

DOI: 10.13382/j.jemi.B2307015

基于复合自适应的 Buck 变换器预设性能控制^{*}

张 逸¹ 孙金林¹ 丁世宏¹ 常亚菲² 邢高勇^{3,4}

(1. 江苏大学电气信息工程学院 镇江 212013; 2. 北京控制工程研究所 北京 100190;
3. 中国农业大学工学院 北京 100083; 4. 农业装备技术全国重点实验室 北京 100083)

摘 要:针对 Buck 型变换器在复杂环境下发生负载波动时输出电压受扰的问题,提出了一种复合自适应预设性能控制方案以提升其控制效果。首先,利用自适应律对模型中包含负载项的非线性函数进行预测估计,同时通过在自适应律更新过程中构建并行估计模型获取预测误差,并将预测误差和跟踪误差融合以设计自适应参数更新律。然后,采用广义比例积分观测器来对剩余不确定性和外部扰动进行估计,并在控制律中进行补偿。最后,结合指令滤波反步控制和指定时间预设性能控制技术,提出了 Buck 型变换器复合自适应预设性能控制方案。所提出的方案保证了对负载波动的高精度预测,避免了在突发情况下输出电压超出预设函数范围,此外还证明了闭环控制系统中的信号收敛性。实验结果表明,复合自适应预设性能控制在负载突然减小的情况下系统最大偏离电压为 0.376 V,相比于传统自适应反步控制的 1.773 V 减少了 78.7%,验证了所提方案的有效性以及优越性。

关键词: Buck 型变换器; 自适应控制; 反步法; 非线性控制; 预设性能控制; 指令滤波

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Composite adaptive prescribed performance control for Buck converters

Zhang Yi¹ Sun Jinlin¹ Ding Shihong¹ Chang Yafei² Xing Gaoyong^{3,4}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 2. Beijing Institute of Control Engineering, Beijing 100190, China; 3. College of Engineering, China Agricultural University, Beijing 100083, China; 4. National Key Laboratory of Agricultural Equipment Technology, Beijing 100083, China)

Abstract: To address the issue of output voltage disturbance in Buck converters under complex environments with load fluctuations, a composite adaptive prescribed performance control scheme is proposed to enhance control effectiveness. Initially, an adaptive law is utilized to predict and estimate the nonlinear function containing the load term within the model. Concurrently, a parallel estimation model is constructed during the adaptive law update process to acquire prediction errors, which are then integrated with tracking errors to design an adaptive parameter update law. Subsequently, a generalized proportional-integral observer is employed to estimate the remaining uncertainties and external disturbances, which are compensated for within the control law. Finally, combining command-filtering backstepping control and specified-time prescribed performance control techniques, a composite adaptive prescribed performance control scheme for Buck converters is proposed. The presented scheme ensures high-precision prediction of load fluctuations, preventing output voltage from exceeding the prescribed function range during sudden events, and also demonstrates the signal convergence within the closed-loop control system. Experimental results indicate that the composite adaptive prescribed performance control, when faced with a sudden reduction in load, limits the system's maximum voltage deviation to 0.376 V, a 78.7% decrease compared to the traditional adaptive backstepping control's 1.773 V, thereby validating the effectiveness and superiority of the proposed scheme.

Keywords: Buck converter; adaptive control; backstepping; nonlinear control; prescribed performance control; command filter

收稿日期: 2023-11-03 Received Date: 2023-11-03

^{*} 基金项目: 国家重点研发计划(2022YFD200150203)、江苏省自然科学基金(BK20220518)、国家自然科学基金(62203189, 62003034)、江苏大学高级人才基金项目(22JDG044)、省部共建现代农业装备与技术协同创新中心(XTCX2015)资助

0 引言

近几十年来,随着电力电子技术的飞速发展,Buck 型 DC-DC 电压变换器被广泛运用于直流电机驱动、微电网、电动汽车等系统^[1-3]。为提升控制性能,多种先进的非线性控制算法被应用在 Buck 型变换器系统上,如滑模控制^[4-5]、模型预测控制^[6]及反步法^[7]等。在这些方法中,反步法是一种系统性的递归设计框架,被广泛用于跟踪和调节控制问题^[8-9],并在 Buck 型变换器系统的实际应用中表现出优异的控制效果。然而在实际控制系统中,Buck 型变换器的负载大小常常是未知且时变的,这会对反步法的控制效果产生负面的影响。针对 Buck 型变换器的负载波动特性,相关学者开展了多项研究,文献[10]通过设计观测器对包含负载参数的非匹配扰动进行估计与补偿。进一步,为了精细化处理负载波动,文献[11]设计了自适应算法对模型中的负载不确定性函数进行在线逼近。然而,传统自适应控制算法仅根据闭环系统稳定性来设计自适应律,使得自适应算法对非线性函数的逼近效果不理想。因此,文献[12-13]基于预测误差与跟踪误差设计了复合自适应算法,显著提升了自适应算法的函数逼近精度。但是,复合自适应算法在 Buck 型变换器系统上的应用尚缺乏研究。另外,在控制过程中通常要求其输出电压在各种突发情况下保持在预设的暂态范围内以保证系统的稳定性。如果 Buck 型变换器的输出电压变化过大,其控制效果会降低甚至会对实际系统造成损害。

为了满足实际工程中 Buck 型变换器的预设性能要求,通常采用预设性能控制技术^[14]。该技术通过选择合适的预设性能函数来提升瞬态和稳态的控制效果,使跟踪误差始终保持在预设的性能函数范围内^[15]。文献[16]将预设性能控制器应用于 Boost 型变换器,保证输出电压跟踪误差始终保持在预定义的误差范围内。文献[17]通过设计动态预设性能函数,提升了 Buck 型变换器在突发情况下的稳定性。然而,上述文献中的预设性能控制方法只能保证系统跟踪误差以一定的指数速率收敛,并在时间趋于无穷时达到预设的最终值。为了处理传统预设性能函数收敛速度慢的问题,文献[18]提出了一种固定时间收敛的预设性能控制方法,并将该方法应用到航天器姿态稳定系统中。但是上述固定时间预设性能控制系统的收敛时间与系统参数直接相关,使得工程师难以精确地预估跟踪误差收敛所需的时间。文献[19]提出了一种创新性的指定时间控制技术,使得闭环控制系统的收敛时间能够在实际系统运行之前预先确定^[20]。受此启发,如何针对 Buck 型变换器系统设计一种指定时间收敛的预设性能控制器是一个亟待解决的问题。

问题。

根据以上讨论,为了提升 Buck 型 DC-DC 变换器系统在负载波动情况下的控制效果,本文提出了一种具有指定时间预设性能特性的复合自适应控制方案。主要贡献如下:

1) 为了提升 Buck 型 DC-DC 变换器系统在负载波动情况下的控制效果,提出了一种预测误差与跟踪误差联合驱动的复合自适应控制方法,与跟踪误差驱动的传统自适应控制相比显著提升了对于未知函数的逼近精度。

2) 针对 Buck 型变换器系统设计了新型的指定时间预设性能控制方案,与现有预设性能控制不同,该方法可以使跟踪误差在指定的时间内收敛。

3) 为了进一步提升变换器控制系统的鲁棒性,设计了一种广义比例积分观测器用以补偿剩余扰动,与复合自适应律结合作用,实现精细化抗干扰。

1 系统描述

如图 1 所示,Buck 型变换器包含一个 DC 直流电源 v_{in} , MOS 场效应管开关元件 VT,续流二极管,电感,电容以及负载电阻。

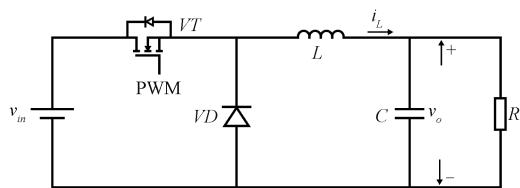


图 1 Buck 型变换器电路

Fig. 1 Buck converter circuit diagram

对 Buck 型变换器进行建模,得到其理想平均模型表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{CR}x_1 + \frac{1}{C}x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L}x_1 + \mu \frac{v_{in}}{L} \end{cases} \quad (1)$$

其中, x_1 是输出电压 v_o , x_2 是电感电流值 i_L , v_{in} 是直流输入电压源, $\mu \in [0, 1]$ 表示输入 PWM 发生器的占空比信号, L 是滤波电感, C 是输出电容, R 是未知的负载电阻。值得注意的是,在实际的 Buck 型变换器控制系统中,负载 R 的值往往是未知且会在运行过程中发生改变。

考虑实际电路中存在负载波动及其他不确定因素,Buck 型变换器系统模型(1)可改写为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{CR}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + d_1 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L}x_1 + \mu \frac{v_{in}}{L_0} + d_2 \end{cases} \quad (2)$$

其中,非匹配扰动 $d_1 = \left(\frac{1}{C} - \frac{1}{C_0}\right)x_2 + \Delta_1$,匹配扰动 $d_2 = \left(\frac{v_{in}}{L} - \frac{v_{in0}}{L_0}\right)\mu + \Delta_2$, v_{in0} 为输入电压的理想值, Δ_1, Δ_2 是外部扰动。 C_0 和 L_0 是输出电容 C 和滤波电感 L 的标称值部分。

假设 1 对于所考虑的系统 GOTO(2),非匹配干扰 d_1 与匹配干扰 d_2 均为有界的未知动态,即 $d_i(t) \leq d_i^*$, ($i=1,2$),其中 d_i^* 为正常数。同时, $d_i(t)$ 的微分信号亦是有限的,即满足 $|\dot{d}(t)| \leq \omega_i^*$,其中 ω_i^* 为正常数。

引理 1 假设非线性系统 $\dot{x} = F(x, v)$ 全局稳定。如果控制信号 $v(t)$ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = 0$, 则系统状态满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ [21]。

注 1 本文所研究的动态系统(2)为正常工作下的 Buck 型变换器,不包括短路等特殊情况,所以电感电流 i_L 与输出电压 v_o 是有限的。同时,在实际的 Buck 型变换器中,电路参数 R, C, L 及 v_{in} 均为有界量,控制信号 PWM 波的占空比 $\mu \in [0, 1]$ 。因此,扰动 d_1, d_2 及其导数的有界性假设是合理的。

2 控制方案设计

在本章中,将使用反步法为 Buck 型变换器系统(2)设计一个复合自适应预设性能控制方案,通过控制信号 μ 使得输出电压 v_o 能够在满足指定时间预设性能要求的前提下迅速收敛至参考电压 v_{ref} ,并在负载突变的情况下依然满足预设性能指标要求。整体控制方案如图 2 所示。

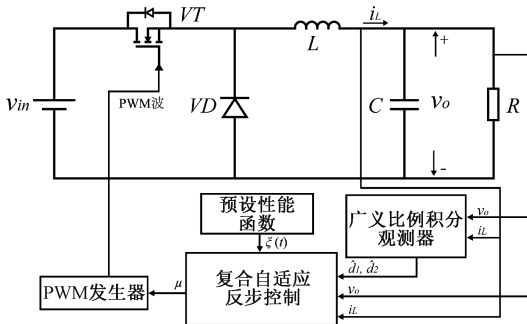


图 2 整体控制方案框图

Fig. 2 Block diagram of the overall control scheme

2.1 复合自适应预设性能控制设计

复合自适应预设性能控制方案的设计具体分为 3 个步骤。首先在步骤 1) 中设计虚拟控制律 $\hat{a}_2$, 在步骤 2) 中设计实际的控制率 μ , 最后在步骤 3) 中针对系统中的负载非线性函数设计复合自适应参数更新律。

步骤 1) 定义电压跟踪误差 $e_1 = x_1 - x_{1d}$, 其中 $x_{1d} = v_{ref}, v_{ref}$ 为参考目标电压值。根据系统模型(2), 可以得到跟踪误差 e_1 的导数为:

$$\dot{e}_1 = -\frac{1}{CR}x_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + d_1 - \dot{x}_{1d} \quad (3)$$

为了使输出电压的跟踪误差时刻保持在预设的边界范围内且满足指定时间收敛条件[20], 首先设计如下预设性能函数:

$$\zeta(t) = \begin{cases} \zeta_\Delta \exp\left(1 - \frac{T_p}{T_p - t}\right) + \zeta_\infty, & t \in [0, T_p) \\ \zeta_\infty, & t \in [T_p, +\infty) \end{cases} \quad (4)$$

其中, $\zeta_\Delta = \zeta_0 - \zeta_\infty - \frac{t}{T_p}$, ζ_0 表示初始跟踪误差的最大界限, ζ_∞ 表示稳态误差的最大界限, $T_p > 0$ 表示输出电压跟踪误差的指定收敛时间。上述常数满足 $\zeta_0 > 0, \zeta_\infty > 0$ 以及 $\zeta_0 - \zeta_\infty > 1$ 。预设性能函数 $\zeta(t)$ 满足以下性质:

对于给定的常数 ζ_0, ζ_∞ 和 T_p , 函数 $\zeta(t)$ 将在 $[0, T_p)$ 时间范围内从 ζ_0 单调递减到 ζ_∞ , 并在 $[T_p, +\infty)$ 时间范围内保持 $\zeta(t) = \zeta_\infty$ 。

注 2 文献[16-17]中的传统预设性能函数以一定的指数速率收敛, 并在时间趋于无穷时达到预设的稳态值。本文设计的指定时间预设性能函数(4)可以根据任务要求从运动规划的角度离线预先设定收敛时间 T_p , 具有更优的性能。

接着, 为了处理指定时间预设性能约束, 设计了一个时变障碍 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} \ln \frac{\zeta^2(t)}{\varphi} \quad (5)$$

式中: $\varphi = \zeta^2(t) - e_1^2(t)$, $\ln$ 表示自然对数。

为了表述简洁, 将 $\zeta(t)$ 缩写为 ζ , 对 V_1 求导数, 可得:

$$\dot{V}_1 = \frac{e_1}{\varphi} \left(F_1 + \frac{1}{C_0}x_2 + d_1 - \dot{x}_{1d} \right) + \frac{\dot{\zeta}}{\zeta} - \frac{\zeta \dot{\zeta}}{\varphi} \quad (6)$$

其中, 函数 $F_1 = -\frac{1}{CR}x_1$ 。考虑负载以及 Buck 电路参

数存在不确定性, F_1 在实际控制过程中是一个未知的非线性函数, 将在后文中设计复合自适应算法对其进行逼近。

以 x_2 作为控制输入, 设计虚拟控制律 $\hat{a}_2$ 为:

$$\hat{a}_2 = C_0 \left[-k_{11} \frac{e_1}{\varphi} - \theta_1 x_1 - k_{12} e_1 - \hat{d}_1 + \dot{x}_{1d} \right] \quad (7)$$

其中, $k_{11} > 0, k_{12} > \frac{1}{2}$ 为控制参数, θ 为自适应参

数, $\hat{d}_1$ 表示通过广义比例积分观测器得到的扰动观测值, 具体设计如后文式(13)所示。

为了降低虚拟控制律的微分计算压力, 引入了指令

滤波技术来获得 $\dot{a}_2$, 具体表达式如下:

$$\tau \dot{a}_2 = \dot{a}_2 - a_2 \quad (8)$$

其中, 滤波器参数 τ 是一个正常数满足 $a_2(0) = \dot{a}_2(0)$, 指令滤波误差 $\omega = a_2 - \hat{a}_2$ 。

步骤 2) 定义电流误差为 $e_2 = x_2 - a_2$, 得到 e_2 关于时间的导数:

$$\dot{e}_2 = -\frac{1}{L}x_1 + \mu \frac{v_{in}}{L_0} + d_2 - \dot{a}_2 \quad (9)$$

根据式(9), 与步骤 1) 的步骤类似, 实际的占空比控制律设计为:

$$\mu = \frac{L_0}{v_{in}} \left[-k_2 e_2 + \frac{1}{L_0} x_1 + \dot{a}_2 - \frac{e_1}{C_0 \varphi} - \hat{d}_2 \right] \quad (10)$$

其中, k_2 是控制参数, 满足 $k_2 > 0$ 。此外, $\hat{d}_2$ 表示通过广义比例积分观测器得到的扰动观测值, 具体设计如后文式(16)所示。

步骤 3) 为了精细化处理负载波动, 提高 Buck 型变换器的控制性能, 构建自适应参数的预测误差 $\vartheta = x_1 - \zeta$, 其中 ζ 来源于以下的并行估计器:

$$\dot{\zeta} = \theta x_1 + \frac{1}{C_0} x_2 + \kappa_1 \vartheta \quad (11)$$

其中, κ_1 是正常数, 预测误差 ϑ 反映了自适应参数 $\theta_1 x_1$ 对于未知函数 F_1 的逼近程度。

然后, 设计预测误差 ϑ 与跟踪误差 e_1 联合驱动的复合自适应参数更新律为:

$$\dot{\theta} = \eta_1 (e_1 + \eta_2 \vartheta) x_1 - \sigma_1 \theta \quad (12)$$

其中, η_1, η_2, σ_1 是正常数。定义自适应误差 $\tilde{\theta} = \theta^* - \theta$, 其中 $\theta^* = -\frac{1}{CR}$ 。

注 3 文献[11]仅根据闭环系统的稳定性设计跟踪误差 e_1 驱动的传统自适应律, 没有考虑到函数逼近本身的准确性。本文设计的复合自适应律(12)同时考虑了函数逼近精度与跟踪控制精度, 有效提高了 θx_1 对于负载波动函数 F_1 的逼近性能, 有效改善了电压跟踪闭环控制性能。

2.2 广义比例积分观测器

为了减轻模型不确定性和外部扰动的影响以提高系统的控制性能, 本文设计了广义比例积分观测器来对系统中的扰动 d_1 与 d_2 进行在线估计。首先, 针对 d_1 设计如下的观测器:

$$\begin{cases} \dot{z}_{11} = z_{12} + \theta x_1 + \frac{1}{C_0} x_2 - \rho_{11}(z_{11} - x_1) \\ \dot{z}_{12} = z_{13} - \rho_{12}(z_{11} - x_1) \\ \dot{z}_{13} = -\rho_{13}(z_{11} - x_1) \\ z_{11} = \hat{x}_1, z_{12} = \hat{d}_1, z_{13} = \dot{\hat{d}}_1 \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\rho_{11}, \rho_{12}, \rho_{13}$ 是观测器的增益, 均为正常数。

定义观测误差 $\phi_1 = x_1 - z_{11}, \phi_2 = d_1 - z_{12}$ 和 $\phi_3 = \dot{d}_1 - z_{13}$, 可以得到:

$$\dot{\phi} = A \cdot \phi + B \cdot \dot{d}_1 \quad (14)$$

其中:

$$A = \begin{bmatrix} -\rho_{11} & 1 & 0 \\ -\rho_{12} & 0 & 1 \\ -\rho_{13} & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \phi = [\phi_1, \phi_2, \phi_3]^T \quad (15)$$

矩阵 A 是 Hurwitz 的。根据文献[21], 可以得出 $\lim_{t \rightarrow \infty} \phi = 0$ 的结论, 广义比例积分观测器的稳定性由此证明。

类似的, 针对扰动 d_2 设计如下的广义比例积分观测器:

$$\begin{cases} \dot{z}_{21} = z_{22} - \frac{1}{L} x_1 + \mu \frac{v_{in}}{L_0} - \rho_{21}(z_{21} - x_2) \\ \dot{z}_{22} = z_{23} - \rho_{22}(z_{21} - x_2) \\ \dot{z}_{23} = -\rho_{23}(z_{21} - x_2) \\ z_{21} = \hat{x}_2, z_{22} = \hat{d}_2, z_{23} = \dot{\hat{d}}_2 \end{cases} \quad (16)$$

其中, $\rho_{21}, \rho_{22}, \rho_{23}$ 是观测器的增益, 均为正常数。为方便后文表述, 定义 $\tilde{d}_1 = d_1 - \hat{d}_1, \tilde{d}_2 = d_2 - \hat{d}_2$ 。

3 稳定性分析

本章将给出复合自适应预设性能控制系统的闭环稳定性分析。

定理 1 考虑由 Buck 型变换器(2), 广义比例积分观测器(13)、(16), 虚拟控制律(7), 实际控制律(10), 复合自适应律(12)和指令滤波器(8)组成的闭环系统。通过选取合适的参数, 电压跟踪误差 e_1 将始终满足指定时间预设性能约束, 即 $e_1(t) \leq \zeta(t), \forall t \geq q_0$, 且闭环系统中的所有信号均满足最终一致有界性。

证明 回顾式(5)中 V_1 的定义以及电压跟踪误差的导数(3), 利用 Young 不等式可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \frac{e_1 e_1}{\varphi} + \frac{\dot{\zeta}}{\zeta} - \frac{\zeta \dot{\zeta}}{\varphi} \leq \\ & -k_{11} \left(\frac{e_1}{\varphi} \right)^2 - \left(k_{12} - \frac{1}{2} \right) \frac{e_1^2}{\varphi} + \left(-\frac{1}{2} \frac{e_1^2}{\varphi} - \frac{\zeta \dot{\zeta}}{\varphi} \right) + \\ & \frac{e_1 e_2}{C_0 \varphi} + \frac{\dot{\zeta}}{\zeta} + \frac{1}{2} \left(\frac{e_1}{\varphi} \right)^2 + \frac{1}{2} \tilde{d}_1^2 + \frac{1}{2C_0} \left(\frac{e_1}{\varphi} \right)^2 + \frac{1}{2C_0} \omega^2 \end{aligned} \quad (17)$$

根据不等式性质 $\varphi = \zeta^2(t) - e_1^2, \zeta_\infty < \zeta(t)$, 并使用 Young 不等式, 可以得出:

$$\left(-\frac{1}{2} \frac{e_1^2}{\varphi} - \frac{\zeta \dot{\zeta}}{\varphi} \right) \leq -\frac{e_1^2}{2\zeta} + \frac{\zeta_\infty^2}{2} \frac{\zeta^2}{\varphi^2} + \frac{1}{2\zeta_\infty^2} \dot{\zeta}^2 \leq \frac{1}{2} + \frac{\zeta_\infty^2}{2} \frac{\zeta^2}{\varphi} + \frac{1}{2\zeta_\infty^2} \dot{\zeta}^2 \quad (18)$$

将式(18)代入(17)中, 再次结合 Young 不等式, 可以得出:

$$\dot{V}_1 \leq -\left(k_{11} - \frac{\zeta_\infty^2}{2} - \frac{1}{2} - \frac{1}{2C_0}\right) \left(\frac{e_1}{\varphi}\right)^2 + \frac{e_1 e_2}{C_0 \varphi} - \left(k_{12} - \frac{1}{2}\right) \frac{e_1^2}{\varphi} + \frac{1}{2C_0} \omega^2 + \frac{1}{2} \tilde{d}_1^2 + D_1 \quad (19)$$

$$\text{式中: } D_1 = \frac{\dot{\zeta}}{\zeta} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2\zeta_\infty^2} \dot{\zeta}^2.$$

方便起见, 根据式(8)、(9)、(11)和(12), 可以得出如下微分方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_2 = -\frac{1}{L} x_1 + \mu \frac{v_{in}}{L_0} + d_2 - \dot{a} \\ \ddot{\theta} = -\eta_1(e_1 + \eta_2 \vartheta) x_1 + \sigma_1 \theta \\ \dot{\vartheta} = \tilde{\theta} x_1 - \kappa_1 \vartheta + \hat{d}_1 \\ \dot{\omega} = -\frac{1}{\tau} \omega - \dot{a} \end{cases} \quad (20)$$

结合式(20)与 Young 不等式, 可以进一步得出:

$$e_2 \dot{e}_2 = -k_2 e_2^2 - \frac{e_1 e_2}{C_0 \varphi} + \tilde{d}_2 e_2 \leq -k_2 e_2^2 - \frac{e_1 e_2}{C_0 \varphi} + \frac{1}{2} \tilde{d}_2^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (21)$$

$$\omega \dot{\omega} \leq -\frac{1}{\tau} \omega^2 + \frac{1}{2} \omega^2 + \frac{1}{2} B^2 \quad (22)$$

式中: $|\dot{a}| \leq B, B$ 为正常数。

接着, 构造李雅普诺夫函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \left(e_2^2 + \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}^2 + \eta_2 \vartheta^2 + \omega^2 \right) \quad (23)$$

对式(23)求时间导数, 得到 $\dot{V}_2$ 的表达式为:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 + \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} + \eta_2 \vartheta \dot{\vartheta} + \omega \dot{\omega} \quad (24)$$

将式(19)~(22)代入式(24)中, 可以得到:

$$\dot{V}_2 \leq -\left(k_{12} - \frac{1}{2}\right) \frac{e_1^2}{\varphi} - \left(k_2 - \frac{1}{2}\right) e_2^2 + D_1 + \frac{\sigma_1}{\eta_1} \tilde{\theta} \theta - \eta_2 \kappa \vartheta^2 - \left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{2} - \frac{1}{2C_0}\right) \omega^2 + \frac{1}{2} B^2 + \frac{1}{2} \tilde{d}_1^2 +$$

$$\frac{1}{2} \tilde{d}_2^2 \leq -r_1 \frac{e_1^2}{\varphi} - r_2 \frac{1}{2} e_2^2 - r_3 \frac{1}{2} \omega^2 - r_4 \frac{1}{2} \eta_2 \vartheta^2 - r_5 \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}^2 + D_2 \quad (25)$$

$$\text{其中, } r_1 = k_{12} - \frac{1}{2}, r_2 = 2k_2 - 1, r_3 = \frac{2}{\tau} - 1 - \frac{1}{C_0}, r_4 = 2\kappa_1,$$

$$r_5 = \sigma_1(2 - \Lambda_1) \text{ 且 } D_2 = D_1 + \frac{1}{2} B^2 + \frac{1}{2} \tilde{d}_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{d}_2^2 + \frac{\sigma_1}{2\eta_1 \Lambda_1} (\theta^*)^2. \text{ 此外, } \Lambda_1 \in (0, 1].$$

进一步, 根据式(25), 可以得到:

$$\dot{V}_2 \leq -\alpha V_2 + \beta \quad (26)$$

$$\text{其中, } \alpha = \min(r_1, r_2, r_3, r_4, r_5), \beta = D_2.$$

通过选取合适的参数, e_1 将收敛到 0 附近的任意小邻域, 同时闭环系统所有信号均满足最终一致有界性。此外, 根据李雅普诺夫函数 V_2 的有界性, 可以得出电压跟踪误差 e_1 能在指定时间 T_p 内收敛且始终满足预设性能约束条件, 即 $e_1(t) \leq \zeta(t), \forall t \geq 0$ 成立。

证毕

4 实验结果与分析

4.1 实验平台与参数设定

为验证本文所提出控制方案的有效性, 搭建了如图 3 所示的 Buck 型 DC-DC 变换器实验平台, 以对比分析所提控制方案的有效性。

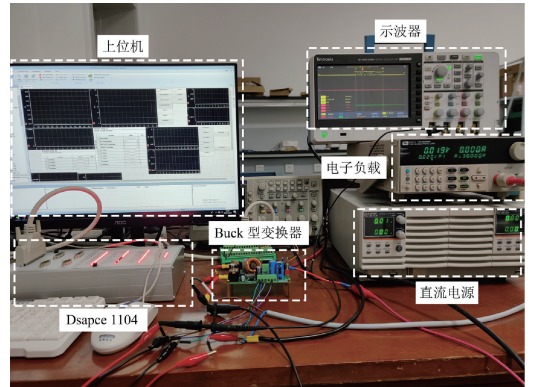


图 3 实验平台

Fig. 3 Experimental platform

实验平台由 Buck 型 DC-DC 变换器、dSPACEDS1104 实时控制平台、上位机、直流电源和电子负载电阻组成。该实验平台的各项参数如表 1 所示。

为了验证本文所提控制方案的有效性, 将进行一系列的对比实验, 通过对以下各种算法进行实际实验以对比各项算法间的性能差异。

表 1 实验平台参数设置

Table 1 Parameters of the experimental platform

参数	名称	数值	单位
v_{in0}	输入电压	32	V
v_{ref}	参考输出电压	20	V
L_0	滤波电感	1.3	mH
C_0	滤波电容	2	mF
R_0	负载电阻	40	Ω

算法 1 本文提出的复合自适应的预设性能控制算法,其中虚拟控制律、实际控制律、指令滤波器、广义比例积分观测器、复合自适应参数更新律分别为式(7)、(8)、(10)、(13)、(16)、(12)。

算法 2 没有预设性能函数(4)参与的复合自适应控制算法。为保证对比的公平性,除预设性能控制相关的部分外,其他设置和相关参数与算法 1 相同。

算法 3 文献[11]所提出的基于传统自适应与扰动观测器的传统自适应反步算法。为了公平性,使用的观测器和相关参数也与算法 1 相同。

本实验中,广义比例积分观测器的参数为 $\rho_{11} = 40$, $\rho_{12} = 250$, $\rho_{13} = 450$, $\rho_{21} = 150$, $\rho_{22} = 750$, $\rho_{23} = 1\,500$ 。

3 种控制算法中通用的控制参数分别为 $k_1 = 200$, $k_{i2} = 20$, $k_2 = 1\,400$, $\tau = 50$ 。

算法 1 中的预设性能函数参数设置为 $\zeta_0 = 20$, $\zeta_\infty = 0.5$, $T_p = 0.15$ 。

算法 1 与算法 2 中的复合自适应参数为 $\eta_1 = 10$, $\eta_2 = 5$, $\sigma_1 = 5$, $\kappa_1 = 150$ 而算法 3 中的传统自适应参数为 $\eta_1 = 10$, $\eta_2 = 0$, $\sigma_1 = 5$, $\kappa_1 = 0$ 。

4.2 启动阶段实验结果

在 Buck 型变换器启动实验中,如表 1 所示,设置参考电压为 20 V,同时设置负载电阻为 40 Ω 。输入电压为 $v_{in0} = 32$ V。接着启动 Buck 型变换器,输出电压的对比实验结果如图 4 所示。

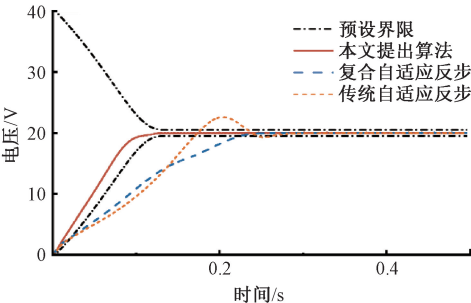


图 4 启动阶段输出电压对比

Fig. 4 Output voltage comparison in the startup process

从图 4 可以看出,本文所提出控制算法可以实现指定时间内快速而准确的启动电压控制,相比算法 2(复合

自适应反步)与算法 3(传统自适应反步)能更快地到达参考电压,且在整个启动过程中本文所提出控制算法作用下的电压跟踪误差始终保持在预设的性能函数范围内。相比之下,算法 2 与算法 3 作用下的输出电压均发生了越界现象,且启动过程耗时更久,算法 3 更因为不能准确的逼近负载波动非线性函数而导致启动超调现象的出现。

4.3 负载突变阶段实验结果

在 Buck 型变换器完成启动,输出电压到达参考电压 20 V 进入稳态时,突然将负载电阻值从 40 Ω 降低到 15 Ω ,得到输出电压的对比实验结果如图 5 所示。

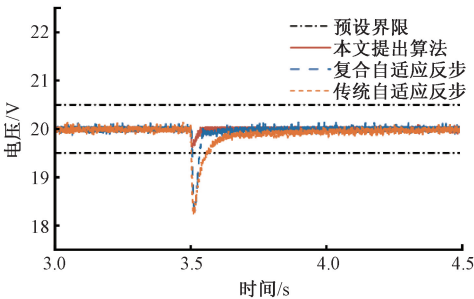


图 5 负载突减阶段输出电压波形对比

Fig. 5 Output voltage comparison when load drops

同时,本文对上述实验结果进行了量化分析。相比传统自适应反步控制,复合自适应预设性能控制在负载突减阶段将最大偏离电压从 1.773 V 减少到 0.376 V。从图 5 可以看出,当负载突然减小时,本文所提出控制算法能够更快地恢复到参考电压值,并取得了最小的电压波动。同时,本文所提出控制算法作用下的电压跟踪误差能够始终保持在预设性能函数的范围内。

随后,当图 5 中的输出电压趋于稳定后将负载的电阻值从 15 Ω 恢复到最初的 40 Ω ,得到的实验结果如图 6 所示。

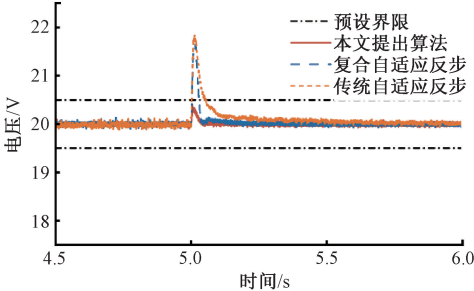


图 6 负载恢复阶段输出电压波形对比

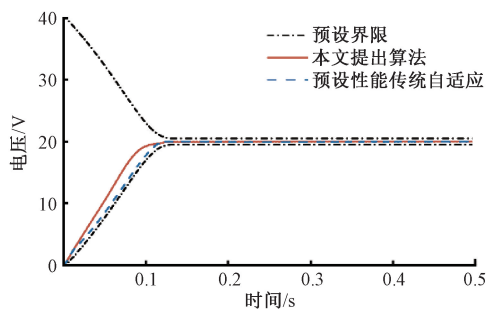
Fig. 6 Output voltage comparison when load recovers

图 6 展示出当负载恢复(突增)时,本文所提出控制算法相较算法 2 与算法 3 能够更快更好地恢复到参考电

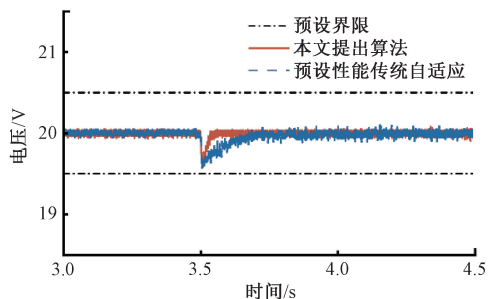
压。同时,本文所提出控制算法依旧可以使电压跟踪误差始终保持在预设性能函数的范围内,而另外两种对比控制算法作用下的跟踪误差均超出了预设性能函数的稳态值。

4.4 自适应算法对比实验结果

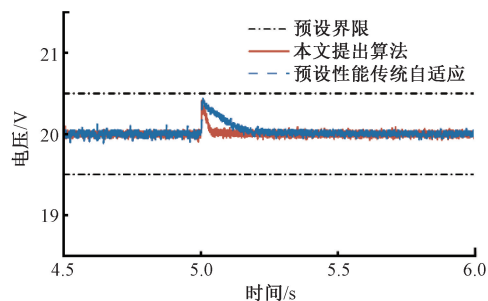
进一步,为了更直观地表现出复合自适应与传统自适应的函数逼近效果及其对电压控制性能的影响,将算法3的传统自适应反步法与指定时间预设性能控制相结合升级为预设性能传统自适应控制,并与本文所提出控制算法进行对比,其对比结果如图7所示。



(a) 启动阶段输出电压对比
(a) Output voltage comparison in the startup process



(b) 负载突减阶段输出电压对比
(b) Output voltage comparison when load drops



(c) 负载恢复阶段输出电压对比
(c) Output voltage comparison when load recovers

图7 不同自适应律输出电压波形对比

Fig. 7 Output voltage comparison under different adaptation laws

根据图7(a)~(c),由于采用了相同的指定时间预设性能函数(4)及参数,本文所提出控制算法与预设性能传统自适应算法作用下的输出电压均能保持在预设范围之内。然而,由采用了复合自适应参数更新律(12),

本文所提出控制算法均能够取得更加优越的暂稳态性能。

进一步,为了更加清晰地呈现复合自适应参数更新律(12)的函数逼近优势,测量了两种自适应算法中自适应律对于负载波动函数 F_1 的逼近结果,如图8所示。

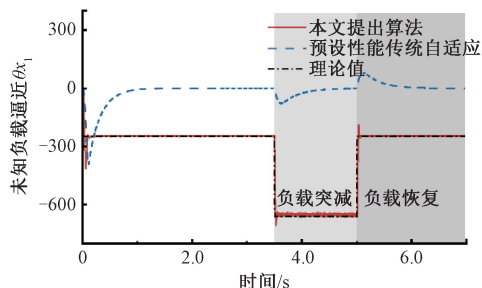


图8 负载波动函数的逼近结果

Fig. 8 Approximation result of the load function

根据图8可以发现,预设性能传统自适应算法存在一定的函数逼近偏差,而本文所提出控制算法能够精确地逼近负载波动函数 F_1 ,再次验证了本文所提出控制算法的优越性。

5 结论

为了提升 Buck 型 DC-DC 变换器系统在负载波动情况下的控制效果,提出了一种复合自适应预设性能控制方案。该方案组合利用预测误差和跟踪误差设计复合自适应参数更新律以处理负载不确定性,通过广义比例积分观测器补偿集总扰动,并利用指令滤波和指定时间预设性能函数来提高控制性能,具有许多优点。首先,相比传统自适应控制,该方案同时保证了高精度的负载波动函数逼近以及高品质的参考电压跟踪。接着,该方案通过观测器补偿剩余参数的不确定性和外部扰动,提高了 Buck 型变换器控制系统的鲁棒性。此外,指定时间预设性能控制的引入使得该方案作用下的输出电压能始终被约束在预设的范围之内,提升了控制的可靠性。理论与实验分析表明,本文所提出控制方案相比现有方案具有更快的收敛速度、更小的跟踪误差以及更强的鲁棒性。

参考文献

- [1] 崔楠, 许家群. Buck 变换器导通模式转换滑模 PI 混合控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 254-262.
- [2] CUI N, XU J Q. Hybrid control strategy with sliding mode and PI controller for Buck converter considering conduction mode [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 254-262.
- [3] DING S H, ZHENG W X, SUN J L, et al. Second-order

- sliding-mode controller design and its implementation for buck converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(5): 1990-2000.
- [3] BI X W, TANG W K S. Flow distribution for electric vehicles under nodal-centrality-based resource allocation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(4): 1309-1318.
- [4] LIU L, ZHENG W X, DING S. An adaptive SOSM controller design by using a sliding-mode-based filter and its application to buck converter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(7): 2409-2418.
- [5] 谢卫才, 彭凡, 颜渐德. 三相Z源逆变器的最优滑模预见重复控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(10): 197-207.
- XIE W C, PENG F, YAN J D. Optimal sliding mode preview repetitive control of three-phase Z-source inverter [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(10): 197-207.
- [6] 尹小明, 岑梁, 徐朝阳, 等. 带式输送系统能源效率双层优化控制 [J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(3): 130-136.
- YIN X M, CENG L, XU ZH Y, et al. Double layer optimal control of energy efficiency of belt conveying systems [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(3): 130-136.
- [7] SAADAT S A, GHAMARI S M, MOLLAEI H. Adaptive backstepping controller design on Buck converter with a novel improved identification method [J]. IET Control Theory & Applications, 2022, 16(5): 485-495.
- [8] 丁力, 夏天, 康绍鹏, 等. 悬停状态下旋翼飞行器人自适应鲁棒控制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(9): 73-79.
- DING L, XIA T, KANG SH P, et al. Adaptive robust control for a rotary-wing flight robot in hovering [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(9): 73-79.
- [9] 闫宏亮, 张嘉楠, 龙虎林. 基于改进滑模趋近律和非线性干扰观测器的PMSM位置跟踪 [J]. 电子测量技术, 2022, 45(13): 104-108.
- YAN H L, ZHANG J N, LONG H L. PMSM position tracking based on improved sliding mode reaching law and nonlinear disturbance observer [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(13): 104-108.
- [10] WANG Z, LI S H, LI Q. Discrete-time fast terminal sliding mode control design for DC-DC buck converters with mismatched disturbances [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(2): 1204-1213.
- [11] YIN Y F, LIU J X, MARQUEZ A, et al. Advanced control strategies for DC-DC Buck converters with parametric uncertainties via experimental evaluation [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(12): 5257-5267.
- [12] XU B, ZHANG R, LI S H, et al. Composite neural learning-based nonsingular terminal sliding mode control of MEMS gyroscopes [J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2020, 31(4): 1375-1386.
- [13] SUN J L, HE H B, YI J Q, et al. Finite-time command-filtered composite adaptive neural control of uncertain nonlinear systems [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2022, 52(7): 6809-6821.
- [14] ZI QUAN Y, ZHANG Y, JIANG B, et al. A review on fault-tolerant cooperative control of multiple unmanned aerial vehicles [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2022, 35(1): 1-18.
- [15] 那靖, 张超, 王娴, 等. 基于未知系统动态估计的机器人预设性能控制 [J]. 控制与决策, 2021, 36(5): 1040-1048.
- NA J, ZHANG CH, WANG X, et al. Unknown system dynamics estimator for prescribed performance control of robotic systems [J]. Control and Decision, 2021, 36(5): 1040-1048.
- [16] XU X C, LIU Q S, ZHANG C L, et al. Prescribed performance controller design for DC converter system with constant power loads in DC microgrid [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2020, 50(11): 4339-4348.
- [17] WANG J X, RONG J Y, YU L. Dynamic prescribed performance sliding mode control for DC-DC buck converter system with mismatched time-varying disturbances [J]. ISA Transactions, 2022, 129: 546-557.
- [18] JIANG B Y, HU Q L, FRISWELL M I. Fixed-time attitude control for rigid spacecraft with actuator saturation and faults [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(5): 1892-1898.
- [19] LIU Y F, ZHAO Y, REN W, et al. Appointed-time consensus: Accurate and practical designs [J]. Automatica, 2018, 89: 425-429.
- [20] SUN J L, PU Z Q, CHANG Y F, et al. Appointed-time control for flexible hypersonic vehicles with conditional disturbance negation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2023, 59(5): 6327-6345.
- [21] WANG J X, WANG F X, WANG G L, et al.

Generalized proportional integral observer based robust finite control set predictive current control for induction motor systems with time-varying disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 4159-4168.

作者简介



张逸, 2021 年于南通大学获得学士学位, 现为江苏大学硕士研究生, 主要研究方向为功率变换器自适应控制。
E-mail: zhangyi@stmail. ujs. edu. cn

Zhang Yi received his B. Sc. degree from Nantong University in 2021. Now he is a

M. Sc. candidate in Jiangsu University. His main research interest includes adaptive control for power converters.



孙金林 (通信作者), 江苏大学电气信息工程学院讲师, 主要研究方向为智能控制与自主系统。

E-mail: jsun@ujs. edu. cn

Sun Jinlin (Corresponding author) is a lecture with the School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang, China. His main research interests include intelligent control and autonomous system.