一种单级低开关应力无电解电容LED电源

赵宽祥[1,2]，酉家伟[1,2]，刘宏勋[1,2]，凌跃胜[1,2]，田锐[1,2]
（1.省部共建电工装备可靠性与智能化国家重点实验室（河北工业大学 电气工程学院），天津 300130；
2.河北省电磁场与电器可靠性重点实验室（河北工业大学 电气工程学院），天津300130）

摘要：传统LED驱动电源中采用电解电容作为储能元件，但电解电容寿命短，限制了整体LED驱动电源的使用寿命。为提高电源寿命，在去除电解电容的基础上，提出一种单级低开关应力电路结构，通过引入由谐振电容与开关管构成的辅助回路，减小开关管开关应力，实现零电压开通，同时反馈漏感能量，提高电源整体效率。分析了该变换器拓扑结构的工作原理，给出模态分析和参数设计方法，试制实验样机验证单级低开关应力无电解电容LED电源的可行性。

关键词：单级结构；低开关应力；谐振电容；零电压开通；无电解电容
中图分类号：TM92 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd22419

A Single-stage Low Switch Stress Electrolytic Capacitors-less LED Power Supply

ZHAO Kuanxiang[1,2], YOU Jiawei[1,2], LIU Hongxun[1,2], LING Yuesheng[1,2], TIAN Rui[1,2]
（1.*State Key Laboratory of Reliability and Intelligence of Electrical Equipment*（*School of Electrical Engineering*, *Hebei University of Technology*）, *Tianjin* 300130, *China*;
2.*Key Laboratory of Electromagnetic Field and Electrical Apparatus Reliability of Hebei Province*（*School of Electrical Engineering*, *Hebei University of Technology*）, *Tianjin* 300130, *China*）

Abstract: The electrolytic capacitor is used as the energy storage element in the traditional LED power supply. The life of electrolytic capacitor is short which limits the life of LED power supply. In order to improve the service life of the power supply, a single-stage low switch stress structure was proposed on the basis of removing the electrolytic capacitor. The auxiliary loop composed of resonant capacitor and switching tube was introduced to depress the switch stress and realize zero voltage switching (ZVS), meanwhile the leakage inductance energy was fed back and the overall efficiency of power supply was improved. The working principle of the topology was analyzed. The modal analysis and parameter design were given. The feasibility of the single-stage low switch stress LED power supply without electrolytic capacitor was verified by experimental prototype.

Key words: single-stage structure; low switch stress; resonant capacitor; zero voltage switching (ZVS); electrolytic capacitor-less

LED作为一种新型光源凭借寿命长、功耗小等优势，被广泛应用于日常照明、显示系统、汽车交通等领域[1-2]。在交流供电场合，波动的输入功率和稳定的输出功率之间存在功率差，传统LED电源采用电解电容匹配不平衡的输入输出功率，消除纹波，稳定输出电压，但考虑到电解电容寿命短（10 000 h左右），LED光源寿命长（100 000 h左右），电解电容成为整体LED照明的寿命短板[3]。为了去除电解电容提高电源寿命，研究人员已在拓扑结构、控制方法等方面展开研究[4-5]。文献[6]采用在输入电流中注入奇次谐波来减小输入电流波动，以牺牲功率因数来减小电容容量，仅适用于小功率场合。文献[7]采用脉动电流代替恒定电流驱动LED，虽然能够减小电容容量，去除电解电容提高电源寿命，但是会造成频闪，不利于人眼健康并且对LED寿命有所影响。

作者简介：赵宽祥（1993—），男，硕士，Email：472474082@qq.com
通讯作者：刘宏勋（1973—），男，硕士生导师，Email：lhx@hebut.edu.cn

文献[8]提出采用反激变换器并联双向吸收结构来减小电容容量,电路结构复杂,并且开关管关断时会出现电压尖峰,导致开关管开关应力大,不利于器件选型。

文中提出一种单级低开关应力电路结构,在传统单级结构基础上引入辅助回路,在去除电解电容、提高电源寿命的前提下,吸收漏感能量,避免开关管关断瞬间漏感和开关管寄生电容之间发生谐振、出现电压尖峰,从而降低开关管开关应力。利用反向的漏感电流对开关管寄生电容进行反向充电,使其端电压下降为零,当开关管被触发时实现零电压开通。在对寄生电容反向充电的同时,反馈漏感能量、提高电源效率。

文章详细分析了该变换器的工作模态,给出参数设计方法,最终搭建实验平台对所提方案的可行性进行验证。

1　电源工作原理

1.1　主电路拓扑

单级低开关应力无电解电容LED电源主电路如图1所示。电源主要包括整流电路、单级部分、辅助回路。整流电路为四个二极管构成的整流桥;单级部分由升压变换器与反激变换器共用开关管S_1构成,减少开关管数量,简化电路结构,减小开关损耗;辅助回路由辅助开关管S_2和谐振电容C_2构成,辅助回路并联在变压器一次侧绕组两端。

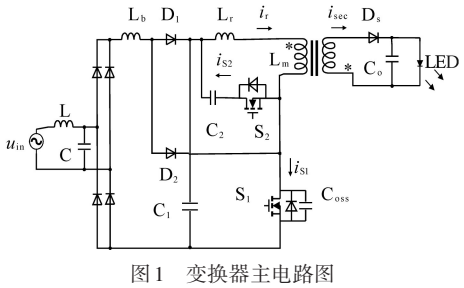

图1　变换器主电路图

Fig.1　AC/DC converter main circuit

开关管S_2与主回路开关管S_1工作状态互补,交替开通。利用谐振电容C_2在主回路开关管S_1关断时吸收漏感能量,避免漏感L_r与开关管S_1的寄生电容C_{oss}之间发生谐振,消除由漏感造成的开关管S_1两端电压尖峰,减小开关应力。利用谐振电容C_2吸收的漏感能量,对开关管S_1的寄生电容C_{oss}反向充电,使开关管S_1端电压下降为零,当开关管S_1被触发时,实现零电压开通,在对开关管S_1的寄生电容C_{oss}反向充电的同时反馈漏感能量,提高电源效率。

1.2　无电解电容工作原理

假设变换器功率因数PF=1,则输入电压、输入电流以及输入功率为

$$u_{in} = U_m \sin(\omega t) \tag{1}$$

$$i_{in} = I_m \sin(\omega t) \tag{2}$$

$$p_{in} = u_{in} i_{in} = 0.5 U_m I_m [1 - \cos(2\omega t)] \tag{3}$$

式中:u_{in},i_{in}为输入电压、电流瞬时值;U_m,I_m为输入电压、电流最大值;p_{in}为瞬时输入功率;ω为t时刻的角频率。

输入功率包含直流分量与二倍工频分量,二倍工频分量将导致储能电容端电压同样以二倍频波动。

变换器输出功率为恒定值且等于输入功率的平均值,图2为PF=1时输入电压、输入电流、输入功率、输出电容电压以及最终输出功率波形。

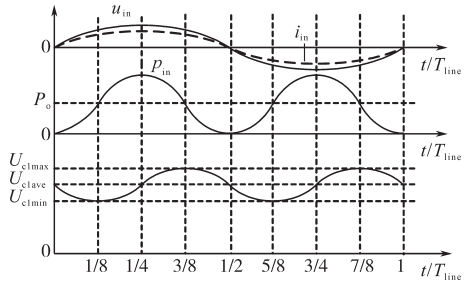

图2　PF=1时输入输出波形

Fig.2　Input and output waveform at PF=1

由图2可得在(T_{line}/8—3T_{line}/8)时间内电容C_1端电压由最小值上升至最大值,输入能量和输出能量之差被电容吸收导致电容C_1端电压升高。

$$p_{ave} = P_o = 0.5 U_m I_m \tag{4}$$

$$\frac{1}{2} C_1 (U_{c1max}^2 - U_{c1min}^2) = \int_{\frac{1}{8}T_{line}}^{\frac{3}{8}T_{line}} (p_{in} - P_o) \mathrm{d}t \tag{5}$$

其中

$$C_1 = P_o / \omega U_{ave} \Delta U_{c1} \tag{6}$$

式中:p_{ave},P_o分别为平均输入功率、输出功率;U_{c1max},U_{c1min},U_{ave}分别为中间电容C_1电容电压最大值、最小值和平均值;ΔU_{c1}为中间电容C_1电容电压纹波;T_{line}为输入交流电压周期。

由式(6)可知,电容C_1容量与ΔU_{c1}有关,可以通过适当增大电容电压纹波来减小电容容量,从而去除电解电容,提高电源寿命。

2　电路工作模态分析

电路模态波形图如图3所示。

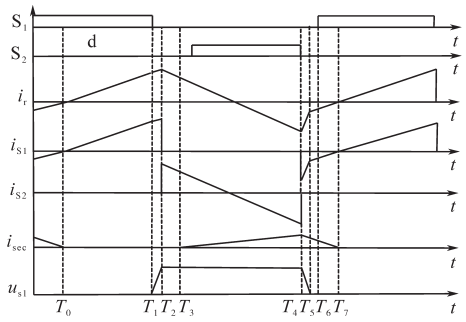

图3　模态波形图

Fig.3　Mode waveforms

电源工作模式设计为断续模式,即电感中的电流能够下降为零,避免了工作状态在连续模式和断续模式的切换,提高了系统的稳定性。电路共有七种工作模态,工作原理如下。

模态1[T_0—T_1]:如图4所示,开关管S_1闭合,S_2断开,D_1反向截止,D_2正向导通。输入电源u_{in}、升压电感L_b、二极管D_2、开关管S_1构成回路,输入电源u_{in}对升压电感L_b进行充电;电容C_1、漏电感L_r、主电感L_m、开关管S_1构成回路,电容C_1对漏电感L_r、主电感L_m进行充电。

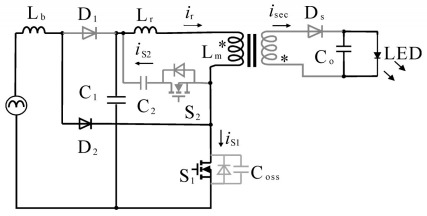

图4　模态1[T_0—T_1]

Fig.4　Mode 1 [T_0—T_1]

模态2[T_1—T_2]:如图5所示,开关管S_1、S_2断开,二极管D_1导通,二极管D_2反向截止。升压电感L_b对电容C_1进行充电;漏电感L_r和主电感L_m对开关管S_1的寄生电容C_{oss}进行充电。开关管S_1端电压不断上升。

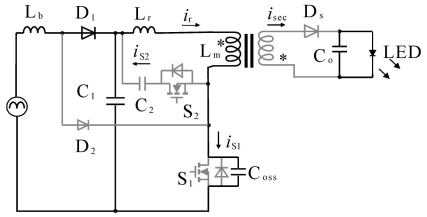

图5　模态2[T_1—T_2]

Fig.5　Mode 2 [T_1—T_2]

模态3[T_2—T_3]:如图6所示,开关管S_1、S_2断开,二极管D_1导通,二极管D_2反向截止。升压电感L_b继续对电容C_1进行充电。随着开关管S_1寄生电容C_{oss}两端电压不断上升,开关管S_2反并联二极管在T_2时刻正向导通。由于谐振电容C_2远大于寄生电容C_{oss},漏感电流i_r被从寄生电容C_{oss}中抽离转而对谐振电容C_2充电,开关管S_1寄生电容C_{oss}中电流变为零,开关管S_1端电压不再上升,保持在固定值,漏感L_r不与寄生电容C_{oss}产生谐振,开关管S_1两端不会出现电压尖峰。此时漏感电流i_r经漏电感L_r、主电感L_m、开关管S_2反并联二极管、谐振电容C_2构成回路。由于反并联二极管导通开关管S_2端电压保持为零电位。

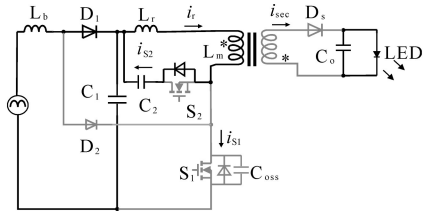

图6　模态3[T_2—T_3]

Fig.6　Mode 3 [T_2—T_3]

模态4[T_3—T_4]:如图7所示,T_3时刻副边二极管D_s导通。当开关管S_2触发脉冲到来时,由于之前开关管S_2反并联二极管导通将开关管S_2端电压固定在零电位,开关管S_2实现零电压开通。漏感电流i_r经漏感L_r、主电感L_m、开关管S_2、谐振电容C_2构成回路。漏感电流i_r下降,将储存在电感中的能量转移到谐振电容C_2中。辅助回路电流i_{S2}下降为零后反向上升,沿相同回路将暂存在谐振电容C_2中的能量返回到电感中,T_4时刻与T_2时刻状态相似,唯一不同只是T_2和T_4时刻电流i_{S2}方向相反。

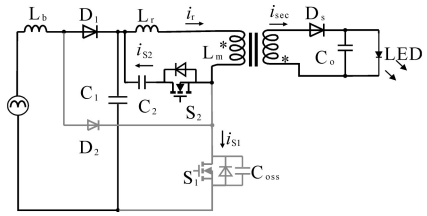

图7　模态4[T_3—T_4]

Fig.7　Mode 4 [T_3—T_4]

模态5[T_4—T_5]:如图8所示,T_4时刻开关管S_2触发脉冲消失,开关管S_2关断,辅助回路断开。漏感电流i_r经主电感L_m、漏感L_r、电容C_1、寄生电容C_{oss}构成回路。反向的漏感电流i_r对寄生电容C_{oss}进行反向充电,寄生电容C_{oss}端电压不断下降,与此同时反馈漏感能量,提高变换器效率。

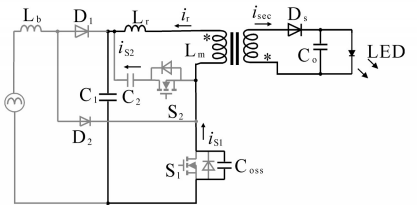

图8　模态5[T_4—T_5]

Fig.8　Mode 5 [T_4—T_5]

模态6[T_5—T_6]：如图9所示，T_5时刻寄生电容C_{oss}端电压下降为零，此时开关管S_1反并联二极管正向导通，反向漏感电流i_r由寄生电容C_{oss}转移到开关管S_1反并联二极管，开关管S_1端电压被固定在零电位。

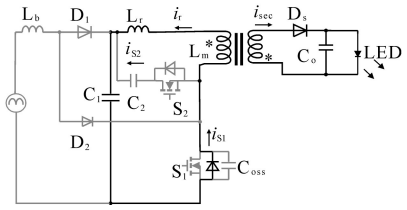

图9　模态6[T_5—T_6]

Fig.9　Mode 6[T_5—T_6]

模态7[T_6—T_7]：如图10所示，T_6时刻对S_1施加触发脉冲，由于之前S_1反并联二极管导通，S_1端电压被固定在零电位，S_1能够实现零电压开通。

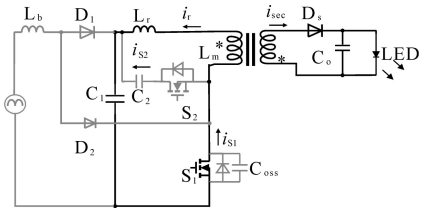

图10　模态7[T_6—T_7]

Fig.10　Mode 7[T_6—T_7]

3　参数计算

3.1　变压器漏感计算

由于利用漏感中储存的能量对开关管S_1寄生电容C_{oss}反向充电，要求寄生电容C_{oss}中储存的能量能够被漏感能量完全抵消，才能保证将寄生电容电压下拉为零，因此需要满足漏感能量大于寄生电容中储存的能量[9]，即：

$$\frac{1}{2}L_r i_{pk}^2 > \frac{1}{2}C_{oss}u_{cossmax}^2 \tag{7}$$

$$L_r > \frac{C_{oss}u_{cossmax}^2}{i_{pk}^2} \tag{8}$$

式中：L_r为漏感大小；i_{pk}为一次侧电流峰值；C_{oss}为开关管寄生电容；$u_{cossmax}$为开关管S_1寄生电容端电压最大值。

为保证在任何情况下均能实现软开关，开关管寄生电容端电压取最大值：

$$u_{cossmax} = u'_{inmax} + nU_o \tag{9}$$

式中：u'_{inmax}为反激变换器输入电压最大值；U_o为输出电压。

由于电容C_1容量小，造成电容C_1两端电压即反激变换器输入电压波动，为得到开关管S_1寄生电容端电压最大值需要计算电容C_1端电压最大值。

由能量关系并根据图2可以得到中间电容C_1电压最大值U_{c1max}为

$$U_{c1max} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2} + \frac{P_o}{\omega C_1} + \sqrt{\left(\frac{P_o}{\omega C_1}\right)^2 + \left(\frac{U_m^2}{2}\right)^2}} \tag{10}$$

反激变换器最大输入电压等于中间电容C_1端电压最大值U_{c1max}，即

$$u'_{inmax} = U_{c1max} = \sqrt{\frac{U_m^2}{2} + \frac{P_o}{\omega C_1} + \sqrt{\left(\frac{P_o}{\omega C_1}\right)^2 + \left(\frac{U_m^2}{2}\right)^2}} \tag{11}$$

将式(9)、式(11)带入式(8)得漏感约束条件为

$$L_r > C_{oss}\left(\sqrt{\frac{U_m^2}{2} + \frac{P_o}{\omega C_1} + \sqrt{\left(\frac{P_o}{\omega C_1}\right)^2 + \left(\frac{U_m^2}{2}\right)^2}} + nU_o\right)^2 / i_{pk}^2 \tag{12}$$

3.2　谐振电容计算

谐振电容容量对于软开关的实现也至关重要，要求在开关管S_1触发信号到来之前漏感电流i_r保持反向状态，即漏感电流i_r经开关管S_1反并联二极管续流，避免漏感电流反向减小为零继而通过开关管S_1寄生电容C_{oss}正向增加，对寄生电容C_{oss}进行充电，使得开关管S_1端电压上升，不再保持零电位状态。漏感电流保持反向的时间应大于开关管S_1关断的时间，从而保证开关管S_1实现软开关。

由于漏感电流保持反向的时间近似等于漏感L_r和谐振电容C_2谐振周期的一半，即漏感L_r和谐振电容C_2谐振周期的一半应大于最大的开关管S_1关断时间，否则开关管S_1端电压上升，失去实现零电压开通的条件。

漏感L_r和谐振电容C_2谐振周期T计算公式如下[10]：

$$T = 2\pi\sqrt{L_r C_2} \tag{13}$$

二分之一谐振周期大于最大主开关管关断时间：

$$\frac{T}{2} = \pi\sqrt{L_r C_2} > T_{offmax} \tag{14}$$

由此可得谐振电容C_2约束条件为

$$C_2 > \frac{T_{offmax}^2}{\pi^2 L_r} \tag{15}$$

式中：T_{offmax}为开关管S_1最大关断时间。

其余参数设计与文献[10]相似，不过多介绍。

4　实验验证

试制一台110 V/50 Hz输入,48 V/0.5 A输出的原理样机对电源性能进行验证,中间电容C_1及滤波电容C_o参数分别10 μF/500 V,4.7 μF/100 V,均可选用长寿命薄膜电容,从而替换电解电容,提高变换器使用寿命;开关管选用IPA65R600E6,寄生电容30 pF;二极管选用MBR20100;变压器磁芯材质为PC95,型号为EER42/42/20。

电源参数设置如下:输入交流电压u_{in}= 110 V,开关频率f_s=50 kHz,额定输出电压u_n=48 V,谐振电容C_2=0.5 μF,开关管寄生电容C_{oss}=30 pF,升压电感L_b=10 mH,变压器匝比n=3.5:1,变压器主电感L_m=6.5 mH,变压器漏电感L_r=80 μH。

图11为110 V输入时输入输出实验波形,由于电网中谐波的存在,输入电网电压略有畸变,但是输入电流仍能够和输入电压保持同步变化,功率因数为0.953,输出电流为0.5 A,纹波为5.8%。u_{c1}为电容C_1端电压,u_{c1}以二倍工频波动,与理论分析以及图2波形图一致,C_1端电压平均值为224 V,电压波动Δu_{c1}为61 V,输入输出特性良好。

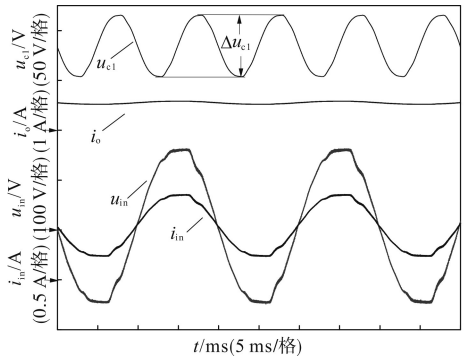

图11　输入输出波形

Fig.11　Input and output waveforms

图12为电流波形,图中由上到下依次为漏感电流i_r、辅助回路电流i_{S2}、开关管S_1电流i_{S1}。S_1关断后S_2开通漏感电流经过辅助电路,漏感电流等于辅助回路电流,漏感电流正向减小继而反向增加;S_2关断后漏感电流经电容C_1反向对寄生电容C_{oss}充电,与此同时反馈漏感能量,提高变换器效率,漏感电流反向减小继而正向增加。如图12所示,i_r上升段和下降段分别与i_{S1},i_{S2}重合,辅助回路工作正常,电路工作在DCM模式,与设计工作方式相同。

图13为主开关端电压实验波形图,u'_{S1}为未引入辅助回路时开关管S_1端电压波形,u_{S1}为引入辅助回路后开关管S_1端电压波形。引入辅助回路后,开关管S_1开断瞬间其端电压电压尖峰消失,u_{S1}稳定在390 V左右,减小为未加辅助回路时电压尖峰的1/2左右,S_1开关应力明显降低。

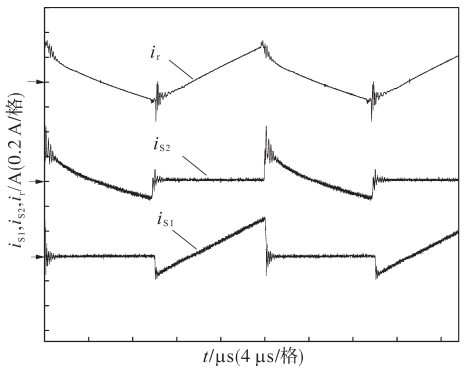

图12　电流波形

Fig.12　Current waveforms

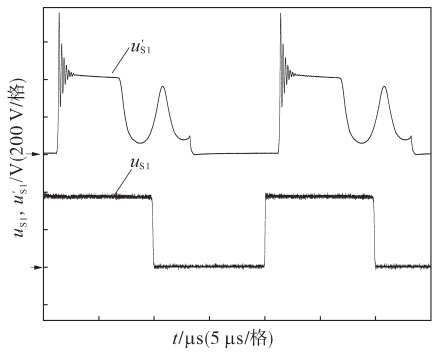

图13　S_1端电压对比

Fig.13　S_1 terminal voltage comparison

图14a、图14b分别为开关管S_1,S_2端电压与触发脉冲波形图;u_{tri1},u_{tri2}分别为引入辅助回路后开关管S_1,S_2的触发脉冲;u'_{tri1}为未引入辅助回路时开关管S_1的触发脉冲。如图14a所示,引入辅助回路后在开关管S_1端电压下降到零电位一段时间后再施加触发脉冲,开关管S_1实现零电压开通,未引入辅助回路开关管S_1端电压尚未下降为零电位,触发脉冲就已到来,开关方式属于硬开关。开关管S_2开关状态如图14b所示,在开关管S_2端电压下降到零电位一段时间后再施加触发脉冲,开关管S_2实现零电压开通。

图15为不同输入电压下有无辅助回路的电源效率η对比曲线。引入辅助回路后效率在额定电压110 V时取到最大值83.9%,由于实现软开关以及反馈漏感能量,引入辅助电路后较引入辅助电路之前变换器效率得到提升。

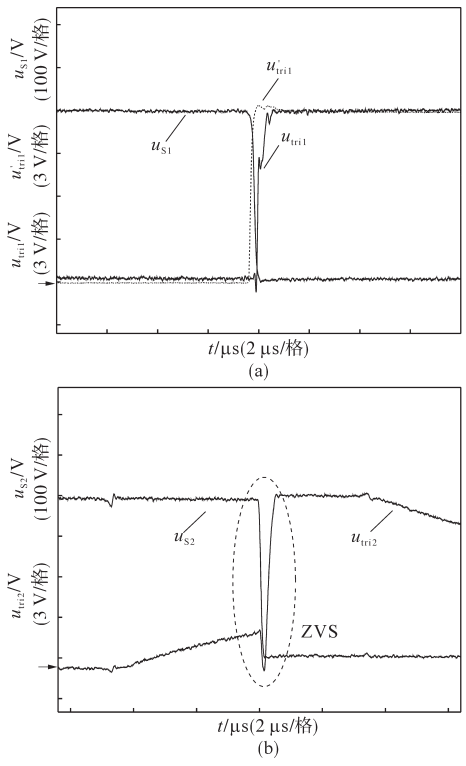

图14　开关管端电压与触发信号波形

Fig.14　Voltage and trigger signal waveforms of switching tube

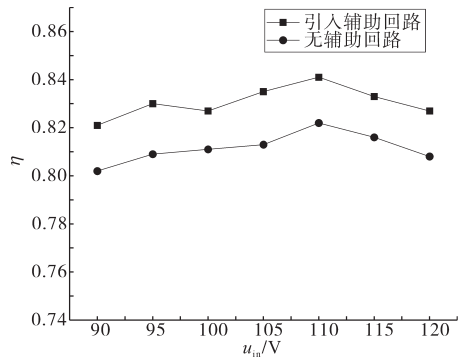

图15　效率对比曲线

Fig.15　Efficiency contrast curves

5　结论

本文提出单级低开关应力无电解电容LED电源，在去除电解电容提高电源寿命的前提下，引入由谐振电容C_2和开关管S_2构成的辅助回路，消除开关管S_1关断瞬间由漏感造成的电压尖峰，降低开关管开关应力。在实现软开关的同时反馈漏感能量，提高效率。对电路模态逐一进行分析，并给出参数计算方法。试制一台48 V/0.5 A输出的样机进行实验。由于采用薄膜电容替换电解电容，变换器使用寿命明显提高，输入功率因数能够达到0.95，输出电流纹波为5.8%。引入辅助回路后，开关管端电压最大值减小为无辅助回路时的1/2，开关管应力大大减小。开关管S_1，S_2均成功实现ZVS，与此同时反馈漏感能量，变换器效率得到提升，验证了单级低开关应力无电解电容LED电源的可行性。

参考文献

[1] 胡进，吕征宇，林辉品，等. LED照明应用现状特征及驱动技术发展综述[J]. 电源学报，2018，16(1)：135-144.
Hu Jin，Lü Zhengyu，Lin Huipin，*et al*. Review on characteristics of LED lighting applications and trends of LED driving technologies[J]. Journal of Power Supply，2018，16(1)：135-144.

[2] Sinnadurai R，Khan M K A A，Azri M，*et al*. Development of white LED down light for indoor lighting[C]//Conference on Sustainable Utilization and Development in Engineering and Technology，Kuala Lumpur，IEEE，2012：242-247.

[3] Li X P，Chen L，Chen M. An approach of LED lamp system lifetime prediction[C]//International Conference on Quality and Reliability，Bangkok，IEEE ，2011：110-114.

[4] 汪飞，钟元旭，阮毅. AC-DC LED驱动电源消除电解电容技术综述[J]. 电工技术学报，2015，30(8)：176-185.
Wang Fei，Zhong Yuanxu，Ruan Yi. A review of eliminating electrolytic capacitor in AC-DC ligh-emitting diode drivers[J]. Transaction of China Eletrotechnical Society，2015，30(8)：176-185.

[5] 黄玉水，徐爽，鲍建宇，等. 一种无电解电容高压大功率LED驱动电源[J]. 电气传动，2020，50(3)：102-106.
Huang Yushui，Xu Shuang，Bao Jianyu，*et al*. A high voltage and high power LED driver without electrolytic capacitor[J]. Electric Drive，2020，50(3)：102-106.

[6] Sabour M A，Nassary M，Saad M，*et al*. Enabling universal-input operation in electrolytic capacitor-less LED drivers based on harmonics injection[C]//Conference on Power Electronics and Renewable Energy，Aswan City，Egypt，IEEE，2019：26-31.

[7] Lam J C W，Jain P K. A high power factor，electrolytic capacitor-less AC-Input LED driver topology with high frequency pulsating output current[C]//Transactions on Power Electronics，IEEE，2015：943-955.

[8] He J，Ruan X，Zhang L. Adaptive voltage control for bidirectional converter in flicker-free electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver[C]//Transactions on Industrial Electronics，IEEE ，2017：320-324.

[9] Liu Y，Huang B，Lin C，*et al*. Design and implementation of a high power density active-clamped flyback converter[C]// International Power Electronics Conference，Niigata，IPEC，2018：2092-2096.

[10] 朱琳. 两级式无电解电容AC-DC LED照明驱动电源的研究[D]. 南京：南京航空航天大学，2013.
Zhu Lin. A two-stage electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver[D]. Nanjing；Nanjing University of Aeronautics and Astronau，2013.

收稿日期：2020-08-24
修改稿日期：2020-09-10