

一种具有功率耦合电路的无电解电容 LED 驱动电源

章勇高, 史献冰, 高海文

(华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要: 为解决 LED 驱动电源寿命短的问题, 提出一种 PFC+Buck/Boost 的无电解电容 LED 驱动电源方案。PFC 采用常用的 Boost 型电路结构, 控制方法采用简单的 CRM 控制方式, Buck-Boost 双向变换器与 LED 负载并联, 替代电解电容器实现电源交流输入侧和直流输出侧的瞬时功率不平衡的功率耦合功能。设计了 PFC 的 CRM 控制策略和双向变换器的固定占空比控制策略, 建立了 Saber 仿真实验模型。仿真研究表明, 该电路的功率因数达到 0.9 以上, 输出电流和输出电压具有很好的稳定性。

关键词: LED; 驱动电源; 耦合电路; PFC

A non-electrolytic capacitors LED driver power supply with power coupling circuit

ZHANG Yonggao, SHI Xianbing, GAO Haiwen

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: In order to solve the problem of short lifetime of LED driving power, a scheme for electrolytic capacitor-less light emitting diode (LED) driving power based on power factor correction (PFC) combined with a Buck-Boost circuits is proposed. The conventional Boost circuit and the CRM control method are adopted in PFC circuit. Besides, the electrolytic capacitor is replaced by a Buck-Boost bi-directional converter in parallel with LED load to balance instantaneous power between AC input and DC output. The Buck-Boost converter achieves the function of power coupling. The fixed duty cycle control strategy is applied in Buck-Boost bi-directional converter, as well as the CRM control method is adopted in PFC circuit. Finally, simulation models and experimental platform are established by Saber. The experimental results are presented that the power factor of the circuit is more than 0.9 and the output-current and output-voltage have a good stability.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467006).

Key words: LED; driving circuit; power coupling circuit; PFC

0 引言

LED 是一种节能环保的冷光源, 具有发光效率高、寿命长、体积小、可靠性高的特点, 必将取代传统含有汞金属的白炽灯, 成为有着巨大潜力的战略性新兴产业。然而, LED 照明需要适配的驱动电源, 根据美国能源之星等标准, LED 驱动电源功率因数须高于 0.9^[1]。常用 LED 驱动电源采用传统的两级 APFC 结构, 即在前端整流级和后端负载之间加入 DC-DC 转换器, 运用电压或电流反馈技术实现 PFC, 如图 1 所示^[2]。

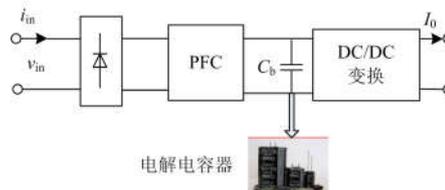


图 1 传统 LED 驱动电路结构

Fig. 1 Traditional LED driving circuit structure

该电路中, 交流输入电压和电流同相, 输入瞬时功率中含有两倍工频脉动, 而输出功率为恒定值, 其大小与输入功率平均值相等。为了平衡交流输入功率和直流输出功率之间的脉动功率, 通常在直流侧串联一个大容量的电解电容器。然而, 相比半导

体器件持续工作超过 50 000 h 的平均寿命, 电解电容器的平均寿命只有 10 000 h 左右, 使得整个 LED 驱动系统的生命周期受到严重影响。

随着 LED 光源的普及, 对不同的 AC-DC 无电解电容 LED 驱动电源的研究已经成为热点, 从能量储存和供给的角度考虑, 当前国内外减小或者去除电解电容的一般方法主要有增加电容电压纹波法、三次谐波注入法以及功率解耦法。

文献[3]通过增大电解电容的电压纹波, 在相同的储存能力下可以减小电容容值, 可用容值较小的聚酯薄膜电容或者瓷片电容代替电解电容。但是此方案必将会引起输出电压的大幅值的脉动, 只实现了电流恒定, 而电压没有恒定, 因此适用于对输出电压没有恒定要求的负载。

文献[4]提出了在输入电流中注入 3 次谐波来减小输入功率脉动, 通过一系列理论分析, 推导了在满足功率因数 0.9 的条件下, 储能电容容值减小到原来的 65.6%, 整个系统密度也增加了 20%。但是, 进一步减小电容容值需要增大注入 3 次谐波电流的幅值。而且, 注入谐波幅值越大, 功率因数越低。因此, 该方案很难在功率因数和储能电容容值之间得到平衡, 对于功率因数要求较高的场合并不太适应。

文献[5]提出向输出电流注入谐波以减小电容容值的方法。向输出电流注入谐波后, 输入功率最大值时加大负载的能量消耗, 在输出功率最小值时减小负载的能量消耗, 从而减小输入和输出功率之间的能量差值。但是, 该方案的输出脉动电流峰均比大, 同时储能电容的电压纹波也将增大, 如果采用传统的 Boost 电路进行功率因数校正, 其输出电压(储能电容上的电压)小于输入电压时, 该电源不能正常工作, 功率因数将大大降低。

文献[6]提出了一种新型两级式 LED 驱动电源的拓扑结构, 为了使输出电流和电容电压相互独立, 该变换器采用峰值电流拓扑控制策略, 能够自适应和跟踪电源中的开关频率, 另外该拓扑的调光性能大幅提高, 但是该变换器输出电流的纹波达到 10% 以上, 而且需要 PWM 调光, 造成负载极其不稳定。

文献[7-8]中采用的方案在减小储能电容容值的同时不同程度地牺牲了输出电压和输出电流的恒定。本文提出采用功率耦合电路替代电解电容, 该电路采用双向变换器并联在储能电容两侧, 以实现功率双向流动以及输出电流电压恒定。为克服双向变换器的控制难度大的问题, 建立了无电解电容 LED 驱动控制模型, 通过调节开关信号占空比使输出电压纹波最小, 将输出脉动的功率转移至双向变换器输出侧, 从而实现输出功率恒定, 达到去除电

解电容的目的, 从而提高整个 LED 驱动系统的使用寿命。通过建立带有双向变换器的无电解电容 LED 驱动系统的 Saber 模型, 开展仿真与实验研究, 验证该方案的可行性。

1 电解电容器在 LED 驱动电源中的功率耦合关系

在交流供电模式下, LED 驱动电源通常为 AC-DC-DC 的变换结构, 如图 1 所示, 图中 C_b 为大电解电容器。

理想情况下, 设交流输入电压为

$$v_{in}(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (1)$$

式中: V_m 为交流输入电压幅值; $\omega=2\pi/T$ 为交流输入电压角频率, T 为交流输入电压周期。假设功率因数 PF 等于 1, 则交流输入电流可表示为

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

式中, I_m 为交流输入电流幅值。由式(1)、式(2)可得输入瞬时功率为

$$p_{in}(t) = v_{in}(t)i_{in}(t) = \frac{1}{2}V_m I_m - \frac{1}{2}V_m I_m \cos(2\omega t) \quad (3)$$

不考虑变换器的损耗, 其平均输入功率 P_{in} 应该等于输出功率 P_o , 则

$$P_{in} = P_o = \frac{1}{2}V_m I_m \quad (4)$$

根据 LED 驱动特性, 驱动电源输出功率为一恒定值。由式(3)、式(4)可知, 输出功率为输入瞬时功率的直流分量(即式(3)第一项)。而式(3)中的两倍频脉动功率由电解电容 C_b 承担, 其输入电压、输入电流、输入功率和输出功率的理想波形如图 2 所示。

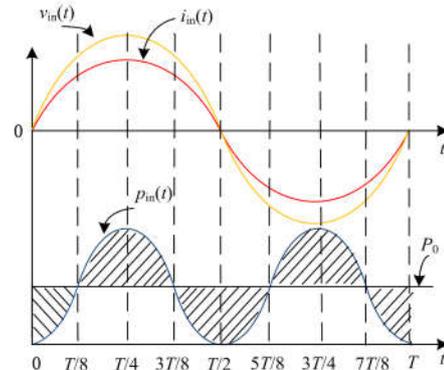


图 2 输入电压、电流以及输入、输出功率关系

Fig. 2 Input voltage and input current and the relationship between input power and output power

从图 2 中得知, 在时间段 $[T/8 \ 3T/8]$ 内, $P_{in} < P_o$, C_b 充电; 在时间段 $[3T/8 \ 5T/8]$ 内, $P_{in} > P_o$, C_b 放电。由于输入与输出的瞬时功率不一致, 电解电容器担

负着能量缓冲的作用^[9]。

2 PFC+buck-boost 无电解电容 LED 驱动电源

所提出的无电解电容 LED 驱动电源在传统拓扑结构的基础上保留 PFC 结构, 同时在直流输出端并联一功率耦合电路以吸收两倍频脉动功率, 该功率解耦电路为一双向 Buck/Boost 变换器电路, 如图 3 所示。

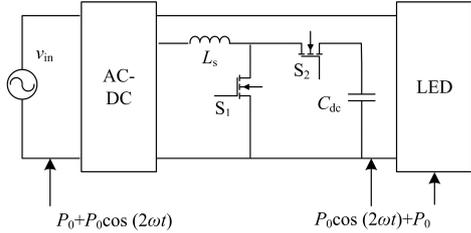


图 3 带有功率耦合电路的无电解电容 LED 驱动电源
Fig. 3 Non-electrolytic capacitors LED driver circuit with power coupling circuit

该 Buck/Boost 变换器可以实现能量双向流动^[10-11], 且没有电感电流断续工作状态, 开关管 S1 和 S2 互补, PWM 导通。根据电感电流工作状态, 将工作过程分为 4 个工作模式, 如图 4 所示, 图 4 中 i_{Lsmax} 、 i_{Lsmin} 分别是电感 L_s 电流最大值、最小值。

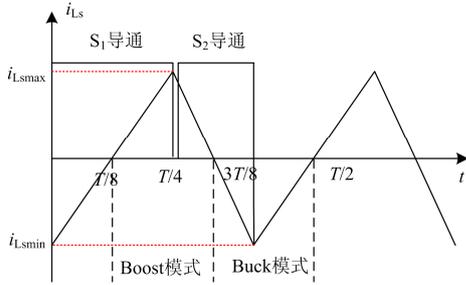


图 4 Buck/Boost 电感电流波形图
Fig. 4 Buck/Boost inductor current waveform

模式 1: $[0 T/8]$, S1 导通, S2 关断, D_1 、 L_s 续流, 等效电路如图 5(a)所示, 此时 i_{Ls} 自 i_{Lsmin} 线性上升到 0, 电路工作在 Buck 模式。

模式 2: $[T/8 T/4]$, S1 导通, S2 关断, 电流流过 S1, 等效电路如图 5(b)所示, 此时 i_{Ls} 自 0 线性上升到 i_{Lsmax} , 电路工作在 Boost 模式, 电感开始充电, 电压升高。

模式 3: $[T/4 3T/8]$, S1 关断, S2 导通, D_2 、 L_s 续流, 等效电路如图 5(c)所示, 此时 i_{Ls} 自 i_{Lsmax} 下降到 0, 电路工作在 Boost 模式, 电感释放能量给 C_{dc} 。

模式 4: $[3T/8 T/2]$, S1 关断, S2 导通, 电流流

经 S2, 等效电路如图 5(d)所示, 此时 i_{Ls} 自 0 线性下降到 i_{Lsmin} , 电路工作在 Buck 模式。

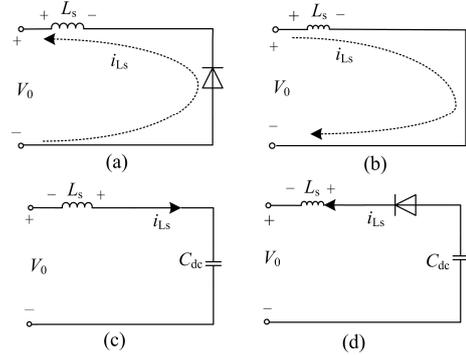


图 5 各种模式等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of operation mode

根据输出电容 C_{dc} 电压和电流可以计算出电容大小。

$$P_{C_{dc}}(t) = v_{C_{dc}} i_{C_{dc}} = P_0 \cos(2\omega t) \quad (5)$$

式中: $v_{C_{dc}}$ 是电容器两端的电压; $i_{C_{dc}}$ 是流过电容器的电流。由于电感电流平均值为零, 因此输出电压平均值与双向变换器电容电压平均值相等, 则电容电压可表示为

$$v_{C_{dc}} = V_{dc} + \hat{v} \quad (6)$$

式中: V_{dc} 为电容 C_{dc} 电压平均值; \hat{v} 是电容 C_{dc} 电压脉动量。根据电容电压与电流关系可得

$$i_{C_{dc}}(t) = C_{dc} \frac{d\hat{v}}{dt} \quad (7)$$

由式(5)可知, C_{dc} 电压脉动为正弦波, 设其表达式为

$$\hat{v} = V_r \sin(2\omega t) \quad (8)$$

V_r 为双向变换器输出电压脉动最大值。综合式(7)和式(8), 得

$$i_{C_{dc}}(t) = 2\omega V_r C_{dc} \cos(2\omega t) \quad (9)$$

由式(5)和式(9)可以得出

$$C_{dc} = \frac{P_0}{2\omega V_r V_{dc}} \quad (10)$$

假设电容 C_{dc} 电压纹波大小为 ΔV , 则式(10)可写成

$$C_{dc} = \frac{P_0}{2\pi f V_{dc} \Delta V} \quad (11)$$

式中, f 为主电路频率。

由式(11)可知, 电容容值与输出功率成正比, 与电容纹波成反比。要使输出电压恒定, 且电容容值足够小, 必须使得输出电容纹波增大。

设纹波系数为 r , 则 $\Delta V = r V_{dc}$, 电容储存能量表

达式如式(12)。

$$W_c = \frac{1}{r} \frac{P_0}{4\pi f} \quad (12)$$

根据图 4 所示, 输入功率波形积分可得脉冲能量用公式为

$$W_s = \frac{P_0}{\omega} = \frac{P_0}{2\pi f} \quad (13)$$

则纹波系数 $r=0.5$ 。输出功率 100 W 电容电压纹波与容值的关系如表 1 所示。

表 1 输出电压纹波与电容对应值

Table 1 Output voltage ripple and capacitance values

电容纹波 $\Delta V/V$	200	400	600
电容值 $C_{dc}/\mu F$	19.9	9.95	6.63

根据表 1 可知, 在能量守恒的情况下, 通过控制使输出端脉动的能量转移至双向变换器输出端。要使电容 C_{dc} 足够小, 只能通过牺牲电容纹波的方法来实现, 即电容纹波足够大。综合表 1, C_{dc} 应使用电容耐压高、高频特性好、寿命长和体积小的瓷片电容和薄膜电容。

3 无电解电容驱动电源控制策略

3.1 PFC 控制策略

前级 PFC 常用的控制方法有电流峰值控制法、电流滞环控制法和平均电流控制法^[12]。本文选用的控制方法相对较简单, 即外部元器件较少的平均电流控制法, 并且使其工作在临界导通(Critical Conduction Mode, CRM)模式, 可实现功率开关管的零电流导通, 降低通态损耗, 且不存在二极管反向恢复问题, 其工作波形如图 6 所示。

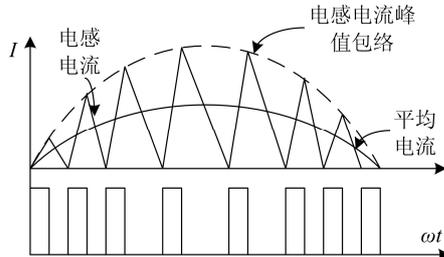


图 6 CRM 模式时半个工频周期内电感电流和开关管的驱动波形

Fig. 6 Drive waveform and inductor current within half frequency cycle when CRM

CRM Boost PFC 变换器的基本特性: 开关管的开关频率是变化的, 导通时间是固定的; 高频变化的电感电流的峰值包络线是呈两倍于电网频率正弦变化的, 从而实现了输入电流与电网电压同频同相,

即可实现 PFC^[13]。

3.2 双向变换器固定占空比控制策略

传统的双向变换器采用双闭环控制策略, 需要对基准电流采样, 基准电流采样复杂, 在实际工程中并不简单。而固定占空比控制相对比较稳定, 只需要计算出占空比大小, 对其中一开关占空比控制即可, 控制十分简单方便^[14]。

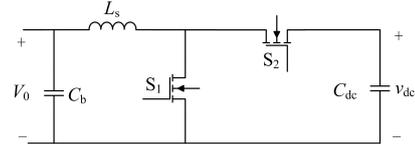


图 7 Buck-Boost 电路

Fig. 7 Buck-Boost circuit

双向变换器 Buck/Boost 电路如图 7 所示, 设固定占空比为 D , 根据双向变换器 Boost 模式输入输出电压关系, 可得输出电压表达式为

$$v_{Cdc}(t) = \frac{V_0 + \hat{V}_0}{1-D} \quad (14)$$

式中, \hat{V}_0 为双向变换器输入电压脉动量, 其输出恒定电压和脉动电压分别为

$$V_{Cdc} = \frac{V_0}{1-D} \quad (15)$$

$$\hat{V}_{Cdc} = \frac{\hat{V}_0}{1-D} \quad (16)$$

当变换器工作在 Boost 模式下, 根据 Boost 等效电路, 如图 5(c)所示, 电感电压为

$$\hat{V}_{Ls}(t) = \hat{V}_{Cdc}(t) - \hat{V}_0(t) = \frac{D}{1-D} \hat{V}_0(t) \quad (17)$$

联立式(6)、式(8)、式(16)、式(17)可得电感电流为

$$i_{Ls}(t) = 2\omega L_s \frac{D}{1-D} V_r \cos(2\omega t) \quad (18)$$

同理在 Buck 模式下电感电流表达式同 Boost 一样。由此输出电容的脉动功率为

$$P_C'(t) = V_0 i_{Ls} - P_0 \cos(2\omega t) = \left(\frac{D}{1-D} 2\omega L_s V_r V_0 - P_0 \right) \cos(2\omega t) \quad (19)$$

根据式(10)、式(18)和式(19), 可得输出电压脉动为

$$V_r = \frac{P_0}{\left(2\omega C_{dc} + \frac{D}{1-D} 2\omega L_s + \frac{\tan(2\omega t)}{R} \right) V_0} \quad (20)$$

$$\Delta V = 2V_r \approx \frac{\frac{V_0^2}{R}}{(2\omega C_{dc} + \frac{D}{1-D} 2\omega L_s)(V_0 - V_r)} \quad (21)$$

由式(21)可知,在占空比固定的情况下,输出电压脉动与输出电阻成反比,与此同时,电感 L_s 和电容 C_{dc} 都会影响输出电压脉动。由此可推出输出电压分别对电感 L_s 和电容 C_{dc} 的导数表达式。

$$\frac{d\Delta v}{dL_s} = \frac{\frac{V_0^2}{R} 2\omega \frac{D}{1-D}}{(v_0 - v_r)(2\omega C_{dc} + \frac{D}{1-D} 2\omega L_s)} \quad (22)$$

$$\frac{d\Delta v}{dC_{dc}} = \frac{\frac{V_0^2}{R} 2\omega}{(v_0 - v_r)(2\omega C_{dc} + \frac{D}{1-D} 2\omega L_s)} \quad (23)$$

由式(22)、式(23)可知,输出电压脉动与电感 L_s 和电容 C_{dc} 均成反比。当占空比等于 1/2 时,电压脉动变换速度与电感 L_s 和电容 C_{dc} 相同,当占空比大于 1/2 时,输出电压脉动受电感 L_s 和电容 C_{dc} 的影响很小。由于硬件电路中电容和电感很难改变,为了使输出电压受影响最小,占空比应尽量大于 1/2。在电感和电容不变时,为进一步得出输出电压脉动与占空比的关系,对占空比 D 求导数。

$$\frac{d\Delta v}{dD} = \frac{\frac{V_0^2}{2\omega L_s R}}{(2\omega C_{dc} + \frac{D}{1-D} 2\omega L_s)^2 (V_0 - V_r)(1-D)^2} \quad (24)$$

从式(24)可知,在电感 L_s 和电容 C_{dc} 不变的情况下,当 $D > 1/2$ 时,且占空比接近于 1 时,输出电压纹波接近于零。由式(23)可知,当占空比为 1 时,双向变换器两端没有加入电压反馈,输出电压无限大,这样明显加大了电路器件的应力。同时,综合输出电压纹波和输出负载的关系,由式(21)可知,输出电阻 R 与输出电压纹波成反比,输出电压纹波与占空比 D 、输出负载两者关系曲线如图 8 所示。因此,不能为了追求输出纹波而一味地加大占空比 D 。

根据以上理论推导与分析,在占空比大于 1/2 时,输出电压纹波受电感 L_s 和电容 C_{dc} 的影响很小,又因为输出负载和输出电压纹波成正比,当输出负载加重时,输出纹波也加大,同时输出电压纹波和占空比 D 成正比,因此,在不考虑 L_s 、 C_{dc} 的情况下,根据负载的轻重,调节占空比 D 能较好地调节输出电压纹波,在对输出电压纹波要求不是特别高的场合下,可以直接采用固定占空比控制的策略来解决消除电解电容纹波加大的问题^[15]。

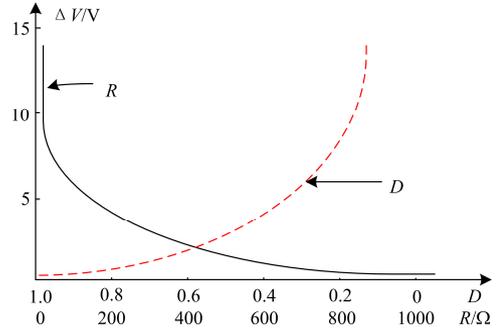


图 8 输出电压纹波与占空比 D 和输出负载 R 的变化

Fig. 8 Output voltage ripple and duty cycle D and output load R changes

4 仿真实验

为了验证所提出的用耦合电路替代电解电容的正确性,采用 Saber2007 软件对用功率耦合电路 Buck/Boost 替代电解电容的驱动电路进行仿真分析。主要仿真参数如表 2,总电路框图如图 9。

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

V_{in}	f	L	C_b	V_0	C_{dc}	L_s
220 V	50 Hz	220 μ H	20 μ F	400 V	10 μ F	0.8 mH

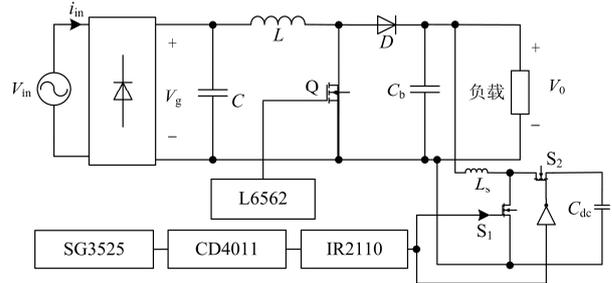


图 9 电路总框图

Fig. 9 Overall block diagram of a circuit

图中, PFC 电路开关频率为 100 kHz, 开关管为 IRF840, Buck/Boost 电路开关频率为 50 kHz, 开关管为 IRFP460, 并设置死区时间为 2 μ s, 开环控制芯片采用 SG3525 发出脉冲, CD4011 控制死区时间。由于 Buck/Boost 浮地驱动, 故采用 IR2110 以抬高驱动电压。

理论上,占空比大于 0.5,输出负载较小的时候,输出电压纹波较小。本文分别研究占空比 $D=0.7$ 和 $D=0.5$ 时电路的输入电压、输入电流和输出电压,仿真波形分别如图 10 和图 11 所示。当占空比为最小极限 0.5 时,输出电压纹波为 12 V,此时输出电压平均值为 400 V,纹波控制在 3%内,能够满足大多数负载设备要求。为了更进一步体现占空比加大

输出电压纹波减小, 当 $D=0.7$ 时, 输出电压纹波减小至 10 V , 占空比为 0.8 、 0.9 时, 输出电压纹波一定在 10 V 之内。

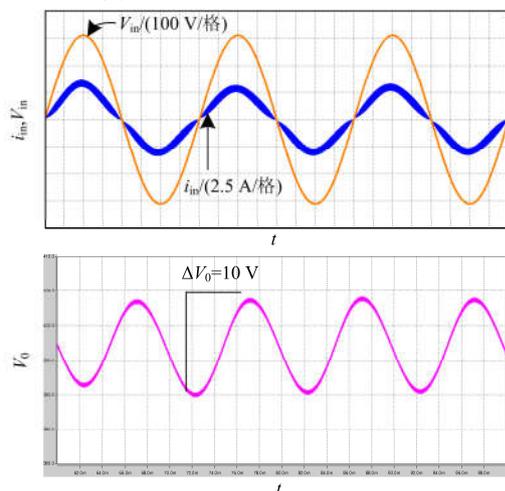


图 10 占空比为 0.5 时的输入电压和输入电流以及输出电压波形图 (功率因数 $PF=0.9986$)

Fig. 10 Input voltage and input current and the output voltage waveform when $D=0.5$ ($PF=0.9986$)

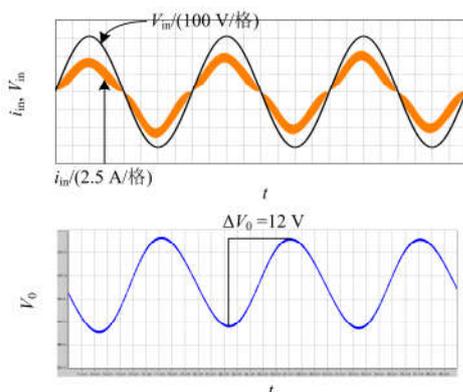


图 11 占空比为 0.7 时的输入电压和输入电流以及输出电压波形图 (功率因数 $PF=0.9962$)

Fig. 11 Input voltage and input current and the output voltage waveform when $D=0.7$ ($PF=0.9962$)

由于传统的 Boost 电路功率因数校正可得到较高的功率因数, 此外储能电容和双向变换器电感组成 LC 电路抑制部分谐波, 因此该变换器功率因数始终能保持在 0.9 以上。同时, 由于该变换器是单级电路, 相比前级 PFC 加 DC-DC 两级电路, 效率要高很多。因此, 从功率因数和效率的角度考虑, 加入功率耦合电路替代电解电容是较为理想的方案。

5 结论

本文提出采用功率耦合电路 Buck/Boost 替代电

解电容, 使输出脉动能量转移至耦合电路。并对双向变换器进行稳态分析, 经过一系列推导得出, 在牺牲纹波的情况下, 可使电容足够小, 用寿命较长的薄膜电容替代电解电容。同时对双向变换器控制策略进行分析, 克服传统的双闭环控制的不足, 采用较为简便的固定占空比控制策略, 使得 Buck/Boost 控制电路十分简单, 并且满足驱动电源功率因数大于 0.9 , 输出电压纹波在可控制范围内。但也客观地存在一些问题, 采用固定占空比控制时, 随着占空比的加大, 虽然能更加充分地补偿输出电压纹波, 但是占空比越大双向变换器两端电压也越高, 器件的应力也越大, 对系统造成不稳定^[16]。

参考文献

- [1] 肖辉乾, 赵建平. 中国城市照明发展与照明节能对策[J]. 建设科技, 2009, 7(18): 22-27.
XIAO Huiqian, ZHAO Jianping. Development of chinese urban lighting and energy-saving countermeasures[J]. Construction Science and Technology, 2009, 7(18): 22-27.
- [2] 廖志凌, 阮新波. 半导体照明工程的现状与发展趋势[J]. 电工技术学报, 2006, 21(9): 106-111.
LIAO Zhiling, RUAN Xinbo. Present status and development trend of semiconductor lighting[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(9): 106-111.
- [3] ZUMEL P, FERNANDEZ C, SANZ M, et al. HBLED driving strategy with reduced storage capacitor based on load modularization[C] // Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, 2011: IEEE, 2011: 728-734.
- [4] GU Linlin, RUAN Xinbo, YAO Kai, et al. A harmonic current injection to reduce storage capacitance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(5): 142-148.
- [5] 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 capacitance[J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(2): 36-39, 45.
- [6] GARCIA J, CALLEJA A J, COROMINAS E L, et al. Electronic driver without electrolytic capacitor for dimming high brightness LEDs[C] // Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, Porto, 2009: 3518-3523.
- [7] LOO K H, LAI Y M, TAN S C, et al. On the color stability of phosphor-converted white LEDs under DC, PWM, and bilevel drive[J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2012, 27(2): 974-984.
- [8] ARIAS M, LAMAR D G, SEBASTIAN J, et al. High efficiency LED driver without electrolytic capacitor for street lighting[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 49(1): 1224-1231.
- [9] KIM T, RYLANDER M, POWERS E J, et al. LED lamp flicker caused by inter harmonics[C] // Conference Record-IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference, 2008: 1920-1925.
- [10] 卢闻州, 周克亮, 程明, 等. PWM 并网变换器多内模并联结构重复控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(15): 39-47.
LU Wenzhou, ZHOU Keliang, CHENG Ming, et al. Parallel structure repetitive controller for PWM grid-connected converters[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(15): 39-47.
- [11] GUO Wenming, MU Longhua. Control principles of micro-source inverters used in microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1: 7pp.
DOI 10.1186/s41601-016-0019-8
- [12] 罗宇强, 谭建成, 董国庆. 级联式光伏电站直流并网拓扑及其控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(13): 14-19.
LUO Yuqiang, TAN Jiancheng, DONG Guoqing. Topology of direct-current connecting cascaded photovoltaic power station to power grid and its control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(13): 14-19.
- [13] 吴俊明, 杨洪明, 杨鑫, 等. 考虑通信时滞和噪声的 LED 灯参与微电网调频的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(8): 49-57.
WU Junming, YANG Hongming, YANG Xin, et al. A survey on LED lamps participating in frequency regulation of microgrid considering communication delay and noise[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(8): 49-57.
- [14] 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 light-emitting diode drivers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 176-185.
- [15] 汪飞, 钟元旭, 李林, 等. 基于集成三端口变换器的无电解电容 LED 驱动[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 189-198.
WANG Fei, ZHONG Yuanxu, LI Lin, et al. An electrolytic capacitor-less LED driver based on an integrated three-port converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 189-198.
- [16] 张舒怡, 齐飞. 双馈风力发电系统柔性并网控制策略研究[J]. 陕西电力, 2015, 43(9): 5-9.
ZHANG Shuyi, QI Fei. Flexible grid-connection control strategy for doubly-fed wind power generation system[J]. Shaanxi Electric Power, 2015, 43(9): 5-9.

收稿日期: 2016-08-18; 修回日期: 2016-11-06

作者简介:

章勇高(1975—), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为 LED 电源, 光伏微逆变器; E-mail: z.y.gao_1@163.com

史献冰(1991—), 男, 硕士, 研究方向为 LED 电源。
E-mail: 492753672@qq.com

(编辑 魏小丽)