

# 大功率 UVLED 分布式驱动技术研究

刘勇, 刘廷章, 邹雅君

(上海大学机电工程与自动化学院, 上海 200072)

**摘要:** 以工业印刷过程中 UVLED 固化为应用背景, 研究并设计了一种 UVLED 驱动控制系统。分析了采用分布式驱动的优势, 确定了驱动电源采用两级驱动结构, 包括前端 AC/DC 恒压模块和后端 DC/DC 恒流模块。对该系统的驱动电源模块进行了试验测试和结果分析, 试验结果验证了该 UVLED 驱动控制系统的可行性。

**关键词:** UVLED 固化; 分布式驱动; 驱动控制系统

中图分类号: TN 312<sup>+</sup>.8 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)12-0097-06

## Research on the Technology of Distributed Driving for High Power UVLED

LIU Yong, LIU Tingzhang, ZOU Yajun

(School of Mechatronics Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

**Abstract:** With the purpose that UVLED curing would be used in industrial printing, a UVLED driving and controlling system was designed. The advantage of using distributed driving was analyzed, and the driving power using two-stage drive structure was determined. The AC/DC constant voltage module and DC/DC constant current module were designed and the driving power modules were tested. The experimental results the UVLED drive control system was feasible.

**Key words:** UVLED curing; distributed driving; driving and controlling system

## 0 引言

紫外光固化技术在工业印刷领域中应用广泛。随着 LED 技术的蓬勃发展, 产生了 LED 技术与固化技术相结合的 UVLED 固化技术。UVLED 是种半导体发光器件, 波长范围为 10~400 nm, 发光原理与一般的 LED 无异<sup>[1]</sup>。因其具有光效高、寿命长和绿色无污染等优点, 被视为替代传统紫外光固化的新技术。目前, UVLED 固化技术满足广泛的应用需求并迅速发展, 但驱动电源性能差是制约其发展的一个重要因素。因此, 研究 UVLED 的驱动电源具有重要的意义<sup>[2]</sup>。本文设计的一种 UVLED 驱动控制系统采用分布式驱动技术。通过试验验证了该驱动控制系统的可行性。

## 1 系统总体设计方案

大功率 UVLED 分布式驱动控制系统的总体设计方案如图 1 所示。

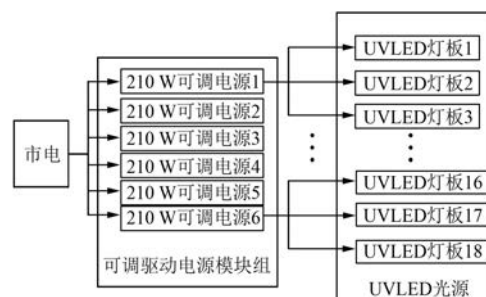


图 1 系统总体设计框图

系统运行时, 市电经由 6 个驱动电源组成的

作者简介: 刘勇(1992—), 男, 硕士, 研究方向为半导体照明和嵌入式系统。

刘廷章(1967—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为半导体照明、工业节能控制和复杂系统建模与控制。

邹雅君(1991—), 男, 硕士, 研究方向为大功率 LED 驱动技术。

电源模块组,每个电源模块有 3 路恒定的电流输出,共转换成 18 路恒定的电流输出到由 18 个 UVLED 灯板组成的 UVLED 光源,驱动其发出高辐射的紫外光照射油墨使其固化<sup>[3]</sup>。

## 2 分布式驱动电源设计

单个分布式驱动电源采用两级驱动方式,如图 2 所示,由前端 AC/DC 恒压模块和后端 DC/DC 恒流模块组成。

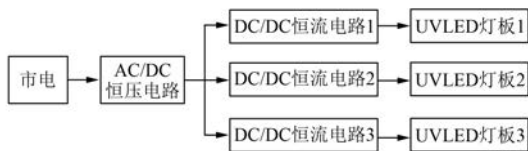


图 2 单个驱动电源设计方案

恒压模块将市电转为稳定的直流电压并起隔离作用;恒流模块将直流电压转成 UVLED 灯板所需的恒定电流。综合输出功率、体积和成本等因素,恒压模块用反激电路,恒流模块用 Buck 电路<sup>[4]</sup>。其中,AC/DC 恒压模块的主要指标:输入电压 AC 176~264 V、50 Hz;输出功率 228 W,输出电压 DC 110 V;期望效率 85%。DC/DC 恒流模块的主要指标:输入电压 DC 100~120 V;输出功率 210 W,输出电流 2.1 A;期望效率 92%。

### 2.1 AC/DC 恒压模块电路设计

恒压模块电路设计采用反激电路。反激式变换器由降压/升压式变换器演变而来<sup>[5]</sup>。其基本

拓扑结构如图 3 所示。 $U_{IN}$ 、 $U_O$  为直流输入、输出电压,T 为高频变压器, $N_p$ 、 $N_s$  为初、次级绕组,Q 为功率开关,VD 为输出整流二极管,C 为输出滤波电容。Q 导通时,初级侧有电流  $I_p$  流过,能量储存在初级绕组中。此时次级绕组的电压极性上负下正,VD 截止,无输出。Q 截止时,初级侧无电流流过,次级绕组电压极性变为上正下负,VD 导通,能量传递到次级侧,电路输出电压。

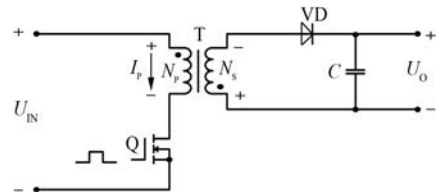


图 3 反激式变换器的拓扑结构

反激式变换器在断续导通模式和临界导通模式中,电路损耗较大;连续导通模式相对损耗较少,可减少高频输出电容纹波。当输出功率超过 50 W 时,开关管承受的电流应力和噪声较小,有利于提高系统稳定性,故选连续导通工作模式<sup>[5]</sup>。

使用 Power Integrations 公司 TOP261EN 芯片。该芯片采用独有的高压 CMOS 技术,将高压功率 MOSFET、PWM 控制器、故障保护电路等集成至单个 CMOS 芯片中,具有过压、过流、过热保护、高压启动、环路补偿电路等功能<sup>[6]</sup>。设计的恒压模块电路原理图如图 4 所示。主要电路参数设计<sup>[7]</sup>如下。

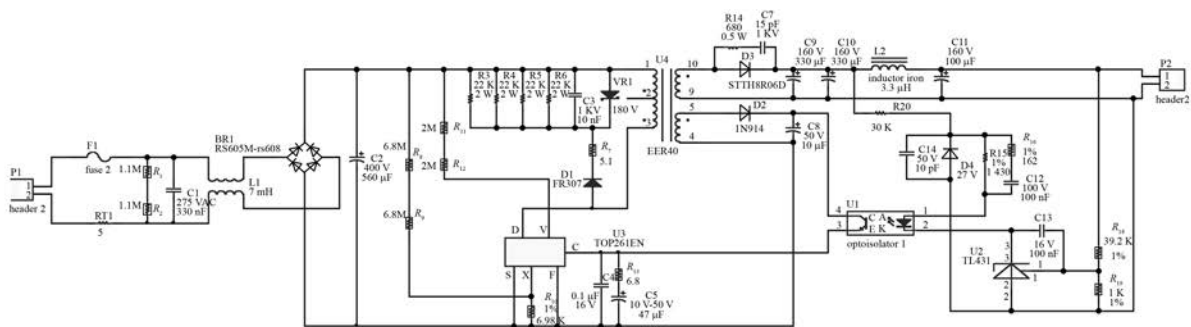


图 4 恒压模块电路原理图

#### 2.1.1 高频变压器设计

(1) 最大导通时间  $T_{ON}$ 。输入电压最低且满载时,开关管导通时间最大,设占空比

$$D = \frac{T_{ON}}{T_s} = 0.5$$

式中:  $T_s$ ——开关周期。

变压器工作频率  $f_s$  为 132 kHz,则:

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{10^6}{132 \times 10^3} = 7.57 \mu\text{s}$$

$$T_{\text{ON}} = DT_s = 0.5 \times 7.57 = 3.78 \mu\text{s}$$

(2) 一次侧、二次侧和辅助绕组匝数。作用电压的类型是个方波, 在一个导通期间里伏秒值与一次侧匝数存在关系为

$$N_p = \frac{U_{\text{IN}} t_{\text{ON}}}{\Delta B \times A_e} \quad (1)$$

式中:  $N_p$ ——一次侧匝数;

$U_{\text{IN}}$ ——加在一次侧的直流电压;

$\Delta B$ ——交变工作磁密, 取 1.5 mH;

$A_e$ ——磁芯有效面积, 选磁心 EER40, 其有效截面积  $A_e = 149 \text{ mm}^2$ 。

则:

$$N_p = \frac{U_{\text{IN}} T_{\text{ON}}}{\Delta B \times A_e} = \frac{211 \times 3.78}{0.15 \times 149} = 35.68 \approx 36$$

一次侧绕组匝数取 36 匝。驱动电源的输出电压 110 V, 假定绕组压降 0.6 V, 整流二极管导通压降 0.7 V, 二次侧绕组输出总电压为  $U_s = 111.3 \text{ V}$ , 则一次侧和二次侧绕组每匝伏数为

$$\frac{U_{\text{IN}}}{N_p} = \frac{211}{36} = 5.861$$

$$N_s = \frac{111.3}{5.86} = 18.9 \approx 19$$

二次侧绕组取 19 匝。

对于 15 V 直流输出, 考虑绕组和二极管压降 1 V, 辅助绕组输出电压应为 16 V, 则:

$$N_A = \frac{16}{5.816} = 2.73$$

辅助绕组取 3 匝。

(3) 功率 MOSFET 管。因 TOP261EN 内置 MOSFET, 只需验证芯片是否适合该设计, 主要考虑其电流和电压应力。流过功率开关管上的最大电流就是变压器一次侧的峰值电流  $I_2$ , 而其承受的最大电压应力为

$$U_{\text{DS-max}} = U_{\text{inmax}} + U_{\text{OR}} + U' \quad (2)$$

式中:  $U_{\text{inmax}}$ ——最大输入电压值;

$U_{\text{OR}}$ ——二次侧的反射电压;

$U'$ ——变压器漏感产生的尖峰电压, 取 100 V。

$$U_{\text{OR}} = \frac{N_p}{N_s} = U_s \frac{36}{19} \times 111.3 \approx 210 \text{ V}$$

则  $U_{\text{DS-max}} = 684 \text{ V}$ , 小于 TOP261EN 芯片内置 MOSFET 漏源两极最大承受电压。

### 2.1.2 漏极钳位电路设计

漏极钳位电路可吸收尖峰电压, 本文采用 RCD 钳位电路<sup>[8]</sup>。钳位电压为

$$U_c = 0.9 \times U_{\text{DS}} - U_{\text{inmax}} =$$

$$0.9 \times 700 - 264 \times \sqrt{2} = 256 \text{ V}$$

式中:  $U_{\text{DS}}$ ——MOSFET 的漏极电压值。

电阻值为

$$R = \frac{2(U_c - U_{\text{OR}}) \times U_c}{L_{\text{lk}} \times I_2^2 \times f_s} \quad (3)$$

式中:  $L_{\text{lk}}$ ——变压器漏感。

实测变压器  $L_{\text{lk}} = 2.1 \mu\text{H}$ ,  $I_2 = 3.9 \text{ A}$ ,  $U_{\text{OR}} = 210 \text{ V}$ ,  $f_s$  为 132 kHz, 则  $R = 5.58 \text{ k}\Omega$ 。

电阻消耗的功率为

$$P_R = \frac{U_c^2}{R} = \frac{210^2}{5.58 \times 10^3} \approx 7.9 \text{ W}$$

采用 4 个 22 k $\Omega$ /2 W 的水泥电阻并联。

电容值为

$$C = \frac{U_c}{\Delta U \times R \times f_s} \quad (4)$$

式中:  $\Delta U$ ——电容两端电压的变化值, 取 5%。

则  $C \approx 27 \text{ nF}$ , 实际电路选 10 nF/630 V 聚丙烯电容。阻塞二极管 VD1 选 FR307 快恢复二极管, 其反向耐压值为 700 V, 额定电流为 3 A, 可有效承受变压器峰值电流较大的变化。

### 2.1.3 反馈电路设计

在 110 V 主输出上引入隔离式反馈电路, 包括线性光耦 PC817 和可调精密并联稳压器 TL431 及若干滤波电容、电阻。输出电压 110 V 由  $R_{18}$ 、 $R_{19}$  分压后所得的采样电压和 TL431 内部 2.5 V 基准电压  $U_{\text{ref}}$  比较产生输出误差电压。如输出电压高于 110 V, 采样电压和基准电压比较使 K 点电位降低, 光耦二极管工作电流  $I_f$  增大, 控制端电流  $I_c$  增大, TOP261EN 产生的占空比  $D_{\text{PWM}}$  减小, 输出电压减小, 起到稳压作用。

TL431 最大电压为 36 V, 不能直接接到输出 110 V 上, 需在 TL431 和 PC817 两端并联 27 V 的稳压管。由 TL431 的 datasheet 得到参考端输入电流为 1.8  $\mu\text{A}$ 。为避免参考端输入电流造成分压比偏差, 流过  $R_{19}$  的电流要在其 100 倍以上, 则:

$$R_{19} \leq 2.5 / (100 \times 1.8 \mu\text{A})$$

取 1 kΩ。R<sub>18</sub> 由 TL431 特性可知。输出电压为

$$U_o = (1 + R_{18}/R_{19}) \times U_{ref} \quad (5)$$

其中:  $U_{ref} = 2.5 \text{ V}$ ,  $U_o = 110 \text{ V}$ , 可取  $R_{18} = 43 \text{ k}\Omega$ 。PC817 电流传输比 CTR 为 0.8~1.6, 取下限 0.8, 则二极管电流最大值  $5 \text{ mA}/0.8 = 6.25 \text{ mA}$ , 故:

$$R_{15} \leq (U_{VS} - U_{KA} - U_{fmax}) / I_{fmax} = (27 - 2.5 - 1.2) / 6.25 = 3.73 \text{ k}\Omega$$

由于发光二极管最大电流为 50 mA, TL431 最大电流为 100 mA, 因此流过 R<sub>15</sub> 的最大电流  $I_{fmax} = 50 \text{ mA}$ , 则:

$$R_{15} \geq (U_{VS} - U_{KA} - U_{fmax}) / I_{fmax} = (27 - 2.5 - 1.4) / 50 = 462 \Omega$$

取 1.43 kΩ。

本文所设计的 AC/DC 恒压模块电路设计的实物如图 5 所示。

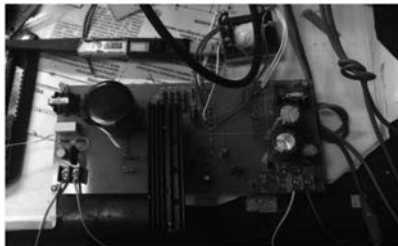


图 5 恒压模块电路实物图

### 2.2 DC/DC 恒流模块电路设计

恒流模块电路由 3 路同样 Buck 拓扑结构的电路组成, 每路输出 0.7 A/70 W, 总输出功率 210 W。选用 Supertex 公司的 HV9910B, 其驱动电流能从几毫安到超过 1 A, 输入电压范围为直流 8~450 V, 可有效驱动大功率 LED<sup>[9]</sup>。

作为经典的 LED 恒流控制芯片, 其工作原理简单易理解<sup>[10]</sup>, 在此不再赘述。主要参数计算如下。

权衡开关损耗和电感体积, 额定工作频率选 50 kHz, 则开关周期为  $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \times 1000} = 20 \mu\text{s}$ 。

电源的输入  $U_i = 110 \text{ V}$ , 负载 24 颗 UVLED 串联, 额定电压 4 V, 输出  $U_o = 96 \text{ V}$ , 据 Buck 型变换器伏秒法则:

$$(U_i - U_o) \cdot t_{OFF} = U_o \cdot T_{OFF}, \quad T = T_{ON} + T_{OFF} \quad (6)$$

可得:

$$T_{OFF} = \left(1 - \frac{U_o}{U_i}\right) \cdot T = \left(1 - \frac{96}{110}\right) \times 20 = 2.54 \mu\text{s}$$

$$R_T [T_{OFF}(\mu\text{s})25 - 22] = (2.54 \times 25 - 22) (\text{k}\Omega) = 41.5 \text{ k}\Omega$$

实取 R<sub>T</sub> 值 39 kΩ, 设定固定关断时间。

电感值决定了输出电流纹波的大小。假定输出电流纹波峰峰值为 30% 的平均电流, 设计的输出电流 I<sub>o</sub> 为 700 mA, 则电感值

$$L_1 = \frac{U_o \cdot T_{OFF}}{0.3 \cdot I_o} = \frac{96 \times 2.54}{0.3 \times 0.7} = 1.16 \text{ mH}$$

流经 L<sub>1</sub> 和 LED 的峰值电流为 LED 平均输出电流与纹波电流一半之和, 即:

$$I_{pk} = I_o + \frac{U_o \cdot t_{OFF}}{2 \cdot L_1} = \frac{96 \times 2.54}{2 \times 1.16 \times 1000} = 0.797 \text{ A}$$

电流检测电阻为

$$R_s = \frac{0.25}{I_{pk}} = \frac{0.25}{0.797} = 0.313 \Omega$$

实取 R<sub>s</sub> 值 0.31 Ω。

MOSFET 管 Q1 选 Fairchild 公司 FQP7N80C, 其耐压值 U<sub>DS</sub> 为 800 V, 最大导通电流为 7 A; 续流二极管 VD1 选 B3200, 其耐压值为 200 V, 额定电流为 3 A。因 U<sub>IN</sub> 供电为 110 V 直流恒压, 输入滤波电容 22 μF/250 V 电解电容可满足要求。输出滤波主要是滤除高频纹波, 选 4.7 μF 电解电容。U<sub>DD</sub> 脚的旁路电容按芯片手册, 选 1 μF/16 V 陶瓷电容。

本文最终设计的 DC/DC 恒流电路原理图如图 6 所示。恒流板实物如图 7 所示。

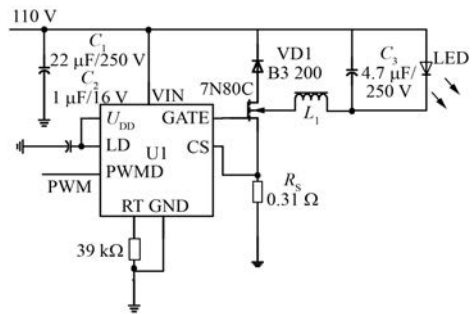


图 6 恒流模块电路原理图

## 3 试验测试

### 3.1 AC/DC 恒压模块的性能测试

使用 36 个 2 kΩ/20 W 的水泥电阻并联作测试负载, AC/DC 恒压模块电路额定输出电流 2 A,



图7 恒流模块电路实物图

输出电压为 110 V。因市电存在 20% 的波动,设计的输入电源为 176 ~ 264 V。图 8 所示为在 176 ~ 264 V 交流输入条件下输出电压的波动情况。

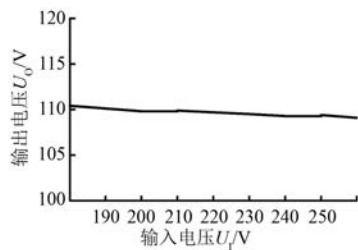


图8 输出电压随输入电压变化

从图 8 可知,当输入电压从 176 V 变到 264 V,输出电压从 109.1 V 变到 110.4 V,则波动率为

$$\delta = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_0} = \frac{110.4 - 109.1}{109.7} = 1.18\%$$

式中:  $U_{\max}$ 、 $U_{\min}$ ——输出电压最大值、最小值;  
 $U_0$ ——220 V 输入电压时输出电压的值,具有良好的恒压精度<sup>[11]</sup>。

图 9 所示为恒压电路的转换效率在输入电压波动时的变化。从电压变化范围看,驱动电源转化效率的波动幅度约在 1%,可忽略不计,且 AC/DC 恒压模块电路的总体效率较高,维持在 84.5% ~ 85.5%。

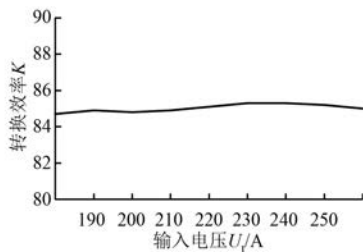


图9 恒压电路转换效率

### 3.2 DC/DC 恒流模块的性能测试

使用 Sorensen DLM150-4 直流电源作输入,2 并 30 串 1 W LED 作负载,额定输出功率为 60 W,单个恒流电路测试连接图如图 10 所示。在 110 V 输入电压条件下,三路输出电流如图 11 所示,分别为 646、639、655 mA。

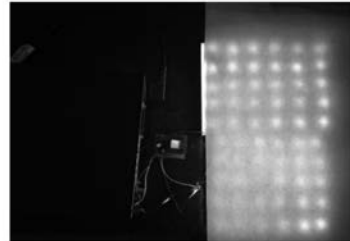


图10 单个恒流电路测试连接图

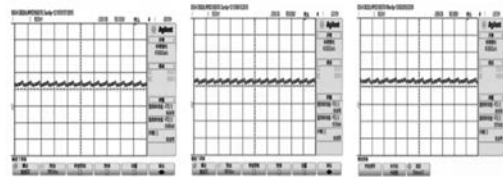


图11 三路恒流输出

DC/DC 恒流模块的效率反映了能量转换效率,在 100 ~ 120 V 输入电压条件下,测量 DC/DC 恒流电源的效率。如图 12 所示,其效率随输入电压变化,通道 1 ~ 通道 3 分别保持在 94.5% ~ 97.5%、94.3% ~ 96.5% 和 94.2% ~ 96.3%。一般的 Buck 型转换器效率常在 92%,表明所设计的 DC/DC 恒流模块转换效率高,满足设计要求。

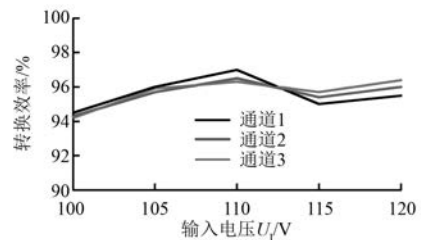


图12 恒流模块转换效率

恒流精度是衡量 LED 恒流驱动电路性能的重要指标,如图 13 所示。测试恒流模块在输入电压变化时的 LED 输出电流曲线以测其恒流精度<sup>[12]</sup>。由于采样电阻的精度差异性,实际 3 路

LED 输出电流分别稳定在 650、645、652 mA, 基本满足设计要求。

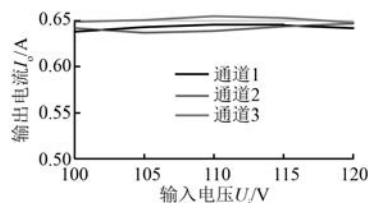


图 13 输出电流随输入电压变化图

### 3.3 恒压与恒流模块的联调测试

如图 14 所示, 将前端 AC/DC 恒压模块与后端单路 DC/DC 恒流模块连接测试, 测试负载为 2 并 30 串 1 W LED 组成的 LED 灯板。在 176 ~ 264 V 交流电输入条件下, 分别测量联调电路的转换效率, 如图 15 所示。其效率随输入电压变化, 联调电路转换效率在 80.5% ~ 81.5%, 效率波动幅度在 1% 以内, 基本满足设计要求。



图 14 联调电路测试连接图

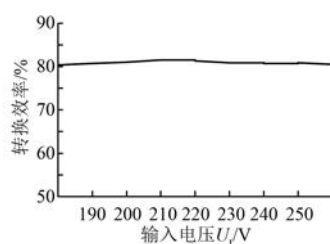


图 15 联调电路转换效率

## 4 结 语

本文设计了一款大功率 UVLED 驱动控制系统用来驱动工业印刷中的 UVLED 固化光源。对

UVLED 固化驱动控制系统做了原理性分析, 提出了可行的系统设计方案, 研制了初步样机并进行了相关测试。该系统还有需要改进的地方, 设计的驱动电源模块还需进一步试验测试, 如开关试验、高温老化试验及 EMI 测试, 将进一步优化驱动电源模块电路参数。此外, 驱动电源的转换效率还需提高, 需优化电路减少电路损耗, 提高系统的可靠性。

### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] 闵耀霞. UV 固化油墨综述 [ J ]. 网印工业, 2010 ( 7 ): 18-21.
- [ 2 ] MURAMOTO Y, KIMURA M, NOUDA S. Development and future of ultraviolet light-emitting diodes: UV-LED will replace UV lamp [ C ] // IEEE Summer Topicals Meeting Series, 2015: 13-14.
- [ 3 ] 方海莹. 18 通道恒流 LED 驱动器的设计研究 [ D ]. 成都: 电子科技大学, 2010.
- [ 4 ] 吕陈宇. 单片恒流恒压 AC-DC 变换器 XD9527 的设计 [ D ]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
- [ 5 ] CHUANG H S H, CHEUNG W L, TANG K S A. ZCS bidirectional flyback DC/DC converter [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 ( 6 ): 1426-1434.
- [ 6 ] 张继东, 秦进平. 一种基于 TOP260EN 的开关电源设计 [ J ]. 仪表技术, 2010 ( 2 ): 63-66.
- [ 7 ] 陈洋, 段哲民, 郭龙. 反激式变换器拓扑的 LED 电源设计 [ J ]. 电子设计工程, 2014, 22 ( 2 ): 95-97.
- [ 8 ] 樊永隆. 反激式变换器中 RCD 箝位电路的设计 [ J ]. 电源技术应用, 2006, 9 ( 12 ): 47-49.
- [ 9 ] 邹雅君, 刘廷章, 潘超, 等. 大功率 LED 的多通道驱动控制 [ J ]. 工业控制计算机, 2016, 29 ( 1 ): 142-143.
- [ 10 ] 黄剑平, 沈汉鑫. 基于 HV9910B 的 LED 降压驱动电路设计研究 [ J ]. 现代电子技术, 2014, 37 ( 19 ): 139-140.
- [ 11 ] 许阳. 一种快速动态响应高精度的恒压恒流反激式 AC-DC 变换器设计 [ D ]. 南京: 东南大学, 2016.
- [ 12 ] 付贤松, 李圆圆, 孔旭东, 等. 高精度可调光 DC-DC 恒流源的设计 [ J ]. 电工技术学报, 2015, 30 ( 增刊 1 ): 69-74.

收稿日期: 2018-07-06