

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2014.08.025

高精度原边反馈反激式LED控制器设计

段凌霄, 孟建熠

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要: 针对家用照明LED驱动器的国际标准规范以及目前市场上小功率照明设备普遍无功率因数校正的缺陷,对LED驱动器的功率因数校正功能、高精度恒流控制方式以及采样误差的补偿进行了研究,对家用照明LED驱动器恒流控制方式进行了归纳,提出了一种基于原边的反馈控制方式,通过采样原边峰值电流信号,以及励磁电感复位时间,经过相关运算电路产生控制功率管开关的脉冲调制信号的LED驱动器,实现了在无大电解电容条件下输出平均电流恒定的同时进行功率因数校正的功能。研究表明,在输入电压为220 V交流条件下,以7颗1 W(3.3 V正向电压,350 mA正向电流)LED灯为负载,典型输出电流为353 mA,效率82%,功率因数为0.94;在85 V~265 V交流电压输入条件下输出电流精度可以达到 $\pm 5\%$,最小功率因数可达0.92。

关键词: 原边反馈; 反激; 功率因数

中图分类号: TM923 **文献标志码:** A

文章编号: 1001-4551(2014)08-1077-05

Primary-side feedback flyback LED controller with tight current regulation

DUAN Ling-xiao, MENG Jian-yi

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

Abstract: Aiming at home lighting LED driver international standards and most low power level LED drivers without power factor correction, LED drivers with power factor correction, high-precision constant current control and compensation of sample errors were researched. Constant current control methods for home LED lighting were summarized. A system which samples primary peak current and magnetic reset time was presented. After calculation of the signals mentioned above, drive signal to control power MOSFET can be generated. The results indicate that when the input line voltage is 220 V, the average output current 353 mA with 7 W led as load, and the efficiency is 82% and power factor can reach 0.94; the output current error can be less than 5% and minimum power factor can be 0.92 with the input voltage from 85 V~265 V.

Key words: primary-side feedback; flyback; power factor

0 引 言

随着各国政府不断推出更加严格的能源政策,以节能和环保为标志的LED照明正逐渐成为主流照明应用。2012年欧盟即已全面禁止白炽灯泡的销售和使用。中国政府也规定从2013年10月1号开始将禁止销售100 W以上的白炽灯,该政策将有助于中国到2016年之前每年节省480亿千瓦时电能^[1-2]。

根据美国DOE部门公开的报道显示,目前LED的光效已经达到150 lm/W,相对于卤素灯的35 lm/W和白炽灯的10 lm/W,优势十分显著。而且由于LED灯泡和灯具都不包含重金属汞,其基本不会引起环境方面的顾虑。

在低功耗家居LED照明市场最常用的隔离拓扑为反激拓扑,其往往通过采样副边侧信息(如输出电流的大小和输出电压的大小),以确保输出恒定的电流,采样通过昂贵的光耦物料以及电压基准源(如

TL431)完成。在目前的消费电子市场,产品越来越受到成本的制约,片外元件的使用极大地增加了整机的成本,同时降低了系统的可靠性。原边反馈技术即在原边采样副边侧的信息,这主要通过辅助绕组实现,极大地降低了系统的成本,同时辅助绕组亦可向芯片提供电源,节省了启动电阻上的功耗。此外,辅助绕组避免了低成本光耦器件导致的采样信息随温度漂移的问题,这使得反激拓扑的应用功率等级可以从几瓦扩展到百瓦左右,从而极大地提高了系统的功率密度。

文献[3]提出一种电压跟随控制方式来实现恒流控制,文献[4]采用数字原边反馈方式来实现LED驱动,但都额外增加可硬件开销。

本研究介绍一种新型的采用原边反馈方式的经济的恒流LED控制器,其不直接采用输出电压和输出电流即可实现高精度输出电流控制并具备功率因数校正功能。该控制器十分适用于单级反激拓扑,但亦可在传统的升压型(BOOST)、降压型(BUCK)控制器中使用。通过辅助绕组的反馈分压信号即可准确地得到输出电气信息从而实现高精度调制。本研究考虑一系列可能降低系统输出电流精度的非理想因素并且提出了相应的改善方法。因系统考虑多个降低系统效率的因素,从而整机可以达到较高的效率。系统以如下原型机进行验证:输入交流电压范围85 V~265 V,负载7×1 W高亮度LED,每颗灯珠的正向电压为3.3 V,正向电流为350 mA。

1 系统概述

典型的原边反馈反激式恒流LED应用的原理图如图1所示。其由以下部分组成:输入交流电压源、EMI、整流桥、输入侧高压滤波电路 C_1 、反激变压器 T 以及控制器。控制器内建一些关键信号保护功能使得控制器具备优秀的调节能力同时降低了物料清单的成本。控制器主要有3部分:电流采样及PWM电

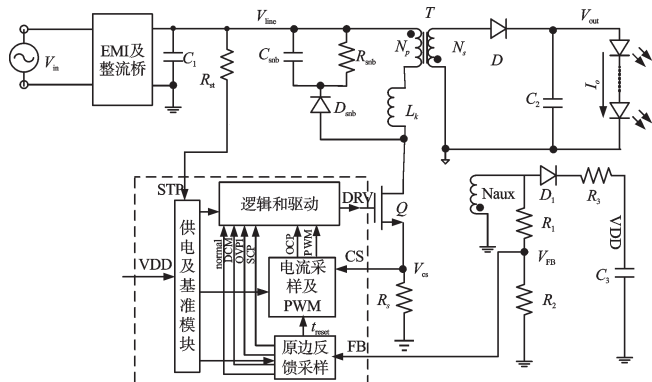


图1 原边反馈LED控制器系统框图

路,原边反馈采样电路,以及逻辑和驱动电路。其中,原边采样检测电路通过一电阻分压网络得到输出侧的耦合电压信号,从而得到输出电压信号和励磁电感复位信号;电流采样电路通过采样电阻得到流过高压功率MOS的峰值电流信号并以此生成脉宽调制信号;最后,逻辑和驱动电路以电流采样及PWM电路中的脉宽信号以及一系列保护信号,经过电平抬升生成驱动信号以控制外部功率MOS。启动时,控制器通过启动电阻 R_{st} 从线电压处得到能量;当启动电压达到一定阈值后,控制器将输出启动脉冲,随着脉宽的增加,辅助绕组上检测到的耦合电压也将增加,最后控制器的供电从启动电阻变成辅助绕组,即从 C_1 切换到 C_3 。

为了降低开关导通损耗,系统被定义为断续模式控制器,内部的保护机制强制系统始终工作在断续模式。

2 恒流控制原理及功率因数校正

在外部功率MOS管 Q 处于开通,线电压对励磁电感 L_m ,流过该电感的电流线性上升至峰值 $I_{pk, pri}$, Q 导通期间无能量被传输到输出侧,LED通过储能电容 C_2 续流维持亮度。当外部功率管 Q 关断时,储存在励磁电感 L_m 上的能量通过变压器的耦合作用被释放到输出侧,这些能量一部分被储存在电容 C_2 上,另一部分被LED直接消耗掉。在 Q 关断瞬间会出现一串振铃,这是由变压器的漏感和功率MOS管 Q 的源漏端寄生电容谐振引起,由于漏感一般只占变压器励磁电感的2%左右,因此该振铃频率比较高,可达几兆赫兹。一旦励磁电感上能量被完全消耗,系统进入谐振阶段,谐振由励磁电感、漏感以及 Q 的寄生电容引起,此时 C_2 上的能量将继续维持LED发光^[5]。

输出到LED上的平均电流可以表示为:

$$I_{LED} = \frac{1}{2} \cdot I_{pk, sec} \cdot \frac{t_{reset}}{T_{sw}} \quad (1)$$

式中: t_{reset} —励磁电感放电时间,即输出侧整流二极管 D 的导通时间; $I_{pk, sec}$ —流过 D 的峰值电流; T_{sw} —开关周期。

根据安培定律,如果变压器原边匝数为 n_p ,副边匝数为 n_s ,则原副边侧电流的比例关系可以表示为:

$$I_{pk, sec} = \frac{n_p}{n_s} \cdot I_{pk, pri} \quad (2)$$

式中: $I_{pk, pri}$ —流过功率MOS管 Q 的原边峰值电流,控制系统将对 $I_{pk, pri}$ 信号进行采样。

$$I_{pk, pri} = \frac{V_{cs, pk}}{R_s} \quad (3)$$

式中: $V_{cs, pk}$ —通过采样电阻 R_s 采样得到的原边峰值电

流信号,联立等式(1~3),可以得到:

$$I_{LED} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_{cs, pk}}{R_s} \cdot \frac{t_{reset}}{T_{sw}} \quad (4)$$

要想使LED的亮度保持不变,只需保证 $V_{cs, pk} \cdot t_{reset} / T_{sw}$ 不变,本研究提出了一种新型的结构来保持该值恒定。图1所示控制器的控制流程图如图2所示。

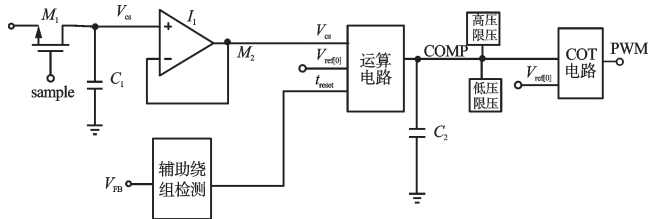


图2 系统控制环路

首先是对原边峰值电流信号进行采样,得到 $V_{cs, pk}$ 信号,保存在采样电容上;此后采样信号通过一个自动调零运算放大器被缓冲^[6-7]。在励磁电感放电期间,即 t_{reset} 为高电平期间,控制器内部运算电路开关 M_6 打开, M_7 关断。在节点 C , 其平均电压为:

$$\bar{V}_{CS} = V_{cs, pk} \cdot \frac{t_{reset}}{T_{sw}} \quad (5)$$

式中: $\bar{V}_{CS}$ —每个开关周期内采样信号 $V_{cs, pk}$ 在电流放大器同相端的平均值。

达到稳态时,可以得到:

$$\bar{V}_{CS} = V_{ref} \quad (6)$$

式中: V_{ref} —控制器内部设置的基准电压值。

联立等式(4~6),输出电流可以表示为:

$$I_{LED} = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_p}{n_s} \cdot \frac{V_{ref}}{R_s} \quad (7)$$

从等式(7)可以看出,平均输出电流—输入线电压、励磁电感及负载等均无关。一旦确定变压器的匝数比和采样电阻的大小,输出电流即可实现稳定输出。

在该控制器中,电流放大器是实现输出恒流的主要部分,其接收峰值电流信号以及励磁电感复位时间信号,输出PWM控制信号(补偿信号) V_{comp} , 从而控制PWM的占空比。

在 t_{reset} 为高电平期间,流进运算电路的小信号电流为:

$$i_1 = \frac{V_C - V_A}{R_{SEG}} = \frac{V_C - V_{ref}}{R_{SEG}} \quad (8)$$

式中: V_A —运放钳位端的电压,其值会被钳在 V_{ref} , 与此同时,小信号电流 i_1 会被电流镜电路拷贝出一路 i_2 的小信号电流,其比例关系为:

$$i_2 = k \cdot i_1 \quad (9)$$

式中: k —比例系数。根据电容的安秒平衡定理,可

以得到:

$$V_{comp} = \frac{i_2}{C_{comp}} \cdot (T_{sw} - t_{reset}) - \frac{i'_2}{C_{comp}} \cdot t_{reset} + V_0 \quad (10)$$

式中: V_0 —补偿电容COMP上的起始电压, $i_2 - t_{reset}$ 为低电平期间的小信号电流, $i'_2 - t_{reset}$ 为高电平期间的小信号电流。最终,PWM产生电路根据 V_{comp} 信号得到相应占空比的控制信号,其导通时间可以算出:

$$T_{on} = \frac{V_{comp} \cdot C}{I_{bias}} \quad (11)$$

式中: C —控制器内部基准电流充电电容, I_{bias} —基准电流。

该控制器另一设计关键在励磁电感复位时间检测。励磁电感复位信号可以通过2个比较器和2个D型触发器得到,该电路可依次检测到励磁电感信号的一个上升沿和一个下降沿。为了实现高功率因数,文章采用了固定关断模式^[8],即 t_{off} 保持恒定,由于原边峰值电流可以表示为:

$$I_{pk}(t) = \frac{V_{in} \cdot \sin(\omega t)}{L_m} \cdot t_{on} \quad (12)$$

因此只要保证 t_{on} 在稳态下不出现较大变化即能实现极高功率因数,理论值为1,在具体实现时通过将片外电容取得较大(典型值为470 nF)从而保证 t_{on} 不发生变化。

3 设计考虑

该恒流控制器采样两个关键参数:原边功率MOS管的峰值电流信号 $V_{cs, pk}$ 以及励磁电感放电时间 t_{reset} 。这两项参数的精度直接决定了输出电流的精度。在实际的控制器中,由于采样非理想因素的存在(如传输延时等),这两项参数的获取都包含着一些误差。原边峰值电流信号 $V_{cs, pk}$ 的采样误差主要由于传输路径的延时以及采样电容等的漏电造成;励磁电感复位信号 t_{reset} 的误差主要由外部功率MOS管的栅源端寄生电容引起。由于寄生电容的存在,在PWM信号跳变时,使得 Q 无法及时关断,从而励磁电感过充电,不仅使 t_{reset} 信号不准确,也使 $V_{cs, pk}$ 信号有个过冲。

运算电路结构图如图3所示。在设计中,图3中的开关 M_6 和 M_7 被特殊考虑,以便减小 $V_{cs, pk}$ 信号的漏电损失,为了满足系统在宽温度范围和宽采样电压范围内的低系统失调要求,电路中加入一个如图2所示的自动校零放大器来减少缓冲时的失调误差。通过这么一种连续的校正机制,该控制器可以实现高电流控制精度。

此外,本研究也专门考虑了 t_{reset} 信号的传输延

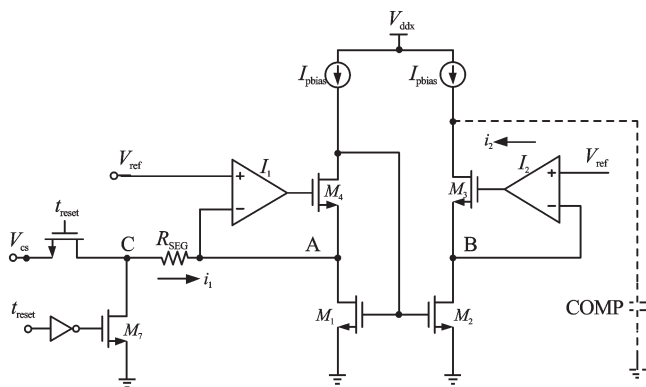


图3 运算电路结构图

时。当励磁电感放电完成时,辅助绕组上检测到的电压信号迅速下降。要想完全检测到电压突变的节点将极大地增加设计成本,因此,本研究设置了一个合理的电压值 $ref<1>$ (典型值也是200 mV)来取代拐点电压。

最后,本研究以确保控制器高效率来设计驱动模块,其中驱动信号具有较陡峭的上升沿和下降沿,极大地降低了系统正常工作时的交叠区损耗。

4 应用描述

为了验证前述设计的高精度的恒流控制器,本研究设计了一个采用反激拓扑的原型机。其采用7颗1 W(正向电压3.3 V,正向电流350 mA)高亮度LED灯作为负载。其中交流输入线电压范围为85 V~265 V。

所有设计参数如表1所示。

表1 系统参数

参数	符号	典型值
输入交流电压	V_{in}	85 V~265 V(rms)
最大输出电压	V_o	35 V
输出电流	I_o	350 mA
原边励磁电感	L_m	1 mH
变压器	T	EE16
变压器匝数比	$N_p:N_s:N_{aux}$	143:30:20
功率 MOSFET	Q	IRF840
整流二极管	D	ES3D
输出电容	C_2	660 μ F
电流检测电阻	R_s	2.7 Ohm
效率		>80%
功率因数		>0.9

5 实验结果及误差分析

典型条件下的实验波形如图4所示。其中输入为220 V交流电,输出平均电流353 mA。

输出电流与输入电压及负载的关系图如图5所

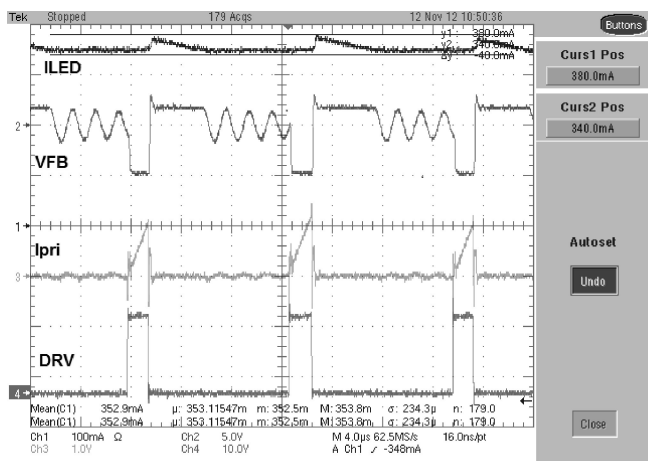
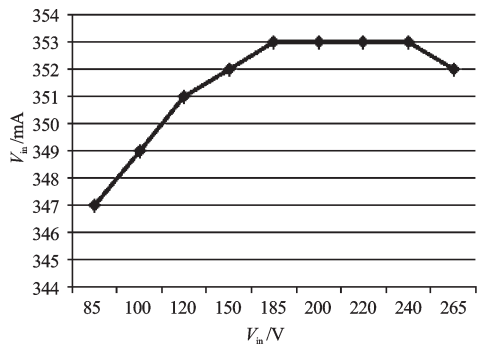


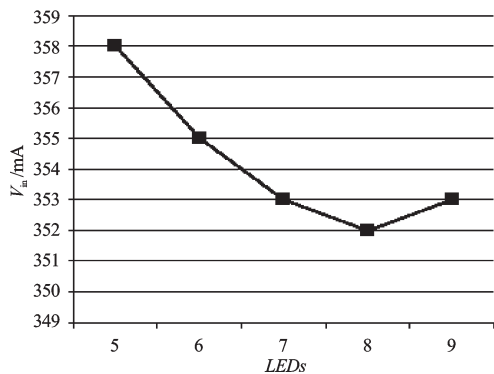
图4 220 V输入条件下典型波形

Ch1—输出电流;Ch2—辅助绕组电压;Ch3—电流采样电阻电压;Ch4—PWM信号

示。其中输入线电压变换范围为85 V~265 V,每隔20 V采集一次数据。效率最低为高压输入轻负载时为82%。功率因数-输入电压的关系图如图6所示。在265 V交流电压输入条件下功率因数最小为0.92。由于采样电阻 R_s 为2.7 Ω ,根据匝比理论上计算出输出电流为350 mA。从图5可知输出电流调整率在全电压输入范围内为1.7%,从图5可知当负载从5 W变到9 W时,输出电流的负载调整率为2%。最低效率为82%,满足系统定义的要求。实验结果表明,本研



(a) 输出电流与输入电压的关系



(b) 输出电流与负载的关系

图5 输出电流与输入电压及负载关系

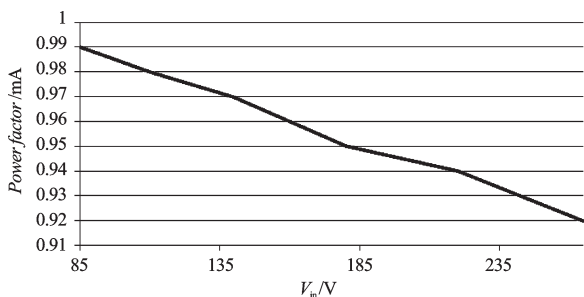


图6 功率因数与输入电压的关系

究设计的系统具有较高的输出电流精度(可达2%),以及较小输出电流纹波(小于10%)。如图5所示,在输入电压低于185 V时,输出电流逐渐增加,此后基本维持不变。由于系统采用固定关断时间控制模式,当输入电压较低时,PWM占空比较大,功率管导通时间较长,由于存储在原边励磁电感的能量可以表示为:

$$E_{\text{pri}} = \frac{1}{2} L_m I_{\text{pk,pri}}^2 = \frac{1}{2} L_m \left(\frac{V_{\text{cs,pk}}}{R_s} \right)^2 \quad (13)$$

而副边侧LED消耗的能量为:

$$E_{\text{sec}} = P_o T_{\text{SW}} \quad (14)$$

式中: P_o —输出功率,为固定值。

从能量守恒角度考虑, E_{pri} 和 E_{sec} 应该相等。因此导通时间 T_{on} 越长,采样的峰值电流信号 $V_{\text{cs,pk}}$ 越大,由于误差基本上是一固定值,因此误差所占的比例将减小,相应的输出电流将减小。同理在负载逐渐增加的同时,导通时间增加,误差项所占的比例也减小,从而使得输出电流减小。

6 结束语

本研究完成了一个具有功率因数校正功能的高精度控制的LED驱动器设计。系统采用固定关断时间控制方式,对输出电流量进行采样并反馈。采用

了运算电路来实现对输出平均电流的精确控制,通过一系列的检测和逻辑电路,保证系统工作在电流断续模式下,同时实现一系列的自动保护。在完成系统设计后搭建了实验验证平台,以7颗高亮度1WLED灯串联作为负载,在220 V交流电压输入条件下,系统设计输出为350 mA,实际输出电流为350 mA,功率因数达0.94;通过改变输入电压可得最小功率因数为0.92。

实验结果表明,控制器具有较高的输出调整精度同时具有较高功率因数。

参考文献(References):

- [1] 国家发展改革委员会. 中国逐步淘汰白炽灯路线图[S]. 国家发展改革委员会,2011.
- [2] ON Semiconductors. LED lighting solutions[EB], ON Semiconductors,2012.
- [3] CHERN T L, LIU L H, PAN P L, et al. Single-stage Flyback Converter for Constant Current Output LED Driver with Power Factor Correction [C]//Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on. Xi'an; IEEE, 2009: 2891-2896.
- [4] SHEN J, LIU T, WU Y, et al. Constant current LED Driver based on Flyback Structure with Primary Side Control [C]//Power Engineering and Automation Conference (PEAM), 2011 IEEE. Wuhan; IEEE, 2011: 260-263.
- [5] ERICKSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of power electronics[M]. Berlin: Springer, 2001.
- [6] 尹 韬, 杨海钢, 刘 珂. 一种适用于微传感器读出电路的低噪声, 低失调斩波放大器[J]. 半导体学报, 2007, 28(5): 796-801.
- [7] 吴孙桃, 林 凡, 郭东辉, 等. 基于斩波技术的 CMOS 运算放大器失调电压的消除设计[J]. 半导体技术, 2003, 28(8): 60-64.
- [8] 程 林, 倪金华, 洪志良, 等. 一种固定关断时间控制模式的升压变换器[J]. 固体电子学研究与进展, 2011, 31(3): 286-291.

[编辑: 洪炜娜]

本文引用格式:

段凌霄, 孟建熠. 高精度原边反馈反激式LED控制器设计[J]. 机电工程, 2014, 31(8): 1077-1081.

DUAN Ling-xiao, MENG Jian-yi. Primary-side feedback flyback LED controller with tight current regulation[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2014, 31(8): 1077-1081.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>