

基于间接自适应鲁棒的永磁同步电机电流控制器设计

陶瑞超[†], 马 杰, 赵 辉

(哈尔滨工业大学 航天学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)电流环非理想反电势的抑制问题, 本文提出一种基于鲁棒最小二乘(RRLS)自适应律的间接自适应鲁棒控制(IARC)方法. 该控制方法基于自适应鲁棒控制(ARC)理论, 根据电机状态方程构造最小二乘型自适应律, 加入修正因子增强自适应律对系统中扰动的鲁棒性. 本文理论证明了该方法的稳定性. 通过建立含有非理想反电势的电机模型, 设计IARC电流控制器, 并分析说明IARC具有比直接ARC更好的输出跟踪性能和扰动抑制能力. 最后, 通过仿真和实验验证了该方法的有效性.

关键词: 参数辨识; 鲁棒控制; 永磁同步电机; 电流控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Current controller design of permanent magnet synchronous motor based on indirect adaptive robust control

TAO Rui-chao[†], MA Jie, ZHAO Hui

(School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150080, China)

Abstract: This paper addresses the problem of non-ideal back emf minimization in permanent magnet synchronous motor (PMSM) and proposes an indirect adaptive robust control (IARC) with the robust recursive least square (RRLS) adaptation law. Based on the adaptive robust control (ARC), the least square adaptive law is synthesized in accordance with the motor model and then a correction factor is added to enhance the robustness of the adaptation law. Therefore, a better estimation of non-ideal back emf can be obtained with IARC. The stability of the system with the proposed controller is proved. Based on the PMSM model with non-ideal back emf, the current controller designed by IARC holds the better performance of tracking error and disturbance suppression than that by direct ARC. Finally, the effectiveness of the proposed method is demonstrated by the simulation and experiment.

Key words: parameter estimation; robust control; permanent magnet synchronous motor; current control

1 引言(Introduction)

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有转动惯量小、功率密度高、响应速度快等优点, 因此在高性能伺服系统中得到广泛的应用. 做为PMSM伺服系统的最内环, 电流环的跟踪性能直接影响伺服系统的性能. 理想条件下, 电机内的反电势波形为正弦曲线. 由于电机本体设计的限制, 实际应用中PMSM无法获得理想的正弦反电势, 使得输出电流发生畸变. 畸变电流引起电磁力矩波动, 影响伺服系统速度平稳性能或者位置跟踪性能^[1]. 因此, 有必要设计电流控制器以克服非理想反电势影响, 提高电流跟踪精度.

针对非理想反电势抑制问题, 大量学者进行了相关研究. 文献[2]和[3]根据反电势的实测曲线, 预先设

计电流波形以达到消除反电势谐波影响的目的. 因为采用离线数据, 该方法对参数变化敏感, 并且运行条件的变化会使得该方法性能下降. 因此, 在线辨识方法逐渐受到重视. 文献[4]通过构造含有跟踪误差的李雅普诺夫函数, 设计自适应控制器辨识电机模型中的反电势, 理论上可以实现电磁力矩的无波动控制. 文献[5]和文献[6]基于内模原理, 在扰动频率已知的前提下, 分别采用迭代学习方法和重复控制进行反电势谐波抑制. 文献[7]设计扰动观测器, 在 abc 坐标系下设计变结构电流控制器, 但没有给出 dq 坐标系下的设计结果. 虽然上述方法可以取得很好的实验效果, 但由于设计过程中没有完备考虑伺服系统中复杂的扰动成分, 实际应用中算法不能得到理想的结果.

由于PMSM伺服系统具有高度的非线性和不确定

收稿日期: 2016-07-28; 录用日期: 2016-12-21.

[†]通信作者. E-mail: sliby7@163.com.

本文责任编辑: 杨苹.

国家自然科学基金项目(61427809, 61333001)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61427809, 61333001).

性, 结合自适应控制和确定鲁棒控制的自适应鲁棒控制(adaptive robust control, ARC)方法在伺服系统控制设计中受到极大关注^[8-9]. Yao等人将ARC应用在直线电机的位置伺服中, 并取得较好的控制效果^[10-12]. 因为上述ARC方法中自适应律直接由跟踪误差合成, 所以该方法也称作直接自适应鲁棒控制(direct adaptive robust control, DARC). 实际中电流环内跟踪误差不可避免包含测量噪声等扰动, 因此DARC方法无法得到准确的参数在线估计值. 为降低跟踪误差对自适应律性能的影响, Yao提出间接自适应鲁棒控制(indirect adaptive robust control, IARC)方法. IARC根据系统状态方程设计自适应律, 参数估计性能不受跟踪误差影响^[13]. 然而, 为保证自适应律不受系统中其他扰动的影响, 文献[14]对所建立观测模型进行滤波后再进行自适应律设计, 导致自适应律与控制律合成时所用模型不一致, 限制了算法的应用.

因此, 针对非理想反电势情形下的电流跟踪问题, 本文采用一种基于鲁棒最小二乘(robust recursive least square, RRLS)自适应律的IARC方法设计电流环控制器. 首先建立改进的电机模型, 与传统理想模型不同, 新模型考虑了非理想反电势的影响但依然简洁且适用于控制设计. 基于该改进模型, 为提高反电势辨识的准确性以抑制其扰动, 采用IARC方法设计控制器. 为消除滤波器对算法应用的限制同时保证IARC自适应环节的鲁棒性, 本文基于RRLS思想设计自适应律, 并通过李雅普诺夫函数证明算法的稳定性. 最后, 通过仿真证明本文所提出方法的有效性.

2 PMSM模型和控制问题描述(Model of PMSM and control problem formulation)

2.1 含有非理想反电势的PMSM模型(PMSM model with non-ideal back emf)

本节通过简要分析PMSM反电势的成因, 建立含有反电势谐波的PMSM控制模型, 以便于进行谐波抑制和电流控制器设计.

在PMSM运行过程中, 安装在转子上的永磁体会产生旋转磁场, 在定子绕组中感应生成反电势电压. 由安培定律和磁通守恒定律可知, 定子中的反电势是永磁磁通量和定子绕组结构的函数. 理想假设下, 反电势波形是纯正弦曲线. 但是由于电机设计的定子齿槽结构, 使得电机气隙磁导不均匀, 实际中反电势除基波正弦分量还包含多次谐波分量. 经Park变换后, dq 坐标系下PMSM模型中主要含有 $6p$ 次反电势谐波分量. 另外, 电机齿槽结构还会产生齿槽力矩波动. 由于齿槽力矩波动只与电机本体设计有关, 因此齿槽力矩的抑制主要通过本体设计优化或速度/位置环的控制算法来实现. 本文采用面贴式PMSM, 电机电感由于结构特性产生的非线性可以忽略. 因此, 在 $i_d = 0$

控制策略下, 反电势基波所在 q 轴是电机电磁力矩主要输出回路.

结合上述分析, 为便于控制器设计, 本文给出建立PMSM模型的合理假设条件:

假设1 电机模型中非理想反电势系数未知, 反电势系数 θ 的不确定性有界, $\theta \in [\theta_{\min}, \theta_{\max}]$.

假设2 电机模型中扰动 Δ_q 有界且上界已知, 即 $|\Delta_q| \leq \Delta_{qm}$.

假设3 选取基波和6次谐波构成反电势近似模型, 模型近似误差包含在扰动项 Δ_q 中.

假设4 电机结构为面贴式PMSM, 因此忽略电感非线性的影响.

假设5 经过合理的本体设计, 齿槽力矩可以忽略或看做模型中扰动 Δ_q 的一部分.

假设6 电流控制器采用 $i_d = 0$ 控制策略, 因此研究只考虑 q 轴电流控制器的设计.

基于上述假设条件, 含有非理想反电势的PMSM模型为

$$L \frac{d}{dt} i_q = u_q - R i_q - e_q + \Delta_q, \quad (1)$$

$$T_e = K_t i_q, \quad (2)$$

$$J \dot{\omega} = T_e - T_d, \quad (3)$$

其中: i_q 是 q 轴电流, L 和 R 分别代表 q 轴电阻和电感, u_q 是电流控制器生成控制量, e_q 是含有谐波的非理想反电势, Δ_q 是反电势模型近似偏差和其他非线性扰动因素引起的偏差电压之和. ω 是电机机械角速度, K_t 是电机力矩系数, J 是转动惯量. T_e 和 T_d 分别表示电机输出的电磁力矩和负载力矩.

由式(1)–(3)可见, 当电流因非理想反电势发生畸变后, 电机输出的电磁力矩将包含力矩波动成分, 使得伺服系统性能下降.

非理想反电势模型为^[1]

$$e_q = \bar{S}_e K_e, \quad (4)$$

其中波形函数 \bar{S}_e 和反电势系数矩阵 K_e 分别为

$$\bar{S}_e = \frac{3}{2} \omega_e [1 \quad \cos(6\theta_e)], \quad (5)$$

$$K_e = [K_{q1} \quad K_{q6}]^T. \quad (6)$$

根据式(1)(4), 可得如下状态方程

$$L \dot{x} = \bar{u} + \varphi^T \theta + \Delta_q, \quad (7)$$

其中: 状态量 x 为 q 轴电流, 已知回归计算量 $\varphi^T = \bar{S}_e$, 未知参数集 $\theta = K_e$. 为表示方便, 定义虚拟控制量 \bar{u} 为

$$\bar{u} = u_q - R i_q, \quad (8)$$

其中: u_q 为控制器实际输出, $R i_q$ 可以由已知量和反馈量计算得到.

本文研究问题为:设计电流控制器,使得PMSM模型(1)的输出可以克服系统中非理想反电势与其他非线性扰动的影响,与期望值 x_d 的跟踪误差尽可能小,且通过自适应律的设计实现对反电势的辨识与补偿。

2.2 ARC性能分析(Analysis of ARC)

由电机状态方程(7)可知,模型中包含明显的参数不确定性和非线性扰动. ARC通过自适应律的设计补偿系统中的不确定性,同时合成鲁棒控制律克服非线性扰动的影响,使系统具有确定的跟踪性能,因此适用于电机电流控制器的设计。

ARC控制律形式为

$$\bar{u} = u_m + u_s, \quad (9)$$

其中 u_m 为模型自适应补偿项,形式为

$$u_m = L\dot{x}_d - \varphi^T \hat{\theta}, \quad (10)$$

$\hat{\theta}$ 是未知参数 θ 的估计值. u_s 为鲁棒控制项,形式为

$$u_s = u_{s1} + u_{s2}, \quad (11)$$

式中: $u_{s1} = -k_{s1}z$ 为线性比例反馈项, k_{s1} 为比例系数, $z = x - x_d$ 表示跟踪误差。

根据控制律(9)可得系统跟踪误差的动态方程为

$$L\dot{z} - u_{s1} = u_{s2} - [\varphi^T \tilde{\theta} - \Delta_q], \quad (12)$$

其中 $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ 是参数估计偏差.式中 u_{s2} 为确定鲁棒控制项,设计要求为

$$\begin{cases} zu_{s2} \leq 0, \\ z\{u_{s2} - [\varphi^T \tilde{\theta} - \Delta_q]\} \leq \varepsilon_M. \end{cases} \quad (13)$$

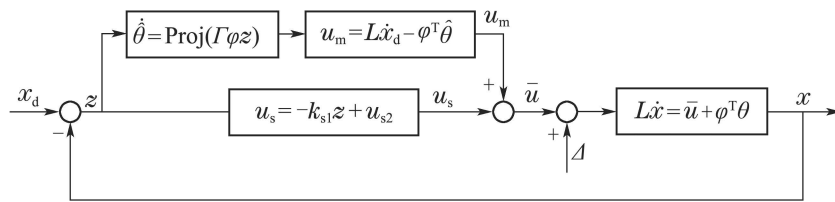


图1 ARC控制框图

Fig. 1 Control scheme of ARC

证 略,参考文献[10].

由式(15)可知,在自适应率矩阵 Γ 确定后,参数估计值的收敛性严格依赖跟踪误差的收敛,自适应律只能保证估计参数的有界性.由于电流环中电流反馈值不可避免包含噪声和各种谐波成分,当跟踪误差 z 收敛至于扰动同量级时,自适应律(15)无法得到准确的反电势系数估计值,尤其是自适应律的积分形式可能产生常值漂移等问题。

针对上述问题,本文基于IARC进行PMSM电流环控制器设计. IARC方法基于系统状态方程设计自适应律,控制器中自适应律与鲁棒控制项可以独立

选取满足条件的 u_{s2} 为

$$u_{s2} = -\frac{h^2}{4\varepsilon_M}z, \quad (14)$$

式中 h 可设置为 $h = |\varphi^T||\theta_{\max} - \theta_{\min}| + \Delta_{qm}$.由控制律(9)和跟踪误差动态方程(12)可知,系统的跟踪性能取决与鲁棒控制项 u_s 的设计。

基于ARC的控制律结构,根据自适应律设计是否直接由跟踪误差 z 合成,将ARC方法分为直接ARC(DARC)和间接ARC(IARC)。

DARC的非连续投影型(DP)自适应律形式为

$$\dot{\hat{\theta}} = \text{Proj}(\Gamma\varphi z), \quad (15)$$

其中 Γ 为对角型自适应率矩阵, $\text{Proj}(\cdot)$ 为投影算子,形式为

$$\text{Proj}(\cdot) = \begin{cases} 0, & \text{如果} \begin{cases} \hat{\theta} = \theta_{\min} \text{且} \cdot < 0, \\ \hat{\theta} = \theta_{\max} \text{且} \cdot > 0, \end{cases} \\ \cdot, & \text{其他.} \end{cases} \quad (16)$$

定理1 当采用DARC控制律(9)和直接自适应律(15)时, DARC控制框图如图1所示. 系统跟踪性能满足:

1) 系统内信号均有界,且系统跟踪误差收敛至一确定上界

$$|z(t)|^2 \leq |z(0)|^2 e^{(-2k_{s1}t)} + \frac{\varepsilon_M}{k_{s1}} [1 - e^{(-2k_{s1}t)}].$$

2) 如果一段时间后满足 $\Delta_q = 0$,则系统的跟踪误差渐进趋近于零。

设计.但由于待辨识参数包含反电势谐波系数,文献[13]中基于信号滤波的自适应律设计方法不再适用.因此,本文提出一种基于RRLS的自适应律设计方法,在增强自适应环节鲁棒性的基础上,不需要添加额外的滤波环节,并且由于观测模型与实际模型为同一形式,因此可以理论证明算法的稳定性。

3 基于IARC的电流环控制器设计(Current controller design based on IARC)

3.1 RRLS自适应律设计(Design of RRLS adaptation law)

与DARC中依据跟踪误差构造自适应律不同,本

节通过系统的状态方程设计自适应律. 该方法与DP自适应律相比, 抗扰性更强且收敛速率快, 参数辨识精度高, 可以充分发挥IARC分离式设计的优势.

根据式(1)建立自适应环节的观测模型 y_p 和估计模型 \hat{y}_p 为

$$\begin{aligned} y_p &= L\dot{x} - \bar{u} = \varphi^T \theta + \Delta_q, \\ \hat{y}_p &= \varphi^T \hat{\theta}. \end{aligned} \quad (17)$$

由式(17)可得观测模型 y_p 估计偏差为

$$\varepsilon = \hat{y}_p - y_p = \varphi^T \tilde{\theta} - \Delta_q. \quad (18)$$

依据式(18)可以设计最小二乘算法实现 θ 的辨识. 但是由于观测模型中存在扰动量 Δ_q , 模型估计偏差收敛至零与参数估计偏差收敛至零不再等价. 以模型估计偏差收敛至最小值作为最优指标的RLS算法会产生参数估计偏差. 因此, 本文提出一种RRLS算法, 以降低观测模型中扰动对参数估计的影响.

引理1 设 A 为 $n \times n$ 阶矩阵, b 和 x 均为 $n \times 1$ 维列向量. 取 δA , δb , δx 分别为 A , b , x 的扰动项. 如果 $Ax = b$ 且 $(A + \delta A)(x + \delta x) = (b + \delta b)$, 则

$$\frac{\|\delta x\|}{\|x\|} \leq \frac{\text{cond}(A) \left[\frac{\|\delta A\|}{\|A\|} + \frac{\|\delta b\|}{\|b\|} \right]}{1 - \text{cond}(A) \frac{\|\delta A\|}{\|A\|}}, \quad (19)$$

其中: $\text{cond}(A)$ 称为系数矩阵的条件数, $\|x\|$ 是欧式范数, $\|A\|$ 是向量范数的诱导范数, $\|\delta x\|$ 称为标准差. 引理1表明, 标准差 $\|\delta x\|$ 随 $\text{cond}(A)$ 减小而减小.

由引理1和RLS算法原理可知, 依据式(18)所示估计偏差模型, RRLS算法的最优指标为

$$\min J(\hat{\theta}_R) = \min \{ \|\Phi \hat{\theta}_R - Y\|_2^2 + \lambda \|\hat{\theta}_R\|_2^2 \}, \quad (20)$$

式中 $\hat{\theta}_R$ 表示RRLS算法的参数估计值. 式(20)加入包含修正因子的修正项 $\lambda \|\hat{\theta}_R\|_2^2$ 对扰动 Δ_q 进行补偿. 其中 $\varphi^T(k)$ 和 $y_p(k)$ 分别是回归量 φ^T 和模型观测值 y_p 第 k 时刻的计算值

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \vdots \\ \varphi^T(k) \end{bmatrix}, Y_p = \begin{bmatrix} y_p(1) \\ \vdots \\ y_p(k) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

对式(20)求解可得

$$\hat{\theta}_R = (\Phi^T \Phi + \lambda I)^{-1} \Phi^T Y_p. \quad (22)$$

设

$$Q^{-1}(k) = \Phi^T \Phi + \lambda(k)I. \quad (23)$$

根据矩阵求逆引理, 可得式(22)的近似递推形式为^[15]

$$\begin{aligned} Q(k+1) &= \\ &\left(I - \frac{Q(k)\varphi(k)\varphi^T(k)}{1 + \varphi^T(k)Q(k)\varphi(k)} \right) Q(k). \end{aligned} \quad (24)$$

在本文中, 反电势系数作为待辨识参数可以认为是常数或者变化缓慢的数值. 结合假设2, 可以采取每步辨识过程中修正项对扰动的补偿是相等的. 因此, 修正系数的一种简便的设计方法为 $\lambda(k) = k\lambda_0$, 则每步的修正程度均为 λ_0 .

根据各变量关系, 可得RRLS算法为

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_R(k+1) &= [I - \lambda_0 Q(k)] \hat{\theta}_R(k) + \\ &K(k) [y_p(k) - \varphi^T(k) \hat{\theta}_R(k)], \end{aligned} \quad (25)$$

其中

$$\begin{aligned} K(k+1) &= Q(k)\varphi(k+1) \times [\varphi^T(k+1)Q(k) \\ &\varphi(k+1) + 1]^{-1}, \end{aligned} \quad (26)$$

式中 λ_0 可以通过Morozov偏差原理由一组离线数据计算得到^[16]

$$\frac{1}{2} \|\varphi^T \hat{\theta}_R - y_p\|^2 + \frac{1}{2} \lambda_0 \|\hat{\theta}_R\|^2 \leq \Delta_{qm}. \quad (27)$$

根据假设1, 为保证参数估计值的有界性, 定义一个非连续投影为

$$\text{Proj}(\hat{\theta}_R) = \begin{cases} \hat{\theta}_R, & |\hat{\theta}_R| \leq \theta_M, \\ \theta_M \text{sgn} \hat{\theta}_R, & |\hat{\theta}_R| > \theta_M, \end{cases} \quad (28)$$

因此, 参数估计 $\hat{\theta}_R$ 为

$$\hat{\theta}_R = \text{Proj}(\hat{\theta}_R). \quad (29)$$

3.2 IARC控制律设计与分析(Design and analysis of IARC control law)

基于RRLS的IARC控制律形式与DARC相同, 由于自适应律不同, 只需将估计参数 $\hat{\theta}$ 替换为 $\hat{\theta}_R$. 基于IARC的电流环控制器框图如图2所示.

电流控制器虚拟控制量 \bar{u} 的离散表达式为

$$\begin{cases} \bar{u}(k) = u_m(k) + u_s(k), \\ u_m(k) = \dot{x}_d(k) + \varphi(k)^T \hat{\theta}_R(k), \\ u_{s1}(k) = -k_{s1}z(k), \quad u_{s2} = -\frac{h^2}{\varepsilon_M} z(k). \end{cases} \quad (30)$$

本节通过设计李雅普诺夫函数来验证闭环系统的收敛性和稳定性.

定理2 基于电机模型(1)和状态方程(2), 在前述假设条件下, 采用控制律(30)和自适应律(29)的IARC控制器做为电流环控制器, 满足:

1) 系统内各变量有界, 电流跟踪误差上界为一确定函数, 并指数收敛于该上界, 同时参数估计值偏差有界且上界已知;

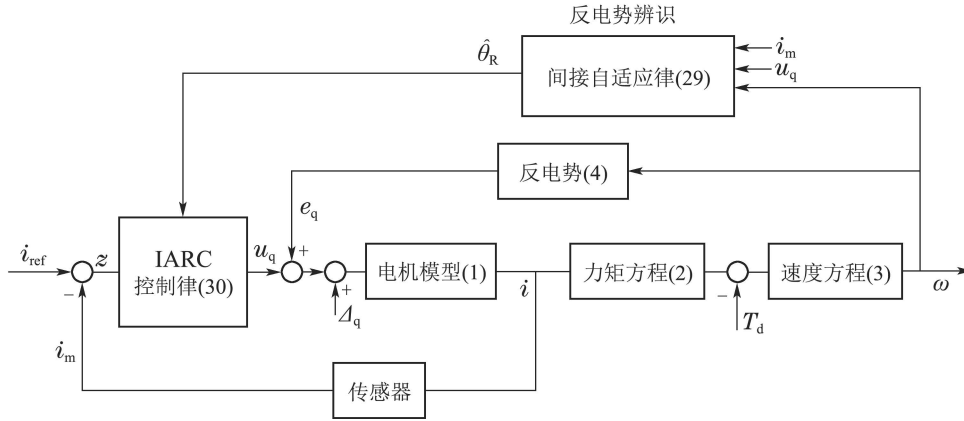


图2 基于IARC控制器的电流环框图

Fig. 2 Control scheme of current loop based on IARC controller

2) 有限时间后,若系统仅存在参数不确定性 ($\Delta = 0$)时,由于观测模型存在数据近似偏差,系统跟踪误差特性与结论1相同.如果观测模型数据近似偏差已知或为零,则系统跟踪误差渐进趋近于零,参数估计值趋近于真值.

证 根据系统跟踪误差动态方程,选取李雅普诺夫函数为 $V_s = \frac{1}{2}z^2$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= -k_{s1}z^2 + z[u_{s2} - (\varphi^T \tilde{\theta}_R) + \Delta_q] \leq \\ &-k_{s1}z^2 + \varepsilon_M \leq -2k_{s1}V_s + \varepsilon_M. \end{aligned} \quad (31)$$

由比较引理可得

$$|z(t)|^2 \leq |z(0)|^2 \exp(-2k_{s1}t) + \frac{\varepsilon_M}{k_{s1}} [1 - \exp(-2k_{s1}t)]. \quad (32)$$

注1 稳态跟踪误差上界是确定鲁棒控制项(14)与理想滑模控制律的近似误差上界 ε_M 和线性反馈系数 k_{s1} 共同决定. 近似误差不为零且控制增益不能取无穷大,使得跟踪误差可以很小但无法趋近于零. 由于电流环是伺服系统最内环,当其存在微小稳态误差时,其对电机输出性能的影响可以由速度环或位置环的PI控制器进行控制,而不需要对速度环或位置环控制器做额外设计.

由假设1和式(29)可知系统中模型自适应项 u_m 有界,由假设2和式(14)鲁棒控制项 u_s 有界. 综上,系统中各信号均有界,结论1得证.

有限时间后,若系统中仅存在参数不确定性 ($\Delta = 0$)时,由于观测模型中存在不可测量物理量引起的近似偏差,此时控制律依然包含确定鲁棒项

$$u_{s2} = -\frac{h^2}{4\varepsilon_M} z, \quad (33)$$

式中 u_{s2} 的扰动上界改为

$$h = |\varphi^T| |\theta_{\min} - \theta_{\max}|,$$

此时跟踪误差特性与结论1相同.

进一步,当且仅当系统观测模型中误差已知或为零,由Morozov偏差原理可知 $\lambda_0 = 0$ 时,自适应律由RRLS形式转变为RLS形式,可知RLS辨识参数收敛至真实值. 此时

$$[(\varphi^T \tilde{\theta}_R) + \Delta] = 0,$$

确定鲁棒控制项为0,跟踪误差动态方程为

$$\dot{z} + k_{s1}z = 0, \quad (34)$$

易知跟踪误差渐进趋近于零.

注2 由于观测模型(17)中PMSM的实际输入电压不易测量,因此采用电流控制器的输出做为近似值. 理想情况下PMSM的输入与控制器的输出相等. 在实际系统中,由于逆变器非线性等非理想因素,PMSM实际输入与控制器的输出存在近似偏差. 若实际系统中该近似误差不存在或可以被补偿,则辨识参数可以收敛至真实值.

综上,结论2得证.

4 仿真和实验结果与分析(Analysis of simulation and experiment results)

为验证本文提出基于IARC的电流控制器的可行性和优势,首先搭建如图2所示PMSM电流环模型,电机模型参数按实际电机选取,如表1所示. 然后,基于式(1)的PMSM模型进行控制器设计,并在MATLAB中实现仿真验证.

表1 仿真用PMSM参数

Table 1 Parameters of PMSM in simulation

参数符号	参数值(单位)
额定电压 U	380 V
额定功率 P_n	10 kW
极对数 p	10
定子电阻 R	0.504 Ω
定子电感 L	7.1 mH

根据前述控制器设计方法, 分别设计伺服系统中常用PI控制器, DARC控制器和IARC控制器, 控制器参数如下:

1) PI控制器: 设计比例系数 $k_p = 0.3$, 积分系数 $k_i = 0.03$.

2) DARC控制器: 设计鲁棒控制项 $u_s = -k_s z$, 控制器的增益系数 $k_s = k_{s1} + k_{s2}$ 选取为125. 自适应率矩阵 $\Gamma = \text{diag}\{10, 10\}$. 已知辨识参数 θ 的取值范围 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ 为

$$\theta_{\min} = [-1, -0.1], \theta_{\max} = [1, 0.1]. \quad (35)$$

设辨识参数的期望值为 $\theta_r = [0.2, 0.005]$, 辨识参数初始值取为 $\theta_0 = [0.1, 0.001]$, 可知 $\theta_0 \in [\theta_{\min}, \theta_{\max}]$. 非线性扰动 $\Delta_q = \text{rand}(1)$ 为边界已知的一个随机数.

3) IARC控制器: 取RRLS自适应律中修正因子 $\lambda_0 = 12$, 系数矩阵初始值 $Q(0) = 1000I$. 其他参数与DARC一致.

根据已知实验数据选取仿真参考输入为 $x_d = 1.5 \text{ A}$, 此时电机转速为 $\omega = 10 \text{ rad/s}$. 假设速率波动已在速度环由速度控制器抑制, 电流环内主要扰动成分为非正弦反电势. 电流采样频率设置为 10 kHz , 采用四阶龙格库塔数值算法. 电流跟踪误差曲线如图3所示.

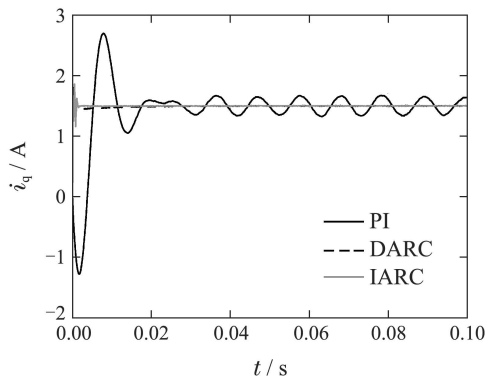


图3 电流跟踪误差

Fig. 3 Tracking error of current

由图3可见, PI控制无法抑制非理想反电势引起的电流畸变, 电流跟踪误差中含有明显6次谐波成分. ARC控制律中包含的模型自适应项 u_m 可以有效消除电流环中非理想反电势的影响, 因此具有更好的电流跟踪性能. 由于IARC方法采用RRLS自适应律, 与DARC中DP自适应律相比收敛速度快, 因此图3中IARC中跟踪误差曲线更快收敛至稳态值. 图4和图5给出两种ARC方法在线估计参数的不同效果.

由图4和图5可见, IARC中估计参数可以快速且准确地收敛至参数的期望值, 而DARC中估计参数的收敛取决与跟踪误差的收敛性. 另外, 受扰动影响, DARC中DP型自适应律的辨识结果只能保证辨

识结果的有界性, 但存在明显的稳态偏差, 与之前的分析结果相吻合. 由于IARC对估计参数辨识更准确, 因此IARC对系统中模型不确定性的补偿效果更好, 即本文中对由非理想反电势引起的电流畸变有更好的抑制作用.

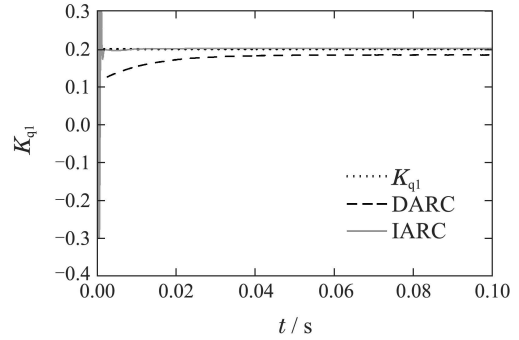


图4 K_{q1} 在线估计值

Fig. 4 Online estimation of parameter K_{q1}

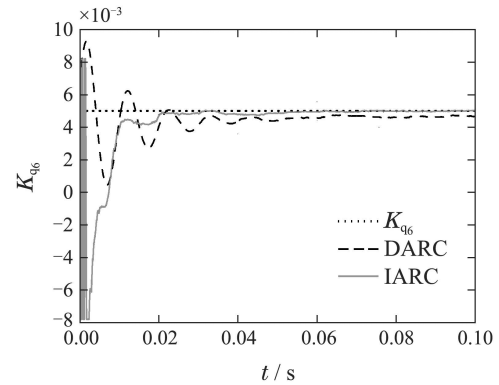


图5 K_{q6} 在线估计值

Fig. 5 Online estimation of parameter K_{q6}

仿真结果说明, 结合自适应控制和鲁棒控制的ARC控制器比伺服系统常用PI控制器具有更好跟踪性能和扰动抑制能力. 基于RRLS的IARC控制器具有良好的自适应能力, 而常规DARC的参数估计有较大的偏差, 因此基于IARC的电流控制器具有更好的反电势补偿能力.

为验证IARC算法的可行性, 本文在实验平台上对IARC算法进行了相关实验. 实验中电机参数与仿真中使用参数相同. 速度环控制器采用PI控制, PI控制器比例系数为0.5, 积分系数为0.001, 速度参考指令为 100 r/min . 电流环控制器采用IARC控制器, 控制器参数与仿真设置相同. 同时, 为验证算法在负载转矩变化时的收敛性, 在电机运行过程中加入阶跃负载转矩, 实验曲线如图6和图7所示.

图6给出电机在 100 r/min 时稳态运行和施加阶跃负载力矩时的电流和速度跟踪曲线, 由图6可见, 电机电流跟踪曲线平稳, 不存在明显的高频抖振. 在电机施加阶跃负载转矩后, 由式(3)可知速度信号将出现变化, 通过速度环PI控制器调整电流期望可

以实现速度的平稳跟踪. 此时, 电流曲线快速收敛至新的期望值, 可见基于IARC算法的电流控制具有良好的动态跟踪性能和稳态特性.

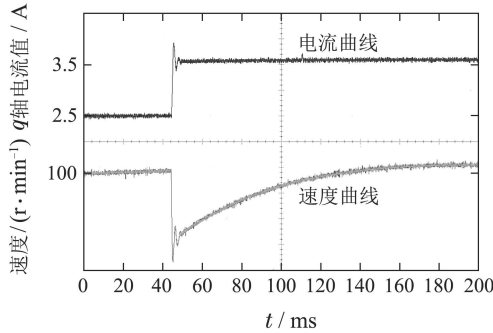


图6 100 r/min时负载力矩变化电流和速度曲线
Fig. 6 Current and speed with variation of load torque at 100 r/min

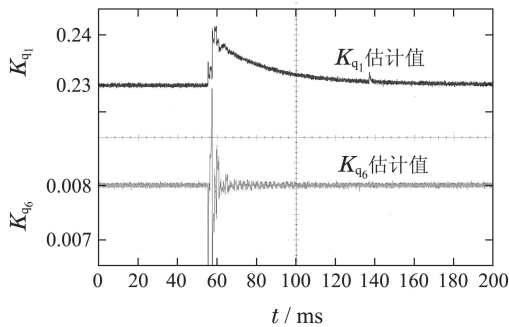


图7 100 r/min时负载力矩变化参数辨识曲线
Fig. 7 Estimation of parameters with variation of load torque at 100 r/min

图7给出电机在100 r/min时稳态运行和施加阶跃负载力矩时的反电势系数辨识曲线, 由图7可见, 电机稳态运行时参数辨识值收敛至常值. 当电机施加阶跃负载转矩后, 由电流跟踪曲线可知, 观测方程中参数值变化使得辨识参数出现波动. 在电机调速过程中, 反电势系数的辨识值快速收敛至之前的辨识值, 可见IARC算法具有快速的收敛性.

5 结论(Conclusions)

本文针对PMSM电流环内非理想反电势引起的电流畸变抑制问题, 提出了基于RRLS的IARC方法. 该方法相比于伺服系统常用PI控制器具有更好扰动抑制能力. 同时, 该方法基于系统状态方程设计自适应律, 相比DARC方法具有更好的自适应性能. 本文理论证明了该方法的稳定性和参数自适应能力. 仿真和实验结果表明, 基于RRLS的IARC适用于伺服系统电流控制器设计, 具有良好的参数自适应性能和跟踪性能.

参考文献(References):

[1] PROCA A.B, KEYHANI A, EL-ANTABLY A, et al. Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, 18(3): 386 – 391.

- [2] HUNG J Y, DING Z. Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors [J]. *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, 1993, 140(4): 260 – 266.
- [3] HANSELMAN D C. Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1994, 41(3): 292 – 300.
- [4] PETROVIC V, ORTEGA R, STANKOVIC A M, et al. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, 15(5): 871 – 880.
- [5] QIAN W Z, PANDA S K, XU J X. Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(2): 272 – 279.
- [6] MATTAVELLI P, TUBIANA L, ZIGLIOTTO M. Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, 20(6): 1423 – 1431.
- [7] WONHEE K, DONGHOON S, CHUNG C C. Microstepping using a disturbance observer and a variable structure controller for permanent-magnet stepper motors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(7): 2689 – 2699.
- [8] ZHANG Guozhu, CHEN Jie, LI Zhiping. An adaptive robust control for linear motors based on composite adaptation [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(8): 833 – 837.
(张国柱, 陈杰, 李志平. 基于复合自适应律的直线电机自适应鲁棒控制 [J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(8): 833 – 837.)
- [9] ZHANG Yangming, YAN Peng. Adaptive robust control for linear motor servo systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2015, 32(3): 287 – 294.
(张扬名, 闫鹏. 线性电机伺服系统的自适应鲁棒控制 [J]. *控制理论与应用*, 2015, 32(3): 287 – 294.)
- [10] LI X, YAO B. Output feedback adaptive robust precision motion control of linear motors [J]. *Automatica*, 2001, 37(7): 1029 – 1039.
- [11] LU L, YAO B. Adaptive robust control of linear motors with dynamic friction compensation using modified LuGre model [J]. *Automatica*, 2009, 45(12): 2890 – 2896.
- [12] LU L, YAO B. A performance oriented multi-loop constrained adaptive robust tracking control of one-degree-of-freedom mechanical systems: theory and experiments [J]. *Automatica*, 2014, 50(4): 1143 – 1150.
- [13] YAO B, PALMER A. Indirect adaptive robust control of SISO non-linear systems in semi-strict feedback forms [C] // *The 15th World Congress of the International Federation of Automatic Control*. Barcelona: IFAC, 2002, 15(1): 397 – 402.
- [14] MOHANTY A, YAO B. Indirect adaptive robust control of hydraulic manipulators with accurate parameter estimates [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, 19(3): 567 – 575.
- [15] CHANSARKAR M M, DESAI U B. A robust recursive least squares algorithm [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1726 – 1735.
- [16] XIE J L, ZOU J. An improved model function method for choosing regularization parameters in linear inverse problems [J]. *Inverse Problems*, 2002, 18(3): 631 – 643.

作者简介:

陶瑞超 (1985–), 男, 博士研究生, 研究方向为自适应鲁棒控制、机电伺服系统设计, E-mail: sliby7@163.com;

马杰 (1972–), 女, 博士生导师, 研究方向为非线性控制方法、机电伺服系统设计, E-mail: majie@hit.edu.cn;

赵辉 (1971–), 男, 博士生导师, 研究方向为机电伺服系统设计, E-mail: zhaohui@hit.edu.cn.