

具有外部扰动的PMSM系统的无模型自适应预测控制

王 誉, 侯忠生[†]

(青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071)

摘要: 针对于一类具有强耦合、负载不确定性和外界干扰的永磁同步电机(PMSM)系统, 本文研究了基于无模型自适应预测控制(MFAPC)问题, 并提出了一种新颖的MFAPC方案来实现有外界扰动的PMSM系统的速度追踪任务. 所提出控制方案的主要优势在于仅使用了被控制系统的输入/输出数据, 并且对外界干扰具有较强的鲁棒性. 此外, 还讨论了闭环系统跟踪误差的收敛性以及有界输入有界输出的稳定性. 最后, 通过与传统的PI控制方案、原型无模型自适应控制(MFAC)方案的仿真结果相比较, 验证了所提出MFAPC方案的有效性和优越性.

关键词: 无模型自适应预测控制; 永磁同步电机; 负载扰动; 速度控制

引用格式: 王誉, 侯忠生. 具有外部扰动的PMSM系统的无模型自适应预测控制. 控制理论与应用, 2022, 39(5): 837 – 846

DOI: 10.7641/CTA.2021.10346

Model-free adaptive predictive control for PMSM systems with external disturbance

WANG Yu, HOU Zhong-sheng[†]

(College of Automation, Qingdao University, Qingdao Shandong 266071, China)

Abstract: This paper investigates the model-free adaptive predictive control (MFAPC) problem for a class of permanent magnet synchronous motor (PMSM) systems with strong coupling, load uncertainty and external disturbance, and a novel MFAPC scheme is proposed to achieve the speed tracking objective of PMSM systems with external disturbance. The main advantage of the proposed control scheme is that only the input/output data of the controlled system are used and has strong robustness to external disturbance. In addition, the convergence of tracking error and the stability of bounded input and bounded output are discussed. Finally, the simulation results illustrate the effectiveness and advantage of the proposed MFAPC scheme by compared with the traditional PI control scheme and the prototype model-free adaptive control (MFAC) scheme.

Key words: model-free adaptive predictive control (MFAPC); permanent magnet synchronous motor (PMSM); the load disturbance; speed control

Citation: WANG Yu, HOU Zhongsheng. Model-free adaptive predictive control for PMSM systems with external disturbance. *Control Theory & Applications*, 2022, 39(5): 837 – 846

1 引言

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以永磁体提供励磁, 电动机结构较为简单, 加工装配费用低, 不包括集电环和电刷, 电机运行可靠性高; 且PMSM无需励磁电流, 没有励磁损耗, 因此, 电机的效率和功率密度高^[1-6]. 感应电动机以往一直是工业应用中最受欢迎的电动机之一, 但是近年来, PMSM凭借其优点, 已逐渐取代感应电动机, 并在工业生产、航天航空、机车传动、机器人、数控机床以

及轨道交通等领域得到广泛应用^[7-12]. 在电机控制中, 控制精度是衡量电机控制方法优劣的一个重要指标, 高控制精度会提高其驱动的各类装置的控制性能. 因此, 提高电机控制精度在一定程度上对我国工业化发展会起到极其重要的促进作用.

到目前为止, 基于模型的控制方法一直都是电机控制问题的主要控制方法. 文献[13]中提出了一种基于滑模控制(sliding mode control, SMC)和扰动补偿技术的永磁同步电动机伺服系统非线性速度控制算

收稿日期: 2021-04-24; 录用日期: 2021-11-12.

[†]侯忠生. E-mail: zhshhou@bjtu.edu.cn; Tel.: +86 13691180575.

本文责任编辑: 刘淑君.

国家自然科学基金项目(61833001, 62073025)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61833001, 62073025).

法,优化了PMSM系统在不同扰动和不确定性下的速度控制性能.文献[14]中提出了一种采用自适应滑模控制(SMC)技术实现的鲁棒迭代学习控制(iterative learning control, ILC)方案,减小了伺服系统的转矩脉动,提高了系统的抗干扰能力.文献[15]中提出了一种模型预测直接转矩控制(model predictive direct torque control, MP-DTC),该控制方案不显示控制定子磁链,也不使用磁滞边界.文献[16]中给出了一种PMSM恒开关频率模型预测控制的现场可编程门阵列实现方法,该方法对参数变化具有较强的鲁棒性,且对PMSM具有良好的动态性能.文献[17]中提出了一种带脉宽调制的模型预测控制,可实现较好的稳态性能.然而,上述控制方法均是基于模型的,控制精度依赖于系统模型精度,对电机内外结构分布的参数及其变化敏感^[12].在实际电机应用中,由于应用环境多样,PMSM是一个复杂的控制对象,且具有强耦合、非线性、多变量和可变参数的特点^[18-21],建立PMSM系统精确的系统动力学模型是非常困难和耗时的^[22],因此,基于模型的控制方法在电机实际应用中的控制效果在很多场合都备受争议.

随着现代控制理论和电机控制技术的发展,许多学者针对PMSM系统控制方面的问题提出了许多精度高、鲁棒性强、可靠性高的数据驱动控制方法以提高电机控制系统的控制性能.如,文献[23]中提出了一种基于凸优化技术的比例积分(proportional-integral, PI)速度跟踪控制算法,该方法具有良好的鲁棒跟踪性能.文献[24]中提出了一种基于速度和电流的比例积分谐振控制方法,该方法能有效地减小PMSM的周期性速度波动.文献[25]中提出了一种考虑输入饱和的交流电机PI速度控制器的设计方法,缺点是对工况变化其参数敏感.文献[26]中提出了一种基于神经网络的自适应控制器,但神经网络控制算法需要大量实验数据进行训练,训练时间长,成本高.

应当指出的是当电机处于闭环运行过程中时,不可避免地会出现各种不确定性,包括不确定性负载和由于传感器量测噪声引起的PMSM模型不匹配情况,进而引起基于模型控制方法控制效果不佳或鲁棒性不好等情况.即使应用数据驱动的PID控制方法,虽然结构简单、易于实现,但对于运行工况变化或负载变化等情况下,也面临重新整定PID控制参数等问题,其稳定性和控制精度也很难保证,难以满足生产过程中对系统性能的要求.因此,对于PMSM系统,研究有强鲁棒性以及更好性能的控制方案是非常有必要的.无模型自适应控制(model-free adaptive control, MFAC)是一种典型的数据驱动控制方法,它于1994年被首次提出并广泛用于一般未知的非仿射离散时间非线性系统^[27].MFAC的优点是不需要建立受控系统动力学模型,也不需要任何外在的测试信号或训练过程;而

是在每个操作点处仅利用受控系统的输入输出数据建立其与原动力学行为等价的动态线性化(dynamic linearization, DL)数据模型来设计控制器.MFAC设计简单、计算负担小,且对外界干扰具有强鲁棒性^[28].到目前为止,MFAC已经广泛用于许多实际的工程中,如液位控制^[29]、电弧焊接过程^[30]、绕转子同步电机控制系统^[22,31]等.

基于MFAC的PMSM速度控制问题近年来已有一些研究^[32-33].但这些研究仅利用了当前时刻的输入/输出数据,且控制器参数 λ 需要进行合理的选择来获得更好的控制性能.与原型MFAC相比,无模型自适应预测控制(model-free adaptive predictive control, MFAPC)^[34-36]方法引入了未来的输入/输出信息,使之具有了预测功能,且MFAPC对控制器参数 λ 的选取不敏感.同时,由于MFAPC相当于将MFAC算法中的 λ 放大 N 倍,使其在一种“粗调”方式进行,因此,其应用会更加方便以及控制效果会更好.然而,到目前为止还未见到有应用MFAPC于PMSM系统控制中的文献,因此本文提出了一种基于MFAPC的PMSM速度控制方法.本文的主要贡献如下:

1) 与基于模型预测的PMSM速度控制方法^[15-17]相比,所提出的基于MFAPC的PMSM速度控制方法不需要受控系统的动力学模型,仅利用闭环系统的输入/输出数据来设计,是一种数据驱动的控制方法.

2) 不同于PI控制^[23-25]以及神经网络控制^[26]等数据驱动控制方法,MFAPC方法不需要任何外在的测试信号或训练过程,方法简单、计算负担小,是自适应工作方式,参数选取方便,且具有更好的控制效果和更强的鲁棒性.

3) 与原型MFAC相比,MFAPC方法中对控制器参数 λ 的选取更不敏感,控制器设计中引入了未来时刻的输入/输出信息,从而使得MFAPC具有预测控制效果.

论文结构安排如下:第2节介绍了研究的PMSM伺服系统相关数学模型;第3节描述了MFAPC理论;闭环系统的稳定性分析和仿真结果分别在第4节和第5节中给出;第6节是本文的结论.

2 永磁同步电机的数学模型

PMSM的数学模型在同步旋转的 $d-q$ 参考框架中可以描述为^[33]

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \Psi_q, \quad (1)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \Psi_d, \quad (2)$$

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_f, \quad (3)$$

$$\Psi_q = L_q i_q, \quad (4)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega, \quad (5)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_n (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (6)$$

模型中符号的定义见表1.

表1 PMSM数学模型中各符号定义
Table 1 Definitions of symbols in PMSM mathematical model

符号	定义
u_d	定子电压的 d 轴分量/V
u_q	定子电压的 q 轴分量/V
i_d	定子电流的 d 轴分量/A
i_q	定子电流的 q 轴分量/A
L_d	定子电感的 d 轴分量/mH
L_q	定子电感的 q 轴分量/mH
Ψ_d	永磁磁场磁通链的 d 轴分量/Wb
Ψ_q	永磁磁场磁通链的 q 轴分量/Wb
R	定子电阻/ Ω
ω_r	电角速度/($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)
Ψ_f	永磁体的磁通链/Wb
J	转动惯量/($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$)
B	摩擦系数/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$)
ω	机械角速度/($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)
T_e	电磁转矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)
T_L	负载转矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)
p_n	极对数

对于PMSM可采用 $i_d^* = 0$ 的矢量控制策略进行解耦. 则根据式(3)–(4)和式(6)可得如下电磁转矩方程:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \Psi_f. \quad (7)$$

利用式(5)和式(7), 将连续时间方程进行向前一步欧拉离散化得

$$\frac{\omega(k+1) - \omega(k)}{T_s} = \frac{3}{2J} p_n i_q(k) \Psi_f - \frac{1}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega(k), \quad (8)$$

其中: T_s 为采样周期, $\omega(k)$ 是系统在 k 时刻的速度控制输出, $i_q(k)$ 是系统在 k 时刻的控制电流输入.

将式(8)进一步整理得

$$\omega(k+1) = (1 - \frac{B}{J} T_s) \omega(k) + \frac{3}{2J} T_s p_n \Psi_f i_q(k) - \frac{1}{J} T_s T_L. \quad (9)$$

3 无模型自适应预测控制算法设计

下面介绍基于紧格式动态线性化(compact form dynamic linearization, CFDL)的MFAPC方案的基本理论^[28], 以及基于MFAPC理论的PMSM控制系统设计.

3.1 动态线性化

假设1 系统(9)的 $\omega(k+1)$ 对于控制电流输入 $i_q(k)$ 的偏导数是连续的.

假设2 系统(9)满足广义Lipschitz条件, 即对于任意时刻 k 和 $\Delta i_q(k) \neq 0$ 有

$$|\Delta \omega(k)| \leq b |\Delta i_q(k)|, \quad (10)$$

其中: b 为正的常数, $\Delta \omega(k+1) = \omega(k+1) - \omega(k)$ 为相邻两个时刻的速度输出变化, $\Delta i_q(k) = \Delta i_q(k) - \Delta i_q(k-1)$ 为相邻两个时刻的控制电流输入变化.

引理1 对于满足假设1和假设2的非线性系统(9), 当 $|\Delta i_q(k)| \neq 0$ 时, 一定存在一个被称为是伪偏导数(pseudo partial derivative, PPD)的时变参数 $\phi(k) \in \mathbb{R}$, 使得系统(9)可以转化为如下CFDL数据模型:

$$\Delta \omega(k+1) = \phi(k) \Delta i_q(k), \quad (11)$$

其中 $\phi(k)$ 是一个有界的时变参数, 并且满足 $|\phi(k)| \leq b$, $b > 0$ 是一个常数.

注1 该动态线性化方法与现存的线性化方法不同, 动态线性化数据模型是非线性系统的一个精确表达, 是系统输出和输入增量之间的动态映射关系, 是用于控制系统设计的数据模型, 它独立于被控对象. 传统泰勒线性化是原系统的一种近似描述, 输入输出线性化方法则需要精确已知受控系统的数学模型, 而正交逼近或神经网络逼近线性化方法则需要非常复杂基函数的选取以及神经网络结构设置, 且参数过多, 不利于控制系统设计. 另外, 假设1是控制系统设计中对一般非线性系统的一种典型约束条件^[28]. 假设2是对系统输出变化率上界的限制. 从能量角度看, 系统中有界的输入能量变化产生有界的输出能量变化. 很多控制实际系统都满足这种假设, 如液位控制系统^[29]、微电网系统^[37]、心脏起搏器控制系统^[38]等.

根据上述增量形式的数据模型, 很容易给出速度控制系统的一步向前预测方程如下:

$$\omega(k+1) = \omega(k) + \phi(k) \Delta i_q(k). \quad (12)$$

进一步可类似给出系统 N 步向前预测方程如下:

$$\begin{aligned} \omega(k+1) &= \omega(k) + \phi(k) \Delta i_q(k), \\ \omega(k+2) &= \omega(k+1) + \phi(k+1) \Delta i_q(k+1) = \\ &\quad \omega(k) + \phi(k) \Delta i_q(k) + \\ &\quad \phi(k+1) \Delta i_q(k+1), \\ &\vdots \\ \omega(k+N) &= \omega(k+N-1) + \\ &\quad \phi(k+N-1) \Delta i_q(k+N-1) = \\ &\quad \omega(k+N-2) + \\ &\quad \phi(k+N-2) \Delta i_q(k+N-2) + \\ &\quad \phi(k+N-1) \Delta i_q(k+N-1) = \\ &\quad \vdots \\ &\quad \omega(k) + \phi(k) \Delta i_q(k) + \cdots + \\ &\quad \phi(k+N-1) \Delta i_q(k+N-1). \end{aligned} \quad (13)$$

令

$$\begin{cases} W_N(k+1) = [\omega(k+1) \cdots \omega(k+N)]^T, \\ \Delta I_{qN}(k) = [\Delta i_q(k) \cdots \Delta i_q(k+N-1)]^T, \\ E(k) = [1 \ 1 \ \cdots \ 1]^T, \\ A(k) = \begin{bmatrix} \phi(k) & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \phi(k) & \phi(k+1) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \phi(k) & \phi(k+1) & \cdots & \phi(k+N_u-1) & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ \phi(k) & \phi(k+1) & \cdots & \phi(k+N_u-1) & \cdots & \phi(k+N-1) \end{bmatrix}_{N \times N}, \end{cases}$$

其中: $W_N(k+1)$ 是速度控制系统输出的 N 步向前预测向量; $\Delta I_{qN}(k)$ 是控制电流输入增量向量; $A(k)$ 是时变矩阵.

N 步向前预测方程(13)可写成矩阵形式

$$W_N(k+1) = E(k)\omega(k) + A(k)\Delta I_{qN}(k). \quad (14)$$

如果 $\Delta i_q(k+j-1) = 0, j > N_u$, 则预测方程(14)变为

$$W_N(k+1) = E(k)\omega(k) + A_1(k)\Delta I_{qN_u}(k), \quad (15)$$

其中 N_u 是控制时域常数,

$$A_1(k) = \begin{bmatrix} \phi(k) & 0 & 0 & 0 \\ \phi(k) & \phi(k+1) & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \phi(k) & \phi(k+1) & \cdots & \phi(k+N_u-1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \phi(k) & \phi(k+1) & \cdots & \phi(k+N_u-1) \end{bmatrix}_{N \times N_u},$$

$$\Delta I_{qN_u}(k) = [\Delta i_q(k) \cdots \Delta i_q(k+N_u-1)]^T$$

是控制电流输入增量向量.

注2 $A(k)$ 中的 N_u 的选取与预测步长 N 有关. 预测步长 N 应当选取足够大, 以包含受控系统的动态特性. 预测步长 N 对于时滞系统来说, 至少要大于受控系统的时滞步数; 预测步长 N 对于时滞未知的系统来说, N 一般可以设为 4~10. 控制时域 N_u 的选取要满足 $N_u \leq N$, N_u 可以取 1. 为了获得更满意的过渡过程和跟踪性能, N_u 可以取大一些, 但计算量会增大.

3.2 控制算法设计

MFAPC 速度控制器是基于动态线性化数据模型(12)和预测方程(15)来设计的. 考虑以下控制器输入准则函数:

$$J = [W_N^*(k+1) - W_N(k+1)]^T [W_N^*(k+1) - W_N(k+1)] + \lambda \Delta I_{qN_u}^T(k) \Delta I_{qN_u}(k), \quad (16)$$

其中: $\lambda > 0$ 是权重因子, 其目的是限制控制电流输入量的变化; $W_N^*(k+1) = [\omega^*(k+1) \cdots \omega^*(k+N)]^T$, $\omega^*(k+i)$ 是系统在 $k+i$ 时刻的期望速度, $i = 1, 2, \dots, N$.

将式(15)带入式(16), 对 I_{qN_u} 求导并令其导数为 0, 可得如下控制输入:

$$\Delta I_{qN_u}(k) = [A_1^T(k)A_1(k) + \lambda I]^{-1} A_1^T(k) \times [W_N^*(k+1) - E(k)\omega(k)]. \quad (17)$$

因此当前时刻的控制电流输入为

$$i_q(k) = i_q(k-1) + g^T \Delta I_{qN_u}(k), \quad (18)$$

其中 $g^T = [1 \ 0 \ \cdots \ 0]^T$.

当 $N_u = 1$ 时, 式(18)变为

$$i_q(k) = i_q(k-1) + \frac{1}{\phi(k)^2 + \lambda/N} \frac{1}{N} \times [\phi(k) \sum_{i=1}^N (\omega^*(k+1) - \omega(k))]. \quad (19)$$

注3 上述 MFAPC 的控制电流输入与 PMSM 系统数学模型的结构和顺序无关, 是一种数据驱动的控制算法, 不包含电机控制系统的任何模型信息.

3.3 伪偏导数估计算法和预测算法

式(19)中的 $A_1(k)$ 含有未知的系统 PPD $\phi(k), \phi(k+1), \dots, \phi(k+N_u-1)$, 因此需要考虑它们的估计算法和预报算法. 考虑如下估计准则函数:

$$J = |\omega(k) - \omega(k-1) - \phi(k)\Delta i_q(k-1)|^2 - \mu |\phi(k) - \hat{\phi}(k-1)|^2, \quad (20)$$

其中 $\mu > 0$ 是权重因子, 用于惩罚 PPD $\phi(k)$ 估计值的过大变化.

极小化准则函数(20), 可得 PPD $\phi(k)$ 的估计算法:

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta \Delta i_q(k-1)}{\mu + \Delta i_q(k-1)^2} \times (\Delta \omega(k) - \hat{\phi}(k-1) \Delta i_q(k-1)), \quad (21)$$

其中: $\eta \in (0, 1)$ 是步长因子, $\hat{\phi}(k)$ 是 PPD $\phi(k)$ 的估计值.

注4 $A_1(k)$ 中的 $\phi(k), \phi(k+1), \dots, \phi(k+N_u-1)$ 不能直接由 k 时刻的 I/O 数据计算得到. 因此, $\phi(k+1), \dots, \phi(k+N_u-1)$ 需要根据已有的估计值序列 $\hat{\phi}(1), \dots, \hat{\phi}(k)$ 进行预测.

设在时刻 k 通过算法(21)得到 PPD 的一系列估计值 $\hat{\phi}(1), \dots, \hat{\phi}(k)$, 利用这些估计值, 建立估计序列所满足的自回归(auto-regressive, AR)模型

$$\hat{\phi}(k+1) = \theta_1(k)\hat{\phi}(k) + \theta_2(k)\hat{\phi}(k-1) + \cdots + \theta_{n_p}(k)\hat{\phi}(k-n_p+1), \quad (22)$$

其中: $\theta_1, \dots, \theta_{n_p}$ 是系数, n_p 为恰当的阶数.

根据式(22), 可得预测算法如下:

3.4 存在外部干扰情况下的控制算法

在实际电机系统中, 系统的输出测量值经常包含有外部干扰, 如外部噪声. 那么, 在存在确定未知输出

量测有界噪声 $m(k)$ 时, 其中 $|m(k)| < m, m > 0$ 是常数, 测量速度输出可表示为 $\omega_m(k) = \omega(k) + m(k)$, 其控制系统结构可按图3来设计.

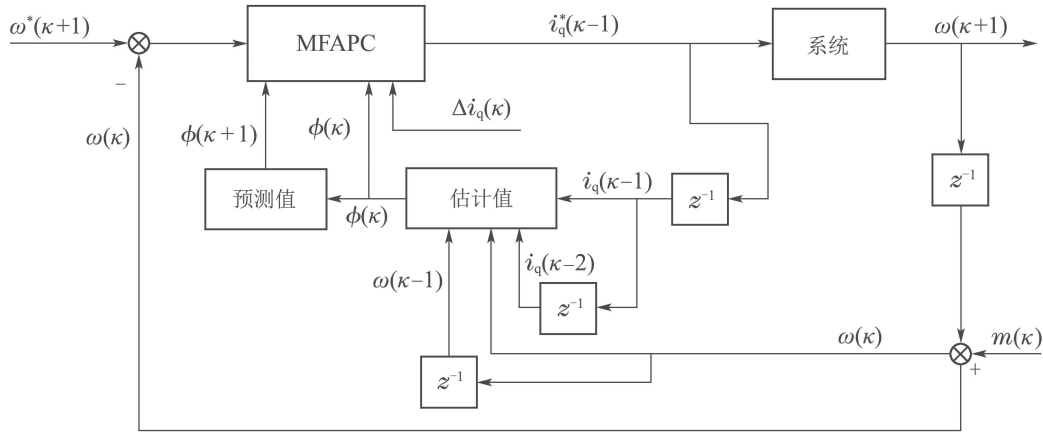


图3 存在输出量测噪声情况下的MFAPC控制框图

Fig. 3 MFAPC control block diagram in the presence of output measurement noise

在存在外部量测噪声情况下, 具体CFDL-MFAPC方案可设计为

$$\hat{\phi}(k) = \hat{\phi}(k-1) + \frac{\eta \Delta i_q(k-1)}{\mu + \Delta i_q(k-1)^2} \times (\Delta \omega_m(k) - \hat{\phi}(k-1) \Delta i_q(k-1)), \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(k+j) = & \theta_1(k) \hat{\phi}(k+j-1) + \\ & \theta_2(k) \hat{\phi}(k+j-2) + \cdots + \\ & \theta_{n_p}(k) \hat{\phi}(k+j-n_p), \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \hat{\Theta}(k) = & \hat{\Theta}(k-1) + \frac{\hat{P}(k-1)}{\delta + \|\hat{P}(k-1)\|^2} \times \\ & (\hat{\phi}(k) - \hat{P}^T(k-1) \hat{\Theta}(k-1)), \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(k) = & \hat{\phi}(1), |\hat{\phi}(k)| \leq \varepsilon \text{ 或 } |\Delta i_q(k)| \leq \varepsilon \text{ 或} \\ & \text{sgn}(\hat{\phi}(k)) \neq \text{sgn}(\hat{\phi}(1)), \end{aligned} \quad (34)$$

$$\Theta(k) = \Theta(1), \|\Theta(k)\| \geq M, \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(k+j) = & \theta_1(k) \hat{\phi}(k+j-1) + \\ & \theta_2(k) \hat{\phi}(k+j-2) + \cdots + \\ & \theta_{n_p}(k) \hat{\phi}(k+j-n_p), \\ & j = 1, 2, \dots, N_u - 1, \end{aligned} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \hat{\phi}(k+j) = & \hat{\phi}(1), |\hat{\phi}(k+j)| \leq \varepsilon \text{ 或} \\ & \text{sgn}(\hat{\phi}(k+j)) \neq \text{sgn}(\hat{\phi}(1)), \\ & j = 1, 2, \dots, N_u - 1, \end{aligned} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{qN_u}(k) = & [\hat{A}_1^T(k) \hat{A}_1(k) + \lambda I]^{-1} \hat{A}_1^T(k) \times \\ & [W_N^*(k+1) - E(k) \omega_m(k)], \end{aligned} \quad (38)$$

$$i_q(k) = i_q(k-1) + g^T \Delta I_{qN_u}(k), \quad (39)$$

其中 $\Delta \omega_m(k) = \omega_m(k) - \omega_m(k-1)$ 为存在外部量测噪声情况下相邻两个时刻的速度输出变化.

4 稳定性分析

为了证明上述设计的电机速度控制系统的收敛性和稳定性, 对速度控制器做了以下假设.

假设3 对于给定的有界期望速度输出信号 $\omega^*(k+1)$ 总存在一个有界的 $i_q^*(k)$, 使得系统在此控制电流输入信号的驱动下其输出等于 $\omega^*(k+1)$.

假设4 对任意时刻 k 及 $\Delta i_q(k) \neq 0$, 系统伪偏导数的符号保持不变, 即满足 $\phi(k) > \varepsilon > 0$ 或 $\phi(k) < -\varepsilon$, 其中, ε 是一个小正数.

注5 假设3是控制问题可设计求解的一个必要条件, 即系统(9)是输出可控的. 假设4意指控制电流输入增加时相应的PMSM速度控制系统输出应该是不减的, 这可看作是系统的“拟线性”特征. 此条件与基于模型的控制方法中要求控制方向已知或至少不变号的假设是类似的^[39].

定理1 针对满足假设1-4的非线性系统(9), 当期望速度 $\omega^*(k+1) = \omega^* = \text{const}$ 时, 采用CFDL-MFAPC方案(21)(23)-(30), 则总存在一个正数 $\lambda_{\min} > 0$, 使得当 $\lambda > \lambda_{\min}$ 时, 有

1) 系统的跟踪误差是收敛的, 且

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\omega^* - \omega(k+1)| = 0.$$

2) 系统的输入和输出序列 $\{i_q(k)\}, \{\omega(k)\}$ 是有界的.

证明类似参考文献[28]定理6.1, 这里省略. 另外, 关于带有噪声的情况(31)-(39)也可以类似该定理的证明, 进行推导, 由于篇幅限制, 这里也做省略.

5 仿真分析

为验证本文提出的MFAPC速度控制方案的有效性与优越性, 本节利用MATLAB/Simulink仿真平台对PMSM速度控制进行仿真验证, 并用传统PI控制算

法^[40]、CFDL-MFAC算法^[29]与CFDL-MFAPC算法进行仿真比较。在仿真中,电机模型参数参照文献^[32]设置如表2,仿真时间为3 s,PMSM直流侧电压为311 V,PWM开关频率为10 kHz,电流限幅为 ± 15 A。初始时刻参考速度 $\omega^* = 1200$ rad/min; $t = 0.9$ s时,参考速度增加到1500 rad/min; $t = 2.0$ s时,参考速度增加到2000 rad/min,即

$$\omega^* = \begin{cases} 1200 \text{ rad/min}, & 0 < t < 0.9, \\ 1500 \text{ rad/min}, & 0.9 \leq t < 2.0, \\ 2000 \text{ rad/min}, & 2.0 \leq t < 3.0. \end{cases}$$

经过大量仿真实验分析,分别针对PI控制方案、MFAC方案、MFAPC方案选取一组较优的参数,如表3所示。定义速度跟踪误差 $e(k) = \omega^* - \omega(k)$,应用如下数量指标进行控制效果对比:

$$\text{IAE} = \sum_{k=0}^{\infty} |e(k)|,$$

表3 3种控制方案的参数表

Table 3 Parameter table of three control schemes

	PI	MFAC	MFAPC
参数	$K_P = 0.079$ $K_I = 3.50$	$\rho = 1.0, \lambda = 9.7, \eta = 0.99$ $\mu = 0.001, \varepsilon = 10^{-5}$	$\lambda = 9.408, \eta = 0.941, \mu = 0.001$ $\varepsilon = 10^{-5}, \delta = 0.975, n_p = 3$ $N = 5, N_u = 1, M = 5$
初值		$\hat{\phi}(1) = 1.37$	$\hat{\phi}(1) = \hat{\phi}(2) = \hat{\phi}(3) = 2.7$ $\hat{\phi}(4) = \hat{\phi}(5) = 2.7$ $\Theta(1) = \Theta(2) = \Theta(3) = [0.9 \ 0.7 \ 1.0]^T$

应用传统PI控制方案、MFAC方案、MFAPC方案的速度输出和控制电流输入分别如图4~5所示。仿真结果表明,MFAC控制方案和MFAPC控制方案所得电机速度在期望速度变化时比用PI控制方案更快趋于平稳、超调小,采用MFAPC控制方案所得电机速度在期望速度变化时比采用MFAC控制方案超调更小且更快趋于平稳。

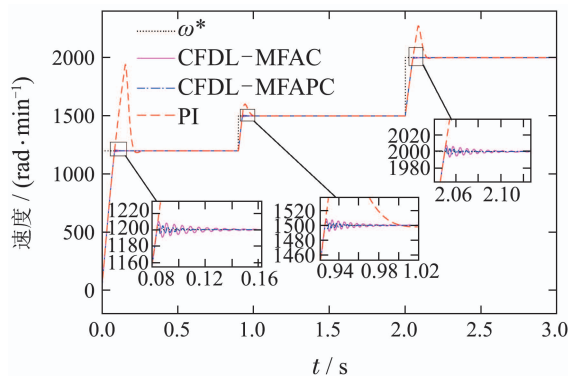


图4 3种控制方案的电机速度输出

Fig. 4 Motor speed output of three control schemes

表4为传统PI控制方案、MFAC方案和MFAPC方

其中IAE越小,控制方案的跟踪效果越好。

仿真实验分以下3种情况:情形1,无量测噪声,负载转矩为4 N·m;情形2,无量测噪声,负载转矩时变;情形3,有量测噪声情况。

情形1 在无量测噪声情况下,负载转矩 $T_L = 4$ N·m。

表2 电机模型参数

Table 2 Motor model parameters

参数	数值
R	1.84 Ω
Ψ_f	0.42 Wb
L_d	6.65 mH
L_q	6.65 mH
J	0.002 $\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
B	0.008 $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$
p_n	4

案的数量指标。由表4中可以看出,MFAPC的IAE最小,其次是MFAC,即MFAPC的控制效果最好,MFAC次之。

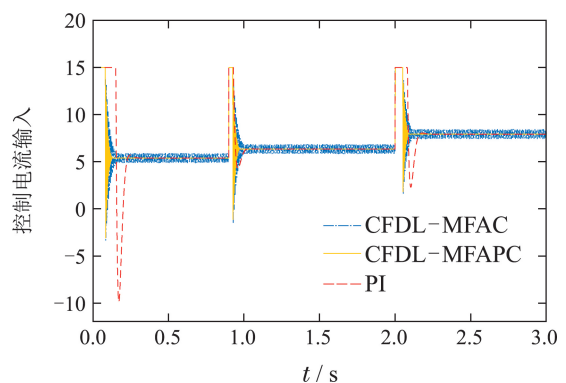


图5 3种控制方案的控制电流输入

Fig. 5 Control current input of three control schemes

表4 3种控制方案的数量指标

Table 4 Quantitative index of three control schemes

	PI	MFAC	MFAPC
IAE	126.086 rad/min	64.899 rad/min	63.707 rad/min

情形2 在无量测噪声情况下, 初始时刻负载转矩 $T_L = 0 \text{ N} \cdot \text{m}$, $t = 1.5 \text{ s}$ 时负载转矩变为 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$.

应用传统PI控制方案、MFAC方案、MFAPC方案的速度输出如图6所示. 仿真结果表明, 期望速度及负载转矩发生变化时, PI控制方案比MFAC方案和MFAPC方案具更慢的收敛速度及更大的超调, MFAC控制方案比MFAPC控制方案具更慢的收敛速度及较大的超调. $t = 1.5 \text{ s}$ 负载转矩变为 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 时, MFAPC方案未见明显波动, MFAC方案有微小波动且在 1.52 s 时稳定, 而PI控制方法有明显的波动, 并在 1.58 s 时趋于稳定.

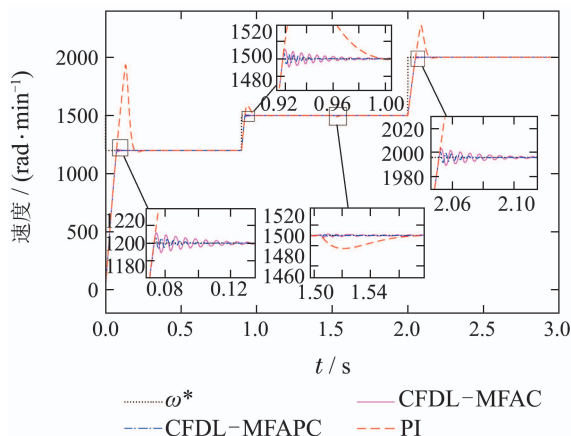


图6 负载转矩变化情况下电机速度输出

Fig. 6 Motor speed output under load torque variation

表5为传统PI控制方案、MFAC方案和MFAPC方案的数量指标. 由表5中可以看出, MFAPC的IAE最小, 其次是MFAC, 即MFAC方案、MFAPC方案比传统的PI控制方案控制效果更好, MFAPC方案比MFAC方案控制效果更好.

表5 负载转矩变化时3种控制方案的数量指标

Table 5 Quantitative index of three control schemes under load torque variation

PI	MFAC	MFAPC
IAE 114.805 rad/min	58.962 rad/min	57.641 rad/min

情形3 存在量测噪声情况下. 负载转矩 $T_L = 4 \text{ N} \cdot \text{m}$. 量测噪声为

$$m(k) = 0.15(\text{rand}(1) - 0.5).$$

存在量测噪声情况下, 应用传统PI控制方案、MFAC方案、MFAPC方案的速度输出如图7所示. 仿真结果表明, 存在量测噪声情况下期望速度发生变化时, MFAC方案和MFAPC方案比PI控制方案具更快的收敛速度及更小的超调; MFAPC方案引入了未来的输入/输出信息, 比MFAC方案具更快的收敛速度及更小的超调.

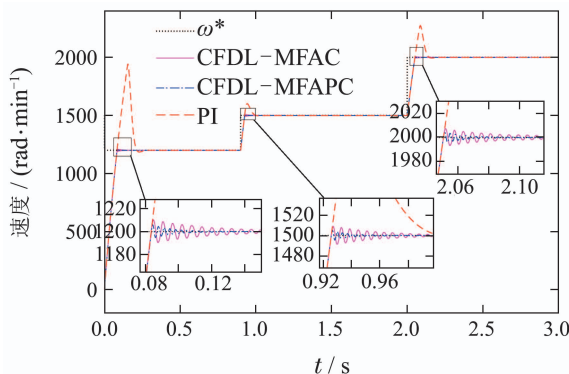


图7 存在量测噪声情况下的电机速度输出

Fig. 7 Motor speed output with measurement noise

表6为考虑扰动情况下3种控制方案的数量指标, 且可以得到类似情形1的结果.

表6 存在量测噪声时3种控制方案的数量指标

Table 6 Quantitative index of three control schemes under measurement noise

PI	MFAC	MFAPC
IAE 126.102 rad/min	64.695 rad/min	63.812 rad/min

由上述3种实验情况可知, MFAC方法和MFAPC方法与传统的PI控制方法相比, 可获得更满意的过渡过程和跟踪性能, 对外界干扰具有较强的鲁棒性. MFAPC方法与原型MFAC相比, 引入了未来的输入/输出信息, 具有更好的控制效果, 鲁棒性更强.

6 结论

本文针对PMSM系统速度控制问题, 设计了一种新颖的MFAPC速度控制器. 该控制方案是数据驱动控制方法, 其仅需要受控系统的输入/输出数据, 不受未建模动力学影响, 因此它可以保证PMSM的速度控制性能. 进一步, 控制算法中仅有一个需在线调整的参数, 因此该方法计算要求较少, 更易于实现. 仿真结果表明, MFAPC方法与PI控制方法相比, 能够更有效地抑制PMSM的结构和负载扰动, 提高了PMSM的速度控制性能; 与原型MFAC相比, 引入了预测控制机制, 从而可以获取更好的控制效果. 未来笔者准备应用到具体实际电机系统控制中, 进行实际应用验证.

参考文献:

- [1] KIM S, YOON Y D, SUL S K, et al. Maximum torque per ampere (MTPA) control of IPM machine based on signal injection considering inductance saturation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(1): 488 – 497.
- [2] SIM H W, LEE J S, LEE K B. On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2014, 9(2): 600 – 608.

- [3] GULEZ K, ADAM A A, PASTACI H. A novel direct torque control algorithm for IPMSM with minimum harmonics and torque ripples. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2007, 12(2): 223 – 227.
- [4] ERROUSSI R, OUHROUCHE M, CHEN W H, et al. Robust cascaded nonlinear predictive control of a permanent magnet synchronous motor with antiwindup compensator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(8): 3078 – 3088.
- [5] DONG Q D, VU N T T, CHOI H H, et al. Neuro-fuzzy control of interior permanent magnet synchronous motors: stability analysis and implementation. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2013, 8(6): 1439 – 1450.
- [6] CHOI H H, JUNG J W, KIM T H. Digital speed regulator system design for a permanent magnet synchronous motor. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2012, 7(6): 911 – 917.
- [7] LI Y, ZHU S, LI Y, et al. Temperature prediction and thermal boundary simulation using Hardware-in-Loop method for permanent magnet synchronous motors. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2016, 21(1): 276 – 287.
- [8] PETTERSSON M, OLVANDER J. Drive train optimization for industrial robots. *IEEE Transactions on Robotics*, 2009, 25(6): 1419 – 1424.
- [9] WAI R J, LEE M C. Intelligent optimal control of single-link flexible robot arm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(1): 201 – 220.
- [10] WANG W, CHENG M, ZHANG B, et al. A fault tolerant permanent-magnet traction module for subway applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 29(4): 1646 – 1658.
- [11] WANG Z H, SHAO Q L, WANG C, et al. Permanent magnet synchronous motor (PMSM) for aerospace servomechanisms: proposal of a lumped model for prognostics. *The 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS)*, Bern, Switzerland: IEEE, 2018: 471 – 477.
- [12] WANG Y, FENG Y, ZHANG X, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(4): 4117 – 4126.
- [13] ZHANG X, SUN L, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(3): 1358 – 1365.
- [14] LIU J, LI H, DENG Y. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control. *IEEE Transactions on Power Electron*, 2018, 33(4): 3655 – 3671.
- [15] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct torque control with finite control set for pmsm drive systems, part 1: maximum torque per ampere operation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 1912 – 1921.
- [16] MA Z, SAEIDI S, KENNEL R. FPGA implementation of model predictive control with constant switching frequency for PMSM drives. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2014, 10(4): 2055 – 2063.
- [17] FUENTES E, SILVA C A, KENNEL R M. MPC implementation of a quasi-time-optimal speed control for a PMSM drive, with inner modulated-FS-MPC torque control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3897 – 3905.
- [18] LI S, GU H. Fuzzy adaptive internal model control schemes for PMSM speed-regulation system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2012, 8(4): 767 – 779.
- [19] SHENG L, LI W, WANG Y, et al. Sensorless control of a shearer short-range cutting interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer. *IEEE Access*, 2017, 5: 18439 – 18450.
- [20] JUNEJO A K, XU W, MU C, et al. Improved continuous fast terminal sliding mode control for speed regulation of surface-mounted permanent magnet synchronous motor. *The 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Jeju, Korea (South): IEEE, 2018: 93 – 98.
- [21] CHEN Ziyin, LIN Zhe, KANG Jianbin, et al. Servo control of three-phase permanent magnet synchronous motor based on command filtered backstepping. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(4): 515 – 524.
(陈子印, 林喆, 康建兵, 等. 基于滤波反步法的三相永磁同步电机伺服控制. *控制理论与应用*, 2017, 34(4): 515 – 524.)
- [22] HASHJIN S A, PANG S, MILIANI E H, AIT-ABDERRAHIM K, and NAHID-MOBOBARAKEH B. Data-driven model-free adaptive current control of a wound rotor synchronous machine drive system. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2020, 6(3): 1146 – 1156.
- [23] SUN X, YI Y, ZHENG W, et al. Robust PI speed tracking control for PMSM system based on convex optimization algorithm. *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, Nanjing, China: IEEE, 2014: 4294 – 4299.
- [24] XIA C, JI B, YAN Y. Smooth speed control for low-speed high-torque permanent-magnet synchronous motor using proportional-integral-resonant controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(4): 2123 – 2134.
- [25] ERROUSSI R, AL-DURRA A, MUYEEN S M. Experimental validation of a novel PI speed controller for AC motor drives with improved transient performances. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2018, 26(4): 1414 – 1421.
- [26] PAJCHROWSKI T, ZAWIRSKI K, NOWOPOLSKI K. Neural speed controller trained online by means of modified RPROP algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2015, 11(2): 560 – 568.
- [27] HOU Zhongsheng. *The Parameter Identification, Adaptive Control and Model Free Learning Adaptive Control for Nonlinear Systems*. Shengyang: Northeastern University, 1994.
(侯忠生. 非线性系统参数辨识, 自适应控制及无模型学习自适应控制. 沈阳: 东北大学, 1994.)
- [28] HOU Z, JIN S. *Model Free Adaptive Control: Theory and Application*. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2014.
- [29] HOU Z, JIN S. A novel data-driven control approach for a class of discrete-time nonlinear systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, 19(6): 1549 – 1558.
- [30] WU D, CHEN H, HUANG Y, et al. Online monitoring and model-free adaptive control of weld penetration in VPPAW based on extreme learning machine. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 15(5): 2732 – 2740.
- [31] HASHJIN S A, CORNE A, PANG S, et al. Current sensorless control for WRSM using model-free adaptive control. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(2): 683 – 693.
- [32] ZHAO Y, LIU X, YU H, et al. Model-free adaptive discrete-time integral terminal sliding mode control for PMSM drive system with disturbance observer. *IET Electric Power Applications*, 2020, 14(10): 1756 – 1765.
- [33] ZHAO Y, ZHANG W, WU X. Design of model free adaptive controller for PMSM speed control. *IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, 2019: 284 – 289.

- [34] WANG S, LI J, HOU Z, et al. Wind power compound model-free adaptive predictive control based on full wind speed. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2019: 1 – 11.
- [35] HOU Z, LIU S, YIN C. Local learning-based model-free adaptive predictive control for adjustment of oxygen concentration in syngas manufacturing industry. *IET Control Theory & Applications*, 2016, 10(12): 1384 – 1394.
- [36] HOU Z, LIU S, TIAN T. Lazy-learning-based data-driven model-free adaptive predictive control for a class of discrete-time nonlinear systems. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2017, 28(8): 1914 – 1928.
- [37] ZHANG H, ZHOU J, SUN Q, et al. Data-driven control for inter-linked AC/DC microgrids via model-free adaptive control and dual-droop control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2017, 8(2): 557 – 571.
- [38] FETANAT M, STEVENS M, HAYWARD C, et al. A physiological control system for an implantable heart pump that accommodates for interpatient and inpatient variations. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 2020, 67(4): 1167 – 1175.
- [39] GOODWIN G C, SIN K S. *Adaptive Filtering Prediction and Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1984.
- [40] ZHAO K, GAO H, ESMAELI A, SUN L. Study on a novel control system of PMSM. *The 6th World Congress on Intelligent Control and Automation*, Dalian, China: IEEE, 2006: 8231 – 8235.

作者简介:

王 誉 硕士研究生, 目前研究方向为无模型自适应控制,
E-mail: 835506573@qq.com;

侯忠生 教授, 博士生导师, 目前研究方向为无模型自适应控制、
数据驱动控制等, E-mail: zhshhou@bjtu.edu.cn.