DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.109 中图分类号：TM46 文献标志码：A

不对称半桥 LED 恒流源数字自适应低频纹波补偿控制

乔之勇[1,2](中国电源学会会员)，王顺利[1]，张 楠[3]，刘知贵[1]
(1.西南科技大学信息工程学院，绵阳 621000；2.绵阳职业技术学院电子与信息学院，绵阳 621000；3.绵阳脉科电子科技有限公司，绵阳 621000)

摘要：为兼顾大功率 LED 光源对长寿命、高效率、低纹波和智能化等性能指标的要求，在深入分析无电解化 Boost 不对称半桥 AHB(asymmetric half-bridge)变换器 LED 恒流源低频二次纹波补偿特性的基础上，提出了基于数字预测电流模式的 AHB LED 恒流源自适应低频纹波补偿控制算法。MATLAB 仿真结果表明，所提出的控制算法能自适应输入电压和负载的变化，在整个调光范围均能有效减小流经 LED 的低频二次纹波电流。

关键词：LED 恒流源；不对称半桥变换器；无电解电容；自适应低频纹波补偿控制；数字预测电流模式

Digital Adaptive Low-frequency Ripple Compensation Control for Asymmetrical Half-bridge LED Constant-current Driver

QIAO Zhiyong[1,2], *Member*, *CPSS*, WANG Shunli[1], ZHANG Nan[3], LIU Zhigui[1]
(1. School of Information Engineering, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621000, China; 2. College of Electronics and Information, Mianyang Polytechnic, Mianyang 621000, China; 3. Mianyang Maike Electronic Technology Co., Ltd., Mianyang 621000, China)

Abstract: To meet the requirements of long life, high efficiency, low ripple and intelligence of a high-power LED light source, based on an in-depth analysis of the characteristics of low-frequency secondary ripple compensation of a Boost asymmetric half-bridge (AHB) converter LED constant-current driver without an electrolytic capacitor, an adaptive low-frequency ripple compensation control algorithm for an AHB LED constant-current driver in digital predictive current mode was proposed. MATLAB simulation results show that the proposed control algorithm can adapt to the changes in input voltage and load and effectively reduce the low-frequency secondary ripple current flowing through the LED in the whole dimming range.

Keywords: LED constant-current driver; asymmetric half-bridge converter; electrolytic capacitor-less; adaptive low-frequency ripple compensation control; digital predictive current mode

随着光通量和光效的不断提升，LED 光源正全方位快速地向大功率照明领域拓展[1]。开关型 AC-DC LED 恒流源的无电解化设计有利于延长光源的整体寿命并提高其可靠性[2]，但同时也会产生大量 100 Hz 的低频二次纹波电流，进而导致光源出现低频闪烁[3]。根据 IEEE Std 1789—2015 标准要求，该低频分量的闪烁百分比(Mod%)应小于 8%(或 10%)，按无显著影响 NOEL(no observable effect level)标准要求则应小于 3.33%(或 4%)[4]。低频纹波补偿控制旨在减小 LED 光源的低频闪烁百分比，从而为人们提供高效节能且更加健康的 LED 光源[5]。

不对称半桥 AHB(asymmetrical half-bridge)变换器具有转换效率高、电压应力小、恒频控制并可采用小电容滤波等优点，将其应用于大功率无电解

收稿日期：2023-02-08；**修回日期：**2023-05-11，2023-07-19；
录用日期：2023-08-09；**网络首发日期：**2023-10-31
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62173281)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62173281

化 LED 恒流源设计具有显著优势[6]。图 1 所示为 Boost-AHB 两级拓扑构成的 LED 恒流源[7]，其中，母线电容 C_{bus} 用于减小 Boost-PFC 输出的低频二次纹波电压以平衡交直流功率差。由于其耐压等级较高，无电解化设计时，需最大限度减小电容容量以提高功率密度并降低成本，但这势必会增大注入到 AHB 的低频纹波电压，若不加以补偿，将导致大量的低频纹波电流流经 LED 光源，从而造成严重的低频闪烁[8]。

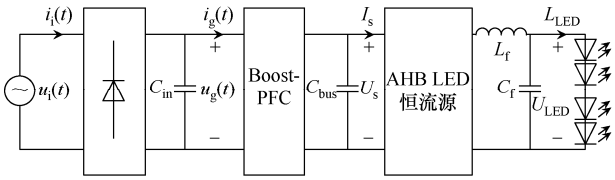


图 1 两级 AC-DC LED 驱动电源拓扑结构

Fig. 1 Topology of two-stage AC-DC LED driver

AHB 变换器是 1 个四阶系统，单闭环控制时，系统稳定的穿越频率很难设计得足够高以衰减 100 Hz 的低频二次纹波[9]。为此，Arias 等[10]应用快速前馈控制技术有效减小了 AHB LED 恒流源的低频二次纹波电流。类似的研究成果还包括自适应前馈[11]、数字自适应前馈[12]、自适应前馈+自适应反馈[13]以及 Zeta 型 AHB(ZAHB)前馈[14]等纹波补偿控制算法。由于电感电流内环具有快速调节作用，采用电流模式(双闭环)控制能有效提升 AHB LED 恒流源的动静态性能指标，且具有较强的低频纹波补偿能力[15]。将数字控制和电流模式相结合，便可以形成被广泛研究的数字电流模式控制策略[16]，为减小环路延迟等因素对数字控制性能的影响，Kennel[17]又提出了数字预测电流模式控制 DPCC (digital predictive current-mode control)算法，该算法已成功应用于对 Buck、Boost、full-bridge 等变换器的控制[18]。

本文以大功率无电解电容 Boost-AHB LED 恒流源为研究对象，首先给出了 AHB LED 恒流源的低频二次纹波最优补偿曲线，然后对电流模式控制算法的低频纹波补偿特性进行了深入分析。在此基础上提出了基于数字预测电流模式的 AHB LED 恒流源自适应低频纹波补偿控制算法，并通过 MATLAB 仿真验证该算法的有效性。

1 AHB LED 恒流源低频二次纹波最优补偿特性

图 2 所示为 AHB 变换器的原理，电路参数设计参考文献[19]。不考虑死区和占空比丢失时间，变换器稳态运行时，AHB LED 恒流源输出 U_{LED} 与输入电压 U_s 之比为

$$\frac{U_{LED}}{U_s}=\frac{2}{n}D(1-D) \tag{1}$$

式中：n 为变比；D 为稳态占空比。当输入电压 $u_s(t)=U_s[1+\alpha\sin(2\omega_{lin}t)]$ 时，有

$$u_{LED}(t)=\frac{2d(t)[1-d(t)]U_s[1+\alpha\sin(2\omega_{lin}t)]}{n} \tag{2}$$

式中：ω_{lin} 为线电压角频率；α 为纹波电压峰均比；$d(t)$ 为瞬时占空比。考虑到 n 是基于额定工况进行设计的，即 $U_{LED,nom}=2D_{nom}(1-D_{nom})U_s/n$，因此，考虑低频二次纹波输入时，保持输出电压恒定的占空比为

$$d(t)=\frac{1}{2}\left\{1-\sqrt{1-\frac{4D_{nom}(1-D_{nom})u_{LED}(t)}{[1+\alpha\sin(2\omega_{lin}t)]U_{LED,nom}}}\right\} \tag{3}$$

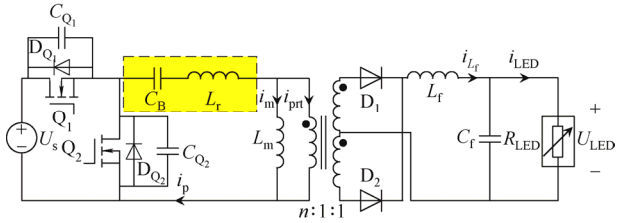


图 2 AHB 变换器原理

Fig. 2 Schematic of AHB converter

特别地，当 AHB 输入电压中不含低频二次纹波，即 $\alpha=0$ 时，保持输出电压恒定的占空比为

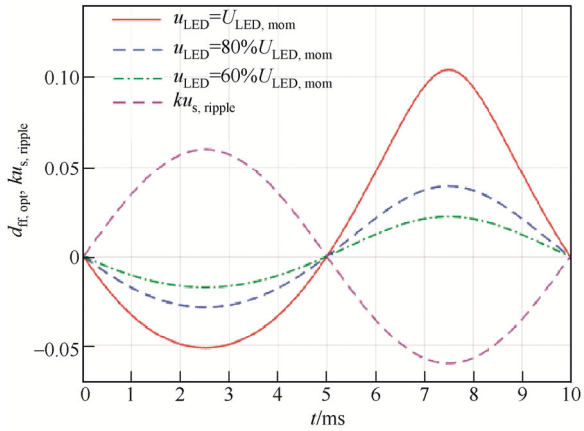
$$d(t)\big|_{\alpha=0}=\frac{1}{2}\left\{1-\sqrt{1-\frac{4D_{nom}(1-D_{nom})u_{LED}(t)}{U_{LED,nom}}}\right\} \tag{4}$$

由于 LED 为缓慢变化负载，加之反馈的作用，$u_{LED}(t)$ 可认定为恒定，因此在每个纹波周期中，由 LED 电流外环反馈控制作用得到的 $d(t)\big|_{\alpha=0}$ 近

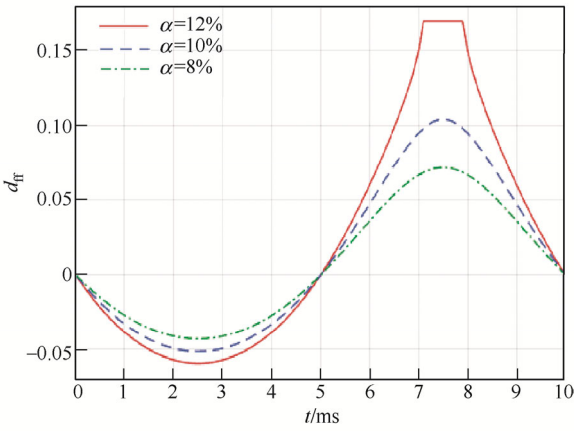
似为常量，从而可以得到低频二次纹波的最优补偿曲线为

$$d_{\mathrm{ff,opt}}(t)=\frac{1}{2}\left\{\sqrt{1-\frac{4D_{\mathrm{nom}}(1-D_{\mathrm{nom}})u_{\mathrm{LED}}(t)}{U_{\mathrm{LED,nom}}}}-\sqrt{1-\frac{4D_{\mathrm{nom}}(1-D_{\mathrm{nom}})u_{\mathrm{LED}}(t)}{[1+\alpha\sin(2\omega_{\mathrm{lin}}t)]U_{\mathrm{LED,nom}}}}\right\} \tag{5}$$

如图 3 所示，输出电压与占空比之间的非线性关系使得低频二次纹波谷值附近需补偿更大的占空比[12]，且 α 、u_{LED} 和 ω_{lin} 等参数变化时，需相应调整补偿曲线，才能实现自适应低频纹波补偿的功能[14]。同时可以看出，当 α 过大时，低频二次纹波谷值附近的占空比将达到饱和，从而使补偿效果变差。



(a) 输出电压分别为100%、80%和60%额定电压时(α=10%)



(b) 输入二次纹波峰均值分别为12%、10%和8%时($U_{\mathrm{LED,nom}}$=48 V)

图 3　AHB 变换器低频二次纹波最优补偿曲线

Fig. 3 Optimal compensation curve of low-frequency secondary ripple for AHB converter

2　电流模式控制策略的低频纹波补偿特性分析

电流模式控制的 AHB LED 恒流源小信号模型如图 4 所示。图中，$G_{i_{\mathrm{LED}}u_{\mathrm{s}}}(s)$ 、$G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)$ 和 $G_{i_Ld}(s)$ 为功率电路传递函数，$G_{\mathrm{ci_{LED}}}(s)$ 和 $G_{\mathrm{ci}_L}(s)$ 分别为 LED 电流外环和电感电流内环控制器，$H_{i_{\mathrm{LED}}}$ 和 H_{i_L} 为反馈增益，$G_{\mathrm{PWM}}(s)$ 为 PWM 调制器的传递函数，$T_{i_L}(s)$ 和 $T_{\mathrm{Loop}}(s)$ 表示电感电流内环和总环路增益。

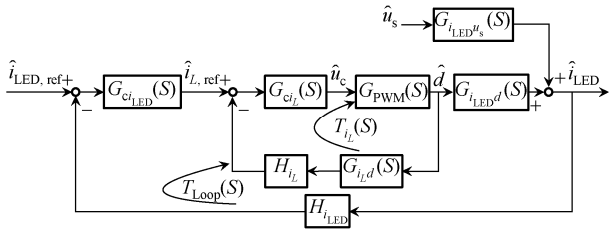


图 4　考虑输入扰动的模拟电流模式控制小信号模型

Fig. 4 Small signal model controlled by analog current mode considering input disturbance

反馈控制时，输入电压到输出电流之间的闭环传递函数为

$$\Phi_{i_{\mathrm{LED}}u_{\mathrm{s}}}(s)=\frac{\hat{i}_{\mathrm{LED}}}{\hat{u}_{\mathrm{s}}}=\frac{G_{i_{\mathrm{LED}}u_{\mathrm{s}}}(s)}{1+T_{\mathrm{Loop}}(s)} \tag{6}$$

可以看出，采用反馈控制时，输入-输出的幅值衰减为开环时的 $\left|1/[1+T_{\mathrm{Loop}}(s)]\right|$ 倍，总环路增益 $T_{\mathrm{Loop}}(s)$ 在低频段的幅值越大，其对低频纹波的补偿能力也就越强。电压模式(单闭环)控制时，总环路增益为

$$T_{\mathrm{SLoop}}(s)=G_{\mathrm{ci_{LED}}}(s)G_{\mathrm{PWM}}(s)G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)H_{i_{\mathrm{LED}}} \tag{7}$$

电流模式(双闭环)控制时，由于电感电流内环带宽非常宽，即 $\omega<<\omega_{\mathrm{ci}_L}$ ，则总环路增益可以近似为

$$T_{\mathrm{DLoop}}(s)\approx\frac{G_{\mathrm{ci_{LED}}}(s)G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)H_{i_{\mathrm{LED}}}}{G_{i_Ld}(s)H_{i_L}} \tag{8}$$

电流模式控制时，由于 2 个二次共振效应同时出现在 $G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)$ 和 $G_{i_Ld}(s)$ ，作用相互抵消，因此 $T_{\mathrm{DLoop}}(s)$ 不受二次谐振的影响，电流模式控制的这

一独特优势可以独立于二次谐振进行反馈补偿设计，从而有利于低频纹波的补偿[20]。AHB LED 恒流源的运行条件、元件参数和传递函数见表 1，控制参数见表 2。

表 1 AHB LED 恒流源的运行条件、元件参数和传递函数

Tab. 1 Operating conditions, component parameters and transfer function of AHB LED constant-current driver

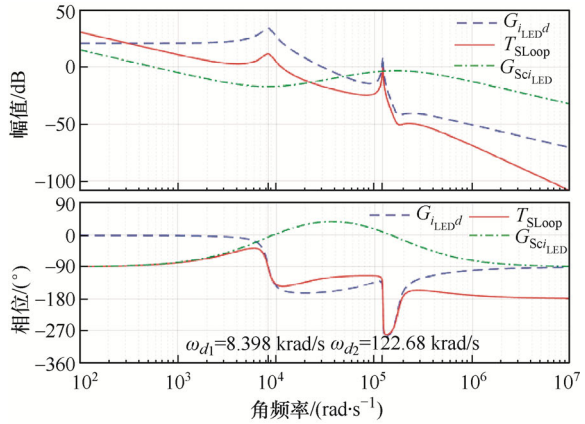
运行条件	$U_s=400$ V、$P_o=216$ W、$U_{LED}=48$ V、$I_{LED}=4.5$ A、$f_s=150$ kHz、$D=0.265\,9$、$T_J=85$ ℃
元件参数	$C_B=0.22$ μF(esr$=0.5\,\Omega$)、$L_f=73.85$ μH(esr$=0.05\,\Omega$)、$C_f=192$ μF(esr$=0.04\,\Omega$)、$L_m=302$ μH、$L_r=15$ μH、$n=3.253$、$R_{LED}=10.667\,\Omega$、$R_{Ls}=R_{LEDs}=0.01\,\Omega$
传递函数	$G_{i_Ld}(s)=\dfrac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\approx k_{id}\dfrac{(1+s/\omega_{cr})\Delta_n(s)}{\Delta_d(s)}$，$G_{i_{LED}d}(s)=\dfrac{\hat{i}_{LED}(s)}{\hat{d}(s)}\approx k_{id}\dfrac{(1+s/\omega_{esr})\Delta_n(s)}{\Delta_d(s)}$ $G_{i_Ls}(s)=\dfrac{\hat{i}_L(s)}{\hat{u}(s)}\approx k_{is}\dfrac{(1+s/\omega_{cr})\Delta_n(s)}{\Delta_d(s)}$，$G_{i_{LED}s}(s)=\dfrac{\hat{i}_{LED}(s)}{\hat{u}(s)}\approx k_{is}\dfrac{(1+s/\omega_{esr})\Delta_n(s)}{\Delta_d(s)}$ 其中， $\Delta_n(s)=1+s/(Q_n\omega_n)+s^2/\omega_n{}^2$ $\Delta_d(s)=[1+s/(Q_{d1}\omega_{d1})+s^2/\omega_{d1}{}^2](1+s/Q_{d2}\omega_{d2}+s^2/\omega_{d2}{}^2)$ $\omega_n=\sqrt{2/(L_mC_B)}=173.5$ krad/s、$\omega_{d1}=\sqrt{1/(L_fC_f)}=8.398$ krad/s、$\omega_{d2}=\sqrt{1/(L_mC_B)}=122.68$ krad/s $\omega_{esr}=1/(R_{C_f}C_f)=130.21$ krad/s、$\omega_{cr}=1/[(R'_{LED}+R_{C_f})C_f]=486$ rad/s $Q_n=1/\{2D(1-D)L_m/[n^2(R'_{LED}+R'_{L_f})]+R_{C_c}C_c\}\,\omega_n^{-1}=5.022$ $Q_{d1}=(R'_{LED}+R'_{L_f})/[(R'_{LED}\,R'_{L_f}+R'_{L_f}\,R_{C_f}+R'_{LED}\,R_{C_f})C_f+L_f]\,\omega_{d1}^{-1}=4.573$ $Q_{d2}=1/(R_{C_B}C_B)\,\omega_{d2}^{-1}=74.1$，$k_{id}=2(1-2D)U_s/[n(R'_{LED}+R'_{L_f})]=10.724$ $k_{is}=2D(1-D)/[n(R'_{LED}+R'_{L_f})]=0.0112$

表 2 AHB LED 恒流源控制器的传递函数及控制参数

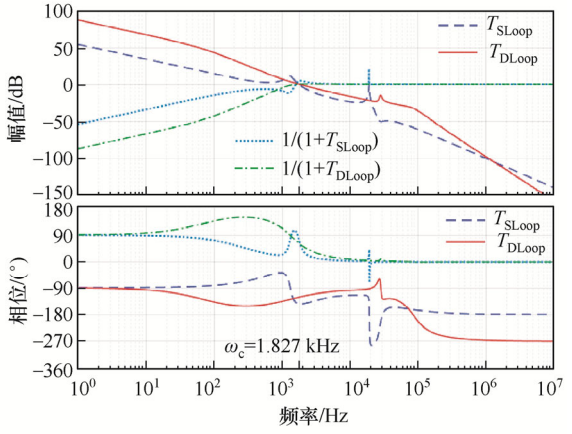
Tab. 2 Controller transfer function and control parameters for AHB LED constant-current driver

控制策略	反馈控制器	环路增益和闭环传递函数
电压模式控制	$G_{SPWM}(s)=\dfrac{1}{T_sS_e}=0.56$ $G_{Sci_{LED}}(s)=\dfrac{K_{Sci_{LED}}(1+s/\omega_{zci_{LED}1})(1+s/\omega_{zci_{LED}2})}{s(1+s/\omega_{pci_{LED}1})(1+s/\omega_{pci_{LED}2})}$ 其中， $K_{Sci_{LED}}=550$ $\omega_{zci_{LED}1}=0.8\omega_{d1}=6.7$ krad/s，$\omega_{zci_{LED}2}=1.2\omega_{d1}=10.1$ krad/s $\omega_{pci_{LED}1}=\omega_{esr}=130.21$ krad/s，$\omega_{pci_{LED}2}=1.7\omega_{esr}=221.4$ krad/s	$T_{SLoop}(s)=G_{Sci_{LED}}(s)G_{SPWM}(s)G_{i_{LED}d}(s)H_{i_{LED}}$ $\Phi_{Si_{LED}u_s}(s)=\dfrac{G_{i_{LED}u_s}(s)}{1+T_{SLoop}(s)}$ 其中， $H_{i_{LED}}$ 进行归一化处理
电流模式控制	$D_{DPWM}(s)=\dfrac{1}{T_sS'_e}=0.27$ $G_{Dci_{LED}}(s)=\dfrac{K_{Dci_{LED}}(1+s/\omega_{zci_{LED}})}{s(1+s/\omega_{pci_{LED}})}$ $G_{ci_L}(s)=\dfrac{K_{ci_L}(1+s/\omega_{zci_L})}{s(1+s/\omega_{pci_L})}$ 其中， $K_{Dci_{LED}}=150\,000$，$K_{ci_L}=25\,000$ $\omega_{zci_{LED}}=\omega_{zci_L}=0.9\omega_{d1}=7.6$ krad/s $\omega_{pci_{LED}}=\omega_{esr}=130.21$ krad/s，$\omega_{pci_L}=1/2\,\omega_s=471.24$ krad/s	$T_{DLoop}(s)\approx\dfrac{G_{Dci_{LED}}(s)G_{i_{LED}d}(s)H_{i_{LED}}}{G_{i_Ld}(s)H_{i_L}}$ $\Phi_{Di_{LED}u_s}(s)=\dfrac{G_{i_{LED}u_s}(s)}{1+T_{DLoop}(s)}$ 其中， $T_{i_L}(s)=G_{ci_L}(s)G_{DPWM}(s)G_{i_Ld}(s)H_{i_L}$ $H_{i_{LED}}$ 和 H_{i_L} 进行归一化处理

电压模式控制时，如图 5(a)所示，在二次谐振频率 ω_{d2} 处，$T_{\mathrm{SLoop}}(s)$ 的相位迅速下降至 –270°，加之 ω_{d2} 处谐振峰值的影响，为确保稳定性，环路增益的穿越频率必须设置在 ω_{d1} 与 ω_{d2} 之间且靠近 ω_{d1} 处，从而限制了 LED 电流控制器的补偿增益。电流模式控制时，如图 5(b)所示，由于 $T_{\mathrm{DLoop}}(s)$ 不受二次谐振的影响，其补偿增益可以设计得比较大。当 LED 电流环选用相同的穿越频率(ω_{c} = 1.827 kHz)时，在 100 Hz 处，$1/[1+T_{\mathrm{SLoop}}(s)$ 和 $1/[1+T_{\mathrm{DLoop}}(s)$ 的幅值分别为−14.9 dB 和−43.2 dB，因此电流模式控制对 100 Hz 低频纹波电流的补偿能力更强。



(a) $G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)$、$G_{\mathrm{Sc}i_{\mathrm{LED}}}(s)$和$T_{\mathrm{SLoop}}(s)$伯德图

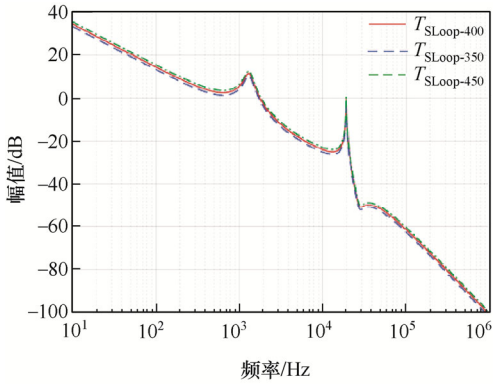


(b) 环路增益比较分析

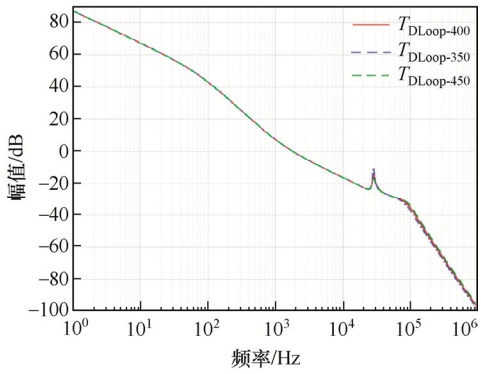
图 5　单闭环控制和电流模式控制的伯德图分析

Fig. 5 Bode diagram analysis of single closed-loop control and current mode control

此外，由于 $G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)$ 的直流增益 K_{id} 是 AHB 变换器运行条件的非线性函数，电压模式控制时，其变化将直接传播到闭环传递函数，从而使变换器的性能对运行条件的变化非常敏感，如图 6(a)所示。电流模式控制时，由于 $G_{i_{\mathrm{LED}}d}(s)$ 和 $G_{i_{L}d}(s)$ 的直流增益部分同时含有 $2(1-2D)U_{\mathrm{s}}$，环路增益 $T_{\mathrm{DLoop}}(s)$ 的直流部分几乎不受运行条件的影响，如图 6(b)所示，这一优势使得电流模式控制能自适应电压变化对低频纹波进行有效补偿。



(a) 电压模式控制环路增益比较



(b) 电流模式控制环路增益比较

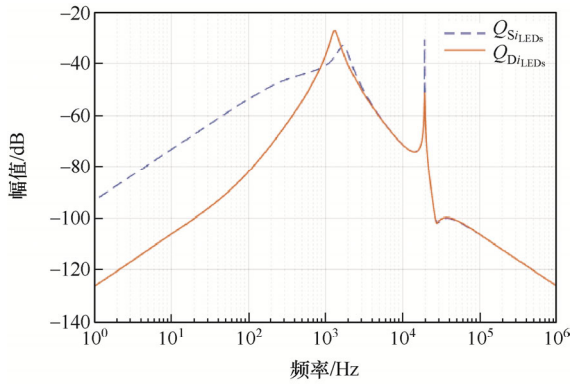
图 6　考虑输入电压变化的环路增益幅频特性比较

Fig. 6 Comparison of amplitude-frequency characteristics of loop gain considering input voltage variation

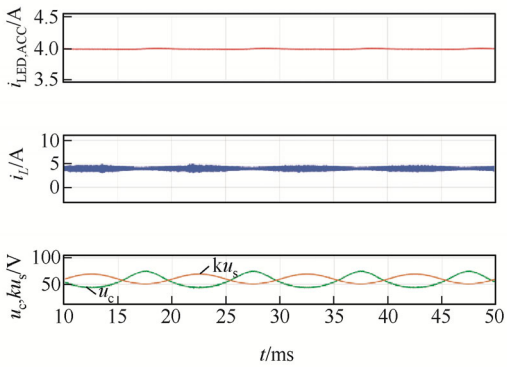
闭环传递函数幅频特性比较如图 7(a)所示，可以看出，在相同穿越频率的情况下，电流模式控制时，能在保持高频开关谐波成分衰减能力不变的情况下，对 100 Hz 谐波成分的幅值衰减能力由 –53 dB 提高到 –82 dB。如图 7(b)所示，当输入电压为 $u_{\mathrm{s}}=400[1+0.132\,5\sin(2\omega_{\mathrm{lin}}t)]$ V，输出电流平均值为 4 A，模拟平均电流模式控制时，流经 LED 的 100 Hz 纹波电流峰峰值为 0.010 89 A(0.27%)。

上述分析可知，当采用电流模式对 AHB LED 恒流源实施控制时，由于外环控制增益可以独立于二次谐振进行设计，因而可以进一步增大 LED 电

流控制器补偿增益，从而具有更好的低频纹波补偿能力。



(a) 闭环传递函数伯德图比较



(b) 电流模式控制时的输出电流波形

图 7 电流模式控制的低频二次纹波补偿特性

Fig. 7 Low-frequency secondary ripple compensation characteristics under current-mode control

3 基于数字预测电流模式的自适应低频纹波补偿

3.1 AHB LED 恒流源自适应数字预测电流模式控制

图 8 所示为 AHB LED 恒流源数字预测电流模式控制框图。数字预测电流模式控制器首先采用慢速采样得到的相关电量计算电感电流斜率，再利用电流斜率和高速采样得到的 i_{L_f} 等参数预测下一周期的占空比，从而达到减小或消除电感电流误差的目的。图中，慢速数字信号用[n]表示，高速数字信号用[k]表示。

图 9 为基于双边调制的数字预测准均值电流模式控制 DPqACC(digital predictive quasi-average current-mode control)时的波形图，在等腰三角形调制波的顶点处对电感电流进行采样。由于 ZVS 造成的占空比丢失对时间有影响，因此采样值并非电感电流均值，称为准均值电流，用 i'_{av} 表示，i'_{avss}、i_{ref} 和 $e'_{i_{av}}=i'_{av}-i'_{avss}$ 分别为电感电流准均值的稳态值、参考值和误差。数字预测准均值电流控制器利用第 k 个周期采样得到的 $i'_{av}(k)$ 计算第 $k+1$ 个周期的占空比 $d(k+1)$，进而将第 $k+1$ 个周期结束时刻的 $i'_{av}(k+2)$ 调整到参考值 i_{ref}。

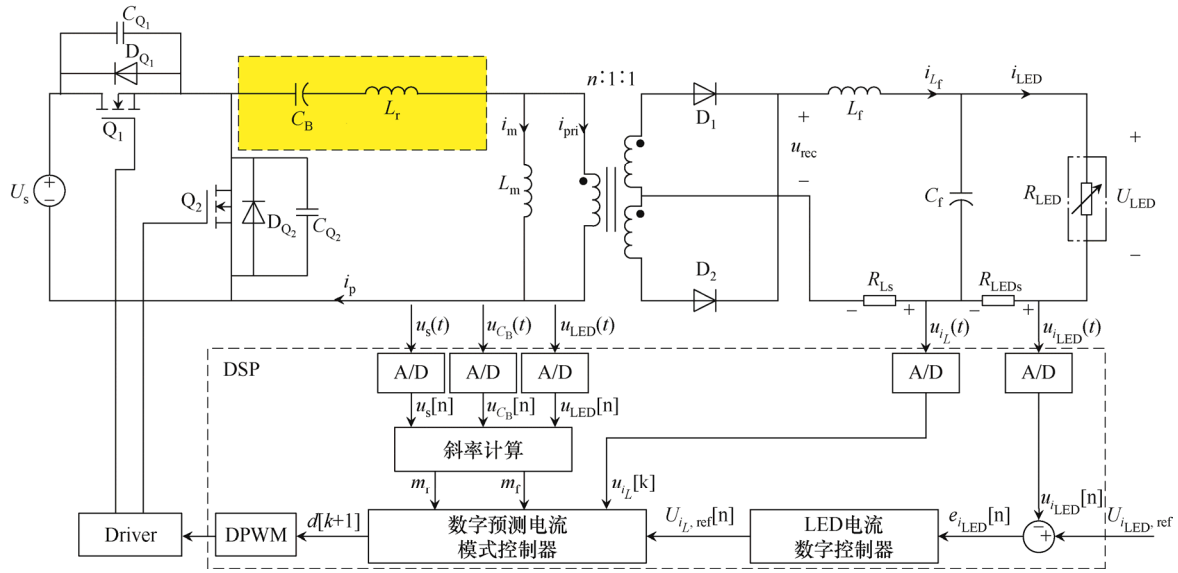


图 8 AHB LED 恒流源数字预测电流模式控制框图

Fig. 8 Block diagram of AHB LED constant-current driver under control of DPCC

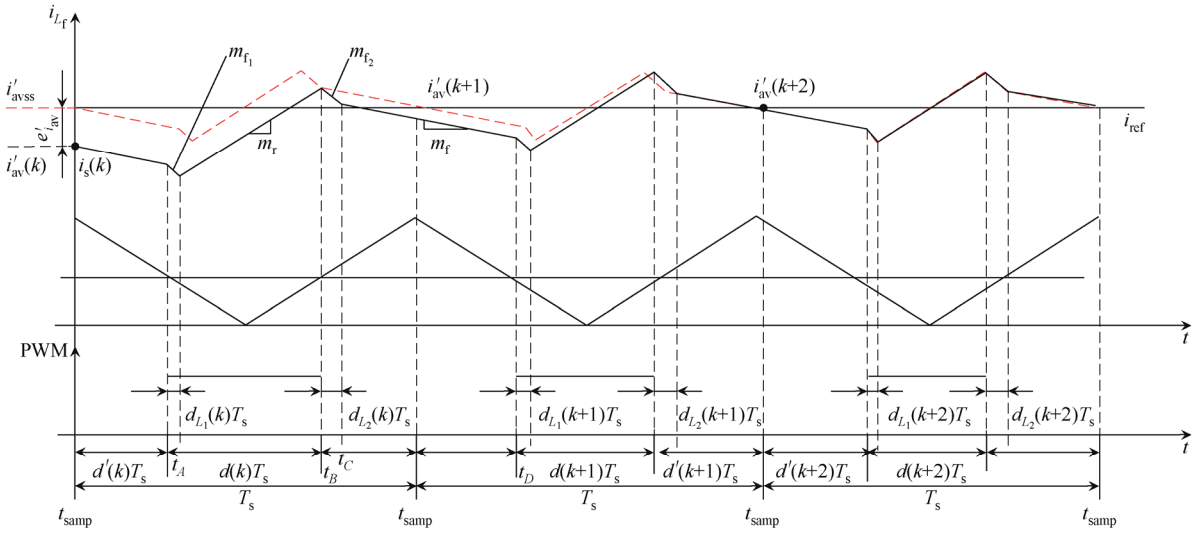


图 9　数字预测准均值电流模式控制波形

Fig. 9 Waveforms controlled by DPqACC

如图 9 所示，由于 ZVS 谐振电路的影响，整个开关周期内，电感电流 i_{L_f} 波形分别按照 m_{f_1}、m_r、m_{f_2} 和 m_f 4 个斜率进行变化，其中，m_{f_1} 和 m_{f_2} 为开关切换时对应的斜率，m_r 和 m_f 为开关稳定工作时对应的上升和下降斜率[21]，各斜率表达式为

$$\begin{cases} m_r = \dfrac{(U_s - U_{C_B})/n - U_{LED}}{L_f} & (t_A \sim t_B) \\ m_f = \dfrac{U_{C_B}/n - U_{LED}}{L_f} & (t_C \sim t_D) \\ m_{f_{sw}} = m_{f_1} = m_{f_2} = \dfrac{-U_{LED}}{L_f} & (t_A \sim t_B,\ t_C \sim t_D) \end{cases} \tag{9}$$

利用谐振电感电流 i_p 的特性结合斜率公式，可以导出 ZVS 丢失占空比的近似估算方法[22]为

$$\begin{cases} d_{L_1} \approx \dfrac{2i_{LED}L_r}{n(U_s - U_{C_B})T_s} \\ d_{L_2} \approx \dfrac{2i_{LED}L_r}{nU_{C_B}T_s} \end{cases} \tag{10}$$

再利用上述估算方法可以得到数字预测准均值电流模式控制算法为[22]

$$\begin{cases} d(k+1) = \dfrac{[i_{ref} - i'_{av}(k)]/T_s}{m_r - m_f} - d(k) - \dfrac{2m_f}{m_r - m_f} + \dfrac{4\lambda(k)}{m_r - m_f} \\ e'_{i_{av}}(k+2) = 2[\lambda(k) - \lambda(k+1)]T_s \approx 0 \end{cases} \tag{11}$$

式中，$\lambda(k) = \dfrac{2i_{LED}(k)L_r}{n^2 L_f T_s}$，且由于恒流源输出电流变化非常缓慢，2 个相邻开关周期内的 i_{LED} 可近似为恒定，即有 $\lambda(k+1) \approx \lambda(k)$。同理可推导基于前沿调制的数字预测峰值电流模式控制 DPPCC (digital predictive peak current-mode control)算法和基于后沿调制的数字预测准谷电流模式控制 DPqVCC(digital predictive quasi-valley current-mode control)算法。3 种数字预测电流模式控制算法及误差公式可统一为[22]

$$\begin{cases} d(k+1) = \dfrac{[i_{ref} - i_s(k)]/T_s}{m_r - m_f} - d(k) - \dfrac{2m_f}{m_r - m_f} + \dfrac{4\lambda(k)}{m_r - m_f} \\ e_{i_L}(k+2) = 2[\lambda(k) - \lambda(k+1)]T_s \approx 0 \end{cases} \tag{12}$$

式中：$i_s(k)$ 表示采样值；$e_{i_L}(k+2)$ 为第 $k+2$ 个开关周期的电感电流误差。从稳定性分析可以看出，恒流源的调节范围比较窄，当工作点改变时，可能出现不稳定的情况，采用工程方法进行系数修正的自适应数字预测电流模式控制算法为[22]

$$d(k+1) = \beta\left\{\frac{\gamma[i_{ref} - i_s(k)]/T_s}{m_r - m_f} - d(k) - \frac{2m_f}{m_r - m_f} + \frac{4\lambda(k)}{m_r - m_f}\right\} \tag{13}$$

式中：β为占空比修正系数；γ为误差调节系数，作用是限定误差范围。

3.2 数字预测电流模式的自适应低频纹波补偿控制性能仿真验证

DPqACC 算法控制时，控制电压$u_c(t)$与衰减后输入纹波电压$ku_s(t)$的仿真曲线如图 10 所示，对比分析可知，$u_c(t)$的变换规律非常接近图 3 所示的最优补偿曲线。下面对该算法的自适应纹波补偿能力进行验证。

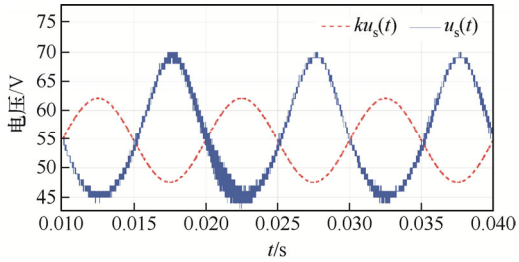
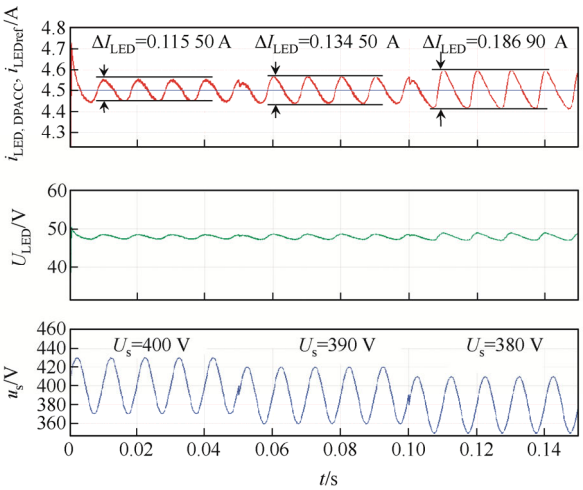


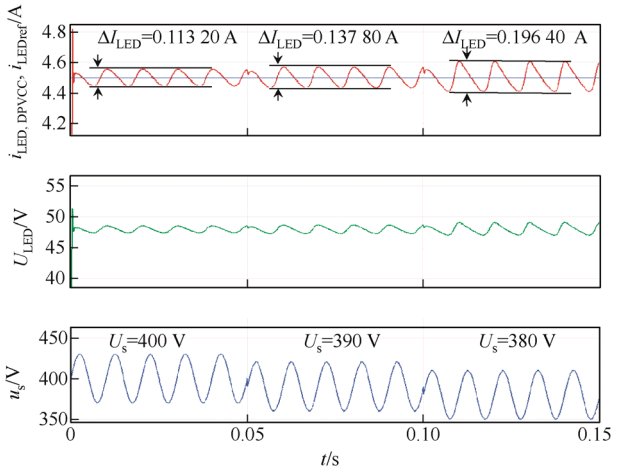
图 10 DPqACC 控制时控制电压与输入纹波电压比较

Fig. 10 Comparison between control voltage and input ripple voltage under DPqACC control

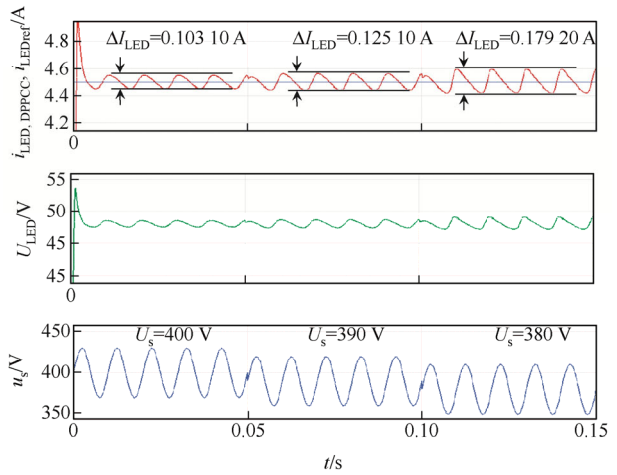
图 11 所示为$\Delta u_s = 60$ V，U_s分别为 400 V、390 V 和 380 V，$I_{\mathrm{LEDref}} = 4.5$ A 时的 MATLAB 仿真波形。可以看出，3 种 DPCC 算法均能随输入平均电压的变化自适应对低频二次纹波电流进行补偿，且 AHB LED 恒流源的输出二次纹波电流随输入平均电压的增大而减小。当$U_s = 390$ V，DPqACC、DPqVCC 和 DPPCC 算法控制时，流经 LED 的低频二次纹波电流峰峰值分别为 0.134 50 A(2.99%)、0.137 80 A(3.06%)和 0.125 10 A(2.78%)。



(a) DPqACC算法控制



(b) DPqVCC算法控制

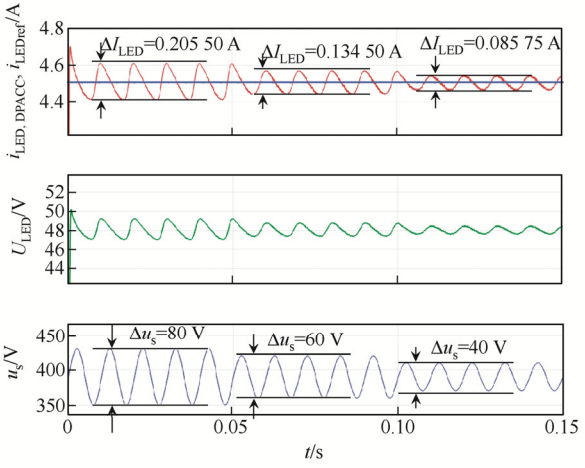


(c) DPPCC算法控制

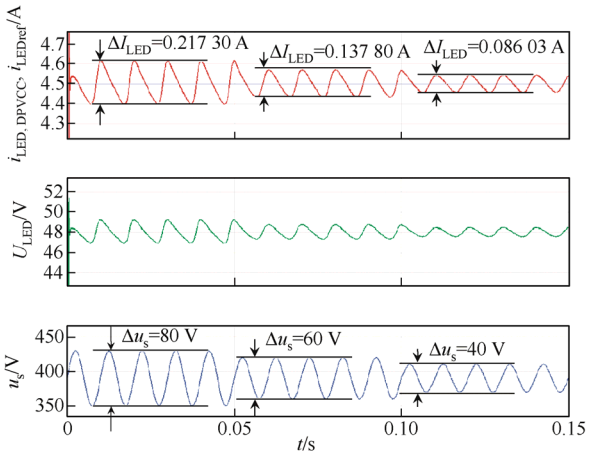
图 11 考虑不同输入平均电压时的自适应低频纹波补偿控制波形

Fig. 11 Waveforms under adaptive low-frequency ripple compensation control considering different input average voltages

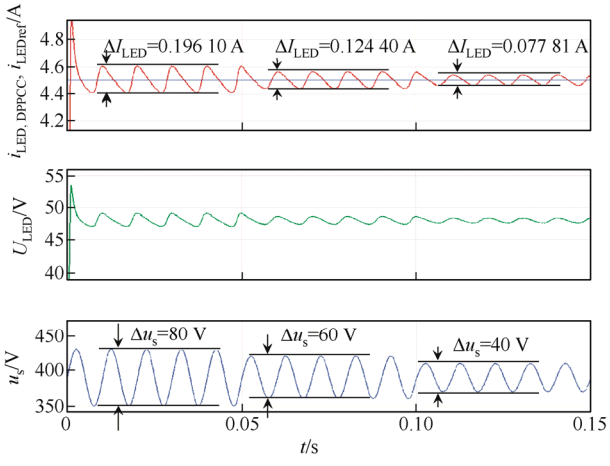
图 12 为$U_s = 390$ V，Δu_s分别为 80 V、60 V 和 40 V，$I_{\mathrm{LEDref}} = 4.5$ A 时的 MATLAB 仿真波形。3 种 DPCC 算法均能随输入低频二次纹波电压的变化自适应对低频二次纹波电流进行补偿，且 AHB LED 恒流源的输出二次纹波电流随输入纹波电压的增大而增大。综合考虑 Boost-PFC 稳定性、最小保持时间[23]和 AHB 变换器最大纹波补偿能力，实际选取 2 个(22±2.2) μF/500 V($C_{\mathrm{bus,min}} = 39.5$ μF)薄膜电容为母线电容，此时有$\Delta u_s = 51.4$ V，DPqACC、DPqVCC 和 DPPCC 控制时，流经 LED 的低频二次



(a) DPqACC算法控制



(b) DPqVCC算法控制



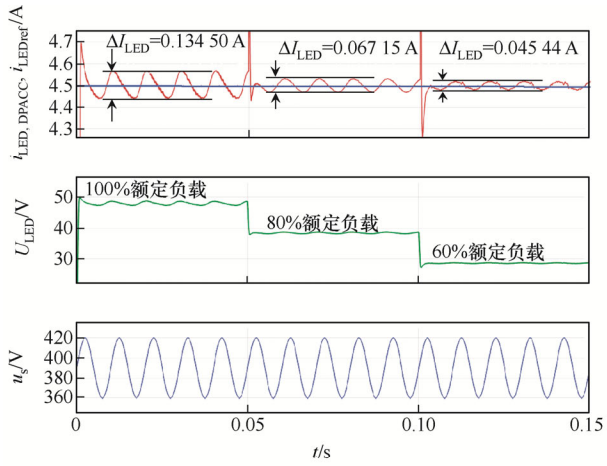
(c) DPPCC算法控制

图 12　考虑不同输入纹波电压时的自适应低频纹波补偿控制波形

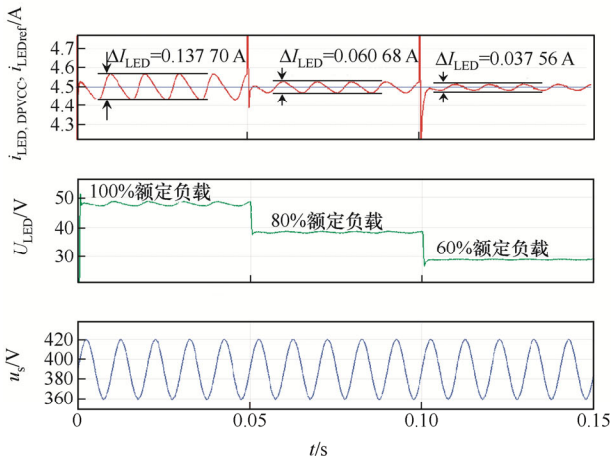
Fig. 12 Waveforms under adaptive low-frequency ripple compensation control considering different input ripple voltages

纹波电流峰峰值分别为 0.102 00 A(2.27%)、0.114 30 A (2.54%)和 0.103 00 A(2.29%)。

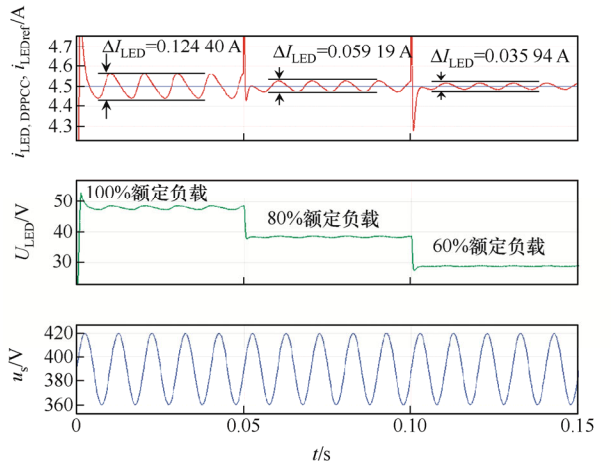
图 13 为 $u_s = 390 + 30\sin(2\omega_{lin}t)$ V，LED 负载



(a) DPqACC算法控制



(b) DPqVCC算法控制



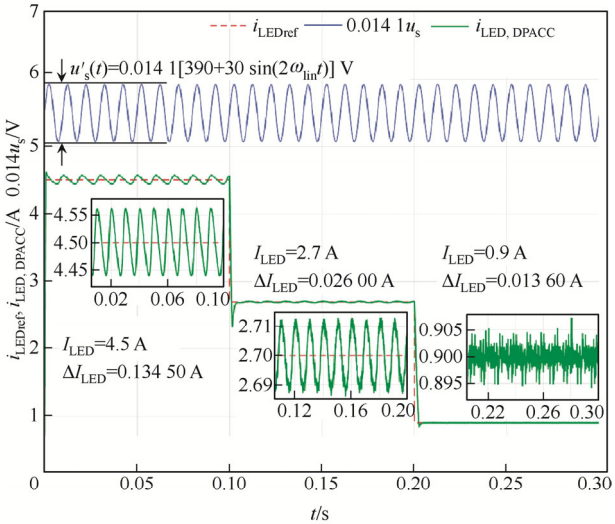
(c) DPPCC算法控制

图 13　考虑不同负载时的自适应低频纹波补偿控制波形

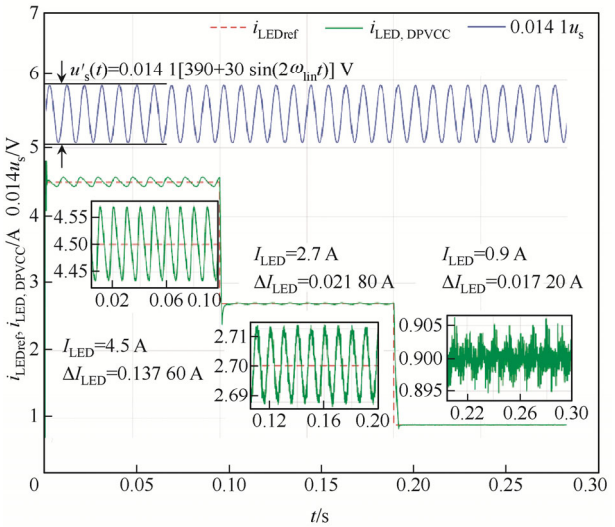
Fig. 13 Waveforms under adaptive low-frequency ripple compensation control considering different loads

分别为 100%额定负载、80%额定负载和 60%额定负载，$I_{\mathrm{LEDref}}=4.5$ A时的 MATLAB 仿真波形。可以看出，3 种 DPCC 算法均能随 LED 负载的变化自适应对低频二次纹波电流进行补偿，且 AHB LED 恒流源的输出二次纹波电流随 LED 负载的减小而减小。实际负载为额定负载的 60%，DPqACC、DPqVCC 和 DPPCC 控制时，流经 LED 的二次纹波电流峰峰值分别为 0.045 44 A(1.01%)、0.037 56 A (0.83%)和 0.035 94 A(0.8%)。

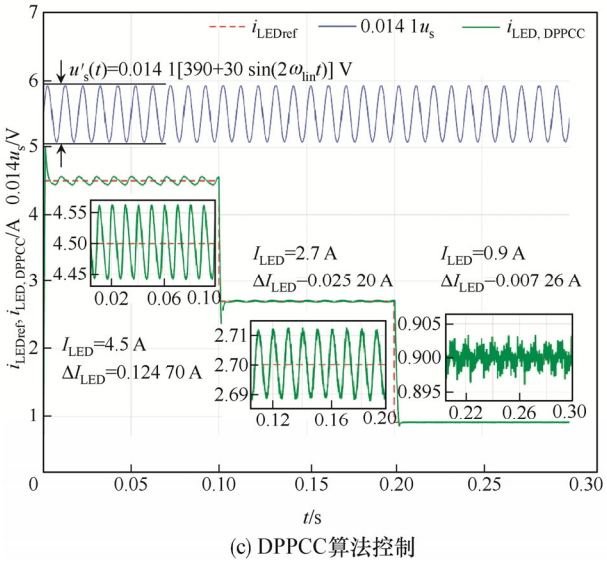
图 14 所示为 $u_{\mathrm{s}}(t)=390+30\sin(2\omega_{\mathrm{lin}}t)$ V，I_{LEDref} 分别设定为 4.5 A、2.7 A 和 0.9 A 时的 MATLAB 仿真波形。可以看出，3 种 DPCC 控制算法均能随输出电流的变化自适应对低频二次纹波电流进行补偿。当 $I_{\mathrm{LEDref}}=0.9$ A，DPqACC、DPqVCC 和 DPPCC 算法控制时，流经 LED 的低频二次纹波电流峰峰值分别为 0.013 60 A(1.51%)、0.017 20 A(1.91%)和 0.007 26 A(0.8%)。



(a) DPqACC算法控制



(b) DPqVCC算法控制



(c) DPPCC算法控制

图 14 调光控制时的自适应低频纹波补偿控制波形

Fig. 14 Waveforms under adaptive low-frequency ripple compensation control for dimming control

AHB LED 恒流源输出低频二次纹波电流峰峰值、相对值及 LED 光源的闪烁百分比见表 3。可以看出，在所设定的各种运行条件下，光源的 100 Hz 闪烁百分比均优于 IEEE Std 1789—2015 NOEL 标准 3.33%的要求。而且，由于 DPPCC 算法的限幅功能，相比于 DPqACC 和 DPqVCC 2 种算法而言，其低频二次纹波的补偿效果总体更优。

3.3 数字预测电流模式的自适应低频纹波补偿控制性能实验验证

Boost-AHB LED 恒流源实验电路和实验环境分别如图 15 和 16 所示，实验电路按照 150 kHz 开关频率进行设计。选用 2 个 22 μF/500 V 薄膜电容作为 C_{bus} 和 20 个 10 μF/50 V 多层陶瓷电容并联作为 C_{f} 以实现无电解化设计。表 4 和表 5 给出了主要元器件和仪器设备清单，其中可编程电子负载用于 Boost-PFC 功能测试，自制 LED 负载用于恒流源带负载测试。

表 3　DPPCC 算法自适应低频纹波补偿控制性能比较

Tab. 3 Comparison of adaptive low-frequency ripple compensation control performance of DPPCC algorithm

运行条件		低频二次纹波电流峰峰值及闪烁百分比								
		DPqACC			DPqVCC			DPPCC		
		峰峰值/A	相对值/%	闪烁百分比/%	峰峰值/A	相对值/%	闪烁百分比/%	峰峰值/A	相对值/%	闪烁百分比/%
$\Delta u_s = 60$ V	$U_s = 400$ V	0.115 50	2.57	1.29	0.113 20	2.52	1.26	0.103 10	2.29	1.15
$I_{LEDref} = 4.5$ A	$U_s = 390$ V	0.134 50	2.99	1.50	0.137 80	3.06	1.53	0.125 10	2.78	1.39
$R_{LED} = 10.667\ \Omega$	$U_s = 380$ V	0.186 90	4.15	2.08	0.196 40	4.36	2.18	0.179 20	3.98	1.99
$U_s = 390$ V	$\Delta u_s = 80$ V	0.205 50	4.57	2.29	0.217 30	4.83	2.42	0.196 10	4.36	2.18
$I_{LEDref} = 4.5$ A	$\Delta u_s = 60$ V	0.134 50	2.99	1.50	0.137 80	3.06	1.53	0.124 40	2.76	1.38
$R_{LED} = 10.667\ \Omega$	$\Delta u_s = 40$ V	0.085 75	1.91	0.96	0.086 03	1.91	0.96	0.077 81	1.73	0.87
$U_s = 390$ V	$R_{LED} = 10.667\ \Omega$	0.134 50	2.99	1.50	0.137 70	3.06	1.53	0.124 40	2.76	1.38
$\Delta u_s = 60$ V	$R_{LED} = 8.533\ 6\ \Omega$	0.067 15	1.49	0.75	0.060 68	1.35	0.68	0.059 19	1.32	0.66
$I_{LEDref} = 4.5$ A	$R_{LED} = 6.4\ \Omega$	0.045 44	1.01	0.51	0.037 56	0.83	0.42	0.035 94	0.80	0.40
$U_s = 390$ V	$I_{LEDref} = 4.5$ A	0.134 50	2.99	1.50	0.137 60	3.05	1.53	0.124 70	2.77	1.39
$\Delta u_s = 60$ V	$I_{LEDref} = 2.7$ A	0.026 00	0.96	0.48	0.021 80	0.81	0.41	0.025 20	0.93	0.47
$R_{LED} = 10.667\ \Omega$	$I_{LEDref} = 0.9$ A	0.013 60	1.51	0.76	0.017 20	1.91	0.96	0.007 26	0.80	0.40

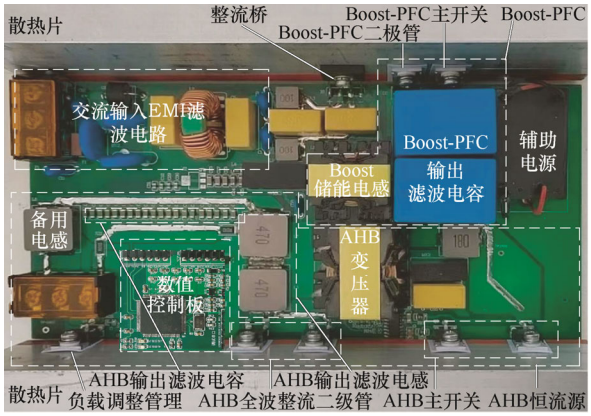


图 15　Boost-AHB LED 恒流源实验电路板

Fig. 15 Experimental circuit of Boost-AHB LED constant-current driver

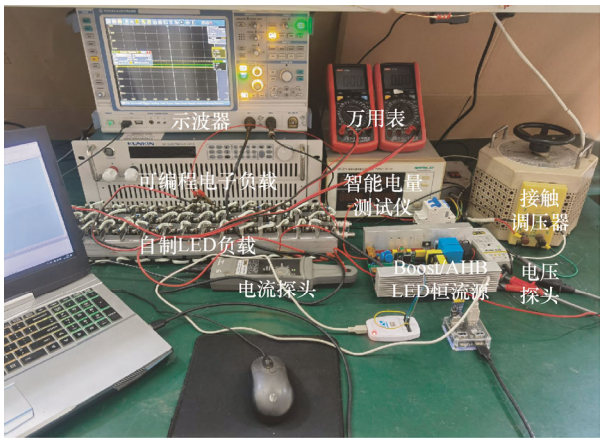


图 16　实验台环境

Fig. 16 Environment of experimental rig

表 4　主要元器件

Tab. 4 Key components

元器件	型号	参数	数量
整流桥	KBU606	600 V/6 A	1
Boost-PFC 储能电感	订制 PQ2625	1 mH	1
Boost-PFC 和 AHB 主开关	NCE65TF099	650 V/38 A	1+2
Boost-PFC 二极管	F3C08065A	650 V/8 A	1
Boost-PFC 输出滤波电容 C_{bus}	LKG2H471LS060L40B	22 μF/500 V	2
AHB 变压器	订制 PQ3230	$n1$=$n2$=28:9	1
AHB 全波整流二极管	ASD465A	650 V/13 A	2
ZVS 谐振电感 L_r	FXL1360-180-M	22 μH	1
AHB 输出滤波电感 L_f	CKST1708-47μF/M	47 μH/6 A	2
AHB 输出滤波电容 C_f	C1206X7R106K500NT	10 μF/50 V	20
数字控制器	STM32G473		1

图 17 所示为 DPqACC 算法控制时 AHB LED 恒流源输入电压和输出电流的实验波形。实验结果表明，由于 Boost-PFC 的调节特性使输入到 AHB

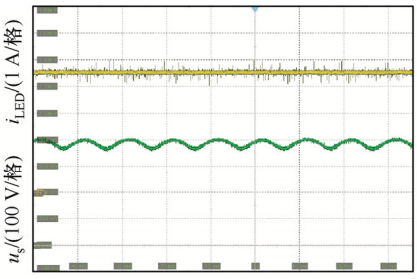
的低频二次纹波电压随输出功率的减小而减小，加之 DPqACC 控制算法的作用，使恒流源输出电流在 0.9~4.5 A 范围内变化时，流经 LED 的低频二次纹波电流都能得到有效的衰减。

表 6 为该实验测试数据。DPqACC 算法控制额

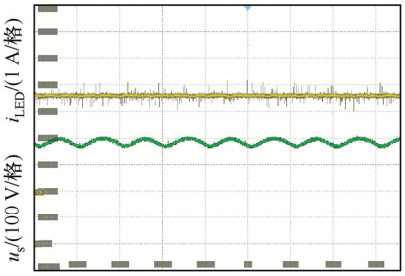
表 5 主要仪器设备

Tab. 5 Major Instruments and equipment

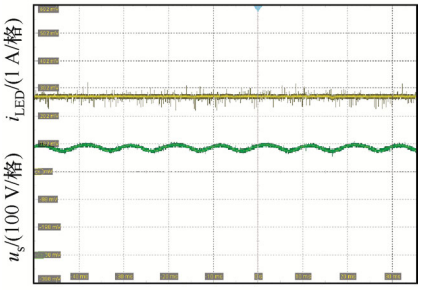
仪器设备	型号	主要参数
单相交流接触式调压器	TDJC2J-2	0~250 V 可调/2 kVA
可编程电子负载	KL7202B	500 V/100 A/2400 W
LED 负载	自制	1000 V/35 A 整流桥串联
示波器	RTE1102	1 GHz 带宽/5 GHz 采样率
电流探头	PT350	100 A/AC+DC/25 MHz 带宽
万用表	UT-70A	三位半
智能电量测试仪	PF9811	600 V/20 A/5 kHz 带宽



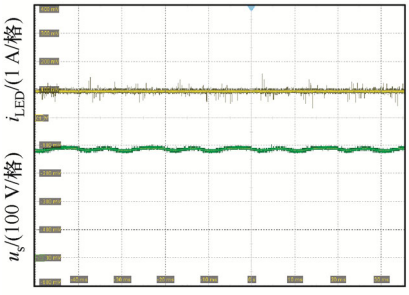
(a) 4.5 A输出



(b) 3.6 A输出



(c) 2.7 A输出



(d) 0.9 A输出

图 17 低频二次纹波补偿性能测试

Fig. 17 Performance test of low-frequency secondary ripple compensation

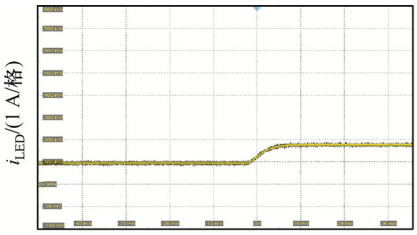
表 6 Boost-AHB LED 恒流源测试结果比较

Tab. 6 Comparison of test results of Boost-AHB LED constant-current driver

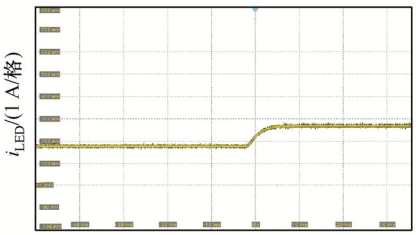
纹波补偿控制算法	$\frac{P_o}{I_o}$/(W/A)	η/%	PF	$\frac{I_{2pp}}{I_{av}}$/%	滤波电容	
					C_o/μF	类型
模拟前馈+反馈控制[10]	60/5	91.6~92.6	未提供	10	未提供	F-Cap
自适应模拟前馈+反馈[13]	60/5	92.2	未提供	4	1×3+3.2	F-Cap
基于 DPqACC 的自适应数字纹波补偿	214/4.5	92	0.972	3.2	22×2	F-Cap
	170/3.6	91.6	0.962	3.5		
	127/2.7	90.5	0.958	3.8	1×20	C-Cap
	84/1.8	87	0.951	4.2		
	41/0.9	80	0.932	6		

定功率输出时，流经 LED 的低频二次纹波电流峰峰值为 145 mA(3.2%)，功率因数和整体转换效率分别为 0.972 和 92%。随着输出电流(功率)减小至 0.9 A(41 W)，相对二次纹波电流增大至 6%，功率因数和转换效率分别减小至 0.932 和 80%。对比分析可知，DPqACC 算法作用时，无电解电容 Boost-AHB LED 恒流源的数字控制性能堪比自适应模拟前馈加反馈控制时的性能指标。

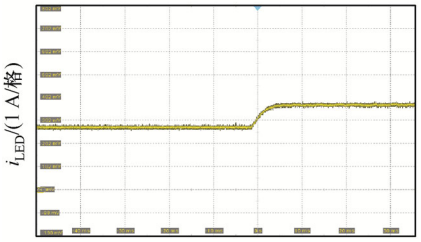
图 18 和图 19 分别给出了调光时 Boost-AHB LED 恒流源的动态响应特性。实验结果表明，无论是上行调光还是下行调光，输出电流都能无超调快速跟随参考电流的变化。且在整个调光范围内，都能有效减小流经 LED 光源的低频二次纹波电流，光源的闪烁百分比均优于 IEEE Std 1789—2015 NOEL 标准的要求。



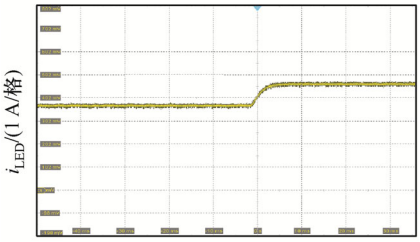
(a) 0.9 A跳变至1.8 A



(b) 1.8 A跳变至2.7 A



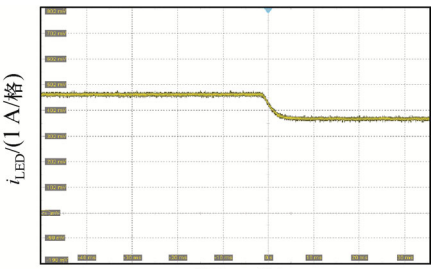
(c) 2.7 A跳变至3.6 A



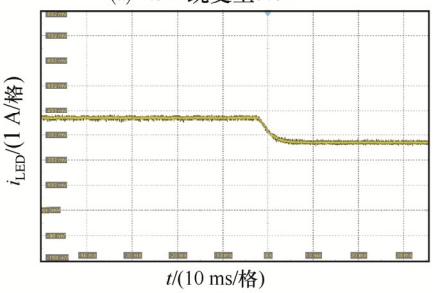
(d) 3.6 A跳变至4.5 A

图 18　向上调光动态性能测试

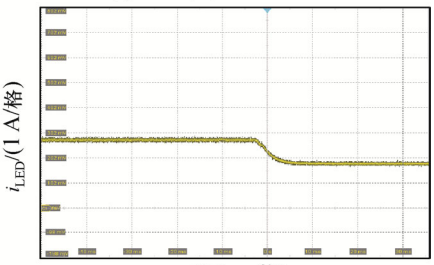
Fig. 18 Dynamic performance test with upward dimming



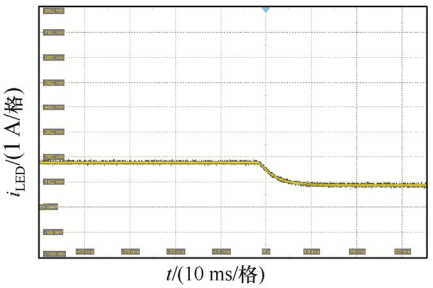
(a) 4.5 A跳变至3.6 A



(b) 3.6 A跳变至2.7 A



(c) 2.7 A跳变至1.8 A



(d) 1.8 A跳变至0.9 A

图 19　向下调光动态性能测试

Fig. 19 Dynamic performance test with downward dimming

4 结语

针对大功率无电解电容 Boost-AHB LED 恒流源，在深入分析电流模式控制算法低频纹波补偿特性的基础上，提出了基于数字预测电流模式的 AHB 变换器自适应低频纹波补偿控制算法。仿真结果表明，数字预测电流模式控制算法的快速调节能力，使无电解化设计时输入到 AHB LED 恒流源的低频二次纹波电压能被有效补偿。当输入电压平均值、输入纹波电压、负载以及工作点发生变化时，3 种数字预测电流模式控制算法均能自适应减小流经 LED 的低频二次纹波电流，光源的闪烁百分比均优于 IEEE Std 1789—2015 NOEL 标准的要求。

参考文献：

[1] 李晋闽, 刘志强, 魏同波, 等. 中国半导体照明发展综述[J]. 光学学报, 2021, 41(1): 0116002.
Li Jinmin, Liu Zhiqiang, Wei Tongbo, et al. Development summary of semiconductor lighting in China [J]. Acta Optica Sinica, 2021, 41(1): 0116002. (in Chinese)

[2] 王立乔, 陈建医, 程超然, 等. 单级单相无电解电容 Buck-Boost 逆变器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6768-6781.
Wang Liqiao, Chen Jianyi, Cheng Chaoran, et al. A single-stage single-phase Buck-Boost inverter without electrolytic capacitor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(24): 6768-6781. (in Chinese)

[3] 张经纬, 林国庆. 一种新型两开关无电解电容 LED 驱动电路[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 260-269.
Zhang Jingwei, Lin Guoqing. Novel two-switch electrolytic capacitor-less LED driver [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 260-269. (in Chinese)

[4] IEEE Industry Applications Society. IEEE Std 1789—2015. IEEE Recommended Practice for Modulating Current in High-Brightness LEDs for Mitigating Health Risks to Viewers [S]. New York, NY, USA: IEEE, 2015.

[5] 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.

[6] 何海泉, 林国庆, 徐心靖. 基于 LCL 恒流谐振网络的无电解电容 LED 驱动电路研究[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 72-81.
He Haiquan, Lin Guoqing, Xu Xinjing. Research on electrolytic capacitor-less LED drive circuit based on LCL constant-current resonant network [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 72-81. (in Chinese)

[7] Pedroso D A. Analysis and design of a PFC Boost + ZAHB AC-DC LED driver [D]. Santa Maria, Brazil：Universidade Federal de Santa Maria, 2021.

[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, 2013, 49(1): 127-137.

[9] Choi B, Lim W, Bang S, et al. Small-signal analysis and control design of asymmetrical half-bridge DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(2): 511-520.

[10] Arias M, Fernández M, González D, et al. Improving the design of the asymmetrical half-bridge converter without electrolytic capacitor for low-output-voltage AC-DC LED drivers [C]// 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Raleigh, NC, USA, 2012: 3241-3248.

[11] 赵强松, 陈昊, 王启帆, 等. 微电网并网逆变器频率自适应前馈双模重复-比例控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4843-4855.
Zhao Qiangsong, Chen Hao, Wang Qifan, et al. Frequency adaptive feedforward dual-mode repetitive control and proportional control for grid-connected inverters in microgrid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4843-4855. (in Chinese)

[12] Arias M, Diaz M F, Cadierno J E R, et al. Digital implementation of the feedforward loop of the asymmetrical half-bridge converter for LED lighting applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(3): 642-653.

[13] Mujjalinvimut E, Navaratana Na Ayudhya P, Sangswang A. An improved asymmetrical half-bridge converter with self-driven synchronous rectifier for dimmable LED lighting [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,

2016, 63(2): 913-925.

[14] Arias M, Castro I, Lamar D G, et al. Optimized design of a high input-voltage-ripple-rejection converter for LED lighting [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5192-5205.

[15] Choi B, Lim W. Current-mode control to enhance closed-loop performance of asymmetrical half-bridge DC-DC converters [J]. IEEE Proceedings-Electric Power Applications, 2005, 152(2): 416-422.

[16] Van Wyk J D, Lee F C. On a future for power electronics [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(2): 59-72.

[17] Kennel R, Schröder D. Predictive control strategy for converters[C]// Proceedings of the Third IFAC Symposium, Lausanne, Switzerland, 1983: 415-422.

[18] Leng Mingrui, Zhou Guohua, Zhou Shuhan, et al. Stability analysis for peak current-mode controlled Buck LED driver based on discrete-time modeling [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1567-1580.

[19] Choi H S. Design considerations for asymmetric half-bridge converters [J]. Journal of Power Electronics, 2007, 7(1): 13-20.

[20] Choi B, Lim W, Choi S, et al. Comparative performance evaluation of current-mode control schemes adapted to asymmetrically driven bridge-type pulsewidth modulated DC-to-DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 2033-2042.

[21] Lin B R, Chiang H K, Tseng C H, et al. Analysis and implementation of an asymmetrical half-bridge converter [C]// 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems. Kuala Lumpur, Malaysia, 2006: 407-412.

[22] Qiao Zhiyong, Wang Shunli, Zhao Limei, et al. Digital predictive current-mode control for asymmetrical half-bridge LED constant-current driver [J]. IEEE Access, 2022, 10: 131331-131344.

[23] 陈明城, 张卫平, 刘元超, 等. 一种新型的 CRM-Boost APFC 控制方法[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 139-146.
Chen Mingcheng, Zhang Weiping, Liu Yuanchao, et al. Novel CRM-Boost APFC control method [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 139-146. (in Chinese)



乔之勇

作者简介：

乔之勇(1978—　)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：LED 电源。E-mail：qzy5950998@163. com。

王顺利(1985—　)，男，博士，副教授。研究方向：新能源测控。E-mail：wangshunli@swust. deu.cn。

张楠(1971—　)，男，本科，工程师。研究方向：连续和脉冲功率系统特种电源研究。E-mail：zhangnan783.6@163.com。

刘知贵(1966—　)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：系统辨识与建模。E-mail：liuzhigui@swust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)