

直流降压变换器的降阶扩张状态观测器与滑模控制设计与实现

王军晓^{1,2†}, 戎佳艺¹, 俞立¹

(1. 浙江工业大学 信息工程学院, 浙江 杭州 310023 2. 重庆邮电大学 工业互联网与网络化控制教育部重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 本文针对直流降压变换器的负载电阻扰动和输入电压变化等系统不确定因素对输出电压的影响, 提出了基于降阶扩张状态观测器的滑模控制方法(SMC+RESO)。首先设计降阶扩张状态观测器对系统状态, 负载电阻扰动和输入电压变化进行估计, 然后基于估计值利用滑模控制技术设计控制器, 实现对直流降压变换器系统给定电压跟踪的快速性和准确性。值得注意的是, 不同于文[1]所提出的基于扩张状态观测器的滑模控制方法(SMC+ESO), 本文所提出的方法采用降阶扩张状态观测器, 实现简单, 且无需电流传感器, 减小了实际应用的成本。利用Lyapunov稳定性定理从理论上证明了所设计的控制器可以保证闭环系统的稳定性。仿真和实验结果表明, 与已有的基于扩张状态观测器的滑模控制方法相比, 所提出的控制方法更好地改善了系统的跟踪性能和对干扰和不确定性的鲁棒性能, 且减少了成本, 但是牺牲了系统稳态性能。

关键词: 直流降压变换器; 滑模控制; 降阶扩张状态观测器; 参数不确定性和干扰

引用格式: 王军晓, 戎佳艺, 俞立. 直流降压变换器的降阶扩张状态观测器与滑模控制设计与实现. 控制理论与应用, 2019, 36(9): 1486 – 1492

DOI: 10.7641/CTA.2019.80353

Design and implementation of reduced-order extended state observer and sliding mode control for DC–DC buck converter

WANG Jun-xiao^{1,2†}, RONG Jia-yi¹, YU Li¹

(1. College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou Zhejiang 310023, China;

2. Key Laboratory of Industrial Internet of Things and Networked Control Ministry of Education, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Aiming to the influence of system uncertainties such as load resistance disturbances and input voltage changes of the DC–DC buck converter on the output voltage, a sliding mode control method based on a reduced-order extended state observer (SMC+RESO) is proposed. First, a reduced-order extended state observer is designed to estimate the state of the system, disturbance of load resistance, and input voltage variation, then the controller is designed based on the estimated value using the sliding mode control technology to achieve the rapidity and accuracy tracking of the given voltage of the DC–DC buck converter system. It is worth noting that unlike the sliding mode control method based on the extended state observer proposed by [1], the method proposed in this paper uses a reduced-order extended state observer, which is simple to implement and does not require a current sensor, which reduces the cost in practical applications. The Lyapunov stability theorem is used to prove theoretically that the designed controller can guarantee the stability of the closed-loop system. Simulation and experimental results show that compared with the sliding mode control method based on the extended state observer (SMC+ESO). The proposed control method improves the tracking character and robustness to disturbances and uncertainties better, but sacrifices the steady state performance.

Key words: DC–DC buck converter; sliding mode control; reduced-order extended state observer; circuit parameter uncertainties and disturbances

Citation: WANG Junxiao, RONG Jiayi, YU Li. Design and implementation of reduced-order extended state observer and sliding mode control for DC–DC buck converter. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(9): 1486 – 1492

收稿日期: 2018–05–14; 录用日期: 2019–03–13.

†通信作者. E-mail: wjx2017@zjut.edu.cn; Tel.: +86 18795895157.

本文责任编辑: 陈增强.

国家自然科学基金项目(61803335), NSFC–浙江两化融合联合基金项目(U1709213)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61803335) and the NSFC–Zhejiang Joint Fund for the Integration of Industrialization and Informatization (U1709213).

1 引言

电力电子变换器作为电能变换的重要组成部分,被广泛应用于工业系统,如直流电机驱动器、计算机系统、通信设备、汽车系统和高压直流(high voltage direct current, HVDC)传输等^[2-7]. 在实际直流供电设备中,大多工作场合对直流变换器系统的输出电压精度要求越来越高,而且要求系统能够快速地适应各种不同的工作情况^[8-10]. 但由于电压调节受到各种干扰和系统不确定性的影响,例如,负载电阻扰动,输入电压变化,电路参数摄动等^[8,11]. 各种不确定因素不可避免地会降低功率转换的质量和效率,因此给直流降压变换器的高性能输出电压调节带来巨大挑战.

针对上述问题,传统的比例积分(PID)控制器由于实施方法简单被广泛应用,但其控制精度有限,特别是在存在较大干扰或不确定性的情况下^[12]. 其他现代先进控制方法,如滑模控制(sliding mode control, SMC)^[11,13]、自适应控制^[14]、最优控制^[15]、预测控制^[16]、几何方法^[17]都可以在不同方面改善直流变换器系统的性能. 但这些方法中的控制器不能对扰动快速主动地进行处理,则闭环系统在有扰动时很难达到快速且高精度的电压输出性能.

由于外界干扰和模型参数不确定性的不良影响,近年来,学者们提出的基于干扰观测器的控制(disturbance observer based control, DOBC)方法越来越多地得到应用^[18]. DOBC的主要优点是可以在不牺牲标称控制性能的前提下提高闭环系统的抗干扰能力^[19-21]. 只要估计准确,它就可以完全补偿系统中的干扰^[22]. 另一种干扰估计技术是扩张状态观测器(extended state observer, ESO),它将集总干扰视为一个新的系统状态. 通过简单的计算观测系统的状态和扰动,然后利用观测的扰动值在前馈通道进行补偿,从而提高系统的性能^[12]. 基于ESO的控制框架(也称为自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC))被广泛应用于工业系统中^[1,23-25].

本文针对直流降压变换器的负载扰动和输入电压变化,提出了一种基于降阶扩张状态观测器的滑模控制方法,用于直流降压变换器的输出电压调节. 首先构造一个新的降阶扩张状态观测器,对系统状态及扰动进行估计,然后基于估计值利用滑模控制技术设计控制器,使直流降压变换器系统的输出电压可以渐近地跟踪参考信号. 该方法易于实现,只需有限的模型和参数信息(即只使用输入电压、负载电阻、滤波电感和滤波电容器的标称值). 仿真和实验结果表明,与基于扩张状态观测器的滑模控制方法相比,本文所提出的控制方法更好地改善了系统的跟踪性能和对干扰和不确定性的鲁棒性能. 同时,该方法无需电流传感器,且实现简单,减少了实际应用中的成本,但是牺牲了系统稳态性能.

2 直流降压变换器的动态模型

一个典型的基于PWM的直流降压功率变换器结构如图1所示,其中: i_L 是电感电流, v_s 是输出电压, v_r 是参考输出电压, L 是电路电感, C 是电路电容, R 是电路负载电阻, V_{in} 是电源电压,占空比函数 $\mu \in [0, 1]$ 是PWM的控制信号. 在实际电路中,负载电阻 R 会随着外界环境的温度变化而不断变化,电源电压也存在波动. R 的标称值定义为 R_0 . V_{in} 的标称值定义为 V_{in0} .

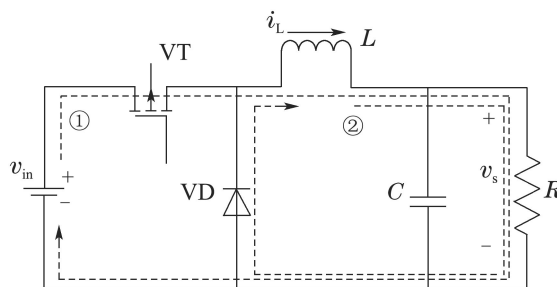


图1 直流降压变换器的电路图

Fig. 1 The circuit diagram of a DC-DC buck converter

变换器的动态模型推导如下.

当开关管开通时,电流流向如图1中①:

$$\begin{cases} V_{in} = L\dot{i}_L + v_s, \\ C\dot{v}_s = i_L - \frac{v_s}{R}; \end{cases} \quad (1)$$

当开关管关断时,电流流向如图1中②:

$$\begin{cases} L\dot{i}_L = -v_s, \\ C\dot{v}_s = i_L - \frac{v_s}{R}; \end{cases} \quad (2)$$

系统平均模型为

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{\mu V_{in}}{L} - \frac{v_s}{L}, \\ \dot{v}_s = \frac{i_L}{C} - \frac{v_s}{CR}. \end{cases} \quad (3)$$

令 $x_1 = e = v_s - v_r$, $x_2 = \dot{x}_1$,进而该模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \ddot{x}_1 = \\ \left[\frac{\mu V_{in0} - v_r}{LC} - \frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{R_0 C} + d, \right. \end{cases} \quad (4)$$

其中 $d = \frac{\mu}{LC}(V_{in} - V_{in0}) + \dot{x}_1\left(\frac{1}{R_0 C} - \frac{1}{RC}\right)$.

3 控制器设计

基于降阶扩张状态观测器的滑模控制结构如图2所示.

首先,基于控制量和输出电压的反馈值构造一个降阶扩张状态观测器,对系统的状态及扰动进行估计,然后利用估计值设计一个滑模控制器,将控制器的控

制量与锯齿波比较得到PWM波,利用PWM波控制直流降压变换器的开关管,使系统的输出电压可以渐进地跟踪参考信号。

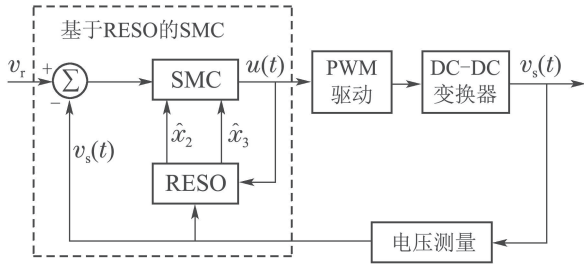


图2 基于降阶扩张状态观测器的滑模控制结构

Fig. 2 Sliding mode control structure based on reduced order extended state observer

3.1 降阶扩张状态观测器的设计

将 d 视为新的状态 x_3 ,假设 d 为变化不甚激烈的扰动^[26],那么 \dot{d} 是有界的,则状态方程(4)可被扩张为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = \frac{\mu V_{in0} - v_r}{LC} - \frac{x_1}{LC} - \frac{x_2}{R_0C} + x_3, \\ \dot{x}_3 = \dot{d}. \end{cases} \quad (5)$$

针对上述变换器系统设计扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_1 = \omega_2 - \iota_1(\omega_1 - x_1), \\ \dot{\omega}_2 = \frac{\mu V_{in0} - v_r}{LC} - \frac{\omega_1}{LC} - \frac{1}{R_0C}\omega_2 + \omega_3 - \iota_2(\omega_1 - x_1), \\ \dot{\omega}_3 = -\iota_3(\omega_1 - x_1), \\ \hat{x}_1 = \omega_1, \hat{x}_2 = \omega_2, \hat{x}_3 = \omega_3, \end{cases} \quad (6)$$

其中: $\iota_1, \iota_2, \iota_3$ 为观测器增益, $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ 分别为 x_1, x_2, x_3 的估计值. 为了使实际实现更加容易,在上述扩张状态观测器的基础上,设计降阶状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{z}_2 = \frac{\mu V_{in0} - v_r}{LC} - \frac{x_1}{LC} - \frac{1}{R_0C}(z_2 + \beta_1 x_1) + z_3 + \beta_2 x_1 - \beta_1(z_2 + \beta_1 x_1), \\ \dot{z}_3 = -\beta_2(z_2 + \beta_1 x_1), \\ \hat{x}_2 = z_2 + \beta_1 x_1, \hat{x}_3 = z_3 + \beta_2 x_1, \end{cases} \quad (7)$$

其中: β_1, β_2 是观测器增益, \hat{x}_2, \hat{x}_3 分别为 x_2, x_3 的估计值. 观测器估计误差被定义为 $\xi_2 = \hat{x}_2 - x_2, \xi_3 = \hat{x}_3 - x_3$,有

$$\begin{cases} \dot{\xi}_2 = -(\beta_1 + \frac{1}{R_0C})\xi_2 + \xi_3, \\ \dot{\xi}_3 = -\beta_2\xi_2 - \dot{d}, \\ \xi_2 = \hat{x}_2 - x_2, \xi_3 = \hat{x}_3 - x_3, \end{cases} \quad (8)$$

其中 \dot{d} 是有界的.

3.2 滑模控制器的设计

设计系统模型(4)的滑模面和控制律为

$$s = z_2 + \beta_1 x_1 + k x_1, \quad (9)$$

$$\mu = \frac{1}{V_{in0}} [LC[-\eta \text{sgn } s + \frac{x_1}{LC} + \frac{1}{R_0C}\hat{x}_2 - k\hat{x}_2 - \hat{x}_3] + v_r], \quad (10)$$

其中 $\eta > 0$.

4 稳定性分析

4.1 观测器稳定性分析

由于本文所考虑的扰动为变化不甚激烈的扰动,则该扰动的微分有界. 那么式(8)可以描述为

$$\dot{\xi} = \begin{bmatrix} -(\beta_1 + \frac{1}{R_0C}) & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \xi + \begin{bmatrix} 0 \\ -\dot{d} \end{bmatrix}, \quad (11)$$

其中 $\xi = [\xi_2 \ \xi_3]^T$.

$$\det(\lambda I - A) = \lambda^2 + (\beta_1 + \frac{1}{R_0C})\lambda + \beta_2 = 0, \quad (12)$$

其中: $\beta_1 + \frac{1}{R_0C} > 0, \beta_2 > 0$, 只要 \dot{d} 是有界的,则系统极点在左半平面,所设计的观测器稳定.

4.2 控制器稳定性分析

选择以下Lyapunov函数:

$$V = \frac{1}{2}s^2. \quad (13)$$

基于式(9)对 V 微分,得到

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} = \\ & s(\dot{z}_2 + \beta_1\dot{x}_1 + k\dot{x}_1) = \\ & s[\frac{\mu V_{in0} - v_r}{LC} - \frac{x_1}{LC} - \frac{1}{R_0C}\hat{x}_2 + \hat{x}_3 - \beta_1\hat{x}_2 + \beta_1x_2 + kx_2] = \\ & s[-\eta \text{sgn } s - (\beta_1 + k)\xi_2] \leq \\ & |s|(-\eta + (\beta_1 + k)|\xi_2|) = \\ & 2^{\frac{1}{2}}(-\eta + (\beta_1 + k)|\xi_2|)(\frac{1}{2}s^2)^{\frac{1}{2}} = \\ & -2^{\frac{1}{2}}(\eta - (\beta_1 + k)|\xi_2|)V^{\frac{1}{2}} < 0, \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $\xi_2 = \hat{x}_2 - x_2$.

由以上分析可知,当 $\eta > (\beta_1 + k)|\xi_2|$ 时(只要 $|\xi_2|$ 有界,则 $(\beta_1 + k)|\xi_2|$ 也有界,总可以取适当的 η 值,使该式成立)系统状态可以从任意初始条件有限时间到达滑动面 $s = 0$. 当 $s = 0$ 时,滑动运动可以描述为

$$\begin{aligned} s &= z_2 + \beta_1 x_1 + k x_1 = \\ & x_2 + k x_1 + \xi_2 = \\ & \dot{x}_1 + k x_1 + \xi_2 = 0, \end{aligned} \quad (15)$$

这意味着

$$\dot{x}_1 = -kx_1 - \xi_2. \quad (16)$$

结合式(12)与式(16), 系统可以描述为

$$\dot{\theta} = \begin{bmatrix} -k & -1 & 0 \\ 0 & -(\beta_1 + \frac{1}{R_0C}) & 1 \\ 0 & -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} \theta + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\dot{d} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

其中 $\theta = [x_1 \ \xi_2 \ \xi_3]^T$.

$$\begin{aligned} \det(\lambda I - A) &= \\ \lambda^3 + (k + \beta_1 + \frac{1}{R_0C})\lambda^2 + \\ (k\beta_1 + \frac{k}{R_0C} + \beta_2)\lambda + k\beta_2 &= 0, \quad (18) \end{aligned}$$

只要 \dot{d} 是有界的, 通过选取合适的参数, 将系统极点配置在左半平面, 使系统稳定. 则闭环系统状态可以沿着滑模面渐近地收敛到原点.

注 1 观测器增益 β_1, β_2 的选择首先应满足式(12), 即 $\beta_1, \beta_2 > 0$. 其次 β_1, β_2 应尽可能选取较大的值, 则观测器系统的特征根位于左半平面且远离虚轴, 可有效提高观测器的观测速度. 进而使观测器估计得到的状态在控制器作用之前补偿给系统, 以增强系统的鲁棒性. 控制器切换增益 η 的选取首先应使式(14)成立, 即 $\eta > -(\beta_1 + k)\xi_2$. 但由于切换增益过大会导致输出响应抖动过大, 则应在保证控制器稳定的前提下尽量取较小的值, 使系统的输出响应尽量平滑. 本文所提出的控制方法不仅适用于控制系统中的常值扰动, 对其他形式的扰动也有控制作用.

5 仿真和实验研究

基于降阶扩张状态观测器的直流降压变换器滑模控制系统实现如图3所示.

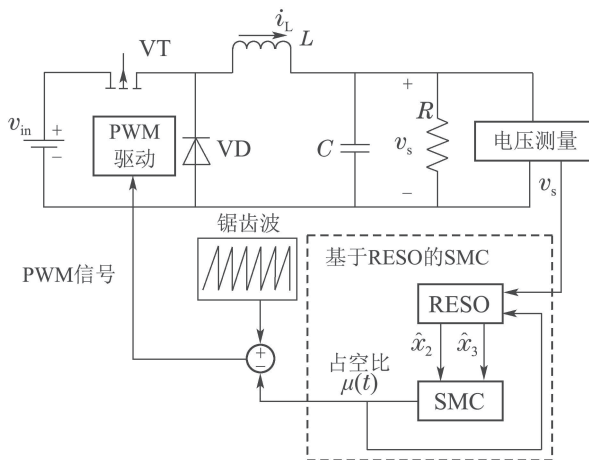


图 3 基于降阶扩张状态观测器的直流降压变换器滑模控制系统的实现

Fig. 3 Realization of sliding mode control method of DC-DC buck converter based on reduced-order extended state observer

在这节中, 通过数值仿真和实验来测试所提出的 SMC+RESO 控制器的性能. 所需的输出电压给定值为 $v_r = 5 \text{ V}$, 系统参数如表1所示.

表 1 DC-DC 降压变换器的参数
Table 1 Parameters of the DC-DC buck converter

参数	符号	标称值
输入电压	V_{in}	10 V
期望输出电压	v_r	5 V
电感	L	4.7 mH
电容	C	1000 μF
负载电阻	R	0~200 Ω

5.1 数值仿真

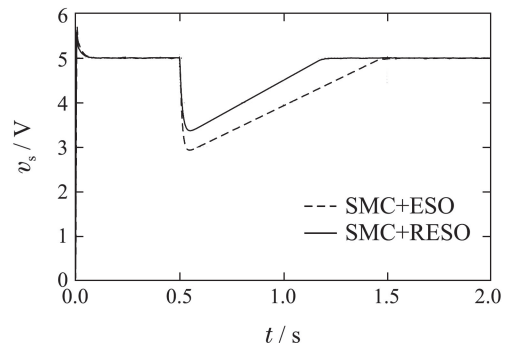
首先, 使用平均模型(4)对直流降压变换器进行仿真. 为了说明本文所提出的基于降阶扩张状态观测器的滑模控制(7)的优点, 将其与基于扩张状态观测器的滑模控制(6)进行比较. 这里的参数选择主要使系统具有相似的动态响应速度来比较两种方法的抗干扰性能, 参数选择为 SMC+ESO:

$$\begin{aligned} t_1 = 900, t_2 = 900, t_3 = 2430000, \\ \eta = 200, k = 50. \end{aligned}$$

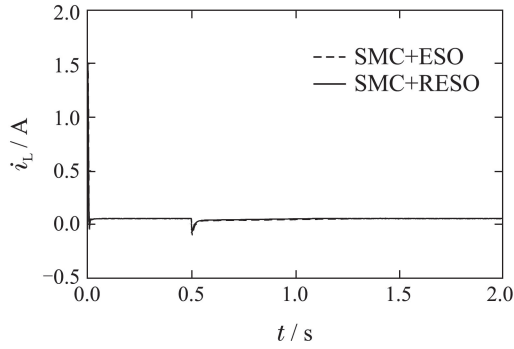
SMC+RESO:

$$\begin{aligned} \beta_1 = 900, \beta_2 = 10200, \\ \eta = 200, k = 50. \end{aligned}$$

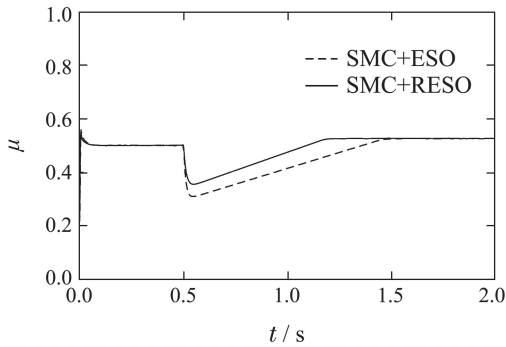
图4和图5显示了在基于观测器(6)–(7)的滑模控制下的闭环性能, 可以看出基于降阶扩张状态观测器的滑模控制与基于扩张状态观测器的滑模控制都具有好的收敛速度. 在此基础上为了进一步验证所提出的方法的抗干扰能力, 对两种方法进行仿真. 首先考虑输入电压变化, 即电压在 0.5 s 时从 10 V 变为 9.5 V. 从图4(a)–4(c)可以看出, SMC+RESO 控制器可以获得更好的闭环系统的抗干扰能力. 其次考虑负载电阻的变化, 即电阻在 0.5 s 时从 94 Ω 变为 50 Ω . 从图5(a)–5(c)可以看出, SMC+RESO 控制器可以获得更好的闭环系统的抗干扰能力.



(a) 输出电压 v_s



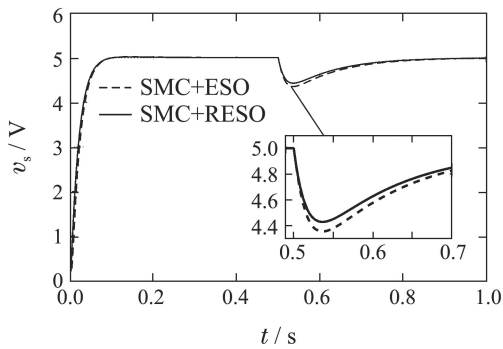
(b) 电感电流 i_L



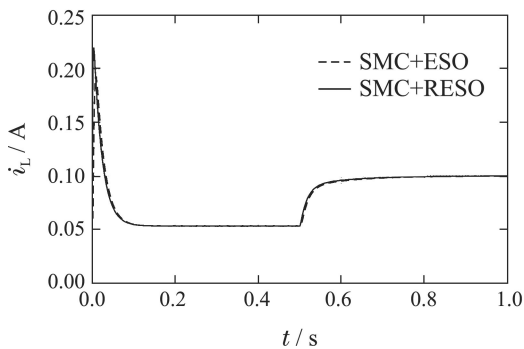
(c) 占空比 μ

图4 当输入电压减小时, SMC+RESO控制器和 SMC+ESO控制器作用下的响应曲线

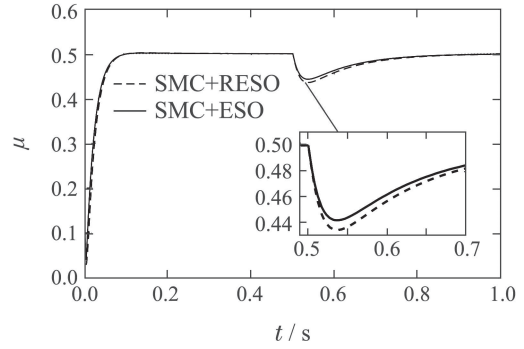
Fig. 4 Response curves under SMC+RESO controller and SMC+ESO controller when the input voltage is decreased (simulation)



(a) 输出电压 v_s



(b) 电感电流 i_L



(c) 占空比 μ

图5 当负载电阻减小时, SMC+RESO控制器和 SMC+ESO控制器作用下的响应曲线

Fig. 5 Response curves under SMC+RESO controller and SMC+ESO controller when the load resistance is decreased (simulation)

5.2 实验结果

为了验证所提出的SMC+RESO控制方法的干扰抑制能力, 将其与SMC+ESO控制方法进行比较. 实验装置如图6所示. 由于Labview易于实现各种信号的输入和输出, 并且提供了简单的图形用户界面模块, 实验中的控制算法用LabView系统来实现, 使用National Instrument的myRIO控制板作为实时控制器. 其中PWM信号是通过比较控制输入与锯齿波波形产生的. 参数选择为 SMC+ESO: $l_1 = 100, l_2 = 50, l_3 = 10000, \eta = 800, k = 100$; SMC+RESO: $\beta_1 = 70, \beta_2 = 5000, \eta = 800, k = 100$.

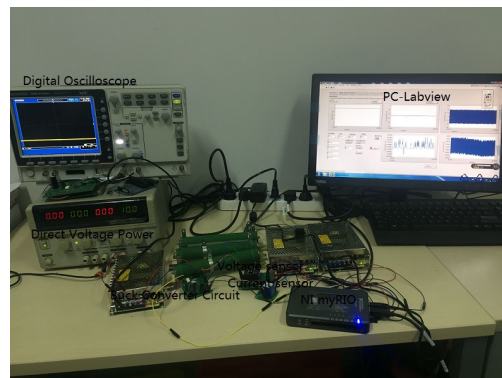


图6 直流降压变换器的实验测试系统

Fig. 6 Experimental test system of the DC-DC buck converter

闭环性能响应曲线如图7和图8所示. 图7(a)–7(c)为输入电压先由10V增大为11V再减小为10V时系统的输出响应曲线, 图8(a)–8(c)为负载电阻先由94Ω减小为50Ω再增大为94Ω时系统的输出响应曲线. 通过比较SMC+RESO控制方法和SMC+ESO控制方法的响应曲线可知, SMC+RESO控制器可以获得更好的闭环系统的抗干扰能力.

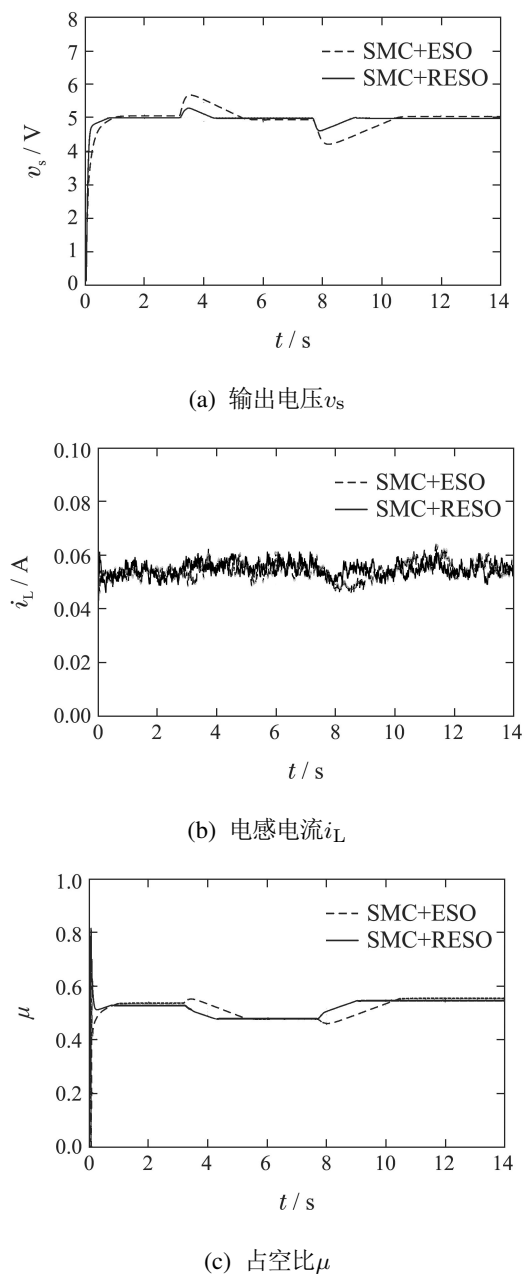


图 7 当输入电压变化时, SMC+RESO 控制器和 SMC+ESO 控制器作用下的响应曲线
 Fig. 7 Response curves under SMC+RESO controller and SMC+ESO controller when the input voltage changes (simulation)

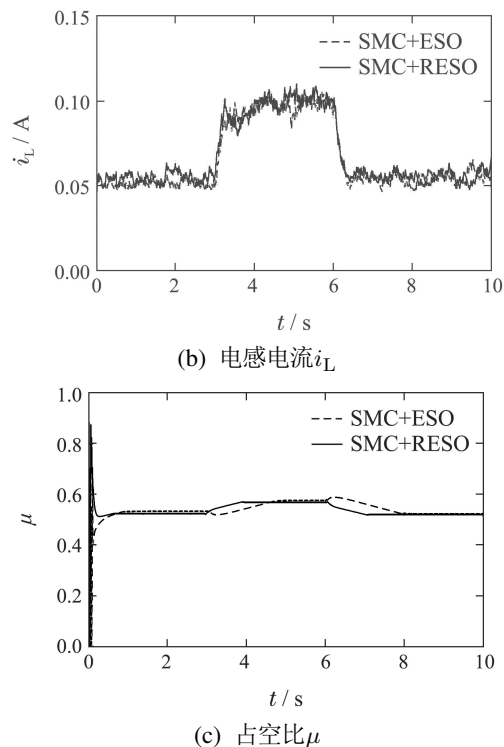
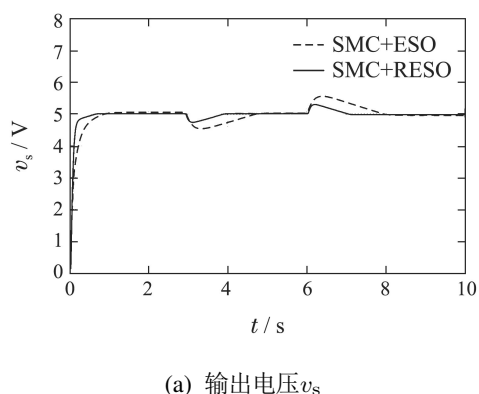


图 8 当负载电阻变化时, SMC+RESO 控制器和 SMC+ESO 控制器作用下的响应曲线

Fig. 8 Response curves under SMC+RESO controller and SMC+ESO controller when the load resistance changes (simulation)

显然, 上述实验可以看出 SMC+RESO 方法和 SMC+ESO 方法都具有较快的闭环响应速度. 但由于 ESO 对测量干扰具有抑制作用, ESO 观测器给系统带来的稳态性能比 RESO 更好. 在相同的切换增益下, 分别在 SMC+RESO 控制方法和 SMC+ESO 控制方法作用下对系统的稳态性能进行比较分析. SMC+RESO 控制器作用下的响应曲线如图 9 所示, SMC+ESO 控制器作用下的响应曲线如图 10 所示. 比较两响应曲线可知, 由于存在电压测量干扰, SMC+ESO 控制器作用下的响应曲线稳态波动幅度比 SMC+RESO 控制器作用下的响应曲线稳态波动幅度小, ESO 对测量干扰有更好的抑制能力, 给系统带了更好的稳态性能, 因此两种方法各有自己的优势.

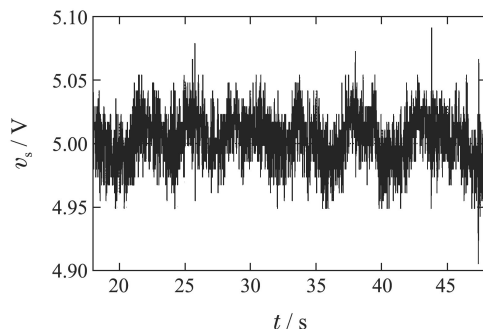


图 9 SMC+RESO 控制器作用下的响应曲线
 Fig. 9 Response curves under SMC+RESO controller

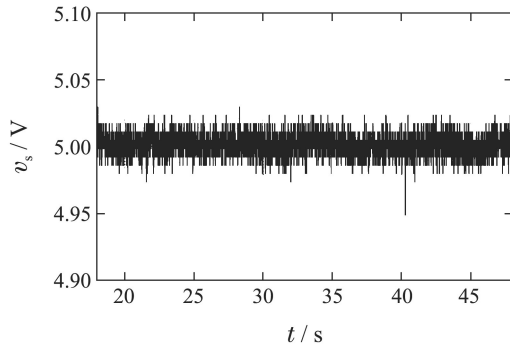


图 10 SMC+ESO控制器作用下的响应曲线

Fig. 10 Response curves under SMC+ESO controller

6 结论

本文研究了降压变换器系统的干扰抑制问题. 利用基于降阶扩张状态观测器的干扰估计技术提出了一种新型的滑模控制器. 与基于扩张状态观测器的滑模控制器相比, 两者都使闭环系统获得了好的跟踪性能; 前者对负载电阻扰动和输入电压变化具有更好的抗干扰能力, 但是牺牲了系统稳态性能. 由于其实现简单且无需电流传感器, 在实际应用中的成本更低.

参考文献:

- [1] WANG J, LI S, YANG J. Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC-DC buck power converter systems with mismatched disturbances. *IET Control Theory and Applications*, 2015, 9(4): 579 – 586.
- [2] SIRA-RAMIREZ H, RIOS-BOLOVAR M. Sliding mode control of DC-to-DC power converters via extended linearization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1994, 41(10): 652 – 661.
- [3] SIRA-RAMIREZ H, ORTEGA R, GARCIAESTEBAN M. Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC Power converters. *Automatica*, 1997, 33(4): 499 – 513.
- [4] FADIL H E, GIRI F. Backstepping based control of PWM DC-DC boost power converters. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Vigo, Spain: IEEE, 2007: 395 – 400.
- [5] LEE J Y, CHAE H J. 6.6-kW onboard charger design using DCM PFC converter with harmonic modulation technique and two-stage DC/DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 61(3): 1243 – 1252.
- [6] SHA J, XU J, ZHONG S, et al. Control pulse combination-based analysis of pulse train controlled DCM switching DC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(1): 246 – 255.
- [7] FLORESI C D, WALTRICH G, FRAIGNEAUD J. DC-DC converter for dual-voltage automotive systems based on bidirectional hybrid switched-capacitor architectures. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(5): 3296 – 3304.
- [8] KUMAR M, GUPTA R. Stability and sensitivity analysis of uniformly sampled DC-DC converter with circuit parasitics. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, 2016, 63(11): 2086 – 2097.
- [9] LEE S, JUNG S, PARK C. Accurate dead-time control for synchronous buck converter with fast error sensing circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, 2013, 60(11): 3080 – 3089.
- [10] FOONG H C, ZHENG Y, TAN Y K. Fast-transient integrated digital DC-DC converter with predictive and feedforward control. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, 2012, 59(7): 1567 – 1576.
- [11] TAN S C, LAI Y M, CHI K T. General design issues of sliding-mode controllers in DC-DC converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(3): 1160 – 1174.
- [12] SUN B, GAO Z. A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1-kW H-bridge DC-DC power converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(5): 1271 – 1277.
- [13] LIU Jinkun, SUN Fuchun. Research and development on the theory and algorithms of sliding mode control. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 407 – 418.
(刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407 – 418.)
- [14] FIGUERES E, GARCERA G, BENAVENT J M. Adaptive two-loop voltage-mode control of DC-DC switching converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(1): 239 – 253.
- [15] OLALLA C, QUEINNEC I, LEYVA R. Robust optimal control of bilinear DC-DC converters. *Control Engineering Practice*, 2011, 19(7): 688 – 699.
- [16] ZHOU G, XU J, JIN Y. Improved digital peak current predictive control for switching DC-DC converters. *IET Power Electronics*, 2011, 4(2): 227 – 234.
- [17] KAPAT S, SHENOY P S, KREIN P T. Near-null response to large-signal transients in an augmented buck converter: a geometric approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(7): 3319 – 3329.
- [18] LI S, YANG J, CHEN W H. *Disturbance Observer-based Control: Methods and Applications*. London, New York: CRC Press, 2014.
- [19] GUO L, CHEN W H. Disturbance attenuation and rejection for systems with nonlinearity via DOBC approach. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2005, 15(3): 109 – 125.
- [20] DAVILA J, FRIDMAN L, LEVANT A. Second-order sliding-mode observer for mechanical systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, 50(11): 1785 – 1789.
- [21] CHEN Mou, JIANG Changsheng, WU Qingxian. Robust H_∞ control for a class of nonlinear uncertain systems with disturbance observer. *Control Theory & Applications*, 2006, 23(4): 611 – 614.
(陈谋, 姜长生, 吴庆宪. 基于干扰观测器的一类不确定非线性系统鲁棒 H_∞ 控制. 控制理论与应用, 2006, 23(4): 611 – 614.)
- [22] WANG J, WANG F, ZHANG Z, et al. Design and implementation of disturbance compensation-based enhanced robust finite control set predictive torque control for induction motor systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2017, 13(5): 2645 – 2656.
- [23] HAN J. From PID to active disturbance rejection control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.
- [24] GAO Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1498 – 1510.
(高志强. 自抗扰控制思想探究. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498 – 1510.)
- [25] YANG J, CUI H, LI S. Optimized active disturbance rejection control for DC-DC buck converters with uncertainties using a reduced-order GPI observer. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I Regular Papers*, 2018, 65(2): 832 – 841.
- [26] HAN Jingqing. Auto disturbances rejection control technique. *Frontier Science*, 2007, 1(1): 24 – 31.
(韩京清. 自抗扰控制技术. 前沿科学, 2007, 1(1): 24 – 31.)

作者简介:

王军晓 讲师, 目前研究方向为交流电机与电力电子系统先进控制, E-mail: wjx2017@zjut.edu.cn;

戎佳艺 硕士研究生, 目前研究方向为电力电子控制, E-mail: 201503080315@zjut.edu.cn;

俞立 教授, 目前研究方向为网络化运动控制, E-mail: lyu@zjut.edu.cn.