

永磁同步电机系数自整定速度补偿控制方法

宋哲^{1,2}, 杨军^{2,3}, 陶涛^{2,3}, 黄建¹, 梅雪松^{2,3}

(1. 中国航天科工集团北京自动化控制设备研究所, 100074, 北京; 2. 西安交通大学陕西省智能机器人重点实验室, 710049, 西安; 3. 西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 为了提高永磁同步电机(PMSM)速度伺服系统的抗转矩扰动性能,提出一种系数自整定的自适应速度补偿控制方法。首先,利用状态空间表示法,设计了PMSM负载转矩的降维状态观测器,实现了负载转矩的实时辨识与估计;然后,将转矩辨识值补偿到PMSM速度控制器的输出端,作为电流控制器的补偿输入,实现了自适应速度补偿,提高了系统的抗扰性。针对因转动惯量变化而影响负载转矩辨识的问题,分析了惯量的时变特性对转矩观测结果的影响规律,并提出一种基于sigmoid函数的补偿系数自整定的控制方法。该方法根据PMSM的电磁转矩和观测器的转矩辨识值,利用自整定sigmoid函数在线实时调节补偿系数,实现了自适应速度补偿的参数自调整。实验结果表明:所提出的补偿系数自整定控制方法的速度恢复时间较快,相比常规固定补偿系数的控制方法,速度调节时间从120 ms减少到100 ms;该方法减小了因惯量偏离真实值而导致转矩辨识出现超调或偏差时,通过前馈补偿对速度控制造成的冲击和振荡,有效提高了PMSM伺服系统的速度控制性能。

关键词: 永磁同步电机;转矩辨识;速度补偿;系数自整定

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202206009 **文章编号:** 0253-987X(2022)06-0067-09



OSID 码

Coefficient Self-Tuning Speed Compensation Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor

SONG Zhe^{1,2}, YANG Jun^{2,3}, TAO Tao^{2,3}, HUANG Jian¹, MEI Xuesong^{2,3}

(1. Beijing Institute of Automatic Control Equipment, China Aerospace Science and Industry Corporation Limited, Beijing 100074, China; 2. Shaanxi Key Laboratory of Intelligent Robotics, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 3. State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: An adaptive speed compensation control method with coefficient self-tuning is proposed to improve the anti-torque disturbance performance of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed servo system. Firstly, a reduced order state observer of PMSM is designed using the state space representation method to realize real time identification and estimation of load torque. Then, the torque identification value is compensated to the output of the PMSM speed controller as the compensation input of the current controller, which realizes the adaptive speed compensation and improves the torque disturbance resistance. In terms of the problem that the torque identification is affected by the change of rotational inertia, the influence law of the time-varying characteristics of inertia on the torque observation results is analyzed, and a self-tuning

收稿日期: 2021-11-01。 作者简介: 宋哲(1988—),男,博士,工程师;梅雪松(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2018YFB1701200);陕西省科技重大专项资助项目(S2020-ZDZX-ZNZC-0002);北京自动化控制设备研究所创新基金资助项目。

网络出版时间: 2022-03-03

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20220301.1946.007.html>

control method of compensation coefficient based on the sigmoid function is proposed. According to the electromagnetic torque and torque identification value, the self-tuning sigmoid function is used to adjust the compensation coefficient online and in real time, so the parameter self-tuning of adaptive speed compensation is realized. Experimental results show that speed recovery time of the proposed coefficient self-tuning control method is faster. Compared with the conventional fixed coefficient control method, the speed adjustment time is reduced from 120 ms to 100 ms. This method can reduce the impulse and oscillation caused by speed compensation when torque identification overshoot or deviation occurs due to the deviation of inertia from its true value, and improve the speed control performance of PMSM servo system effectively.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; torque identification; speed compensation; coefficient self-tuning

随着工业控制领域生产和应用的迅速发展以及日趋多样化,对于不确定的参数变化和外界扰动,要求永磁同步电机(PMSM)伺服系统应具备良好的适应性和抗扰性^[1-3]。然而,在 PMSM 实际运行过程中,系统所带负载转矩的变化会对电机的速度造成较大的波动,降低电机的控制性能^[4-6]。常用的方法是在 PMSM 运行中及时准确的获取负载转矩,并对其加以适当的控制或补偿,抑制转矩变化引起的速度波动。目前,PMSM 负载转矩的获取方式主要包括测试测量和估计辨识两大类。其中,转矩测量方法主要是通过添加转矩传感器的方式来进行。但随着机器人、数控机床等高端装备向着一体化、微小化发展的趋势^[7],受限于操作空间、测量成本和精度,实际应用中通常采用估计辨识的方法获取电机的负载转矩。

一般来说,负载转矩的辨识方法主要有直接计算法、状态观测器、卡尔曼滤波器和滑模观测器等。直接计算法简单易于实现,但容易产生强烈的干扰,在实际中应用较少^[8]。卡尔曼滤波器辨识精度高,对噪声具有很强的抵抗能力,但算法相对复杂,计算量大,对数字处理器的要求较高^[9]。滑模观测器的动态响应快、抗干扰能力强,而且具有很强的鲁棒性,但是存在无法克服的高频抖振问题^[10-11]。状态观测器按照维数可以分为全维状态观测器和降维状态观测器,它的输入状态变量容易测量,转矩观测的速度较快,误差较小,是目前常用的转矩辨识方法^[12]。此外,一些人工智能算法如模糊控制^[13]、神经网络^[14]、遗传算法^[15]等也被逐渐应用于转矩扰动的估计与控制,并且取得了一定的效果,但这些方法大都存在算法复杂、计算量大的特点,尚处于研究阶段,在实际工程中应用较少。

因此,在 PMSM 伺服系统受到负载转矩的外部扰动时,通过转矩观测器和前馈补偿来及时削弱转矩扰动对电机转速的影响,是常用的控制方式。文献[16]将自抗扰控制器和负载观测器相结合,设计了二阶速度控制系统,通过对负载扰动的观测和补偿,提高了 PMSM 电动履带车辆的抗扰动能力。文献[17]将系统未建模的不确定性干扰考虑在内,设计了带有转矩观测器的 PMSM 模糊滑模速度控制器,有效抑制了抖振,提高了电机运行的鲁棒稳定性。为使系统在不同负载条件下稳定运行,文献[18]设计了非线性扩张状态观测器用于 PMSM 无传感速度控制,通过转矩估计及补偿,在全速范围减小了转速波动。目前已有的研究成果提高了 PMSM 控制系统的抗转矩扰动性能,但并未考虑系统中转动惯量对转矩辨识的影响,没有对转矩辨识中转动惯量的影响机理进行研究和分析,更没有对此提出行之有效的控制策略。

对此,本文研究了 PMSM 负载转矩辨识与自适应速度补偿,并提出一种系数自整定的速度补偿控制方法。首先,采用状态空间表示法设计了 PMSM 负载转矩的降维状态观测器,对负载转矩进行实时辨识与估计。然后,将转矩辨识值补偿到 PMSM 电流控制器的输入端,实现自适应速度补偿,以此来提高对负载转矩的抗扰性。考虑到系统中转动惯量的时变特性,分析了转动惯量的变化对转矩观测器辨识结果的影响规律,提出一种基于 sigmoid 函数的补偿系数自整定的控制方法,用于提高自适应速度补偿对转矩辨识结果的鲁棒性,减小转矩辨识结果对前馈补偿的影响。最后,通过实验对本文所提方法的正确性和有效性进行了研究和验证。

1 PMSM 自适应速度补偿

1.1 降维状态观测器设计

根据 PMSM 的工作原理,建立其降维动力学状态方程^[19-21]

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \hat{A}x + \hat{B}u \\ y = \hat{C}x \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; B_m 为黏滞摩擦系数; J 为

电机的转动惯量; $\hat{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$; $x = \begin{bmatrix} \omega_m \\ T_L \end{bmatrix}$, ω_m 为转子的

机械角速度, T_L 为电机的负载转矩; $\hat{C} = [1 \ 0]$; $u = T_e$, T_e 为电机的电磁转矩; $y = \omega_m$ 。

针对式(1)的降维动力学状态方程,设计一个降维状态观测器对负载转矩进行观测

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}u + \hat{K}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \hat{C}\hat{x} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\hat{x} = [\hat{\omega}_m \ \hat{T}_L]^T$ 为被估计的状态变量; $\hat{K} = [k_1 \ k_2]^T$ 为降维状态观测器的状态反馈增益矩阵。

由式(1)减去式(2),可得降维状态观测器的误差状态方程

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = (\hat{A} - \hat{K}\hat{C})\bar{x} = \begin{bmatrix} -\frac{B_m}{J} - k_1 & -\frac{1}{J} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix} \bar{x} \quad (3)$$

式中 $\bar{x} = x - \hat{x}$ 为状态观测误差,其特征方程为

$$\det[sI - (\hat{A} - \hat{K}\hat{C})] = s^2 + \left(k_1 + \frac{B_m}{J}\right)s - \frac{k_2}{J} = 0 \quad (4)$$

通过选择合适的状态反馈增益矩阵 $\hat{K}$,使得 $(\hat{A} - \hat{K}\hat{C})$ 具有稳定和合理收敛速度的特征值,以保证状态变量的观测值 $\hat{x}$ 向其真实值 x 逐渐逼近^[22]。根据指定的期望极点 α, β ,可得降维状态观测器的期望特征多项式

$$s^2 - (\alpha + \beta)s + \alpha\beta = 0 \quad (5)$$

由待定系数法,联立式(4)和式(5),可得

$$\begin{cases} k_1 = -(\alpha + \beta) - \frac{B_m}{J} \\ k_2 = -J(\alpha\beta) \end{cases} \quad (6)$$

由 PMSM 机械运动方程可知,黏滞摩擦系数 B_m 值一般很小,可忽略不计,即 $B_m = 0$ 。为了控制方便,容易工程实现,通常取 $\alpha = \beta$,则式(6)可以改

写为

$$\begin{cases} k_1 = -2\alpha \\ k_2 = -J\alpha^2 \end{cases} \quad (7)$$

降维状态观测器误差方程收敛的条件是观测器的全部期望极点具有负实部,即全部极点应该位于 s 平面中的负半平面部分。当令期望的极点 $\alpha = \beta$ 时,特征多项式(5)具有两个重根 $s = \alpha$,为使构建的状态观测器具有完全能观性,必须满足 $\alpha < 0$ 的条件。为分析观测器的稳定性能,利用 Matlab 对式(5)进行求解,从而绘制出系统的根轨迹,分析结果如图 1 所示。根据指定的期望极点 α ,由式(7)即可确定观测器的反馈增益矩阵 $\hat{K}$ 。需要注意的是,极点 α 的位置离虚轴越远,反馈增益矩阵 $\hat{K}$ 的绝对值越大,观测变量的动态响应也越快,但是此时系统对信号噪声更加敏感^[23]。

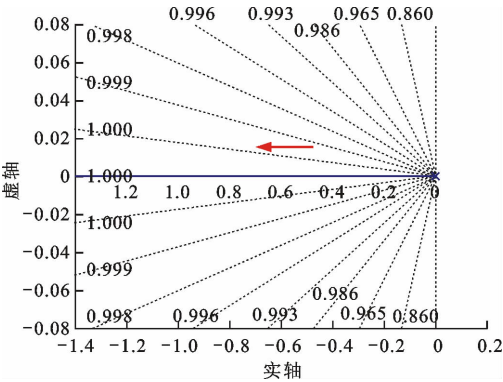


图 1 特征方程根轨迹

Fig. 1 Root locus of characteristic equation

根据系统期望的特性,选择极点所在的位置,按照式(2)构造降维状态观测器,即可观测出 PMSM 伺服系统的负载转矩 $\hat{T}_L$ 。负载转矩降维观测器原理框图如图 2 所示,其中 K_t 为电机转矩常数。

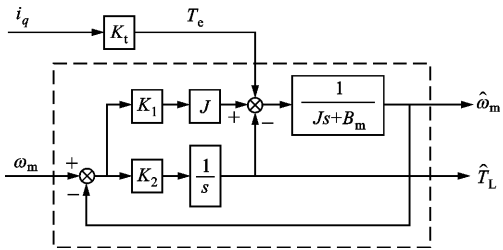


图 2 负载转矩降维观测器原理框图

Fig. 2 Block diagram of load torque dimension reduction observer

在 PMSM 伺服系统中,降维状态观测器通过离散递推的方式来实现数字化控制,假设观测器辨识算法的控制周期为 T ,对式(1)进行离散化可得

$$\omega_m(k+1) = \omega_m(k) + \frac{T}{J}(T_e(k) - T_L(k) - B_m\omega_m(k)) \quad (8)$$

式中 T 为辨识算法的控制周期。

结合式(8)将式(2)进行离散化可以得到电机转速和负载转矩观测值的递推公式

$$\begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k+1) \\ \hat{T}_L(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k) \\ \hat{T}_L(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}T_e(k) + \mathbf{K} \left(\omega_m(k) - \mathbf{C} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m(k) \\ \hat{T}_L(k) \end{bmatrix} \right) \quad (9)$$

式中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1-B_m\frac{T}{J} & -\frac{T}{J} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{C} = [1 \ 0]$ 为系数矩阵; $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}$ 为状态反馈矩阵。

1.2 自适应速度补偿

根据前文负载转矩观测器的分析和设计,建立 PMSM 自适应速度补偿控制系统。将电流环等效为一阶惯性环节^[24],采用降维状态观测器对 PMSM 的实际负载转矩 T_L 进行实时辨识,并将辨识得到的负载转矩估计值 $\hat{T}_L$ 引入到电流调节器的输入端,作为负载扰动补偿的控制输入量,并与速度调节器的输出一起作为电流调节器的给定量,实现自适应速度补偿。控制原理框图如图 3 所示,其中 K_p 和 K_i 分别为速度控制器的比例系数和积分系数; K_s 为电流环增益; T_i 为电流环时间常数。

根据自动控制原理,可得 PMSM 自适应速度补偿控制的补偿公式

$$i_q^{**} = i_q^* + \beta_1 \frac{\hat{T}_L}{K_t} \quad (10)$$

式中: i_q^{**} 为补偿后的电流给定值; i_q^* 为速度控制输出的电流给定值; β_1 为补偿系数; $\hat{T}_L$ 为负载转矩辨识值; K_t 为电机转矩常数。

通过调节补偿系数 β_1 , 利用负载观测器的辨识和前馈补偿就可以校正因负载突变而引起的速度变化。如果参数设置合理,当补偿系数 β_1 取临界值

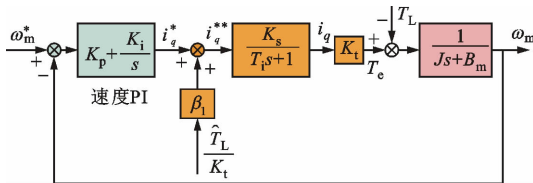


图 3 PMSM 自适应速度补偿控制框图

Fig. 3 PMSM adaptive speed compensation control block diagram

β_{1_full} 时,静态误差消失,此时理论上可完全消除负载转矩扰动带来的速度影响,称为“全补偿”。当 $\beta_1 < \beta_{1_full}$ 时,称为“欠补偿”,扰动补偿时速度会存在静差;当 $\beta_1 > \beta_{1_full}$ 时,称为“过补偿”,此时电机出现转矩扰动时,补偿后速度曲线上翘,容易引起系统不稳定。一般情况下,为避免出现“过补偿”现象,通常将补偿系数设置在“欠补偿”状态。

2 惯量对转矩观测的影响

在负载转矩状态观测器的设计中,PMSM 伺服系统的转动惯量 J 被视为已知量,然而在实际工程应用中,负载的转动惯量变化往往比较大。但是负载转矩观测器无法将转动惯量变化引起的转矩变化等价等效到负载转矩中,即无法通过调整式(2)中系统矩阵 $\hat{\mathbf{A}}$ 和输入矩阵 $\hat{\mathbf{B}}$ 来减小转动惯量的变化对转矩估计效果的影响。由于观测模型中转动惯量的设定值与实际惯量的真实值存在误差,为研究该误差对负载转矩观测的影响,本节通过对比实验结果来进行分析和说明。

以 TI 公司的 TMS320F2812 为主控芯片搭建实验平台,如图 4 所示。实验平台主要包括伺服电机、联轴器、转速转矩传感器、磁粉制动器、信号发生器、功率放大器和示波器 7 部分。使用的永磁同步电机具体参数如表 1 所示,其中直流母线电压 $U_{dc} = 310 \text{ V}$,开关频率 $f_c = 8 \text{ kHz}$ 。电机和转速转矩传感器通过联轴器实现同轴旋转;信号发生器的信号经功率放大器转换后控制磁粉制动器,为电机提供负载转矩;示波器用于显示各个波形。实验数据以通信的方式由 DSP 控制芯片传送到计算机。

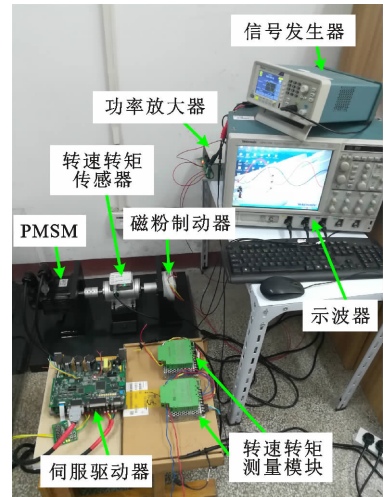


图 4 实验平台

Fig. 4 The experimental platform

表 1 PMSM 参数
Table 1 Parameters of PMSM

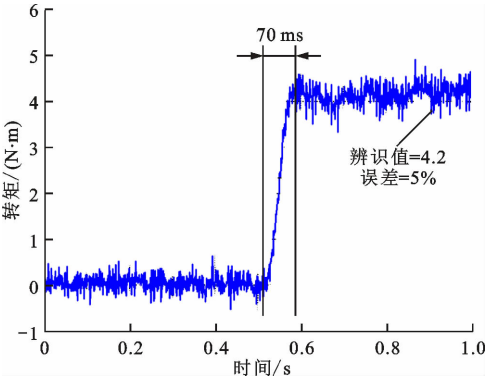
参数	数值
额定功率/kW	1.3
额定转矩/(N·m)	5
额定转速/(r·min ⁻¹)	2 500
额定电流/A	5
极对数	4
电感 L_{dq} /mH	3.124
定子电阻/ Ω	0.867

2.1 参数敏感性分析

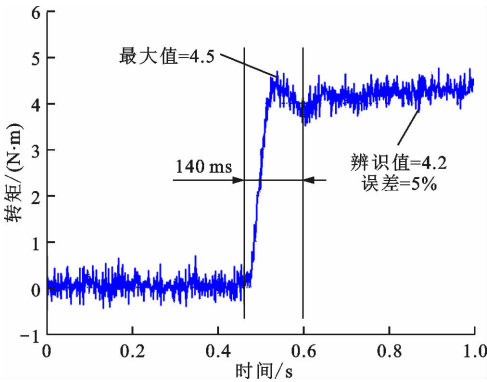
为了验证状态观测器中转动惯量对负载转矩辨识结果的影响,分别将系数矩阵中转动惯量的值取为 $0.2J$ 和 $5J$,进行实验研究,并与真实转动惯量 J 下的辨识结果对比分析。实验中伺服系统的转动惯量包括电机转子惯量,联轴器惯量,转速转矩传感器转动轴惯量和制动器惯量,折算出来为 $1.51 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。电机稳定运行在 $1\,000 \text{ r/min}$,突加负载转矩为恒定的 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$,不同转动惯量的转矩辨识结果如图 5 所示。由图 5(a)可以看出,降维状态观测器能够快速准确地辨识出 PMSM 伺服系统的负载转矩,而且效果较好,转矩辨识值与施加负载转矩的变化趋势一致,转矩辨识的响应时间约为 70 ms ,辨识误差约为 5% 。对比图 5(b)、图 5(c)可以看出,当负载转矩观测器的系数矩阵中转动惯量偏离其真实值的时候,负载转矩的辨识结果出现较大超调或偏差。具体表现为当惯量取值小于真实值的时候,转矩辨识的结果出现较大超调;当惯量的取值大于真实值的时候,转矩辨识收敛减缓,辨识过程中容易出现偏差。

2.2 补偿系数自整定

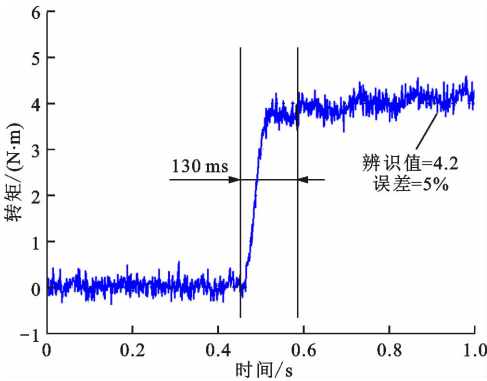
由以上实验结果可以看出,当负载转矩降维状态观测器的系数矩阵中转动惯量偏离其真实值时,



(a)转动惯量为 J 时的辨识结果



(b)转动惯量为 $0.2J$ 时的辨识结果



(c)转动惯量为 $5J$ 时的辨识结果

图 5 转动惯量对转矩辨识的影响实验波形

Fig. 5 Influence of inertia on torque identification experimental waveforms

负载转矩的辨识结果将会出现较大超调或偏差,通过前馈补偿至电流环输入端时,容易造成速度的冲击和震荡,影响电机的运行性能。为了得到准确的负载转矩观测值,通常需要对转动惯量进行在线辨识^[25],并根据惯量辨识结果对状态观测器的系数矩阵进行实时更新,但会增加算法的复杂程度。为了提高自适应速度补偿对转矩辨识结果的鲁棒性,减小转矩辨识结果对前馈补偿的影响,本文提出一种采用 sigmoid 函数的补偿系数自整定控制方法。该方法具体是根据 PMSM 的电磁转矩 T_e 和观测器的转矩辨识值 $\hat{T}_L$,采用 sigmoid 函数在线调节补偿系数,其自整定公式为

$$\beta_{1_\text{adp}} = \text{sigmoid}(\hat{T}_L) = \frac{M}{1 + e^{a(T_L - T_e)}} + N \quad (11)$$

式中: $a > 0$,用于调节 sigmoid 函数的斜率; $M > 0$ 、 $N > 0$ 分别用于设置 sigmoid 函数的幅值和偏置。

电磁转矩由式 $T_e = K_t i_q$ 获得, i_q 为 PMSM 的 q 轴电流值,通过电流采样后经 Clark 变换和 Park 变换得到, K_t 为电机转矩常数。考虑到“欠补偿”和“过补偿”现象的存在,可根据实际工程经验对补偿

系数的值作出限制,使得 $\beta_{l_adp} \in [N, N+M]$ 。提出的补偿系数自整定的 sigmoid 函数曲线如图 6 所示。由图 6 可以看出,相比常规固定补偿系数 β_l 的控制方法,自整定补偿系数 β_{l_adp} 的控制方法的优点是:电磁转矩 T_e 可以精确的获得,补偿系数 β_{l_adp} 可以根据转矩辨识结果 $\hat{T}_L$ 动态调整。当辨识结果 $\hat{T}_L$ 大于电磁转矩 T_e 时,补偿系数 β_{l_adp} 取值相对较小,避免了自适应速度补偿带来的速度冲击;当辨识结果 $\hat{T}_L$ 小于电磁转矩 T_e 时,补偿系数 β_{l_adp} 取值相对较大,克服了补偿效果不明显的缺点,有利于减小速度振荡。

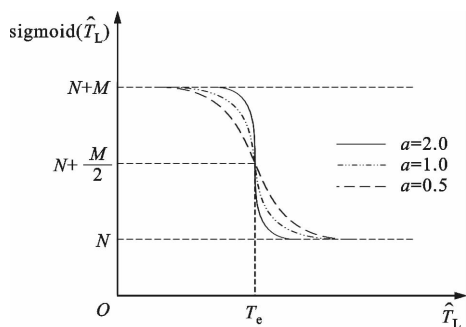


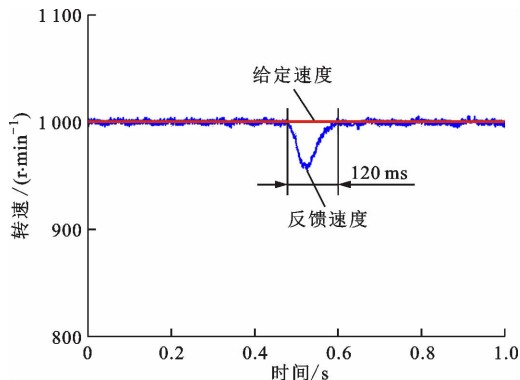
图 6 补偿系数 sigmoid 函数曲线

Fig. 6 Compensation coefficient curves of sigmoid function

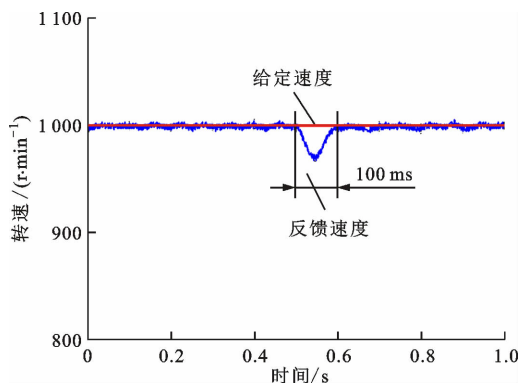
3 实验研究

针对伺服系统的惯量时变场合,如工业机器人系统,转动惯量随机机械臂的运动而改变,控制中设置的转动惯量通常与真实值之间存在一定的偏差,或大或小。为了验证提出的自整定补偿系数控制方法的正确性和有效性,分别将转矩观测器的系数矩阵中转动惯量的值设置为 $0.2J$ 、 $5J$ 和真实值 J ,进行实验研究,并与常规的固定补偿系数控制方法的实验结果对比分析。实验平台如图 4 所示,实验中伺服系统的转动惯量包括电机转子惯量,联轴器惯量,转速转矩传感器转动轴惯量和制动器惯量,折算出来为 $1.51 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。实验平台中磁粉制动器的许用转速为 1500 r/min ,考虑到实验的安全性和实验数据的可靠性,本文以许用范围内的常用中间速度为例,进行了实验研究。由于突加负载转矩和突减负载转矩的情况完全类似,实验中仅针对突加负载转矩的常用情况进行了研究,突减负载转矩的情况不再复述。为了验证惯量变化对转矩辨识速度补偿的影响,提高 PMSM 速度控制的抗转矩扰动性能,对比分析电机稳态运行中的动态转矩扰动,动态性能指标选用调节时间和超调量来进行说明。实验

中电机稳定运行在 1000 r/min ,突加负载转矩恒定为 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$,实验结果如图 7~图 9 所示。



(a) 固定补偿系数的实验结果

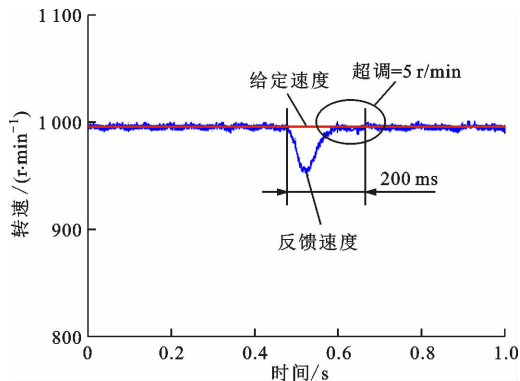


(b) 自整定补偿系数的实验结果

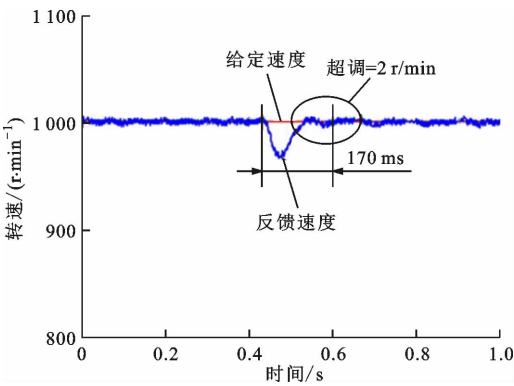
图 7 转动惯量为 J 时的实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms at inertia J

当负载转矩降维状态观测器的系数矩阵中转动惯量偏离其真实值时,负载转矩的辨识结果会出现较大超调或偏差,由此影响速度补偿的效果。但是,相比常规固定补偿系数的控制方法,提出的自整定补偿系数的控制方法由于可以在线调节,动态调整,自适应速度补偿的效果更好。当转动惯量取真实值 J 时,固定补偿系数的速度调节时间约为 120 ms ,而自整定补偿系数的速度调节时间约为 100 ms ,如



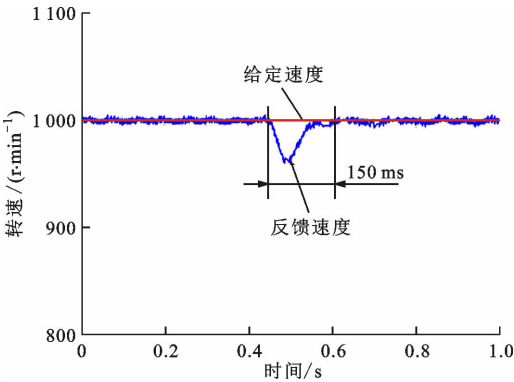
(a) 固定补偿系数的实验结果



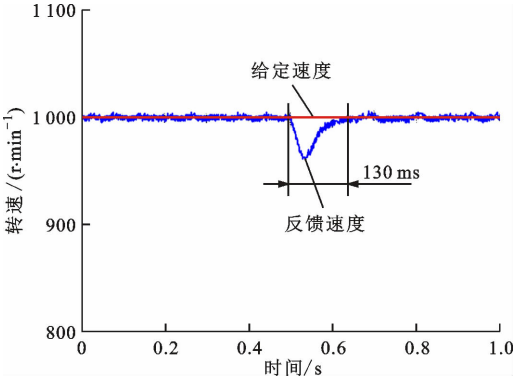
(b) 自整定补偿系数的实验结果

图 8 转动惯量为 0.2J 时的实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms at inertia 0.2J



(a) 固定补偿系数的实验结果



(b) 自整定补偿系数的实验结果

图 9 转动惯量为 5J 时的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms at inertia 5J

图 7 所示。当转动惯量取 0.2J 时,固定补偿系数的速度超调约为 5 r/min,速度调节时间约为 200 ms;而自整定补偿系数的速度超调约为 2 r/min,速度调节时间约为 170 ms,如图 8 所示。当转动惯量取 5J 时,固定补偿系数的速度调节时间约为 150 ms,而自整定补偿系数的速度调节时间约为 130 ms,如图 9 所示。

由以上实验结果可以看出,当转矩观测器的惯量参数偏离其真实值导致负载转矩的辨识结果出现较大误差时,提出的补偿系数自整定的控制方法能够根据转矩辨识结果在线调节补偿系数,减小了因惯量偏离真实值而导致转矩辨识出现超调或偏差时,通过前馈补偿对速度控制造成的冲击和振荡,有效提高了 PMSM 伺服系统的速度控制性能。

4 结 论

为了提高永磁同步电机速度伺服系统的抗转矩扰动性能,提出一种基于 sigmoid 函数的补偿系数自整定的控制方法,得到以下结论:

- (1)降维状态观测器能够准确辨识出 PMSM 伺服系统的负载转矩,动态响应较快,稳态误差较小,通过自适应速度补偿可以有效地抑制因负载转矩变化而引起的速度波动;
- (2)当转矩观测器的系数矩阵中转动惯量偏离其真实值时,负载转矩的辨识结果将会出现较大超调或偏差,通过前馈补偿至电流环输入端时,容易造成速度的冲击和振荡,影响电机的运行性能;
- (3)提出的基于 sigmoid 函数的补偿系数自整定的控制方法能够根据转矩辨识结果在线调节补偿系数,减小了转矩辨识结果对前馈补偿的影响,增强了自适应速度补偿对转矩辨识结果的鲁棒性,提高了 PMSM 伺服系统的控制性能。

参考文献:

[1] LI Longfei, XIAO Jie, ZHAO Yun, et al. Robust position anti-interference control for PMSM servo system with uncertain disturbance [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2020, 4(2): 151-160.

[2] ZHANG Tianru, XU Zhuang, LI Jing, et al. A third-order super-twisting extended state observer for dynamic performance enhancement of sensorless IPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5948-5958.

[3] 梁戈, 黄守道, 李梦迪, 等. 基于高阶快速终端滑模扰动观测器的永磁同步电机机械参数辨识 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S2): 395-403.

LIANG Ge, HUANG Shoudao, LI Mengdi, et al. A high-order fast terminal sliding-mode disturbance observer based on mechanical parameter identification for PMSM [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S2): 395-403.

[4] 赵峰, 罗雯, 高锋阳, 等. 考虑滑模抖振和扰动补偿

- 的永磁同步电机改进滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(6): 28-35.
- ZHAO Feng, LUO Wen, GAO Fengyang, et al. An improved sliding mode control for PMSM considering sliding mode chattering and disturbance compensation [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(6): 28-35.
- [5] 张海洋, 许海平, 方程, 等. 基于负载转矩观测器的直驱式永磁同步电机新型速度控制器设计 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 2923-2934.
- ZHANG Haiyang, XU Haiping, FANG Cheng, et al. Design of a novel speed controller for direct-drive permanent magnet synchronous motor based on load torque observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(13): 2923-2934.
- [6] LI Liyi, PEI Genji, LIU Jiaxi, et al. 2-DOF robust H_∞ control for permanent magnet synchronous motor with disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3462-3472.
- [7] HONG D K, HWANG W, LEE J Y, et al. Design, analysis, and experimental validation of a permanent magnet synchronous motor for articulated robot applications [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(3): 1-4.
- [8] LIU Kan, ZHU Ziqiang. Fast determination of moment of inertia of permanent magnet synchronous machine drives for design of speed loop regulator [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 25(5): 1816-1824.
- [9] 关欣, 李叶松. 基于实时负载转矩反馈补偿的永磁同步电机变增益 PI 控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 38-45.
- GUAN Xin, LI Yesong. Variable gain PI control method for permanent magnet synchronous motor based on load torque feedback real-time compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 38-45.
- [10] WANG Mingyi, YANG Rui, ZHANG Chengming, et al. Inner loop design for PMLSM drives with thrust ripple compensation and high-performance current control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9905-9915.
- [11] LIAN Chuanqiang, XIAO Fei, GAO Shan, et al. Load torque and moment of inertia identification for permanent magnet synchronous motor drives based on sliding mode observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5675-5683.
- [12] 罗德荣, 苏欣, 贺锐智, 等. 严重不平衡负载下盘式对转永磁同步电机的双转子直接转矩控制研究 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4678-4686.
- LUO Derong, SU Xin, HE Ruizhi, et al. Dual-rotor direct torque control strategy of disk-type contra-rotating permanent magnet synchronous motor under heavy unbalanced load torque [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(22): 4678-4686.
- [13] CHOI H H, JUNG J W. Discrete-time fuzzy speed regulator design for PM synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 600-607.
- [14] CHAOUI H, KHAYAMY M, OKOYE O. Adaptive RBF network based direct voltage control for interior PMSM based vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(7): 5740-5749.
- [15] CHAOUI H, KHAYAMY M, OKOYE O, et al. Simplified speed control of permanent magnet synchronous motors using genetic algorithms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3563-3574.
- [16] 盖江涛, 黄守道, 黄庆, 等. 基于负载观测的永磁电机驱动系统自抗扰控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 29-36.
- GAI Jiangtao, HUANG Shoudao, HUANG Qing, et al. Active-disturbance rejection controller for permanent magnet motor drive system control based on load observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 29-36.
- [17] LEU V Q, CHOI H H, JUNG J W. Fuzzy sliding mode speed controller for PM synchronous motors with a load torque observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1530-1539.
- [18] 吴春, 傅子俊, 孙明轩, 等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 172-181.
- WU Chun, FU Zijun, SUN Mingxuan, et al. Sensorless control of PMSM in all speed range based on extended state observer for load torque compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 172-181.
- [19] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75-81.
- LU Wenqi, HU Yuwen, LIANG Jiaoyan, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(3): 75-81.
- [20] LASCU C, ANDREESCU G D. PLL position and

- speed observer with integrated current observer for sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5990-5999.
- [21] HE Long, WANG Fengxiang, WANG Junxiao, et al. Zynq implemented Luenberger disturbance observer based predictive control scheme for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1770-1778.
- [22] BOZORGI A M, FARASAT M, JAFARISHIADEH S. Model predictive current control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor with low torque and current ripple [J]. IET Power Electronics, 2017, 10(10): 1120-1128.
- [23] ANDERSSON A, THIRINGER T. Motion sensorless IPMSM control using linear moving horizon estimation with Luenberger observer state feedback [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 464-473.
- [24] YIN Zhonggang, GONG Lei, DU Chao, et al. Integrated position and speed loops under sliding-mode control optimized by differential evolution algorithm for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8994-9005.
- [25] 宋哲, 杨军, 梅雪松, 等. 永磁同步电机抗惯量扰动自适应速度控制 [J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(12): 14-21.
- SONG Zhe, YANG Jun, MEI Xuesong, et al. An adaptive speed control method with anti-inertia disturbance performance for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(12): 14-21.

(编辑 赵炜 刘杨)