DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.78 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于连续有限时间扰动观测器的带恒功率负载 Boost 变换器滑模控制

莫明贵，吴家荣，吴伟林
(广西民族大学电子信息学院，南宁 530006)

摘要：为改善带恒功率负载 CPL(constant power load) Boost 变换器的功率估计精度及提高变换器系统的动态性能，提出 1 种基于连续有限时间扰动观测器的滑模控制策略。首先，建立变换器系统的非线性数学模型，并基于精确反馈线性化技术将模型转化为布鲁诺夫斯基(Brunovsky)标准型，进而设计扰动观测器估计 CPL 的总功率值。引入双曲正切函数设计连续有限时间扰动观测器解决传统有限时间扰动观测器调节参数多、输出抖振大等问题。其次，对标准型设计了非奇异快速终端滑模控制器以提升变换器系统的鲁棒性，并基于李雅普诺夫(Lyapunov)理论证明了闭环系统的稳定性。最后，仿真和实验对比结果均验证了所提控制策略的正确性和优越性。

关键词：精确反馈线性化；连续有限时间扰动观测器；非奇异快速终端滑模；恒功率负载

Sliding Mode Control of Boost Converter with Constant Power Load Based on Continuous Finite-time Disturbance Observer

MO Minggui, WU Jiarong, WU Weilin
(School of Electronic Information, Guangxi Minzu University, Nanning 530006, China)

Abstract: To enhance the accuracy of power estimation for a Boost converter with constant power load (CPL) and improve the dynamic performance of the converter system, a sliding mode control strategy based on continuous finite-time disturbance observer is proposed. First, a nonlinear mathematical model for the converter system is established, which is further transformed into Brunovsky canonical form using the accurate feedback linearization technique. Afterwards, a disturbance observer is designed to estimate the total power value of CPL. To address the issues related to numerous adjustment parameters and significant output buffeting in conventional finite-time disturbance observers, a hyperbolic tangent function is introduced to design a continuous finite-time disturbance observer. Second, a non-singular fast terminal sliding mode controller is designed for the canonical form to enhance the robustness of the converter system, and the stability of the closed-loop system is proved based on the Lyapunov theory. Finally, both the simulation and experimental results validated the correctness and superiority of the proposed control strategy.

Keywords: Exact feedback linearization; continuous finite-time disturbance observer; non-singular fast terminal sliding mode; constant power load (CPL)

随着便携式电子设备的普及，恒功率负载 CPL (constant power load)在电源系统中所占的比例不断递增[1-3]。然而，CPL 固有的负阻抗特性会恶化电源系统的稳定性[4]。CPL 的负阻抗大小与其功率大小密切相关，精确估计 CPL 功率的大小对降低 CPL 的负阻抗影响、提高变换器动静态响应性能具有积极作用。

现有文献对 CPL 功率的估计大致可分为 2 种方式。一种是通过设置电路电压和电流传感器直

收稿日期：2023-08-23；**修回日期**：2023-11-18；**录用日期**：2023-12-17；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：广西自然科学基金资助项目(2026GXNSFAA00641098)；广西民族大学实验技术创新项目(2023MDSY017)；广西科技基地和人才项目(桂科 AD23026199)
This work is supported by Guangxi Natural Science Foundation under the grant 2026GXNSFAA00641098; Experimental Technology Innovation Project of Guangxi Minzu University under the grant 2023MDSY017; Guangxi Science and Technology Base and Talent Project under the grant GuiKe AD23026199

接获得 CPL 功率值[5]，但该方式不仅会增加系统的体积及复杂度，还会在测量过程中引入较大的测量干扰。另一种方式则是通过设计扰动观测器间接对功率进行实时估计[6]，扰动观测器是在线估计系统不确定性的有效方法。为提高系统性能，多种观测器被研究学者们提出，如非线性扰动观测器[7]、状态观测器[8]、自适应滑模观测器[9]等。文献[10]对带 CPL Buck 变换器提出了 1 种降阶非线性观测器，保证系统在 CPL 功率变化时输出电压具有快速的动态响应；文献[11]对带 CPL Buck 变换器设计了 1 种改进的扩张状态观测器，减小了输出电压的稳态误差；文献[12]对带 CPL Buck 变换器提出了 1 种自适应观测器，提高了变换器系统的稳定裕度。然而，上述观测器仅能渐近估计 CPL 功率，其估计值难以在有限时间内收敛，导致输出电压的控制精度不够理想。为此，有限时间收敛观测器被提出，如有限时间扰动观测器[13]FTDO(finite-time disturbance observer)、有限时间扩张状态观测器[14]、有限时间函数观测器[15]等。上述观测器解决了无限时间收敛问题，改善了系统的动静态性能，但由于观测器中符号函数的不连续性，系统在到达平衡点后易出现抖振现象。

鉴于此，本文以带 CPL Boost 变换器为例，提出 1 种基于连续有限时间扰动观测器 CFTDO(continuous finite-time disturbance observer)的滑模控制策略。一方面，引入双曲正切函数设计 CFTDO，实现 CPL 功率估计值的有限时间收敛，解决了因符号函数不连续性带来的抖振问题。另一方面，通过非奇异快速终端滑模控制 NFTSMC(non-singular fast terminal sliding mode control)算法，提升变换器系统的稳定性与鲁棒性。最后，将所提控制策略与双闭环比例-积分 PI(proportional-integral)控制进行仿真比较与实验对比。

1　系统模型及线性化

带 CPL Boost 变换器的电路拓扑如图 1 所示。图中：U_{in} 为输入电压；u_{o} 为输出电压；Q 和 D 分别为开关器件和二极管；L、R、C 分别为滤波电感、阻性负载、滤波电容；i_{o}、i_L、i_{P} 分别为输出电流、电感电流和 CPL 电流；P 为 CPL 的功率。

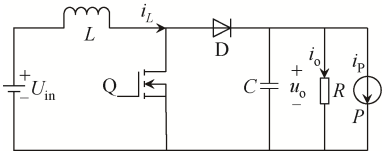


图 1　带 CPL Boost 变换器电路

Fig. 1 Circuit of Boost converter with CPL

假设变换器工作于连续导通模式下，取$[i_L, u_{\text{o}}]$为状态变量，Q 的占空比 d 为控制变量，采用状态空间平均法可建立图 1 所示电路图的非线性数学模型为

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{\text{in}}-u_{\text{o}}}{L}+\dfrac{u_{\text{o}}}{L}d\\[2ex]\dfrac{\mathrm{d}u_{\text{o}}}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{C}\left(i_L-\dfrac{u_{\text{o}}}{R}-\dfrac{P}{u_{\text{o}}}\right)-\dfrac{i_L}{C}d\end{cases}\tag{1}$$

由式(1)可知，带 CPL Boost 变换器为非最小相位系统，为便于控制器设计，需将其线性化为布鲁诺夫斯基(Brunovsky)标准型。为满足完全精确反馈线性化要求[16]，其输出函数可重新定义为

$$z_1=\frac{1}{2}Li_L^2+\frac{1}{2}Cu_{\text{o}}^2\tag{2}$$

对式(2)求一阶导数，得

$$\dot{z}_1=Li_L\dot{i}_L+Cu_{\text{o}}\dot{u}_{\text{o}}=U_{\text{in}}i_L-\frac{u_{\text{o}}^2}{R}-P\tag{3}$$

基于式(3)，状态变量 z_2 可设计为

$$z_2=U_{\text{in}}i_L-\frac{u_{\text{o}}^2}{R}\tag{4}$$

对式(4)求一阶导数，得

$$\dot{z}_2=\frac{U_{\text{in}}(U_{\text{in}}-u_{\text{o}})}{L}-\frac{2u_{\text{o}}}{RC}\left(i_L-\frac{u_{\text{o}}}{R}\right)+\left(\frac{U_{\text{in}}u_{\text{o}}}{L}+\frac{2i_Lu_{\text{o}}}{RC}\right)d+\frac{2P}{RC}\tag{5}$$

结合式(3)~式(5)，原非最小相位系统经过精确反馈线性化，可转化为布鲁诺夫斯基标准型，即

$$\begin{cases}\dot{z}_1=z_2+(-P)\\[2ex]\dot{z}_2=\dfrac{U_{\text{in}}(U_{\text{in}}-u_{\text{o}})}{L}-\dfrac{2u_{\text{o}}}{RC}\left(i_L-\dfrac{u_{\text{o}}}{R}\right)+\left(\dfrac{U_{\text{in}}u_{\text{o}}}{L}+\dfrac{2i_Lu_{\text{o}}}{RC}\right)d+\dfrac{2P}{RC}\end{cases}\tag{6}$$

2 连续有限时间扰动观测器设计

由式(6)可知，经过精确反馈线性化后得到的布鲁诺夫斯基标准型中含有 P，为降低 CPL 的负阻抗影响及提高系统的动静态性能，需精确估计 P 的值。传统非线性扰动观测器[17]可设计为

$$\begin{cases} w = l_1(z_1 - q) \\ \dot{q} = z_2 + w \end{cases} \tag{7}$$

式中：w 为$-P$ 的估计值；l_1 为观测增益，l_1>0；q 为辅助变量。假设观测误差 $e_0 = -P - w$，则其一阶导数为

$$\dot{e}_0 = -l_1(\dot{z}_1 - \dot{q}) = -l_1(z_2 - P - z_2 - w) = -l_1 e_0 \tag{8}$$

由式(8)可知，上述观测器收敛速度随 l_1 的增大而加快。基于指数函数特性，l_1 的取值无法将观测误差控制至 0，即观测器估计误差只能无限时间收敛。为使观测器估计误差能在有限时间内到达平衡状态，文献[18]设计了 1 种有限时间扰动观测器，但该观测器不仅调节参数过多，且由于符号函数 sign(x)的不连续性导致系统到达平衡状态时易出现抖振。鉴于此，本文提出 1 种连续有限时间扰动观测器，可表示为

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_2 + z_2 - k_1 \left|\varepsilon_1 - z_1\right|^{\frac{\beta+1}{2}} \varphi(\varepsilon_1 - z_1) \\ \dot{\varepsilon}_2 = -k_1^2 \left|\varepsilon_1 - z_1\right|^{\beta} \varphi(\varepsilon_1 - z_1) \end{cases} \tag{9}$$

式中：ε_1 为 z_1 的观测值；ε_2 为$-P$ 的观测值；k_1、β 均为大于 0 的观测器调节参数；$\varphi(x)$ 为双曲正切函数，$\varphi(x) = (\mathrm{e}^{bx} - 1)/(\mathrm{e}^{bx} + 1)$。图 2 给出了 b 不同取值时 $\varphi(x)$ 的曲线。由图 2 可知，b 的大小影响 $\varphi(x)$ 的斜率，b 越大，$\varphi(x)$ 越趋近于符号函数 sign(x)的波形。

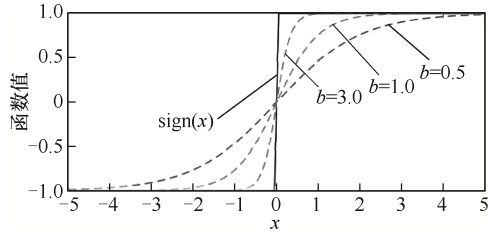


图 2 函数图像对比

Fig. 2 Comparison of functional image

对所提观测器的稳定性进行分析。假设 P 为有界常数，则 P 的导数为 0。定义观测器估计误差变量为 $\boldsymbol{e} = [e_1 \quad e_2]$，元素 e_1、e_2 分别为

$$\begin{cases} e_1 = \varepsilon_1 - z_1 \\ e_2 = \varepsilon_2 - (-P) \end{cases} \tag{10}$$

对式(10)求一阶导数，得观测误差的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\varepsilon}_1 - \dot{z}_1 = e_2 - k_1 \left|e_1\right|^{\frac{\beta+1}{2}} \varphi(e_1) \\ \dot{e}_2 = \dot{\varepsilon}_2 - 0 = -k_1^2 \left|e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) \end{cases} \tag{11}$$

考虑李雅普诺夫 Lyapunov 函数，即

$$V = \frac{e_2^2}{2} + \int_0^{e_1} k_1^2 \left|t\right|^{\beta} \varphi(t)\mathrm{d}t = \frac{e_2^2}{2} + \frac{1}{\beta+1} k_1^2 e_1^{\beta+1} \tag{12}$$

对式(12)求一阶导数，得

$$\begin{aligned} \dot{V} = &\begin{bmatrix} k_1^2 \left|e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) & e_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_2 - k_1 \left|e_1\right|^{\frac{1+\beta}{2}} \varphi(e_1) \\ -k_1^2 \left|e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) \end{bmatrix} = \\ &k_1^2 e_2 \left|e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) - k_1 k_1^2 \left|e_1\right|^{\frac{3\beta+1}{2}} - k_1^2 e_2 \left|e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) = \\ &-k_1^3 \left|e_1\right|^{\frac{3\beta+1}{2}} \end{aligned} \tag{13}$$

根据 Lyapunov 稳定判据，当 k_1>0 时，系统稳定。

对观测器的有限时间收敛进行验证。当式(10)满足扩张 $(e_1, e_2) \to (\rho^{q_1} e_1, \rho^{q_2} e_2)$ 为齐次，即 $(\rho^{q_1} e_1, \rho^{q_2} e_2) = \rho^{q_i + k}(e_1, e_2)$ 且 k<0 时，可在有限时间 T_1 内收敛到平衡状态[19]。其中：ρ 为大于 0 的常数；q_i 为扩张系数，$q_i > 0$，i=1, 2；k 为齐次度。此时，可构造等式

$$\begin{cases} \rho^{q_2} e_2 - k_1 \left|\rho^{q_1} e_1\right|^{\frac{\beta+1}{2}} \varphi(e_1) = \\ \qquad \rho^{q_1 + k} \left[e_2 - k_1 \left|e_1\right|^{\frac{\beta+1}{2}} \varphi(e_1) \right] - \\ \qquad k_1^2 \left|\rho^{q_1} e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) = \rho^{q_2 + k} \left[-k_1^2 \left|e_1\right|^{\beta} \varphi(e_1) \right] \end{cases} \tag{14}$$

根据式(14)，有

$$\begin{cases} q_2 = q_1 + k = \dfrac{q_1(\beta+1)}{2} \\ q_2 + k = \beta q_1 \end{cases} \tag{15}$$

求解式(15)，得

$$k=\left(\frac{2\beta}{\beta+1}-1\right)q_2 \tag{16}$$

令 k<0，解得 $0<\beta<1$。

即式(9)中观测器参数 k_1、β 分别满足 k_1>0、$0<\beta<1$ 时，式(11)可在有限的时间 T_1 内到达平衡状态。至此，完成了所提观测器的有限时间收敛的证明。

由上述分析可知，本文所提出的 CFTDO 仅有 2 个调节参数 k_1 和 β。在相同的 β 值下，k_1 的大小决定了所提观测器的性能。当 k_1 较小时，收敛速度较慢；当 k_1 较大时，收敛速度加快，但 k_1 过大会产生超调。因此，需根据不同性能需求选取合适的 k_1 值。此外，$\varphi(x)$ 的引入解决了符号函数 sign(x) 的非连续性问题。

3　非奇异快速终端滑模控制器设计

基于第 2 节 CFTDO 的设计，为进一步增强变换器系统的动态性能和鲁棒性，对式(6)标准型设计 1 种非奇异快速终端滑模控制器。定义控制器输出跟踪误差 e_{11} 为

$$e_{11}=z_1-z_{1\mathrm{ref}} \tag{17}$$

式中，$z_{1\mathrm{ref}}$ 为 z_1 的参考值，$z_{1\mathrm{ref}}=Li_{L\mathrm{ref}}^2/2+CV_{\mathrm{oref}}^2/2$，$i_{L\mathrm{ref}}$ 为 i_L 的参考值，$i_{L\mathrm{ref}}=(P+V_{\mathrm{oref}}^2/R)/V_{\mathrm{in}}$，$V_{\mathrm{oref}}$ 为 v_{o} 的参考值。

对式(17)求一阶导数，得

$$\dot{e}_{11}=z_2+(-P) \tag{18}$$

根据非奇异快速终端滑模控制原理[20]，可设计滑模面为

$$s=e_{11}+\alpha_1|e_{11}|^{\gamma_1}\mathrm{sgn}(e_{11})+\alpha_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2}\mathrm{sgn}(\dot{e}_{11}) \tag{19}$$

式中，α_1、α_2、γ_1、γ_2 均为控制参数，α_1>0、α_2>0、1<γ_2<2、γ_1>γ_2。为使式(19)快速到达平衡点，d 设计为

$$\begin{aligned}d=&\left[-1/\left(\frac{V_{\mathrm{in}}v_{\mathrm{o}}}{L}+\frac{2i_Lv_{\mathrm{o}}}{RC}\right)\right]\cdot\\&\left[\frac{1}{\alpha_2\gamma_2}|\dot{e}_{11}|^{2-\gamma_2}\mathrm{sgn}(\dot{e}_{11})\cdot(1+\alpha_1\gamma_1|e_{11}|^{\gamma_1-1})+\frac{\hat{P}}{RC}+\right.\\&\left.\frac{V_{\mathrm{in}}(V_{\mathrm{in}}-v_{\mathrm{o}})}{L}-\frac{2v_{\mathrm{o}}}{RC}\left(i_L-\frac{v_{\mathrm{o}}}{R}\right)+k_2\mathrm{sgn}(s)+k_3s\right]\end{aligned} \tag{20}$$

式中，$\hat{P}$ 为 P 的估计值，$\hat{P}=-\varepsilon_2$。当 k_2>0、k_3>0 时，可使式(19)在有限时间内到达平衡状态。其分析过程如下。

定义 Lyapunov 函数为

$$G=\frac{1}{2}s^2 \tag{21}$$

式(21)的一阶导数为

$$\begin{aligned}\dot{G}=s\cdot&\left[\dot{e}_{11}+\alpha_1\gamma_1|e_{11}|^{\gamma_1-1}e_2+\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}\cdot\right.\\&\left(\frac{V_{\mathrm{in}}(V_{\mathrm{in}}-v_{\mathrm{o}})}{L}-\frac{2v_{\mathrm{o}}}{RC}\left(i_L-\frac{v_{\mathrm{o}}}{R}\right)+\right.\\&\left.\left.\left(\frac{V_{\mathrm{in}}v_{\mathrm{o}}}{L}+\frac{2i_Lv_{\mathrm{o}}}{RC}\right)d+\frac{P}{RC}\right)\right]\end{aligned} \tag{22}$$

结合式(6)、式(20)和式(22)，化简得

$$\begin{aligned}\dot{G}=&-k_2\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}|s|-k_3\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}s^2-\\&\alpha_2\gamma_2|e_2|^{\gamma_2-1}\left(\frac{P}{RC}-\frac{\hat{P}}{RC}\right)=\\&-\sqrt{2}k_2\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}V^{\frac{1}{2}}-2k_3\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}V-\\&\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}\left(\frac{P}{RC}-\frac{\hat{P}}{RC}\right)\end{aligned} \tag{23}$$

由第 2 节可知，有限时间扰动观测器可在有限的时间 T_1 内收敛至平衡状态。当 $t>T_1$ 时，有

$$\frac{P}{RC}-\frac{\hat{P}}{RC}=0 \tag{24}$$

则

$$\dot{G}=-\sqrt{2}k_2\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}G^{\frac{1}{2}}-2k_3\alpha_2\gamma_2|\dot{e}_{11}|^{\gamma_2-1}G<0 \tag{25}$$

因此，由 Lyapunov 稳定判据可知，系统稳定。

综上，可设计带 CPL Boost 变换器的控制框图，如图 3 所示。通过误差反馈线性化 EFL(error feedback linearization)技术实现变换器的精确线性化，基于连续 CFTDO 估计 CPL 功率值，进而采用 NFTSM 控制实现输出电压的稳定。

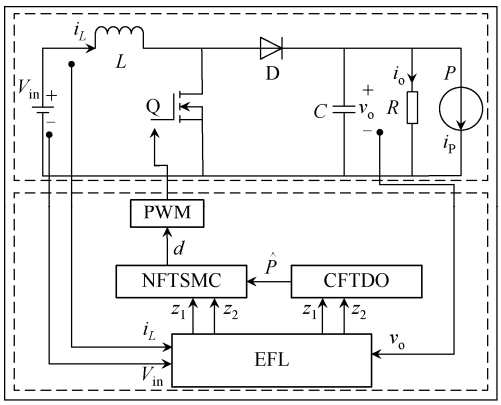


图 3 带 CPL Boost 变换器的控制框图

Fig. 3 Control block diagram of Boost converter with CPL

4 仿真结果

基于 MATLAB 平台建立如图 3 所示的仿真模型，采用 1 个闭环控制的 Buck 变换器等效为恒功率负载。为验证所提控制策略的控制性能，将所提控制策略与电流内环电压外环，即传统双闭环比例积分 CDC-PI(conventional double closed-loop proportional integral)控制方法进行对比，所选 CDC-PI 参数应保证电流内环带宽频率为电压外环带宽频率的 5～10 倍，且电流内环带宽频率要远低于开关频率[21]。Boost 变换器电路参数、NFTSMC 参数及 CDC-PI 控制参数见表 1。

通过与文献[13]提出的 FTDO 对比验证所提 CFTDO 的正确性与优越性。FTDO 参数的选取为：$\lambda_1=1\times10^3$，$\lambda_2=8\times10^3$，$l_1=1$。CFTDO 参数选取为：$k_1=2.58\times10^3$，$\beta=0.7$，$b=5\times10^5$。图 4 为 P 变化时 2 种观测器的跟踪效果。在 0.04 s 时，CPL 由 5 W 上升至 10 W，在 FTDO 下 $\hat{P}$ 追踪至 P 需要 4 ms，在稳态处产生的抖振幅度为 0.1 W；在 CFTDO 下，$\hat{P}$ 追踪至 P 仅需 1 ms，且在稳态处无任何抖振现象产生，即 CFTDO 不仅有更快的响应速度，还消除了在平衡点处的抖振现象。

图 5 为 P 变化时的仿真结果。在 0.05 s 时，P 由 1 W 上升至 5 W；在 0.07 s 时，P 由 5 W 降低至 1 W。P 变化时，2 种控制策略均能使 u_o 稳定于 20 V。在 CDC-PI 控制方法下，u_o 的最大电压波动为 0.80 V，调节时间为 5.0 ms；在所提控制策略下，u_o 最大电压波动仅为 0.05 V，调节时间仅为 0.5 ms，即所提控制策略能有效抑制 P 扰动产生的影响。

表 1 Boost 变换器电路参数与控制参数

Tab. 1 Circuit and control parameters of Boost converter

变换器/控制器	参数	数值
Boost 变换器	U_{in}/V	15
	L/mH	0.5
	C/μF	100
	R/Ω	100
	P/W	5
	U_{oref}/V	20
	开关频率 f_s/kHz	20
NFTSMC	α_1	5×10^3
	α_2	0.014
	γ_1	1.15
	γ_2	1.02
	k_2	6×10^5
	k_3	1×10^3
CDC-PI	输出端比例系数 k_{op}	0.24
	输出端积分系数 k_{oi}	120
	输入端比例系数 k_{ip}	2.66
	输入端积分系数 k_{ii}	700

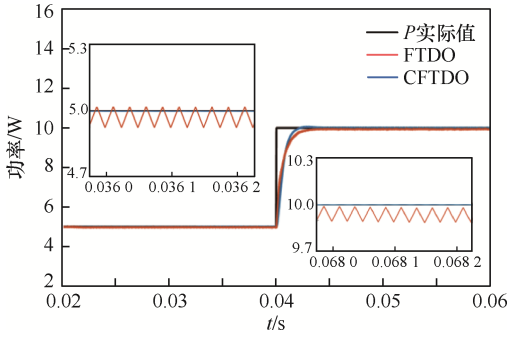
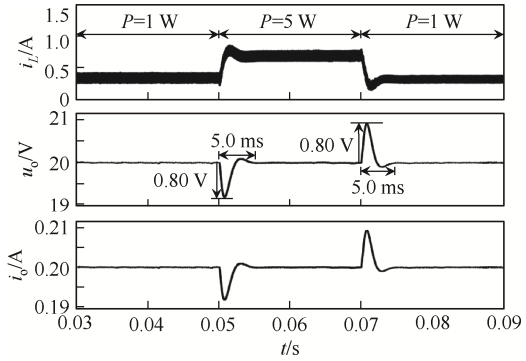


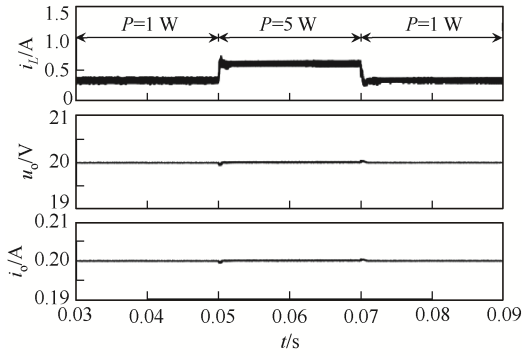
图 4 P 变化时 2 种观测器的跟踪情况

Fig. 4 Tracking of two types of observers when P changes

图 6 为 U_{in} 变化时的仿真结果。U_{in} 在 0.05 s 和 0.07 s 时分别对变换器进行−2 V 和+4 V 的输入电压扰动。从图 6 中可以看出，U_{in} 扰动下，2 种不同的控制策略均能将 u_o 稳定于 20 V。CDC-PI 控制方法下，u_o 的最大电压波动量为 0.4 V，调节时间为 6 ms；而在所提控制策略下，u_o 几乎不受 U_{in} 扰动的影响，即所提控制策略对 U_{in} 扰动具有更强的鲁棒性。



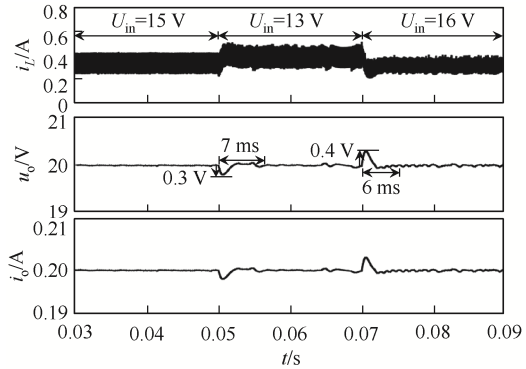
(a) CDC-PI控制



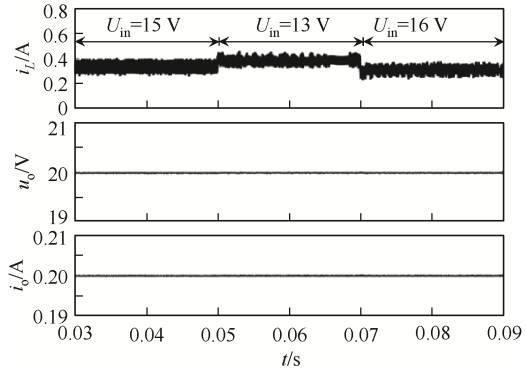
(b) 所提控制策略

图 5　*P* 变化时的仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms when *P* changes



(a) CDC-PI控制

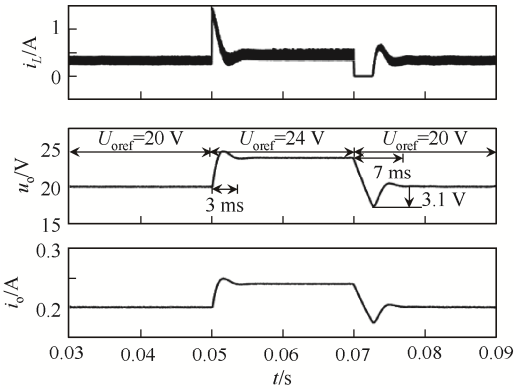


(b) 所提控制策略

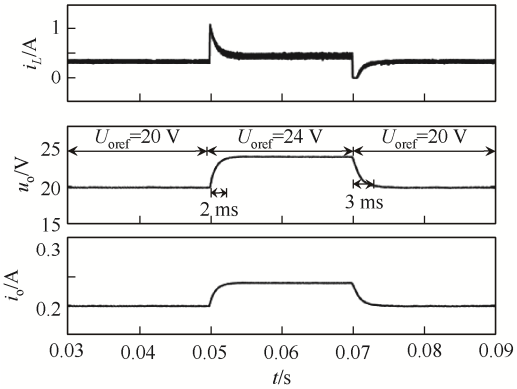
图 6　U_{in} 变化时的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms when U_{in} changes

图 7 为 U_{oref} 变化的仿真结果。在 0.05 s 时，U_{oref} 由 20 V 升至 24 V；在 0.07 s，U_{oref} 从 24 V 跳到 20 V。在 2 种控制策略下，u_o 均可及时跟踪 U_{oref} 的变化。当 U_{oref} 从 24 V 降至 20 V 时，在 CDC-PI 控制方式下，u_o 出现了明显的振荡过程，存在 3.1 V 的电压波动，需 7 ms 的调节时间才能稳定于 20 V；在所提控制策略下，u_o 未出现振荡过程，仅需 3 ms 即达到稳定状态。由此可见，所提控制策略具有更好的动态响应性能。



(a) CDC-PI控制



(b) 所提控制策略

图 7　U_{oref} 变化时的仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms when U_{oref} changes

5　实验结果

为进一步验证所提控制策略的有效性，搭建了 1 台带 CPL Boost 变换器的实验样机，如图 8 所示，其中主要包含示波器、电子负载、直流电源、驱动电路、采样电路、Boost 变换器及数字信号处理器 DSP2812。采用 IRF840 芯片作为开关管，TLP250

芯片作为门驱动电路，电子负载用来设置 CPL。首先，通过采样电路对系统中的电压与电流进行采样，并通过 DSP2812 进行模/数转换；其次，在 DSP2812 中对所提控制策略进行数字化处理，并计算转换后的电压与电流数据；最后，输出有效 PWM 信号到驱动电路，进而调节变换器的开关管。Boost 变换器的电路参数和控制参数与仿真一致。

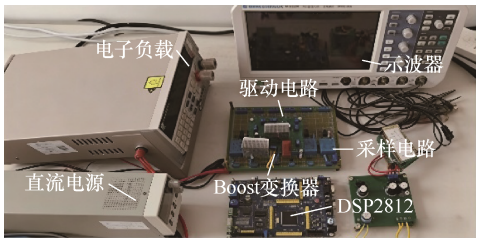
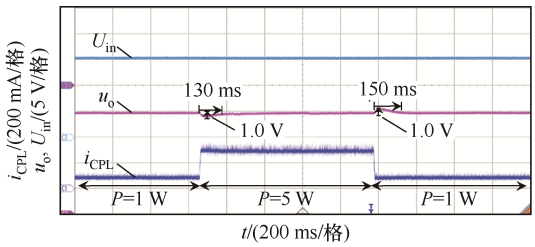


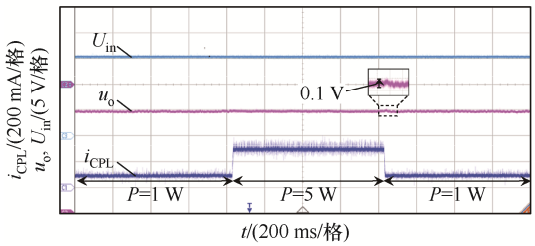
图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

图 9 为 P 变化时的实验结果，其跳变过程与图 5 一致。分析图 9 可知，当 P 由 5 W 下降至 1 W 时，CDC-PI 控制方法下，u_o 最大电压波动为 1.0 V，调节时间为 150 ms；所提控制策略下，u_o 最大电压波动仅 0.1 V，调节速度更快。即当 P 变化时所提控制策略表现出更强的抑制干扰能力。



(a) CDC-PI 控制

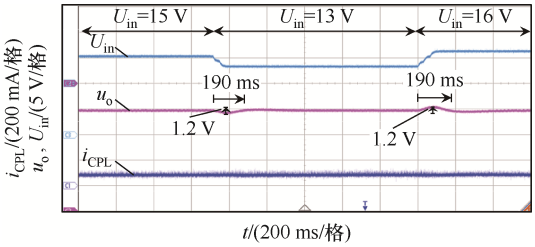


(b) 所提控制策略

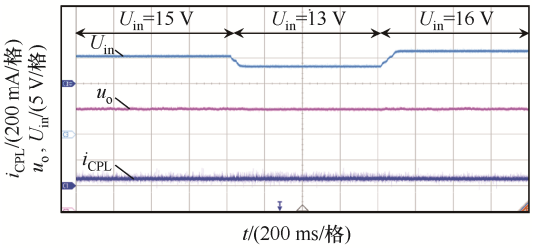
图 9 P 变化时的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms when P changes

图 10 为 U_{in} 变化的实验波形，其跳变过程与图 6 一致。分析图 10 可知，U_{in} 变化时，2 种不同控制策略均能将 u_o 稳定于 20 V。在 CDC-PI 控制方法下，2 次跳变 u_o 均存在 1.2 V 的电压波动，调节时间均为 190 ms；在所提控制策略下，u_o 几乎不受 U_{in} 扰动的影响，具有更好的控制效果。



(a) CDC-PI 控制

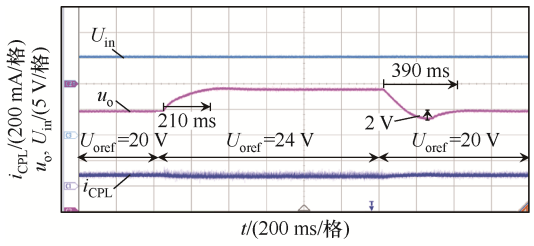


(b) 所提控制策略

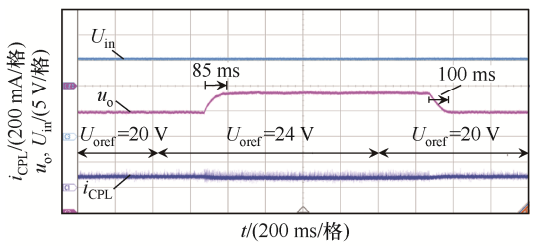
图 10 U_{in} 变化时的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms when U_{in} changes

图 11 为 U_{oref} 变化的实验结果，其跳变过程与图 7 一致。由图可知，在 2 种控制下，u_o 均可及时跟踪 U_{oref} 的变化。当 U_{oref} 从 24 V 降至 20 V 时，在 CDC-PI 控制方法下，u_o 存在 2 V 的电压波动，需 390 ms 的调节时间才能稳定于 20 V；在所提控制策略下，未出现振荡过程，且 u_o 仅需 100 ms 即



(a) CDC-PI 控制



(b) 所提控制策略

图 11 U_{oref} 变化时的实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms when U_{oref} changes

可达到稳定状态。因此，所提控制策略能够更好地跟踪 U_{oref} 的变化，具有较好的动态响应性能。

综上，所提 CFTDO 解决了传统 FTDO 到达平衡点后会出现抖振的问题，有效提升了带 CPL Boost 变换器的动态性能和稳定性。然而，通过比较对应的仿真波形和实验波形可知，当扰动发生时，实验结果与仿真结果之间存在一定的误差，这可能是电路元器件的寄生参数所致[22]。

6　结论

本文对带 CPL Boost 变换器提出了 1 种基于连续有限时间扰动观测器的滑模控制策略。经过详细理论分析和仿真实验对比验证，得到结论如下。

(1)所提观测器解决了传统非线性扰动观测器的无限时间收敛及 FTDO 中符号函数的非连续性问题。

(2)所提控制策略结合了精确反馈线性化技术、连续有限时间扰动观测技术及非奇异快速终端滑模控制方法的优点，保证了系统的稳定性和强鲁棒性。

(3)与传统双闭环 PI 控制相比，所提控制策略在系统受扰时具有更小的电压波动、更短的调整时间、更好的动静态性能，可推广至其他带恒功率负载 DC-DC 变换器控制应用中。

参考文献：

[1] 刘海涛, 熊雄, 徐旖旎, 等. 含恒功率负载的直流微网稳定性分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(5): 42-49.
Liu Haitao, Xiong Xiong, Xu Yini, et al. Stability analysis of DC microgrid with constant power load [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(5): 42-49. (in Chinese)

[2] 罗玮, 陆益民. 带恒功率负载的 Boost 变换器模糊自适应反步滑模控制[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 19-26.
Luo Wei, Lu Yimin. Fuzzy adaptive back-stepping sliding mode control of Boost converter with constant-power load [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 19-26. (in Chinese)

[3] 庄绪州, 张勤进, 刘彦呈, 等. 船舶全电力推进系统恒功率负载有源阻尼控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 101-109.
Zhuang Xuzhou, Zhang Qinjin, Liu Yancheng, et al. An active damping control of constant power load for all-electric ships [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 101-109. (in Chinese)

[4] 滕昌鹏, 王玉斌, 周博恺, 等. 含恒功率负载的直流微网大信号稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(5): 973-982.
Teng Changpeng, Wang Yubin, Zhou Bokai, et al. Large-signal stability analysis of DC microgrid with constant power loads [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(5): 973-982. (in Chinese)

[5] Pang Shengzhao, Nahid-Mobarakeh B, Pierfederici S, et al. Interconnection and damping assignment passivity-based control applied to on-board DC-DC power converter system supplying constant power load [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 6476-6485.

[6] 王路, 王久和, 赵燕, 等. 基于神经网络的 Boost 变换器无源自适应控制[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 86-94.
Wang Lu, Wang Jiuhe, Zhao Yan, et al. Passivity-based adaptive control of Boost converter based on neural network [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 86-94. (in Chinese)

[7] 李忠瑞, 聂子玲, 艾胜, 等. 一种基于非线性扰动观测器的飞轮储能系统优化充电控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1506-1518.
Li Zhongrui, Nie Ziling, Ai Sheng, et al. An optimized charging control strategy for flywheel energy storage system based on nonlinear disturbance observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1506-1518. (in Chinese)

[8] 李培阳, 张彦生. 基于非线性状态观测器的 DC-DC 电路容错控制方案[J/OL]. 电源学报, 1-16. (2025-04-29)[2026-04-13]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.20250429.1012.008.
Li Peoyang, Zhang Yansheng. Fault tolerant control scheme of DC-DC circuit based on nonlinear state observer [J/OL]. Journal of Power Supply, 1-16. (2025-04-29)[2026-04-13]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.TM.2025

0429.1012.008. (in Chinese)

[9] 高艳霞, 陈静, 范应鹏, 等. 一种用于异步电机无速度传感器控制的自适应滑模观测器[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(4): 8-16.
Gao Yanxia, Chen Jing, Fan Yingpeng, et al. Adaptive sliding mode observer based sensorless control system of induction motor [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(4): 8-16. (in Chinese)

[10] Solsona J A, Jorge S G, Busada C A. Nonlinear control of a Buck converter which feeds a constant power load [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 7193-7201.

[11] 崔健, 王久和, 李建国, 等. 基于扩张状态观测器估计补偿的 Buck 变换器带恒功率负载无源控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 171-180.
Cui Jian, Wang Jiuhe, Li Jianguo, et al. Research on passivity-based control of Buck converter with constant power load based on extend state observer estimating and compensating [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 171-180. (in Chinese)

[12] Machado J E, Ortega R, Astolfi A, et al. Active damping of a DC network with a constant power load: An adaptive observer-based design [C]// 2019 18th European Control Conference (ECC). Naples, Italy, 2019: 411-416.

[13] Wang Junxiao, Li Shihua, Yang Jun, et al. Finite-time disturbance observer based non-singular terminal sliding-mode control for pulse width modulation based DC-DC Buck converters with mismatched load disturbances [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(9): 1995-2002.

[14] 汪少华, 储堃, 施德华, 等. 基于有限时间扩张状态观测的 HEV 鲁棒复合协调控制[J]. 吉林大学学报(工学版), 2023, 53(5): 1272-1281.
Wang Shaohua, Chu Kun, Shi Dehua, et al. Robust compound coordinated control of HEV based on finite-time extended state observation [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2023, 53(5): 1272-1281. (in Chinese)

[15] 张建成, 王艳. 线性描述系统有限时间函数观测器设计及存在性讨论[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(2): 263-275.
Zhang Jiancheng, Wang Yan. On finite-time functional observer design and existence condition analysis for linear descriptor systems [J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(2): 263-275. (in Chinese)

[16] Roshan Y M, Moallem M. Control of nonminimum phase load current in a Boost converter using output redefinition [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 5054-5062.

[17] Xu Qianwen, Zhang Chuanlin, Wen Changyun, et al. A novel composite nonlinear controller for stabilization of constant power load in DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 752-761.

[18] Cheng Xing, Liu Zhiwei. Robust tracking control of a quadcopter via terminal sliding mode control based on finite-time disturbance observer [C]// 2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). Xi'an, China, 2019: 1217-1222.

[19] Bhat S P, Bernstein D S. Finite-time stability of continuous autonomous systems [J]. SIAM Journal on Control and Optimization, 2000, 38(3): 751-766.

[20] Yang Liang, Yang Jianying. Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(16): 1865-1879.

[21] Bacha S, Munteanu I, Bratcu A I. Power Electronic Converters Modeling and Control: with Case Studies [M]. London: Springer London, 2014.

[22] Reatti A, Corti F, Tesi A, et al. Effect of parasitic components on dynamic performance of power stages of DC-DC PWM Buck and Boost converters in CCM [C]// 2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Sapporo, Japan, 2019: 1-5.



莫明贵

作者简介：

莫明贵(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器建模与控制。E-mail：mo_ming_gui@163.com。

吴家荣(1988—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子控制技术。E-mail：gxdxwujiarong@163.com。

吴伟林(1986—)，男，博士，副教授。研究方向：切换系统鲁棒控制。E-mail：wuweilin@gxun.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)