

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2024.4.260

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种新型两开关无电解电容LED驱动电路

张经纬(中国电源学会学生会员), 林国庆
(福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108)

摘要: LED驱动电源通常需要大电解电容来减少低频电流纹波, 电解电容的短寿命是制约LED驱动电源寿命的重要因素, 消除电解电容是LED驱动电源长寿命的关键。为此, 提出了一种基于反激变换器的两开关无电解电容LED驱动电路拓扑, 将辅助功率平衡电路与反激变换器集成, 通过2个开关管实现瞬时输入功率与输出功率的平衡, 消除电解电容, 抑制输出电流低频纹波, 实现高功率因数。详细分析了该拓扑的工作原理, 并提出了一种适用于该电路拓扑的控制策略。最后搭建了1台30W的原理样机, 实验结果验证了该拓扑的可行性。

关键词: LED驱动电路; 无电解电容; 功率因数校正; 低频纹波抑制

Novel Two-switch Electrolytic Capacitor-less LED Driver

ZHANG Jingwei, *Student Member, CPSS*, LIN Guoqing
(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: The light-emitting diode (LED) driver usually needs a large electrolytic capacitor to reduce its low-frequency current ripple. Therefore, the short life of the electrolytic capacitor is an important factor restricting the life of LED driver, and eliminating the electrolytic capacitor is a key to the long-life LED driver. Under this background, a two-switch electrolytic capacitor-less LED drive circuit topology based on flyback converter is proposed. The auxiliary power balance circuit and flyback converter are integrated, and a balance between the instantaneous input power and output power is realized through two switches. The electrolytic capacitor is eliminated, the low-frequency ripple of output current is suppressed, and a high power factor is realized. The working principle of this topology is analyzed in detail, and a control strategy for its circuit topology is put forward. Finally, a 30 W prototype was built, and experimental results verified the feasibility of the proposed topology.

Keywords: Light-emitting diode (LED) driver; electrolytic capacitor-less; power factor correction; low-frequency ripple suppression

发光二极管LED(light emitting diode)具有效率高、寿命长和节能环保等优点, 在广泛的照明应用中逐渐取代了白炽灯、荧光灯和金属卤化物灯等传统照明设备^[1-3]。LED独特的光-电特性通常需要高性能的驱动电源来驱动。在交流输入应用场合, 输入功率与输出功率的功率差呈2倍工频脉动特点, 一般采用电解电容来平衡脉动功率^[4-5]。电解

电容的寿命一般约为5000h, 与100000h寿命的LED严重不匹配, 这成为制约LED驱动电源寿命的主要因素^[6-8]。因此, 实现LED驱动电源的无电解电容成为了重要的研究热点。

消除电解电容的技术可分为优化控制策略和改进拓扑结构2个方面。优化控制策略通过减小输入功率与输出功率的脉动功率差来实现无电解电容。文献[9-11]采用谐波注入法, 在交流输入侧注入适量3次和5次等奇次谐波来改变瞬时输入功率, 从而减小脉动功率差, 但该方法使输入电流发生畸变, 降低了LED驱动电源的功率因数; 文献[12-13]采用脉动电流驱动方法, 使输出功率脉动接近输入功率脉动, 但是LED电流呈低频脉动,

收稿日期: 2022-01-13; 修回日期: 2022-03-14, 2022-03-23, 2022-04-01; 录用日期: 2022-04-13; 网络首发日期: 2022-06-14

基金项目: 晋江市福大科教园区发展中心科技资助项目(2019-JJFDKY-37)

This work is supported by Fuzhou University Jinjiang Science and Education Park under the grant 2019-JJFDKY-37

其发光品质受到严重影响。改进的拓扑结构通过增加辅助电路来平衡输入功率与输出功率的脉动功率差。文献[14-16]采用并联补偿方法, 将双向变换器并联在 LED 负载与 DC/DC 变换器之间, 通过双向变换器吸收和释放脉动功率来减小输出电容, 但该方法使磁性元件数量增加, 使得电路体积增大, 辅助储能电容电压纹波较大, 对开关器件的耐压要求增高; 文献[17-19]采用串联补偿方法, 将纹波抵消电路串联至输出端, 反向补偿输出电流纹波, 但其控制策略复杂, 纹波抵消电路的相位差问题会导致 LED 电流不稳定。

本文基于集成辅助网络结构, 提出 1 种高集成度的两开关无电解电容 LED 驱动电路拓扑。将辅助电路与 Flyback 电路集成, 通过 2 个开关管的协调控制实现脉动功率的吸收与释放, 抑制输出电流低频纹波, 减小输出电容, 实现无电解电容。最后设计和搭建了 1 台 30W 原理样机, 通过实验验证了所提驱动拓扑的可行性。

1 电路拓扑及工作原理

1.1 电路拓扑

两开关无电解电容 LED 驱动电路由 Flyback 电路和辅助电路构成, 如图 1 所示。Flyback 电路由整流桥 B、输入滤波电容 C_{in} 、原边二极管 D_1 、变压器 T、MOS 管 Q_1 和 Q_2 、副边二极管 D_4 、输出滤波电容 C_o 及 LED 负载构成, 用于实现 PFC 功能和恒流输出; 辅助电路由辅助储能电容 C_s 、MOS 管 Q_1 和 Q_2 、辅助二极管 D_2 和 D_3 构成, 用于平衡瞬时输入功率与输出功率的脉动功率差。图中: L_1 和 L_2 分别

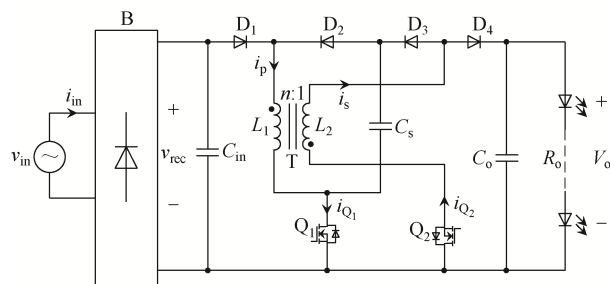


图 1 两开关无电解电容 LED 驱动电路拓扑

Fig. 1 Topology of two-switch electrolytic capacitor-less LED driver

为变压器 T 的原边和副边电感; R_o 和 V_o 分别为输出电阻和输出电压; V_{in} 、 i_{in} 和 V_{rec} 分别为输入电压、输入电流和整流输入电压; i_p 和 i_s 分别为变压器的原边和副边电流; i_{Q1} 和 i_{Q2} 分别为 Q_1 和 Q_2 的漏极电流。

1.2 工作原理

两开关无电解电容 LED 驱动电路的工作原理存在输入功率 p_{in} 大于输出功率 P_o 、输入功率 p_{in} 小于输出功率 P_o 这 2 种情况。当 $p_{in} > P_o$ 时, 输入功率多余的部分通过辅助电路转移到辅助储能电容 C_s 中; 当 $p_{in} < P_o$ 时, C_s 通过辅助电路补足输入功率缺少的部分。本文针对 $p_{in} > P_o$ 与 $p_{in} < P_o$ 这 2 种工作模式对电路的工作过程进行详细分析, 其关键工作波形分别如图 2 和图 3 所示, 图中 T_s 为 1 个高频开关周期, v_{gs1} 和 v_{gs2} 分别为 Q_1 和 Q_2 的驱动电压。

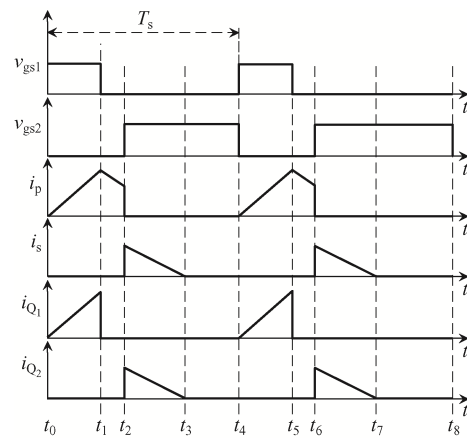


图 2 $p_{in} > P_o$ 时关键工作波形

Fig. 2 Key operating waveforms when $p_{in} > P_o$

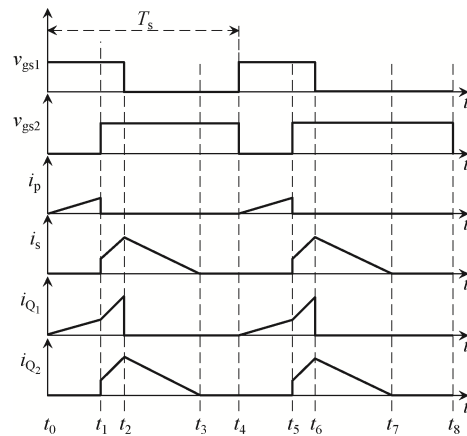


图 3 $p_{in} < P_o$ 时关键工作波形

Fig. 3 Key operating waveforms when $p_{in} < P_o$

1.2.1 $p_{in} > P_o$ 的工作模式

$p_{in} > P_o$ 时, 电路共有 4 种工作模式, 其等效电路如图 4 所示。

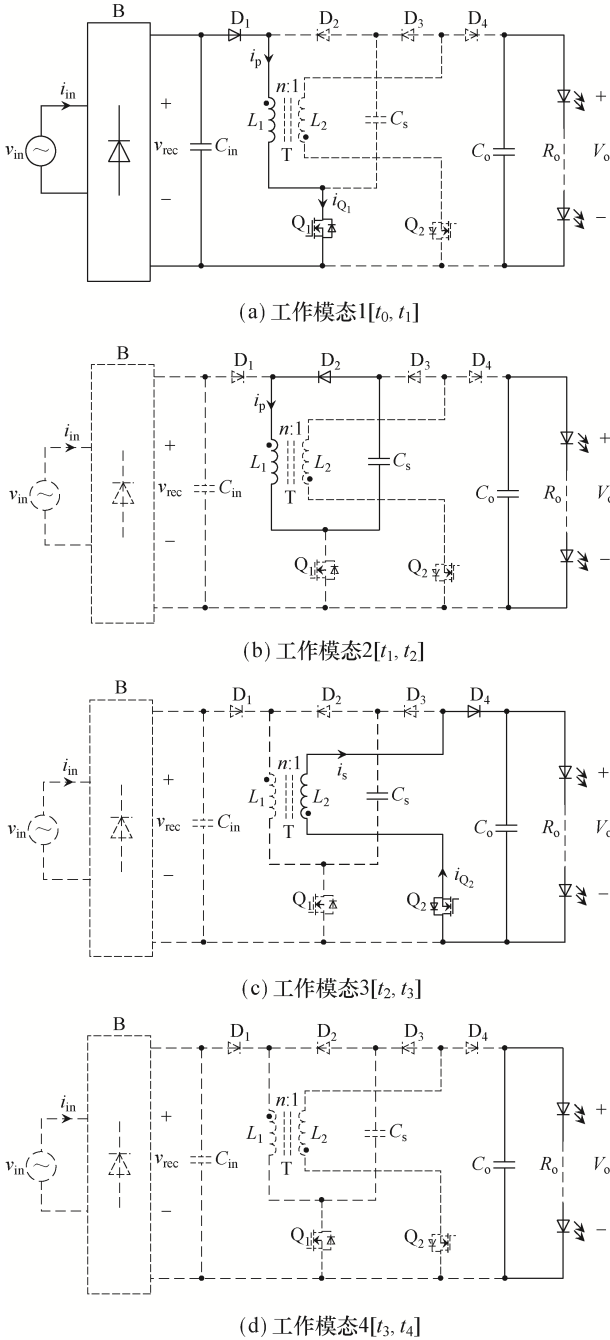


图 4 $p_{in} > P_o$ 时各个模式等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits in different modes when $p_{in} > P_o$

工作模式 1[t_0, t_1]: t_0 时刻, Q_1 开通、 Q_2 关断, 整流输入电压 $v_{rec}(t)$ 通过二极管 D_1 和 MOS 管 Q_1 给原边电感 L_1 充电, 原边电流 i_p 线性上升, 变

器 T 储存能量, 此时 i_p 可表示为

$$i_p(t_1) = \frac{v_{rec}(t)}{L_1}(t_1 - t_0) \quad (1)$$

工作模式 2[t_1, t_2]: t_1 时刻, Q_1 关断、 Q_2 保持断开状态, 原边电感 L_1 通过二极管 D_2 给辅助储能电容 C_s 充电。在高频周期内, 辅助储能电容电压 $v_{C_s}(t)$ 可视为恒定不变, 原边电流 i_p 线性下降, 变压器 T 将部分能量传递到 C_s 中, 此时 i_p 可表示为

$$i_p(t_2) = i_p(t_1) - \frac{v_{C_s}(t)}{L_1}(t_2 - t_1) \quad (2)$$

工作模式 3[t_2, t_3]: t_2 时刻, Q_1 保持断开状态、 Q_2 开通, 副边电感 L_2 通过二极管 D_4 和 MOS 管 Q_2 给 LED 负载供电, 原边电感 L_1 两端电压被钳位为 nV_o , 二极管 D_2 因承受反向电压而截止, 此时副边电流 i_s 可表示为

$$i_s(t_3) = i_s(t_2) - \frac{V_o}{L_2}(t_3 - t_2) \quad (3)$$

其中, n 为变压器 T 的原、副边匝比。二极管 D_2 的截止条件为

$$nV_o < v_{C_s}(t) \quad (4)$$

工作模式 4[t_3, t_4]: t_3 时刻, Q_1 保持断开状态、 Q_2 保持开通状态, 副边电流 i_s 在 t_3 时刻下降为 0, 变压器 T 能量释放完毕, 输出电容 C_o 为 LED 负载供电。

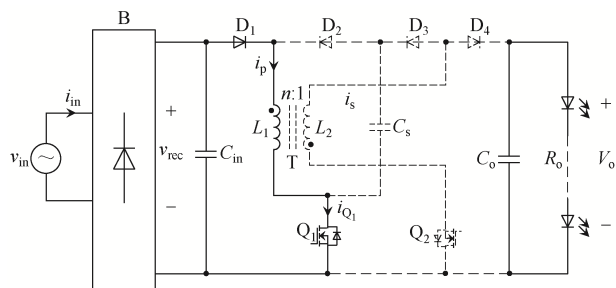
1.2.2 $p_{in} < P_o$ 的工作模式

$p_{in} < P_o$ 时, 电路共有 4 种工作模式, 其等效电路如图 5 所示。

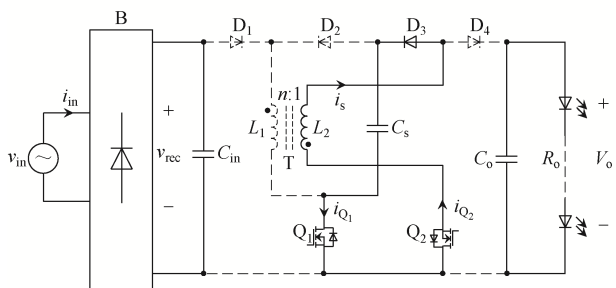
工作模式 1[t_0, t_1]: t_0 时刻, Q_1 开通、 Q_2 关断, 输入整流电压 $v_{rec}(t)$ 通过二极管 D_1 和 MOS 管 Q_1 给原边电感 L_1 充电, 原边电流 i_p 线性上升, 变压器 T 储存能量, 该阶段原边电流 i_p 如式(1)所示。

工作模式 2[t_1, t_2]: t_1 时刻, Q_1 保持导通状态、 Q_2 开通, 原边电感 L_1 两端电压被钳位为 $nv_{C_s}(t)$, 二极管 D_1 因承受反向电压而截止, 辅助储能电容 C_s 通过 Q_1 和 Q_2 、二极管 D_3 给副边电感 L_2 充电, 副边电流 i_s 线性上升, 此时 i_s 可表示为

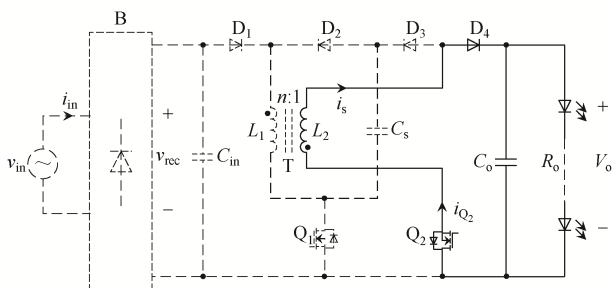
$$i_s(t_2) = i_s(t_1) + \frac{v_{C_s}(t)}{L_2}(t_2 - t_1) \quad (5)$$



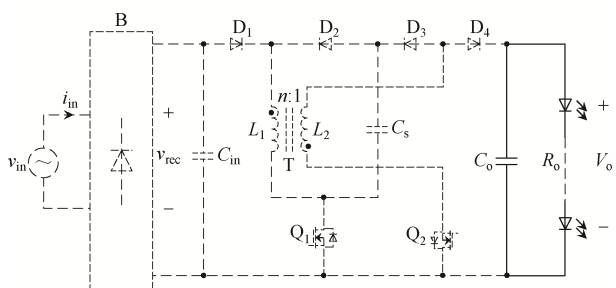
(a) 工作模式1[t_0, t_1]



(b) 工作模式2[t_1, t_2]



(c) 工作模式3[t_2, t_3]



(d) 工作模式4[t_3, t_4]

图 5 $p_{in} < P_o$ 时各个模式等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits in different modes when $p_{in} < P_o$

二极管 D_1 的截止条件为

$$v_{rec}(t) < n v_{C_s}(t) \quad (6)$$

工作模式 3[t_2, t_3]: t_3 时刻, Q_1 关断、 Q_2 保持开通状态, 副边电感 L_2 通过二极管 D_4 和 MOS 管 Q_2 给 LED 负载供电, 原边电感 L_1 两端电压被钳位

为 nV_o , 二极管 D_2 因承受反向电压而截止, 副边电流 i_s 如式(3)所示。

工作模式 4[t_3, t_4]: t_4 时刻, Q_1 关断、 Q_2 保持开通状态, 副边电流 i_s 在 t_3 时刻下降为 0, 变压器 T 能量释放完毕, 输出电容 C_o 为 LED 负载供电。

2 控制策略与实现方法

在传统单级无电解电容 LED 驱动电路控制中, 通常采用 1 个开关管实现 PFC 功能, 采用 2 个开关管实现输入、输出功率的平衡。本文所提电路通过优化电路拓扑和控制策略, 仅采用 2 个开关管实现 PFC 功能及输入、输出功率差值的存储与释放。

2.1 控制策略

所提拓扑在工频周期 T_p 下的工作波形如图 6 所示, $D_m T_s$ 为 1 个开关周期内 Q_1 单独导通的时间, $D_p(t) T_s$ 为 Q_1 、 Q_2 同时断开的时

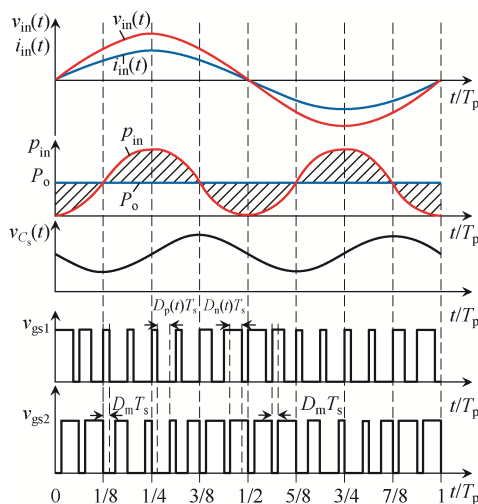


图 6 LED 驱动电路主要工作波形

Fig. 6 Main operating waveforms of LED driver

在 $[3T_p/8, 5T_p/8]$ 时, 电路工作在 $p_{in} < P_o$ 模式, 当输出电流恒定时, Q_2 以恒定占空比工作, 控制 Q_1 在 Q_2 开通后仍继续导通一段时间, 在 Q_1 、 Q_2 同时导通的时间内, 辅助储能电容 C_s 将能量转移到变压器 T, 电容电压 $v_{C_s}(t)$ 下降。

在 1 个工频周期内, 通过控制 Q_1 、 Q_2 同时断开与同时导通的时间, 实现瞬时输入功率与输出功率的脉动功率差平衡。本文将对 $p_{in} > P_o$ 和 $p_{in} < P_o$ 这 2 种模式对 Q_1 、 Q_2 同时断开的实际占空比 $D_p(t)$ 与同时导通的实际占空比 $D_n(t)$ 进行推导与分析。

1) $p_{in} > P_o$, Q_1 、 Q_2 同时断开的时间

当 $p_{in} = P_o$ 时, 1 个工频周期内的输出电流 I_o ^[20] 为

$$I_o = \frac{V_m^2 D_m^2 T_s}{4L_1 V_o} \quad (7)$$

式中: V_m 为输入电压峰值; D_m 为 Q_1 单独导通的时间与开关周期 T_s 之比。由式(7)可以得出 Q_1 单独导通的时间 $t_1 - t_0$ 为

$$t_1 - t_0 = D_m T_s = \frac{2\sqrt{L_1 P_o T_s}}{V_m} \quad (8)$$

由式(3)可得 1 个开关周期内的输出电流 I_o 为

$$I_o = \frac{1}{2} i_s(t_2) \frac{t_3 - t_2}{T_s} \quad (9)$$

将式(9)代入式(3), 可以得到副边电流 $i_s(t_2)$ 下降为 0 的时间 $t_3 - t_2$ 为

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{n} \sqrt{\frac{2L_1 I_o T_s}{V_o}} \quad (10)$$

将式(1)、式(8)~式(10)代入式(2), 可得 Q_1 、 Q_2 同时断开的时间 $(t_2 - t_1)_p$ 为

$$(t_2 - t_1)_p = \frac{[\sqrt{2}|\sin(\omega t)| - 1]\sqrt{2L_1 P_o T_s}}{v_{C_s}(t)} \quad (11)$$

式中, ω 为工频角频率。

2) $p_{in} < P_o$, Q_1 、 Q_2 同时导通的时间

该模式下 $t_1 - t_0$ 与 $t_3 - t_2$ 的推导过程与 $p_{in} > P_o$ 模式相同, 不再赘述。将式(1)、式(8)~式(10)代入

式(5), 可得 Q_1 、 Q_2 同时导通的时间 $(t_2 - t_1)_n$ 为

$$(t_2 - t_1)_n = \frac{[1 - \sqrt{2}|\sin(\omega t)|]\sqrt{2L_1 P_o T_s}}{nv_{C_s}(t)} \quad (12)$$

根据式(11)和式(12)得出 Q_1 、 Q_2 在 1 个工频周期内同时断开的理论占空比 $d_p(t)$ 和同时导通的理论占空比 $d_n(t)$ 分别为

$$d_p(t) = \frac{[\sqrt{2}|\sin(\omega t)| - 1]\sqrt{2L_1 P_o}}{v_{C_s}(t)\sqrt{T_s}} \quad (13)$$

$$\frac{T_p}{8} \leq t \leq \frac{3T_p}{8}$$

$$d_n(t) = \frac{[1 - \sqrt{2}|\sin(\omega t)|]\sqrt{2L_1 P_o}}{nv_{C_s}(t)\sqrt{T_s}} \quad (14)$$

$$\frac{3T_p}{8} < t \leq \frac{5T_p}{8}$$

在 $p_{in} > P_o$ 模式, 设定 Q_1 、 Q_2 同时断开的实际占空比 $D_p(t) = K_{C_s} d_p(t)$; 在 $p_{in} < P_o$ 模式, 设定 Q_1 、 Q_2 同时导通的实际占空比 $D_n(t) = K_{C_s} d_n(t)$ 。其中, K_{C_s} 为辅助储能电容电压经过闭环 PI 调节后的占空比系数。通过稳定辅助储能电容电压平均值, 控制 C_s 存储与释放输入、输出的功率差值, 抑制输出电流低频纹波, 从而实现恒流输出。

2.2 实现方法

两开关无电解电容 LED 驱动电路控制框图如图 7 所示。本文选取输出电流作为变量控制电路的 PFC 功能与恒流输出, 选取辅助储能电容电压作为变量控制脉动功率差的平衡。输出电流 i_o 经采样后与电流参考值 I_{o-ref} 比较, 经过 PI 调节后产生占空比 D_m 。通过采样输入电压判断电路的工作模式, 当 $p_{in} > P_o$ 时, 工作模式标志位 $P_{flag} = 1$; 当 $p_{in} < P_o$ 时, 工作模式标志位 $P_{flag} = 0$ 。通过对辅助储能电容电压 $v_{C_s}(t)$ 与给定参考值 V_{C_s-ref} 的误差进行 PI 调节得到占空比系数 K_{C_s} , 分别与 $d_p(t)$ 和 $d_n(t)$ 相乘得到实际占空比 $D_p(t)$ 和 $D_n(t)$ 。根据工作模式标志位 P_{flag} 对 D_m 、 $D_p(t)$ 和 $D_n(t)$ 进行运算处理, 得到 Q_1 的占空比 $D_{Q_1}(t)$ 和 Q_2 的占空比 $D_{Q_2}(t)$, 由数字控制芯片输出 PWM1 与 PWM2 信号, 最后通过驱动电路驱动 Q_1 和 Q_2 。

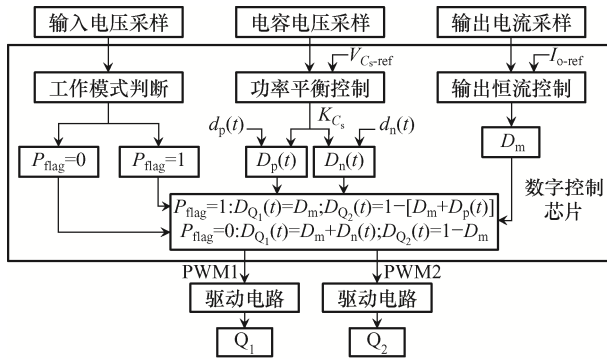


图 7 两开关无电解电容 LED 驱动电路控制框图

Fig. 7 Control block diagram of two-switch electrolytic capacitor-less LED driver

3 参数设计

本文设定原理样机的输入电压范围为 85~135 V/50 Hz, 输出功率 $P_o=30$ W, 输出电流 $i_o=400$ mA, 输出电压 $V_o=75$ V。

3.1 辅助储能电容设计

当功率因数为 1, 输出功率保持恒定且效率为 1 时, 辅助储能电容 C_s 与输出功率 P_o 的关系^[21]可表示为

$$C_s = \frac{P_o}{\omega \Delta V_{C_s} V_{C_s\text{-avg}}} \quad (15)$$

式中: ΔV_{C_s} 为辅助储能电容电压纹波; $V_{C_s\text{-avg}}$ 为辅助储能电容电压的平均值。由式(15)可以看出, 减小储能电容可以通过增大 $V_{C_s\text{-avg}}$ 或增大 ΔV_{C_s} 来实现。辅助储能电容电压 $v_{C_s}(t)$ 的表达式为

$$v_{C_s}(t) = \sqrt{V_{C_s\text{-max}}^2 - \frac{P_o}{\omega C_s} [1 + \sin(2\omega t)]} \quad (16)$$

式中, $V_{C_s\text{-max}}$ 为辅助储能电容电压的最大值。由式(16)可得, 辅助储能电容电压的最小值 $V_{C_s\text{-min}}$ 与平均值 $V_{C_s\text{-avg}}$ 的表达式分别为

$$V_{C_s\text{-min}} = \sqrt{V_{C_s\text{-max}}^2 - \frac{2P_o}{\omega C_s}} \quad (17)$$

$$V_{C_s\text{-avg}} = \frac{V_{C_s\text{-max}} + V_{C_s\text{-min}}}{2} \quad (18)$$

考虑到 MOS 管与二极管承受的电压应力及

式(4)、式(6)的截止条件, 设定 $V_{C_s\text{-max}} = 250$ V, 由式(17)和式(18)可以得到 $V_{C_s\text{-max}}$ 、 $V_{C_s\text{-avg}}$ 、 $V_{C_s\text{-min}}$ 与 C_s 的关系, 如图 8 所示。本文选取 $C_s = 6.8 \mu\text{F}$, $V_{C_s\text{-avg}} = 218$ V, $V_{C_s\text{-min}} = 186$ V。

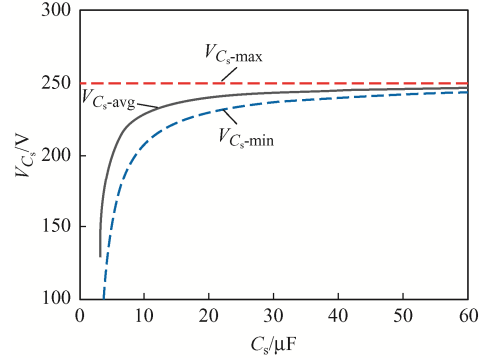


图 8 辅助储能电容电压最大值、平均值、最小值与 C_s 的关系

Fig. 8 Relationship between maximum, average and minimum voltages of auxiliary energy storage capacitor and C_s

3.2 变压器设计

由式(4)和式(6)得到二极管 D_1 、 D_2 的截止条件表达式为

$$\frac{V_m |\sin(\omega t)|}{v_{C_s}(t)} < n < \frac{v_{C_s}(t)}{V_o} \quad (19)$$

通过计算得到匝比 n 的取值范围为 $0.72 < n < 2.47$ 。考虑到二极管 D_2 的最大承受电压为 $(1+n)v_{C_s}(t)$, 为避免 D_2 承受过高电压应力, 选择匝比 n 为 1:1。

在 $p_{in} > P_o$ 和 $p_{in} < P_o$ 这 2 种工作模式下, 变压器电感的设计应保证电路工作在 DCM 模式。因此, 2 种模式下模态 1 至模态 3 的持续时间应满足

$$(t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) < T_s \quad (20)$$

由式(20)可以得出 $p_{in} > P_o$ 模式下原边电感 L_1 的取值范围为

$$L_1 < T_s / \left\{ 2P_o \left[\frac{\sqrt{2}}{V_m} + \frac{\sqrt{2} |\sin(\omega t)| - 1}{v_{C_s}(t)} + \frac{1}{V_o} \right]^2 \right\} \quad (21)$$

$$\frac{T_p}{8} \leq t \leq \frac{3T_p}{8}$$

$p_{in} < P_o$ 模式下原边电感 L_1 的取值范围为

$$L_1 < T_s / \left\{ 2P_o \left[\frac{\sqrt{2}}{V_m} + \frac{1 - \sqrt{2} |\sin(\omega t)|}{nv_{C_s}(t)} + \frac{1}{V_o} \right]^2 \right\}$$

$$\frac{3T_p}{8} < t \leq \frac{5T_p}{8} \quad (22)$$

经计算得出原边电感 L_1 的取值范围应小于 $389 \mu\text{H}$, 为保证电路工作在 DCM 模式, 取 $L_1=300 \mu\text{H}$ 。

4 实验验证

为验证所提两开关无电解电容 LED 驱动电路的可行性, 本文搭建了 1 台输出功率为 30 W 、交流输入电压为 $85\sim 135 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ 、输出电流为 400 mA 的原理样机, 如图 9 所示。电路主要参数: 开关频率 $f_s=50 \text{ kHz}$, 变压器 T 原、副边电感 $L_1=L_2=292 \mu\text{H}$, 原、副匝比 $n=1:1$, 漏感 $L_k=2.7 \mu\text{H}$, 辅助储能电容 $C_s=6.8 \mu\text{F}$, 输出滤波电容 $C_o=6.8 \mu\text{F}$, MOS 管 $Q_1、Q_2$ 的型号为 FQPF10N60C, 二极管 $D_1、D_3、D_4$ 的型号为 HER506, 二极管 D_2 的型号为 HER508。

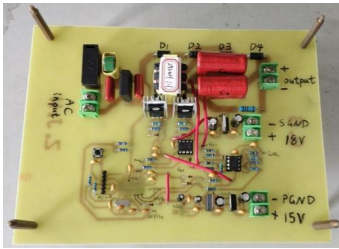


图 9 原理样机

Fig. 9 Experimental prototype

图 10 为加入辅助电路后输入电压 v_{in} 、输入电流 i_{in} 、辅助储能电容电压 v_{C_s} 及输出电流 i_o 的实验波形。可以看出, 加入辅助电路后输入电流 i_{in} 为正弦波,

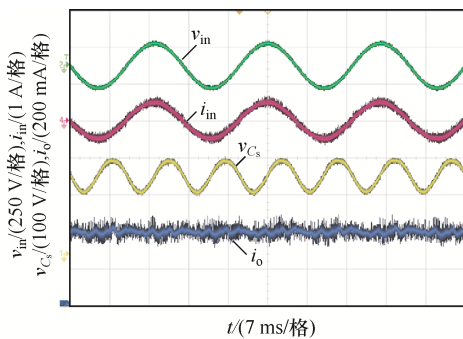
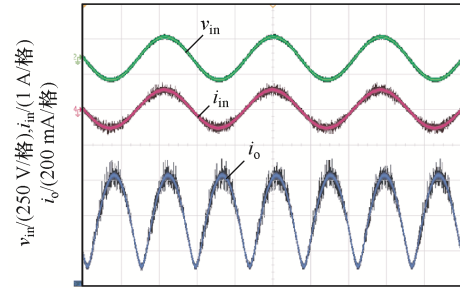


图 10 LED 驱动电路主要实验波形

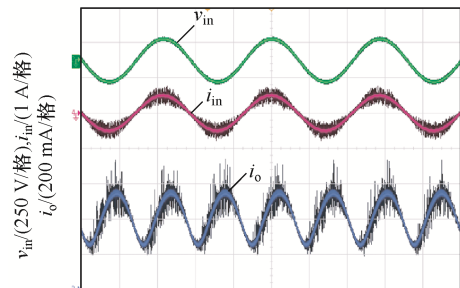
Fig. 10 Main experimental waveforms of LED driver

且与输入电压 v_{in} 基本同相, 电路具有较高的功率因数, 输出电流近似为恒定值, 电流纹波仅为 10.43% 。

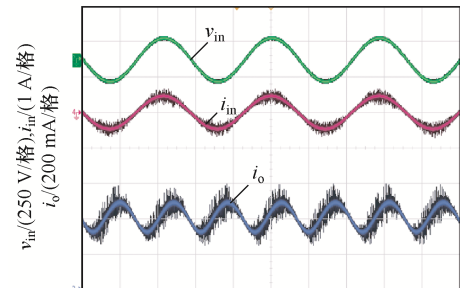
图 11 为输出滤波电容 C_o 取不同值时, 未加辅助电路的主要实验波形。当 $C_o=6.8 \mu\text{F}$ 时, 输出电



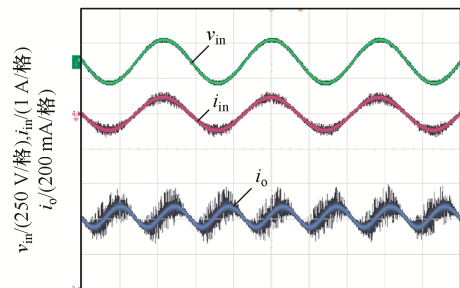
(a) $C_o=6.8 \mu\text{F}$



(b) $C_o=22 \mu\text{F}$



(c) $C_o=47 \mu\text{F}$



(d) $C_o=68 \mu\text{F}$

图 11 未加辅助电路的主要实验波形

Fig. 11 Main experimental waveforms without auxiliary circuit

流纹波系数为 132.64%; 当 $C_o=22 \mu\text{F}$ 时, 输出电流纹波系数为 77.89%; 当 $C_o=47 \mu\text{F}$ 时, 输出电流纹波系数为 42.75%; 当 $C_o=68 \mu\text{F}$ 时, 输出电流纹波系数为 31.48%。当 C_o 均为 $6.8 \mu\text{F}$ 时, 未加辅助电路时的输出电流纹波系数是加入辅助电路的 12.79 倍, 即使将 C_o 增加到 $68 \mu\text{F}$, 未加辅助电路时的输出电流纹波系数仍是加入辅助电路的 3.02 倍。因此加入辅助电路在降低电容的同时, 可以有效降低输出电流纹波, 验证了两开关无电解电容 LED 驱动电路的可行性。

图 12 为 $p_{in}>P_o$ 时 MOS 管 Q_1 、 Q_2 的驱动电压 v_{gs1} 、 v_{gs2} , 原边电流 i_p , 副边电流 i_s , Q_1 、 Q_2 的漏极电流 i_{Q1} 、 i_{Q2} 的关键实验工作波形。图 13 为 $p_{in}<P_o$

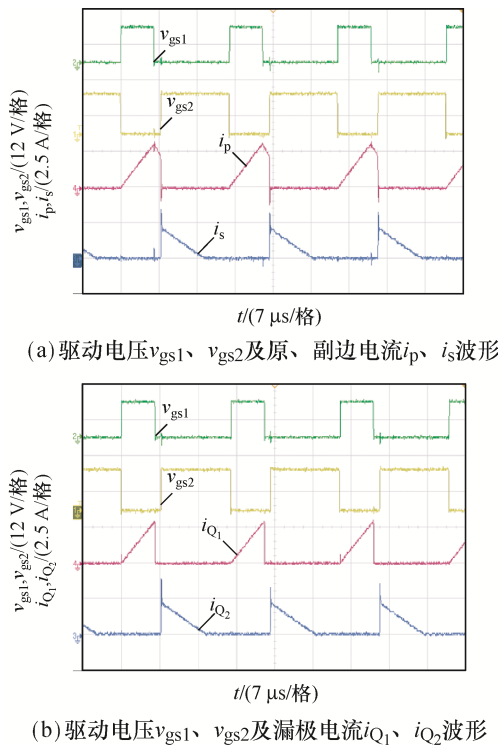
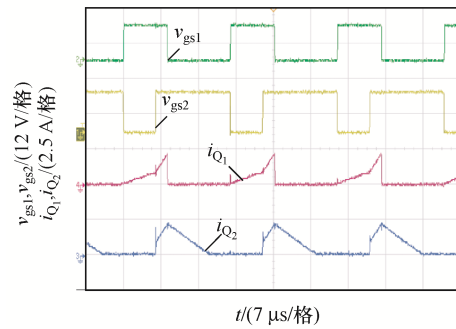
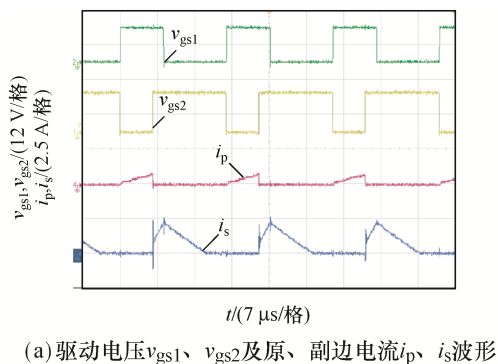


图 12 $p_{in}>P_o$ 时关键实验工作波形

Fig. 12 Key operating waveforms in experiment when $p_{in}>P_o$.

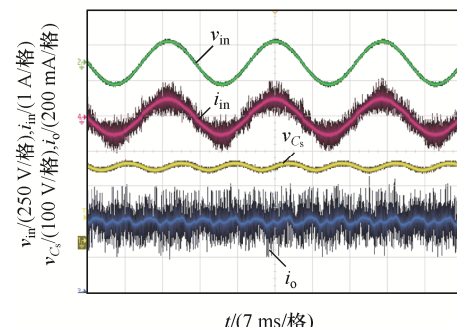
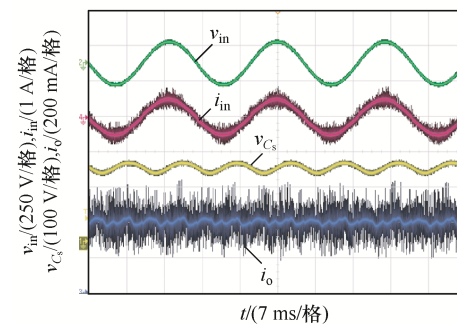
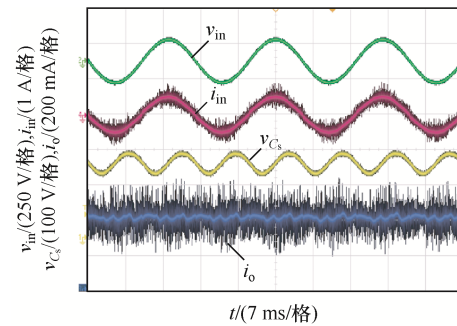


(b) 驱动电压 v_{gs1} 、 v_{gs2} 及漏极电流 i_{Q1} 、 i_{Q2} 波形

图 13 $p_{in}<P_o$ 时关键实验工作波形

时的关键实验工作波形。图 13 为 $p_{in}<P_o$ 时的关键实验工作波形。 $p_{in}>P_o$ 与 $p_{in}<P_o$ 这 2 种模式下的关键工作波形与理论分析基本一致。

图 14 为 $C_o=6.8 \mu\text{F}$, 辅助储能电容 C_s 取不同值时的主要实验波形。在不同 C_s 下, 输出电流纹



(c) $C_s=30 \mu\text{F}$

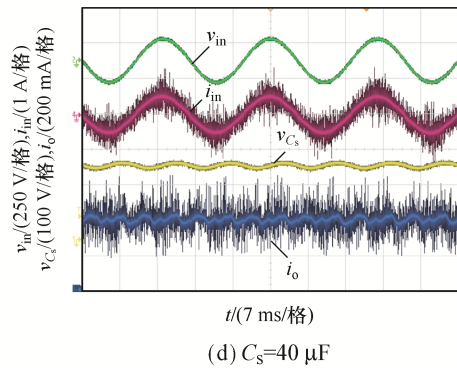


图 14 不同辅助储能电容的主要实验工作波形

Fig. 14 Main operating waveforms of different auxiliary energy storage capacitors in experiment

波变化不大, 辅助储能电容电压平均值均保持在 210 V 左右, C_s 越大, 电容电压纹波 ΔV_{C_s} 越小, 其变化规律符合式(15)中 C_s 与 P_o 的关系, 因此可以通过适当增大电容电压纹波来减小辅助储能电容。

图 15 为输入电压为 85~135 V, LED 驱动电路的功率因数、效率与输入电压的关系曲线。在整个输入电压范围内, 功率因数均保持在 0.990 以上, 额定输入电压下的效率为 81.07%。辅助电路在 $p_{in} > P_o$ 时吸收脉动功率, 在 $p_{in} < P_o$ 时释放脉动功率, 其中脉动功率经过 2 次功率变换, 对电路的效率有一定的影响。通过适当减小辅助电路处理的脉动功率, 可以提高电路效率。

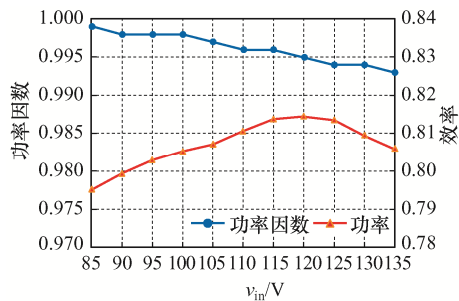


图 15 功率因数、效率与输入电压的关系曲线

Fig. 15 Curves of relationship between power factor and input voltage and relationship between efficiency and input voltage

5 结语

本文提出了 1 种两开关无电解电容 LED 驱动电路, 将反激变换器与辅助储能电路集成, 通过调

节 2 个开关管同时断开与同时导通的时间来控制辅助储能电容对脉动功率的吸收和释放, 实现了 $p_{in} > P_o$ 和 $p_{in} < P_o$ 这 2 种模式下输入功率与输出功率的平衡。与传统的无电解电容 LED 驱动电路相比, 两开关无电解电容 LED 驱动电路的开关器件数量更少, 控制策略更加简单。实验结果显示, 在辅助储能电容和输出滤波电容均为 6.8 μF 时, 输出电流纹波系数为 10.43%, 功率因数达到了 0.990 以上, 说明本文所提电路具有良好的低频纹波抑制效果。

参考文献:

- [1] Lee S W, Do H L. A single-switch AC-DC LED driver based on a Boost-flyback PFC converter with lossless snubber [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2):1375-1384.
- [2] Dong Hanjing, Xie Xiaogao, Chen Huaizhong, et al. A high power factor LED driver based on improved forward-flyback without electrolytic capacitor [C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, FL, USA, 2017: 2404-2411.
- [3] Li Huan, Li Sinan, Xiao Weidong. Single-phase LED driver with reduced power processing and power decoupling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4540-4548.
- [4] 曾君, 刘锋, 刘俊峰. 一种单极式多模态宽范围输入电压无电解电容 LED 驱动器 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(8): 2628-2637.
Zeng Jun, Liu Feng, Liu Junfeng. A single-stage flexible mode electrolytic capacitor-free LED driver over a wide range of input voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(8): 2628-2637 (in Chinese).
- [5] Fang Peng, Sam W, Liu Yanfei, et al. Single-stage LED driver achieves electrolytic capacitor-less and flicker-free operation with unidirectional current compensator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6760- 6776.
- [6] 汪飞, 李林, 钟元旭, 等. 反激式三端口无电解电容 LED 驱动电路拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3574-3582.
Wang Fei, Li Lin, Zhong Yuanxu, et al. Flyback-based three-port converters for electrolytic capacitor-less LED

- drivers [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3574-3582 (in Chinese).
- [7] Zhang Yiwen, Jin Ke. A single-stage electrolytic capacitor-less AC/DC LED driver [C]// 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China, 2015: 881-886.
- [8] 魏川翔, 罗全明, 俎阿倩, 等. 一种有源电容变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(12): 2539-2548.
- Wei Chuanxiang, Luo Quanming, Zu Aqian, et al. Analysis and design of an active capacitor converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(12): 2539-2548 (in Chinese).
- [9] Sabour M A, Nassary M, Saad M, et al. Enabling universal-input operation in electrolytic capacitor-less LED drivers based on harmonics injection [C]// 2019 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE). Aswan, Egypt, 2019: 26-31.
- [10] Ahmed E M, Nassary M, Orabi M, et al. Modified harmonic injection technique for electrolytic capacitor-less LED driver [C]// 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). Cairo, Egypt. 2017: 1459-1464.
- [11] Wang Beibei, Ruan Xinbo, Yao Kai, et al. A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC-DC drivers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(3): 592-601.
- [12] 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 [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 943-955.
- [13] 张洁, 张方华, 倪建军. 一种减小储能电容容值的LED驱动器[J]. 电源学报, 2013, 11(2): 36-39,45.
- Zhang Jie, Zhang Fanghua, Ni Jianjun. An LED driver to reduce storage capacitor [J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(2): 36-39,45 (in Chinese).
- [14] Castro I, Vazquez A, Arias M, et al. A review on flicker-free AC-DC LED drivers for single-phase and three-phase AC power grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019,34(10): 10035-10057.
- [15] 任小永, 白雷, 惠琦, 等. 一种快速动态响应低电压纹波功率因数校正变换器的控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2936-2945.
- Ren Xiaoyong, Bai Lei, Hui Qi, et al. Control strategy of power factor correction converter for fast dynamic response and low output voltage ripple [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(14): 2936-2945 (in Chinese).
- [16] He Jiexiu, Ruan Xinbo, Li Zhang. Adaptive voltage control for bidirectional converter in flicker-free electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 320-324.
- [17] 吴南冰, 林维明. 一种无电解电容的单级复合 LED 驱动电路[J]. 电源学报, 2016, 14(1): 61-67, 73.
- Wu Nanbing, Lin Weiming. A composite single-stage LED driver without electrolytic capacitor [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(1): 61-67, 73 (in Chinese).
- [18] Qiu Yajie, Wang Laili, Wang Hongliang, et al. Bipolar ripple cancellation method to achieve single-stage electrolytic-capacitor-less high-power LED driver [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(3): 698-713.
- [19] Camponogara D, Ferreira G F, Campos A, et al. Offline LED driver for street lighting with an optimized cascade structure [C]// 2012 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Las Vegas, NV, USA, 2013: 2437-2443.
- [20] Gu Linlin, Ruan Xinbo, Xu Ming, et al. Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC power supplies for LED lightings [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(5): 1399-1408.
- [21] Wu Hao, Wong S C, Tse C K, et al. A PFC single-coupled-inductor multiple-output LED driver without electrolytic capacitor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1709-1725.



张经纬

作者简介:

张经纬(1996—), 男, 中国电源学会学生会会员, 硕士研究生。研究方向: 电能高频变换与控制技术。E-mail: 892080860@qq.com。

林国庆(1966—), 男, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 电力电子变流技术。E-mail: 1127254073@qq.com。