

永磁电机位置伺服系统扰动抑制和位置最优一体化控制策略

邱晨

(广汽埃安新能源汽车股份有限公司, 广东 广州 511434)

摘要:针对永磁同步电机(PMSM)位置伺服系统中由于参数摄动、负载转矩变化等内外界扰动造成位置控制性能恶化的问题,在自抗扰控制(ADRC)理论的基础上,提出了一种具有扰动抑制能力的最优化位置控制方法。首先通过建立三阶非线性扩张状态观测器进行广义扰动估计并依据估计值对原系统进行动态补偿,有效提升位置伺服系统的抗扰动能力,进而借助离散二阶积分串联型系统的最速控制综合函数设计位置最优控制器,优化伺服系统中位置控制的动态性能。仿真和实验结果表明,当电机参数扰动或负载转矩突然施加时,所提方法可以保持良好的位置控制性能。

关键词:永磁同步电机;非线性扩张状态观测器;动态补偿线性化;最优化控制;双闭环位置控制

中图分类号:TM561 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd26348

Disturbance Suppression and Position Optimal Integrated Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Position Servo System

QIU Chen

(GAC Aion New Energy Automobile Co., Ltd., Guangzhou 511434, Guangdong, China)

Abstract: Aiming at the deterioration of position control performance in the position servo system of permanent magnet synchronous motor (PMSM) due to internal and external disturbances such as load torque variation, an optimal position control method was proposed with anti-disturbance capability on the basis of active disturbance rejection control mechanism. First, a third-order nonlinear extended state observer was established to estimate the generalized disturbance and the original system was dynamically compensated according to the estimated value, which effectively improved the anti-disturbance ability of the position servo system. Then the controller was designed based on the idea of the fastest control synthesis function of the discrete second-order integral series system, which optimizes the dynamic performance of the position control in the servo system. Simulation results show that the proposed method can maintain the good position control performance when the motor parameters were perturbed or the load torque was suddenly applied.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); nonlinear extended state observer; linearization via dynamic compensation; optimum control; double close-loop position control

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其高效率、高转矩电流比、高功率密度等优势常被用于要求响应速度快、调速范围宽、定位准确、可靠性高的伺服控制系统中^[1]。随着我国产业升级发展和“双碳”目标的快速推进,永磁同步电机伺服系统的应用范围不断延伸,加之实际运行工况变得越来越严苛,对其性能提出了更高的要求。

在实际系统中永磁同步电机性能发挥受到诸多因素影响,主要包括以下几种情况^[2-3]:1)机械参数时变,该特性会使永磁同步电机在运行过程中出现较大的超调或者明显的抖动;2)外部负载转矩,永磁同步电机在运行过程中,施加和移除负载转矩都会使速度或者位置出现瞬态波动,影响控制精度;3)未建模动态和不确定扰动,模型的不准确会造成所设计控制器与实际系统的

不匹配,也势必对控制性能造成影响。

目前伺服驱动领域广泛使用的控制方法为单自由度线性比例-积分-微分(proportional-integral-derivative, PID)控制,从动态性能来看,该控制器的设计依赖于被控对象的模型,而实际系统模型很难被精准建立,从而造成控制器与实际系统不匹配,影响系统的动态性能,此外,文献[4]表明比例、积分、微分项的线性组合并不一定是最优控制算法。从系统抗扰动性能来看, PID 控制器只具有被动扰动抑制能力且只针对常值扰动有效^[4-5],因此PID控制器在高精度伺服场合很难满足控制要求。

针对上述采用PID控制策略存在的诸多问题,国内外学者展开一系列研究旨在提升伺服系统的动态性能和抗扰动性能。为了降低负载转矩对速度控制的影响,观测出负载转矩后设计二自由度PID控制器是一种行之有效的方法,文献[6]提出基于Luenberger观测器和卡尔曼滤波器的负载转矩观测方法。文献[7]提出一种基于扩展卡尔曼滤波的负载转矩观测器,利用前馈实现转矩补偿,提高系统中存在传感器量化误差和测量噪声时的转矩估计性能。对于电机运行过程中由于转动惯量变化而造成控制性能恶化的问题,文献[8]提出一种基于递归经验最优的转动惯量在线辨识方法,并将辨识结果用于实时优化PI参数,能够有效改良转动惯量变化对控制性能的影响。文献[9]提出一种改进滑模负载转矩观测器,在电机变速运行或者负载变化时均有较高观测精度。无论是基于转动惯量辨识还是负载转矩观测的控制性能提升策略均仅针对于特定扰动,对于系统中存在的随机扰动和未建模动态均无明显的抑制效果。为解决多扰动作用下的控制性能恶化问题,诸多非线性算法应运而生,文献[10]提出一种基于新型趋近律的滑模控制算法,该方法在参数不确定或者模型不准确时依旧能保持较好的控制效果,但该方法控制输出的抖振现象无法完全得到抑制,很难保证高精度伺服场合的控制要求。文献[11]提出一种基于信号补偿的鲁棒控制方法,提高了伺服系统抗外界扰动能力,但对伺服系统所要求的快速性并无明显优化提升。文献[12]提出一种参数自适应速度补偿算法,有效抑制了因负载转矩变化而引起的速度波动。此外,由于近些年计算机技术的不断发展,出现了众多智能控制算法^[13-14],但这些算法实现

复杂,尚未得到广泛应用。

对于控制系统中多重扰动问题,中国科学院数学与系统科学研究所韩京清研究员在经典PID控制的思想提出一种新型的控制结构,即自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)^[15],旨在解决控制系统中的扰动问题。该结构不同于前文中所提到的线性和非线性控制器,在ADRC控制模式下,系统中所有扰动信息被合并为统一扰动项通过观测器估计并加以消除^[15,16]。限制ADRC在工程实践中推广应用的一个重要因素是ADRC的参数整定问题,目前并没有较为通用的参数整定方法以及参数整定的理论依据。美国克里夫兰州立大学高志强教授在文献[17]提出线性自抗扰控制,通过引入极点配置和带宽的概念,简化了ADRC的参数整定过程,推动了LADRC在伺服工业领域的应用。线性自抗扰控制虽然简化了控制参数的整定但保留了线性控制器的一些缺陷,存在一定的局限性。

为实现PMSM伺服系统高性能位置控制,本文基于自抗扰理论和最优化理论提出一种具有多种扰动抑制能力的转子位置高性能控制方法。首先分析永磁同步电机机械运动系统的扰动来源,并在此基础上建立包含广义扰动量的PMSM机械运动方程;其次结合自抗扰理论中的扰动观测方法和扰动抑制机理,建立三阶非线性扩张状态观测器(nonlinear extended state observer, NLESO),在全速度范围内均可从转子位置信息中有效提取扰动信号,并通过动态补偿将转速/位置系统转变为线性时不变二阶积分串联型系统;然后根据离散二阶积分串联型系统的最速控制综合函数设计非线性状态误差反馈控制器(nonlinear state error feedback, NLSEF);最后通过仿真和实验验证所提方法的扰动抑制效果、实际控制效果以及相比单自由度线性PI控制器的优势。

1 PMSM运动系统扰动建模

目前伺服驱动领域广泛使用的永磁同步电机模型是忽略齿槽转矩、磁饱和、谐波等诸多非线性因素下的简化模型,其中,在两相同步旋转坐标系下的电磁转矩方程如下:

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\Psi_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (1)$$

式中: T_e 、 n_p 、 Ψ_f 、 L_{sd} 、 L_{sq} 、 i_{sd} 、 i_{sq} 分别为电机电磁转矩、电机极对数、永磁体磁链、定子 d 轴和 q 轴等

效电感、定子电流的 d, q 轴分量。

转子机械运动方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_s}{dt} = \frac{1}{J} (n_p T_e - n_p T_L - B\omega_s) \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_s \end{cases} \quad (2)$$

式中: θ, ω_s 分别为转子位置电角度和转子电角速度; J 为电机转子转动惯量; T_L 为负载转矩; B 为摩擦系数。

基于式(1)、式(2)并考虑系统中未建模动态及不确定扰动,建立表贴式永磁同步电机机械运动系统含扰动量模型:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 i_{sq}^* + \mathbf{D}_1 \quad (3)$$

其中

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_s \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{3}{2} n_p^2 \Psi_f / J \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -[d_1(t) + T_L] n_p / J \end{bmatrix}$$

式中: $d_1(t)$ 为速度运动方程中未建模动态及不确定扰动的等效作用量。

将 q 轴电流控制误差及黏滞摩擦系数项 $-B\omega_s/J$ 也作为扰动考虑,并令 $b_n = 3n_p^2 \Psi_f / (2J)$,称之为系统输出系数,将永磁同步电机转子机械运动状态方程整理为ADRC抗扰范式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} i_{sq}^* + \mathbf{D} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_n \end{bmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ d(t) \end{bmatrix}$$

$$d(t) = b_n (i_{sq} - i_{sq}^*) - \frac{B}{J} \omega_s - \frac{n_p}{J} T_L - \frac{n_p}{J} d_1(t) \quad (5)$$

式中: i_{sq}^* 为电流闭环系统中 q 轴电流指令值; $d(t)$ 为永磁同步电机机械运动系统中的广义扰动量。

式(5)表明,永磁同步电机机械运动系统中广义扰动由 q 轴电流控制误差项、黏滞摩擦项、负载转矩项、未建模动态和不确定干扰项4部分组成,能够通过数值等效表达出机械运动系统中参数时变和非线性因素,并且该扰动量随系统运行实时变化。

2 位置伺服系统抗扰机理

ADRC之所以能够有效提高系统抗干扰能

力,关键在于能够实时从被控对象输出中提取扰动信号,并在控制律中进行扰动补偿,将系统实时补偿为线性时不变积分串联型系统,一般通过非线性扩张状态观测器提取广义扰动并进行动态补偿。

2.1 非线性扩张状态观测器

将式(4)中作用于开环系统的加速度实时作用量扩张为新的状态变量 $d(t)$,并记 $\dot{d}(t) = w(t)$,那么系统可被扩张为新的三阶线性控制系统:

$$\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}_e \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_e i_{sq}^* + \mathbf{D}_e \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{x}_e = \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_s \\ d(t) \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_e = \begin{bmatrix} 0 \\ b_n \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{D}_e = [0 \quad 0 \quad w(t)]^T$$

将式(6)离散化为差分方程的形式:

$$\begin{bmatrix} \theta(k+1) \\ \omega_s(k+1) \\ d(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{F}_e \begin{bmatrix} \theta(k) \\ \omega_s(k) \\ d(k) \end{bmatrix} + \mathbf{G}_e i_{sq}^*(k) \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{F}_e = \begin{bmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{G}_e = \begin{bmatrix} b_n T_s^2/2 \\ b_n T_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

式中: T_s 为系统采样周期。

实际工业伺服系统中,转子位置由旋转变压器或者光电编码器等机械传感器测量得到,因此将实际转子位置与观测器观测转子位置之间的差值进行 fal 非线性函数运算后作为校正项建立扩张状态观测器^[9],如下式所示:

$$\begin{cases} \theta_{err}(k) = \theta(k) - \hat{\theta}(k) \\ \hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T_s \hat{\omega}_s(k) + \frac{T_s^2}{2} \hat{d}(k) + \\ \quad \frac{b_n T_s^2}{2} i_{sq}^*(k) + \beta_{01} \theta_{err}(k) \\ \hat{\omega}_s(k+1) = \hat{\omega}_s(k) + T_s \hat{d}(k) + b_n T_s i_{sq}^*(k) + \\ \quad \beta_{02} fal[\theta_{err}(k), 0.5, \delta] \\ \hat{d}(k+1) = \hat{d}(k) + \beta_{03} fal[\theta_{err}(k), 0.25, \delta] \end{cases} \quad (8)$$

式中: θ_{err} 为观测误差; $\hat{\theta}, \hat{\omega}_s, \hat{d}$ 分别为电机转子位置、转子电角频率和广义扰动的观测值。

式(8)非线性扩张状态观测器中 fal 函数表达式如下:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \\ \text{sign}(e) |e|^\alpha & |e| > \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中: δ 为误差阈值; sign 为符号函数; α 为可调参数。

根据式(9)可计算 fal 函数的等效增益 $\lambda(e)$:

$$\lambda(e) = \begin{cases} \frac{1}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \\ |e|^{\alpha-1} & |e| > \delta \end{cases} \quad (10)$$

图1为 $\alpha=0.5, 0.25, 0.1$ 时不同 δ 值的等效增益 $\lambda(e)$ 的图像。

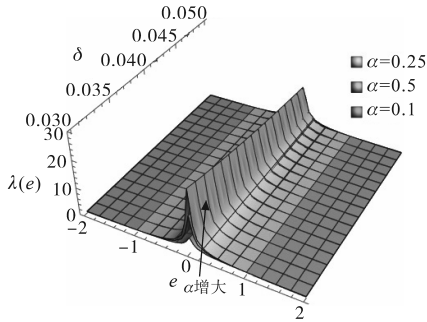


图1 fal 函数等效增益图像

Fig.1 Equivalent gain image of fal function

图1表明 fal 函数具有“小误差,大增益;大误差,小增益”的非线性特征。参数 α 决定增益的大小,为观测器动态性能的决定性参数;参数 δ 决定小误差区间的长度,该参数决定观测器进入稳态时由于高增益引起的高频抖振现象的剧烈程度,此外非线性函数 fal 的引入为观测器性能调节提供了更多的自由度。通过式(8)所建立的观测器可有效提取位置伺服系统广义扰动作用量 $\hat{d}(t)$ 。

2.2 动态补偿线性化

利用扩张状态观测器进行实时估计并补偿扰动系统,将原系统补偿成线性积分器串联型系统的过程叫做动态补偿线性化,非线性扩张状态观测器的实现框图以及动态补偿线性化过程如图2所示。

如果动态补偿线性化过程能够完全补偿扰动量 $d(t)$,则PMSM位置伺服系统会被动态等效为一个标准的无扰动线性积分串联型系统,如下式:

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\omega}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ \omega_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_n \end{bmatrix} i_{sq}^* \quad (11)$$

针对式(11)所表示的无扰动积分串联型系统,下面基于最优控制理论设计非线性误差反馈控制律对转子位置实现高性能控制。

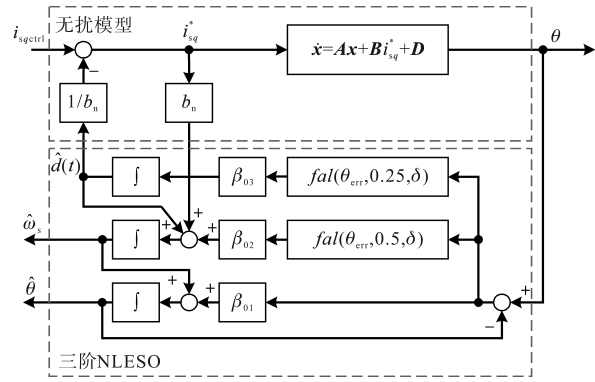


图2 扩张状态观测器框图

Fig.2 Block diagram of ESO

3 PMSM 位置伺服系统最速控制策略

3.1 转速/位置非线性状态误差反馈控制器

文献[4]中根据最优控制理论推导出离散二阶积分串联型系统在 $|b_n i_{sq}^*| \leq r$ 约束条件下以最快速度收敛至平衡点的快速控制综合函数 $fhan$, $fhan$ 函数表达式如下:

$$fhan(x_1, x_2, r, T_c) = -r \left(\frac{a}{d} \right) fsg(a, d) - r \text{sign}(a) [1 - fsg(a, d)] \quad (12)$$

其中

$$a = (a_0 + y) fsg(y, d) + a_2 [1 - fsg(y, d)]$$

$$a_0 = T_c x_2 \quad y = x_1 + a_0 \quad d = r T_c^2$$

$$a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)}$$

$$a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2$$

式中: x_1, x_2 为离散二阶积分串联型系统状态变量; r 为可调参数; T_c 为控制器控制周期。

r 能够表征永磁同步电机的最大转矩输出,数值与最大转矩值相差 n_p/J 倍, i_{sq}^* 为位置/转速非线性误差反馈控制器所输出的控制量。

图3为固定控制周期下不同 r 值时的 $fhan$ 函数图像,结果表明参数 r 主要影响 $fhan$ 函数饱和输出,决定控制器限幅输出。

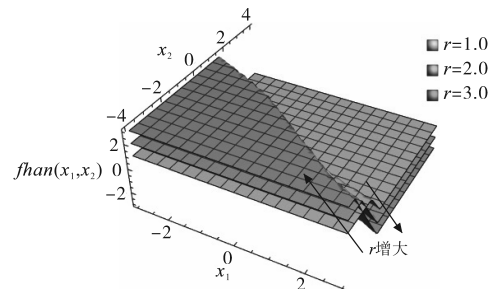


图3 不同 r 值下 $fhan$ 函数图像

Fig.3 Image of $fhan$ function under different r value

性状态观测器: $\beta_{01}=1.679\ 44, \beta_{02}=6\ 021.358\ 06, \beta_{03}=30\ 458.564\ 26$;非线性状态误差反馈控制器: $c=0.3, r=2.0, k=4\ 000$;复矢量电流调节器: $K_p=17.9, K_i=12\ 874$ 。

图6表明,在转动惯量作用的电机加减速阶段非线性扩张状态观测器能够观测出由于转动惯量失配而对系统造成影响的等效扰动信号 $\hat{d}(t)$,并实时补偿入原系统,也正因为此,转动惯量失配并未对实际控制效果造成影响。

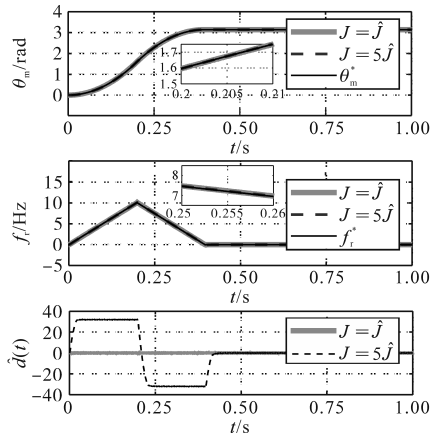


图6 转动惯量失配时位置、转速和观测扰动波形

Fig.6 Position, speed and observed disturbance waveform under inertia mismatch

在位置测量时加入服从正态分布的白噪声模拟实际系统传感器测量噪声,该值作为输入控制系统的外界随机扰动。图7为存在位置传感器测量噪声输入时的仿真波形。

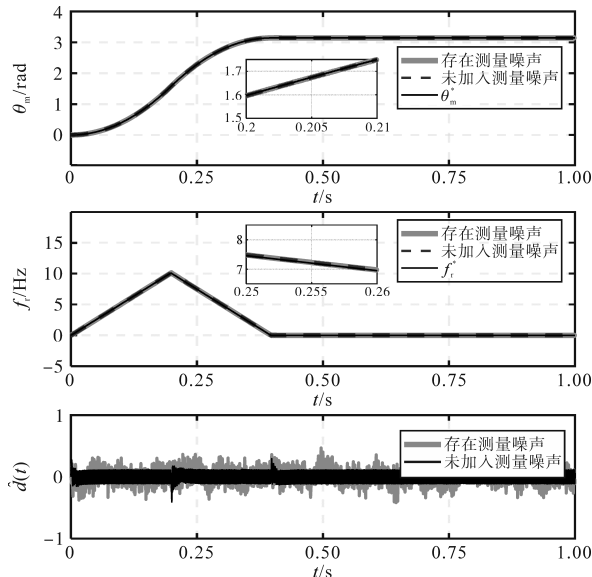


图7 存在测量噪声输入时位置、转速和观测扰动波形

Fig.7 Position, speed and observed disturbance waveform with measurement noise

从图7可以看出,式(8)中所表达的测量噪声

$d_1(t)$ 通过扩张状态观测器观测出后补偿入原系统,并没有影响系统控制性能。

4.1.2 控制性能对比仿真

为验证基于ADRC的双环最优位置控制算法的动态性能和扰动抑制性能,设计了位置指令为 $\theta^*=\pi/2$ 定点模式与10 Hz正弦信号两种工况。仿真过程中永磁电机参数准确,没有外界随机扰动输入,电机运行在空载状态。与此同时,采用基于PI的三闭环位置控制算法进行仿真对照。基于ADRC的双环最优位置控制算法的参数设计值同4.1.1节,基于PI的三闭环位置控制算法的参数设计值如下:位置环: $K_{p1}=200, K_{i1}=0$;速度环: $K_{p2}=0.036\ 97, K_{i2}=4.645\ 866$;电流环: $K_{p3}=17.9, K_{i3}=12\ 874$ 。图8为定点模式下控制结果对比波形。图9为两种控制算法在10 Hz正弦信号指令下的控制结果对比波形。

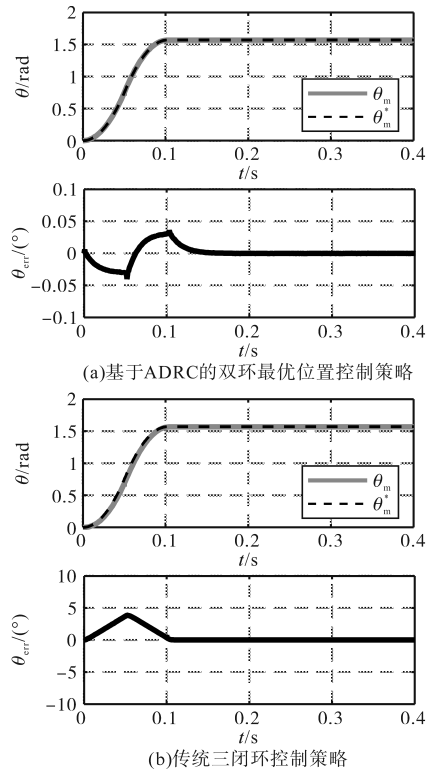


图8 定点模式时不同控制方式下仿真波形

Fig.8 Simulation results of different control modes under fixed-position mode

从图8可以分析出,本文所提方法在动态过程中和稳态过程中的转子控制误差均在 $\pm 0.05^\circ$ 之内。对比两者的位置响应波形可以发现,后者在曲线过渡过程中存在最大约为 $\pm 4^\circ$ 的跟踪误差,远大于ADRC下最大 $\pm 0.05^\circ$ 的跟踪误差,两者稳态精度基本一致,说明无积分环节的ADRC控制策略相比传统三环控制策略在保证稳态控制精

度的同时,具备更优良的动态性能。

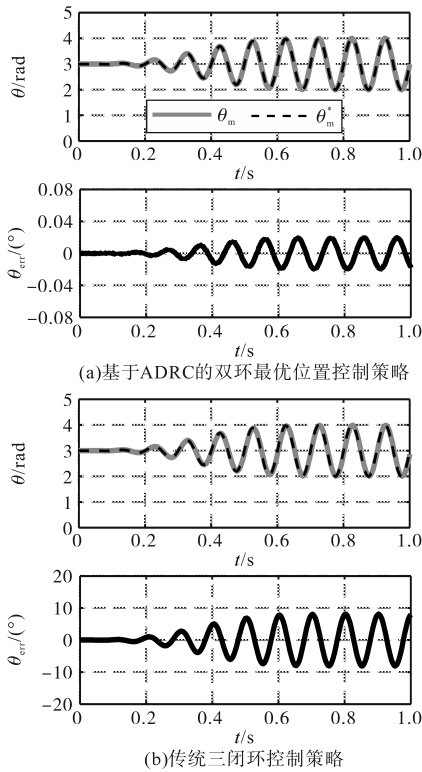


图9 10 Hz正弦位置指令下不同控制方式下仿真波形

Fig.9 Simulation results of different control modes under 10 Hz position command

从图9可以看出基于ADRC的双环最优位置控制策略误差始终保持在 $\pm 0.04^\circ$ 之内,传统PI三环控制策略转子位置控制误差保持在 $\pm 10^\circ$ 之内,明显大于前者转子位置控制误差。相比传统PI三环控制策略,基于ADRC的双环最优位置控制策略表现出优良的位置控制性能。

4.2 实验结果

为了与仿真结果进行对比,搭建了以TI公司TMS320F28377D双核处理器为控制核心和以英飞凌公司IGCM06F60GA集成功率模块为驱动核心的PMSM伺服驱动实验平台,配合多摩川公司分辨率为23 bit的AB2S5705绝对位置编码器进行位置信息采集。图10为实际实验平台照片。实验中基于ADRC的双环最优位置控制策略参数与仿真一致;基于PI的三环位置控制算法的参数在设计值的基础上进行了进一步的优化调节,以保证最优的控制效果。

受实验平台实验条件限制,无法进行加载实验,但是通过位置阶跃、不同频率指令信号跟踪实验等,同样可以完全体现出不同控制方式的控制效果。图11和图12分别为定点模式和位置指令为10 Hz正弦信号指令下基于ADRC的双环最

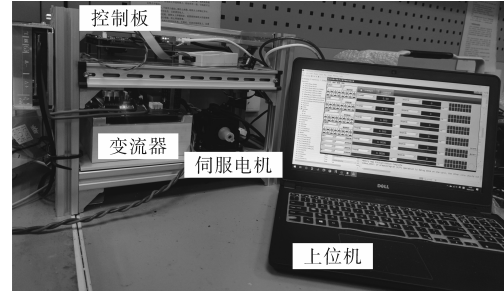


图10 伺服驱动系统实验平台

Fig.10 Servo drive system experimental platform

优位置控制策略与传统三环控制策略的控制结果对比。

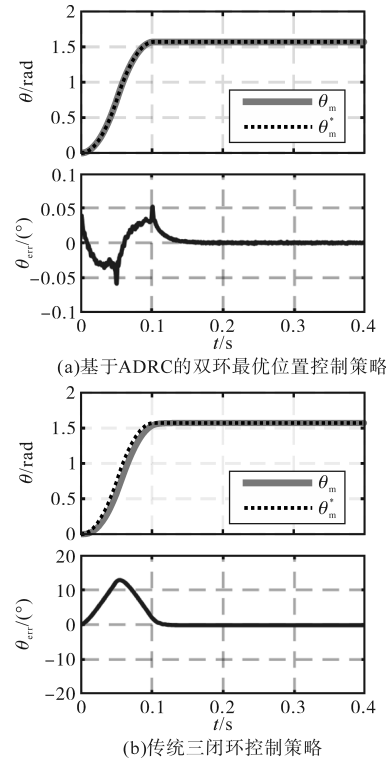


图11 定点模式时不同控制方式下实验波形

Fig.11 Experimental results of different control modes under fixed-position mode

从图11中可以看出,实验结果与仿真结果总体上的一致。在定点模式下,当未知指令发生突变后,基于ADRC的双环最优位置控制策略在动态过程中的跟踪误差最大只有 0.5° ,明显优于传统三环控制策略下的 12° 的误差。

从图12中可以看出,在10 Hz正弦位置指令下,基于ADRC的双环最优位置控制策略的最大跟踪误差始终维持在 $\pm 0.1^\circ$ 之内,传统PI三环位置系统转子位置控制误差保持在 $\pm 30^\circ$ 之内,明显大于前者转子位置控制误差。两种方法的实验结果误差略大于仿真结果,主要原因在于实验过程中受到逆变器死区、采样误差等非理想因素的

影响,但是实验结果仍然充分证明了基于ADRC的双环最优位置控制策略的有效性和优越性。

实验结果与仿真结果表现出了高度的一致性,充分证明了本文所提策略的有效性。

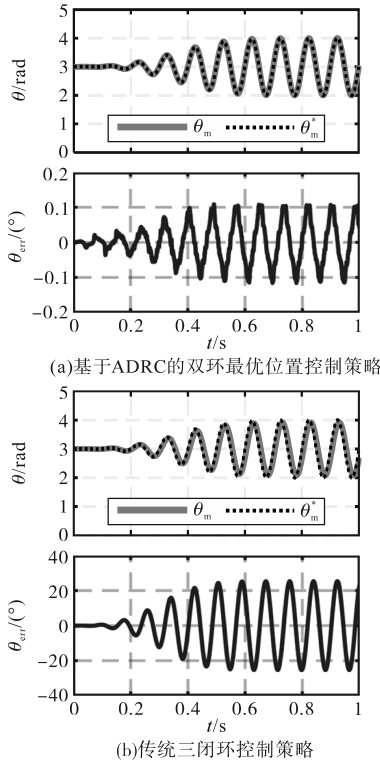


图12 10 Hz正弦位置指令下不同控制方式下实验波形

Fig.12 Experimental results of different control modes under 10 Hz position command

5 结论

本文基于ADRC控制理论提出了一种适用于永磁同步电机位置伺服系统,具有扰动抑制能力的位置最优控制算法,较目前被广泛使用的基于PI控制器的三闭环位置控制算法,该方法主要具有主动扰动抑制能力,在复杂环境中依然能够保持稳定并表现出较高的控制性能,特别是在动态控制效果以及系统带宽等方面表现出优异的性能。仿真和实验结果验证了所提方法的有效性。

参考文献

[1] 邵伟,李晓宁,董明. 永磁同步电机伺服系统控制策略综述[J]. 电气自动化, 2013, 35(1): 1-3, 16.
 SHAO Wei, LI Xiaoning, DONG Ming. Control strategy review of permanent magnet synchronous motor servo system[J]. Electrical Automation, 2013, 35(1): 1-3, 16.
 [2] 杨明,屈婉莹,陈扬洋,等. 基于变周期递推最小二乘法与卡尔曼观测器的伺服系统在线惯量辨识[J]. 电工技术学报, 2018, 33(z2): 367-376.

YANG Ming, QU Wanying, CHEN Yangyang, et al. On-line inertia identification of servo system based on variable period recursive least square method and Kalman observer[J]. Transactions of Electrotechnical Society, 2018, 33(z2): 367-376.
 [3] 刘春强,骆光照,涂文聪. 航空机电作动永磁同步电机自抗扰控制研究综述[J]. 电气制造, 2021, 16(4): 12-24.
 LIU Chunqiang, LUO Guangzhao, TU Wencong. Survey on active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor for aviation electro-mechanical actuator[J]. Journal of Electrical Manufacturing, 2021, 16(4): 12-24.
 [4] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
 HAN Jingqing. Active disturbance rejection control technology [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008.
 [5] HAN J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
 [6] 郑泽东,李永东,肖曦,等. 永磁同步电机负载转矩观测器[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 30-36.
 ZHENG Zedong, LI Yongdong, XIAO Xi, et al. Load torque observer for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 30-36.
 [7] 郑泽东,李永东,MAURICE Fadel,等. 基于扩展Kalman滤波器的PMSM高性能控制系统[J]. 电工技术学报, 2007, 22(10): 18-23.
 ZHENG Zedong, LI Yongdong, MAURICE Fadel, et al. High performance PMSM control system based on extended Kalman filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(10): 18-23.
 [8] NIU L, XU D, YANG M, et al. On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 849-859.
 [9] LU W, TANG B, JI K, et al. A new load adaptive identification method based on an improved sliding mode observer for PMSM position servo system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3211-3223.
 [10] ZHANG X, SUN L, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1358-1365.
 [11] 杨书生,钟宜生. 永磁同步电机转速伺服系统鲁棒控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 84-90.
 YANG Shusheng, ZHONG Yisheng. Robust controller design for PMSM speed servo systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 84-90.
 [12] 宋哲,杨军,陶涛,等. 永磁同步电机系数自整定速度补偿控制方法[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(6): 1-9.
 SONG Zhe, YANG Jun, TAO Tao, et al. Coefficient self-tuning speed compensation control method for permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(6): 1-9.
 [13] WANG Dazhi, MIAO Shu, LIU Jingjing, et al. Performance im-

(下转第51页)

- [11] 胡翔政,甘培,李科,等. 基于 CNN-Attention-LSTM 的 IGBT 键合线失效状态评估[J]. 电气传动,2026,56(4):68-75.
HU Xiangzheng, GAN Pei, LI Ke, et al. Failure state evaluation of IGBT bond line based on CNN-Attention-LSTM[J]. Electric Drive,2026,56(4):68-75.
- [12] 王广周,崔雪红,王旭,等. 基于编码器和多尺度特征融合的轮胎缺陷检测[J]. 电子测量技术,2024,47(23):25-32.
WANG Guangzhou, CUI Xuehong, WANG Xu, et al. Tire defect detection based on encoder and multi-scale feature fusion[J]. Electronic Measurement Technology,2024,47(23):25-32.
- [13] DOBSLAW F, FELDT R, GOMES D. Automated black-box boundary value detection[J]. PeerJ Computer Science,2023,9:e1625.
- [14] VIVIAN J, PRATAVIERA E, GASTALDELLO N, et al. A comparison between grey-box models and neural networks for indoor air temperature prediction in buildings[J]. Journal of Building Engineering,2024,84:108583.
- [15] OU J Y, SHEN Y J. Underwater target detection based on improved YOLOv7 algorithm with BiFusion Neck structure and MPDIoU loss function[J]. IEEE Access,2024,12:78899-78910.

收稿日期:2025-04-22

修改稿日期:2025-05-26

(上接第18页)

- provement based on the parameters adaptive online-adjusting for the robot servo system[C]/Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation, 2018.
- [14] LIN F J, CHEN S G, LI Shuai, et al. Online auto-tuning technique for IPMSM servo drive by intelligent identification of moment of inertia[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 23(8):7579-7590.
- [15] HAN Jingqing. From PID to active disturbance rejection control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [16] 韩京清. 控制理论——模型论还是控制论[J]. 系统科学与数学,1989(4):328-335.
HAN Jingqing. Control theory: is it a model analysis approach or a direct control approach[J]. Journal of Systems and Mathematical Sciences, 1989(4):328-335.
- [17] GAO Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]/Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003:4989-4996.

收稿日期:2024-12-04

修改稿日期:2025-05-15