

钟震宇,谢远龙,周广兵,等. 伺服驱动系统无模型自适应控制[J]. 湖南科技大学学报(自然科学版), 2019, 34(1): 85-93. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2019.01.013

Zhong Z Y, Xie Y L, Zhou G B, et al. Research on Model-free Adaptive Control for Servo Driver System [J]. Journal of Hunan University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2019, 34(1): 85-93. doi:10.13582/j.cnki.1672-9102.2019.01.013

## 伺服驱动系统无模型自适应控制

钟震宇<sup>1,2</sup>, 谢远龙<sup>3</sup>, 周广兵<sup>1,2</sup>, 雷欢<sup>1,2</sup>, 王楠<sup>1,2\*</sup>

(1. 广东省智能制造研究所 广东省现代控制技术重点实验室, 广东 广州 510070;

2. 广东省智能制造研究所 广东省现代控制与光机电技术公共实验室, 广东 广州 510070;

3. 华中科技大学 机械科学与工程学院, 湖北 武汉 430074)

**摘要:** 高速高精的应用场合要求伺服驱动系统需要具备很好的动态响应性能和很强的鲁棒性来应对外界的干扰. 但系统参数时变特性、不确定性以及非建模动态等因素导致伺服驱动系统的精确模型无法辨识得到. 提出一种基于虚拟参考反馈校正的伺服驱动系统无模型自适应控制方法. 该方法实时采集过程输入和输出数据, 以当前系统运行状态的最新数据序列更新 PI 控制器参数, 达到自适应控制的目的, 保证系统的跟随性能. 并且该方法结合稳定性约束条件以确保整定出来的伺服参数位于系统的稳定域内. 仿真和实验结果表明, 相比传统 PI 控制, 提出的无模型自适应控制方法具有更好的动态响应性能、稳定性和鲁棒性.

**关键词:** 虚拟参考反馈校正; 无模型自适应控制; 参数整定

中图分类号: TP391 文献标志码: A 文章编号: 1672-9102(2019)01-0085-09

## Research on Model-free Adaptive Control for Servo Driver System

Zhong Zhenyu<sup>1,2</sup>, Xie Yuanlong<sup>3</sup>, Zhou Guangbing<sup>1,2</sup>, Lei Huan<sup>1,2</sup>, Wang Nan<sup>1,2\*</sup>

(1. Guangdong Institute of Intelligent Manufacturing, Guangdong Key Laboratory of Modern Control Technology, Guangzhou 510070, China;

2. Guangdong Institute of Intelligent Manufacturing, Guangdong Open Laboratory of Modern Control & Optical, Mechanical and Electronic Technology, Guangzhou 510070, China;

3. School of Mechanical Science and Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** High precision and high speed applications demand satisfied dynamic performance and strong robustness to against external disturbances for AC driver system. However, it was difficult to establish accurate mathematical models for the controlled system considering of time-varying parameters, uncertainness and unmodeled dynamics. A model-free adaptive control for AC servo driver system, based on enhanced virtual reference feedback control (VRFT), was proposed. The improved adaptive VRFT method collected the current process data at each sampling instant to update the controller parameters so that the good tracking performances were ensured. Stability constraints were incorporated in enhanced adaptive method to guarantee the stability the closed-loop system. Simulation and experimental results indicate that the proposed adaptive method processes better dynamic performances, stability and stronger robustness compared to traditional PI controller.

**Keywords:** VRFT; model-free adaptive control; parameter tuning

收稿日期: 2016-04-26

基金项目: 广东省科技计划资助项目(2013B011302013; 2013B091300013; 2013B091300011; 2014B090920004; 2016B090926002); 广东省科学院青年科学研究基金资助项目(qnj201507)

\* 通信作者, E-mail: adamchung@sohu.com

高速高精的应用场合对伺服驱动系统的控制性能提出了很高的要求.伺服驱动系统不但应具备很好的动态响应性能,并且要能够对系统参数的不确定性和外界的扰动具有一定的稳定性和鲁棒性<sup>[1-3]</sup>.经典的PI控制方法结构简单、有效、容易实现,是交流驱动系统中使用最广泛的控制策略<sup>[4]</sup>.

传统基于模型的PI控制器整定策略根据辨识得到的精确模型进行控制器参数的寻优求解.但是由于非建模动态和其他不确定性总是存在于建模过程中,基于辨识的模型设计控制器并不一定能取得很好的控制效果,甚至可能使闭环系统失稳.这些不确定性因素包括外界转矩扰动、摩擦力以及参数漂移等<sup>[5]</sup>.因此基于模型的控制器整定策略具有一定的局限性.无模型控制方法直接使用被控系统的输入和输出数据进行控制器的设计与整定,从而避免了辨识模型的这一复杂步骤,其中研究最为广泛的无模型控制方法是迭代反馈校正法.但是由于该方法每次迭代计算性能指标时需要收集2次实验数据,整定过程较为繁琐并且所需要的整定时间很长,限制了其在实际工程中的应用<sup>[6]</sup>.

虚拟参考反馈校正法(virtual reference feedback control,简称VRFT)<sup>[7-9]</sup>是另一种数据驱动的非模型控制器参数整定方法.该方法引入虚拟参考输入信号,将控制器的参数整定转化为依据过程输入和输出数据直接校正控制器结构中的待设计未知参数<sup>[10-11]</sup>.该方法只需要设定一个参考模型就能直接整定出控制器参数,不需要去辨识被控对象的精确模型.并且VRFT仅利用被控对象的一组观测数据,而不需要收集特定的测试数据.目前而言,VRFT方法已经广泛应用与化工领域<sup>[12-15]</sup>、机械臂<sup>[16]</sup>、制动控制系统<sup>[17]</sup>、污水处理系统<sup>[9,18]</sup>等.文献[19]成功将该方法应用到多输入多输出控制系统中.传统的VRFT是一种离线的控制器参数整定策略,但考虑到系统的时变特征,离线整定已经不能满足时变系统的动态响应性能要求.另一方面,现有的文献只是寻找性能指标最小化的控制器参数,而没有考虑闭环控制系统的稳定性问题.

基于此,本课题在已有研究的基础上提出基于虚拟参考反馈校正的交流伺服驱动系统无模型自适应控制方法.通过离线虚拟参考反馈校正法,初始化控制器参数,通过实时收集系统的输入和输出数据来更新离线数据序列.之后利用更新后的数据序列,在线整定自适应控制器参数以增强控制系统抗干扰性能和跟踪性能.并且该方法结合稳定性约束条件以保证闭环控制系统的稳定性.仿真和实验测试结果表明该方法具有较好的自适应性、动态跟踪性能和鲁棒性.

## 1 伺服驱动系统

实际伺服系统速度环控制结构主要是由速度外环和电流内环组成.速度外环主要用于增大伺服驱动系统抗负载扰动性能,产生平稳的速度响应.电流内环的作用是提高系统的快速型,及时抑制电流内部的干扰.交流伺服驱动系统中利用电压空间矢量脉宽调制和逆变器对电机的三相电流进行控制,从而驱动电机和执行机构,实现伺服驱动系统的速度控制.

传统伺服驱动系统的传递函数可用式(1)表达:

$$y(s) = \frac{K_t u(s) - f_{dis}(s)}{Js + B} \quad (1)$$

式中: $y$ 为电机的实际速度; $u$ 为交轴电流分量; $K_t$ 为电流环转矩系数; $B$ 为粘滞阻尼系数; $J$ 为等效到电机上转动惯量; $f_{dis}$ 为外部扰动转矩,包括负载转矩波动、摩擦转矩、纹波推力等.

根据数据驱动的相关理论,基于伺服驱动系统的输入(指令电流)和输出(转子速度)数据,可确定系统的非线性离散动态描述方程:

$$y(k) = P(u(k-1), \dots, u(k-n_a), y(k-1), \dots, y(k-n_b)) \quad (2)$$

式中: $P(\cdot)$ 为未知的非线性函数; $u(k)$ 和 $y(k)$ 为伺服系统的输入和输出数据; $n_a$ 为输入数据的阶次; $n_b$ 为输出数据的阶次; $k$ 为运行时刻.

## 2 改进无模型自适应控制

### 2.1 参考模型

为了获得特定的控制性能,比如,带宽、上升时间、稳定时间等,参考模型的选择在虚拟参考反馈校正

的整定当中至关重要.本文提出的基于虚拟参考反馈校正的自适应控制方法将利用理想伯德函数作为参考模型.其开环传递函数定义为

$$L(s) = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^\gamma, \gamma \in R. \quad (3)$$

式中:  $\omega_c$  为系统穿越频率;  $\gamma \in (0, 2)$  为理想伯德函数的阶次.

由上述理想伯德开环函数构成的单位反馈系统的传递函数为

$$T(s) = \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^\gamma + 1}, 0 < \gamma < 2. \quad (4)$$

为了能取得良好的动态响应性能和稳定性,参数  $\gamma$  的选取应满足以下条件:  $1 < \gamma < 2$ . 可以通过调节穿越频率  $\omega_c$  和阶次  $\gamma$  来设计被控伺服驱动系统的控制性能,比如超调、调节时间、穿越频率、相位裕度等<sup>[20]</sup>. 比如,减小  $\omega_c$  可以降低跟踪响应的调节时间,增大阶次  $\gamma$  会增大超调量.

## 2.2 稳定性约束

考虑到自适应控制整定出来的 PI 控制器参数并不一定能保证被控系统的稳定性.因此,在整定控制器参数时,如果可以提前测试得到系统的稳定域,那就能保证最终选择的控制器参数满足稳定性约束条件,从而保证被控系统的稳定性.稳定性约束方法可以求出所有能使伺服驱动系统达到稳定或者满足特定的性能指标的 PI 控制器参数,也即是稳定域<sup>[21]</sup>. 所计算出的稳定域使得控制器参数的选择变得十分灵活,也为后续进一步的整定做好了铺垫.

本文研究的是无模型的自适应控制策略,系统的频率特性曲线可以通过实验得到.实际交流伺服驱动系统的频率响应数据可由扫频并进行 FFT 变换得到,可描述为

$$P(j\omega) = P_M(\omega) e^{j\varphi(\omega)} = \frac{D(\omega)}{N(\omega)} = R(\omega) + jI(\omega). \quad (5)$$

式中:  $\omega$  为频率;  $P_M(j\omega)$  为频率响应的幅值;  $\varphi(\omega)$  为频率为  $\omega$  时的相位;  $R(\omega)$  和  $I(\omega)$  为复平面的实部和虚部.

考虑到系统设计的自适应 PI 控制器的表达式为

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, K_i = \frac{K_p}{T_i}. \quad (6)$$

式中:  $K_p$  和  $K_i$  为比例系数和积分系数;  $T_i$  为积分时间常数.

因此,如果需要 PI 控制器(5)和被控对象(6)所组成的被控对象稳定,则需要满足特征方程式(7):

$$\delta(s; K_p, K_i) = sD(s) + (K_p s + K_i)N(s) = 0. \quad (7)$$

在参数平面( $K_p, K_i$ )使用稳定性约束条件来求取 PI 控制器的稳定域,该稳定域内的所有参数可以使式稳定.在伺服驱动系统中,稳定域将由 RRB (real root boundary), IRB (infinite root boundary) 和 CRB (complex root boundary) 等 3 条曲线组成.具体求解步骤如下所示.

IRB. 求解  $\delta(\infty; K_p, K_i) = 0$ , 考虑到交流伺服驱动系统的一阶简化模型,可知式无解,因此该曲线不存在.

RRB. 将  $s = 0$  代入中,可以得到  $\delta(s = 0; K_p, K_i, \lambda) = 0$ . 求解该方程可知该唯一解为  $K_i = 0$ . 如果  $K_i \neq 0$ , 那么 RRB 曲线同样也不存在.

CRB. 将  $s = j\omega$  代入中,那么 CRB 可由求解方程  $\delta(s = j\omega; K_p, K_i, \lambda) = 0$  得到.也即求解方程式(8):

$$\delta(s = j\omega; K_p, K_i) = j\omega D(j\omega) + (K_p j\omega + K_i)N(j\omega) = 0. \quad (8)$$

可以推导得到:

$$j\omega \delta(j\omega) = j\omega + (K_p j\omega + K_i)[R(\omega) + jI(\omega)]. \quad (9)$$

考虑到  $j = e^{j\pi/2} = \cos(\pi/2) + j\sin(\pi/2)$ , 分别对式(9)的实部和虚部进行求解,可以获得

$$\begin{bmatrix} \omega \cos(\pi/2)R - \omega \sin(\pi/2)I & R \\ \omega \cos(\pi/2)R + \omega \sin(\pi/2)I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega \cos(\pi/2) \\ -\omega \sin(\pi/2) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

求解式(10),可以得到最终解为

$$\begin{cases} K_p(\omega) = \frac{\sin(\varphi(\omega) - (\pi/2))}{P_M(\omega) \sin(\pi/2)}; \\ K_i(\omega) = \frac{-\omega \sin(\varphi(\omega))}{P_M(\omega) \sin(\pi/2)}. \end{cases} \quad (11)$$

上述式(11)可以在 $(K_p, K_i)$ 平面绘出一条曲线,此曲线就是CRB.

综上所述,稳定性约束边界曲线将参数平面 $(K_p, K_i)$ 划分为稳定和不安定的2个区域.稳定性的判断可以通过在各区域内部任意选取一点进行测试.通过稳定性约束以确保控制器参数位于系统的稳定域内,满足闭环系统的稳定性要求.

### 2.3 改进无模型控制器参数整定

虚拟参考反馈校正的基本思想是直接使用过程输入和输出数据来进行自适应PI控制器参数的校正.其目标是选择合适的控制器参数使得伺服驱动系统的控制性能尽量接近设定模型.基本整定过程可以总结为如下:

假定需要设计的控制器的形式为 $C(z^{-1}; \theta) = \beta^T(z^{-1})\theta$ ,其中离散时间传递函数向量为 $\beta(z^{-1}) = [\beta_1(z^{-1}) \beta_2(z^{-1}) \cdots \beta_n(z^{-1})]^T$ , $\theta = [\theta_1 \theta_2 \cdots \theta_n]^T$ 是 $n$ 维控制器参数.那么使用该理想控制器可以使得闭环系统的控制性能指标接近于参考模型 $T(z^{-1})$ ,从而自适应算法最终的整定目标即为

$$J_{MR}(\theta) = \left\| w_{MR} \left( \frac{P(z^{-1})C(z^{-1}; \theta)}{1 + P(z^{-1})C(z^{-1}; \theta)} - T(z^{-1}) \right) \right\|_2^2. \quad (12)$$

式中: $w_{MR}$ 是权重因子.

采集伺服驱动系统的输入和输出数据序列 $\{u(k), y(k)\}_{k=1, \dots, N}$ ,可知对于一系列的伺服系统输入信号 $u(k)$ , $P(z^{-1})$ 可以产生激励得到输出信号 $y(k)$ ,那么虚拟参考输入信号 $\tilde{r}(k)$ 可由 $y(k) = T(z^{-1})\tilde{r}(k)$ 计算得到.相应的误差信号 $e(k) = \tilde{r}(k) - y(k)$ 得到.因此控制器参数整定的最终目的,就是当参考信号为 $\tilde{r}(k)$ 时,最优控制器参数需要保证计算得到的控制输入与实验测试得到的控制输入 $u(k)$ 一致,就能实现被控伺服系统的控制性能接近于参考模型.因此,以控制器参数为优化变量的性能指标为如下函数:

$$J_{VR}^N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (u(k) - C(z^{-1}; \theta)e(k))^2. \quad (13)$$

虚拟参考反馈校正的控制框架如图1所示.考虑到系统的工作运行状态会时刻变化,本文改进的无模型控制器参数整定方法在伺服系统的周期性运行阶段,实时采集伺服系统的输入输出数据,更新离线数据库,再一次进行优化求解,使得整定出来的控制器参数能够适应系统运行状态的改变.如果该参数不在系统的稳定域内,那么该参数不进行更新,控制器参数保持上次计算得到的稳定值.

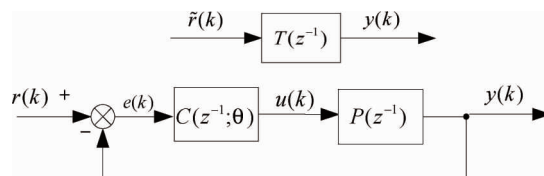


图1 虚拟参考反馈校正控制框架

使用双线性近似法进行离散化,PI控制器可以使用离散向量的乘积表示,如下所示:

$$C(z^{-1}; \theta) = \beta^T(z^{-1})\theta. \quad (14)$$

式中: $\theta = [K_p]^T$ ;  $\beta = [1 \quad \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}]^T$ ;  $T$ 为采样周期.

那么,改进无模型自适应控制可以总结为以下几步:

Step 1 采集伺服驱动系统输入和输出数据序列 $\{u(k), y(k)\}_{k=1, \dots, N}$ ,计算虚拟参考输入信号 $\tilde{r}(k)$ 和相应的误差信号 $e(k)$ :

$$\tilde{r}(k) = y(k)T(z^{-1}); \quad (15)$$

$$e(k) = \tilde{r}(k) - y(k). \quad (16)$$

Step 2 选择合适的滤波器  $L(z^{-1})$  对信号进行滤波处理,以保证控制器参数整定效果<sup>[14]</sup>:

$$L(z^{-1}) = W(1 - T(z^{-1}))T(z^{-1});$$

$$e_L(k) = L(z^{-1})e(k); \quad (17)$$

$$u_L(k) = L(z^{-1})u(k). \quad (18)$$

Step 3 经过滤波处理后,控制器的虚拟控制输入为

$$\tilde{u}(k) = C(z^{-1}; \boldsymbol{\theta})e_L(k) = C(z^{-1}; \boldsymbol{\theta})L(z^{-1})(T(z^{-1})^{-1} - 1)y(k). \quad (19)$$

根据 PI 控制器的离散向量形式,可以推出:

$$\tilde{u}(k) = \boldsymbol{\psi}(k)\boldsymbol{\theta};$$

$$\boldsymbol{\psi}(k) = [\psi_p(k) \quad \psi_i(k)] = \boldsymbol{\beta}(z^{-1})L(z^{-1})(T(z^{-1})^{-1} - 1)y(k).$$

Step 4 最终自适应 PI 控制器参数  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_N$  就是下面方程的最优解:

$$J_{VR}^N(\boldsymbol{\theta}) = \min_{\boldsymbol{\theta}} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (u_L(k) - \boldsymbol{\psi}(k)\boldsymbol{\theta})^2 = \min_{\boldsymbol{\theta}} \frac{1}{N} \|\mathbf{u} - \boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{\theta}\|^2. \quad (20)$$

式中:

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} \psi_p(1) & \psi_i(1) \\ \psi_p(2) & \psi_i(2) \\ \vdots & \vdots \\ \psi_p(N) & \psi_i(N) \end{bmatrix}; \quad (21)$$

$$\mathbf{u} = [u_L(1) \quad u_L(2) \quad \cdots \quad u_L(N)]^T. \quad (22)$$

因此,使用最小二乘法极小化准则函数,求解控制器参数向量为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_N = (\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{\Phi}^T)^{-1}\boldsymbol{\Phi}\mathbf{u}. \quad (23)$$

Step 5 采集周期运行数据,加入到离线数据库中,则更新后的数据库可表示为  $\{u(k), y(k)\}_{k=1, \dots, N+1}$ . 极小化性能准则函数,计算新的自适应 PI 控制器参数  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{N+1}$ , 也即新的全局最优解.

Step 6 根据稳定性约束,判断新计算得到的 PI 控制器参数  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{N+1}$  是否位于系统的稳定域内.如果在,则系统更新 PI 控制器参数  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{N+1}$ , 如果不在稳定域内,则该参数不进行更新,维持上次的稳定值  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_N$ .

### 3 仿真与实验结果

本小节对本文提出的算法进行了仿真与实验验证.仿真所使用的软件是 Matlab 2014a.仿真模型是通过辨识实际的伺服驱动系统得到的.该伺服驱动系统由 3 部分组成:伺服驱动器,永磁同步电机和上位机,如图 2 所示.该系统所使用的永磁同步电机的主要参数如表 1 所示.

表 1 伺服电机参数

参数名称/单位	参数数值
极对数	6
额定转矩/(N·m)	4.2
额定转速/(r/min)	1 500
额定相电流/A	5.5
转子电阻/ $\Omega$	0.61
转子电感/mH	2.77
额定功率/W	660

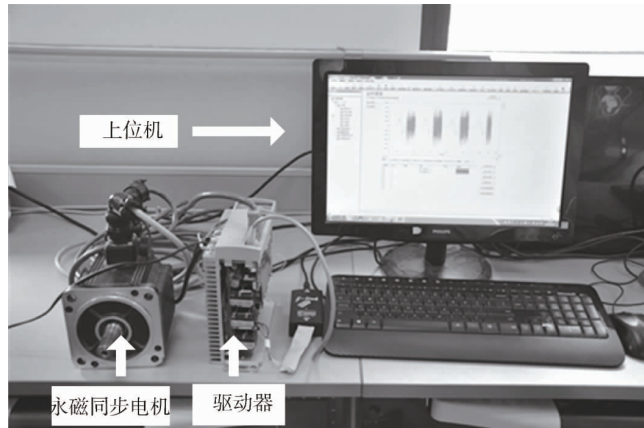


图2 交流伺服驱动系统实验平台

在测试中,伺服系统与上位机之间通过虚拟串口进行数据交互,采样周期为 1 ms.对伺服驱动系统进行频率响应测试,结合 2.2 节中稳定性约束条件,可以计算得到如图 3 所示的系统的稳定域.对于自适应控制算法的参数设定为: $T=0.001$  s,迭代次数  $n=5$ ,权重系数选取为 1.参考模型参数选取为: $\gamma = 1.1, \omega_c^\gamma = 80$ .

### 3.1 仿真测试验证

为了验证自适应控制算法的有效性,首先进行阶跃响应仿真测试.将传统固定 PI 控制器 ( $K_p = 2.452, K_i = 0.023$ ) 与自适应 PI 控制器进行阶跃响应性能对比.阶跃响应曲线和系统的伯德响应分别如图 4 和图 5 所示.从图 4 中可以看到,在阶跃响应测试中,传统 PI 会导致很大的超调,但自适应方法一直都能很好的跟踪设定值,从而取得更好的控制性能.图 5 所示的频域性能测试中,本文提出的自适应方法频域上也优于传统 PI.表 2 对比了阶跃响应系统的穿越频率、相位裕度、超调、调节时间等控制性能指标.由该表可知,使用基于虚拟参考反馈校正的自适应 PI 控制能获得跟参考模型很接近的控制性能,而传统 PI 控制会产生较大的超调并且调节时间很长.

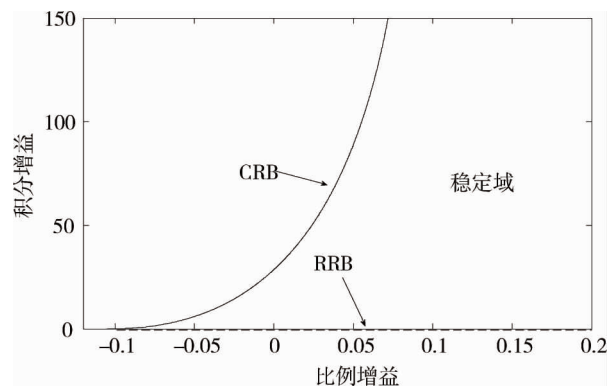


图3 伺服驱动系统的稳定域

表2 阶跃响应系统性能指标对比

对比方法	穿越频率/(rad/s)	相位裕度/deg	超调/%	调节时间/(2%)
参考模型	76.500	91.900	0.000	0.051
自适应 PI	79.600	91.900	0.051	0.048
传统 PI	81.500	85.000	9.332	0.151

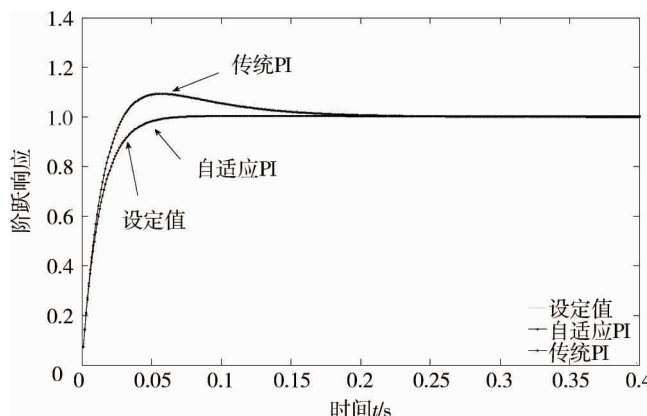


图4 系统的阶跃响应曲线

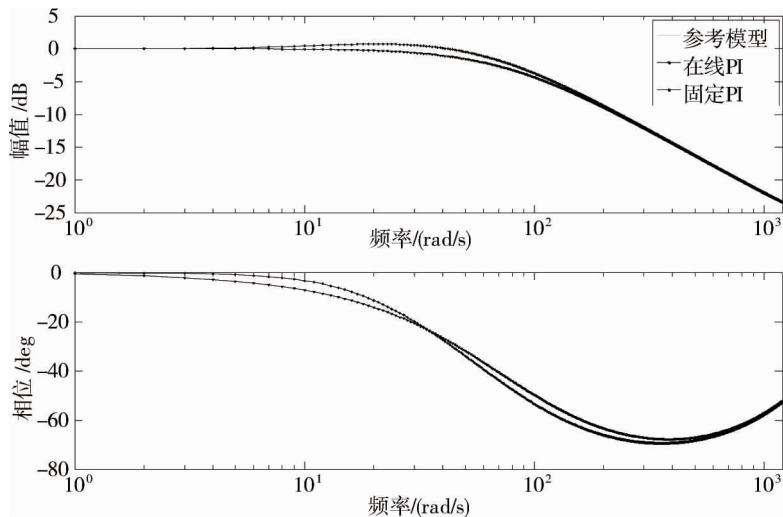


图 5 系统的伯德图

### 3.2 实验测试验证

为了进一步测试自适应 PI 控制的有效性,对实际的伺服驱动系统进行了速度跟踪性能测试.图 6 和图 7 分别绘制了自适应 PI 策略与传统 PI 控制方法( $K_p = 2.452, K_i = 0.0231$ )的速度响应对比曲线.图 8 为对应的速度跟随误差曲线.从图 8 中可以看到,与传统 PI 控制方法相比,基于虚拟参考反馈校正的自适应控制算法能将跟随误差一直维持在较小稳定的范围内,而传统 PI 的跟随误差则在较大的范围内变化.这是因为传统 PI 控制不能自适应调整参数,因此当伺服驱动系统工作状态发生变化时,固定的 PI 控制器参数已经不再是最优的参数,伺服驱动系统的控制性能会下降.而本文提出的自适应控制方法实时采集过程运行数据,自动进行控制参数的更新,从而维持很好的控制效果.结果说明自适应方法能提高控制精度,改善系统的动态响应性能,并能保证系统的稳定性.图 9 为 PI 控制器参数  $K_p$  和  $K_i$  的自适应整定变化趋势.

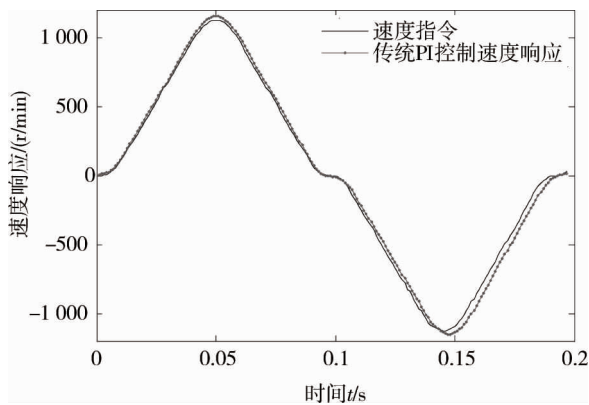


图 6 常规 PI 控制速度响应

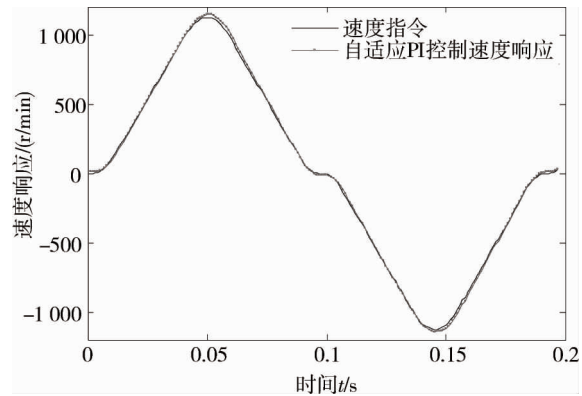


图 7 自适应 PI 控制速度响应

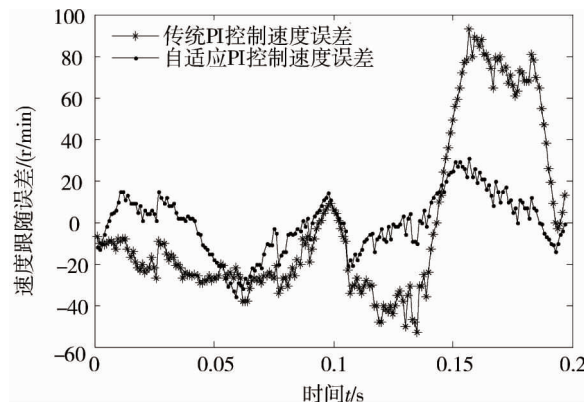


图 8 速度跟踪误差

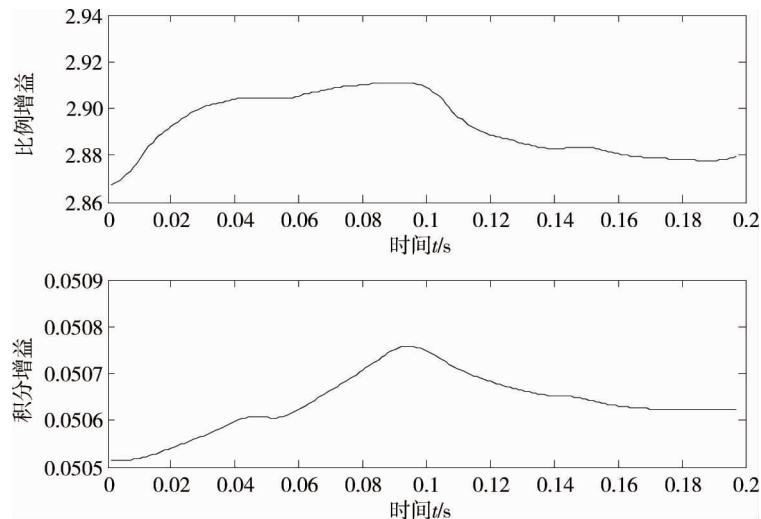


图9 自适应PI控制参数变化曲线

## 4 结论

提出了一种基于虚拟参考反馈校正的自适应控制方法,通过利用被控交流伺服系统的实时过程数据,构建以PI控制器参数为优化变量的性能准则函数,并采用最小二乘法进行了最优控制器参数的寻优求解.进行了仿真验证,结果表明相较于传统的PI控制方法,自适应PI控制器能保证系统的时域与频域控制性能指标与参考模型的相关性能指标保持一致;此外,在速度跟踪测试中,使用自适应PI控制器的交流伺服系统的动态响应性能得到了明显改善,其速度跟随误差一直维持在较小的范围内,保证了被控交流系统的稳定性.对于后续的研究,考虑到固定参数参考模型的局限性,可根据系统的实时运行状态,对参考模型的参数也进行自适应更新.

## 参考文献:

- [1] Xu B, Shen X, Ji W, et al. Adaptive Nonsingular terminal sliding model control for permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer[J]. IEEE Access, 2018, 6: 48913-48920.
- [2] 周佳,卢少武,周凤星. 伺服位置控制参数的RBF神经网络自整定研究[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2016(3): 75-77.
- [3] Verastegui-Galván J, Hernández-Guzmán V M, Orrante-Sakanassi J. PID position regulation in one-degree-of-freedom Euler-Lagrange systems actuated by a PMSM[J]. International Journal of Control, 2018, 91(2): 285-296.
- [4] Lu S W, Zheng S Q, Tang X Q, et al. Adaptive speed control based on just-in-time learning technique for permanent magnet synchronous linear motor[J]. Journal of Process Control, 2013, 23(10): 1455-1464.
- [5] Chou H H, Kung Y S, Quynh N V, et al. Optimized FPGA design, verification and implementation of a neuro-fuzzy controller for PMSM drives[J]. Mathematics and Computers in Simulation, 2013, 90: 28-44.
- [6] Meng W, Xie S Q, Liu Q, et al. Robust iterative feedback tuning control of a compliant rehabilitation robot for repetitive ankle training[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2017, 22(1): 173-184.
- [7] Radac M B, Precup R E, Roman R C. Data-driven model reference control of MIMO vertical tank systems with model-free VRFT and Q-Learning[J]. ISA transactions, 2018, 73: 227-238.
- [8] da Silva G R G, Campestrini L, Bazanella A S. Multivariable virtual reference feedback tuning for non-minimum phase plants[J]. IEEE Control Systems Letters, 2018, 2(1): 121-126.
- [9] Xie Y, Tang X, Zheng S, et al. Adaptive fractional order PI controller design for a flexible swing arm system via enhanced virtual reference feedback tuning[J]. Asian Journal of Control, 2018, 20(3): 1221-1240.



- [10] 唐小军,王道波,唐得志,等. 一类自适应虚拟参考反馈校正法研究[J]. 华中科技大学学报:自然科学版,2014(6): 95-100.
- [11] 孙淑杰,苏成利,侯立刚. 一种基于 VRFT 的全格式无模型自适应控制[J]. 化工自动化及仪表,2013,40(4): 451-456.
- [12] Kansha Y, Hashimoto Y, Chiu M S. New results on VRFT design of PID controller[J]. Chemical Engineering Research and Design, 2008, 86(8): 925-931.
- [13] Yang X, Li Y, Kansha Y, et al. Enhanced VRFT design of adaptive PID controller[J]. Chemical engineering science, 2012, 76: 66-72.
- [14] 金尚泰,赵汝莉,侯忠生,等. 基于虚拟参考反馈整定的改进无模型自适应控制[J]. 控制与决策, 2015, 30(12): 2175-2180.
- [15] Rojas J D, Tadeo F, Vilanova R. Control of a pH neutralization plant using the VRFT framework [C]//2010 IEEE International Conference on Control Applications, 2010: 926-931.
- [16] Yan P, Liu D, Wang D. Data-driven virtual reference controller design for high-order nonlinear systems via neural network [C]//International Joint Conference on Neural Networks, 2015: 1-7.
- [17] Formentin S, De Filippi P, Corno M, et al. Data-driven design of braking control systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(1): 186-193.
- [18] Rojas J D, Flores-Alsina X, Jeppsson U, et al. Application of multivariate virtual reference feedback tuning for wastewater treatment plant control[J]. Control Engineering Practice, 2012, 20(5): 499-510.
- [19] Campestrini L, Eckhard D, Chía LA. Unbiased MIMO VRFT with application to process control[J]. Journal of Process Control, 2016, 39: 35-49.
- [20] Maamar B, Rachid M. IMC-PID-fractional-order-filter controllers design for integer order systems[J]. ISA transactions, 2014, 53(5): 1620-1628.
- [21] Zheng S Q, Tang X Q, Song B. Graphical tuning method of FOPID controllers for fractional order uncertain system achieving robust D-stability[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2016, 26(5): 1112-1142.