

基于自抗扰迭代学习控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制

哀 薇, 胡林威, 李向阳[†], 李新玲

(华南理工大学 自动化科学与工程学院, 广东 广州 510640)

摘要: 针对开关磁阻电机双凸极结构和磁路饱和非线性导致开关磁阻电机转矩脉动大的问题, 本文基于一种新型的数据驱动控制方法——自抗扰迭代学习控制, 将开关磁阻电机看成是空间重复运动对象, 设计空间迭代域补偿机制用于抑制电机非线性特性所带来的换相转矩脉动, 提出了基于空间域扩张状态扰动补偿机制的转矩分配控制策略. 在无法精确获取电机非线性模型的情形下, 设计了非线性转矩补偿器和电流控制器对各相电流进行精确补偿和精确跟踪控制. 仿真研究表明, 基于自抗扰迭代学习的控制策略能显著快速地抑制开关磁阻电机的转矩脉动, 可望在开关磁阻电机的实际应用中发挥作用.

关键词: 开关磁阻电机; 转矩脉动; 转矩分配; 自抗扰迭代学习控制; 转矩控制

引用格式: 哀薇, 胡林威, 李向阳, 等. 基于自抗扰迭代学习控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制. 控制理论与应用, 2020, 37(10): 2098 – 2106

DOI: 10.7641/CTA.2020.91037

Active disturbance rejection based iterative learning control for torque ripple suppression in switched reluctance motor

AI Wei, HU Lin-wei, LI Xiang-yang[†], LI Xin-ling

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

Abstract: To minimize the torque ripple caused by the nonlinear characteristics, this paper regards switched reluctance motor as the spatial repetitive motion object, and then designs a current and torque compensation mechanism based on active disturbance rejection based iterative learning control (ADR-ILC), which is a novel data-driven control strategy. The torque sharing function is used to distribute the given torque to each phase, and a non-linear torque compensator based on ADR-ILC is added to the ‘torque-current’ conversion module to compensate for nonlinear error, which can accurately complete the ‘torque-current’ conversion without accurately knowing the motor model. Similarly, current tracking is achieved accurately by applying ADR-ILC controller. Simulation results show that the control strategy based on ADR-ILC can suppress torque ripple significantly and quickly, which is expected to play a role in the practical application.

Key words: switched reluctance motor; torque ripple; torque distribute; active disturbance rejection based ILC; torque control

Citation: AI Wei, HU Linwei, LI Xiangyang, et al. Active disturbance rejection based iterative learning control for torque ripple suppression in switched reluctance motor. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(10): 2098 – 2106

1 引言

开关磁阻电机调速系统 (switched reluctance drives, SRD) 是继变频调速系统、无换向器电机调速系统之后发展的新一代调速系统, 具有结构简单、制造成本低、调速范围宽、可靠性高、控制变量多、高效率等优点. 其产品在电动车驱动、家用电器、航空工业、伺服系统等各领域都有广泛的应用^[1-3]. 但是由于开关磁阻电机 (switched reluctance motor, SRM) 双凸

极结构及磁路饱和非线性等原因, 产生的噪声大、转矩脉动严重等问题一直制约着开关磁阻电机的应用推广. 如何有效抑制开关磁阻电机转矩脉动^[4], 逐渐成为学者们研究的热点.

目前对抑制开关磁阻电机转矩脉动的研究主要从以下两方面进行: 一方面优化电机结构^[5-7], 通过改变定子外形结构来改善电机内部磁场分布以降低转矩脉动; 另一方面是改进控制策略来抑制转矩脉动.

收稿日期: 2019-12-31; 录用日期: 2020-07-31.

[†]通信作者. E-mail: xyangli@scut.edu.cn.

本文责任编辑: 陈增强.

国家自然科学基金项目(61773170), 广东省自然科学基金项目(2016A030313505)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61773170) and the Natural Science Foundation of Guangdong Province (2016A030313505).

越来越多的学者希望在现代控制理论和智能算法中寻找新的控制策略, 改进电机性能. 文献[8]介绍了一种三段式分段线性切换线的滑模变结构控制法, 确保了系统滑动模态的能达型, 具有良好的适应性和鲁棒性. 文献[9]采用一种将积分型滑模变结构与神经网络补偿结合的控制策略, 可改善SRM动态响应的问题. 文献[10–11]将模糊控制用于控制器参数在线调整, 使SRM驱动系统的响应速度、调节精度及鲁棒性明显提高. 将模糊控制、神经网络控制等算法应用到开关磁阻电机转矩脉动抑制控制策略虽然能使电机输出较为满意的结果, 但控制策略的设计较复杂, 同时对微处理器的性能要求较高, 难以推广和应用到实际工程中. 在改进传统直接转矩控制方面, 文献[12]将脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)技术和直接转矩控制策略结合起来, 有效解决了启动时转子振荡的问题. 文献[13]提出了无差拍直接转矩和磁链控制策略, 提高了磁链和转矩控制精度, 但在低速和轻载条件下, 控制效果不明显. 文献[14]将线性自抗扰控制引入到SRM调速系统中, 使系统对扰动具有较强的鲁棒性和适应性, 可以实现快速无超调启动. 开关磁阻电机换相具有空间重复性, 适合采用迭代学习控制策略来有效克服空间结构带来的非线性特性. 文献[15]将转矩分配控制策略与非线性转矩补偿控制策略相结合, 无需知道电机精确模型情况下能有效抑制转矩脉动, 但其非线性补偿器采用传统迭代学习控制, 收敛速度慢.

自抗扰迭代学习控制^[16](active disturbance rejection based iterative learning control, ADR-ILC)是课题组提出的一种新型数据驱动控制方法. 它借鉴了自抗扰中扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的思想, 将自抗扰控制中时间域不确定性补偿延拓到周期迭代域不确定性补偿, 能够对周期过程中的不确定性进行显示补偿, 比一般迭代学习控制具有更快的收敛速度, 也弥补了自抗扰控制对于周期过程历史数据利用不足的局限性. 文献[17]将自抗扰迭代学习控制算法应用于无刷直流电机, 提高了动态性能、鲁棒性及适应性, 并有效减小了转矩脉动.

本文基于自抗扰迭代学习控制将开关磁阻电机看成是空间重复运动对象, 设计空间域补偿机制用于抑制开关磁阻电机双凸极结构及磁路饱和和非线所带来的换相转矩脉动. 在无法精确获取电机非线性模型的情形下, 基于ADR-ILC的非线性转矩补偿器和电流控制器对电流进行补偿和精确跟踪控制. 仿真实验均表明, 基于ADR-ILC的控制策略能显著快速地抑制开关磁阻电机换相转矩脉动等干扰, 大大降低运行噪声.

本文结构组织如下: 第2节介绍了开关磁阻电机数学模型, 分析难以建立精确建模及产生转矩脉动大的原因; 第3节介绍了自抗扰迭代学习控制算法; 第4节

给出了基于自抗扰迭代学习控制的转矩分配控制策略; 第5节给出了仿真与分析结果, 验证了所提出控制策略的有效性; 最后, 第6节总结了本文的工作.

2 开关磁阻电机数学模型

开关磁阻电机是定子和转子都由硅钢片叠压而成的双凸极结构电机. 电机运行原理遵循“磁阻最小原理”——磁通总要沿着磁阻最小的路径闭合. 忽略损耗, 电系统中输入电能一部分消耗电阻上, 另一部分转换为磁场能量, 则第 k 相绕组的电压平衡方程为

$$U_k = R_k i_k + \frac{d\psi_k}{dt}, \quad (1)$$

其中相绕组的磁链 ψ_k 为相电流 i_k 和转子位置角 θ 的函数, 且可用其电感 $L_k(\theta, i_k)$ 与电流 i_k 的乘积表示, 即

$$\psi_k(\theta, i_k) = L_k(\theta, i_k) i_k, \quad (2)$$

其中相电感是相电流 i_k 和转子位置角 θ 的函数. 开关磁阻电动机具有磁路饱和和非线性的特性使得相电感与相电流有关, 而相电感随转子位置变化是开关磁阻电动机双凸极结构所决定的, 是产生输出转矩的必要条件.

将式(2)代入式(1), 计算得

$$U_k = R_k i_k + (L_k + i_k \frac{\partial L_k}{\partial i_k}) \frac{di_k}{dt} + i_k \frac{\partial L_k}{\partial \theta_k} \frac{d\theta_k}{dt}. \quad (3)$$

由式(3)可看出, 相绕组外加电压等于该回路中第 k 相回路中电阻压降、电流变化引起磁链变化而产生的感应电动势、由转子位置改变引起绕组中磁链变化而产生的感应电动势3个之和.

转子机械运动方程为

$$T_e = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + K_\omega \frac{d\theta}{dt} + T_L. \quad (4)$$

电系统的电流 i 和机械系统的电磁转矩 T_e 是通过磁储能 W_f 和磁共能 W_{fc} 联系起来的. 根据虚位移原理, 在任一运行点的瞬时各相合成电磁转矩为

$$T_e(i, \theta) = - \frac{\partial W_f(\psi, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{\psi=\text{const}} = \frac{\partial W_{fc}(i, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{i=\text{const}}, \quad (5)$$

式中: $W_f = \int_0^\psi i(\psi, \theta) d\psi$, $W_{fc} = \int_0^i \psi(i, \theta) di$. 开关磁阻电机的电磁转矩是关于转子位置 θ 和电流 i_k 的非线性函数. 实际中开关磁阻电机磁路之间存在非常严重的非线性, $L_k(\theta, i_k)$ 与电流 $i_k(\theta)$ 难以解析, SRM数学模型难以精确建模. 当换相时电感的变化率较小, 容易产生较大的转矩脉动. 为了减小换相时刻转矩波动, 需要设计一个良好的控制策略来控制好换相时的瞬时电流. 而由于开关磁阻电机换相具有空间重复性, 因而可以采用空间迭代学习控制策略. 而不同于批次

或者间歇过程,适用于电机实时控制的迭代学习不允许多次迭代,因此研究高收敛性的新型迭代学习控制策略显得尤为关键。

3 自抗扰迭代学习控制

自抗扰迭代学习控制是一种新型的数据驱动控制算法.它借鉴了自抗扰中扩张状态观测器的思想,将自抗扰控制中时间域不确定性补偿延拓到周期迭代域不确定性补偿,能够对周期过程中的不确定性进行显示补偿,比一般迭代学习控制具有更快的收敛性,具有比自适应迭代学习更宽的适用范围,也弥补了自抗扰控制对于周期过程控制的局限性.文献[18]首次提出迭代域的线性迭代扩张观测器的概念,文献[16]系统阐述了自抗扰迭代学习控制方法及其应用。

对于一给定的非线性时变系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t, k) = \dot{x}_2(t, k), \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t, k) = x_n(t, k), \\ \dot{x}_n(t, k) = f(t, x) + b(t, x)u(t, k), \end{cases} \quad (6)$$

式中: u 为系统控制输入; x_i 为系统状态; $t \in [0, T]$; T 为周期; n 为系统阶次; $f(t, x)$ 和 $b(t, x)$ 为系统的未知项; f, b 为有界局部Lipschitz连续的未知非线性时变函数,且 $\frac{\partial f}{\partial t}$ 有界.给定 n 阶可导且导数有界的期望轨迹 $r_1(t)$,对于系统输出 $y = x_1$,则 $x_i(t, k)$ 的期望轨迹为 $r_i(t, k)$, $i=1, 2, \dots, n$.其中 $r_i(t, k)$ 为 $r_1(t, k)$ 的 $i-1$ 阶导数,并记 $x^T = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]$, $r^T = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_n]$.

假设系统(6)具有零初始误差,即

$$\begin{cases} e_i(t, k) = x_i(t, k) - r_i(t, k), \\ e_i(0, k) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n, \end{cases} \quad (7)$$

则该系统有如下误差方程:

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t, k) = \dot{e}_2(t, k), \\ \vdots \\ \dot{e}_{n-1}(t, k) = e_n(t, k), \\ \dot{e}_n(t, k) = f_{be}(t, x) + b_0 u(t, k) - \dot{r}_n, \end{cases} \quad (8)$$

其中

$$f_{be}(t, x) = f(t, x) + (b - b_0)u(t, k). \quad (9)$$

$f_{be}(t, x)$ 能够通过ESO很好地估计出来,若选用线性扩张状态器(linear extended state observer, LESO),则采用系统(8)的时域LESO表示为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_i(t, k) = \dot{\hat{x}}_{i+1}(t, k) - \frac{\alpha_{n+1-i}}{\varepsilon^i} (\hat{x}_1 - x_1), \\ i = 1, 2, \dots, n-1, \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_n(t, k) = \dot{\hat{x}}_{n+1}(t, k) - \frac{\alpha_1}{\varepsilon^n} (\hat{x}_1 - x_1) + b_0 u(t, k), \\ \dot{\hat{x}}_{n+1}(t, k) = -\frac{\alpha_0}{\varepsilon^{n+1}} (\hat{x}_1 - x_1), \end{cases} \quad (10)$$

其中: $0 < \varepsilon \leq 1$, $x_{n+1} = f(t, x)$ 为系统(6)的扩张状态。

由于LESO对状态的估计在时间域上进行,不会随着迭代次数的增加而提高精度,因此需要将时间域LESO改造为适合迭代学习控制的扩张状态观测器。

对LESO系统(10)进行如下坐标变换:

$$\begin{cases} z_1(t, k) = \hat{x}_1(t, k), \\ z_i(t, k) = \hat{x}_i - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\alpha_{n+1-j}}{\varepsilon^j} (z_{i-j} - x_{i-j}), \\ i = 2, 3, \dots, n+1, \end{cases} \quad (11)$$

且定义

$$\begin{cases} z_0(t, k) = \int_0^t z_1(\tau, k) d\tau, \\ x_0(t, k) = \int_0^t x_1(\tau, k) d\tau. \end{cases} \quad (12)$$

考虑到零初始条件,LESO系统(10)可变为

$$\begin{cases} \dot{z}_i(t, k) = z_{i+1}(t, k), \quad i = 0, 1, \dots, n-1, \\ \dot{z}_n(t, k) = -\sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} \delta_j(t, k) + b_0 u, \end{cases} \quad (13)$$

其中

$$\begin{cases} \delta_j(t, k) = x_j(t, k) - z_j(t, k), \\ \delta_j(0, k) = 0, \quad j = 0, 1, \dots, n. \end{cases} \quad (14)$$

由式(13)有

$$\begin{aligned} |x_i - z_i| &\leq \\ |x_i - \hat{x}_i| + \left| \sum_{j=1}^{i-1} \frac{a_{n+1-j}}{\varepsilon^j} (x_{i-j} - z_{i-j}) \right|. \end{aligned} \quad (15)$$

因此, z_i 和 \hat{x}_i 一样是 x_i 的近似.将式(13)写成误差方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\delta}_i(t, k) = \delta_{i+1}(t, k), \quad i = 0, 1, \dots, n-1, \\ \dot{\delta}_n(t, k) = f_{b\delta}(t, x) + b_0 u(t, k) - \dot{x}_n, \end{cases} \quad (16)$$

其中

$$f_{b\delta}(t, x) = -\sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} \delta_j. \quad (17)$$

迭代学习控制系统的误差方程(8)和ESO的误差方程(16)具有相同的结构和参数.根据时间域和迭代域误差方程不确定项结构的对偶类比,将时间域LESO改造为适合迭代学习控制的迭代扩张状态观测器,可得如下迭代扩张状态估计:

$$\begin{cases} w_r(t, 0) = 0, \\ w_r(t, k) = \\ w_r(t, k-1) + \sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} e_j(t, k), \quad k \in \mathbb{Z}^+, \end{cases} \quad (18)$$

其中

$$e_0(t, k) = \int_0^t e_1(\tau, k) d\tau. \quad (19)$$

$w_r(t, k)$ 为 $f_{be}(t, r)$ 的估计,每次迭代实时估计出建模

误差,并在下一次迭代时进行补偿,最终逐渐得出 $f_{be}(t, r)$ 的精确估计,即 $k \rightarrow \infty$ 时, $w_r(t, k) \rightarrow f(t, r)$. 式(18)称为系统(6)的线性迭代扩张状态观测器(linear iterative extended state observer, LIESO).

定义一个综合误差 $\sigma(t, k)$ 如下:

$$\sigma(t, k) = \frac{\varepsilon}{a_n} \sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} e_j(t, k). \quad (20)$$

为了保证迭代过程中系统的时间域稳定和迭代域收敛,每次迭代时会对 $f(t, x)$ 进行估计并动态补偿. 现对综合误差求导得

$$\dot{\sigma}(t, k) = \frac{\varepsilon}{a_n} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} e_{j+1}(t, k) + \dot{e}_n(t, k). \quad (21)$$

将误差方程(8)中 \dot{e}_n 代入式(21)中有

$$\dot{\sigma}(t, k) = \frac{\varepsilon}{a_n} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} e_{j+1}(t, k) + f_{be}(t, k) + b_0 u(t, k) - \dot{r}_n. \quad (22)$$

取控制律 u 为

$$u(t, k) = b_0^{-1} (\dot{r}_n - w_x(t, k) - \beta \sigma(t, k)), \quad (23)$$

其中反馈增益 $\beta > 0$, $w_x(t, k)$ 是 $w_r(t, k)$ 上的误差修

正得到的 $f(t, x)$ 的估计值. $w_x(t, k)$ 定义为

$$w_x(t, k) = w_r(t, k) + \frac{\varepsilon}{a_n} \sum_{j=0}^n \frac{a_j}{\varepsilon^{n+1-j}} e_{j+1}(t, k). \quad (24)$$

应用控制律(23)可实现系统(6)的完全跟踪,即下式成立:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e_i(t, k) = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (25)$$

$$\lim_{k \rightarrow \infty} w_r(t, k) = f_{be}(t, r). \quad (26)$$

具体证明过程参见文献[16].

相比较于自适应迭代学习控制,基于自抗扰迭代学习控制不需要 $f(t, x)$ 的结构信息,可以通过估计得到,有更好的适应性;与LESO相比较,LIESO具有迭代机制,可以通过多次迭代使估计误差收敛.

4 基于ADR-ILC的SRM转矩控制

基于ADR-ILC的转矩控制策略如图1所示. PID控制器输出期望转矩;转矩分配器将期望转矩分配到各相分别输出.然后基于ADR-ILC的转矩-电流转换器将各相期望转矩转换为期望电流.最后,基于ADR-ILC的电流控制器实现相电流对期望电流的精确跟踪.

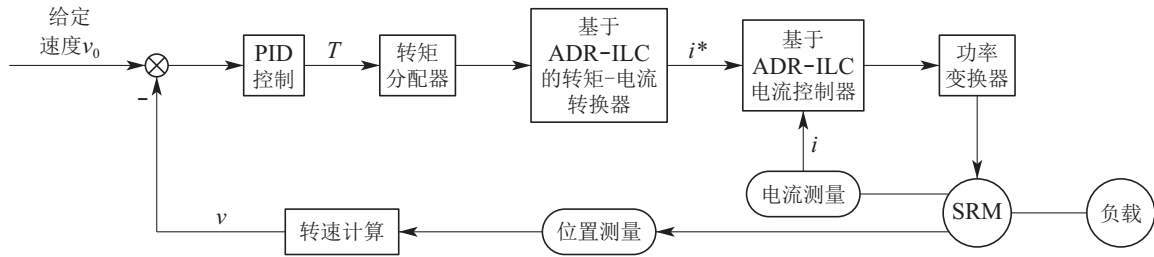


图 1 基于ADR-ILC的转矩控制策略整体框图

Fig. 1 Block diagram of torque control strategy based on ADR-ILC

4.1 转矩分配策略

转矩分配法^[19](torque sharing function, TSF)是将给定的转矩通过一个分配函数将其分配到各相绕组上作为各相的期望转矩,使得每一时刻的各相产生转矩之和等于该时刻给定转矩.开关磁阻电机换相时,由于电流上升和下降都有一个过程,导通相形成的转矩增量不足以补充关断相引起转矩的减小量,因此合成转矩不恒定造成转矩脉动严重.通过设计分配函数,可以在相邻两相换相期间建立重叠区,使得在一相输出转矩下降过程中另一相输出转矩上升,实现输出转矩恒定,从而抑制转矩脉动.

$$\begin{cases} T_i(\theta) = T_{ref} f_i(\theta), \quad i = 1, 2, \dots, m, \\ \sum_{i=1}^m f_i(\theta) = 1, \quad 0 \leq f_i(\theta) \leq 1, \end{cases} \quad (27)$$

式中: m 为电机相数; T_{ref} 为给定的合成转矩; $T_i(\theta)$ 为第 i 相在位置 θ 的期望转矩; $f_i(\theta)$ 为第 i 相分配函数,且在周期内的每一个位置点各相的分配函数之和为 1.

分配函数有多种类型,如直线型、指数型、正弦型、余弦型、立方型.本文采用余弦型分配函数,在一个周期内,第 i 相转矩分配函数公式为

$$f_i(\theta) = \begin{cases} 0.5 - 0.5 \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}} (\theta - \theta_{on}), & \theta_{on} \leq \theta < \theta_{on} + \theta_{ov}; \\ 1, & \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta < \theta_{off}; \\ 0.5 + 0.5 \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}} (\theta - \theta_{off}), & \theta_{off} \leq \theta < \theta_{off} + \theta_{ov}; \\ 0, & \text{其他}, \end{cases} \quad (28)$$

式中: θ_{on} 为开通角; θ_{off} 为关断角; θ_{ov} 为换相时相邻两相电流的重叠角.

4.2 基于ADR-ILC的电流控制器

在实际中电机运行时,相电感 L_k 与位置 θ 和相电流 i_k 具有非线性关系.对式(3)两边求导有

$$\ddot{i}_k = \frac{1}{L_k} \left(\frac{dU_k}{dt} - (R_k + 2 \frac{dL_k}{dt}) \dot{i}_k - \right.$$

$$\frac{d^2 L_k}{dt^2} i_k - b_0 L_k u) + b_0 u, \quad (29)$$

式中: u 为系统输入, i_k 为系统输出. 记

$$f_1 = -\frac{1}{L_k} \left((R_k + 2 \frac{dL_k}{dt}) i_k + \frac{d^2 L_k}{dt^2} i_k + b_0 L_k u \right),$$

$$f_2 = \frac{1}{L_k} \frac{dU_k}{dt},$$

其中: f_1 可以看作内部扰动; f_2 为电压波动干扰, 看作外部扰动. 令 $f = f_1 + f_2$, 称 f 为总扰动. 于是二阶系统(29)可以写成

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f + b_0 u, \\ y = x_1 = i_k. \end{cases} \quad (30)$$

把电流系统看作含有未知项 f 的二阶系统, 针对该系统设计如图2所示的基于ADR-ILC的电流控制器.

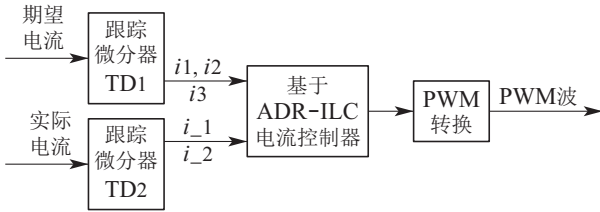


图2 基于ADR-ILC的电流控制结构图

Fig. 2 Current control based on ADR-ILC

图2中TD1, TD2为跟踪微分器^[20]. 图中由转矩-电流输出的期望电流 i^* 经过跟踪微分器TD1后, 得到 i^* 的跟踪信号 i_1 、微分信号 i_2 以及 i_2 的微分信号 i_3 ; 通过电流检测得到的电机输出电流 i 经过跟踪微分器TD2后得到其跟踪信号 i_{-1} 和微分信号 i_{-2} .

在接收到跟踪微分器的输出信号后, 求得误差公式为

$$\begin{cases} e_{i1} = i_{-1} - i_1, \\ e_{i2} = i_{-2} - i_2, \\ e_{i0} = \int_0^{t_0} e_{i1} dt. \end{cases} \quad (31)$$

令 $w_r(t, 0) = \sigma(t, 0) = 0$, 将式(31)带入式(20)计算得综合误差 $\sigma(t, k)$ 为

$$\sigma(t, k) = \frac{\varepsilon}{a_2} \left(\frac{a_0}{\varepsilon^3} e_{i0} + \frac{a_1}{\varepsilon^2} e_{i1} + \frac{a_2}{\varepsilon} e_{i2} \right). \quad (32)$$

由式(18)知

$$w_r(t, k) = w_r(t, k-1) + \frac{a_2}{\varepsilon} \sigma(t, k), \quad k \in \mathbb{Z}^+. \quad (33)$$

通过式(24)可计算扰动 f 的估计量 w_x 为

$$w_x(t, k) = w_r(t, k) + \frac{\varepsilon}{a_2} \left(\frac{a_0}{\varepsilon^3} e_{i1} + \frac{a_1}{\varepsilon^2} e_{i2} \right). \quad (34)$$

计算出控制律 u 为

$$u(t, k) = i_3 - w_x(t, k) - \beta \sigma(t, k). \quad (35)$$

得到控制律后通过PWM转换^[21]输出PWM波, 作用于功率变换器来控制开关磁阻电机.

4.3 基于ADR-ILC的转矩-电流转换器

在无法获得精确的电机模型条件下, 假设电机为理想线性模型. 由理想线性模型中磁共能 $W_{fc} = \frac{1}{2} L i^2$, 则

$$T_e(i, \theta) = \frac{\partial W_{fc}(i, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{i=\text{const}} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta}. \quad (36)$$

于是理想线性模型下转矩与电流转换方程为

$$i = \sqrt{\frac{2T}{\frac{\partial L}{\partial \theta}}}. \quad (37)$$

经过转矩分配函数后得到的相转矩期望值可以通过式(37)转换为电流值. 但当电机磁链饱和时, 采用线性模型将会使转换的电流产生非线性误差而导致转矩脉动. 这部分误差通过ADR-ILC来进行补偿, 由此设计的转矩-电流转换器如图3所示. 根据SRM实际的相电流和转子位置估算出实际转矩 T , 然后通过跟踪微分器TD3, TD4得到期望转矩与实际转矩的跟踪信号及微分信号. 转矩非线性补偿控制器在得到位置和跟踪微分器输出信号后通过ADR-ILC控制算法输出电流补偿值 i' , i' 与通过理想线性模型转换的电流 i_0 之和作为系统期望电流用于电流控制. 使用该转矩-电流转换器, 克服了SRM高度非线性所带来的主要控制困难, 对SRM的模型参数依赖性较低, 实现简单.

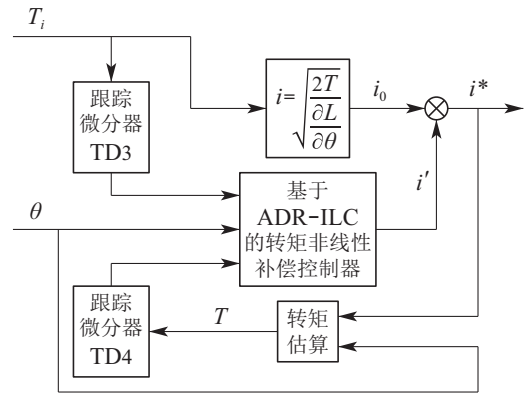


图3 基于ADR-ILC的转矩-电流转换器

Fig. 3 Torque-current converter based on ADR-ILC

5 仿真与分析

为验证上述控制策略的有效性, 采用MATLAB/Simulink建立6/4极的三相开关磁阻电机仿真模型. SRM的非对称电感 L_q 为0.00067 H, 对称电感 L_d 为0.0236 H, 饱和对称电感 L_{dsat} 为0.00015 H, 最大磁链为0.486 Wb, 转动惯量为0.0082 kg·m·m, 摩擦系数为0.01 N·m·s. 电机的设定速度为1000 r/min, 负载为5 N·m, 外加电压为240 V. 开通角 θ_{on} 为45°, 关断角 θ_{off} 为75°, 换相角 θ_{ov} 为15°. 每0.1°(机械角度)为一个仿真采样点, 中间点通过相邻点3次方插值得到.

5.1 电流控制仿真分析

通过对比仿真实验验证ADR-ILC用于SRM电流环控制具有良好的跟踪性能. 用Simulink搭建3个SRD仿真平台, 保证它们的前一部分控制方法及参数一致, 其中: 速度环PID控制器中 K_p 值为2, K_i 值为0.95, K_d 值为0. 转矩-电流转换器中均采用理想线性模型进行转换, 电流环控制分别采用基于ADR-ILC的电流控制器、精度设置为0.1 A的传统电流斩波控制器和基于ADRC的电流控制器.

仿真结果如图4所示, 分别是电流环控制为ADR-ILC, CCC和ADRC控制的A相电流跟踪曲线图. 为了更清楚地比较它们的电流控制效果, 只截取稳定时一个周期的电流曲线并对其局部进行放大比较. 由图可知, 与CCC(精度为0.1 A)以及ADRC的电流控制相比, ADR-ILC的电流跟踪误差更小, 跟踪精度为0.01 A左右, 因此基于ADR-ILC的电流控制器跟踪效果更好. 实际电流更加逼近期望电流. 结果表明ADR-ILC算法用在电流控制器中具有良好的性能.

5.2 转矩控制仿真分析

对基于ADR-ILC的转矩控制策略对开关磁阻电机转矩脉动的抑制进行仿真分析. 按图1所示控制策略结构图在Simulink上搭建SRD仿真平台, 实验结果如图5-7. 图5为实际转速曲线, 转速曲线“无超调”, 具有“快速性”, 静态误差小.

图6为A相的电流曲线, 其中: 虚线为经过转矩分配后的A相期望转矩在理想线性模型下通过式(37)转换的电流 i_0 , 实线是经过非线性补偿器补偿后经过电流控制的A相实际输出电流. 在电机换相期间, 由于定子位置不对齐, 开通相电感变化率较低, 电机易产生转矩脉动. 经过基于ADR-ILC转矩非线性补偿器后该区间电流增大, 抑制转矩脉动.

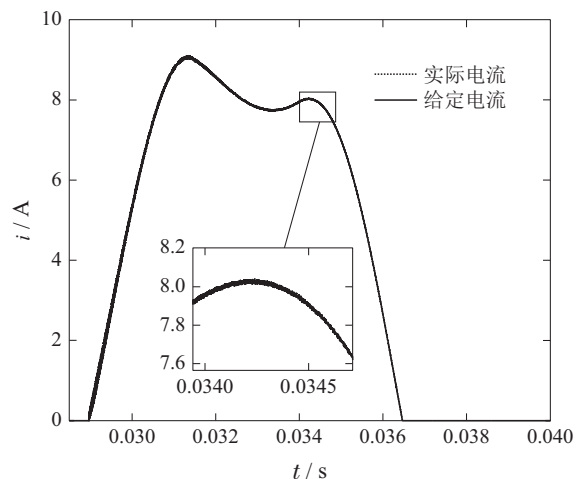
图7为开关磁阻电机输出转矩曲线图及其达到稳定时局部放大图. 开关磁阻电机启动转矩大, 电机达到设定转速后, 输出转矩快速稳定在 $5.963 \sim 6.118 \text{ N} \cdot \text{m}$, 脉动系数大约为2.56%, 表明该控制策略能有效抑制对SRM转矩脉动.

为验证所提控制策略抑制转矩脉动的优越性, 将基于ADR-ILC的控制策略与其他的控制方法进行比较. 图8-11为其他4种控制策略仿真结果, 为了保证比较的可靠性, 将相同的部分各参数设置相同. 除图8控制策略外, 其他均采用基于ADR-ILC的电流控制器.

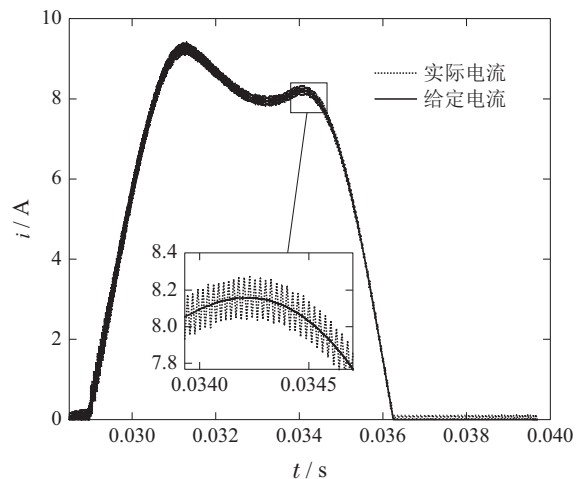
图8为传统的电流斩波控制下电机输出转矩图, 通过速度环PID控制器输出的值作为期望电流, 与电机实际电流直接进行CCC控制, 电流精度设置为0.05 A. 由图8, 计算出转矩脉动系数为128.7%, 在每一次换相时都会产生很大的转矩脉动.

图9为基于理想模型的转矩分配策略下电机输出

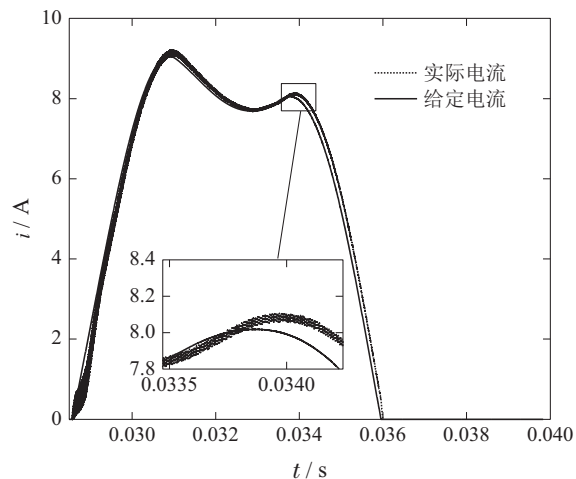
转矩图. 由图可知, 转矩大约在 $5.5 \sim 6.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 之间波动, 转矩脉动系数为19.47%, 与图8的策略相比转矩脉动系数降低了84.8%. 但是由于无法获知具体的电机模型, 只是通过理想线性模型进行“转矩-电流”转换, 得出的期望电流不准确, 导致依然有较大的转矩脉动.



(a) ADR-ILC



(b) CCC



(c) ADRC

图 4 A相电流跟踪曲线对比图

Fig. 4 Comparison chart of current tracking

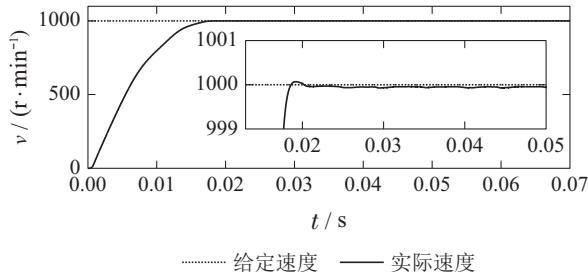


图5 输出速度曲线

Fig. 5 Output velocity curve

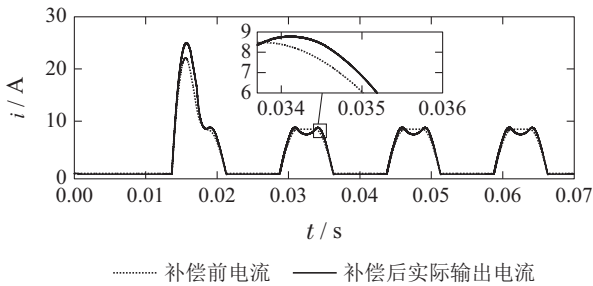


图6 A相电流曲线

Fig. 6 Current curve of A phase

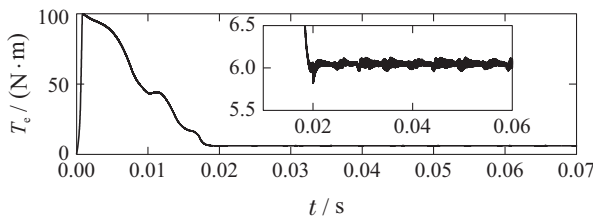


图7 输出转矩曲线及其局部放大图

Fig. 7 Output torque curve and its local amplification

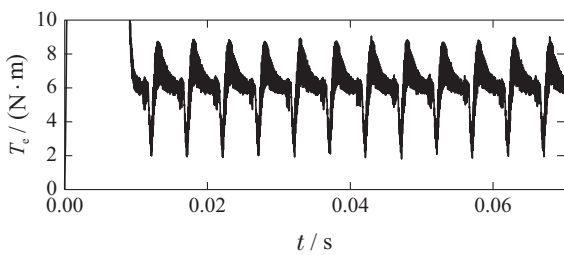


图8 传统的CCC下输出转矩

Fig. 8 Output torque based on traditional current chopper control

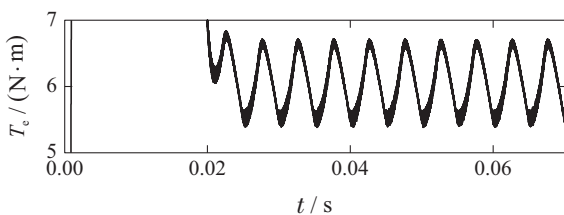


图9 基于理想模型的TSF控制策略下输出转矩

Fig. 9 Output torque based on torque distribution strategy of ideal model

图10为基于ADRC的转矩分配策略下电机输出转矩图. 该控制策略在TSF的基础上增加一个ADRC的非线性转矩补偿器. 通过电机输出转矩反馈与速度环输出的期望转矩设计一个ADRC控制器, 其控制律作为“转矩-电流”转换的补偿值, 用以补偿非线性不确定项. 由图可知, 转矩脉动系数为6.51%, 相对于基于理想模型的TSF策略转矩脉动有明显的改善.

图11为基于迭代学习的转矩分配策略下电机输出转矩图. 该控制策略与本文所讲述的SRM控制策略相似, 只是在“转矩-电流”转换器中将基于ADR-ILC的转矩非线性补偿器改为基于P型ILC的转矩非线性补偿器. 由图11可见, 经过20多次迭代后输出转矩在6.05 N · m附近很小的范围内波动, 转矩脉动系数为2.13%. 这对于抑制SRM的转矩脉动来说已经达到很好的效果了, 但需要很多个迭代周期, 收敛速度慢, 实时性、抗干扰性较差.

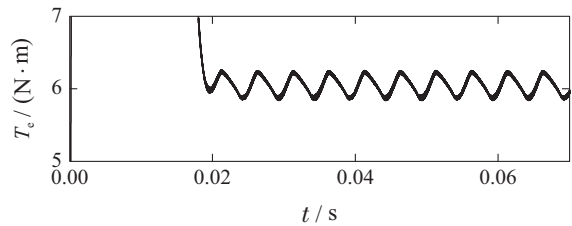


图10 基于ADRC的转矩分配策略下输出转矩

Fig. 10 Output torque based on ADRC torque distribution strategy

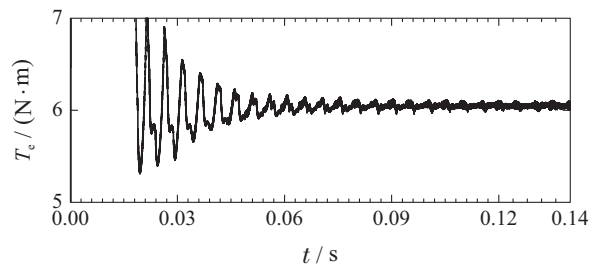


图11 基于ILC的转矩分配策略下输出转矩

Fig. 11 Output torque based on ILC torque distribution strategy

表1为上述5种控制策略的转矩脉动抑制效果对比, 表中: t_p 为达到周期稳态时间; T_{max} , T_{min} 分别为稳定运行时输出电磁转矩的最大值和最小值; k_T 为转矩脉动系数. 与其他4种控制策略相比, 基于ADR-ILC的转矩分配控制策略继承了迭代学习的优点——无需事先知道电机精确模型. 与传统的迭代学习控制类似, 通过迭代抑制SRM的转矩脉动, 但本文提出的控制策略具有更快的收敛速度, 可以在干扰作用下使系统很快达到稳定.

表 1 不同控制策略转矩脉动抑制效果对比

Table 1 Comparison of different control strategies for torque ripple suppression

控制策略	t_p/s	$T_{max}/(N \cdot m)$	$T_{min}/(N \cdot m)$	$k_T/\%$
传统CCC	0.014	8.865	1.924	128.7
基于理想模型的TSF控制	0.025	6.665	5.482	19.47
基于ADRC的TSF控制	0.025	6.238	5.845	6.51
基于ILC的TSF控制	0.130	6.108	5.979	2.13
基于ADR-ILC的TSF控制	0.022	6.118	5.963	2.56

6 结论

本文基于自抗扰迭代学习控制提出了开关磁阻电机调速系统的控制策略. 采用转矩分配控制策略, 针对电机非线性模型未知、无法依据模型将转矩准确地转换为电流的情况, 将开关磁阻电机看成是空间重复运动对象, 设计了基于ADR-ILC的转矩补偿器对非线性不确定项进行补偿. 同时设计了基于ADR-ILC的电流控制器, 实现SRM输出电流精确快速地跟踪期望电流. 该控制策略对SRM的模型参数依赖性较低, 实现简单. 仿真实验表明: 基于ADR-ILC的转矩分配控制策略能显著快速地抑制转矩脉动, 有望在开关磁阻电机的实际控制中得到应用. 下一步的工作将研究自抗扰迭代学习方法与其他转矩控制方法的结合.

参考文献:

- [1] BILGIN B, EMADI A, KRISHNAMURTHY M. Comprehensive evaluation of the dynamic performance of a 6/10 SRM for traction application in PHEVs. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(7): 2564 – 2575.
- [2] KIYOTA K, KAKISHIMA T, CHIBA A. Comparison of test result and design stage prediction of switched reluctance motor competitive with 60 kW rare-earth PM motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(10): 5712 – 5721.
- [3] CHIBA A, KIYOTA K, HOSHI N, et al. Development of a rare-earth-free SR motor with high torque density for hybrid vehicles. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, 30(1): 175 – 182.
- [4] ZHOU Suying, LIN Hui. Overview of control strategies for reducing torque ripple of switched reluctance motor. *Electric Drive*, 2008, 38(3): 11 – 17.
(周素莹, 林辉. 减小开关磁阻电机转矩脉动的控制策略综述. 电气传动, 2008, 38(3): 11 – 17.)
- [5] JIN W L, HONG S K, KWON B I, et al. New rotor shape design for minimum torque ripple of srm using FEM. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2004, 40(2): 754 – 757.
- [6] ZHANG Xin, WANG Xiuhe, YANG Yubo, et al. Research on vibration suppression method of switched reluctance motor based on slotting on both sides of rotor. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(6): 1508 – 1515.
(张鑫, 王秀和, 杨玉波, 等. 基于转子齿两侧开槽的开关磁阻电机振动抑制方法研究. 中国电机工程学报, 2015, 35(6): 1508 – 1515.)
- [7] SIADATAN A, ROOHISANKESTANI M, FARHANGIAN S. Design and simulation of a new switched reluctance motor with changes in the shape of stator and rotor in order to reduce torque ripple and comparison with the conventional motor. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. Amalfi: University of Naples “FEDERICO II”, 2018: 353 – 358.
- [8] WANG Mianhua, XING Xing. Switched reluctance motor direct torque sliding mode variable structure control. *Electric Machines & Control Application*, 2017, 44(6): 35 – 39.
(王勉华, 邢幸. 开关磁阻电机直接转矩滑模变结构控制. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 35 – 39.)
- [9] LI Yongjian, XU Zhiwei, PENG Xiao. SRM integral sliding mode variable structure and neural network compensation control. *Electric Machines and Control*, 2011, 15(1): 33 – 37.
(李永坚, 许志伟, 彭晓. SRM积分滑模变结构与神经网络补偿控制. 电机与控制学报, 2011, 15(1): 33 – 37.)
- [10] LI C H, WANG G F. A self-tuning fuzzy PID speed control strategy for switched reluctance motor. *2016 Chinese Control and Decision Conference*. Yinchuan: IEEE, 2016: 5860 – 5865.
- [11] MIR S, ELBULUK M E, HUSAIN I. Torque-ripple minimization in switched reluctance motors using adaptive fuzzy control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1999, 35(2): 461 – 468.
- [12] SANG Xuyang, YAN Gangfeng, WANG Yuandong, et al. An improved direct torque control strategy of four-phase switched reluctance motor. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2019, 36(1): 60 – 65.
(桑徐阳, 颜钢锋, 王远东, 等. 一种改进的四相关磁阻电机直接转矩控制策略研究. 机电工程, 2019, 36(1): 60 – 65.)
- [13] ZHANG W, XU A, HAN L, et al. Minimising torque ripple of SRM by applying DB-DTFC. *IET Electric Power Applications*, 2019, 13(11): 1883 – 1890.
- [14] CHENG Jianbin, SUN Zonghai. Research on speed control of switched reluctance motor based on linear active disturbance rejection. *Computer Measurement & Control*, 2018, 26(11): 108 – 111.
(程剑彬, 孙宗海. 基于线性自抗扰的开关磁阻电机调速控制研究. 计算机测量与控制, 2018, 26(11): 108 – 111.)
- [15] PAN Zaiping, LUO Xingbao. Torque ripple suppression of switched reluctance motor based on iterative learning control. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(7): 51 – 55.
(潘再平, 罗星宝. 基于迭代学习控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制. 电工技术学报, 2010, 25(7): 51 – 55.)
- [16] LI X Y, TIAN S P, AI W. Active disturbance rejection based iterative learning control. *2016 Chinese Control and Decision Conference*. Yinchuan: IEEE, 2016: 1791 – 1796.
- [17] AI W, WANG H N, LI X Y. Research and application of active disturbance rejection based iterative learning control for the brushless DC motor. *The IEEE 8th Data Driven Control and Learning Systems Conference (DDCLS)*. Dali: IEEE, 2019: 1049 – 1054.
- [18] LI Xiangyang. Iterative extended state observer and its application in iterative learning control. *Control and Decision*, 2015, 30(3): 473 –

478.
(李向阳. 迭代扩张状态观测器及其在迭代学习控制中的应用. 控制与决策, 2015, 30(3): 473 – 478.)
- [19] LIU Tao, WU Zhong, LÜ Haodun. Research on torque distribution strategy of switched reluctance motor. *Micromotors*, 2013, 46(7): 11 – 15.
(刘涛, 吴忠, 吕昊墩. 开关磁阻电动机转矩分配策略研究. 微电机, 2013, 46(7): 11 – 15.)
- [20] HAN Jingqing, YUAN Lulin. Tracking-discrete form of differentiator. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1999, 19(3): 268 – 273.
(韩京清, 袁露林. 跟踪-微分器的离散形式. 系统科学与数学, 1999, 19(3): 268 – 273.)
- [21] ZHENG Yi, ZHAO Sifeng, SUN Hexiu, et al. Current control of switched reluctance motor based on PWM iterative learning. *Small & Special Electrical Machines*, 2015, 43(4): 50 – 53.

(郑易, 赵思锋, 孙鹤旭, 等. 基于PWM迭代学习的开关磁阻电动机电流控制. 微特电机, 2015, 43(4): 50 – 53.)

作者简介:

袁 薇 副教授, 目前研究方向为数据驱动与学习控制、工业过程控制、电机与运动控制和嵌入式系统, E-mail: aiwei@scut.edu.cn;

胡林威 硕士研究生, 目前研究方向为数据驱动控制、自抗扰控制、迭代学习控制、电机与运动控制, E-mail: 932587130@qq.com;

李向阳 副教授, 目前研究方向为数据驱动控制、自抗扰控制、迭代学习控制和嵌入式系统, E-mail: xyangli@scut.edu.cn;

李新玲 硕士研究生, 目前研究方向为数据驱动控制、自抗扰控制、迭代学习控制, E-mail: 1213799833@qq.com.