

降压式可调光LED驱动系统设计

李翔¹, 凌玮杰²

(1.安徽国防科技职业学院 机电工程系,安徽 六安 237011;

2.南京理工大学 自动化学院,江苏 南京 210094)

摘要:为适应LED照明技术发展对于光品质、发光效率、可靠性以及设计简单化的需要,在介绍SSL2108驱动芯片功能的基础上,设计了基于SSL2108的降压式可调光LED驱动系统。该系统包括输入电路、降压变换电路、调光控制电路、输出电路4大功能模块。实验结果证明该电路可以正常工作并达到设计要求。

关键词: SSL2108; LED驱动; 可控硅调光; 降压式拓扑

中图分类号: TM923 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-0143(2013)05-0052-06

LED(发光二极管)自1960年代诞生以来经历了飞速的发展,目前发光效率接近荧光灯。由于LED具有效率高、环保无污染、寿命长、体积小、耐冲击耐震动等优点,在全球能源短缺的背景下,LED具有极大的优势,必将成为第四代电光源。

笔者曾设计了50W反激式可调光LED驱动系统,采用SSL2013芯片,构建具备恒流限压反馈的闭环控制模式^[1]。本文主要针对8W小功率的驱动器,采用集成功率开关和功率因数校正(PFC)的专用芯片实现精确恒流输出和紧凑型设计^[2]。

1 SSL2108介绍

SSL2108X是用于LED照明的一系列驱动芯片。该系列芯片内部集成了高压开关和控制器。基于该系列芯片设计的驱动器适用于需要精确恒流输出和紧凑型设计的驱动场合。该系列分为21081、21082、21083、21084四种,本系统使用的是SSL21082,内部集成了300V的开关管。并且内部包含了欠电压闭锁(UVLO)、前沿消隐(LEB)、过流保护(OCP)、短路保护(SWP)、内部过热保护(OTP)、低压保护和输出短路保护(OSP)^[3]。该芯片的管脚配置见图1。

2 系统总体设计

系统设计要求:输入电压为120V/50Hz且

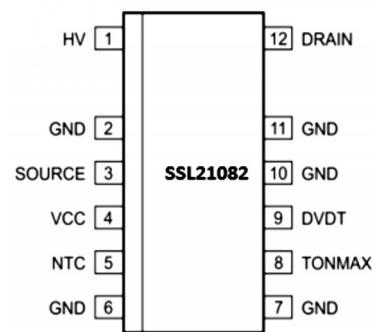


图1 SSL21082管脚配置图

允许90%~110%的波动,负载为9个LED灯串联,功率为8W,系统调光范围超过120°,效率高于80%,功率因数高于0.9,纹波小于35%。

基于SSL2108的8W可调光LED驱动系统采用降压式拓扑,可控硅调光器接在市电和驱动电路输入端之间,设计的驱动系统包括输入电路、降压变换电路、调光控制电路和输出电路,其总体原理框图如图2所示。

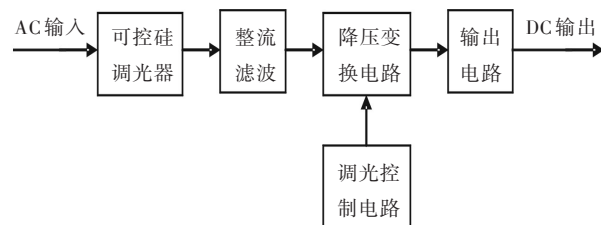


图2 驱动器原理框图

收稿日期:2013-06-24

基金项目:安徽省2013年高校省级自然科学基金项目(KJ2013B44)

作者简介:李翔(1970—),男,副教授,硕士,研究方向:电力电子与电气传动。

3 模块设计

3.1 输入电路设计

输入电路见图3。保险丝 F_1 用于防止输入电流过大,压敏电阻 RV_1 用于防止输入电压尖峰损坏电路,二极管 D_1 用于防止回流。

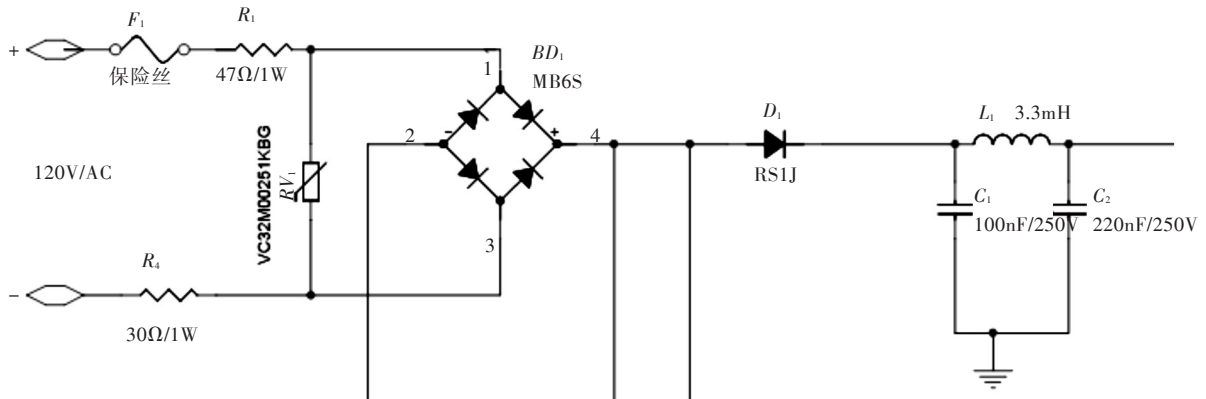


图3 输入电路图

开关频率是 75 kHz, 此处选取剪切频率为 10 kHz, 计算得到 $L_1 = 3.3 \text{ mH}$, $C_1 = 100 \text{ nF}$, $C_2 = 220 \text{ nF}$ 。

3.2 降压变换电路设计

3.2.1 降压变换电路的工作原理 降压变换电路如图4所示, 选用NXP公司的LED照明专用驱动

Π型滤波器的参数由下式计算:

$$f_{\text{cutoff}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \times \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}}}, \quad (1)$$

其中 L_1 表示滤波器电感; C_1 、 C_2 表示滤波器电容。

芯片 SSL2108, 采用降压(BUCK)拓扑设计^[4]。

接入市电后, 芯片首先通过1脚(HV)供电, 内部控制器发出开通信号, 内置开关管开通, 电流经过主电感, 此时辅助电感开始工作, 芯片切换至另一种供电模式: 辅助电感通过 R_9 、 D_3 、 C_9 、 R_{15} 、 D_5 、 C_5 为VCC提供稳定的直流电压。

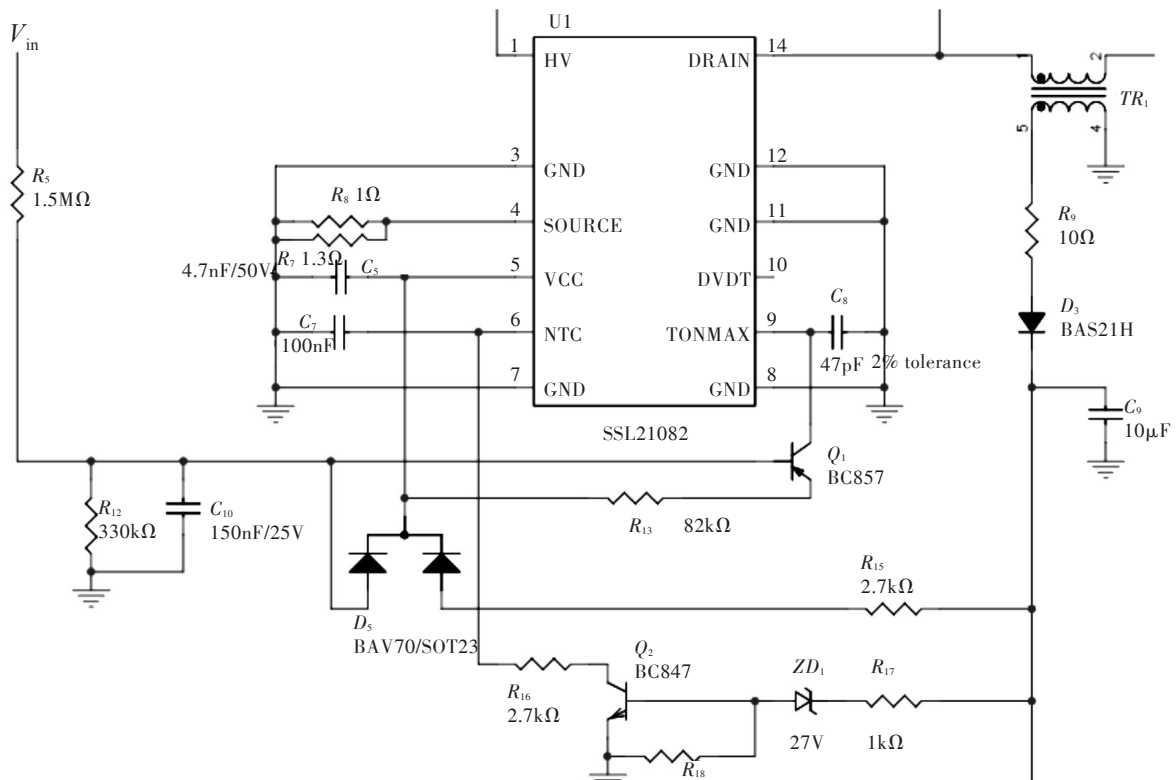


图4 降压变换电路图

内置开关开通时一个新的周期开始,当4脚(SOURCE)电压(即 $R_7//R_8$ 的电压,可以理解为电感电流)上升至阈值时,关断内置开关。然后主电感放电,放电完成后,14脚(DRAIN)电压呈现出一个振荡。14脚检测开关漏极上的电压什么时候振荡至谷底,振荡至谷底后芯片发出开通信号,开始下一个周期,在谷底开通可以保证最大程度降低开关损耗。

输入电压通过 R_5 、 R_{12} 、 C_{10} 、 D_5 、 R_{13} 、 Q_1 、 C_8 传递给9脚(TONMAX)。当输入电压大于输出电压时,变换器正常工作,此时9脚限制了最大占空比,而主电感上的电流峰值正相关于输入电压,这样输入电流波形就能够很好地跟随输入电压波形,达到PFC的目的。当输入电压小于输出电压时, Q_1 无法导通,此时变换器无法工作,芯片进入低压保护状态。

6脚(NTC)可以输出一个电流,连接一个热敏电阻 R_{16} 后,当驱动器温度很高时, R_{16} 会把6脚(NTC)的电位拉低,此时6脚使4脚(SOURCE)的电压阈值下降,使主电感电流下降,达到过热保护的目。6脚还具有软开关功能。连接一个电容 C_7 ,使得芯片开始工作时,6脚电位逐渐上升,4脚阈值从较低水平逐渐恢复正常,工作电流也从较低水平逐渐恢复正常,达到软开关的目的。

3.2.2 降压变换电路的元件参数 首先为了简便计算,假设电路工作在临界模式下^[5]。主电感峰值电流(I_{peak})满足

$$I_{peak} = 2 \times I_{LED}, \quad (2)$$

其中 $I_{LED} = 0.25 \text{ A}$,表示输出电流即负载电流。

降压变换电路的输入输出关系满足

$$\frac{V_1 - V_O}{V_O} = \frac{\delta_2}{\delta_1} = \frac{t_2}{t_1}, \quad (3)$$

其中 V_1 、 V_O 分别是输入、输出电压; δ_1 、 δ_2 分别是关断和开通占空比; t_1 、 t_2 分别是关断和开通的时间。

根据(1)式及开关频率(f_{sw})和剪切频率(f_{cutoff})的相互关系

$$10 \times f_{cutoff} = f_{sw}, \quad (4)$$

其中 $f_{sw} = 1/T$, T 是开关周期; $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ 。

再根据

$$T = t_1 + t_2, \quad (5)$$

$$I_{peak} = t_1 \cdot \frac{\sqrt{2}V_1 - V_O}{L}, \quad (6)$$

可以推导出主电感计算公式

$$L = \frac{V_O^2 - V_1 V_O}{-2I_{LED} f_{sw} V_1}, \quad (7)$$

计算得出 $L = 623 \mu\text{H}$ 。

主电感匝数计算公式如下:

$$N_p = \frac{L_p I_p}{B_{max} A_e} \approx 109, \quad (8)$$

其中 $L_p = L = 623 \mu\text{H}$; $I_p = 1.2 \times 2 \times I_{LED}$; A_e 表示有效磁芯面积,这里是 12.5 mm^2 ; $B_{max} = 275 \text{ mT}$ 表示最大磁通密度。

辅助线圈满足

$$\frac{N_a}{N_p} = \frac{V_{CC}}{V_D + V_O}, \quad (9)$$

其中续流二极管正向压降 $V_D = 0.3 \sim 0.7 \text{ V}$, $V_O = 28 \text{ V}$,芯片供电电压 $V_{CC} = 14 \text{ V}$ 。因此 $N_a = 54$ 。

3.3 调光控制电路设计

调光控制电路见图5。 R_{10} 、 C_6 组成了被动减震器(passive damper),当调光器开通时,会产生很大的电流尖峰和震荡。这个被动减震器可以为尖峰电流提供一个通路,防止闪烁和调光器损坏,也可以改善电磁兼容(EMI)^[6]。

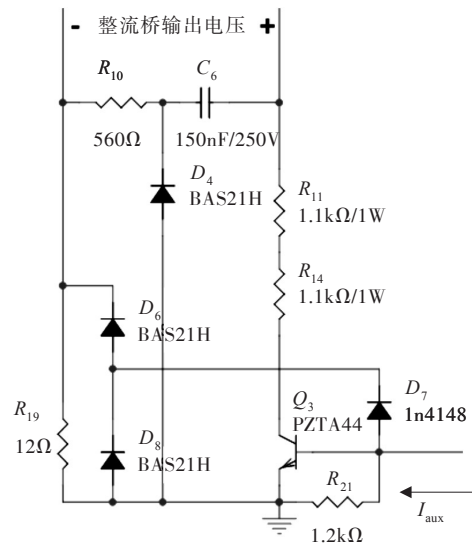


图5 调光控制电路图

当调光角较小时,意味着输入电压很低,此时输入电流会低至调光器维持电流以下而导致熄灭,解决办法是设计 $R_{11}-R_{14}-Q_3-R_{19}$ 电流回路。当输入电流较大时,整流之后的电流通过 D_6 和 D_8 回到整流桥的负极,从辅助电感传递过

来的电流 I_{aux} 经过 D_7 流到整流桥的负极, 此时 Q_3 无法导通; 当输入电流很小时, D_6 、 D_7 、 D_8 无法导通。此时 I_{aux} 流过 R_{21} , 使 Q_3 导通, 虽然主电路中的电流仍然很小, 但是增加了一条新的电流回路: $R_{11}-R_{14}-Q_3-R_{19}$, 这样调光器中的电流就在维持电流以上, 避免出现熄灭的现象。

3.4 输出电路设计

图6是系统的输出端, 电流经过功率电感 TR_1 和续流二极管 D_2 后传递至输出端, 通过电容 C_3 和 R_3 进行滤波和平波。输出电容取决于负载、输出电流纹波和市电频率。输出电容的取值通过下面公式计算:

$$C_3 = \frac{1}{\left(\frac{\Delta I}{I_{LED}}\right)^2 - 1/(4\pi \times f_{supply} \times R)}, \quad (10)$$

其中 I_{LED} 是输出电流, ΔI 是电流纹波, f_{supply} 是市电频率, R 是LED串的动态电阻。

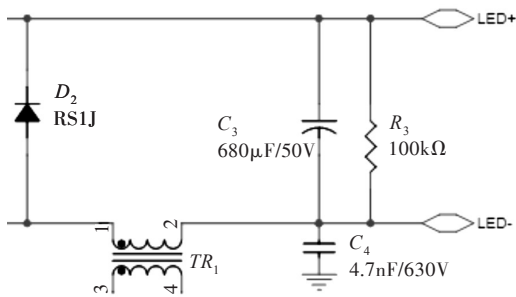


图6 输出电路图

该系统纹波率取35%, 市电频率是50 Hz, 单个LED的动态电阻是 0.6Ω 。因此负载的动态电阻是 5.4Ω , C_3 选用 $680 \mu F$ 。

C_4 连接在输出端负极和地之间, 抑制原边、副边和辅助线圈之间的电容耦合。为了满足应用的要求, 这个电容的值必须远大于耦合电容的值, 并且该电容应当保证能承受EN132400规定的电压(Yn型)。这里使用 4.7 nF 的Y电容。

4 实验结果

4.1 不接调光器条件下的实验结果

完成实验样机后, 将负载接入驱动电源的输出端, 对驱动系统进行测试。该驱动系统的额定输入是 $120V/50Hz$, 额定负载是9个LED灯串联。但由于市电输入电压并非不变, 并且负载LED也会存在一些偏差, 因此需要在市电的90%~110%的范围下, 由于不同的工艺和使用条件也会造成负载特性的变化, 因此分别在8 LEDs、9 LEDs、10 LEDs的条件下测试。数据见表1, 其中 V_{in} 表示输入电压, PF 表示功率因数, P_{in} 表示输入功率, V_{out} 表示输出电压, I_{out} 表示输出电流, P_{out} 表示输出功率。功率因数、输出电流、效率的变化曲线见图7。

由表1数据可知, 系统的功率因数随着市电的增大而减小, 随着负载的增大而增大, 在不同市电下的线性调整率是 $\pm 4\%$, 在不同负载下的负载调整率是 $\pm 2\%$; 系统的输出电流随着市电的增

表1 不接调光器条件下的实验数据

实验条件	实验结果						
	V_{in}/V	PF	P_{in}/W	V_{out}/V	I_{out}/mA	P_{out}/W	效率
8 LEDs-25V	108	0.974	7.28	25.3	234	5.92	81.32
	115	0.963	7.72	25.4	249	6.32	81.92
	120	0.955	7.91	25.5	255	6.50	82.21
	125	0.946	8.12	25.5	262	6.68	82.28
	132	0.934	8.39	25.6	269	6.89	82.08
9 LEDs-28V	108	0.982	7.75	27.7	227	6.29	81.13
	115	0.974	8.17	27.8	240	6.67	81.66
	120	0.966	8.39	27.9	247	6.89	82.14
	125	0.957	8.64	27.9	254	7.09	82.02
	132	0.944	8.93	28.1	263	7.39	82.76
10 LEDs-31V	108	0.987	8.15	30.8	215	6.62	81.25
	115	0.981	8.74	30.9	230	7.11	81.32
	120	0.974	9.04	31	239	7.41	81.96
	125	0.966	9.29	31.1	245	7.62	82.02
	132	0.955	9.62	31.2	254	7.92	82.38

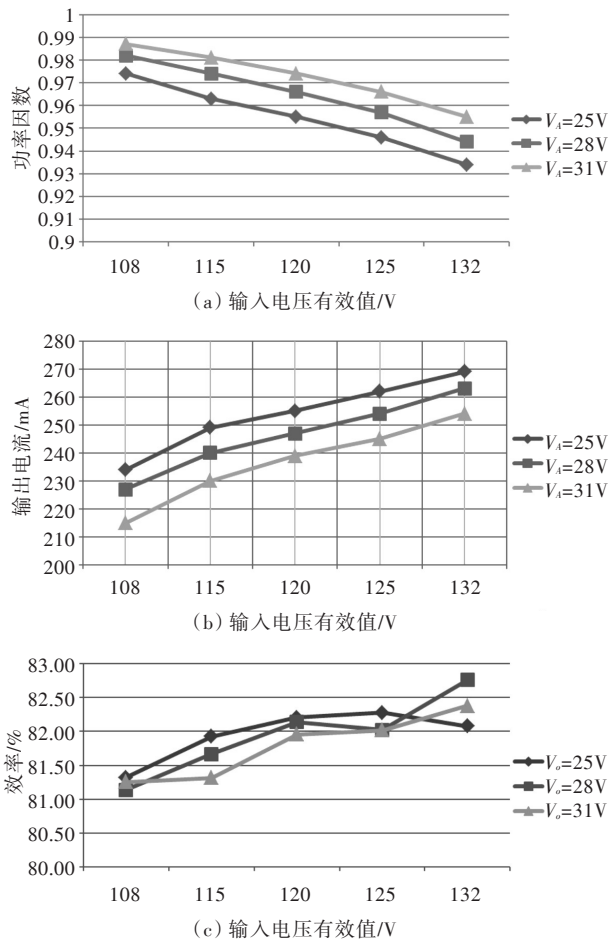


图7 功率因数、输出电流和效率曲线

大而增大,随着负载的增大而减小,线性调整率是 $\pm 15\%$,负载调整率是 $\pm 6\%$;系统的效率在额定工作点是82.14%,线性调整率是 $\pm 2\%$,负载调整率是 $\pm 0.3\%$,说明该系统性能较好。

开关波形见图8。左图中波形1是开关管漏极电压波形,波形2是源极电压波形(该波形反映了降压电路主电感的电流波形),右图是左图2.5%时间的波形。电压波形的显示比例是1/500。由左图可知,工作电流能够较好地跟随电压波形,说明功率因数较高;漏极电压的峰值是170V,这里选用SSL2108低压版本,内置开关管的耐压是300V,说明芯片不会损坏。由右图可知,漏极电压在放电过程完成后开始振荡,并且在谷底开通,这种方式可以减少开通损耗;电流波形线性上升,说明电感没有饱和,工作正常。

4.2 接入调光器条件下的实验结果

将调光器接入驱动器的输入端,从调光角最大开始向小角度调整,输出电流关于调光角的调光曲线见图9。可知输出电流随着调光角的减小而减小,并且中间斜率较大,两端斜率较小,显然亮度也会按照同样的曲线变化,这种调光曲线对人眼而言比较舒适,并且满足美国电气制造商协会关于固态照明的调光曲线标准 NEMA SSL-6,调光效果较好。

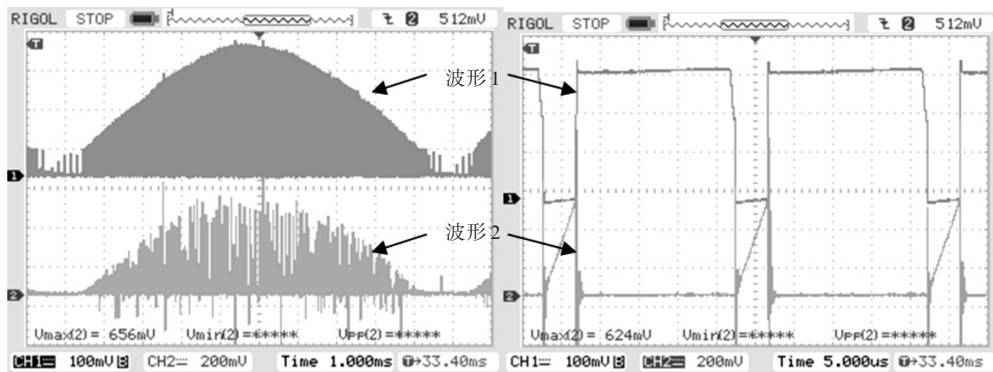


图8 开关波形图

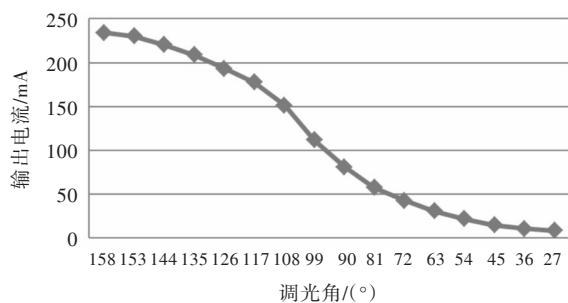
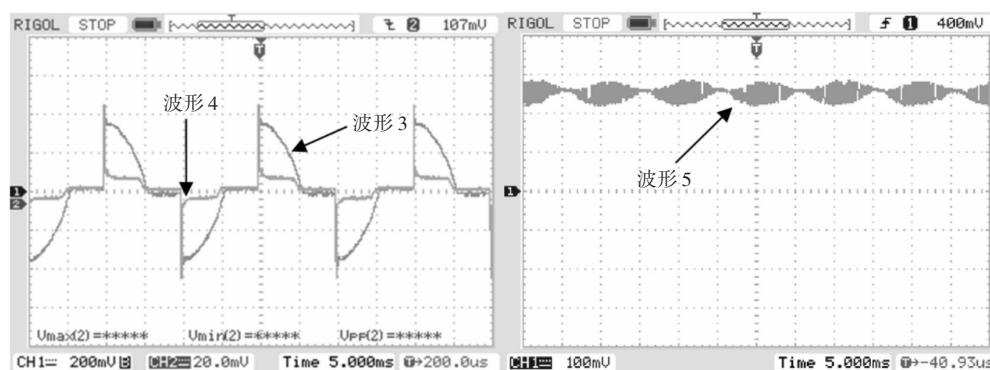


图9 调光曲线

输入输出波形见图10。左图中波形3是输入电压,波形4是输入电流,电压波形的显示比例是1/500,电流波形显示比例是0.1V/A,由左图可知,电流波形畸变较小,能够较好地跟随电压波形,说明功率因数较高。右图中的波形是输出电流,电流波形显示比例是1V/A,输出电流最大值是0.28A,最小值是0.22A,平均值是0.25A,纹波率是 $(0.28-0.22) \div 0.25 = 24\%$,满足LED驱动系统的要求。



(a) 输入电压和电流波形

(b) 输出电流波形

图10 输入输出波形图

5 结语

本文分析了 TRIAC 调光的 LED 驱动系统工作原理, 基于 SSL2108 专用芯片设计了负载为 9 个 LED 灯串联, 功率为 8W 的驱动系统样机, 对系统的各功能模块进行了分析和计算。最后对样机进行测试, 效率高于 82%, 功率因数高于 0.96, 纹波小于 35%。结果显示, 该系统调光范围宽、效率高、功率因数高、线性调整率及负载调整率好、运行稳定可靠。

参考文献:

[1] 李翔, 李强, 李磊. 基于 SSL2103 的可调光 LED 驱动电路的研究[J]. 吉首大学学报, 2012, 33(6): 52-56.

[2] 沈霞, 王洪诚, 蒋林, 等. 基于反激变换器的高功率因数 LED 驱动电源设计[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(6): 140-143.

[3] 恩智浦公司. SSL2108 LED 照明驱动器数据手册[EB/OL]. (2011-02-18). <http://wenku.baidu.com/view/0c96904033687e21af45a9e4.html>.

[4] NXP. AN11041 SSL21081, SSL21083, and SSL2109 non-dimmable buck converter in low ripple configurations [EB/OL]. (2012-10-23). http://www.nxp.com/documents/application_note/AN11041.pdf.

[5] Maniktala S. 精通开关电源设计[M]. 王志强, 等译. 北京: 人民邮电出版社, 2008: 36-41.

[6] 杨恒. LED 照明驱动电路设计与实例精选[M]. 北京: 中国电力出版社, 2008: 208-213.

Buck Dimmable LED Driving Circuit System

LI Xiang¹, LING Wei-jie²

(1. Department of Electrical and Mechanical Services, Anhui Vocational College of Defence Technology, Luan 237011, Anhui, China;

2. Department of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, Jiangsu, China)

Abstract: To adapt the development of LED lighting technology, the quality of the light, luminous efficiency, reliability, and simplification of the design, based on introducing the function of SSL2108 driving chip, designs a new dimmable LED driving system based on SSL2108. The system mainly composed with four parts: input circuit, buck circuit, dimming control circuit, output circuit. Experimental results show that the circuit can work properly and meet the designing goal.

Key words: SSL2108; LED driving; controlled silicon dimming; buck topology

(责任编辑: 曾 婷)