DOI: 10.7641/CTA.2018.80318

线性自抗扰控制在全桥DC-DC变换器中的应用

王孝洪, 吴 丰, HOANG Thi Thu Giang[†], 潘志锋, 曾健华

(华南理工大学自动化科学与工程学院,广东广州 510640)

摘要:针对DC-DC变换器在实际应用中会受到多种输入扰动、负载扰动及电磁扰动影响的问题,本文结合全桥DC-DC变换器的系统模型特点,对传统线性自抗扰控制器进行了改进.设计了基于降阶扩张状态观测器和以比例控制作为误差反馈律的自抗扰控制器用于实际系统,在确保系统性能的前提下优化了参数整定过程.仿真和实验结果表明,该控制系统具有比传统PI控制系统更优的快速性、鲁棒性和适应性,且大大简化了传统自抗扰控制器设计过程中参数过多、取值困难的问题,具有良好的发展前景.

关键词:全桥DC-DC变换器;自抗扰控制;降阶模型;鲁棒性;

引用格式: 王孝洪, 吴丰, HOANG Thi Thu Giang, 等. 线性自抗扰控制在全桥DC-DC变换器中的应用, 2018, 35(11): 1610-1617

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Application of linear active disturbance rejection control in full-bridge DC–DC converters

WANG Xiao-hong, WU Feng, HOANG Thi Thu Giang[†], PAN Zhi-feng, ZENG Jian-hua

(College of Automation Science and Technology, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China)

Abstract: This paper is aimed at the problems of DC–DC converters in various applications, such as input disturbances, load disturbances and electromagnetic disturbances. The traditional linear active disturbance rejection control (LADRC) controller is improved according to the system model characteristics of full-bridge DC–DC converter. An ADRC controller based on reduced-order extended state observer and proportional control is designed for the actual system, and the parameter tuning process is optimized under the premise of ensuring system performance. Simulation and experimental results show that the control system has better speed, robustness and adaptability than traditional PI control systems. It greatly simplifies the problems of parameters selection in the design process of the traditional ADRC controllers.

Key words: full-bridge DC–DC converters; active disturbance rejection control; reduced order models; robustness **Citation:** WANG Xiaohong, WU Feng, HOANG Thi Thu Giang, et al. Application of linear active disturbance rejection control in full-bridge DC–DC converters. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(11): 1610 – 1617

1 引言(Introduction)

近年来我国推出了一系列关于节能减排的政策, 《中国制造2025》也提出了"创新驱动"、"绿色发 展"等基本方针,表明节能减排已经成为我国经济发 展的重要战略问题.为实现节能目的,以DC-DC变换 器为核心的储能/馈能技术迅速发展,成为研究的一大 热门.超级电容作为新一代储能设备,凭借其强大的 储存容量及性能,在新能源汽车、电力、航空航天和国 防等多个领域逐步取代了蓄电池;全桥DC-DC变换 器由于其拓扑特点,在大功率应用场合发挥了巨大作 用.本文将介绍全桥DC-DC变换器在超级电容储能 系统中的建模及其控制策略.

基于全桥DC-DC变换器的超级电容储能系统是 一个强非线性时变系统,用拉普拉斯变换等经典线性 分析方法难以对其直接建模.常用的"状态空间平均 法"或"周期平均法"忽略了功率变换器模型中的高 次项,造成小信号模型精度不高,大信号扰动时系统 可能不稳定等诸多问题;且超级电容端电压随储能量 的增减而不断变化的动态特性使得系统阶次较高,也 令建模变得困难.为使系统有较宽的输入电压范

收稿日期: 2018-04-30; 录用日期: 2018-07-23.

[†]通信作者. E-mail: tranghoanganh2811@gmail.com; Tel.: +86 14716437429.

本文责任编委: 高志强.

广东省科技计划项目(2015A010106004, 2016B090911003), 中央高校基本科研业务费专项资金项目(2018KZ05)资助.

Supported by he Science and Technology Planning Project of Guangdong Province, China (2015A010106004, 2016B090911003) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities (2018KZ05).

围、较强的带负载能力和抗干扰能力,即为了提高系统的快速性、鲁棒性和适应性,其控制方法的选择十分关键.目前较为成熟的经典PID控制策略,由于其控制器设计方式简单易懂,使用中不需精确的系统模型、参数整定较为简便等优势被广泛应用,且能够满足大多数系统的性能要求^[1-3].但其"基于误差反馈来消除误差"的控制策略本质,对于系统快速性和超调量之间的矛盾、非线性特性以及时变扰动的作用有限.随着电力电子技术的快速发展,人们对DC-DC变换器的性能要求也逐步提高,为此需要寻求一种快速性、鲁棒性和适应性更优的控制策略.

针对DC-DC变换器的控制问题,相关领域已对多种控制策略进行了深入研究,主要方法包括:自适应控制、模糊控制、神经网络控制、自抗扰控制等.但自适应算法需要控制对象的模型足够精确,使得控制器的参数不易选择;模糊控制的应用同样会给电路带来抖震问题,影响电路的稳定输出;神经网络控制结构复杂,造成其控制器设计变得困难.因此上述控制策略在实际应用中都存在一些缺点.

20世纪80年代,韩京清研究员在深入研究PID控制的基础上^[4],提出了一种更为新型的非线性控制理论,即自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC).基于扩张状态观测器的自抗扰控制是种非线性鲁棒控制技术,其最突出的特征就是把作用于被控对象的所有不确定因素都归结为"未知扰动",通过扩张观测器对其输入输出数据进行估计并给予补偿,是一种基于过程误差来减小误差的方法^[5].因此自抗扰控制控制器不依赖于系统模型,适用于高度非线性及非参数化的不确定系统对象,且具有较高的控制精度及较强的鲁棒性.自抗扰控制技术适应了数字控制的趋势和潮流、发展并弥补了传统PID控制策略中存

在的滞后现象,在高速高精度控制、外部扰动明显的 场合,自抗扰控制技术更能显示其优越的控制效果.

传统自抗扰控制器的3个核心组成部分:跟踪-微分器、扩张状态观测器和非线性状态误差反馈控制率均采用非线性函数,参数较多,调节复杂.在实际系统中,为简单快速地实现控制目标,高志强教授提出了线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC),采用线性函数对系统进行控制,大大简化了参数整定过程^[6-7],文献[7]利用一种新型的带宽参数化技术,以量化后的噪声水平作为控制器控制性能的评判标准,以实现并简化参数自整定过程.此外,系统的输出甚至某些低阶导数都可以直接获得,不必利用扩张状态观测器再对其进行估计,因而再次简化了线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)的结构,最终得到降阶的LADRC控制器.

本文首先介绍了LADRC控制器的基本结构和控制方法;其次根据基于全桥DC-DC变换器的超级电容储能系统电路模型设计对应降阶LADRC控制器;然后通过MATLAB仿真分析及实验结果验证该控制器的有效性,并与PI控制器的控制效果对比;最后归纳了LADRC控制策略应用于全桥DC-DC变换器系统的优势.

2 全桥DC-DC变换器系统数学模型(Mathematical model of full-bridge DC-DC converter system)

本节将对基于全桥DC-DC变换器的超级电容储 能系统小信号模型进行推导.系统的电流内环控制结 图如图1所示.通过对变压器进行T型电路等效变换, 对图1结构图进行简化,得到其简化后的非隔离控制 结构图等效为一个BUCK电路,如图2所示.



图 1 系统电流环控制结构图 Fig. 1 System current loop control structure



$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{\rm L} \\ \dot{U}_{\rm D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D}{NL} \\ -\frac{D}{NC_{\rm D}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\rm L} \\ U_{\rm D} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{U_{\rm C}}{L} \\ \frac{I_{\rm D}}{C_{\rm D}} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中: D表示占空比; I_L 表示电感电流; U_D 表示直 流母线电压; U_C 表示超级电容电压; C_D 表示母线 端的输入电容; I_D 表示母线输入电流; L表示电感 值; N表示变压器一次侧与二次侧的匝数比, $U_D^* = U_D/N$ 为直流母线电压折算到超级电容侧后的等效



图 2 系统等效电流环结构图 Fig. 2 System equivalent current loop structure

对式(1)分离扰动,去掉静态工作点及高阶非线 性项后,得到交流小信号的状态方程为



$$\begin{bmatrix} \frac{\bar{U}_{\rm D}}{NL} \\ -\frac{\bar{I}_{\rm L}}{NC_{\rm D}} \end{bmatrix} \tilde{d} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_{\rm D}} \end{bmatrix} \tilde{i}_{\rm D}, \qquad (2)$$

其中: *x*表示变量的静态分量, *x*表示变量的交流小信号分量.

由峰值电流控制原理可得小信号模型下占空比 *d*与峰值电流设定值*i*_s之间的表达式为

$$\tilde{i}_{\rm s} = \tilde{i}_{\rm L} F_{\rm i} + (m_1 + m) \tilde{d} T_{\rm s} \cdot F_{\rm i}, \qquad (3)$$

其中: *F*_i为电感电流到峰值电流反馈端的比例系数, *m*₁为电感电流的上升斜率,*m*为斜坡补偿斜率.再 根据式(3),得

$$\tilde{d} = \frac{\tilde{i}_{\rm s} - \tilde{i}_{\rm L} F_{\rm i}}{(m_1 + m) F_{\rm i} T_{\rm s}}.$$
(4)

联合式(2)-(4),得电流闭环后的传递函数如图 3所示.





由于原边电流ĩ_{ps}稳态时与ĩ_s之比为1/N,因此根 据图3可得被控电压与峰值电流设定值之间的传递 函数为

$$G_{\text{buck}}(s) = \frac{\tilde{u}_{\text{D}}}{\tilde{i}_{\text{ps}}} = -\frac{\bar{D}}{F_{\text{i}}} \frac{\frac{I_{\text{L}}LN}{\bar{U}_{\text{D}}\bar{D}}s + 1}{\frac{NL}{\bar{U}_{\text{D}}G_{1}F_{\text{i}}}s + 1} \cdot \frac{1}{C_{\text{D}}s}, \quad (5)$$

其中调制系数G1的表达式为

$$G_1 = \frac{1}{(m_1 + m)T_{\rm s}F_{\rm i}}.$$
(6)

- 3 自抗扰控制器在全桥DC-DC变换器中的 应用(Application o ADRC controller in fullbridge DC-DC converter)
- **3.1** 自抗扰控制器基本原理 (ADRC controller basic principle)

上节列出了系统小信号模型的状态空间表达式. 现对系统电压外环进行LADRC控制器设计.其中 外部干扰为母线电流扰动. 整个控制结构图如图 4所示.





其中: uref表示母线电压设定值; y表示系统被控输出,即母线电压.

由式(2)可得被控对象为二阶系统,具有如下形 式的微分方程:

$$\begin{cases} y = x_1, \\ \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = bu + f, \end{cases}$$
(7)

其中:表示b被控对象的控制增益,f表示系统的总扰动,即系统偏离积分串联型结构的部分和外部扰动的总和.LADRC由误差反馈律和LESO两部分组成,其中,LESO为LADRC的核心,它的主要作用是负责对扰动的实时估计和补偿,将系统改造为积分串联型结构^[8-10].由于改造后的被控对象自带积分项,因此即便不引入积分器,也能实现系统无静差输出.

为保留线性PID控制的优点,传统的LADRC控制一般选择PD控制器作为其误差反馈律.以二阶系统为例,LADRC控制结构图如图5所示.



图 5 LADRC控制结构图 Fig. 5 LADRC control structure

LESO的微分方程表达式如下:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_1, \\ \dot{z}_2 = z_3 + b_0 u - \beta_2 e_1, \\ \dot{z}_3 = -\beta_3 e_1, \end{cases}$$
(8)

其中: z_{1-3} 表示LESO的输出,分别对输出量y、输出量的微分y以及扰动f的估计; β_{1-3} 为LESO的参数; b_0 表示对控制增益b的估计值, b_0 越接近b, LESO的性能越好.

3.2 降阶自抗扰控制器设计(Reduced-order ADRC controller design)

3.2.1 降阶自抗扰控制器结构 (Reduced-order ADRC controller structure)

选取系统的一组典型工作状态: $\bar{U}_{\rm D}$ =550 V, $\bar{U}_{\rm C}$ =250 V, $\bar{I}_{\rm L}$ =20 A, L=10⁻³ H, $C_{\rm D}$ =5×10⁻⁴ F, N=3/4, $T_{\rm s}$ =(1/4) · 10⁴ s及 $F_{\rm i}$ =0.05, 可将 $G_{\rm buck}$ (s)化为如下表达式:

$$G_{\text{buck}}(s) = -\frac{4.173 \times 10^4 s + 4.35 \times 10^8}{(5.739 \times 10^4) \times s} \frac{1}{\frac{1}{5.739 \times 10^4} s + 1}.$$
(9)

由式(9)可知,系统传递函数存在一个开关频率 附近的高频极点,它远大于电路正常工作时的有效 带宽,不属于系统的主导极点,因此对整个系统的 性能影响很小.现将G_{buck}(s)写成两个传递函数G₁(s) 和G₂(s)串联的形式,即

$$G_{\text{buck}}(s) = G_1(s) \cdot G_2(s), \qquad (10)$$

其中 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 的传递函数如式(11)所示:

$$\begin{cases} G_1(s) = -\frac{4.173 \times 10^4 s + 4.35 \times 10^8}{5.739 \times 10^4 s} = \\ -\frac{0.727 s + 7580}{s}, \\ G_2(s) = \frac{1}{\frac{1}{5.379 \times 10^4} s + 1}. \end{cases}$$
(11)

将 $G_{\text{buck}}(s)$ 和 $G_1(s)$ 的频域特性进行对比,如图 6所示.





为保证小信号建模具有较高的精确度和抑制系统的高频噪声,实际系统的带宽不会超过1/2开关频率.而由图6可知,在1/2开关频率范围内,G_{buck}(s)和G₁(s)具有非常相近的频域特性,表明系统的性能主要受G₁(s)的影响,因此将系统的控制器设计转为对G₁(s)进行LADRC控制器设计.整个降阶系统的控制结构图如图7所示.



图 7 降阶LADRC控制结构图 Fig. 7 Reduced order LADRC control structure

3.2.2 LESO设计(LESO design)

由式(11)可知G1(s)是一阶系统,且其控制增益

 $\tilde{b} = -7580$. 对 $G_1(s)$ 设计一个二阶的LESO, 即

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y, \\ \dot{z}_1 = \tilde{b}_0 u + z_2 - l_1 e_1, \\ \dot{z}_2 = -l_2 e_1, \end{cases}$$
(12)

其中 \tilde{b}_0 表示对 \tilde{b} 的估计. 按照带宽法^[11–12], 取 $l_1 = 2\tilde{\omega}_0, l_2 = \tilde{\omega}_0^2,$ 得二阶LESO的特征方程为

$$\lambda(s) = s^2 + l_1 s + l_2 + (s + \tilde{\omega}_0)^2, \qquad (13)$$

其中 ω_0^2 表示二阶LESO的带宽. 取反馈控制量为

$$u = \frac{1}{\tilde{b}_0}(u_0 - z_2). \tag{14}$$

当观测器的参数 \tilde{b} 为负数,且被控对象的低频增 益为正时,LADRC将会对系统引入正反馈,导致系 统的性能变差^[13].因此需要在反馈控制量的输出端 引入一个反相器,将问题转为对最小相位系统的控 制器设计问题.取 $\tilde{b}_0 = \tilde{b}$,得到整个系统的控制结构 图如图8所示.其中: \tilde{y} 表示 $G_1(s)$ 的输出量, μ_0 表示 系统误差反馈律.



图 8 应用降阶LESO后的控制结构图 Fig. 8 Structure after applying reduced order LESO

由图8可以推出z2的表达式为

$$z_2 = \frac{\tilde{\omega}_0^2}{(s + \tilde{\omega}_0)^2} (s\tilde{y} - \tilde{b}u).$$
(15)

由于 $G_1(s)$ 的广义扰动为 $\tilde{f} = \dot{\tilde{y}} - \tilde{b}u = s\tilde{y} - \tilde{b}u$, 由LESO的物理意义可知, z_2 表示对 \tilde{f} 的估计, 传递 函数为

$$\frac{z_2}{\tilde{f}} = \frac{\tilde{w}_o^2}{(s + \tilde{w}_o)^2}.$$
 (16)

根据式(16),作出 z_2/\tilde{f} 的Bode图如图9所示.由 图9可知,随着的 $\tilde{\omega}_0$ 增加, z_2/\tilde{f} 的频域特性曲线向右 移动.表明增大观测器的带宽,能提高 z_2 对 \tilde{f} 的估计 速度.

但实际被控对象 *ŷ* 难以通过采样得到,考虑到实际系统的输出量*y*是由*ŷ*经过*G*₂(*s*)后得到的,且根据式(11)可知,*G*₂(*s*)为一含有高频极点的一阶惯性环节,因此*y*可以看作是*ŷ*经过一个小延时环节得到的,所以本文用*y*代替*ŷ*作为*G*₁(*s*)的输出量引入到





图 9 z_2/f 观域行性图 Fig. 9 Frequency domain characteristics of z_2/\tilde{f}

3.2.3 误差反馈律设计(Error feedback law design) 若设计的二阶LESO输出具有理想的跟踪和补 偿效果,则在降压模式下系统的模型将被改造为

$$\tilde{G}_{\text{buck}}(s) = \frac{1}{s} G_2 = \frac{1}{s(\frac{1}{5.739 \times 10^4}s + 1)}.$$
 (18)

传统的LADRC是将整个被控对象改造为二阶 积分串联型结构,此处引入的二阶LESO只是将系 统的*G*₁(*s*)部分改造为积分结构1/s,并且保留了系 统的高频惯性环节.

针对式(18)的被控对象,由于控制对象中仍有积 分结构,所以无需加入额外的积分器,也能实现系 统的无静差输出.它与传统的LADRC不同之处在 于,它能在单独的比例控制下,实现整个系统的稳 定,而传统的LADRC由于将对象改造为二阶积分 串联型结构,其相角为-180°,单独采用比例控制是 无法让系统稳定的.因此,这种二阶LADRC大大简 化了误差反馈律的设计过程.

最终本文选择比例控制作为LADRC的误差反 馈律.得到系统闭环结构图如图10所示.其中: *V*_{ref} 表示参考电压; *P*表示比例控制;低通滤波器用来滤 除系统输出*y*中的高频噪声.

理想情况下,应用改进的降阶LADRC控制后, 系统的整个开环传递函数和闭环传递数分别为

$$\tilde{G}_{\text{Hbuck}}(s) = \frac{P}{s(\frac{1}{5.739 \times 10^4} + 1)},$$
(19a)





图 10 降阶LADRC的系统闭环结构图 Fig. 10 Closed-loop structure of reduced order LADRC system

4 系统仿真分析(System simulation and analysis)

为进一步验证LADRC控制器的控制性能,首先使用MATLAB线性化仿真工具,得到PI控制器和二阶LADRC控制器控制下,系统开环传递函数的Bode图.

选择比例系数P = 6300,将 $\tilde{G}_{Hbuck}(s)$ 的穿越频率设计在1000 Hz处. 从频域和时域特性两方面,对比分析PI和二阶LADRC的控制性能.





首先,对比PI和二阶LADRC控制的频域特性. 二者的频域特性曲线对比图如图11所示.由图11可 知:低频段,二者的增益斜率为负,均能实现系统的 无静差输出;中频段,二者幅值增益曲线均是以 -20 dB的斜率穿越0 dB线,均有良好的动态性能, 但与PI控制相比,LADRC有更高的相位裕度;高频 段,LADRC幅值增益曲线更陡,对高频噪声的抑制 效果也要优于PI控制.因此在穿越频率设为相同的 情况下,LADRC的控制效果优于PI控制.

下面对比PI和二阶LADRC的控制的时域特性, 二者的阶跃响应曲线对比图如图12所示.

由图12可知,两种控制方法均实现了系统的无静差输出.与PI控制相比,二阶LADRC的超调量和调节时间都更小,整个上升过程几乎没有超调,因此引入二阶LADRC能够解决PI控制中存在的"超调量与快速性"之间的矛盾,使得系统的快速性、鲁棒性和适应性有了进一步的提高.



Fig. 12 Step response graph

完成上述仿真后,建立实际系统仿真模型如图 13所示.

分别在 $t = 0.015 \pi t = 0.03$ 对母线电流引入一个阶跃扰动,得到LADRC和PI的抗扰性能对比图如图14所示.

仿真结果表明,在整个响应过程中,LADRC收 敛速度和超调量均优于PI控制.因此LADRC控制的 抗扰性能优于PI控制,对系统的动态性能和鲁棒性 均有了较大提高.

5 实验验证(Experimental verification)

设计电压环实验对比系统在PI控制器与LADRC 控制器下的控制性能,直流母线电压初始值为600 V, 设定值为550 V.所得启动过程实验波形如下图所 示.其中:CH1对应占空比,CH3对应直流母线电压, CH4对应电感电流.

根据图15结果,分别测量2种控制器作用下母线 电压对应的超调量与调节时间,对比PI控制器和 LADRC控制器的控制性能.

1) 超调量对比.

测得两者的超调量如图16所示. 由测量结果可知: PI控制下母线电压的超调量大小为10 V, LAD-RC控制下母线电压的超调为4 V, LADRC控制在系统瞬态响应过程中的超调较小.

















(b) LADRC控制







2) 调节时间对比.

测得两者的调节时间如图17所示. 由测量结果可知: PI控制下母线电压的调节时间为7.3 ms, LA-DRC控制下母线电压的调节时间为4.3 ms, LADRC控制下母线电压的调节时间为4.3 ms, LADRC控制在系统瞬态响应过程中的调节时间较短.

由图15-17的对比结果可知, LADRC控制不但 降低了母线电压的超调量, 而且减小了母线电压的

王孝洪等:线性自抗扰控制在全桥DC-DC变换器中的应用

调节时间,因此应用LADRC提高了系统的鲁棒性, 并且改善了系统的瞬态响应性能.



图 17 调节时间对比

Fig. 17 Adjustment time comparison

6 总结(Conclusions)

本文针对全桥DC-DC变换器的双闭环控制策略 设计了LADRC控制器.根据系统特点应用了降阶 线性扩张状态观测器和状态误差反馈律设计降阶 LADRC控制器,保证系统的抗扰动性能和动态性能 的同时大大简化了参数整定过程.通过仿真和实验 结果可知,加入降阶LADRC控制器后可以减小系 统超调量、缩短调节时间,得到更好的动态性能和 抗扰性能.

参考文献(References):

- GUO L. Implementation of digital PID controllers for DC–DC converters using digital signal processors [C] //IEEE International Conference on Electro/information Technology. Chicago, IL, USA: IEEE, 2007: 306–311.
- [2] KAPAT S, KREIN P T. PID controller tuning in a DC–DC converter: A geometric approach for minimum transient recovery time [C] //Control and Modeling for Power Electronics. Boulder, CO, USA: IEEE, 2010: 1 – 6.

- [3] XIAN Yanhua, FENG Jiuchao. Regional pole assignment robust PID control algorithm for DC-DC converter [J]. Journal of Northeastern University (Natural Science), 2013, 34(10): 1369 1373.
 (贤燕华, 冯久超. 直流变换器的区域极点配置鲁棒PID 控制算法 [J]. 东北大学学报(自然科学版), 2013, 34(10): 1369 1373.)
- [4] HAN Jinqing. From PID technique to active disturbances rejection control technique [J]. *Control Engineering of China*, 2002, 9(3): 13 – 18.

(韩京清.从PID技术到"自抗扰控制"技术 [J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.)

- [5] HAN Jinqing. Active disturbance rejection controller and its application [J]. Control and decision, 1998, 13(1): 19 23.
 (韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19 3.)
- [6] GAO Zhiqiang. On the foundation of active disturbance rejection control [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12): 1498 1510.
 (高志强. 自抗扰控制思想探究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1498 1510.)
- [7] GAO Z. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design [C] //Proceedings of the 2006 American Control Conference. Minneapolis, MN, USA: IEEE, 2006: 2399 – 2405.
- [8] ZHOU X, TIAN C, YOUJIE M A. SHAPF model based on LADRC and its current tracking control [J]. *Electric Power Automation Equip*ment, 2013, 33(4): 49 – 54.
- [9] LIU L, XU Z, MEI Q. Induction motor drive system based on the flux observer LESO and LADRC [C] //WRI Global Congress on Intelligent Systems, 2009. GCIS '09. Xiamen, China: IEEE, 2009: 248 – 252.
- [10] YUAN Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan. Research on frequencyband characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1630 – 1640.
 (袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与 参数配置研究 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630 – 1640.)
- [11] WANG H Q, HUANG H. An expansion of LESO for motion control with high frequency disturbance [J]. *Applied Mechanics & Materials*, 2014, 668 – 669: 437 – 440.
- [12] DU L, LI X, LEI Y. Quasi sliding mode fast maneuver control based on LESO of high agile small satellite [C] //International Conference on Measurement, Information and Control. Harbin, China: IEEE, 2014: 1339 – 1344.
- [13] ZHAO S. Practical solutions to the non-minimum phase and vibration problems under the disturbance rejection paradigm [D]. Cleveland, USA: Cleveland State University, 2012.

作者简介:

王孝洪 (1976-), 男, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动系

统及其控制技术, E-mail: xhwang@scut.edu.cn;

吴 丰 (1993–), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子控制技术 应用, E-mail: 356320756@qq.com;

HOANG Thi Thu Giang (1982–), 女, 讲师, 研究方向为电力电 子与电力传动系统及其控制技术, E-mail: tranghoanganh2811@gmail. com:

潘志锋 (1992-), 男, 博士研究生, 研究方向为自抗扰控制、分数 阶控制及其在电力电子领域的应用, E-mail: msking@mail.scut.edu.cn;

曾健华 (1992-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子控制技术 应用, E-mail: 1804809366@qq.com.