

doi:10.6041/j.issn.1000-1298.2018.12.046

基于终端滑模和扰动观测的 Buck 型变换器复合控制技术

高伟^{1,2} 倪媛媛¹ 丁世宏¹

(1. 江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013; 2. 芜湖职业技术学院电气工程学院, 芜湖 241000)

摘要: 目前功率变换器的控制方法以纯状态反馈为主, 当干扰较大时一般需要通过较大的增益来抑制干扰的影响, 而高增益控制器通常会影响到闭环系统的动态或稳态性能。为进一步提高 Buck 型变换器控制系统的动态和稳态性能, 提出了一种基于非奇异终端滑模控制方法和扰动观测技术的复合控制方案。首先, 考虑外界干扰、系统不确定以及参数变化的影响, 建立 Buck 型功率变换器的平均状态模型; 其次, 基于非奇异终端滑模控制方法, 设计滑模控制器, 实现 Buck 型变换器的基本电压调节功能; 最后, 利用扰动观测技术, 构造非线性扰动观测器实现对扰动的观测, 并将扰动观测值作为前馈与状态反馈结合形成复合控制, 进一步改善了系统的性能。仿真和实验验证了所提方法的有效性。

关键词: Buck 型变换器; 终端滑模; 扰动观测

中图分类号: TM46; TP273 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2018)12-0387-06

Composite Controller Design for Buck Converters Based on Terminal Sliding Mode and Disturbance Observer

GAO Wei^{1,2} NI Yuanyuan¹ DING Shihong¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China

2. School of Electrical Engineering, Wuhu Institute of Technology, Wuhu 241000, China)

Abstract: It can be seen from the literature that the existing control methods for the control of DC-DC Buck converters are mostly based on the pure state feedback. When the disturbances are large, the gains of the controllers are usually required to be tuned large enough so as to suppress the adverse effects of disturbances, while the large gains usually affect the dynamic and steady-state performance of the closed-loop systems. To tackle this problem, a composite control scheme was proposed by combining the terminal sliding mode and disturbance observer techniques to further improve the dynamic and steady-state performance of Buck converter's control system. First of all, taking the external disturbance, system uncertainties and parameter perturbations into account, the average state model of DC-DC Buck converters should be firstly built. On this basis, a sliding mode controller by virtue of the non-singular terminal sliding mode control technique was designed for the Buck converter such that the fundamental voltage regulation can be implemented. Finally, by applying the disturbance observer technique, a nonlinear disturbance observer was constructed to estimate the unknown disturbance, and the estimated value as the feedforward term plus the state feedback constitute the composite controller, which can further improve the performance of the closed-loop system. Simulation and experimentation results verified the effectiveness of the proposed method.

Key words: Buck converter; terminal sliding mode; disturbance observer

0 引言

开关电源是一种电能转换装置, 根据人们所需

要的电压或电流, 能够将电压通过不同形式的架构进行转换。对开关电源来说, 其控制系统对其电压调节功能尤为重要, 而控制系统主要取决于控制方

收稿日期: 2018-06-29 修回日期: 2018-08-25

基金项目: 国家自然科学基金项目(61573170、31571571)、江苏省高校优势学科建设工程项目、江苏省杰出青年基金项目(BK20180045)和安徽省教育厅自然科学基金项目(KJ2016A760)

作者简介: 高伟(1981—), 男, 访问学者, 芜湖职业技术学院副教授, 主要从事开关电源研究, E-mail: gaowei@whit.edu.cn

通信作者: 丁世宏(1983—), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事非线性系统控制和 DC-DC 变换器设计研究, E-mail: dsh@mail. ujs.edu.cn

法^[1-2]。工程中的控制方法主要是以 PID 为主的线性控制。尽管 PID 控制易于实现,但该方法大多数情况下只能得到局部控制结果,且参数一般较难整定^[3-4]。特别当扰动较大时,其控制性能往往难以达到期望要求,甚至引起系统失稳。基于此,很多学者提出了功率变换器的非线性控制方法,典型的方法有滑模控制^[5]、模糊控制^[6-7]、神经网络控制^[8-9]以及智能控制^[10-11]等。

滑模控制方法由于具有实现简单、鲁棒性强等很多其他线性控制方法所不具备的优点,近年来在功率变换器的控制设计中得到了广泛的应用^[12-17]。尽管功率变换器的滑模控制已经取得了一些有意义的结果,然而现有结果存在一些共性问题。当干扰较大时,需要通过较大的控制增益才能抑制干扰的影响,而高增益会导致闭环系统的动态和稳态性能变差,甚至会引起系统状态的发散^[18]。此外,由于控制器抖振与滑模控制器的增益成正比,因此高增益也加剧了滑模控制器的抖振问题。终端滑模理论上可以实现状态的有限时间收敛,在工程上具有更好的抗干扰性能。因此利用终端滑模控制技术考虑功率变换器的控制设计可以改善系统的性能。此外,若能够对干扰进行观测,并对其进行补偿,则补偿后系统的误差对系统的影响将会比干扰本身小很多。

基于此,本文提出基于终端滑模控制技术和扰动观测理论相结合的复合控制方案。

1 问题描述

Buck 型变换器的基本电路拓扑如图 1 所示。

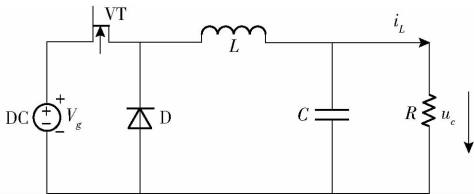


图 1 Buck 型变换器电路图

Fig.1 Circuit diagram of Buck converter

图中,DC 为直流电压源,VT 为开关管,D 为二极管, L 为电感, C 为电容, R 为负载电阻, i_L 为负载电流, u_c 为负载电压, V_g 为电源电压。

由于可控开关管存在开通和关断两种状态,对应变换器也存在两种工作模式。当开关 VT 开通时,功率变换状态可以描述为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_g - u_c) \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_L - \frac{u_c}{R}\right) \end{cases} \quad (1)$$

当开关 VT 关断时,功率变换器状态可以描述为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{u_c}{L} \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_L - \frac{u_c}{R}\right) \end{cases} \quad (2)$$

根据以上两种情况,可以建立 Buck 型功率变换器的一种平均状态模型为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_g\mu - u_c) \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_L - \frac{u_c}{R}\right) \end{cases} \quad (3)$$

式中 μ ——开关状态

进一步,考虑扰动对系统建模的影响,式(3)可以写为

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{\mu(V_g + \Delta V_g) - u_c}{L + \Delta L} + d_1(t) \\ \dot{u}_c = \frac{i_L - \frac{u_c}{R}}{C + \Delta C} \end{cases} \quad (4)$$

其中 ΔV_g 、 ΔL 、 ΔR 、 ΔC 分别表示参数不确定, $d_1(t)$ 表示对应的系统不确定以及外部扰动,并假设其自身及 $\dot{d}_1(t)$ 都是有界的。基于式(4)可得

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{V_g\mu - u_c}{L} + \xi_1(t) \\ \dot{u}_c = \frac{i_L - \frac{u_c}{R}}{C} + \xi_2(t) \end{cases} \quad (5)$$

其中

$$\xi_1(t) = \frac{\mu\Delta V_g L - \mu\Delta L V_g + \Delta L u_c}{(L + \Delta L)L} + d_1(t) \quad (6)$$

$$\xi_2(t) = \frac{u_c \Delta R}{R(R + \Delta R)(C + \Delta C)} + \frac{u_c \Delta C - i_L \Delta C R}{C R(C + \Delta C)} \quad (7)$$

由于 $d_1(t)$ 、 ΔV_g 、 ΔL 、 ΔR 、 ΔC 都为有界变量,因此 $\xi_1(t)$ 和 $\xi_2(t)$ 也为有界的。

功率变换器在实际工况下会受到外部扰动和内部扰动的影响。外部扰动包括电磁干扰、温度、负载等因素,内部干扰主要包括元器件参数的摄动、未建模动态等。传统模型(式(3))并未考虑外部或内部扰动对状态变量的影响。基于此,考虑外部扰动和元器件参数摄动,并结合传统模型式(3),给出了更加符合实际情况的功率变换器模型(式(5))。

控制目标:设计基于非奇异终端滑模和非线性扰动观测器的复合控制方案,使得系统在扰动情况下的输出电压能够快速跟踪上参考值。

2 复合控制器设计

2.1 非奇异终端滑模控制器

定义电压误差为

$$e_1 = u_c - V_{ref}$$

式中 V_{ref} ——输出直流电压参考值

结合式(5),可得系统误差状态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = \frac{V_g}{CL} - \frac{V_{ref}}{CL} - \frac{e_1}{CL} - \frac{e_2}{CR} + D(t) \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{其中 } D(t) = \frac{\xi_1(t)}{C} - \frac{\xi_2(t)}{CR} + \dot{\xi}_2(t) \quad (9)$$

式中 $D(t)$ ——系统扰动

注意到 $d_1(t)$ 及其一阶导数的有界性,根据式(6)、(7)可知,存在常数 d_λ 和 d_δ 使得

$$\begin{cases} |D(t)| \leq d_\lambda \\ |D(t)| \leq d_\delta \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{令 } \frac{V_g}{CL} = g(e), f(e) = \frac{V_{ref}}{CL} + \frac{e_1}{CL} + \frac{e_2}{CR}, \text{ 则误差状态}$$

方程(8)可以改写为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = g(e)u - f(e) + D(t) \end{cases} \quad (11)$$

设计非奇异终端滑模面

$$s = e_1 + \frac{1}{\beta} e_2^{\frac{p}{q}} \quad (12)$$

其中 p, q 为正奇数,且 β, p, q 满足 $\beta > 0, p > q > 0, 1 < \frac{p}{q} < 2$ 。

非奇异终端滑模控制器设计为

$$u = g^{-1}(e) \left(f(e) - \frac{\beta q}{p} e_2^{2-\frac{p}{q}} - K \text{sign}(s) \right) \quad (13)$$

其中 $K > d_\lambda + \eta, \eta > 0$ 为任意实数,则滑动变量 s 可在有限时间内稳定。

若 $\frac{p}{q} = 1$,非奇异终端滑模控制器(13)退化为传统的滑模控制器

$$u = g^{-1}(e) \left(f(e) - \frac{\beta q}{p} e_2 - K \text{sign}(s) \right)$$

另外,控制器(13)中的幂指数 $\frac{p}{q}$ 也可以推广到一般的实数情况,此时控制器(13)可以写为

$$u = g^{-1}(e) \left(f(e) - \frac{\beta q}{p} \text{sign}(e_2) |e_2|^{2-\alpha} - K \text{sign}(s) \right)$$

其中 $1 < \alpha < 2$

闭环系统(11)、(13)的有限时间收敛性分析如下:

结合式(11),对滑模面 s 求导可得

$$\dot{s} = \dot{e}_1 + \frac{p}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{e}_2 =$$

$$e_2 + \frac{p}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} (g(e)u - f(e) + D(t)) \quad (14)$$

将控制器(13)代入式(14)可得

$$\dot{s} = -\frac{p}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} (-K \text{sign}(s) + D(t)) \quad (15)$$

由式(15)可知

$$\begin{aligned} \dot{s} &\leq -\frac{p}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} (K|s| - D(t)s) \leq \\ &-\frac{p}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} |s| (K - |D(t)|) \end{aligned} \quad (16)$$

注意到 $|D(t)| \leq d_\lambda$ 及 $K > d_\lambda + \eta$,则有 $\dot{s} \leq$

$$-\frac{p\eta}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} |s|。$$

在控制器(13)的作用下,系统(11)的状态将会在有限时间内收敛到0。当系统状态 $e_2 \neq 0$ 时,易知 $e_2^{\frac{p}{q}-1} > 0$ 。此时必存在一个很小的常数 $\delta > 0$ 使得 $e_2^{\frac{p}{q}-1} > \delta$ 。则到达律变为

$$\dot{s} \leq -\frac{p\eta}{\beta q} e_2^{\frac{p}{q}-1} |s| \leq -\frac{p\eta}{\beta q} \delta^{\frac{p}{q}-1} |s|$$

根据有限时间定理^[19]可知,系统状态将会在有限时间内收敛到0。

当系统状态 $e_2 = 0$ 时,将控制器(13)代入系统(11)可得

$$\dot{e}_2 = -\frac{\beta q}{p} e_2^{2-\frac{p}{q}} - K \text{sign}(s) + D(t)$$

因此当 $e_2 = 0$ 时,有

$$\dot{e}_2 = -K \text{sign}(s) + D(t) \leq -K \text{sign}(s) + d_\lambda \quad (17)$$

显然,由式(17)可得,当 $s > 0$ 时,有 $\dot{e}_2 < 0$,反之,当 $s < 0$ 时,有 $\dot{e}_2 > 0$ 。这说明系统轨迹将不会停留在轴 $e_2 = 0$ 上。

综上所述,在控制器(13)的作用下,系统(11)的状态将会在有限时间内收敛到0。

控制器(13)为非连续的,存在严重的抖振问题。此处,结合边界层方法来消除抖振,则非奇异终端滑模控制器(13)可以改写为

$$u = g^{-1}(e) \left(f(e) - \frac{\beta q}{p} e_2^{2-\frac{p}{q}} - K \text{sat}(s) \right) \quad (18)$$

$$\text{其中 } \text{sat}(s) = \begin{cases} \varepsilon \text{sign}(s) & (|s| > \varepsilon) \\ s & (|s| \leq \varepsilon) \end{cases}$$

式中 $\text{sat}(s)$ ——饱和函数

ε ——任意常数, $\varepsilon > 0$

2.2 非线性扰动观测器设计

考虑非线性系统如下

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x) + G_1(x)u + G_2(x)D \\ y = b(x) \end{cases} \quad (19)$$

式中 x ——系统状态 u ——系统输入
 D ——扰动值 y ——系统输出

$F(x)$ 、 $G_1(x)$ 、 $G_2(x)$ 、 $b(x)$ 是与 x 相关的已知函数。

针对非线性系统(19),根据扰动观测器设计理论^[20],非线性扰动观测器可设计为

$$\begin{cases} \dot{P} = -L'G_2(x)P - \\ L'[G_2(x)L's + F(x) + G_1(x)u] \\ \hat{D} = P + L's \end{cases} \quad (20)$$

式中 P ——非线性扰动观测器的内部状态

结合式(20)和 Buck 型变换器滑模控制系统模型(14),可设计扰动观测器为

$$\begin{cases} \dot{P} = -L'\frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}P - L'\left(\frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}L's + e_2 - \right. \\ \left. \frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}f(e) + \frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}g(e)u\right) \\ \hat{D} = P + L's \end{cases} \quad (21)$$

令 $\tilde{D} = D - \hat{D}$,则扰动偏差的导数为

$$\dot{\tilde{D}} = \dot{D} - \dot{\hat{D}} = \dot{D} - (\dot{P} + L's) \quad (22)$$

将式(18)、(21)代入式(22)可得

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{D}} &= \dot{D} + L'\frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}P + L'^2\frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}s - \frac{L'p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}D(t) = \\ & \dot{D} + L'\frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}(P + L's) - \frac{L'p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}D(t) = \\ & \dot{D} - L'\frac{p}{\beta q}e_2^{\frac{p}{q}-1}\tilde{D} \end{aligned} \quad (23)$$

由式(10)可知 $|\dot{D}(t)| \leq d_s$ 。因此式(23)表明扰动误差将会收敛到平衡点的一个小区域内。

综上,结合非奇异终端滑模状态反馈(式(18))和扰动观测器(式(21))的复合控制器可构造为

$$u = g^{-1}(e) \left(f(e) - \frac{\beta q}{p}e_2^{2-\frac{p}{q}} - K_{\text{sat}}(s) - \hat{D} \right) \quad (24)$$

与传统的线性滑模相比,终端滑模具有有限时间收敛的优点,且具有更强的抗干扰性能,故采用终端滑模技术进行控制设计,以使得闭环系统具有较好的标称性能。但终端滑模控制器需设计高增益对干扰进行压制,而高增益会导致很强的控制抖振。事实上,若基于扰动观测器对干扰进行估计,并进行补偿,则状态反馈控制增益可大大减小。因此,本文采用基于终端滑模的复合控制设计,弥补高增益的缺陷,减小终端滑模的抖振,进而改善系统的性能。

3 仿真

为验证文中所设计算法的可行性和有效性,在

启动、突加负载和突减负载、改变输入电压 3 种扰动情况下,利用 Matlab 进行了仿真分析。Buck 型变换器的参数如表 1 所示。

表 1 Buck 型变换器元件参数

Tab.1 Component parameters of Buck converter

参数	数值
输入电压 V_g/V	30
电感 $L/\mu\text{H}$	330
电容 $C/\mu\text{F}$	1 000
负载电阻 R/Ω	25
参考电压 V_{ref}/V	15

为了体现所提算法的优点,将传统的 PID 控制、终端滑模控制(TSM)以及复合控制(TSM + DOB)进行对比。首先,调节控制器参数使得在各控制器下系统可以得到最好的快速性能。基于此,PID 参数取为 $K_p = 8, K_i = 5, K_d = 0.2$,而控制器(18)、(24)的参数取 $\beta = 3, p = 9, q = 7$,取边界层饱和度为 $\varepsilon = 0.5$,扰动观测器参数 $L' = 40$ 。如图 2 所示,可以看出传统的 PID 和终端滑模控制方法的收敛时间约为 0.4 s,而复合控制的收敛时间明显较前两种短,约为 0.1 s。因此,通过调节参数,复合控制器可以得到最快的收敛速度,而 PID 和终端滑模控制器的收敛速度在同一水平。

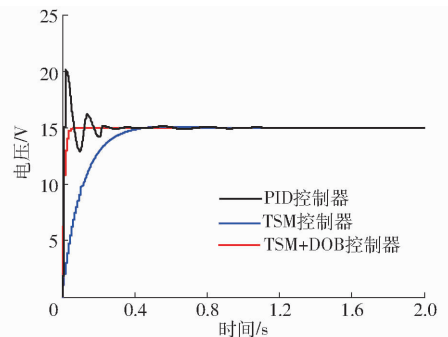


图 2 无扰动时启动输出电压

Fig.2 Simulated start-up waveform of output voltage in absence of disturbance

如图 3 所示,在 1 s 时将负载电阻 R 由 25 Ω 变成 500 Ω ,在 1.5 s 又将其负载恢复到 25 Ω 的输出电压对比。由图 3 可知,当输出负载突增或者突降时会引起输出电压的升高或降低,但终端滑模与扰动观测器结合的复合控制(TSM + DOB)能很快恢复到稳态值,其收敛速度明显比终端滑模(TSM)控制快。图 4 为负载电阻发生变化时电感电流的输出波形,可以看出复合控制能较快恢复到稳定值。由图 3、4 可知,加入扰动观测器后的控制器可使系统具有更好的抗干扰性能。

图 5 和图 6 分别为输入电压发生变化时的输出电压和电感电流的仿真结果。假设当 $t = 1$ s 时,输

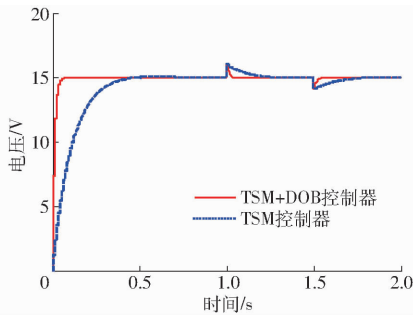


图 3 负载电阻突变时输出电压

Fig. 3 Simulated step-load waveform of output voltage

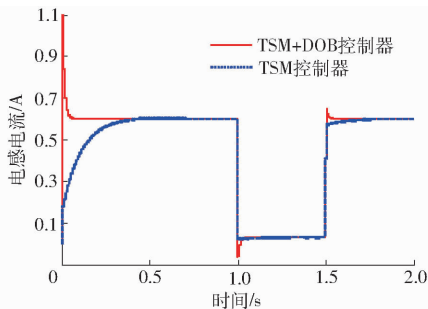


图 4 负载电阻突变时电感电流

Fig. 4 Simulated step-load waveform of inductive current

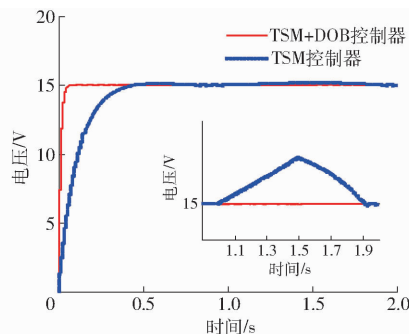


图 5 输入电压突变时输出电压

Fig. 5 Simulated step-input-voltage waveform of output voltage

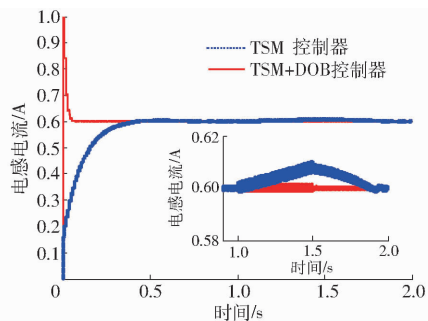


图 6 输入电压突变时电感电流

Fig. 6 Simulated step-input-voltage waveform of inductive current

入电压由 30 V 变为 40 V, 当 $t = 1.5$ s 时, 由 40 V 恢复到 30 V, 由图 5 可看出, 当输入电压增大时会引起输出电压的变大, 相比传统终端滑模控制, 复合控制下的变化幅度较小且能很快收敛到期望值, 由图 6 可以看出, 在输入电压发生变化期间电感电流都会

产生突变, 但当输入电压恢复初始值时, 复合控制的电感电流会迅速到达稳态, 而传统终端滑模控制器下的电流需要一段恢复时间才能到达稳定状态, 所以复合控制器控制性能较好。

综上, 与传统 PID 控制、终端滑模控制相比, 基于终端滑模和扰动观测的复合控制器具有更好的收敛和抗干扰性能。

4 实验

实验所采用的底层电路为 Buck 型变换器的主回路, 以 30 V 直流电压作为输入, 电压检测采用并联电阻的方法, 将两组串联的电阻并联, 调整其比例关系来满足 DSP 的电压采样范围 0 ~ 3.3 V。采用日本东芝公司 TLP250 型驱动电路, 以 DSP 的 PWM 输出作为其输入信号, 同时 IR2110 芯片进行自举, 使得 PWM 的输出幅值满足开关管的导通条件。图 7 为硬件的原理图, TLP250 是一种集隔离和驱动于一体的芯片, 为使芯片内的高增益线性放大器稳定, 在 b1 和 b3 之间需要接一个较小的陶瓷电容以及两个限流电阻, 其值取决于片内发光二极管的工作电流。

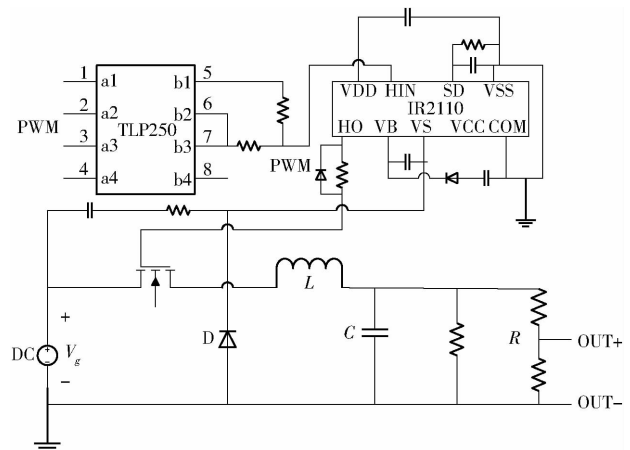


图 7 硬件原理图

Fig. 7 Schematic diagram of hardware

实验软件部分采用 DSP 作为控制回路的控制芯片, 由于 DSP 具有执行速度快, 效率高, 可实现多功能的实时控制等特点, 被广泛应用于电力电子各个领域, 图 8 为实验平台的总体框图。

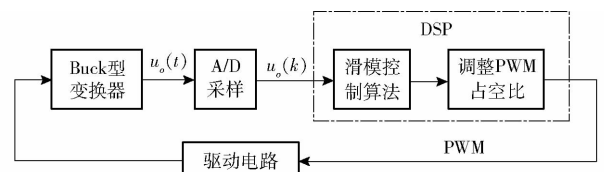


图 8 实验平台的总体框图

Fig. 8 Block diagram of experimental platform

选取的电器元件电感 L 为 330 μH , 电容 C 为 1 000 pF, 负载电阻 R 为 50 Ω 。终端滑模和复合控

制器参数取为 $\beta = 3, p = 5, q = 3, L' = 30$, PID 控制参数为 $K_p = 10, K_i = 5, K_d = 0.1$ 。

当输入电压为 30 V, 设定的输入电压参考值为 15 V。在不加扰动情况下, PID 控制、终端滑模控制 (TSM) 以及复合控制 (TSM + DOB) 的对比如图 9 所示。

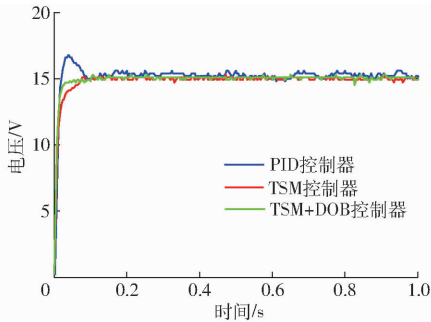


图 9 3 种控制器启动输出电压对比

Fig. 9 Experimental start-up comparisons of output voltage under PID, TSM and TSM + DOB

当负载由 50 Ω 突增到 100 Ω 时, PID 控制、终端滑模控制 (TSM) 以及加扰动观测器的复合控制 (TSM + DOB) 的变负载实验输出电压对比如图 10 所示。

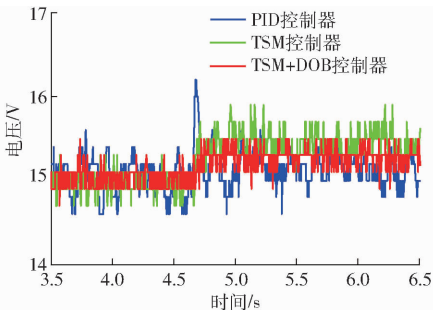


图 10 3 种控制器变负载输出电压对比

Fig. 10 Experimental step-load comparisons of output voltage under PID, TSM and TSM + DOB

在输入电压由 30 V 突升到 35 V 时, PID 控制、终端滑模控制 (TSM) 以及加扰动观测器的复合控制

(TSM + DOB) 的变电压实验输出电压对比如图 11 所示。

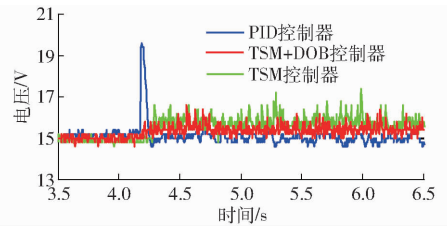


图 11 3 种控制器变电压输出电压对比

Fig. 11 Experimental step-input-voltage comparisons of output voltage under PID, TSM and TSM + DOB

由图 9 可知, 启动阶段, 相对于 PID 控制、复合控制, 终端滑模控制具有更为快速的响应性能。此外, 在复合控制下输出电压很快到达期望值, 收敛时间明显小于其他 2 种控制方案。事实上, 如只考虑系统的快速性而不考虑抗干扰性, 调节 PID 控制器参数可以使得其与终端滑模控制器具有类似的快速性能。但此时, PID 的抗干扰性能较差。另外, 由图 10、11 可知, 在负载和输入电压突变的情况下, 系统的输出电压都会有小幅度的变化, 但复合控制时系统输出电压变化较小, 说明扰动观测器对系统的扰动起到了抑制作用, 提高了系统的稳定性。

在 3 种控制器下, 输出电压稳态值的静差较大。通过多次实验表明, 该静差与控制器无关, 主要由底层电路引起。

5 结束语

针对 Buck 型变换器, 在终端滑模控制基础上, 提出了基于终端滑模与扰动观测相结合的复合控制方法。与传统的 PID 控制或终端滑模状态反馈控制相比, 该方法可为 Buck 型变换器闭环系统提供更为快速的收敛性能和更高的输出电压, 有效地改进了 Buck 型变换器的系统控制性能, 进一步提高了系统的鲁棒性。

参 考 文 献

- DING S H, ZHENG W, 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.
- RUAN X, LI B, CHEN Q. Fundamental considerations of three-level DC - DC converters; topologies, analyses, and control [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(11): 3733 - 3743.
- TAN S C, LAI Y M, CHEUNG M K H. On the practical design of a sliding mode voltage controlled Buck converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(2): 425 - 437.
- 张涌萍, 张波, 陈斌. 基于双线性系统理论的 Boost DC - DC 变换器新型控制策略 [J]. 电工技术学报, 2006, 21(7): 109 - 114. ZHANG Yongping, ZHANG Bo, CHEN Bin. Novel control law of Boost DC - DC converter based on bilinear theory [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(7): 109 - 114. (in Chinese)
- TAN S C, LAI Y M, CHI K T. General design issues of sliding-mode controllers in DC - DC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1160 - 1174.
- ALRABADI A N, BARGHASH M A. Fuzzy-PID control via genetic algorithm-based settings for the intelligent DC-to-DC step-down Buck regulation [J]. Engineering Letters, 2012, 20(2): 1 - 20.

- YI Jijun. Research on structural topology optimization method and its application in spiral bevel gear machine [D]. Changsha: Central South University, 2014. (in Chinese)
- 14 ZULAIKA J J, CAMPA F J, LACALLE L N L D. An integrated process-machine approach for designing productive and lightweight milling machines[J]. International Journal of Machine Tools & Manufacture, 2011, 51(7-8): 591-604.
- 15 杨毅青, 刘强, 申江丽, 等. 基于动力学及切削特性耦合的数控机床结构设计[J]. 振动与冲击, 2013, 32(10): 198-202. YANG Yiqing, LIU Qiang, SHEN Jiangli, et al. Machine tool structure design based on the coupling analysis of dynamics and cutting performances [J]. Journal of Vibration and Shock, 2013, 32(10): 198-202. (in Chinese)
- 16 于长亮, 张辉, 王仁彻, 等. 机床整机刚度薄弱环节辨识与优化方法研究[J]. 机械工程学报, 2013, 49(21): 11-17. YU Changliang, ZHANG Hui, WANG Renche, et al. Study on method for weak link identification of dynamic stiffness of a machine tool and optimization design[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2013, 49(21): 11-17. (in Chinese)
- 17 Simulia. Tosca structure documentation 8.1 [EB/OL]. 2014.
- 18 韩步愈. 金属切削原理与刀具 [M]. 3版. 北京: 机械工业出版社, 2015.
- 19 陈允平. 神经网络原理及其应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2002.
- 20 闻新. MATLAB神经网络应用设计[M]. 北京: 科学出版社, 2000.
- 21 高云凯, 孙芳, 余海燕. 基于 Kriging 模型的车身耐撞性优化设计[J]. 汽车工程, 2010, 32(1): 17-21. GAO Yunkai, SUN Fang, YU Haiyan. Crashworthiness optimization of car body based on Kriging surrogate model [J]. Automotive Engineering, 2010, 32(1): 17-21. (in Chinese)
- 22 王振国, 陈小前, 罗文彩. 飞行器多学科设计优化理论与应用研究[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- 23 SAKATA S I, ASHIDA F, ZAKO M. Approximate structural optimization using Kriging method and digital modeling technique considering noise in sampling data [J]. Computers and Structures, 2008, 86(13-14): 1477-1485.

~~~~~

(上接第 392 页)

- 7 SAHIN M E, OKUMUS H I. Fuzzy logic controlled parallel connected synchronous Buck DC-DC converter for water electrolysis [J]. IETE Journal of Research, 2013, 59(3): 280-288.
- 8 BINGOL O, PACACI S. A virtual laboratory for neural network controlled DC motors based on a DC-DC Buck converter[J]. International Journal of Engineering Education, 2012, 28(3): 713-723.
- 9 MAHDAVI J, NASIRI M, AGAH A. Application of neural networks and state-space averaging to DC/DC PWM converters in sliding-mode operation[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2005, 10(1): 60-67.
- 10 LIN B R, HOFT R G. Neural networks and fuzzy logic in power electronics[J]. Control Engineering Practice, 1994, 2(1): 113-121.
- 11 STEFANUTTI W, MATTAVELLI P, SAGGINI S. Autotuning of digitally controlled DC-DC converters based on relay feedback [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 22(1): 199-207.
- 12 倪雨, 许建平, 王金平, 等. 滞环调制全局滑模控制 Buck 变换器设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(21): 1-6. NI Yu, XU Jianping, WANG Jinping, et al. Design of global sliding mode control Buck converter with hysteresis modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(21): 1-6. (in Chinese)
- 13 NAIK B B, MEHTA A J. Sliding mode controller with modified sliding function for DC-DC Buck converter [J]. ISA Transactions, 2017, 70: 279-287.
- 14 FENG Y, YU X, MAN Z. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators [J]. Automatica, 2002, 38(12): 2159-2167.
- 15 KOMURCUGIL H. Adaptive terminal sliding-mode control strategy for DC-DC Buck converters [J]. ISA Transactions, 2012, 51(6): 673-681.
- 16 马莉, 王常青, 丁世宏, 等. Buck 型功率变换器无抖振滑模控制器设计 [J/OL]. 农业机械学报, 2016, 47(5): 388-394. [http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view\\_abstract.aspx?flag=1&file\\_no=20160553&journal\\_id=jcsam](http://www.j-csam.org/jcsam/ch/reader/view_abstract.aspx?flag=1&file_no=20160553&journal_id=jcsam). DOI:10.6041/j.issn.1000-1298.2016.05.053. MA Li, WANG Changqing, DING Shihong, et al. Design of chattering-free sliding mode controller for Buck converters [J/OL]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2016, 47(5): 388-394. (in Chinese)
- 17 倪雨, 许建平, 于海坤, 等. 控制受限滑模控制 Buck 变换器设计 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 26-32. NI Yu, XU Jianping, YU Haikun, et al. Design of sliding mode control Buck converter with bounded input [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 26-32. (in Chinese)
- 18 YANG J, LI S H, YU X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 160-169.
- 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 LI S H, YANG J, CHEN W, et al. Disturbance observer based control: methods and applications [M]. Boca Raton: CRC Press, 2014.