基于幂次混合趋近律的Buck变换器滑模控制方法研究

刁冠勋[1]，代运滔[2]

（1. 国网上海市电力公司检修公司，上海 200063；
2. 遵义供电局，贵州 遵义 563000）

摘要：针对基于传统指数趋近律的Buck变换器滑模控制方法存在收敛速度慢、动态响应不平滑等缺点，提出一种基于幂次混合趋近律的滑模控制方法。引入幂次项，提高系统收敛速度；引入反双曲正弦函数项，减少超调量，随系统状态调节滑模抖振。系统平衡点附近的抖振由反双曲正弦函数参数决定，给出切换带详细计算方法。幂次混合趋近律具有二阶滑模特性，系统能在有限时间内到达滑模面。将该方法应用于Buck变换器二阶滑模控制器，给出滑模面参数选择方法。仿真和实验数据表明，提出的幂次混合趋近律滑模控制方法能有效提高系统收敛速度，减小超调量，增强稳态精度。

关键词：Buck变换器；幂次混合趋近律；滑模控制；自适应调节

中图分类号：TM743　　**文献标识码**：A　　**DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd21851

Research on Buck Converter Sliding Mode Control Method Based on Power Maxing Reaching Law

DIAO Guanxun[1], DAI Yuntao[2]

（1. *State Grid Shanghai Electric Power Company Maintenance Company*, *Shanghai* 200063, *China*;
2. *Zunyi Power Supply Bureau*, *Zunyi* 563000, *Guizhou*, *China*）

Abstract: In view of the shortcomings of Buck converter sliding mode control method based on traditional exponential reaching law, such as slow convergence speed and unsmooth dynamic response, a sliding mode control method based on power maxing reaching law was proposed. Power terms were introduced to improve the system convergence speed; inverse hyperbolic sine function terms were introduced to reduce overshoot and adjust sliding mode chattering with system state. The chattering near equilibrium point of the system was determined by the parameters of inverse hyperbolic sine function, and a detailed calculation method of switch zone was given. The power mixing reaching law has second-order sliding model property, and the system can reach sliding mode surface in a limited time. This method was applied to the second-order sliding mode controller of Buck converter, and a method for selecting sliding mode parameters was given. Simulation and experimental data show that the power mixed reaching law sliding mode control method proposed can effectively improve system convergence speed, reduce overshoot, and enhance steady-state accuracy.

Key words: Buck converter; power mixed reaching law; sliding mode control; adaptive adjustment

随着工业化程度不断提高，用电设备飞速发展，对电能质量提出更高要求。开关变换器作为电能转换重要的一环，受到国内外学者的普遍关注。尤其降压（Buck）变换器，由于在体积、重量和能耗等方面的优势，被广泛应用于航空航天、电动汽车、全电舰船等高新领域[1-4]。

Buck变换器输出电压及电流谐波含量越低，波形越平滑，电能质量越好。高性能控制算法无疑会提高Buck变换器输出的电能质量[5]。滑模变结构控制算法对系统外部扰动和内部变化具有强鲁棒性，能较好地应用于Buck变换器。文献[6]针对Buck变换器传统PI控制动态响应和抗干扰能力差等缺点，提出一种鲁棒离散积分滑模电压控制方法，提高输出电压的动态品质

作者简介：刁冠勋（1979—），男，研究生，高级工程师，Email：2685142118@qq.com

和抗扰性，抑制了滑模抖振。文献[7]针对Buck变换器滑模系数难以确定、动态响应和鲁棒性难以同时提高等缺点，提出一种电感电流自适应终端滑模控制方法。通过李雅普诺夫求解系数，构建非线性环节，实现双闭环滑模控制方法，解决了上述不足。

作为滑模控制算法重要组成部分，趋近律控制方法通过设计趋近律表达方式，调节系统到达滑模面动态性能，进而缩短Buck变换器输出电压到达稳态作用时间，减小超调量[8]。文献[9]针对传统等速趋近律趋近时间较长、抖振严重等情况，提出一种新型趋近律控制方法。该方法提高系统趋近速度，抑制滑模抖振，仿真结果证明了该方法的有效性。为补偿Boost变换器非线性滑模等效和实际控制之间的误差，文献[10]提出一种新型趋近律，使系统状态在远离和靠近滑模面时，均能保持较快趋近速度，减小滑模抖振。文献[11]通过引入滑模参数和系统状态，重新设计趋近律参数，并采用幂次函数取代开关函数，加快Buck变换器动态响应，减小超调量。

在上述文献基础上，本文针对Buck变换器，提出一种新型幂次混合趋近律控制方法。通过对趋近律参数进行自适应调节，进一步提高系统收敛速度，减小抖振。

1 Buck变换器状态方程

Buck变换器又称降压变换器。通过开关管通断，将变换器输入电压转换为低输出电压，以供用电设备使用。Buck变换器拓扑结构如图1所示。

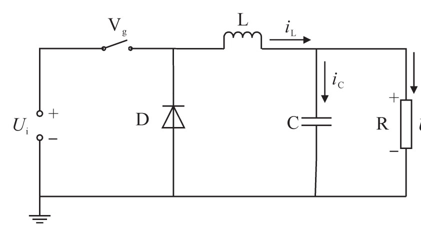


图1　Buck变换器拓扑结构

Fig.1　Buck converter topology

图1中，变换器输入电压、输出电压分别用U_i和U_o表示。假设Buck变换器带线性负载R，主体结构由开关管V_g、二极管D、电感L、电容C组成。当开关管V_g导通时，电流通过电感L，流到电容C和负载R，电感L和电容C分别起滤波和储能作用。此时二极管承受反向电压关断。当开关管V_g关断时，二极管承受正向电压导通，电感L电流不能立刻降为零，起续流作用，同时电容C释放存储电能给负载R。通过快速通断开关管，输出电压U_o能稳定于参考电压U_{ref}。定义u=1为开关管V_g导通，u=0为开关管V_g关断，因为电感L和电容C均为储能元件，以电感电流i_L和输出电压U_o为状态变量，求得状态方程如下：

$$\begin{bmatrix} \frac{dU_o}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{CR} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_o \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_i}{L} \end{bmatrix} u \qquad (1)$$

以式(1)为基础，进一步求解Buck变换器二阶状态方程。定义Buck变换器输出电压误差$x_1 = U_{ref} - U_o$，输出电压误差变化率$x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{U}_o$。根据系统状态，可得Buck变换器二阶状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{CL} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{U_i}{CL} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{ref}}{CL} \end{bmatrix} \qquad (2)$$

式(2)状态方程为非线性，滑模控制同样为典型的非线性算法，非常适合应用于式(2)的方程。对于滑模控制算法，滑模面选取至关重要，本文选用线性滑模面如下式：

$$s = k_1 x_1 + k_2 x_2 \qquad (3)$$

其中，滑模面参数$k_1 > 0$，$k_2 > 0$。对式(3)求导，并将式(2)代入，可得开关管V_g控制作用u为

$$u = \frac{CL}{U_i} \left[-\frac{1}{k_2}\dot{s} - \frac{1}{CL}x_1 + \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{CR}\right)x_2 + \frac{1}{CL}U_{ref} \right] \qquad (4)$$

式中：$\dot{s}$为幂次混合趋近律。

2 Buck变换器滑模控制方法设计

2.1 幂次混合趋近律提出

高为炳院士最早提出趋近律控制方法[12]。指数趋近律设计简单，应用最广，其数学表达式为

$$\dot{s} = -ks - \varepsilon \mathrm{sgn}(s) \qquad (5)$$

其中　　$k > 0 \quad \varepsilon > 0$

当系统从初始位置$s(0)$运行至滑模面$s(t)$=0时，求得到达时间为

$$t = \int_{s(0)}^{s(t)} \frac{1}{-ks - \varepsilon} ds = -\frac{1}{k} \ln \frac{\varepsilon}{ks(0) + \varepsilon} \qquad (6)$$

初始位置$s(0)$<0运行至滑模面作用时间以此类推。从式(6)可以看出，在初始位置不变的情况下，到达时间与趋近律参数k和ε有关，与系统数学模型无关。到达时间保持不变，是指数趋

近律最大的优点。但指数趋近律缺点明显,无法真正意义上消除系统抖振。

为克服指数趋近律的缺点,文献[13]提出一种变指数趋近律:

$$\dot{s} = -\varepsilon|X|\mathrm{sgn}(s) - \eta s \quad \lim_{t\to\infty}|X| = 0 \tag{7}$$

其中 $\varepsilon > 0 \quad \eta > 0$

式中:X为系统状态。

相比指数趋近律,变指数趋近律能加快系统趋近速度,在距离滑模面较近时,随系统状态大小调节趋近速度,最终收敛于平衡点。但变指数趋近律有两大不足:1)距离滑模面较远时,系统趋近速度没有幂次趋近律快;2)当到达滑模面,系统状态较大时,趋近速度较快,超调量较大。

针对以上两点不足,本文在变指数趋近律基础上,提出一种新型幂次混合趋近律,表达形式如下:

$$\dot{s} = -\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{sgn}(s) - k|s|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s) \tag{8}$$

其中 $\mathrm{arsinh}(\delta|x|) = \ln(\delta|x| + \sqrt{\delta^2 x^2 + 1})$

$\varepsilon > 0 \quad k > 0 \quad \delta > 0 \quad \alpha > 1$

式中:$\mathrm{sgn}(s)$为符号函数;x为系统状态;$\mathrm{arsinh}(\delta|x|)$为反双曲正弦函数。

$\mathrm{arsinh}(\delta|x|)$根据系统状态$x$自适应调节趋近速度,曲线如图2所示。

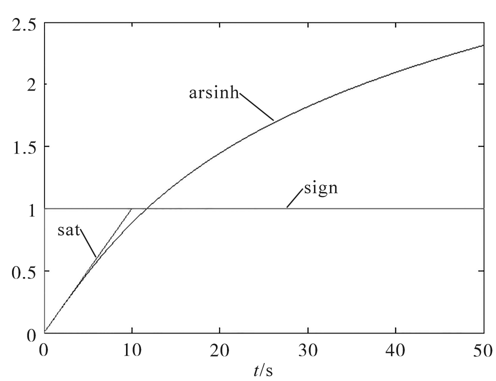


图2 三种函数曲线比较(δ=0.1)

Fig.2 Comparison of three function curves(δ=0.1)

从图2中可以看出,系统状态较大时,arsinh具有比符号函数sign和饱和函数sat更快的收敛速度;系统状态靠近滑模面时,arsinh收敛速度变缓,且曲线光滑性更好,能减少超调量,减小系统抖振。

幂次混合趋近律由$-\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{sgn}(s)$项和$-k|s|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s)$项组成。通过以上分析,当系统距离滑模面较远时,$-k|s|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s)$项起主要作用,与$-\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{sgn}(s)$项共同作用,维持较快的趋近速度。当系统距离滑模面较近时,$-k|s|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s)$项由于幂次项,趋近速度呈几何倍速放缓。$-\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{sgn}(s)$项起主要作用,且趋近速度随系统状态减小而减小,自适应调节滑模抖振,直到系统最后收敛于平衡点。

切换带能调节系统到达滑模面的抖振大小。由上文分析,幂次混合趋近律到达滑模面的抖振大小,主要由$-\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{sgn}(s)$项决定。系统到达滑模面,趋近平衡点过程中,若平衡点附近$x = 0^+ \to x = 0$,则

$$\lim_{x\to 0^+}\frac{\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta x)}{x} = \lim_{x\to 0^+}\frac{\varepsilon \ln(\delta x + \sqrt{\delta^2 x^2 + 1})}{x} \tag{9}$$

对分子、分母求导,得:

$$\begin{aligned}\lim_{x\to 0^+}\frac{\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta x)}{x} &= \lim_{x\to 0^+}\frac{\varepsilon(\delta\sqrt{\delta^2 x^2 + 1} + \delta^2 x)}{\sqrt{\delta^2 x^2 + 1}\,(\sqrt{\delta^2 x^2 + 1} + \delta x)} \\ &= \lim_{x\to 0^+}\frac{\varepsilon\delta}{\sqrt{\delta^2 x^2 + 1}} \\ &= \varepsilon\delta\end{aligned} \tag{10}$$

同理,若平衡点附近$x = 0^- \to x = 0$,则

$$\lim_{x\to 0^-}\frac{\varepsilon \mathrm{arsinh}(-\delta x)}{x} = \lim_{x\to 0^-}\frac{-\varepsilon\delta}{\sqrt{\delta^2 x^2 + 1}} = -\varepsilon\delta \tag{11}$$

根据式(10)、式(11),系统到达滑模面后的稳态性能由参数ε,δ决定,尤其平衡点附近抖振,由参数ε和δ的乘积决定。

本文提出的幂次混合趋近律控制方法,有效克服文献[13]变速趋近律不足。首先,引入幂次项,有效提高系统趋近速度。其次,当到达滑模面,系统状态较大时,$\mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{arsinh}(\delta|x|)$项有效降低系统状态大小,进而减小超调量。

2.2 控制性能分析

滑动模态成立的前提是满足到达条件,定义李雅普诺夫(Lyapunov)函数为

$$V = 1/2 \cdot s^2 \tag{12}$$

对式(12)求导,得:

$$\begin{aligned}\dot{V} = s\dot{s} &= s[-\varepsilon \mathrm{arsinh}(\delta|x|)\mathrm{sgn}(s) - k|s|^{\alpha}\mathrm{sgn}(s)] \\ &= -\varepsilon|s|\mathrm{arsinh}(\delta|x|) - k|s|^{\alpha+1} < 0\end{aligned} \tag{13}$$

由式(13)可知,本文设计的幂次混合趋近律控制方法满足到达条件。

Lyapunov稳定性条件只是定性分析幂次混合趋近律控制方法有效性,下面对到达时间进行

定量分析。

1）若系统状态$s(0)>0$，则式（8）化为

$$\frac{\mathrm{d}s}{\mathrm{d}t}=-\varepsilon\operatorname{arsinh}(\delta|x|)-ks^{\alpha} \tag{14}$$

系统从初始状态第1次到达滑模面$s(t)=0$的作用时间为

$$t=\int_{0}^{s(0)}\frac{1}{\varepsilon\operatorname{arsinh}(\delta|x|)+ks^{\alpha}}\mathrm{d}s \tag{15}$$

由上文分析，距离滑模面较远时，$-k|s|^{\alpha}\operatorname{sgn}(s)$项起主要作用；距离滑模面较近时，$-\varepsilon\operatorname{arsinh}(\delta|x|)\operatorname{sgn}(s)$项起主要作用。两者以$s=1$为分割点，则式（15）变为

$$t=\frac{1}{\varepsilon}\int_{0}^{1}\frac{1}{\operatorname{arsinh}(\delta|x|)}\mathrm{d}s+\frac{1}{k}\int_{1}^{s(0)}\frac{1}{s^{\alpha}}\mathrm{d}s \tag{16}$$

由于$\operatorname{arsinh}(\delta|x|)$是递增函数，在$s(0)\to 0$过程中，$|x|\in[x_{\min},x_{\max}]$，则

$$t<\frac{1}{\varepsilon\operatorname{arsinh}(\delta x_{\min})}+\frac{1}{k(1-\alpha)}\left[s(0)^{1-\alpha}-1\right] \tag{17}$$

2）若系统状态$s(0)<0$，推导方法依次类推。

由此可见，采用幂次混合趋近律控制方法，系统能在一定时间内到达滑模面。

2.3　比较验证

为验证幂次混合趋近律控制方法的快速性和稳定性，与指数趋近律和幂指数趋近律进行比较，并应用于二阶系统：

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&1\\1&1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\1\end{bmatrix}u \tag{18}$$

初始状态为$[20,\ 0]^{\mathrm{T}}$，滑模面如式（3），$k_1=10$，$k_2=1$。三种趋近律参数分别如下：

1）幂次混合趋近律：趋近律表达式见式（8）。

2）指数趋近律：

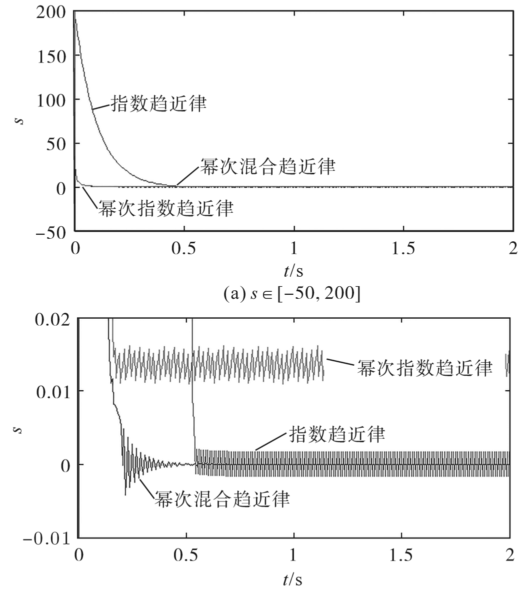
$$\dot{s}=-\varepsilon\operatorname{sgn}(s)-ks \tag{19}$$

3）幂指数趋近律：

$$\dot{s}=-\varepsilon\operatorname{sgn}(s)-k|s|^{\alpha}\operatorname{sgn}(s) \tag{20}$$

参数取$k=10$，$\varepsilon=10$，$\alpha=2$，$\delta=0.2$，滑模面s如图3所示，系统状态x_1，x_2分别如图4、图5所示。

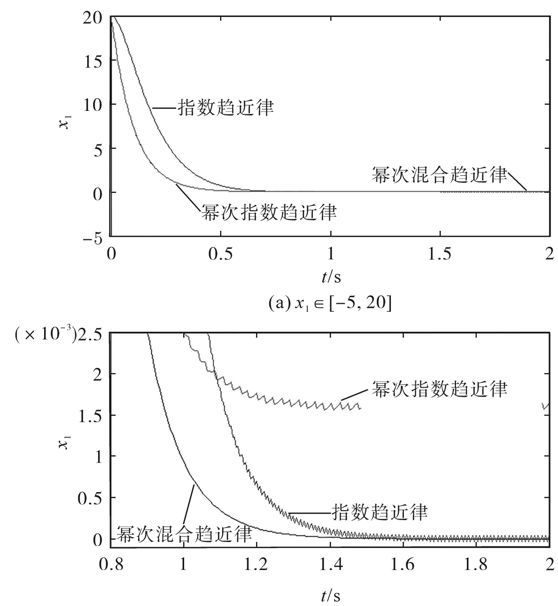
通过比较指数趋近律和幂次指数趋近律，$|s|^{\alpha}$项有效提高系统趋近速度；通过比较幂指数趋近律和幂次混合趋近律，$\operatorname{arsinh}(\delta|x|)$项减少了超调量，随着系统状态自适应调节滑模抖振，最终收敛于平衡点。通过式（17），计算系统从初始状态到滑模面作用时间$t<0.1$ s+0.2 s，符合图3系统到达滑模面时间，印证了计算方法的有效性。



(b) $s\in[-0.01,0.02]$

图3　滑模面s

Fig.3　Sliding surface s



(b) $x_1\in[-0.000\,1,0.002\,5]$

图4　系统状态x_1

Fig.4　System status x_1

2.4　二阶控制器设计

滑模控制算法对外部干扰和参数变化具有极强的鲁棒性。理想的Buck变换器输出电压最终收敛于U_{ref}，但实际滑模控制中，时延和滞后等干扰会产生误差。定义误差为d，则滑模面s变为

$$s=k_1x_1+k_2x_2+d \tag{21}$$

当系统到达滑模面，求得系统状态为

$$x_1(t)=\left[x_1(0)+\frac{d}{k_1}\right]\mathrm{e}^{-\frac{k_1}{k_2}t}-\frac{d}{k_1} \tag{22}$$

由此可见,当存在误差d时,系统状态最终收敛于$-d/k_1$。增大k_1能减少Buck变换器的稳态误差,但过大的k_1会造成输出电压超调量较大。

根据李导数定义,求得等效控制u_{eq}为

$$u_{eq}=-\frac{L_f s}{L_g s}=\frac{LC}{U_i}\left[-\frac{x_1}{CL}+\left(\frac{k_1}{k_2}-\frac{1}{CR}\right)x_2+\frac{1}{CL}U_{ref}\right] \tag{23}$$

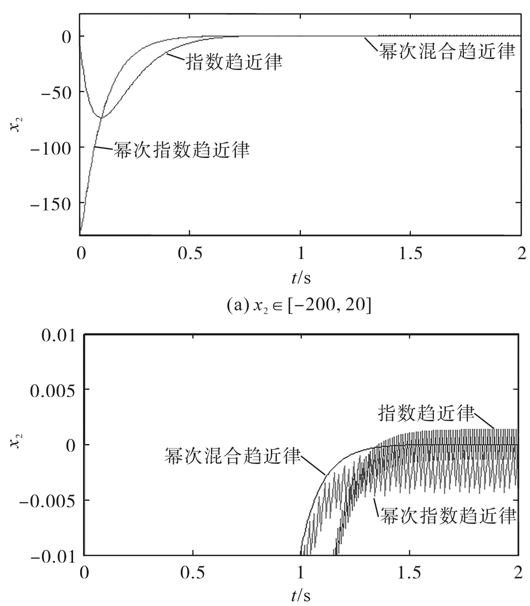
将$x_1=U_{ref}-U_o, x_2=-\dot{U}_o$代入式(23),则

$$u_{eq}=\frac{U_o}{U_i}-\frac{LC}{U_i}\left(\frac{k_1}{k_2}-\frac{1}{CR}\right)\dot{U}_o \tag{24}$$

当$k_1/k_2=-1/CR$时,等效控制u_{eq}不再受输出电压变化率$\dot{U}_o$影响,此时等效控制$u_{eq}=U_o/U_i$。综上,对滑模面参数k_1,k_2取值时,应该先确定k_1值,进而通过比例关系,求得k_2值大小。

将式(8)代入式(4),求得开关管V_g控制作用u为

$$u=\frac{U_o}{U_i}-\frac{CL}{U_i}\left[\left(\frac{k_1}{k_2}-\frac{1}{CR}\right)\dot{U}_o-\frac{\varepsilon}{k_2}\operatorname{arsinh}(\delta|x_1|)\operatorname{sgn}(s)-\frac{k}{k_2}|s|^{\alpha}\operatorname{sgn}(s)\right] \tag{25}$$



(a) $x_2\in[-200, 20]$

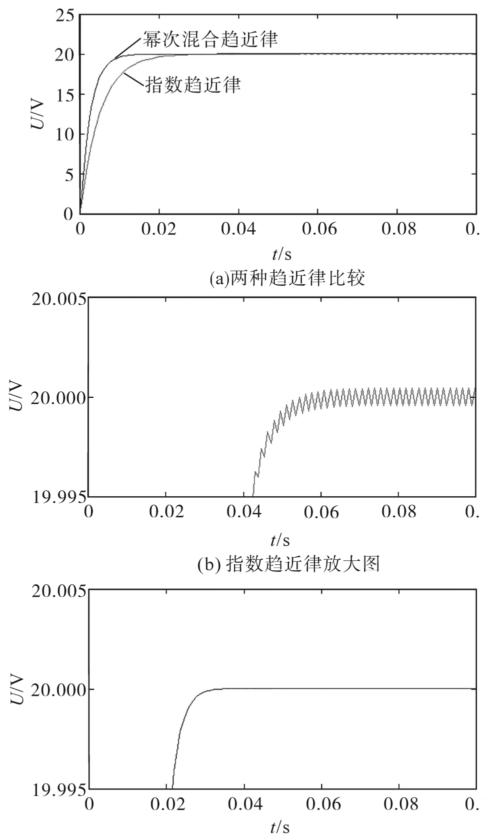
(b) $x_2\in[-0.01, 0.01]$

图5　系统状态x_2

Fig.5　System status x_2

3　仿真和实验

为验证本文提出的Buck变换器幂次混合趋近律控制方法有效性,将其与指数趋近律控制方法进行比较,并搭建控制器Matlab/Simulink仿真模型。Buck变换器参数为:电容C=0.05 mF,电感L=0.75 mH,电阻R=10 Ω,输入电压U_i=36 V,参考电压U_{ref}=20 V。滑模面参数:k_1=200,k_2=1。图6为基于两种趋近律控制方法的Buck变换器输出电压比较;图7为基于两种趋近律控制方法的Buck变换器电感电流比较。



(a)两种趋近律比较

(b) 指数趋近律放大图

(c)幂次混合趋近律放大图

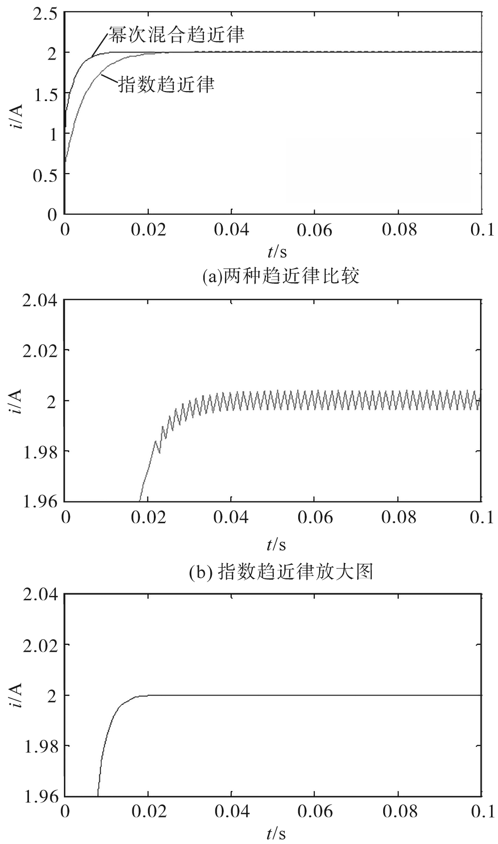
图6　Buck变换器输出电压

Fig.6　Buck converter output voltage

从图6、图7可以看出,采用指数趋近律控制策略,输出电压到达稳态时间较长,超调量较大,稳态后波动较大。而采用幂次混合趋近律控制策略,输出电压到达稳态时间较短,超调量几乎为零,稳态后无波动。电感电流进一步证明控制策略的有效性。

为验证基于幂次混和趋近律的滑模控制器有效性,搭建实验平台将其与指数趋近律相比较。Buck变换器输入电压由可编程电源Chroma 6250P提供,输出电压范围0~600 V,选择36 V作为输入电压。二极管型号为STPS20200CT,电感型号为具有高额定电流的VLB12065HT-R36,大小为0.5 mH。电容型号为GRM32ER71H106M-A12,采用2个10 μF电容并联。负载采用可编程电子负载Agilent 6060B。开关管采用TI公司的CSD16414Q5。图8为通电后,基于两种趋近律控

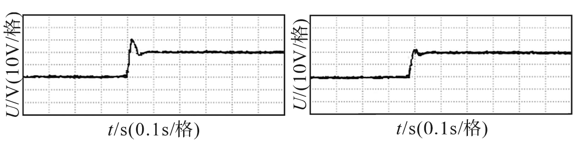
制方法的输出电压实验波形比较；图9为稳态后，基于两种趋近律控制方法的输出电压实验波形比较。



(a)两种趋近律比较
(b) 指数趋近律放大图
(c) 幂次混合趋近律放大图

图7　Buck变换器电感电流

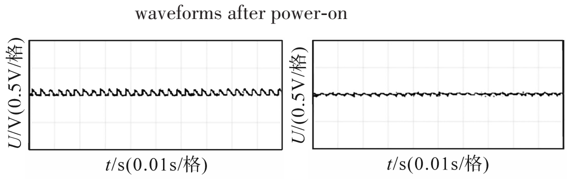
Fig.7　Buck converter inductor current



(a) 指数趋近律　　(b)幂次混合趋近律

图8　通电后输出电压实验波形比较

Fig.8　Comparison of output voltage experimental waveforms after power-on



(a) 指数趋近律　　(b)幂次混合趋近律

图9　稳态后输出电压实验波形比较

Fig.9　Comparison of output voltage experimental waveforms after steady state

从以上实验图可以看出，相比于指数趋近律控制方法，本文提出的幂次混合趋近律控制方法输出电压动态调节时间更快，超调量较小，稳态后电压波动小，与仿真结果保持一致。

4　结论

本文在指数趋近律基础上，提出一种基于幂次混合趋近律的Buck变换器滑模控制方法。通过引入幂次函数和反双曲正弦函数，提高系统趋近速度，减少稳态误差，提高稳态性能。给出Buck变换器状态空间方程以及滑模控制器设计流程。本文提出的基于幂次混合趋近律滑模控制方法不仅用于Buck变换器，还能用于一般意义的非线性模型，例如永磁同步电机、机械臂等，具有较强的普适性。

参考文献

[1]　任永宏，刘硕，谢敏，等. 一种适用于航空DC/DC变换器短路限流的控制策略[J]. 电源学报，2017，15(2)：24-30,39.

[2]　肖智明，陈启宏，张立炎. 电动汽车双向DC-DC变换器约束模型预测控制研究[J]. 电工技术学报，2018，33(S2)：489-498.

[3]　刘学军，田树科. 舰船电力系统中DC-DC变换器的建模与控制[J]. 舰船科学技术，2019，41(6)：94-96.

[4]　Gao X，Su D，Li Y. Study on electromagnetic interference of DC/DC converter used in the EV[C]// Electromagnetic Compatibility,2015：258-261.

[5]　贤燕华. 直流变换器的鲁棒控制算法[D]. 广州：华南理工大学，2014.

[6]　郑长明，张加胜，许睿，等. Buck变换器的鲁棒离散积分滑模控制[J]. 电工技术学报，2019，34(20)：4306-4313.

[7]　汪建林，续丹，周欢，等. Buck变换器的自适应终端滑模控制策略[J]. 西安交通大学学报，2017，51(4)：103-108.

[8]　李永恒，梁青阳，孙超，等. Buck变换器的幂次函数指数趋近律滑模算法研究[J]. 电光与控制，2015，22(2)：85-88.

[9]　刘彦呈，古龙瑞，张勤进. DC-DC变换器新型趋近律滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报，2018，30(1)：64-68.

[10]　尤伟玉，詹地夫，张逸成，等. 基于新型趋近率的Boost变换器滑模控制研究[J]. 电器与能效管理技术，2015(23)：49-53,80.

[11]　李军军，周瑞平，刘冲，等. DC-DC降压变换器幂次等速趋近律滑模控制[J/OL]. 电力系统及其自动化学报：[2020-06-10]. https://doi.org/10.19635/j.cnki.csu-epsa.000433.

[12]　高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京：科学出版社，1996.

[13]　童克文，张兴，张昱，等. 基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报，2008,28(21)：102-106.

收稿日期：2020-04-29
修改稿日期：2020-06-10