为恒值。可推导出:

$$I_o = \int_p \frac{V_{cs_pk}}{2R_{cs}} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{T_{on_s}}{T_s} = \left(\frac{V_{cs_pk}}{2} \cdot \int_p \frac{T_{on_s}}{T_s} \right) \frac{N_p}{N_s \cdot R_{cs}} \quad (3)$$

由式(3)可见,原边控制恒流电路的输出电流表达式可简化为 $A(N_p/(N_s R_{cs}))$, A 为一常数,几乎所有芯片公司给出的恒流公式都为这一式子的变形。

几种常用的此类芯片的输出电流计算公式如表 1 所示。

表 1 不同公司的输出电流表达式

公司	仙童	晶丰明源	BCD
芯片	FL7732	BP3309	AP1682
输出电流公式	$\left(\frac{t_{\text{on}_s} \cdot V_{\text{cs}}}{2t_s}\right) \cdot \frac{N_p}{N_s \cdot R_{\text{cs}}}$	$\left(\frac{V_{\text{ref}}}{2}\right) \cdot \frac{N_p}{N_s \cdot R_{\text{cs}}}$	$(0.11\eta_r) \cdot \frac{N_p}{N_s \cdot R_{\text{cs}}}$
说明	T_{on_s}/t_s 和 V_{cs} 由芯片设定, 在应用中视为常数	V_{ref} 为芯片内部基准电压, 典型值为 0.3	η_r 为驱动转换效率, 一般设为 0.9

副边二极管导通时间的测量精度将影响电路的恒流效果。在理想情况下, 辅助绕组的正电压脉宽时间就是副边二极管导通时间。但由于 MOS 管 DS 两端有寄生电容, 当副边二极管电流为零后, 如果 MOS 管还未导通, 该寄生电容会与变压器励磁电感发生振荡, 耦合到辅助绕组上, 导致辅助绕组电压有多个正脉冲。副边二极管电流导通时间计算电路如图 3 所示, 为了防止误判断, V_{aux} 信号采样后经过一个比较器和一个触发器, 将比较器的输出 ZCD1 作为触发器的一个输入, V_{gs} 作为触发器另一个输入, 触发器的逻辑如图 3 所示。ZCD 的脉宽为副边二极管的导通时间, 即 T_{on_s} 。

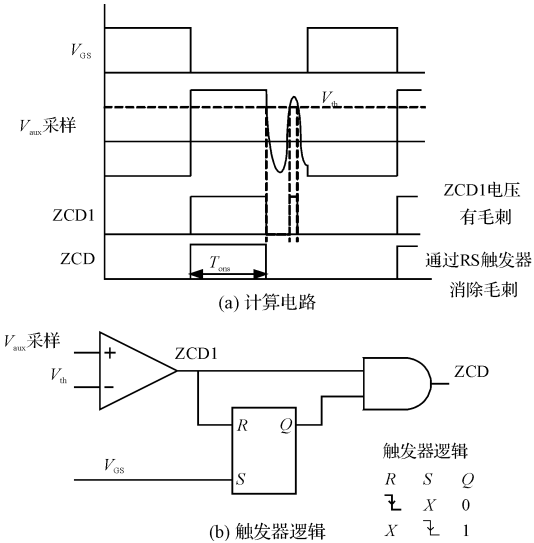


图 3 副边二极管电流导通时间计算电路及触发器逻辑

1.2 原边控制的电路保护措施

1.2.1 电路短路保护

当输出过流或短路时, 原边 MOS 管电流增加, CS 脚电压将升高, 触发芯片内部过流保护的阈值 $V_{\text{cs_max}}$, 使芯片降低工作频率甚至停止工作^[10]。

1.2.2 电路过压与开路保护

当过压或者开路时, 输出电压将升高, 由于:

$$V_{\text{aux}} = V_{\text{out}} \cdot \frac{N_{\text{aux}}}{N_s} \quad (4)$$

且:

$$V_{\text{aux1}} = V_{\text{aux}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5)$$

可导出:

$$V_{\text{out_max}} = \frac{V_{\text{aux1_max}} \cdot N_s \cdot (R_1 + R_2)}{N_{\text{aux}} \cdot R_1} \quad (6)$$

式中: $V_{\text{aux1_max}}$ 一芯片内部决定。

通过调节 R_1 和 R_2 以及 N_s/N_{aux} , 就能确定输出电压的最大值。

2 调整到准谐振状态

为了提高驱动器效率, 有的控制芯片加入了准谐振控制方式, 即当副边电流下降到零, MOS 管 DS 之间电压振荡时, 在电压振荡到最低点时开通 MOS 管, 从而将效率提高约一个百分点^[11]。如果芯片自身不具备准谐振功能, 可以通过调整原边电感量 L_m 的值, 进而改变 L_m 与 MOS 管的寄生电容 C_{ds} 的振荡周期, 使芯片正好在振荡的最低点导通^[12]。DS 波形如图 4 所示。

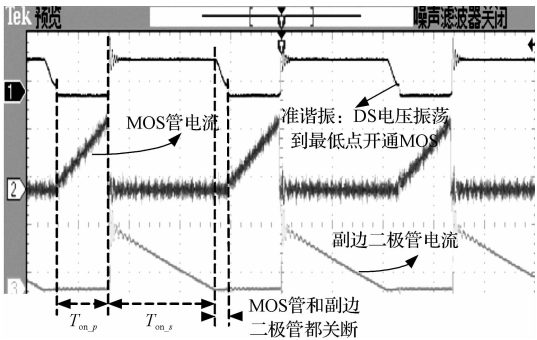


图 4 电路主要工作波形

3 实 验

实验样机为一台输入 85 V ~ 265 V, 输出 18 W、480 mA 的 LED 日光灯驱动, 该机采用 BP3309 芯片设计。

设输入电压有效值 85 V 时, 最大占空比 D_{max} 设为 0.5, 副边二极管压降 V_d 设为 1 V。

则:

$$V_{\text{in_min}} = V_{\text{ac_min}} \cdot 1.414 = 120 \text{ V} \quad (7)$$

变比为:

$$N = \frac{V_{\text{in_min}} \cdot D_{\text{max}}}{(V_{\text{out}} + V_d) \cdot (1 - D_{\text{max}})} = 3.122 \quad (8)$$

效率设为 0.9, 初级电流峰值为:

$$I_p = \frac{2 \cdot P_{\text{out}}}{V_{\text{in_min}} \cdot D_{\text{max}} \cdot \eta} = 0.681 \quad (9)$$

初级电感量为:

$$L_p = \frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{f_s \cdot I_p} \times 10^3 = 1.47 \text{ mH} \tag{10}$$

磁芯选择 EDR2809, $A_e = 88 \text{ m}^2$, 原副边匝数为:

$$N_p = \frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{f_s \cdot B_w \cdot A_e} = 37.94 \tag{11}$$

$$N_s = \frac{N_p}{N} = 12.15 \tag{12}$$

这里取原边 38 匝,副边 12 匝,并调整变压器原边电感量为 1 mH,使 DS 端正好处于准谐振状态。电路主要工作波形如图 4 所示,可以看到在副边二极管关断后 MOS 管 DS 两端电压开始振荡,并在振荡的最低点开通 MOS 管,说明电路工作在准谐振状态。笔者同时制作了一台 18 W/480 mA 的副边反馈的恒流电路进行比较,主控芯片采用 L6562,反馈部分由 PC817 光耦,LM358 和 TL431 组成。这两个电路的恒流效果、PF 值、效率的对比曲线如图 5 所示。

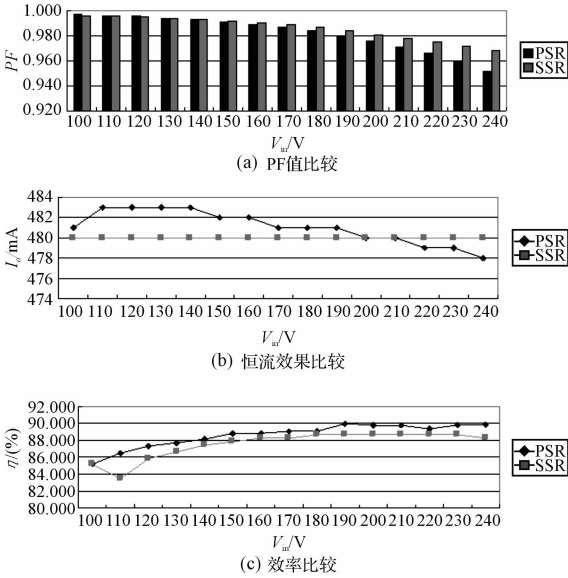


图5 原边反馈和副边反馈性能比较

由图 5 可以看出,原边反馈电路的恒流效果比副边反馈差,但是电压调整率在 3% 以内,是可以接受的范围。功率因数差不多,但原边反馈电路效率更高。两块电路板的 BOM 资料对比如表 2 所示。由表 2 可见,原边反馈电路元件数目显著减少,体积减小,从而降低了成本。

表2 PSR 电路和 SSR 电路的 BOM 对比

电路类型	元件总数	长度/mm	宽度/mm
原边反馈	53	242	17
副边反馈	75	275	17

4 结束语

本研究详细分析了带 PFC 功能的原边反馈恒流

电路的工作原理,并研制了实验样机,和传统的副边反馈电路进行了比较实验。实验结果表明,所给出的设计方法具有通用性与可行性,采用原边反馈结构以后,电路板面积明显缩小,元器件总数减少 1/3,整机效率提高 2%,其他电气性能相当,具有较高的实用价值。笔者给出了关键参数的设计步骤,在样机上使用计算得出的参数,样机工作正常,性能良好,证明了设计方法的可行性,可为原边控制反激电路的工程应用提供参考。

参考文献 (References):

[1] 杨 恒. LED 照明驱动器设计步骤详解[M]. 北京:中国电力出版社,2010.

[2] BPSSemiconductor, INC.. BP3309 datasheet[EB/OL]. [s. d.]. <http://www.bpsemi.com/2012>.

[3] Fairchild, INC.. Design guideline for primary side regulated (PSR) flyback converter using FAN103 and FSEZ13X7 [EB/OL]. [s. d.]. <http://www.Fairchildsemi.com/2009>.

[4] Fairchild, INC.. Single-stage PFC primary side regulation offline LED driver [EB/OL]. [s. d.]. <http://www.fairchildsemi.com/2011>.

[5] ZHANG Jun-ming, ZENG Hu-long. A primary side control scheme for high-power-factor LED driver with TRIAC dimming capability[J]. IEEE Transactions on Power Electron, 2011, 26(8): 2149-2159.

[6] LAMAR D G, ZUNIGA J S. A very simple control strategy for power factor correctors driving high-brightness LEDs[J]. IEEE Transactions of Power Electronics, 2009, 24(8): 2032-2042.

[7] REDL R, BALOGH L. Design considerations for single-stage isolated power-factor-corrected power supplies with fast regulation of the output voltage[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. Tenth Annual, 1995: 454-458.

[8] RAND D, LEHMAN B, SHTEYNBERG A. Issues, models and solutions for TRIAC modulated phase dimming of LED lamps[EB/OL]. [s. d.]. <http://www.Fairchildsemi.com/2012>.

[9] BACKMAN N, WOLPERT T. Simplified Single Stage PFC Including Peak Current Mode Control in a Flyback Converter [C]// Telecommunications Energy Conference, 2000. Phoenix: [s. n.], 2000: 317-324.

[10] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2005.

[11] 曹学武, 秦会斌. 基于 L6565 的准谐振反激式变换器设计方法[J]. 机电工程, 2012, 28(10): 1284-1286.

[12] 李振森, 徐军明. 高功率因数反激式开关电源变压器的设计[J]. 电力电子技术, 2010, 44(2): 83-85.