

# 基于改进变速趋近律的DC/DC变换器滑模控制方法研究

王海燕

(中国石油大学胜利学院 机械与控制学院, 山东 东营 257000)

**摘要:**为减小DC/DC变换器电压超调量,抑制抖振,提出一种基于改进变速趋近律的滑模控制方法。改进变速趋近律继承变速趋近律优点,随系统状态变量调节趋近速度。通过引入指数项,优化变速趋近律不足,减小电压超调量。将改进变速趋近律控制方法应用于Buck变换器三阶滑模控制器,并对控制器参数进行进一步筛选。仿真和实验结果表明,相比变速趋近律,改进变速趋近律控制方法减小了Buck变换器电压超调量,提高了系统动态性能。

**关键词:**DC/DC变换器;改进变速趋近律;三阶滑模控制器;超调量

**中图分类号:**TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed22428

## Research on Sliding Mode Control Method of DC/DC Converter Based on Improved Variable Speed Reaching Law

WANG Haiyan

(School of Mechanical and Control Engineering, Shengli College China University of Petroleum, Dongying 257000, Shandong, China)

**Abstract:** In order to reduce voltage overshoot of DC/DC converter and suppress chattering, a sliding mode control method based on improved variable speed reaching law was proposed. The improved variable speed reaching law inherited the advantages of variable speed reaching law and adjusted approach speed with system state variables. By introducing exponential term, the optimization of the speed change reaching law was insufficient, and the voltage overshoot was reduced. The improved variable speed reaching law control method was applied to Buck converter third-order sliding mode controller, and the controller parameters were further screened. The simulation and experimental results show that, compared with the variable speed reaching law, the improved variable speed reaching law control method can reduce the Buck converter voltage overshoot and improve the system dynamic performance.

**Key words:** DC/DC converter; improved variable speed reaching law; third-order sliding mode controller; overshoot

随着我国工业化程度不断提高,电力电子变换器发展日新月异。作为电力电子变换器重要组成部分,DC/DC变换器由于在体积、重量、能耗等方面的优势,被广泛应用于航空航天、全电舰船、交通通信等领域<sup>[1-3]</sup>。

滑模变结构控制方法作为典型非线性方法,鲁棒性较好,适用于DC/DC变换器这样的非线性系统<sup>[4-5]</sup>。文献[6]为提高Buck变换器快速性和精确性,抑制抖振现象,提出一种幂次等速趋近律控制方法。通过用幂次趋近方法替代等速趋近律开关函数,有效抑制超调和抖振现象;文献[7]

针对Buck变换器负载突变、电压扰动和电感电容变化等问题,提出一种基于变速趋近律的滑模抗扰动控制方法。在变速趋近律添加反余切函数,加快收敛速度,并对系统模型进行低通滤波,抑制系统噪声过大等问题;文献[8]针对Buck变换器输出负载扰动等问题,通过对时变干扰进行建模,转换为抑制匹配和非匹配干扰问题。通过设计扩张状态观测器,结合提出的指数幂次趋近律,有效抑制干扰对系统的影响;文献[9]用饱和和函数替代符号函数,抑制DC/DC变换器抖振,减小稳态误差和超调量。通过微调趋近律参数,有

**基金项目:**基于上位机控制的二次回路仿真装置的研究与开发(J11LG81)

**作者简介:**王海燕(1971—),女,硕士,讲师,Email:820885079@qq.com

效提高滑模快速性,降低系统开关设备引起的开关损耗;文献[10]针对新提出的滑模趋近律,讨论了一类不确定系统的滑模设计方法,其将设计方法应用于DC/DC变换器,比指数趋近律控制方法收敛速度更快、稳定性更强,有效抑制抖振,仿真结果说明该方法的可行性和有效性。

基于上述文献,本文提出一种改进变速趋近律控制方法,并应用于DC/DC变换器。改进变速趋近律是在变速趋近律基础上引入指数项,减小Buck变换器电压超调量,提高系统动态性能。

### 1 改进变速趋近律提出和性能分析

趋近律控制方法最早由高为炳院士提出,并得以推广。应用最广的趋近律中包括幂次趋近律和等速趋近律,数学表达式和优缺点如表1所示。

表1 趋近律表达式和优缺点

Tab.1 Reaching law expression, advantages and disadvantages			
模型	取值	优点	不足
幂次趋近律 $\dot{s} = -k s ^\alpha \text{sgn}(s)$	$k > 0, 0 < \alpha < 1$	有限时间内到达滑模面,超调量和抖振较小	趋近速度较慢
等速趋近律 $\dot{s} = -\frac{k}{\varepsilon} \text{sgn}(s)$	$k > 0, \varepsilon > 0$	到达滑模面时间固定,设计简单	当 $k/\varepsilon$ 较大时,到达滑模面的超调量和抖振较大;当 $k/\varepsilon$ 较小时,趋近速度较慢

文献[11]在等速趋近律基础上,提出一种变速趋近律,具体形式为

$$\dot{s} = -\frac{k}{\varepsilon + \left(\frac{\eta}{|x_1|} - \varepsilon\right)e^{-\delta|s|}} \text{sgn}(s) \quad (1)$$

其中  $k > 0 \quad \eta > 0$   
 $\varepsilon > 0 \quad \delta > 0$

式中: $x_1$ 为系统状态变量。

对比等速趋近律,变速趋近律(式(1))距离滑模面远时,趋近速度同等速趋近律,随着系统向滑模面运动,趋近速度随滑模面  $s$  和系统状态  $x_1$  逐渐变化。当系统距离滑模面近时,趋近速度  $\dot{s} = -k/\eta \cdot |x_1| \text{sgn}(s)$ 。由此可见,变速趋近律优点在于趋近速度不是一成不变的,随着滑模面  $s$  和系统状态  $x_1$  自适应调节;不足之处在于,系统状态  $x_1$  会导致趋近速度过大,超调量较大。

为克服变速趋近律超调量较大的缺点,本文

根据等速趋近律和变速趋近律,提出改进变速趋近律:

$$\dot{s} = -\frac{k}{f(x_1, s)} \text{sgn}(s) \quad (2)$$

其中

$$f(x_1, s) = \varepsilon + \left(\frac{\eta}{1 - e^{-|x_1|}} - \varepsilon\right)e^{-\delta|s|}$$

$$= \frac{\eta}{1 - e^{-|x_1|}} e^{-\delta|s|} + (1 - e^{-\delta|s|})\varepsilon$$

参数  $k, \eta, \varepsilon, \delta$  取值同变速趋近律。

改进变速趋近律继承变速趋近律优点:距离滑模面远时,保持较快趋近速度;距离滑模面近时,随滑模面  $s$  和系统状态  $x_1$  调节超调量大小。优化变速趋近律的不足,对于改进变速趋近律,当系统距离滑模面近时,式(2)变为

$$\dot{s} = -\frac{k}{\eta} (1 - e^{-|x_1|}) \text{sgn}(s) \quad (3)$$

根据式(3),得到平衡点附近的滑模区域如图1所示。

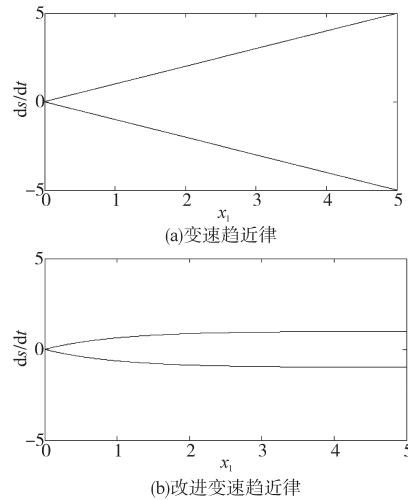


图1 平衡点附近滑模区域

Fig.1 Sliding mode area near the equilibrium point

根据图1,系统距离滑模面近时,变速趋近律速度  $|s| \in [0, +\infty)$ , 而改进变速趋近律速度  $|s| \in [0, k/\eta)$ 。相比等速趋近律,改进变速趋近律距离滑模面近时速度变小,超调量变小。

当系统状态收敛于平衡点  $|x_1| = 0$  附近时,改进变速趋近律与变速趋近律趋近速度比值为

$$\lim_{|x_1| \rightarrow 0} \frac{-\frac{k}{\eta} (1 - e^{-|x_1|})}{-\frac{k}{\eta} |x_1|} = \lim_{|x_1| \rightarrow 0} e^{-|x_1|} = 1 \quad (4)$$

由此可见,两种趋近律在平衡点  $|x_1| = 0$  附近趋近速度相同,系统抖振大致相同,理论分析与

图1曲线保持一致。

为验证改进幂次趋近律满足到达条件,定义Lyapunov函数为

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (5)$$

求导,得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s\dot{s} \\ &= s \left[ -\frac{k}{f(x_1, s)} \text{sgn}(s) \right] \\ &= -\frac{k|s|}{\frac{\eta}{1 - e^{-\eta|s|}} e^{-\delta|s|} + (1 - e^{-\delta|s|}) \varepsilon} < 0 \quad (6) \end{aligned}$$

故设计的改进变速趋近律满足到达条件。

## 2 DC/DC滑模控制器设计

### 2.1 数学模型

作为DC/DC变换器最常用的一种开关型号, Buck变换器结构简单,应用范围广,受到国内外学者广泛关注。本文以Buck变换器为例进行分析,Boost, Buck/Boost变换器分析方法以此类推。图2为Buck变换器三阶滑模控制器原理图,  $U_i$ 为输入电压,  $U_o$ 为输出电压,  $V_g$ 为开关, D为二极管, L为电感, C为电容, R为负载。

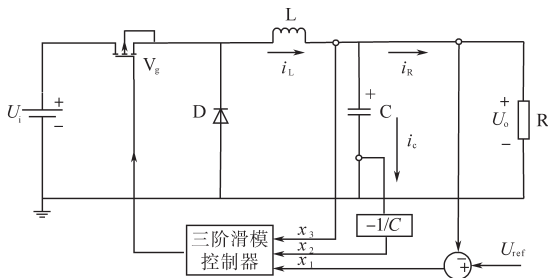


图2 Buck变换器三阶滑模控制器原理  
Fig.2 Principle of third-order sliding mode controller of Buck converter

定义  $x_1$  为电压误差,  $x_2$  为电压误差变化率,  $x_3$  为电感电流,  $U_{ref}$  为参考电压, 求得:

$$\begin{cases} x_1 = U_{ref} - U_o \\ x_2 = \dot{x}_1 = \frac{1}{C} \left( \frac{U_o}{R} - i_L \right) = -\frac{1}{C} i_c \\ x_3 = i_L \end{cases} \quad (7)$$

对式(7)求导,得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{CR} x_2 - \frac{U_i}{CL} u + \frac{U_o}{CL} \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{L} x_1 + \frac{U_i}{L} u - \frac{1}{L} U_{ref} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8),得到Buck变换器三阶状态空间方程为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{CR} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{U_i}{CL} \\ \frac{U_i}{L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_o}{CL} \\ -\frac{1}{L} U_{ref} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{D} \quad (9) \end{aligned}$$

相比于二阶滑模控制器,三阶滑模控制器通过添加电感电流,反馈电流变化,从而调节控制器相关参数,减小输出电压、电流超调量,提高稳态性能。

### 2.2 滑模控制器设计与分析

根据三阶状态空间方程式(9),设计三阶滑模面为

$$s = l_1 x_1 + l_2 x_2 + l_3 x_3 \quad (10)$$

式中:  $l_1, l_2, l_3$  为滑模面参数,均大于零。

控制器设计需要满足滑模到达条件,即

$$\lim_{s \rightarrow 0} s\dot{s} < 0 \quad (11)$$

当开关  $V_g$  闭合时,  $u=1$ , 根据到达条件,滑模面参数选择范围如下:

$$-\frac{1}{C} \left( l_1 - \frac{l_2}{CR} \right) i_c + \frac{1}{L} \left( \frac{l_2}{C} - l_3 \right) (U_o - U_i) < 0 \quad (12)$$

同理,当开关  $V_g$  断开时,  $u=0$ , 滑模面参数选择范围如下:

$$-\frac{1}{C} \left( l_1 - \frac{l_2}{CR} \right) i_c + \frac{1}{L} \left( \frac{l_2}{C} - l_3 \right) U_o < 0 \quad (13)$$

式(12)、式(13)的参数范围为最基本条件。在实际应用时,需要李导数定义进一步筛选滑模面参数范围。

根据李导数定义,求得等效控制  $u_{eq}$ :

$$\begin{aligned} u_{eq} &= -\frac{L_f s}{L_g s} \\ &= \frac{CL}{(l_2 - Cl_3)U_i} \left[ \frac{l_3}{L} x_1 + \left( l_1 - \frac{l_3}{CR} \right) x_2 + \frac{l_2}{CL} U_o - \frac{l_3}{L} U_{ref} \right] \quad (14) \end{aligned}$$

将式(7)代入,得:

$$u_{eq} = -\frac{L_f s}{L_g s} = \frac{CL}{(l_2 - Cl_3)U_i} \left[ \left( \frac{l_2}{CL} - \frac{l_3}{L} \right) U_o - \left( l_1 - \frac{l_3}{CR} \right) \dot{U}_o \right] \quad (15)$$

在输入电压  $U_i$  不变条件下,等效控制  $u_{eq}$  受输出电压  $U_o$  和输出电压变化率  $\dot{U}_o$  影响。当滑模面参数满足  $l_2 = CRl_1$  时,等效控制  $u_{eq} = U_o/U_i$ , 等效控制  $u_{eq}$  不受输出电压变化率  $\dot{U}_o$  影响。

根据本文设计的改进变速趋近律(式(2))设计滑模控制器,对式(10)求导,得到控制作用 $u$ ,如下式:

$$u = \frac{CL}{(l_2 - Cl_3)U_i} \left[ \left( \frac{l_2}{CL} - \frac{l_3}{L} \right) U_o - \left( l_1 - \frac{l_2}{CR} \right) \dot{U}_o - \dot{s} \right] \quad (16)$$

将式(2)代入,即可求得完整的控制作用 $u$ 。

### 3 仿真与实验

#### 3.1 仿真

将本文提出的改进变速趋近律控制方法与变速趋近律和等速趋近律进行比较,搭建 Matlab/Simulink 仿真模型,仿真参数为:输入电压 $U_i=20\text{ V}$ ,参考电压 $U_{ref}=10\text{ V}$ ,电容 $C=0.1\text{ mF}$ ,电感 $L=0.02\text{ mH}$ ,负载 $R=10\ \Omega$ ,寄生电阻 $5\text{ m}\Omega$ ,滑模面参数 $l_1=2000$ , $l_2=2$ , $l_3=5$ ,趋近律参数 $k=10$ , $\varepsilon=0.1$ , $\eta=1$ , $\delta=2$ 。

图3、图4分别为系统启动后,输出电压、电流动态响应。图5、图6分别为0.1 s时,负载从 $10\ \Omega$ 突变为 $15\ \Omega$ ,输出电压、电流动态响应。

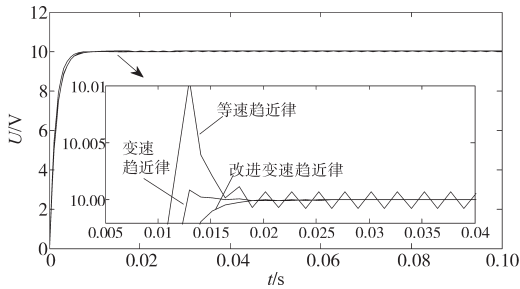


图3 系统启动后,输出电压动态响应

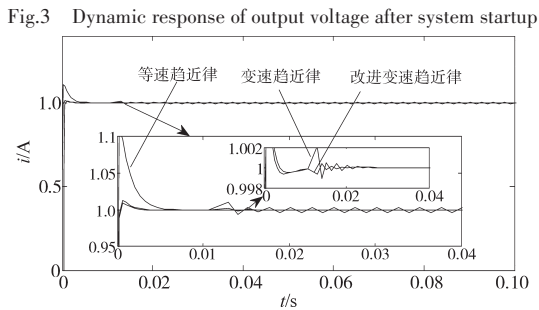


图4 系统启动后,输出电流动态响应

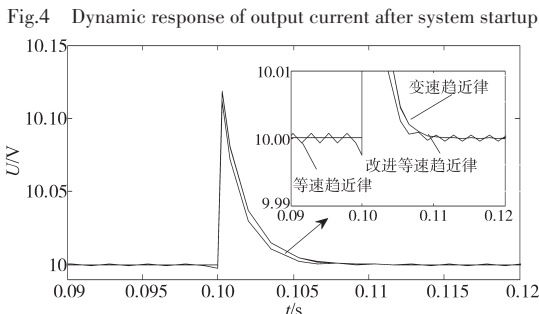


图5 负载突变后,输出电压动态响应

Fig.5 Dynamic response of output voltage after sudden load change

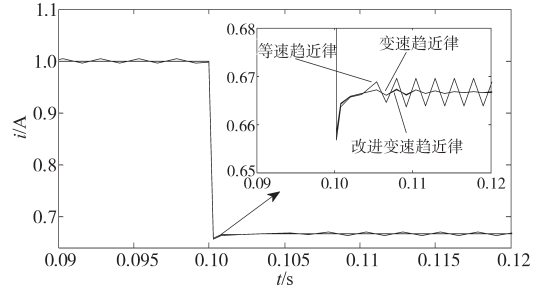


图6 负载突变后,输出电流动态响应

Fig.6 Dynamic response of output current after sudden load change

#### 3.2 实验

基于 DSP28335 数字处理器搭建 Buck 变换器滑模控制系统实验平台,实验参数同仿真保持一致。对比变速趋近律和改进变速趋近律控制方法,图7为系统启动后,输出电压动态响应实验波形比较;图8为负载突变后,输出电压动态响应实验波形比较。

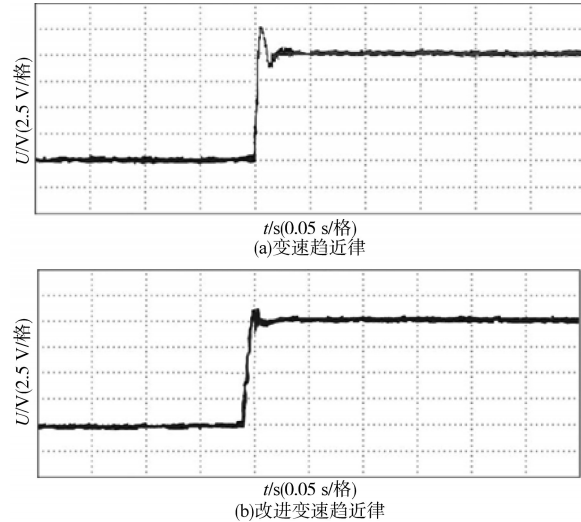


图7 系统启动后,输出电压动态响应实验波形

Fig.7 Dynamic response of output voltage experimental waveforms after system startup

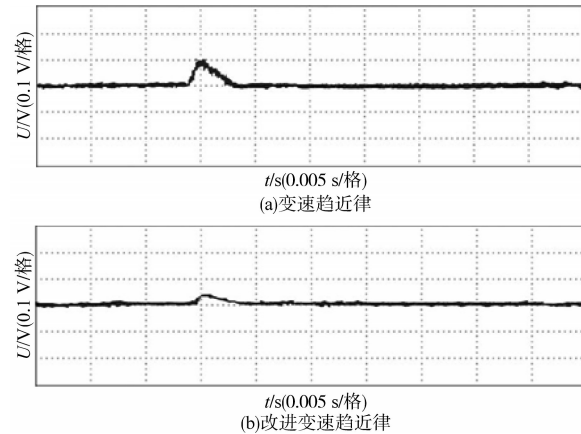


图8 负载突变后,输出电压动态响应实验波形

Fig.8 Dynamic response of output voltage experimental waveforms after sudden load change