

Buck变换器的改进型互补滑模控制

蔡中泽, 曾庆双[†], 孙谷昊

(哈尔滨工业大学 航天学院, 黑龙江 哈尔滨 150006)

摘要: 针对Buck变换器系统中存在匹配和不匹配干扰的问题, 本文提出了一种基于干扰观测器(DOB)的改进型互补滑模控制(CSMC)策略. 首先, 建立存在多重干扰的Buck变换器数学模型, 将模型改写为标准二阶积分型控制对象, 将式中干扰统一为匹配干扰和不匹配干扰. 其次, 设计2个DOB分别估计匹配干扰和不匹配干扰, 实现有限时间内跟踪干扰信号, 以抵消各种不确定性对系统的影响. 然后, 设计互补滑模面, 提出基于等效控制的改进型互补滑模控制律, 保留边界层内鲁棒性的同时, 提升控制器的动态性能, 减小静态误差, 拓宽边界层参数选择范围. 最后, 基于李雅普诺夫理论证明所提出控制器的稳定性. 数字仿真表明, 提出的改进型CSMC控制器结合DOB的总体控制方案能够有效抑制系统匹配和不匹配干扰, 同时获得更快的收敛速度以及更高的跟踪精度.

关键词: Buck变换器; 匹配和不匹配干扰; 干扰观测器; 改进型互补滑模控制; 鲁棒性; 李雅普诺夫稳定

引用格式: 蔡中泽, 曾庆双, 孙谷昊. Buck变换器的改进型互补滑模控制. 控制理论与应用, 2023, 40(10): 1873 – 1879

DOI: 10.7641/CTA.2023.20365

Improved complementary sliding mode control for Buck converter

CAI Zhong-ze, ZENG Qing-shuang[†], SUN Gu-hao

(School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150006, China)

Abstract: An improved complementary sliding mode control(CSMC) strategy based on the disturbance observer (DOB) is proposed in this paper to solve the control problem of Buck converter system with matched and mismatched disturbance. Firstly, the mathematical model of Buck converter with many kinds of disturbance was established, we rewrite it to a standard second-order cascade control system. The lumped disturbance in the formula was combined, separately, as matched and mismatched disturbances. Secondly, two DOBs are designed to estimate the matched and mismatched disturbance respectively in the system equation, which can track the disturbance signal in finite time, so the controller can suppress the influence of various uncertainties in the system. Then, the complementary sliding mode surface is designed and an improved complementary sliding mode reaching law based on the equivalent control is proposed, which preserves the robustness inside the boundary layer, improves the dynamic performance of the controller, reduces the static error, and broadens the selection range of boundary layer parameter. Finally, the stability of the controller is proved based on the Lyapunov theory. Digital simulation shows that the proposed improved CSMC controller combined with DOB can effectively suppress the matched and mismatched disturbance, achieve a faster convergence rate and higher tracking accuracy.

Key words: Buck converter; matched and mismatched disturbances; disturbance observer; improved complementary sliding mode control; robustness; Lyapunov stability

Citation: CAI Zhongze, ZENG Qingshuang, SUN Guhao. Improved complementary sliding mode control for Buck converter. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(10): 1873 – 1879

1 引言

近年来, 微电网技术快速发展, 其中, 分布式可再生能源所占比重逐渐增大, Buck变换器在其中发挥着重要作用. Buck变换器是一种电力电子设备, 广泛应用于电动汽车^[1]、光伏系统^[2]、直流电机驱动器^[3]、时变电源和负载的电压调节系统^[4]等. 由于存在开关操作, Buck变换器也是一个混沌的、时变的非线性系统,

因此在某些情况下对变换器进行控制是很困难的. Buck变换器的主要控制目标是将输出电压迅速准确地调节到参考值. 由于工况存在各种不确定性和外部扰动, 如元件参数摄动、负载变化等, 复杂的不确定性对Buck变换器的正常工作产生很大的影响, 同时, 一些特殊应用场景对Buck变换器控制系统的动态响应和稳态误差提出了更高的要求. 因此, 如何在系统中

收稿日期: 2022-05-07; 录用日期: 2023-03-10.

[†]通信作者. E-mail: zqshuang@hit.edu.cn; Tel.: +86 451-86402350-4102.

本文责任编辑: 张承慧.

国家自然科学基金项目(61673130)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61673130).

存在多重干扰下, 保证Buck变换器的鲁棒性, 提升系统性能指标, 成为学者们的研究焦点。

比例-积分-微分控制 (proportional-integral-derivative control, PID) 是Buck变换器应用最广泛的控制策略^[5]。文献[6]利用反馈线性化方法, 建立平衡点小邻域内的线性化信号模型, 实现系统的闭环稳定性。然而这两种方法对干扰相对敏感, 线性化方法并不能有效地抑制非匹配干扰。为此, 学者们针对该问题提出了多种非线性控制策略, 如自适应控制^[7]、模型预测控制^[8]、Backstepping反步控制^[9]、分级控制^[10]、 H_∞ 控制^[11]、滑模控制^[12-13] (sliding mode control, SMC) 等。在这些非线性控制策略中, SMC策略受到了广泛的关注。文献[14]针对非线性系统提出了非奇异快速终端滑模控制, 文献[15]利用扩张状态观测器处理匹配干扰, 进一步提升了系统的鲁棒性和动态性能, 但不能有效抑制不匹配干扰。文献[16]提出了新型干扰观测器, 解决了不匹配干扰抑制问题。文献[17]将SMC与迭代学习控制相结合用于永磁同步电机控制系统, 改善了系统的鲁棒性, 但其中高增益的切换控制项存在会使系统产生严重的抖振, 且只适用于抑制系统周期性扰动, 可能会放大非周期性随机误差。文献[18]提出互补滑模控制 (complementary sliding mode control, CSMC) 和自适应律结合的算法, 有效削弱了抖振, 减小了系统跟踪误差。文献[19]结合CSMC和迭代学习控制, 提升了电机控制系统的性能。文献[20]提出了基于干扰观测器 (disturbance observer, DOB) 和普通多寡次趋近律的控制算法, 文献[21]提出基于DOB的分数阶SMC控制算法。

根据以上分析, 本文提出了一种基于DOB的改进型互补滑模控制器, 提出的DOB能够有限时间追踪系统匹配和不匹配干扰, 同时设计互补滑模面和新型互补滑模控制算法, 有效提高了系统的鲁棒性和动态性能, 得到更高精度的稳态跟踪误差。

2 Buck变换器数学模型

一般来说, Buck变换器包括电源输入环节 (V_{in})、切换器 (S_w)、二极管 (D)、电感 (L)、电容 (C)、负载电阻 (R), 如图1所示。

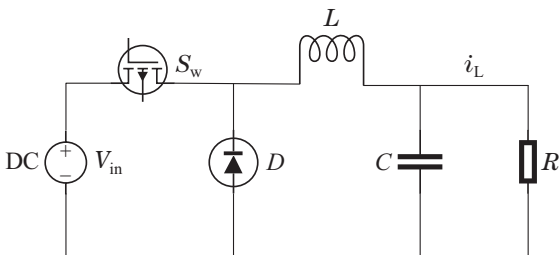


图1 Buck变换器框图

Fig. 1 Block diagram of Buck converter

理想情况下, 当切换器 S_w 状态为ON时, 系统的数

学模型可以写为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - v_0), \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_0}{R}), \end{cases} \quad (1)$$

当切换器 S_w 状态为OFF时, 系统的数学模型可以写为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_0}{L}, \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_0}{R}), \end{cases} \quad (2)$$

结合式(1)-(2), 得到如下Buck变换器数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(\mu V_{in} - v_0), \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - \frac{v_0}{R}), \end{cases} \quad (3)$$

式中 μ 代表切换器, 取值为1时代表状态为ON, 取值为0时状态为OFF。控制器 U 决定 μ 的取值。

由于实际系统中始终存在负载变化和外部扰动等不确定性, 这会导致控制对象的实际数学模型与理想模型存在偏差。因此本文考虑实际工作状态, 建立如下存在干扰的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_0 + \Delta L}(\mu(V_{in0} + \Delta V_{in}) - v_0) + d_1(t), \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C_0 + \Delta C}(i_L - \frac{v_0}{R_0 + \Delta R}) + d_2(t), \end{cases} \quad (4)$$

其中: L_0, C_0, R_0, V_{in0} 是Buck变换器内部元件的标称参数值, $\Delta L, \Delta C, \Delta R, \Delta V_{in}$ 是元件在工况中可能存在温度变化或输入电压波动导致的参数摄动, $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$ 是系统作用直接在电流通路和电压通道上的总扰动, 包括复杂的未建模动态和外部干扰。

假设 1 未知干扰 $d_1(t)$ 和 $d_2(t)$ 有界。

将模型的干扰项合并, 得到系统的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_0}(\mu V_{in0} - v_0) + D_2(t), \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C_0}(i_L - \frac{v_0}{R_0}) + D_1(t), \end{cases} \quad (5)$$

其中: $D_1(t), D_2(t)$ 表示为

$$D_2(t) = \frac{\mu \Delta V_{in} L_0 - \mu \Delta L V_{in0} + \Delta L v_0}{(L_0 + \Delta L) L_0} + d_1(t),$$

$$D_1(t) = \frac{v_0 \Delta R}{R_0(R_0 + \Delta R)(C_0 + \Delta C)} + \frac{v_0 \Delta C - i_L \Delta C R_0}{C_0 R_0 (C_0 + \Delta C)} + d_2(t).$$

注 1 由式(5)可知, 系统存在匹配干扰和不匹配干扰, 传统的滑模变结构控制器不能够很好地处理不匹配干扰^[16]。

本文的目标是设计基于DOB的新型互补滑模控制器, 使Buck变换器输出电压 v_0 能够在不匹配干扰

$w_1(t)$ 和匹配干扰 $w_2(t)$ 的作用下,跟踪理想输入参考电压信号 v_{ref} .

3 DOB设计

为直观起见,本节将式(5)变换为如下二阶积分标准型控制对象:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + w_1(t), \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, t) + gu + w_2(t), \end{cases} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{aligned} x_1 &= v_0, \quad x_2 = \frac{1}{C_0} (i_L - \frac{V_0}{R_0}), \\ f(x_1, x_2, t) &= -\frac{1}{C_0 L_0} x_1 - \frac{1}{C_0 R_0} x_2, \quad g = \frac{V_{in0}}{C_0 L_0}, \\ w_1(t) &= D_1(t), \quad w_2(t) = \frac{1}{C_0} D_2(t) - \frac{1}{C_0 R_0} D_1(t). \end{aligned}$$

注 2 显然,控制增益 $g > 0$,在假设1的前提下,存在正常数 w_1^* 和 w_2^* 使得

$$w_1^* = \sup_{t>0} |w_1(t)|, \quad w_2^* = \sup_{t>0} |w_2(t)|$$

成立.

假设 2 干扰函数 $w_1(t)$ 一阶可微且导数有界,满足 $\lim_{t \rightarrow +\infty} \dot{w}_1(t) = 0, w_{1d}^* = \sup_{t>0} |\dot{w}_1(t)|$.

将系统状态方程(6)的2个微分方程分别看做2个观测对象,则匹配干扰 w_1 和不匹配干扰 w_2 可分别利用不同阶数的DOB进行观测.根据文献[22], \dot{x}_1 式的阶数 j 是2, \dot{x}_2 式的阶数 j 为1,可以建立如下干扰观测器:

$$\begin{cases} \dot{z}_{01} = v_{01} + x_2, \\ v_{01} = \\ -\lambda_{01} L_1^{\frac{1}{3}} |z_{01} - x_1|^{\frac{2}{3}} \text{sgn}(z_{01} - x_1) + z_{11}, \\ \dot{z}_{11} = v_{11}, \\ v_{11} = \\ -\lambda_{11} L_1^{\frac{1}{2}} |z_{11} - v_{01}|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(z_{11} - v_{01}) + z_{21}, \\ \dot{z}_{21} = v_{21}, \\ v_{21} = -\lambda_{21} L_1 \text{sgn}(z_{21} - v_{11}) \end{cases} \quad (7)$$

和

$$\begin{cases} \dot{z}_{12} = v_{12}, \\ v_{12} = -\lambda_{12} L_2 \text{sgn}(z_{12} - v_{02}), \\ \dot{z}_{02} = v_{02} + f(x_1, x_2, t) + gu, \\ v_{02} = -\lambda_{02} L_2^{\frac{1}{2}} |z_{02} - x_2|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(z_{02} - x_2) + z_{12}, \end{cases} \quad (8)$$

其中:DOB状态量为 $z_{ij}, i=1, 2, 3, j=1, 2$,其中, $z_{01}, z_{11}, z_{21}, z_{02}, z_{12}$ 分别是 $x_1, w_1, \dot{w}_1, x_2, w_2$ 的观测值,定义干扰观测器误差为

$$\begin{cases} e_{01} = z_{01} - x_1, \\ e_{11} = z_{11} - w_1, \\ e_{21} = z_{21} - \dot{w}_1, \\ e_{02} = z_{02} - x_2, \\ e_{12} = z_{12} - w_2, \end{cases} \quad (9)$$

由文献[22]可知,若观测器输入信号 $x_1(t), x_2(t), u(t)$ 勒贝格可测且有界,跟踪信号 $w_1(t), w_2(t)$ 满足假设1和2, ϵ 为任意正常数,那么存在充分大的参数 $\lambda_{ij}, i=1, 2, 3, j=1, 2$,使得系统能够在有限时间内建立如下不等式:

$$\begin{cases} e_{01} \leq \mu_{01} \epsilon, \\ e_{11} \leq \mu_{11} \epsilon^{\frac{2}{3}}, \\ e_{21} \leq \mu_{21} \epsilon^{\frac{1}{3}}, \\ e_{02} \leq \mu_{01} \epsilon, \\ e_{12} \leq \mu_{11} \epsilon^{\frac{1}{2}}, \end{cases} \quad (10)$$

式中: μ_{ij} 依赖于 $\lambda_{ij}, i=1, 2, 3, j=1, 2$ 的选择,为正常数.

显然,本节提出的干扰观测器(7)–(8)能够在有限时间内实现 $e_{ij} \rightarrow 0$,即跟踪误差信号 w_1, w_2 和 \dot{w}_1 .

4 CSMC设计

CSMC的设计过程与传统滑模控制一样,分为2个步骤:设计滑模面和设计控制律.

定义Buck变换器跟踪误差为

$$e = x_1 - v_{ref}. \quad (11)$$

4.1 互补滑模面设计

为满足Buck变换器系统的高精度控制设计要求,本节引入互补滑模控制器替代传统滑模控制.互补滑模面能够显著减小滑模变量 S 的误差^[23],满足系统高精度要求的同时保证系统的鲁棒性.互补滑模的目的是使变量 $e(t), \dot{e}(t)$ 和 $\int_0^t e(t)$ 沿积分滑模和互补滑模面的交集向零点收敛,达到稳定.

设计如下广义滑模面:

$$S_g = (p + \beta)^n \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (12)$$

式中: $p = \frac{d}{dt}$ 是微分算子, $\beta > 0$ 是滑模面常数, n 是设计互补滑模面阶数,则空间中与其正交的互补滑模面定义为

$$S_c = (p + \beta)^{n-1} (p - \beta) \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (13)$$

本文控制对象为二阶系统,所以 $n = 2$,得到如下广义滑模面:

$$S_g(t) = \dot{e} + 2\beta e + \beta^2 \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (14)$$

互补滑模面设计为

$$S_c(t) = \dot{e} - \beta^2 \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (15)$$

由式(14)–(15),可以得到2个滑模面之间的关系为

$$\dot{S}_c(t) + \beta S(t) = \dot{S}_g(t), \quad (16)$$

其中: $S(t)$ 是滑模面之和,即 $S(t) = S_c(t) + S_g(t)$.

4.2 控制器设计

基于等效控制方法,设计滑模控制器

$$u(t) = u_{eq} + u_{r1}, \quad (17)$$

其中:

$$u_{eq} = -\frac{1}{g}[f(x_1, x_2, t) + z_{12} + z_{21} - \ddot{v}_{ref} + \beta(2\dot{e}(t) + \beta e(t) + S_g(t))],$$

$$u_{r1} = -\frac{1}{g}[\zeta|S|^\psi \text{sgn}S + k^* \text{sgn}S],$$

式中: ζ 和 k^* 是正常数, sgn 为符号函数, ψ 为边界层参数,表示为

$$\psi = \begin{cases} \nu, & |S| < \phi, \\ 0, & |S| \geq \phi, \end{cases}$$

其中 ϕ 为小正常数.

控制系统框图如图2所示.

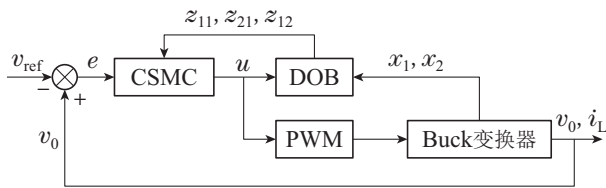


图2 Buck变换器闭环控制系统框图

Fig. 2 Closed-loop control system block diagram of Buck converter

注3^[23] 应用二阶互补滑模面的控制器相比传统滑模面能够减少 $\frac{1}{2}$ 的系统稳态误差. 系统(6)在不考虑干扰的情况下,当控制输入为式(17)时,状态点在滑模面(13)及其邻域 Φ 内运动时,其误差边界为

$$|e^{(i)}| \leq \frac{1}{2}(2\beta^{(i)})\frac{\Phi}{\beta}, \quad i = 0, 1. \quad (18)$$

注4 注意到本节采用了不同于文献[18, 20]的sat函数来代替切换函数,虽然连续可微的sat函数能够有效减小由高增益切换环节带来的抖振影响,但是同时会使整个控制器失去在边界层内的鲁棒性. 针对固有高频切换属性的Buck变换器,其系统中存在多种干扰,使用sat函数可能会导致系统稳态误差增大,调整时间变长,而且其对饱和函数的边界选取过于激进,文献[24]将边界值选取为0.001,在实际工程中很难实现. 因此,本文采用改进型幂次趋近律配合切换控制项 $\text{sgn}S$. 分别设计参数,当 $|S|$ 远离滑模面时,幂次项的存在能够有效提升远端趋近速度. 当 $|S|$ 逼近滑模面上,幂次项也能够显著减小 $\text{sgn}S$ 项的增益 k^* ,达到减小抖振的目的.

5 稳定性证明

本节基于Lyapunov稳定性理论,证明控制系统的稳定性.

定理1 针对存在干扰的Buck变换器(6),基于干扰观测器(7)–(8)和互补滑模控制(15)(17)的控制器能够实现对系统参考输入电压 v_{ref} 的有限时间跟踪.

证 定义如下Lyapunov函数:

$$V = \frac{1}{2}S_c^2 + \frac{1}{2}S_g^2, \quad (19)$$

对式(19)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_g\dot{S}_g + S_c\dot{S}_c = S_g\dot{S}_g + (S - S_g)(\dot{S}_g - \beta S) = \\ &= S(\dot{S}_g - \beta S_c) = \\ &= S(\ddot{e} + 2\beta\dot{e} + \beta^2 e - \beta S + \beta S_g), \end{aligned} \quad (20)$$

将上式代入式(11)(17)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(-\beta S + f(x) + gu + w_2 + \dot{w}_1 - \\ &= \ddot{v}_{ref} + \beta(2\dot{e} + \beta e + S_g)) = \\ &= S(-\beta S - e_{12} - e_{21} - \\ &= \zeta|S|^\psi \text{sgn}S - k^* \text{sgn}S), \end{aligned} \quad (21)$$

DOB跟踪误差 e_{12}, e_{21} 将在有限时间内收敛至零,因此上式变为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S(-\beta S - \zeta|S|^\psi \text{sgn}S - k^* \text{sgn}S) = \\ &= -\beta S^2 - \zeta|S|^{\psi+1} - k^*|S| \leq 0, \end{aligned} \quad (22)$$

式中: $|S| \geq \phi$ 时, k^*, ζ 为正值,这确保了任意初始的位置跟踪误差都能在有限时间内到达边界层,使得 $|S| \leq \phi$. 此外,根据注3,位置跟踪误差的最终边界限定为

$$\begin{cases} |e| \leq \frac{\phi}{2\beta}, \\ |\dot{e}| \leq \phi, \end{cases}$$

根据以上论述,2个滑模面(S_g, S_c)在控制作用下均能够趋近于0,满足滑模面到达条件,那么始于边界层外的跟踪误差能够在趋近律的作用下有限时间内到达边界层,且沿着2个滑模面的交集($S_g = S_c = 0$)向平衡点的邻域滑动,使误差变量 $e(t), \dot{e}(t)$ 和 $\int_0^t e(t)$ 向零点的邻域收敛. 因此,可以保证CSMC系统的稳定性和在有限时间内封闭区域的跟踪误差的收敛性. 此外,与传统SMC系统相比,系统的瞬态响应也有所改善,因为2个滑动面可以看作是相互独立的,而2个滑动面的交面约束了系统的状态轨迹. 令跟踪误差在系统始终存在匹配和不匹配干扰的情况下实现有限时间收敛. 证毕.

6 仿真实验

本节基于数字仿真平台,建立Buck变换器完整控制模型,进行仿真并分析结果.

Buck变换器的各项参数如表1所示,设定系统的参考输出电压 $v_{ref} = 10 \text{ V}$.

表 1 Buck变换器参数

元件	符号	单位	标准值
输入电压	V_{in}	V	20
负载电阻	R_0	Ω	100
电感	L_0	mH	2.0
电容	C_0	mF	1.1

DOB的各项参数如表2所示.

表 2 干扰观测器参数

DOB1	DOB2
$\lambda_{01} = 2$	$\lambda_{02} = 2$
$\lambda_{11} = 1.5$	$\lambda_{12} = 3$
$\lambda_{21} = 2$	-
$L_1 = 1200$	$L_2 = 70$

控制器的各项参数如表3所示.

表 3 CSMC控制器参数

参数		
$\beta = 20$	$\zeta = 10$	$k^* = 10$
$\psi = 1$	$\phi = 0.1$	

6.1 DOB跟踪性能分析

Buck变换器在工作中始终存在多重干扰,为合理分析本文提出DOB的跟踪性能,不失一般性地,令 $w_1 = 2 \cos t + 0.5 + 0.1x_1 + 0.5x_2$, $w_2 = 0.5 \sin t + 1$. DOB跟踪误差如图3-5所示.

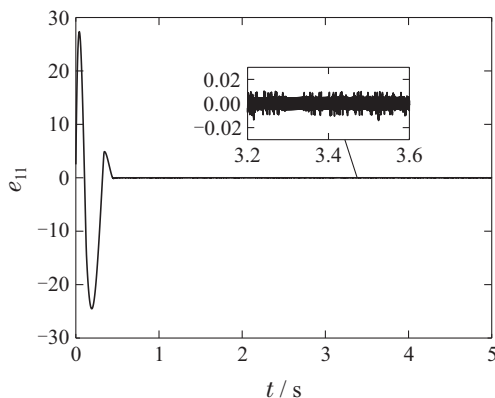


图 3 w_1 跟踪误差

Fig. 3 Tracking error of w_1

显然,干扰观测器能够在有限时间内跟踪匹配干扰 w_1 和不匹配干扰 w_2 ,跟踪误差在允许范围内.对比跟踪误差曲线可知,图4跟踪误差信号 \dot{w}_1 时,稳态误差明显增大,这是由于 \dot{w}_1 信号中包含控制信号的高频切换成分,实际工作模型中没有 w_1 的导数这一项,对二

阶DOB的性能要求更高,因此,相比较图3和图5,图4的跟踪误差更大,但是基于DOB收敛性分析,此仿真结果依然在合理范围内,在滑模控制器中,会根据状态分析合理地设定控制器参数.

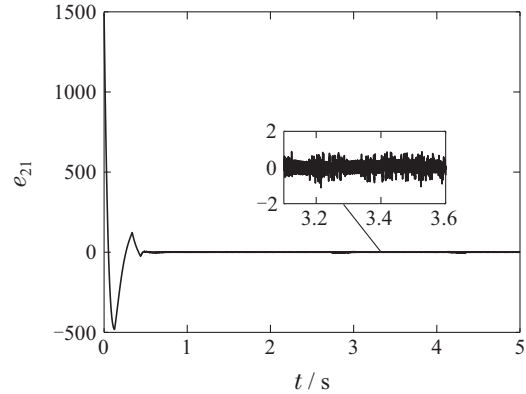


图 4 \dot{w}_1 跟踪误差

Fig. 4 Tracking error of \dot{w}_1

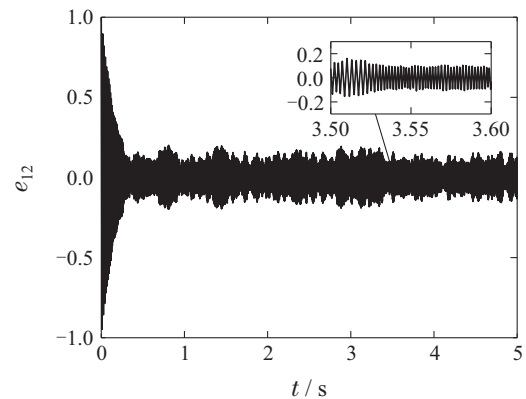


图 5 w_2 跟踪误差

Fig. 5 Tracking error of w_2

6.2 含有DOB的CSMC控制器误差分析

保持上述干扰信号 $w_1 = 2 \cos t + 0.5 + 0.1x_1 + 0.5x_2$, $w_2 = 0.5 \sin t + 1$ 不变,利用本文提出基于DOB的CSMC控制器进行仿真.传统SMC控制器并不能有效抑制非匹配干扰,因此,本节采用传统滑模控制(traditional SMC, TSMC)和DOB的控制方案作为对比. DOB参数不变如表2所示,传统SMC控制器及滑模面定义为

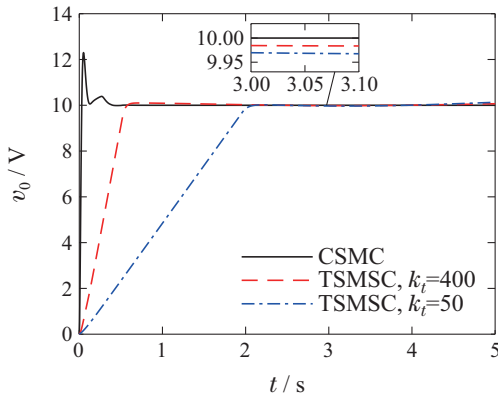
$$S_T = \dot{e} + ce,$$

$$u_T = -\frac{1}{g} [f(x_1, x_2, t) + z_{12} + z_{21} + cx_2 + 2z_{11} + k_t \operatorname{sgn} S].$$

其中: $c = 40$, $k_t = 400$ 和50. 仿真结果如图6所示.

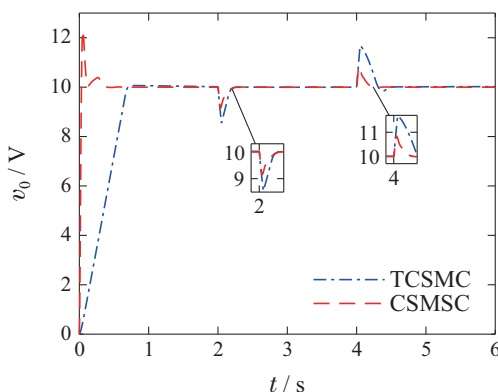
根据图6可以看出,在有匹配干扰和不匹配干扰的情况下,引入DOB的传统SMC控制器能够有效跟踪参考电压, TSMC利用DOB跟踪信号对于扰动动态补偿,这解决了TSMC不能够处理不匹配干扰的问题. 本文

提出的CSMC控制器提供了更快的收敛速度和更高的稳态精度,同时对控制器里的切换环节sgn的增益要求更小,TSMC控制在 $k_t = 50$ 时调整速度慢,稳态误差高,而且在不匹配干扰的作用下,尽快能够收敛,但仍存在稳态中的输出波动,将增益提升到 $k_t = 400$ 后,系统的跟踪速度显著提升,稳态误差也减小,但仍然不如本文提出的改进型CSMC控制器,而且这对控制信号的幅值提出了更高的要求,在实际工程操作中,控制信号不可能太大,因此改进型CSMC控制器解决了这个问题.一方面是由于互补滑模控制器的选择理论上减小了误差边界,另一方面是其引入了误差的积分项,这加快了 u 的调整速度,提升了系统的静态性能.

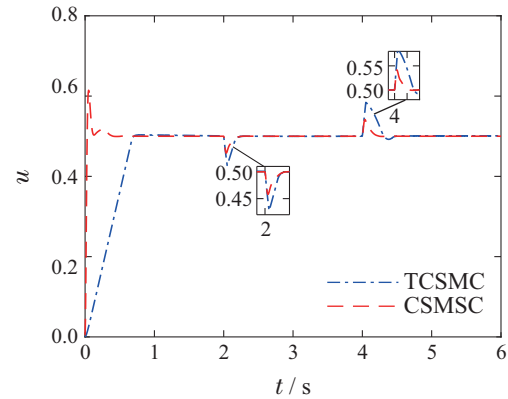
图6 v_0 跟踪曲线Fig. 6 Tracking curves of v_0

6.3 Buck变换器负载电阻变化仿真

Buck变换器在实际工作中不可避免地受到环境干扰,存在负载电阻波动或PWM输入电压波动干扰,这会导致Buck变换器实际模型偏离理想模型,产生误差.因此,针对负载电阻由于温度不稳定而变化的情况,对系统进行仿真.假设负载电阻 R_0 在 $t = 2$ s时刻减少至 50Ω ,在 $t = 4$ s时刻恢复到标准值 100Ω ,仿真结果如图7所示.

图7 v_0 跟踪曲线Fig. 7 Tracking curves of v_0

仿真结果表明,所使用的两种控制器均能在负载电阻突变的情况下有效跟踪系统参考输入电压 v_{ref} ,由于TSMC控制器中切换环节sgn的增益 $k_t = 50$ 时,系统调整速度过慢,因此此环节仅对比CSMC和TSMC的控制效果.显然,本文提出的基于DOB的改进互补滑模控制器提供了更快的收敛速度和更小的电压波动.上节表明稳态情况下CSMC控制器提供更小的误差,不再赘述.同应的,控制信号 u 也调整的更为迅速,仿真可见图8.

图8 控制 u 跟踪曲线Fig. 8 Tracking curves of control signal u

需要注意的是,负载电阻变化的同时,仿真依旧存在匹配和不匹配干扰,这也证明了DOB的性能和基于DOB的互补滑模控制器的稳定性.

7 结论

本文设计了基于DOB的Buck变换器改进型CSMC控制方案,通过分析Buck变换器中存在的参数摄动和内外扰动的问题,将控制模型变换为存在匹配和不匹配干扰的二阶积分模型,利用DOB估计模型中的扰动,解决了TSMC不能有效抑制不匹配干扰的问题.根据Buck变换器系统特性,提出更有针对性的CSMC算法,改进了趋近律,使系统在滑模边界层内不失去鲁棒性的同时,拓宽了边界层厚度的选取范围,提升了系统动态性能.数字仿真结果证明了提出DOB的跟踪性能,设计的控制器在多重干扰作用下保证了系统的稳定性,减小了系统的稳态误差,得到了比CSMC更快的动态响应速度.

参考文献:

- [1] FANG Y, KONG H, LIU T. Nonlinear disturbance observer-based sliding mode control for the PMSM with matched and mismatched disturbances. *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, 2020: 8837101.
- [2] AYOP R, TAN C W. Rapid prototyping of photovoltaic emulator using buck converter based on fast convergence resistance feedback method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 34(9): 8715 – 8723.
- [3] CHEN X, LIU G. Sensorless optimal commutation steady speed control method for a non-ideal Back-EMF BLDC motor drive system in-

- cluding Buck converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 6147 – 6157.
- [4] SALIMI M, SOLTANI J, MARKDEHI G A, et al. Adaptive nonlinear control of the DC-DC buck converters operating in CCM and DCM. *International Transactions on Electrical Energy System*, 2013, 23(8): 1536 – 1547.
- [5] WANG Z, LI S, LI Q. Continuous nonsingular terminal sliding mode control of DC-DC boost converters subject to time-varying disturbances. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II-Express Briefs*, 2020, 67(11): 2552 – 2556.
- [6] SRIRAM V B, SENGUPTA S, PATRA A. Indirect current control of a single-phase voltage-sourced boost-type bridge converter operated in the rectifier mode. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2003, 18(5): 1130 – 1137.
- [7] BABAZADEH A, MAKSIMOVIC D. Hybrid digital adaptive control for fast transient response in synchronous buck DC-DC converters. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2009, 24(11): 2625 – 2638.
- [8] XU Q, YAN Y, ZHANG C. An offset-free composite model predictive control strategy for DC/DC buck converter feeding constant power loads. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2020, 35(5): 5331 – 5342.
- [9] ZHANG C L, WANY J X, LI S H. Robust control for PWM-based DC-DC buck power converters with uncertainty via sampled-data output feedback. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2015, 30(1): 504 – 515.
- [10] SILVA O, HERNANDEZ V, ANTONIO C. DC/DC buck power converter as a smooth starter for a DC motor based on a hierarchical control. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2015, 30(2): 1076 – 1084.
- [11] BOUKERDJA M, CHOUDER A, HASSAINE L. H_∞ based control of a DC/DC buck converter feeding a constant power load in uncertain DC microgrid system. *ISA Transactions*, 2020, 105: 278 – 295.
- [12] 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. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Regular Papers*, 2020, 67(7): 2409 – 2418.
- [13] YIN Y. Advanced control strategies for DC-DC buck converters with parametric uncertainties via experimental evaluation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Regular Papers*, 2020, 67(12): 5257 – 5267.
- [14] YANG L, YANG J. Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2011, 21(16): 1865 – 1879.
- [15] WANG Shuwang, LI Shengquan, AI Wei, et al. Chattering free sliding mode control based on reduce order extended state observer method for a DC-DC Buck converter system. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(6): 766 – 774.
(王书旺, 李生权, 袁薇, 等. Buck变换器的降阶扩张状态观测器与无抖振滑模控制. *控制理论与应用*, 2021, 38(6): 766 – 774.)
- [16] YANG J, LI S H, YU X H. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(1): 160 – 169.
- [17] CHEN M Y, LU J S. High-precision motion control for a linear permanent magnet ironcore synchronous motor drive in position platform. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2014, 10(1): 99 – 108.
- [18] SU J P, WANG C C. Complementary sliding control of non-linear systems. *International Journal of Control*, 2002, 75(5): 360 – 368.
- [19] JIN Hongyan, ZHAO Ximei. Speed control of permanent magnet linear synchronous motor based on complementary sliding mode control and iterative learning control. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(4): 918 – 924.
(金鸿雁, 赵希梅. 基于互补滑模控制和迭代学习控制的永磁直线同步电动机速度控制. *控制理论与应用*, 2020, 37(4): 918 – 924.)
- [20] WANG Kun, WANG Jianmei, WANG Fang, et al. Sliding mode control for nonlinear system with mismatched uncertainties and application in motor control. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(1): 143 – 150.
(王坤, 王建美, 王芳, 等. 非匹配不确定系统的滑模控制及在电机控制中的应用. *控制理论与应用*, 2019, 36(1): 143 – 150.)
- [21] LIN X, LIU Y, LIU F, et al. Fractional-Order sliding mode approach of Buck converters with mismatched disturbances. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Regular Papers*, 2021, 68(9): 3890 – 3900.
- [22] SHTESSEL Y B, SHKOLNIKOV I A, LEVANT A. Smooth second-order sliding modes: Missile guidance application. *Automatica*, 2007, 43(8): 1470 – 1476.
- [23] JIN Hongyan. *Research on complementary sliding mode control strategy for high precision permanent magnet linear synchronous motor*. Shenyang: University of Technology, 2021.
(金鸿雁. 高精度永磁直线同步电动机互补滑模控制策略研究. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.)
- [24] ZHAO Ximei, LIU Chao, ZHU Guoxin. Adaptive complementary sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor. *Electric Machines and Control*, 2020, 24(7): 39 – 47.
(赵希梅, 刘超, 朱国昕. 永磁直线同步电机自适应非线性滑模控制. *电机与控制学报*, 2020, 24(7): 39 – 47.)

作者简介:

- 蔡中泽 博士研究生, 主要研究方向为滑模控制理论及其应用, E-mail: hitcz@163.com;
- 曾庆双 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为惯导测试设备关键技术, E-mail: zqshuang@hit.edu.cn;
- 孙谷昊 博士研究生, 主要研究方向为智能无人机安全控制, E-mail: sungh@hit.edu.cn.