

# 基于功率反馈的无频闪无电解电容 LED 驱动电源

高彦丽, 洪博野

(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 频闪及电解电容导致 LED 寿命短的问题,提出一种基于单级 PFC 并联解耦电路(Buck-Boost)的无电解电容的拓扑结构。分析了解耦电路的各个模态,建立了相应的数学模型,得出 LED 频闪原因的函数表达式。将脉动输出功率转化为补偿动态脉动电流,实现抑制 LED 频闪的优化方法,搭建了无频闪无电解电容的 LED 驱动电源及其控制系统的 Matlab/Simulink 仿真模型。结果表明,LED 灯光的频闪纹波从接近 20%降低到了 5%以内,符合护眼标准,验证了所提出的优化控制方法的有效性。

**关键词:**LED 驱动电源;无电解电容;频闪;双向变换器

**中图分类号:** TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 2095-0373(2021)01-0083-07

## 0 引言

发光二极管(light-emitting-diode, LED)照明亦称固态照明,是继白炽灯、荧光灯之后光电照明及节能环保产业等重要领域里的主导产品,LED 因其高效率、长寿、小体积、可控性好等诸多优点,逐渐成为 21 世纪照明光源的首选<sup>[1-2]</sup>。由于 LED 驱动电源需要市电供电,必须符合国际谐波规范 IEC 61000-3-2 对照明电源注入电网系统各次谐波电流的限制要求<sup>[3]</sup>,减少对电网的污染,继而要求 LED 驱动电源需要具备功率因数校正(PFC)功能。

PFC 电路有单级和多级之分,采用多级功率转换 PFC 转换器的 LED 驱动电源,输出能量经过了多级功率转换,能效比降低且设备成本偏高,制约了其在 LED 驱动电源中的应用前景。而单级 PFC 转换器的输出能量仅经过单级功率转换,具有转换效率高、成本低、控制简便等优点,使其得到广泛运用,但是由于脉动的输入功率与恒定的输出功率之间存在能量不平衡的关系,致使其输出功率含有二倍工频纹波。人长期工作在含有二倍工频频闪(100 Hz) LED 灯下会产生用眼疲劳现象。目前,为了消除产生频闪的二倍工频,常采用电解电容滤除瞬时二倍频功率脉动。但是电解电容的体积大并且寿命不及 LED 寿命的 1/10,成为影响 LED 驱动电源整体寿命的主要因素,因此研究无电解电容的无频闪 LED 驱动电源成为近年学术研究的热点<sup>[4-8]</sup>。文献[9]~文献[11]采取谐波电流注入法减小输入功率的脉动,实现去除电解电容的目标,其控制原理是在输入电流中注入一定量的谐波电流,减小输入功率的脉动,从而实现去电解电容化的目的。此类方法的缺点是如果进一步缩小电容容值就必须加大谐波注入的幅值,谐波幅值越大则功率因数越低。文献[12]、文献[13]提出一种 Boost-Flyback 变换器,通过 Boost 转换器将输入能量全部转移到存储电容上,再通过 Flyback 转换器将全部能量转移到输出的辅助储能电容处理,但该方案需经由 2 次能量变换,因而能效较低。文献[14]~文献[17]提出在交流侧解耦,抑制二倍工频的纹波,最终使直流侧获得稳定的恒流输出。此方法在不增加额外器件的条件下,可以得到良好的直流输出,但缺点是不适合精度要求高的场合。

综上所述,为了解决相关问题,提出了在单级 PFC 的输出侧并联解耦电路(Buck-Boost)的拓扑<sup>[18-19]</sup>。通过对拓扑进行数学模型建立,分析了 LED 频闪的产生机理,然后将脉动的输出功率转化为采用补偿动态脉动电流来实现,最终达到抑制二倍工频纹波,实现无电解电容无频闪功能。

收稿日期:2019-11-13 责任编辑:车轩玉 DOI:10.13319/j.cnki.sjztdxxbzb.20190188

基金项目:国家自然科学基金(51467006);江西省科技厅重点研发计划(20192BBE50017)

作者简介:高彦丽(1978—),女,硕士生导师,副教授,研究方向为自动化控制。E-mail:253915600@qq.com

高彦丽,洪博野.基于功率反馈的无频闪无电解电容 LED 驱动电源[J].石家庄铁道大学学报(自然科学版),2021,34(1):83-89.

### 1 LED 驱动电源工作原理及频闪问题

如图 1 所示, 设交流输入电压为

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

假定功率因素为 1 时, 交流输入电流为

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

式中,  $U_m$  和  $\omega = 2\pi/T$  分别为交流输入电压电流的幅值

和角频率,  $T$  为交流输入电压的周期。由式(1)和式(2)可得出电路的输入功率为

$$P_{in}(t) = U_{in}(t)i_{in}(t) = U_m I_m \sin 2\omega t = \frac{U_m i_m (1 - \cos 2\omega t)}{2} \tag{3}$$

LED 驱动电源分为恒压型和恒流型, 以恒压型驱动电源为例, 则

$$I_o(t) = \frac{P_{in}(t)}{U_o(t)} = \frac{I_m (1 - \cos 2\omega t)}{2} \tag{4}$$

由式(3)、式(4)可知,  $I_o(t)$  中含有二倍工频分量(100 Hz), 即在市电下 LED 存在频闪<sup>[20-22]</sup>, 电解电容的作用为吸收二倍工频分量, 但电解电容兼有寿命短、体积大等缺点。

为此, 如图 2 所示电路输出滤波电容上并联一双向变换器, 使其输出电流中二倍工频分量转移到双向变换器中, 而直流分量供给 LED 负载, 即消除 LED 频闪问题。输入电流  $I_{in}$ , 输入电压  $U_{in}$ , 输入功率  $P_{in}$ , 输出功率  $P_o$ , 滤除高频分量的二次电流  $i_o$ , 双向变换器的输入电流  $i_{Ls}$  和流入 LED 电流  $I_o$  波形如图 3 所示。

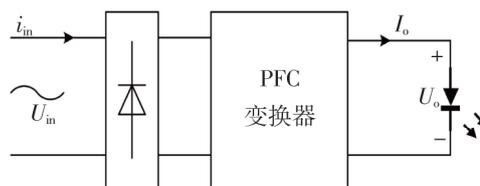


图 1 LED 驱动电源结构

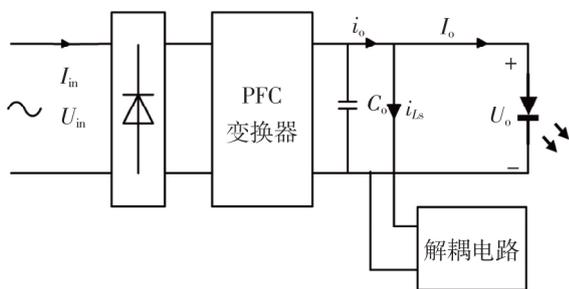


图 2 具有功率解耦电路的无电解电容 LED 驱动电源

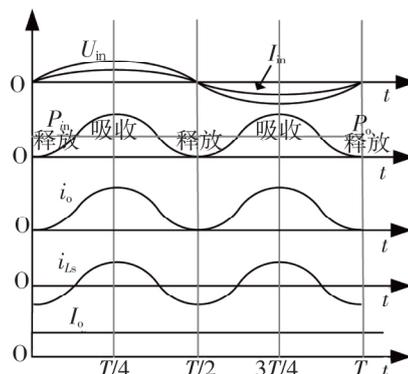
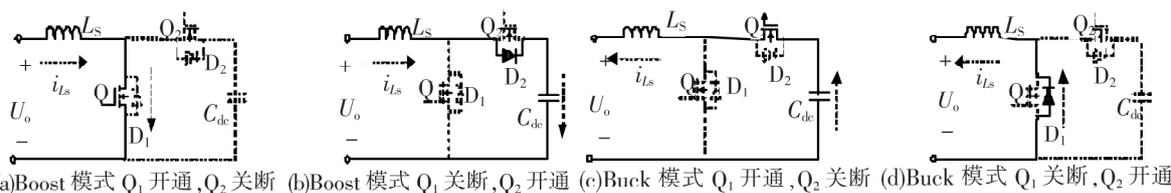


图 3 单级 PFC 无频闪 LED 电源主要波形

### 2 双向变换器的工作模式及建模分析

Buck-Boost 变换器的工作过程见图 4。当输入功率  $P_{in}$  大于平均输出功率  $P_o$  时, 双向变换器工作在 Boost 模式, 双向变换器吸收脉动能量, 如图 4(a)、图 4(b) 所示。开关管  $Q_2$  处于常关断状态, 开关管  $Q_1$  处于开通和关断交替工作状态。当输入功率  $P_{in}$  小于平均输出功率  $P_o$  时, 双向变换器工作在 Buck 模式, 双向变换器释放脉动能量, 如图 4(c)、图 4(d) 所示。开关管  $Q_1$  处于常关断状态, 开关管  $Q_2$  处于开通和关断交替工作状态。



(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

Boost 模式和 Buck 模式根据 PFC 脉动输出功率为双向变换器的输入功率关系,分析双向变换器的开关变换关系,其 2 种工作模式等效电路的开关管工作状态如表 1 所示。

表 1 开关管工作状态

模式	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	能量去向
Boost 模式	OFF/ON	OFF	吸收
Buck 模式	OFF	OFF/ON	释放

其中,ON/OFF 表示该开关状态为可控制工作状态。

为了消除 LED 驱动电流中的二倍工频分量,必须使流入双向变换器的电流与二倍工频分量保持一致。

传统的双向变换器控制策略如图 5 所示,是通过霍尔元件采样主电路流过二极管的电流得到  $i_b$ ,经过低通滤波后,获得脉动电流中的二倍工频电流,再经过隔直模块获得其交流分量  $i_{ref}$ ,并作为 Buck-Boost 双向变换器中电感电流的参考信号,为了保证 Buck-Boost 双向变换器的正常工作,必须满足输出电压  $U_{cdc}$  高于输入电压  $U_o$ ,因此需要控制输出端电容  $C_{dc}$  上的电压值,所以在控制双向变换器电感电流的同时,还要控制双向变换器输出端的电容  $C_{dc}$  的电压,继而引入电容  $C_{dc}$  电压的控制环。最终将电容  $C_{dc}$  的电压采样环的输出与给定电流参考按照一定的比例叠加,以此作为双向变换器的电流给定,最终经过 PWM 调制产生控制 Q<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub> 开关的控制信号。

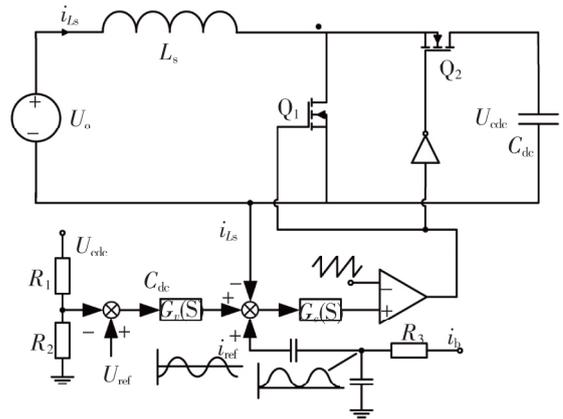


图 5 传统双向变换器控制框图

### 3 新型 LED 驱动电源解耦电路控制策略

为了进一步减少 LED 频闪问题,在解耦双向变换器的控制策略上引入了功率反馈机制,根据双向变换器的 2 种模式,以双向变换器中 Boost 工作状态下的拓扑图进行建模分析,如图 6 所示。

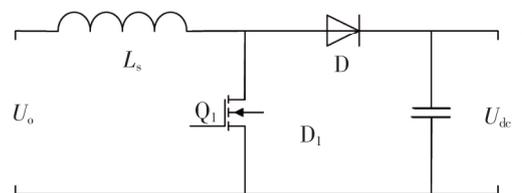


图 6 Boost 拓扑图

假定开关导通状态下的通态电阻阻值为 0,断态电阻阻值为无穷大。根据状态空间平均法得出 Boost 模式下的状态方程

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{L_s}}{dt} = U_o - (1-d)U_{cdc} \\ C \frac{dU_{cdc}}{dt} = (1-d)i_{L_s} \end{cases} \quad (5)$$

联立并消去占空比  $d$  后,假定在不考虑电路中其他损耗因素的情况下,认为达到了功率平衡即

$$U_o i_{L_s} = \frac{1}{2} C \frac{dU_{cdc}^2}{dt} + \frac{1}{2} L \frac{di_{L_s}^2}{dt} \quad (6)$$

通过式(6)等量关系可得,等式左边是二倍工频电流流向双向变换器产生的脉动功率  $P_{ripple}$ ,等式右边是电感和电容吸收的储能功率  $P_L$  和  $P_{cdc}$ 。

同理,在 Buck 工作状态下同样满足式(6),所以双向变换器的 2 种模式均符合上述关系。

再根据等式(6)两边同时积分后亦得到式(7)即含有二倍工频的脉动功率分别被电感电容所储存。

$$\Delta E_{ripple} = \Delta E_{cdc} + \Delta E_L \quad (7)$$

由于双向变换器的储能电容需要对二倍工频脉动能量进行充放电,实现 Buck/Boost 模式的切换,故

选取电容的储能能量为控制对象,其表达式为

$$E_{\text{cdc}} = \frac{1}{2} C_{\text{dc}} U_{\text{dc}}^2 \quad (8)$$

联立式(6)、式(8),经过拉普拉斯时域变换得

$$i_L(s) = \frac{P_L(s)}{U_o} + \frac{sE_{\text{cdc}}(s)}{U_o} \quad (9)$$

由式(9)可知在任意开关模式下,电感  $L$  只起到能量传递和滤波的作用,脉动能量通过电感电流  $i_{L_s}$  流经双向变换器,最终体现在电容  $C_{\text{dc}}$  上的能量变化。 $i_{L_s}$  决定了双向变换器能否完全吸收二倍工频的能量,也就是说  $i_{L_s}$  决定了 LED 负载无频闪的效果好坏。

如图 7 所示,假设双向变换器在一个开关周期内处理的脉动功率为

$$P_{\text{ripple}} = P_o \cos(2\omega t) T_s \quad (10)$$

式中,  $T_s$  为双向变换器开关管的开关周期;  $P_o$  为 LED 驱动电源负载输出的平均功率。如图 8 所示,在  $t_0 \sim t_1$  时段,开关管  $Q_1$  导通,电感电流上升至  $i_{L\text{ref}}$ 。

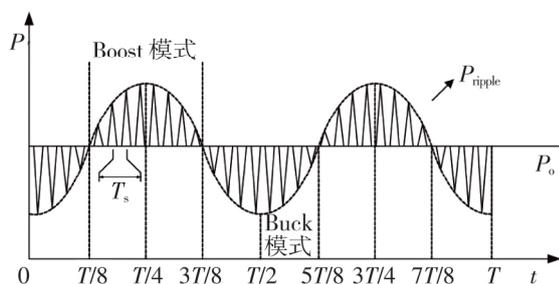


图 7 双向变换器脉动功率波形图

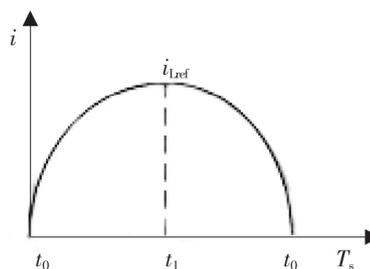


图 8 一个开关周期的理想电感电流曲线

$$i_{L\text{ref}} = \frac{U_o}{L_s} DT \quad (11)$$

式中,  $D$  为  $Q_1$  导通时的占空比。

$t_1 \sim t_2$  时段,  $Q_1$  关断,  $D_2$  导通, 电感两端电压为  $U_o - U_{\text{cdc}}$ , 电感电流下降至零

$$i_{L\text{ref}} = \frac{U_{\text{cdc}} - U_o}{L_s} D^* T_s \quad (12)$$

式中,  $D^*$  为  $Q_1$  关断时的占空比, 满足  $DT_s + D^* T_s < T_s$ ;  $U_{\text{cdc}}$  为双向变换器中储能电容  $C_{\text{dc}}$  两端电压, 所以双向变换器每个开关周期内的输入功率为

$$P_{\text{ripple}} = \frac{1}{2} U_o i_{L\text{ref}} (D + D^*) \quad (13)$$

储能电容  $C_{\text{dc}}$  储存的能量瞬时表达式为

$$E_{\text{cdc}} = E_{\text{min}} + \int_0^T P_o \cos(2\omega t) dt \quad (14)$$

式中,  $E_{\text{min}}$  为储能电容  $C_{\text{dc}}$  两端电压最低时存储的能量。储能电容上瞬时能量表达式可以进一步表示为

$$\frac{1}{2} C_{\text{dc}} U_{\text{dc}}^2 = \frac{1}{2} C_{\text{dc}} U_{\text{min}}^2 + \frac{P_o}{2\omega} [\sin(2\omega t) + 1] \quad (15)$$

则储能电容电压  $U_{\text{dc}}$  的表达式为

$$U_{\text{dc}} = \sqrt{U_{\text{min}}^2 + \frac{P_o}{\omega C_{\text{dc}}} [\sin(2\omega t) + 1]} \quad (16)$$

式中,  $U_{\text{min}}$  为电容  $C_{\text{dc}}$  两端电压最小值, 联立可得

$$P_o |\cos(2\omega t)| = \frac{U_o T_s}{2} \left( \frac{L_s}{U_o} + \frac{L_s}{U_{\text{cdc}} - U_o} \right) i_{L\text{ref}}^2 \quad (17)$$

由式(17)可知在不考虑其他影响的情况下, 理想电感电流  $i_{L\text{ref}}$  与 LED 输出的脉动功率符合函数关系式

$$f(i_{L,ref}) = P_o |\cos(2\omega t)| \quad (18)$$

假设母线的脉动电流完全等于流入双向变换器的电感电流  $i_L$  时,则 LED 负载输出功率便不含脉动成分,即 LED 实现无频闪。

所以在传统的双闭环控制解耦策略电流内环跟踪效果不理想的基础上,为了进一步提高无频闪的效果,把 LED 负载的输出功率  $P_o$  经采样后与理想状态下的纯直流功率  $P_{oref}$  比较,经转化反馈给双向变换器的电流内环进行补偿。最终通过脉宽调制的方法产生控制开关的占空比,控制开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$ ,以提高纹波电流跟踪效果,达到抑制 LED 负载的频闪问题,如式 (19) 所示。

$$\frac{P_{oref} - P_o}{U_o} = K(i_{L,ref} - i_L) = i_L^* \quad (19)$$

式中,  $i_L^*$  为经过功率反馈后转化为补偿的脉动电流,即通过功率反馈补偿动态电流来实现无频闪。

基于推导的建模理论得出的控制方式采用的是电流内环,电压外环的双控制策略。控制结构图如图 9 所示。

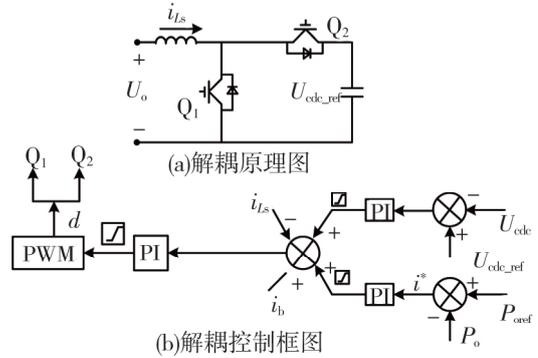


图 9 基于功率反馈线性化的二次纹波跟踪控制器

### 4 仿真实验

为了验证控制方法的有效性,采用 Matlab/Simulink 软件搭建了 300 W 的仿真模型进行仿真分析,其中主电路选用 Boost 变换器,同时有高功率因数校正功能,主要仿真模型参数如表 2 所示。

表 2 仿真模型参数

参数	额定功率 $P_{oref}/W$	输入电压 $U_m/V$	输出电压 $U_o/V$	储能电容 $C_b/\mu F$	Boost 电路 电感 $L/mH$	电网角频率 $\omega/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	解耦 电路电感 $L_s/mH$	解耦电容 $C_{dc}/\mu F$	解耦电路 开关频率 $f/kHz$
取值	300	220	400	20	1	314	5	15	100

PFC 输出侧未并联双向变换器,但使用了  $1\ 000\ \mu F$  的大电解电容时,输入电压、输入电流波形如图 10 所示,可见输入电流很好地跟踪了输入电压,对输入电流进行傅里叶分析。由傅里叶分析结果可知,各次谐波含量非常低,达到 0.998 9 以上,保证了电网的高功率因数,符合国家标准。

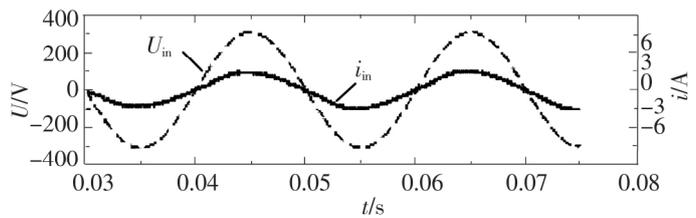


图 10  $1\ 000\ \mu F$  电解电容下,LED 驱动电源的输入电压  $U_m$  及电流  $i_m$  的波形图

PFC 输出侧并联双向变换器但未引入功率反馈控制时,PFC 输入电压  $U_m$ ,输入电流  $i_m$  和输出电流  $i_o$  的波形见图 11。给定输出储能电容  $C_b$  为  $20\ \mu F$ ,由图 11 可以看出,此时 Boost 电路实现了 PFC 控制,且输出电流波形纹波率为 20%,即纹波为 0.15 A,功率因数达到 0.983。能够达到实现无电解电容 LED 驱动的作用,但是对于无频闪的要求还有一定距离。

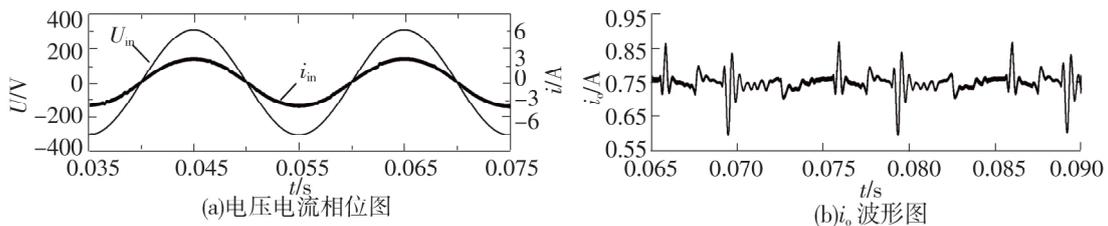


图 11 未引入功率反馈机制下,LED 驱动电源的功率因数和负载输出电流  $i_o$  的波形

相比图 11, 同样在 PFC 输出侧并联双向变换器, 通过引入功率反馈控制机制下的仿真波形图见图 12。可以看出, PFC 输入电压  $U_{in}$ , 输入电流  $i_{in}$  和输出电流  $i_o$  的波形, 给定输出储能电容  $C_b$  为  $20 \mu\text{F}$ 。结合图 7 可以看出, 此时 Boost 电路实现了 PFC 控制, 且输出电流脉动值在  $0.03 \text{ A}$  左右, 纹波率控制在  $5\%$  以内, 且功率因数达到  $0.998$ , 即在保证高功率因数的同时, LED 负载输出电流的纹波率控制在  $5\%$  以内, 说明在实现无电解电容的情况下, 达到了无频闪的效果。

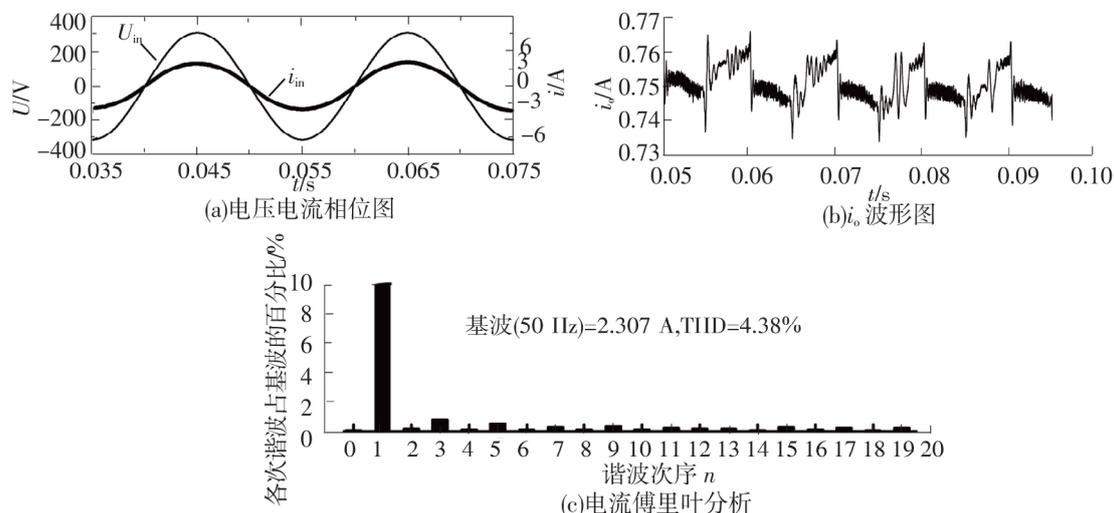


图 12 引入功率反馈机制下, LED 驱动电源的功率因数和负载输出电流  $i_o$  的波形及流入双向变换器电流的傅里叶分析

通过以上各组仿真波形表明, 在传统单级 PFC 的输出侧并联解耦电路(Buck-Boost)时, 母线上的大电解电容能够被容值小且寿命长的瓷片电容所代替, 达到了无电解电容 LED 驱动电源的目的。在此基础上, 通过改进控制方法, 引入了功率反馈的控制策略, 进一步抑制了 LED 灯光的频闪, 使得 LED 灯光纹波从接近  $20\%$  降低到了  $5\%$  以内, 极大提高了人眼在 LED 灯光下工作的健康舒适性。

## 5 结论

针对影响 LED 驱动电源寿命的电解电容及对人眼有害的频闪问题, 提出一种基于功率反馈的 LED 驱动电源控制策略, 建立了仿真模型并与传统的控制方法进行比较, 得出以下结论:

- (1) 实现了在无电解电容的 LED 驱动电源, 延长其使用寿命。
- (2) 使 LED 负载实现了无频闪的效果。
- (3) 抑制了母线中的二倍工频纹波, 从而提升了 LED 驱动电源输出电流的质量及设备的稳定性。

## 参 考 文 献

- [1] Liao Zhiling, Ruan Xinbo. Status and development trend of semiconductor lighting engineering[J]. Electrical Engineering, 2006(9): 106-111.
- [2] Azevedo I L, Morgan M G, Morgan F. The transition to solid-state lighting[J]. Proceedings of the IEEE, 2019, 97(3): 481-510.
- [3] International electrotechnical commission. IEC 61000-3-2 Electrotechnical compatibility, Part 3, Section 2, Limits for harmonic current emission[S]. Switzerland: IEC, 2009.
- [4] 解天宇, 王硕禾, 马天琪, 等. 一种应用于自闭/贯通线的新型 APF 电流控制方法研究[J]. 石家庄铁道大学学报(自然科学版), 2019, 32(3): 101-106.
- [5] Wilkins A, Veitch J, Lehman B. LED lighting flicker and potential health concerns: IEEE standard PAR1789 update [C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. USA: [s. n.], 2010.
- [6] Kim T, Rylander M, Powers E J, et al. LED lamp flicker caused by inter harmonics[C]// Conference Record-IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Canada, [s. n.], 2008.
- [7] Lee K, Hsieh Y, Liang T J. A current ripple cancellation circuit for electrolytic capacitor-less AC-DC LED driver

- [C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, USA:[s. n.],2013.
- [8]Wang Ruxi, Wang Fei, Boroyevich D, et al. A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011,26 (5):1430-1443.
- [9]顾琳琳,阮新波,姚凯,等.采用谐波电流注入法减小储能电容容值[J].电工技术学报,2010,25(5):142-148.
- [10]Diego G Lamar, Javier Sebastian, Manuel Arias. On the limit of the output capacitor reduction in power-factor correctors by distorting the line input current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1168-1176.
- [11]崔云晓,常宇健,巩方超,等.基于 SiC 开关器件的 LCL 并网逆变器控制策略建模分析[J].石家庄铁道大学学报(自然科学版),2019,32(1):80-86.
- [12]Yao Hai, Ruan Xinbo, Zou Chi, et al. High power factor three-phase single-tube Boost PFC converter [J]. Proceeding of the CSEE, 2012, 32(6): 97-105.
- [13]Zhang Bo, Yang Xu, Xu Ming, et al. Design of Boost-flyback single-stage PFC converter for LED power supply without electrolytic capacitor for energy-storage [C]//6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan:IEEE,2019:1668-1671.
- [14]Zhang Fanghua, Ni Jianjun, Yu Yijie. High power factor AC-DC LED driver with film capacitor[J]. Transactions on Power Electronics,2013, 28(10): 4831-4840.
- [15]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(2):36-45.
- [16]王浩然,朱国荣,肖程元,等.一种延长 LED 发光系统寿命的波形控制方法[J].华中师范大学学报(自然科学版),2014,48(3):348-353.
- [17]王浩然,朱国荣,伏潇斌,等.无电解电容单相电力变换器直接脉动功率控制方法[J].中国电机工程学报,2016,36(13):3573-3581,3376.
- [18]王克峰,郑杜成,马悦,等.基于单级 PFC 无频闪无电解电容的 LED 电源驱动设计[J].电源学报,2016,14(3):122-127.
- [19]章勇高,侯景阳,洪博野,等.一种高效基于双向变换器的无电解电容 LED 驱动电源[J].内蒙古农业大学学报(自然科学版),2019,40(4):45-51.
- [20]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.
- [21]赵金刚,马辉,张超兰.基于 LLC 单级无桥 PFC 的无频闪 LED 驱动电源[J].电工电能新技术,2019(6):79-88.
- [22]阎铁生,李明洪,周国华,等.一种一次侧控制的 Buck-Flyback 单级功率因数校正变换器 LED 驱动电路[J].电工技术学报,2019,34(16):3355-3365.

## LED Drive Power Supply Without Stroboscopic and Without Electrolytic Capacitor Based on Power Feedback

Gao Yanli, Hong Boye

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

**Abstract:** To solve the problem that the life of LED is shortened due to stroboscopic and electrolytic capacitors, a novel topology based on the single-stage PFC parallel decoupling circuit (Buck-Boost) without electrolytic capacitor was proposed. Each mode of decoupling circuit was analyzed, established the corresponding mathematical model and the function expression of the cause of LED stroboscopic could be deduced. Finally, the effect of no electrolytic capacitor and no stroboscopic was achieved by converting the output power to the dynamic compensating pulsating current. The simulation model of the drive power and the control system of LED without stroboscopic capacitor and electrolytic capacitor was established by MATLAB/Simulink. The results show that the ripple of the strobe dropped from nearly 20% to less than 5%, which meets the standards of eye protection and verifies the effectiveness of the proposed optimization control method.

**Key words:** LED driver power supply; PF; flicker; bidirectional converter