

基于时间尺度的感应电机自抗扰控制器的参数整定

邵立伟^{1,2}, 廖晓钟^{1,2}, 张宇河¹

(1. 北京理工大学 信息科学技术学院 自动控制系, 北京 100081;

2. 北京理工大学 复杂系统智能控制与决策教育部重点实验室, 北京 100081)

摘要: 自抗扰控制器(ADRC)在感应电机控制中取得了优良的控制效果, 但控制器参数整定比较困难. 本文从时间尺度的概念入手分析ADRC参数整定问题, 通过理论分析得出感应电机的时间尺度, 并结合时间尺度与ADRC参数的关系进行参数整定, 得到了感应电机按定子磁场定向矢量控制的ADRC控制器参数整定方法, 该方法尤其适于多台电机的参数整定. 仿真结果表明该方法可行, 为感应电机ADRC提供了一种参数整定方法.

关键词: 时间尺度; 自抗扰控制器; 参数整定; 定子磁场定向

中图分类号: TM34 **文献标识码:** A

Parameter tuning of active disturbance-rejection controller for induction motor based on time scale

SHAO Li-wei^{1,2}, LIAO Xiao-zhong^{1,2}, ZHANG Yu-he¹

(1. Department of Automatic Control Engineering, College of Information Science and Technology,

Beijing Institute of Technology, Beijing, 100081, China;

2. Key Laboratory of Complex System Intelligent Control and Decision (Beijing Institute of Technology),
Ministry of Education, Beijing 100081, China)

Abstract: Active disturbance-rejection controller (ADRC) has been successfully used in induction motor (IM) control system. But ADRC parameters are difficult to be tuned. To research ADRC parameters tuning, the time scale of IM is deduced by theoretic analysis. Combining the relations between scale time and ADRC parameters, we proposed a new ADRC parameter-tuning method for IM control system, which is based on the oriented vector control of stator flux. Finally, a digital simulation study is carried out and simulation results show the proposed method makes ADRC parameter tuning easier and more effective in IM control system, especially for series motors parameters tuning.

Key words: time scale; active disturbance rejection controller; parameter-adjusting; stator flux oriented

1 引言(Introduction)

自抗扰控制技术^[1]一种非线性控制方式, 它采用跟踪微分器(TD)安排过渡过程并产生其微分信号, 利用扩张状态观测器(ESO)^[2]估计系统未知扰动, 结合非线性组合(NLC)产生所需的控制信号. 自抗扰控制对被控对象模型依赖小, 具有超调小、响应速度快、精度高、抗干扰能力强及算法简单等特点.

自抗扰控制已经在很多方面取得了显著的成果, 在交流电机控制领域也有很好的应用效果^[3,4]. 但自抗扰控制器参数的整定对经验的依赖性较强. 文献[5]经过多次仿真给出了感应电机自抗扰控制器参数调节的特点, 但是没有理论支持. 文献[6]根据系统时间尺度方法来确定非线性PID参数, 并给出控制器参数与时间尺度的关系, 文献[7]在文献[6]的基

础上给出了自抗扰控制器参数调节与对象时间尺度的关系. 本文从时间尺度入手来研究感应电机自抗扰控制器参数的整定, 推导出感应电机构成的调速系统的时间尺度, 从理论上给出感应电机自抗扰控制器参数具体整定方法. 仿真结果表明, 所提出的整定方法切实可行, 并对感应电机控制系统具有一定的通用性.

2 感应电机时间尺度的推导(Time scale deduction of IM)

感应电机构成的调速系统中, 采用基于定子磁场定向的矢量控制方案, 转速环用2阶ADRC来进行控制.

定子磁场定向矢量控制时, 在同步旋转(d, q)坐标系中, q 轴电流和转速的状态方程为

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \psi_s - \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} i_{sq} - \omega_{sl} i_{sd} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s}, \quad (1)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_n^2}{J} i_{sq} \psi_s - \frac{p_n}{J} T. \quad (2)$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$, $T_r = L_r/R_r$; $\psi_s, i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}, \omega_{sl}$, ω 分别为定子磁链、定子电流、电压的 d, q 轴分量、滑差角速度和转子角速度; L_s, L_r, R_s, R_r 分别为定、转子侧电感和电阻, J 为电机的转动惯量, T 为电机负载转矩, p_n 为电机极对数.

将式(1)代入式(2)经过整理得

$$\begin{aligned} \ddot{\omega} = & \frac{p_n^2}{J} [\psi_s \dot{i}_{sq} - \frac{\dot{T}}{p_n}] = \\ & \frac{p_n^2}{J} [\psi_s (-\frac{1}{\sigma L_s} \omega \psi_s - \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} i_{sq} - \\ & \omega_{sl} i_{sd} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s}) - \frac{\dot{T}}{p_n}]. \end{aligned}$$

令

$$\begin{aligned} a(t) = & \frac{p_n^2}{J} [\psi_s (-\frac{1}{\sigma L_s} \omega \psi_s - \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} i_{sq} - \\ & \omega_{sl} i_{sd}) - \frac{\dot{T}}{p_n}], \\ b = & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{p_n^2}{J}, \end{aligned}$$

得转子角速度与定子 q 轴电压的关系如下:

$$\ddot{\omega} = a(t) + bu_{sq}. \quad (3)$$

从式(3)可见, 用一个2阶的自抗扰控制器来进行转速环的控制, 将负载扰动归为未知扰动中, 从而可以有效的抑制负载扰动带来的影响. 具体设计过程可参见文献[8].

定义 1 对系统 $\ddot{x} = f(x(t), \dot{x}(t), w, u)$, 由输入 $u(t)$ 所激励的“过程”^[7]. 记

$$\begin{cases} M_f = \max_{\substack{|x| < v_0, |\dot{x}| < v_1 \\ |w| < v_2, u=0}} |f(x, \dot{x}, w, u)|, \\ M_u = \max_{\substack{|x| < v_0, |\dot{x}| < v_1 \\ |w| < v_2, u < v_3}} |f(x, \dot{x}, w, u) - f(x, \dot{x}, w, 0)|. \end{cases}$$

式中: v_0 和 v_1 分别为状态变量 x 与 $\dot{x}$ 的工作范围, v_2 为扰动 w 的作用范围, v_3 为输入的作用范围.

则此“过程”的时间尺度为

$$p = \max \left\{ 1/\sqrt{M_f}, 1/\sqrt{M_u} \right\}. \quad (4)$$

下面推导感应电机转速环的时间尺度.

鉴于ADRC良好的抗扰性, 将负载变化归到未知扰动中进行补偿, 可有效的抑制负载变化带来的影响, 故此处不考虑负载变化, 即 $\dot{T} = 0$.

令

$$\begin{aligned} \omega = x, \quad b = & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{p_n^2}{J}, \quad k_1 = \frac{p_n^2}{J}, \\ k_2 = k_1 \frac{1}{\sigma L_s}, \quad k_3 = & k_2 \frac{R_s L_r + R_r L_s}{L_r}, \end{aligned}$$

则式(3)化为

$$\begin{aligned} \dot{\omega} = & f(\omega, w, u_{sq}) = \\ & -k_2 \omega \psi_s^2 - k_3 i_{sq} \psi_s - k_1 \omega_{sl} i_{sd} \psi_s + bu_{sq}. \end{aligned} \quad (5)$$

设电机转速给定信号为幅值为 n_0 的阶跃信号.

$$\begin{aligned} M_f = & \max_{|\omega| < v_0, |w| < v_2, u=0} |f(\omega, w, u_{sq})| = \\ & \max_{|\omega| < v_0, |w| < v_2} |-k_2 \omega \psi_s^2 - k_3 i_{sq} \psi_s - k_1 \omega_{sl} i_{sd} \psi_s|. \end{aligned}$$

记

$$g_1(\cdot) = |-k_2 \omega \psi_s^2 - k_3 i_{sq} \psi_s - k_1 \omega_{sl} i_{sd} \psi_s|. \quad (6)$$

下面推导电机在工作范围内 $g_1(\cdot)$ 的极值.

$$\begin{aligned} g_1(\cdot) = & |-k_2 \omega \psi_s^2 - k_3 i_{sq} \psi_s - k_1 \omega_{sl} i_{sd} \psi_s| = \\ & k_2 \omega \psi_s^2 + k_3 i_{sq} \psi_s + k_1 \omega_{sl} i_{sd} \psi_s = \\ & k_2 \omega \psi_s^2 + k_3 i_{sq} \psi_s + k_1 (\omega_s - \omega_r) i_{sd} \psi_s = \\ & (k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) \omega + k_3 i_{sq} \psi_s + k_1 \omega_s i_{sd} \psi_s. \end{aligned} \quad (7)$$

从电机正常工作状态可知

$$\begin{aligned} \omega \in [0, n_0], \quad \psi_s \in [0, \psi_{sN}], \\ i_{sd} \in [0, i_{sdN}], \quad i_{sq} \in [0, i_{sqN}]. \end{aligned}$$

其中: n_0 为额定转速的幅值, ψ_{sN} 为额定定子磁链幅值, i_{sdN}, i_{sqN} 分别为 d, q 轴的额定电流, ω_s 为磁场的同步角速度.

电机额定运行时电压和电流频率为 f_N , 此时同步角速度 $\omega_{sN} = 2\pi f_N/p_n$, 则当电机转速为 n_0 时的同步角速度为 $\omega_s = \frac{n_0}{n_N} \omega_{sN}$, 则 $\omega_s \in [0, \frac{n_0}{n_N} \omega_{sN}]$. 额定磁链幅值为 ψ_{sN} , $i_{sdN} = i_{sqN} = i_N$, 其中 i_N 为电机的额定电流.

这样, $g_1(\cdot)$ 的最大值取决于 $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) \omega$ 的最大值.

当 $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) \leq 0$, $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) \omega$ 的最大值为0, 此时 $\omega = 0$;

当 $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) > 0$, $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) \omega$ 的最大值为 $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) n_0$, 此时 $\omega = n_0$.

化简 $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) \leq 0$ 和 $(k_2 \psi_s^2 - k_1 i_{sd} \psi_s) > 0$ 分别得 $\sigma L_s i_{sd} \geq 1$ 和 $\sigma L_s i_{sd} < 1$.

所以, 当 $\sigma L_s i_{sd} \geq 1$ 时, $g_1(\cdot)$ 的最大值为

$$(k_1 \omega_s + k_3) i_N \psi_{sN}.$$

当 $\sigma L_s i_{sd} < 1$ 时, $g_1(\cdot)$ 的最大值为

$$(k_1\omega_s + k_3)i_N\psi_{sN} + (k_2\psi_{sN}^2 - k_1i_N\psi_{sN})n_0.$$

综上得

$$M_f = \begin{cases} (k_1\omega_s + k_3)i_N\psi_{sN}, & \sigma L_s i_{sd} \geq 1, \\ (k_1\omega_s + k_3)i_N\psi_{sN} + (k_2\psi_{sN}^2 - k_1i_N\psi_{sN})n_0, & \sigma L_s i_{sd} < 1. \end{cases} \quad (8)$$

对于大部分电机 $\sigma L_s i_{sd} < 1$, 则

$$M_f = (k_1\omega_s + k_3)i_N\psi_{sN} + (k_2\psi_{sN}^2 - k_1i_N\psi_{sN})n_0, \quad (9)$$

$$M_u =$$

$$\max_{\substack{|x| < v_0, |\dot{x}| < v_1, \\ |w| < v_2, u < v_3}} |f(x, \dot{x}, w, u) - f(x, \dot{x}, w, 0)| = b \max_{u < v_3} |u_{sq}|. \quad (10)$$

因为 $|u_{sq}| \leq U_N$, 所以 $M_u = bU_N$.

系统的时间尺度 $p = \max \{1/\sqrt{M_f}, 1/\sqrt{M_u}\}$ 就可以根据具体的电机参数算出来.

3 基于时间尺度的ADRC参数整定(ADRC parameters tuning based on time scale)

设用一组参数代替一个ADRC控制器, $U = U(r, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, b_0, K, \beta)$, 考虑到闭环性能指标要求: 决定闭环过渡过程快慢的因子 r 不小于一个给定值 r_d , 即 $r \geq r_d$.

定义闭环系统的时间尺度为

$$\frac{1}{p^2} = \min \left\{ M_f, \max_{|u| < (M_f + r_d)/b} |bu| = M_f + r_d \right\} = M_f + r_d. \quad (11)$$

若已整定好时间尺度为 p_1 的闭环系统的ADRC参数为 $r_1, \beta_{11}, \beta_{12}, \beta_{13}, b_1, K_1, \beta_1$, 只要 b_1 和 b_0 相差不大且关系式 $r_1 p_1^2 \geq r_d p_0^2$ 成立, 那么时间尺度为 p_0 的闭环系统达到闭环性能要求的ADRC参数将由下式给出:

$$\begin{cases} r_0 p_0^2 = r_1 p_1^2, \\ \beta_{01} p_0 = \beta_{11} p_1, \beta_{02} p_0^2 = \beta_{12} p_1^2, \\ \beta_{03} p_0^3 = \beta_{13} p_1^3, b_0 = b_1, \\ K_0 p_0 = K_1 p_1, \beta_0/p_0 = \beta_1/p_1. \end{cases} \quad (12)$$

积分步长的对应关系为 $h_0/p_0 = h_1/p_1$.

从控制器尺度变换公式可以看出, 控制器参数整定所需要的闭环时间尺度不仅依赖于对象的快慢特征, 也依赖于控制器对闭环系统所要求的性能指标, 这样就将控制器参数的整定与对象快慢特征和闭环性能指标联系起来.

如果已整定好某台电机的ADRC参数, 据式(9)(10)得到的其他电机的时间尺度, 结合ADRC的调整原则式(12), 就可以得到新电机的控制器参数, 直接对新电机的ADRC控制器参数进行设定而无需再

整定.

4 仿真结果(Simulation results)

为验证所提出的整定方法, 采用3台不同型号的电机来进行数字仿真. 所有电机转子角速度给定为50 rad/s的阶跃信号. 第1台是2.2 kW的Y100L1-4三相感应电机. 电机的额定参数为380 V, 5.0 A, 1420 r/min, 14.8 Nm, 50 Hz; 电机定、转子电阻, 定、转子电感、互感分别为 2.78 Ω , 1.8 Ω , 0.428 H, 0.428 H, 0.417 H, 极对数为2.

电机转子角速度为 50 rad/s 时, 计算得 $M_f = 179364$, $M_u = 2358710$, 则电机的时间尺度为 $p_0 = 1/420$, 整定好的自抗扰控制器参数为

$$\text{TD} : r = 50,$$

$$\text{ES} : \beta_1 = 900, \beta_2 = 90000, \beta_3 = 900000,$$

$$\text{NLC} : k_1 = 1900, k_2 = 3.$$

额定转矩下系统响应曲线如图1所示. 可见, 转速快速无超调地达到稳态, 稳态误差小, 图2为系统对于负载的鲁棒性测试, 系统空载启动, 2 s时加入额定负载转矩, 3 s时加入幅值为额定转矩20%的随机扰动. 系统的动态转速降为4%, 且加入扰动后, 系统的转速变化幅值较小.

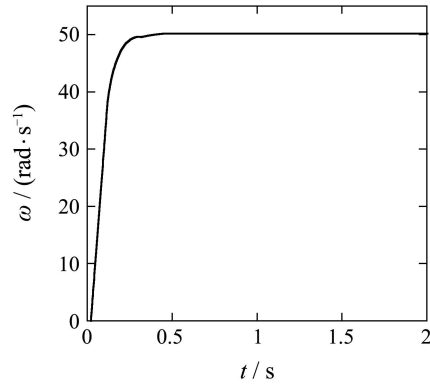


图1 第1台电机阶跃响应曲线

Fig. 1 Step response curve of No.1 motor

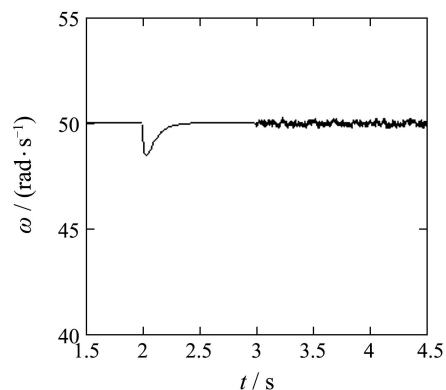


图2 加入随机扰动和负载突变

Fig. 2 Curve with random disturbance and torque change

第2台为10 kW的JO2-52-4感应电机^[9]. 电机额定参数为380 V, 19.9 A, 1450 r/min, 65.86 Nm, 50 Hz, 电机定、转子电阻, 定、转子电感、互感分别为0.448 Ω , 0.411 Ω , 0.101 H, 0.101 H, 0.098 H, 极对数为2.

电机转子角速度为50 rad/s时, 计算得 $M_f = 154106$, $M_u = 2467620$. 则电机的时间尺度为 $p_1 = 1/390$. 令 $m = p_0/p_1 = 0.93$, 则依据 p_1 和 p_0 的关系以及自抗扰参数整定原则式(12), 可以直接得到这组电机ADRC控制器参数为

$$\text{TD} : r = 50 \times m^2 = 43,$$

$$\text{ESO} : \beta_1 = 900 \times m = 837,$$

$$\beta_2 = 90000 \times m^2 = 77840,$$

$$\beta_3 = 900000 \times m^3 = 723921,$$

$$\text{NLC} : k_1 = 1900 \times m = 1767, k_2 = 3/m = 3.2.$$

将计算出的ADRC参数代入控制器, 得到额定转矩下系统的响应曲线如图3所示, 系统转速能快速无超调的跟踪给定转速, 具有较好的动、静态性能. 图4为系统对转矩扰动的测试实验, 测试条件同上台电机, 从图中可见, 系统的动态转速降很小, 小于2%, 并且对于随机扰动也有较好的抑制.

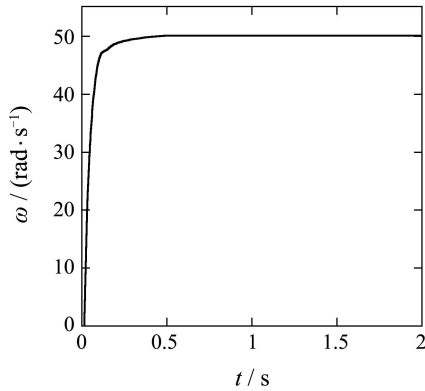


图3 第2台电机阶跃响应曲线

Fig. 3 Step response curve of No.2 motor

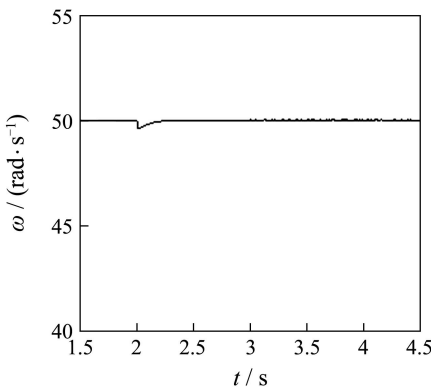


图4 加入随机扰动和负载突变

Fig. 4 Curve with random disturbance and torque change

第3台为1.7 kW的JO41-4感应电机^[10]. 电机的额定参数为380 V, 2.6 A, 1440 r/min, 11.3 Nm, 50 Hz, 电机定、转子电阻, 定、转子电感、互感分别为: 4.25 Ω , 3.24 Ω , 0.666 H, 0.671 H, 0.651 H, 极对数为2.

电机转子角速度为50 rad/s时, 计算得 $M_f = 69770$, $M_u = 1097251$. 则电机的时间尺度为 $p_2 = 1/270$. 令 $n = p_0/p_1 = 0.64$, 则依据 p_1 和 p_0 的关系以及自抗扰参数整定原则式(12), 可以直接得到这组电机ADRC控制器参数为

$$\text{TD} : r = 50 \times n^2 = 20,$$

$$\text{ESO} : \beta_1 = 900 \times n = 576,$$

$$\beta_2 = 90000 \times n^2 = 36864,$$

$$\beta_3 = 900000 \times n^3 = 235930,$$

$$\text{NLC} : k_1 = 1900 \times n = 1216, k_2 = 3/n = 4.7.$$

将计算出的ADRC参数代入控制器, 得到额定转矩下系统的转速响应曲线如图5所示, 可见系统转速能快速无超调的跟踪给定转速, 具有较好的动、静态性能. 图6为系统对转矩扰动的测试实验, 测试条件同上台电机, 系统的动态转速降较小, 约为4.5%, 并且对随机扰动也有较好的抑制.

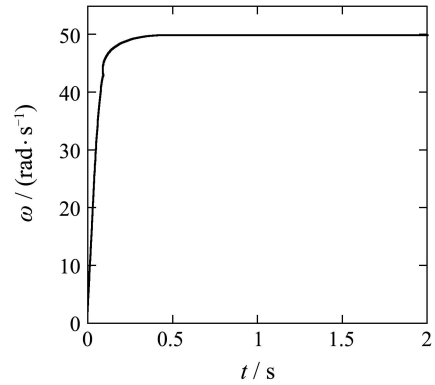


图5 第3台电机阶跃响应曲线

Fig. 5 Step response curve of No.3 motor

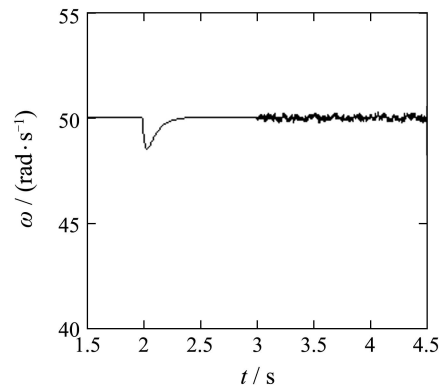
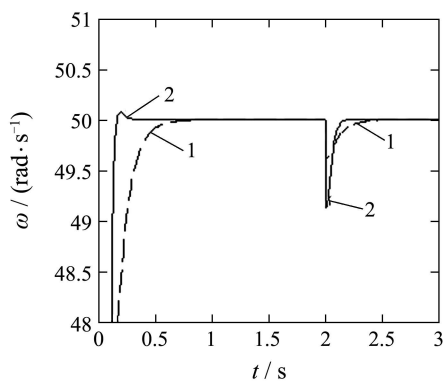


图6 加入随机扰动和负载突变

Fig. 6 Curve with random disturbance and torque change

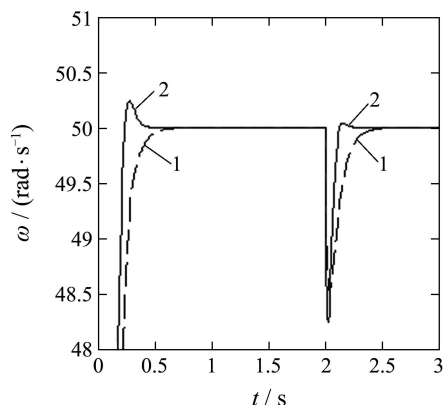
为了说明文章所提方法的优劣性, 对第2台电机和第3台电机, 将基于传统经验ADRC参数整定方法与本文所提方法进行对比. 图7和图8是仿真结果, 系统空载启动, 2s时加入额定转矩负载. 从中可见, 基于传统经验ADRC参数整定的方法控制的转速有超调, 并且负载突变时候的转速降大于本文中所提方法.



1—本文方法; 2—传统方法

图7 第2台电机与传统方法的对比

Fig. 7 Compare with the traditional method and No.2



1—本文方法; 2—传统方法

图8 第3台电机与传统方法的对比

Fig. 8 Compare with the traditional method and No.3

可见, 根据感应电机时间尺度公式和ADRC参数与时间尺度的关系整定出的ADRC能够控制转速快速无超调跟随给定转速, 并且稳态误差非常小. 依据文章提出的整定方法, 对很多台电机而言, 只要整定好一台电机的ADRC参数, 就可以直接算出其他电机的ADRC参数, 大大提高了控制器的参数整定效率.

5 结论(Conclusion)

为了感应电机自抗扰控制器参数整定问题, 本文推导了感应电机的时间尺度, 并依据自抗扰控制器参数与时间尺度的关系, 提出感应电机自抗扰控制

器参数整定方法. 仿真结果表明所提出的整定方法简单有效, 尤其是对多台机组整定会大大提高效率和可靠性.

参考文献(References):

- [1] 武利强, 韩京清. 直线型倒立摆的自抗扰控制设计方案[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(5): 654 – 659.
(WU Liqiang, HAN Jingqing. ADRC design scheme for linear inverted pendulum[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(5): 654 – 659.)
- [2] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85 – 88.
(HAN Jingqing. The ESO of a kind of uncertain objects[J]. *Control and Decision*, 1995, 10(1): 85 – 88.)
- [3] 雷春林, 吴捷, 陈渊睿, 等. 自抗扰控制在永磁直线电机控制中的应用[J]. 控制理论与应用, 2005, 33(6): 423 – 428.
(LEI Chunlin, WU Jie, CHEN Yuanrui, et al. Application of ADRC for PMLM[J]. *Control Theory & Applications*, 2005, 33(6): 423 – 428.)
- [4] FENG Guang, LIU Yanfei, HUANG Lippei. A new robust controller to improve the dynamic performance of induction motors[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(6): 1614 – 1627.
- [5] 刘鸣, 邵诚. 异步电动机的自抗扰控制器及其参数整定[J]. 控制与决策, 2003, 18(5): 540 – 544.
(LIU Ming, SHAO Cheng. ADRC parameters tuning for induction motor[J]. *Control and Decision*, 2003, 18(5): 540 – 544.)
- [6] 韩京清, 王学军. 系统的时间尺度与非线性PID控制器[C]//中国控制会议论文集. 北京: 中国科学技术出版社, 1994: 314 – 321.
(HAN Jingqing, WANG Xuejun. System time scale and nonlinear PID controller[C]//*Proceedings of China Control Conference*. Beijing: Publish house of China Science, 1994: 314 – 321.)
- [7] 张文革. 时间尺度与自抗扰控制器[D]. 北京: 中国科学院系统科学研究所, 1999.
(ZHANG Wenge. *Time scale and ADRC*[D]. Beijing: Chinese Academy of Science dissertation, 1999.)
- [8] 邵立伟, 廖晓钟, 张宇河, 等. 自抗扰控制器在感应电机中的应用[J]. 电气传动, 2006, 36(10): 3 – 6.
(SHAO Liwei, LIAO Xiaozhong, ZHANG Yuhe, et al. Application of ADRC for induction motor[J]. *Electric Drive*, 2006, 36(10): 3 – 6.)
- [9] 解宏基, 任光, 朱利民, 等. 交流三相异步电动机建模及仿真研究[J]. 大连海事大学学报, 2005, 26(2): 60 – 64.
(JIE Hongji, REN Guang, ZHU Limin, et al. Modeling and Simulation research for AC induction motor[J]. *Transactions of Dalian Maritime Affairs College*, 2005, 26(2): 60 – 64.)
- [10] 黎英, 邵宗凯. 基于MATLABSIMULINK的异步电动机建模与仿真[J]. 电气传动自动化, 1999, 21(3): 35 – 38.
(LI Ying, SHAO Zongkai. Modeling and Simulation for induction motor based on MATLABSIMULINK[J]. *Electric Drive and Automation*, 1999, 21(3): 35 – 38.)

作者简介:

邵立伟 (1979—), 男, 博士, 毕业于北京理工大学, 目前研究方向为交流电机控制、自抗扰控制等, E-mail: shaolw@bit.edu.cn;

廖晓钟 (1962—), 女, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为电力电子技术、电气传动、电机控制等, E-mail: liaoxiaozhong@bit.edu.cn;

张宇河 (1940—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为电机控制、伺服系统等, E-mail: zhangyuhe@bit.edu.cn