

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2016.12.016

基于内衰减趋近律的感应电机组合滑模位置控制^{*}

牛 超¹, 魏尚北²

(1. 河南机电职业学院 机械工程学院,河南 郑州 451191;2. 河南司法警官职业学院 信息技术系,河南 郑州 451191)

摘要:针对感应电机滑模控制中线性滑模面存在动态性能好、稳态性差,积分滑模面稳态性能好、动态性能差的问题,结合两种滑模面的优点,提出了一种新的组合滑模面。通过设定阀值,根据偏差与阀值的关系,改变切换值的大小,从而达到线性滑模面和积分滑模面的平滑切换。同时针对控制系统中存在的抖振问题,设计一种带内负衰减控制的趋近律,使得切换开关在零附近呈现负衰减,保证了趋近阶段的快速性和准动滑模态的强鲁棒性,同时减弱了抖振。最后与传统的滑模控制策略进行了对比分析。分析结果表明,基于内衰减趋近律的组合滑模感应电机控制具有良好的动态、稳态性和鲁棒性,又有效地削弱了抖振。

关键词:感应电机;组合滑模面;内衰减趋近律;滑模控制

中图分类号:TM3;TP273

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2016)12-1501-05

Combined sliding surface position control for induction motor based on internal negative attenuation reaching law

NIU Chao¹, WEI Shang-bei²

(1. Department of Mechanical Engineering of Henan Mechanical and Electrical Vocational College, Zhengzhou 451191, China; 2. Department of Information Technology of Henan Judicial Political Vocational College, Zhengzhou 451191, China)

Abstract: Aiming at the problem that the dynamic performance of linear sliding mode surface in induction motor control was good but whose steady-state performance was poor, and the dynamic characteristics of integral sliding surface was poor but whose steady-state performance was good; merits of the two sliding mode surface mentioned above were associated and a new combined sliding mode surface was proposed in this paper. The smooth-switching between the linear and integral sliding mode surface was realized by setting a threshold value, and changing the switch-value based on the relationship of the deviation and threshold value. Meanwhile, aiming at the problem of buffering in control system, the reaching law with internal negative attenuation was designed which made the shift-switch showed a negative attenuation near zero. The rapidity of tendency phase and robustness of quasi-moving sliding mode were guaranteed and whose trembling was weakened simultaneously. Simulation analyses were compared with the traditional sliding mode surface control strategy. The results indicated that the combined sliding mode surface for induction motor based on integral negative attenuation possesses good characters of dynamic, stability and robust, and whose trembling is also weakenes effectively.

Key words: induction motor; combination of sliding surface; reaching law with internal negative attenuation; sliding mode control

0 引言

感应电机是一个多变量、强耦合的非线性系统,针

对系统中存在的非线性和不确定性问题,国内外的一些学者将滑模变结构控制应用到其位置控制中,使系统具有较强的鲁棒性和抗干扰能力^[1-3]。然而,为了保

持系统在滑模面上运动,需要不同的控制逻辑之间来回的切换,这样就容易产生抖振^[4]。同时,滑模控制中线性滑模面存在系统误差无法在有限的时间内收敛到平衡点,积分滑模面在系统做趋近运动时,状态量变化剧烈、控制量大、动态性能较差^[5]。

针对感应电机滑模控制存在的问题,研究人员将滑模控制与模糊控制、神经网络控制等先进的控制理论相结合,取得良好的效果,但实际应用中,实现起来较为困难。文献[6]给出了水下机器人基于 sigmoid 函数的滑模控制,削弱了系统抖振,系统最终趋近于平衡态。

本研究将在文献[6]的研究基础上,设计一种线性滑模面和积分滑模面平滑自由切换的组合滑模面,并将带内负衰减控制的趋近律用于滑模控制中,在提高感应电机位置控制系统的动态性能和稳态性能的同时又削弱抖振,并通过仿真验证该控制策略的有效性。

1 感应电机数学模型

由电机学理论可知,在转子磁场定向下,感应电机在两轴同步旋转 $d-q$ 坐标系下的数学模型为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{dr} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu\psi_{dr}i_{qs} - \left(\frac{B}{J}\right)\omega - \left(\frac{1}{J}\right)T - \alpha\psi_{dr} + \alpha Mi_{ds} \\ -\gamma i_{ds} + \alpha\beta\psi_{dr} + n_p\omega i_{qs} + \frac{\alpha M i_{qs}^2}{\psi_{dr}} + \frac{u_{ds}}{\sigma L_s} \\ -\gamma i_{qs} + \beta n_p \omega \psi_{dr} - n_p \omega i_{ds} - \frac{\alpha M i_{qs} i_{ds}}{\psi_{dr}} + \frac{u_{qs}}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \\ \beta = \frac{M}{(\sigma L_s L_r)}, \\ \gamma = \left(\frac{M^2 R_r}{(\sigma L_s L_r^2)} \right) + \left(\frac{R_s}{(\sigma L_s)} \right), \\ \mu = \frac{n_p M}{(J L_r)} \end{array} \right.$$

式中: θ —电机机械角位移; ω —电机机械角速度; ψ_{dr} — d 轴转子磁通; i_{ds}, i_{qs} — d, q 轴定子电流; u_{ds}, u_{qs} — d, q 轴定子电压; R_s, R_r —定、转子电阻; L_s, L_r, M , σ —定、转子自感、定转子互感和漏感系数; n_p, J —转子极对数和转动惯量; T_L —负载转矩; B —摩擦系数。

在感应电机双闭环控制中,内环子系统是电磁子

系统,响应速度远较外环机械子系统为快,现有的电力电子技术已能保证反馈电流在很短的时间内收敛至参考电流值^[7-8],故电流控制可采用 PI 调节器:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= K_{di} \int_0^t (i_{ds}^* - i_{ds}) dt + K_{dp} (i_{ds}^* - i_{ds}) \\ u_{qs} &= K_{qi} \int_0^t (i_{qs}^* - i_{qs}) dt + K_{qp} (i_{qs}^* - i_{qs}) \end{aligned} \quad (2)$$

如果电流环的响应速度设计的足够快,就可以在方程(1)中忽略定子电流的动态过程,得到如下简化感应电机模型。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega \\ \psi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu\psi_{dr}i_{qs}^* - \left(\frac{B}{J}\right)\omega - \left(\frac{1}{J}\right)T \\ -\alpha\psi_{dr} + \alpha Mi_{ds}^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

同时,电磁子系统中 ψ_{dr} 可快速收敛于稳定值,因此可认为磁通为恒定值,则式(3)可以写成^[9-10]:

$$\dot{\omega} = \mu\psi_{dr}^* i_{qs}^* - \left(\frac{B}{J}\right)\omega - \left(\frac{1}{J}\right)T \quad (4)$$

2 位置控制器设计

实际中,感应电机转子电阻随着温度的升高而增大,负载转矩难以精确确定,另外,转子磁通也是不能准确测量的。故考虑到参数变化,式(4)可以写为:

$$\dot{\omega} = \mu\psi_{dr}^* i_{qs}^* - \left(\frac{B}{J}\right)\omega + d(t) \quad (5)$$

式中: $d(t)$ —不确定项, $d(t) = \Delta\mu\psi_{dr}^* i_{qs}^* - \Delta B\omega/J - (1 + \Delta)T/J$ 。

设 θ 为感应电机的位置参数, θ^* 为感应电机参考位置,则:位置误差 $e_1 = \theta^* - \theta$, $e_2 = \dot{\theta}^* - \dot{\theta} = \dot{\theta}^* - \omega$, $e_3 = \ddot{\theta}^* - \ddot{\theta} = \ddot{\theta}^* - \dot{\omega}$ 。

定义组合滑模面:

$$s(t) = \sum_{i=1}^2 c_i e_i + K_1 \int_0^t e_1 dt \quad (6)$$

设定阀值 Δ ,当 $e_1 > \Delta$ 时,令 $K_1 = 0$,此时滑模面为线性;当 $e_1 \leq \Delta$ 时,令 $K_1 > 0$,此时滑模面为线性面和积分面的组合,切换时不设定积分初值,这样可以保证滑模面的连续性,同时合理的设置 K_1 值,可以保证控制系统具有良好的动态性能和稳态性能^[11]。

构造 Lyapunov 函数为:

$$V(t) = \frac{1}{2}s(t)^2 + \frac{1}{2}\gamma\tilde{d}(t)^2 \quad (7)$$

式中: $\tilde{d}(t) = d(t) - \hat{d}(t)$, $\hat{d}(t) = d(t)$ 的估计值。

实际中感应电机的干扰和不确定参数的界是难以估计的,这样传统方法设计的控制器就比较保守,因此引入了自适应控制。则:

$$\dot{V}(t) = s(t)\dot{s}(t) + \gamma\tilde{d}(t)\dot{\hat{d}}(t) =$$

$$\begin{aligned} & s(t)(c_1e_2 + c_2\dot{\theta}^* - c_2\mu\psi_{dr}^* i_{qs}^* + \\ & c_2\left(\frac{B}{J}\right)\omega - c_2d(t) + k_1e_1) - \gamma\bar{d}(t)\dot{d}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

若使系统渐近稳定, 根据 Lyapunov 定理, 须满足 $V(t) > 0, \dot{V}(t) < 0$, 因此构造:

$$i_{qs}^* = \frac{1}{c_2\mu\psi_{dr}^*}(c_2\frac{B}{J}\omega - c_2\dot{d}(t) + c_2\dot{\theta}^* + k_1e_1 + c_1e_2 + \varepsilon\text{sign}(s) + \eta s) \quad (9)$$

$$\dot{d}(t) = -\frac{c_2}{\gamma}s \quad (10)$$

式中: $\eta > \varepsilon > 0$ 。

将式(9) 和式(10) 代入到式(8) 中得到:

$$\begin{aligned} V(t) &= s(t)\dot{s}(t) + \gamma\bar{d}(t)\dot{d}(t) = \\ & s(t)(c_1e_2 + c_2\dot{\theta}^* - c_2\mu\psi_{dr}^* i_{qs}^* + \\ & c_2\left(\frac{B}{J}\right)\omega - c_2d(t) + k_1e_1) - \gamma\bar{d}(t)\dot{d}(t) = \\ & s(t)(-\varepsilon\text{sign}(s) - \eta s - c_2d(t) + c_2\dot{d}(t)) - \\ & \gamma\bar{d}(t)\dot{d}(t) = \\ & -\varepsilon s(t)\text{sign}(s) - \eta s(t)^2 \leqslant 0 \end{aligned} \quad (11)$$

$V \leqslant 0$ 时, 系统能在有限时间内由任意初始状态达到切换面。因此, 式(9) 和式(10) 保证系统的稳定性。

式(9) 中采用的指数趋近律, 使系统在切换带中的原点运动不能趋近原点, 而是趋近于原点附近的一个抖振, 这样将不可避免的出现抖振, 后来多位学者提出改进的指数趋近率的方法^[12], 从某种程度上降低了

抖振并最终稳定于原点, 但是控制策略并不能保证滑动模态对外干扰和参数摄动的不确定性。sigmoid 函数是神经网络中一类重要激活函数, 既具有饱和性, 又具有饱和函数所不具备的光滑性、严格单调性, 其一般表达式为^[13]:

$$\text{sig}(x, a, \theta) = \begin{cases} \frac{1}{1 + e^{-ax+\theta}}, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ \frac{1}{1 + e^{-ax-\theta}} - 1, & x < 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: a —增益, 决定变化速率; θ —偏移量, 通常取偏移量 $\theta = 0$ 。

本研究采用一种带内负衰减控制的趋近律, 将用 sigmoid 改进的死区函数代替 sign, 从而可以使切换开关在零附近呈现负衰减, 保证了趋近阶段的快速性和准动滑模态的强鲁棒性, 同时减弱了抖振。

因此系统的控制率可写为:

$$i_{qs}^* = \frac{1}{c_2\mu\psi_{dr}^*}(c_2\frac{B}{J}\omega - c_2\dot{d}(t) + c_2\dot{\theta}^* + k_1e_1 + c_1e_2 + \varepsilon\text{sig}(s) + \eta s) \quad (13)$$

$$\dot{d}(t) = -\frac{c_2}{\gamma}s \quad (14)$$

3 仿真研究

为了验证算法的有效性, 本研究对感应电机位置控制系统进行了仿真, 仿真平台是基于 Matlab/Simulink 仿真软件所搭建的仿真模型, 位置控制器仿真模型如图 1 所示。

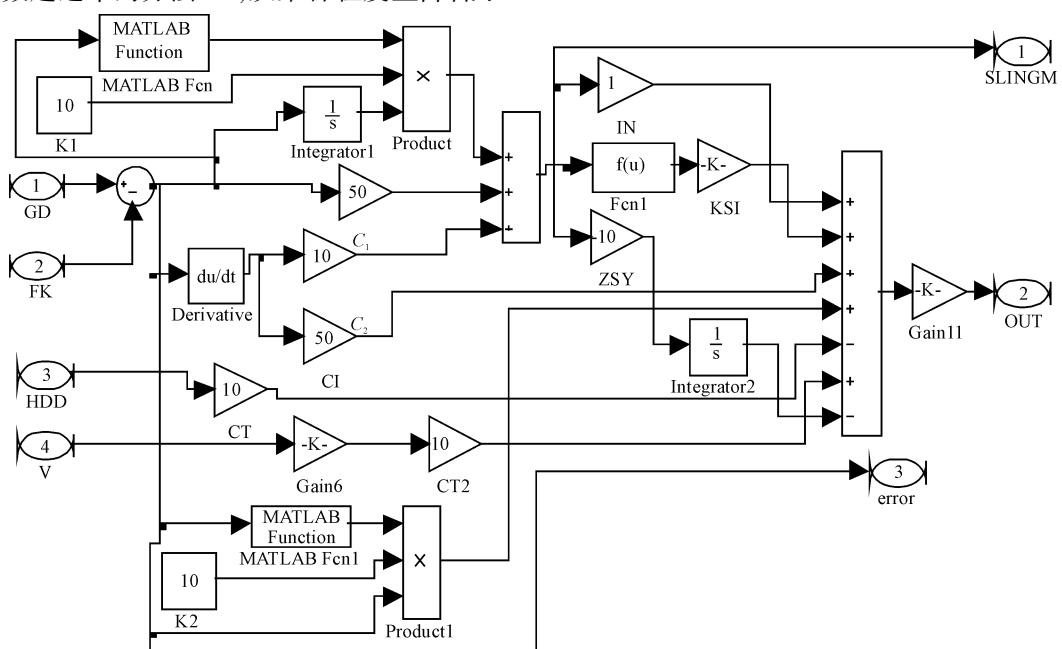


图 1 控制器仿真模型

系统参数如表 1 所示。

表 1 系统仿真参数

参数	数值
定子电阻 / H	0.069
转子电阻 / H	0.069
互感 / H	0.068
定子电阻 / Ω	0.17
转子电阻 / Ω	0.15
转动惯量 / Ω	0.057 6
摩擦系数 / kg · m ²	0.01
极对数	2

设感应电机的位置给定信号为: $\theta = (\pi/2) \sin(5t) (1 - e^{-0.1t^3})$, 为验证所设计控制方法的动、静态特性和防抖动效果, 加入参数变化和扰动, 2 s 时感应电机转子电阻变化为原来的 2 倍, 负载在 3 s 时发生突变。仿真结果如图 2 所示。

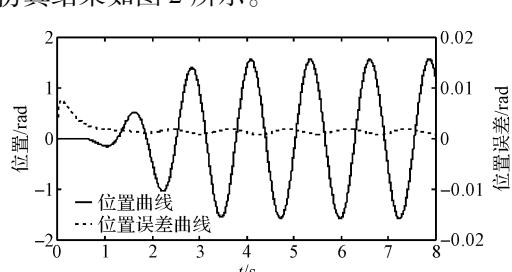


图 2 位置跟踪曲线和误差曲线

由图 2 仿真波形图可以看出, 系统能够快速地跟踪给定信号, 具有较高的控制精度, 控制系统对来自电机参数的摄动、外界的干扰具有很强的鲁棒性。

在其他条件相同的情况下, 不同的滑模控制算法下的位置误差曲线如图 3 所示。

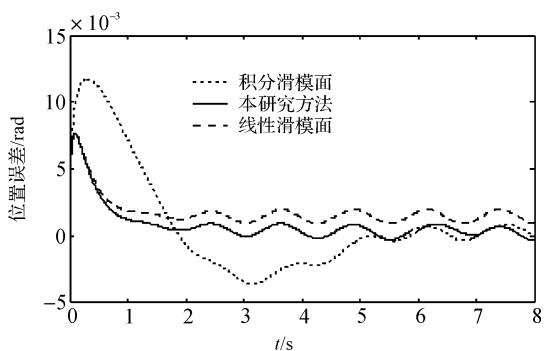


图 3 不同的控制策略下的位置误差曲线

由图 3 中误差曲线可知, 传统线性滑模虽具有良好的动态特性, 但系统进入滑动模态以后, 无论如何调节, 误差无法在有限的时间内收敛到平衡点存在稳态静差, 积分滑模可以保证状态量从开始到结束都具有较强的鲁棒性, 滑动模态具有良好的稳定性, 但当系统作趋近运动时, 状态量变化剧烈, 控制量较大, 动态性能较差。

内负衰减控制的趋近律的滑模面如图 4 所示。

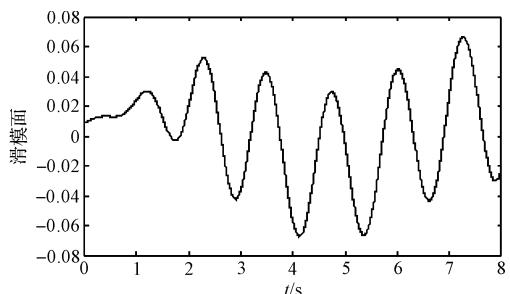


图 4 内负衰减控制的趋近律的滑模面

传统滑模控制的滑模面如图 5 所示。

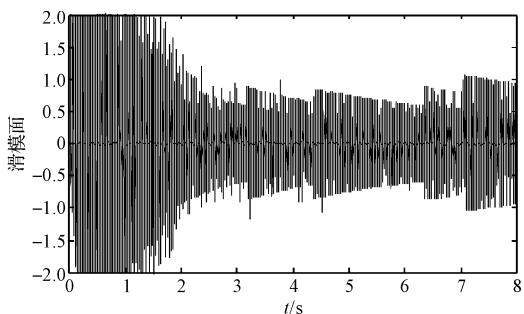


图 5 传统滑模控制的滑模面

由图 4, 图 5 对比可知, 带内负衰减控制的趋近律滑模控制可以使切换开关在零附近呈现负衰减, 保证步步穿越滑模面, 保证了趋近阶段的快速性和准动滑模态的强鲁棒性, 同时减弱了抖振。

4 结束语

本研究针对传统感应电机滑模控制中存在动静态特性不佳和抖振问题, 提出了一种新的线性和积分滑模面平滑切换的组合滑模面, 根据偏差, 调节切换值, 既克服了线性滑模面的稳定性差, 又解决了积分滑模面动态性能不佳的问题, 保证了系统在整个过程都具有较好的动、静态特性。同时, 本研究采用一种带内负衰减控制的趋近律, 保证了滑模趋近阶段的快速性和准动滑模态的强鲁棒性, 有效地降低了控制的抖振现象。

通过仿真分析可知, 基于内衰减趋近律的感应电机组合滑模控制算法能够有效提高系统动静态特性, 保证了系统具有良好的控制精度和鲁棒性, 同时又削弱了抖振。

参考文献 (References) :

- [1] 常乾坤, 葛琼璇, 雷鸣, 等. 一种高性能感应电机无速度传感器矢量控制策略 [J]. 电机与控制学报, 2014, 18(12): 85-94.
- [2] 梅泽挺, 蔡卓剑, 赵荣祥. 多相感应电机任意非正弦气隙

- 磁密的磁动势分析与应用 [J]. 轻工机械, 2016, 34(2): 49-55.
- [3] LAI C, SHYU K. A novel motor drive design for incremental motion system via sliding-mode control method [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(2): 499-507.
- [4] 张 瑶, 马广富, 郭延宁, 等. 一种多幂次滑模趋近律设计与分析 [J]. 自动化学报, 2016, 42(6): 465-472.
- [5] 张碧陶. 智能分数阶滑模控制及系统参数整定方法的研究 [D]. 广州: 华南理工大学自动化科学与工程学院, 2012.
- [6] 刘云龙, 高存臣, 任启峰, 等. 水下机器人基于 sigmoid 函数的软变结构控制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 2(16): 90-95.
- [7] RICCAARDO MARINO, SERGEI PERESADA, PADO VALIGI. Adaptive input-output linearizing control of induction motors [J]. *IEEE Automatic Control Transactions on*, 1993, 2(38): 208-221.
- [8] CHEN X K. Adaptive sliding mode control for discrete-time multi-input multi-output systems [J]. *Automatic*, 2006, 42(3): 427-435.
- [9] 王留芳, 曹玲芝, 牛 超. 基于变指数趋近律的起重机自适应滑模控制 [J]. 自动化与仪表, 2010, 8(8): 1-4.
- [10] 周 静, 柴永利, 黄丰保. 空空导弹电动舵机自适应模糊滑模控制方法 [J]. 兵工自动化, 2014, 33(4): 42-46.
- [11] 万健如, 宫 成, 刘 瞾, 等. 基于 MTPA 的永磁同步电机滑模变结构直接转矩控制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 3(12): 30-35.
- [12] 童克文, 张 兴, 张 显, 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, 21(7): 102-106.
- [13] 刘云龙, 高存臣, 任启峰, 等. 水下机器人基于 sigmoid 函数的软变结构控制 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(2): 90-95.

[编辑: 周昱晨]

本文引用格式:

牛 超, 魏尚北. 基于内衰减趋近律的感应电机组合滑模位置控制 [J]. 机电工程, 2016, 33(12): 1501 - 1505.

NIU Chao, WEI Shang-bei. Combined sliding surface position control for induction motor based on internal negative attenuation reaching law [J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2016, 33(12): 1501 - 1505.
《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>

(上接第 1466 页)

图 7 表明, 当落料口高度 14 mm, 出料口大小 15 mm 时, 实验信噪比最高, 所以下料口的最佳参数组合为落料口高度 14 mm, 出料口大小 15 mm。

4 结束语

笔者采用田口正交实验法对影响定量称重配料系统精度的主要因子进行研究, 对称重数据贡献率最大的为电磁振动给料机供电电压, 出料口大小次之, 落料口高度为最小, 且电压大小与出料口大小、落料口高度存在较强的交互作用, 出料口大小与落料口高度基本不存在交互作用。在电压不变的条件下, 对出料口大小和落料口高度进行优化, 得到当落料口高度 14 mm、出料口大小 15 mm 时, 实验数据稳定, 精度较高。

田口正交实验法在材料颗粒较均匀的条件下可以优化称重配料系统参数, 提高计量准确度, 为小计量称重配料系统的设计提供参考依据。

参考文献 (References) :

- [1] 王 艳, 周 辉. 电磁振动给料机参数的确定原则 [J]. 橡塑技术与装备, 2010, 36(2): 33-38.
- [2] 陈富安, 李攀峰, 苏宝平. 颗粒食品定量分装机控制系统

设计 [J]. 河南工业大学学报: 自然科学版, 2010, 31(5): 81-85.

- [3] 李正明. 称重配料系统的微机控制 [J]. 自动化仪表, 1995, 16(8): 20-22.
- [4] 唐 俊, 严辉容, 杨 辉. 基于 ANSYS 的电振给料机的设计与数学建模 [J]. 西华大学学报: 自然科学版, 2009, 28(2): 12-16.
- [5] 张 滨. 高效电磁振动给料机设计及性能研究 [D]. 淄博: 山东理工大学机械工程学院, 2009.
- [6] 黄 凤. 电磁振动给料机振幅的自适应控制 [D]. 常州: 河海大学机电工程学院, 2007.
- [7] 马加明, 张 民, 张慧慧. 模糊自适应 PID 在配料称重系统中的设计 [J]. 工业控制计算机, 2012, 25(8): 60-62.
- [8] 文放怀. 田口方法 [M]. 广州: 广东经济出版社, 2006.
- [9] BENDELL A, DISNEY J, PRIDMORE W A. Taguchi methods: applications in world industry [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1989.
- [10] 曾凤章, 赵 霞. 田口方法及其标准化设计 [J]. 机械工业标准化与质量, 2003(11): 7-9.
- [11] 张风宝, 杨明义, 李占斌. 微小区土壤侵蚀试验中田口方法代替全因子设计的可行性分析 [J]. 农业工程学报, 2015, 31(13): 1-9.

[编辑: 李 辉]