# 基于改进扰动观测器的永磁同步电机鲁棒自适应控制

冯建鑫，巩建雄，李昊阳，龚柏春

（南京航空航天大学 航天学院，南京 210016）

**摘　要**：为提高空间激光通信平台粗跟踪系统中永磁同步电机的跟踪精度和抗干扰能力，设计了基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器。首先，针对外部扰动的不确定性设计了基于扰动观测器的反步控制器，并对扰动观测器进行了改进，取得了较好的效果；然后，针对永磁同步电机实际运行过程中内部参数在一定范围内的时变性，设计了基于扰动观测器的自适应反步控制器，明显减小了系统跟踪误差；最后，为进一步减小系统运行过程中观测误差等不确定因素的干扰，在自适应反步控制器中增加了鲁棒反馈项，再次提升了系统的跟踪精度。数值仿真结果表明：该控制器可以有效减小位置跟踪误差，且具有良好的抗扰性能。

**关键词**：空间激光通信；自适应反步控制；鲁棒控制；扰动观测器

**中图分类号**：TP 273　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1671-5497(2026)02-0368-08

**DOI**：10.13229/j.cnki.jdxbgxb.20240790

# Robust adaptive control of permanent magnet synchronous motor based on improved disturbance observer

FENG Jian-xin，GONG Jian-xiong，LI Hao-yang，GONG Bai-chun

（*Academy of Astronautics*，*Nanjing University of Aeronautics and Astronautics*，*Nanjing* 210016，*China*）

**Abstract**：In order to improve the tracking accuracy and anti-interference ability of the permanent magnet synchronous motor in the coarse tracking system of space laser communication platform，a robust adaptive backstepping controller based on improved disturbance observer was designed. Firstly，the backstepping controller based on disturbance observer is designed to deal with the uncertainty of external disturbance，and the disturbance observer is improved，which has gotten a very good effect. Then，an adaptive backstepping controller based on a disturbance observer is designed to deal with the time-varying internal parameters of the permanent magnet synchronous motor within a certain range during actual operation，which significantly reduces the system tracking error. Finally，in order to further reduce the disturbance of uncertain factors such as observation error in the running process of the system，a robust feedback item is added to the adaptive backstepping controller，and the tracking accuracy of the system is improved again. Results in simulation show that the proposed controller is able to effectively reduce the position tracking

**收稿日期**：2024-07-17.

**基金项目**：国家自然科学基金项目(12272168)；中国科学院上海光学精密机械研究所项目(KFA23719).

**作者简介**：冯建鑫(1982-)，男，副教授，博士. 研究方向：复合轴控制，激光通信高精度跟瞄机构伺服控制系统设计. E-mail：fengjx@nuaa.edu.cn

error and has a good disturbance rejection performance.

**Key words**: space laser communication; adaptive backstepping control; robust control; disturbance observer

## 0　引　言

空间激光通信对粗跟踪系统的跟踪精度和抗扰能力都有一定要求[1],永磁同步电机(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)一般作为粗跟踪系统的主要驱动来源,采用合适的控制策略可以尽可能减小内部参数摄动和外部扰动对系统运行的影响[2]。因此,为保证电机运行时的稳定性和跟踪精度,国内外研究人员对PMSM的控制策略进行了许多研究,包括反步控制.自适应鲁棒控制、自抗扰控制、滑模控制等方法。

反步控制是基于Lyapunov稳定性理论的一种非线性控制方法,通过选择合适的Lyapunov函数,可以在保证系统全局稳定的前提下推导出系统控制律[3]。然而,由于永磁同步电机具有较强的非线性,同时在实际运行过程中,由于内部参数的摄动和外部扰动的影响,单纯使用反步控制的实际效果较差。宋江鹏等[4]设计了基于扩张状态观测器的自适应反步控制器,引入摩擦自适应补偿,减小了电机运行过程中摩擦的影响,取得了良好的效果;孙洪博等[5]将滑模观测器和扩张状态观测器级联,更精确地估计出转子位置、转速和外部干扰;文献[6]提出了一种改进的滑模自抗扰控制算法,在启动特性和减小抖振等方面均表现良好;贾红敏等[7]对自抗扰控制器终端扩张状态观测器进行了改进,提高了观测器对扰动的观测速度。滑模控制由于其良好的抗干扰性和鲁棒性,应用越来越广泛。文献[8]将分数阶微积分理论应用到滑模面的设计中,提出了一种基于分数阶积分滑模面的PMSM速度控制算法,使速度跟踪精度进一步提高;谭光兴等[9]通过设计新型趋近率提高了调速系统的动态响应速度,并抑制了抖振。针对内部参数摄动和外部扰动的影响,文献[10]引入扰动观测器,实时观测扰动值并前馈给控制器,但其观测器增益恒定不变,因此,在某些工况下对扰动的观测速度较慢;赵健等[11]在PMSM的控制中为了避免由于负载扰动的不确定性而导致较大的切换增益引起抖振,设计了基于指数收敛的干扰观测器。

本文的主要方法是首先设计基于扰动观测器的反步控制器,并对扰动观测器进行了改进。然后,为进一步减小PMSM内部参数在一定范围内时变的影响,在反步控制器中引入自适应控制策略,设计自适应反步控制器,进一步提高了粗跟踪系统的跟踪精度。最后,为减小PMSM运行时仍存在观测误差等外部不确定因素的影响,在自适应反步控制器中增加了鲁棒反馈项,进一步减小了系统跟踪误差。最终设计了基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器,有效提升了空间激光通信粗跟踪系统的跟踪精度。

## 1　PMSM数学模型

本文采用的PMSM在d-q参考系中的数学模型($i_d=0$)如下:

$$\frac{d\theta}{dt}=\omega \tag{1}$$

$$\frac{d\omega}{dt}=\frac{1}{J}\left(\frac{3}{2}P\Phi i_q-B\omega-T_L\right) \tag{2}$$

$$\frac{di_q}{dt}=\frac{1}{L_q}\left(-Ri_q-P\omega L_d i_d-P\omega\Phi+u_q\right) \tag{3}$$

式中:$\theta$为转子物理角度;$\omega$为转子物理角速度;$J$为转动惯量;$P$为磁极对数;$\Phi$为电机永磁磁通;$i_q$、$i_d$分别是d-q坐标系下的定子电流;$B$为黏滞摩擦因数,$T_L$为负载转矩;$L_q$、$L_d$分别为d-q坐标系下的定子电感;$R$为定子相电阻;$u_q$为d-q坐标系下的定子电压。

在电机的实际应用中,会同时受到内部参数变化和外部扰动的影响,同时假设$T_L$未知且变化缓慢,根据式(2),方程可以改写为:

$$\frac{d\omega}{dt}=\frac{1}{J_x}\left(\frac{3}{2}P\Phi i_q-B_x\omega-D\right) \tag{4}$$

式中:$J$和$B$为实际值;$J_x$和$B_x$为标称值,并且有$J=J_x+\Delta J$,$B=B_x+[\Delta B]$,其中$\Delta J$和$\Delta B$为误差项;$D$定义为电机工作时受到的总扰动,并且有$D=\Delta J(d\omega/dt)+\Delta B\omega+T_L$,其中包含了内部参数摄动和外部负载转矩,同时假设总扰动$D$是有界的:$D<D_N$,$D_N>0$,而且在实际运行过程中$D$缓慢变化。

## 2 控制器设计

控制器的设计主要建立在反步法的基础上,然后结合非线性控制中常用的两种策略:自适应控制和鲁棒控制。反步法设计控制器的思路是一种递归设计方法,其主要思想是将复杂的非线性系统分解成一系列子系统,然后对每个子系统设计满足Lyapunov定律的标量函数和中间虚拟控制量,最后回推到整个系统,得到原来系统的控制律。

为了方便反步控制器的计,可将式(1)~(3)改写为:

$$\dot{x}_0 = x_1 \tag{5}$$

$$\dot{x}_1 = b_x x_2 - a_x x_1 - x_{\mathrm{D}} \tag{6}$$

$$\dot{x}_2 = b u_q + f_q(x) \tag{7}$$

式中:$b=1/L_q$,$x_0=\theta$,$x_1=\omega$,$x_2=i_{\mathrm{q}}$,$a_x=B_x/J_x$,$b_x=3P\Phi/2J_x$均为可被测量的量;$f_{\mathrm{q}}(x)$定义为:$f_{\mathrm{q}}(x)=-1/L_{\mathrm{q}}\left(Ri_{\mathrm{q}}+P\Phi\omega\right)$;$x_{\mathrm{D}}=D/J_x$是可以被扰动观测器观测得到的量。

### 2.1 反步控制器设计

针对位置环的设计目标:电机在内部参数和外部扰动都存在的情况下仍然可以达到期望的位置,现定义位置误差$e_0=x_{0\mathrm{d}}-x_0$,目标即$e_0\to 0$。

步骤1 构造第一个Lyapunov函数$V_0=1/2\,e_0^2$,对$V_0$求导得到:

$$\dot{V}_0 = e_0\dot{e}_0 = e_0(\dot{x}_{0\mathrm{d}} - x_1) \tag{8}$$

为满足保持系统稳定的条件:$\dot{V}_0\leqslant 0$,使:

$$\dot{x}_{0d} - x_1 = -k_0 e_0 \tag{9}$$

则虚拟控制输入$x_{1d}$可被设计为:

$$x_{1\mathrm{d}} = \dot{x}_{0\mathrm{d}} + k_0 e_0 \tag{10}$$

式中:$k_0>0$为控制器参数。

步骤2 根据步骤1中的$x_{1\mathrm{d}}$,定义第二个误差变量$e_1=x_{1d}-x_{1\mathrm{d}}$,然后构造第二个Lyapunov函数$V_1=V_0+1/2\,e_1^2$,然后对$V_1$求导得到:

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_0 + e_1\dot{e}_1 = e_0(\dot{x}_{0d} - x_1) + e_1\dot{e}_1 = e_0(e_1 - k_0 e_0) + e_1\dot{e}_1 = -k_0 e_0^2 + e_1(e_0 + \dot{e}_1) \tag{11}$$

同理为满足保持系统稳定的条件:$\dot{V}_1\leqslant 0$,使得:

$$e_0 + \dot{e}_1 = -k_1 e_1 \tag{12}$$

即可得到$V_1=k_0e_0^2-k_1e_1^2\leqslant 0$。然后由式(12)得到:

$$e_0 + \ddot{x}_{0\mathrm{d}} + k_0(\dot{x}_{0\mathrm{d}} - x_1) + a_x x_1 + x_{\mathrm{D}} - b_x x_2 = -k_1 e_1 \tag{13}$$

则虚拟控制输入$x_{2\mathrm{d}}$可以被设计为:

$$x_{2\mathrm{d}} = x_{2\mathrm{nd}} + \theta_1 x_D \tag{14}$$

$$x_{2\mathrm{nd}} = \theta_1\left(e_0 + \ddot{x}_{0\mathrm{d}} + k_0(\dot{x}_{0\mathrm{d}} - x_1) + a_x x_1 + k_1 e_1\right) \tag{15}$$

式中:$\theta_1=1/b_x$。

由式(14)(15)可以看出,$x_{2d}$包含了外部扰动项,第二部分将引入扰动观测器观测出扰动值并前馈给系统以减小扰动对系统运行带来的不利影响。

步骤3 步骤2中得到虚拟控制量$x_{2\mathrm{d}}$,构建第3个误差变量$e_2=x_{2\mathrm{d}}-x_2$。然后构造第3个Lyapunov函数$V_2=V_1+1/2\,e_2^2$,并且对$V_2$求导得到:

$$\dot{V}_2 = e_0\dot{e}_0 + e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 = -k_0 e_0^2 + e_1(b_x e_2 - k_1 e_1) + e_2\dot{e}_2 = -k_0 e_0^2 - k_1 e_1^2 + e_2(b_x e_1 + \dot{e}_2) \tag{16}$$

为满足保持系统稳定的条件:$\dot{V}_2\leqslant 0$,使得:

$$b_x e_1 + \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \tag{17}$$

将式(17)代入式(16)得到:

$$\dot{V}_2 = -k_0 e_0^2 - k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leqslant 0 \tag{18}$$

由式(17)和$e_2=x_{2d}-x_2$可以得到:

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_{2\mathrm{d}} - \dot{x}_2 = \dot{x}_{2\mathrm{nd}} + \theta_1\dot{x}_{\mathrm{D}} - \dot{x}_2 = \dot{x}_{2\mathrm{nd}} + \theta_1\dot{x}_{\mathrm{D}} - bu_{\mathrm{q}} - f_{\mathrm{q}}(x) = -k_2 e_2 - b_x e_1 \tag{19}$$

由式(19)可以求得控制量:

$$u_q = \frac{1}{b}\left[\dot{x}_{2\mathrm{nd}} + \theta_1\dot{x}_{\mathrm{D}} - f_{\mathrm{q}}(x) + k_2 e_2 + b_x e_1\right] \tag{20}$$

其中:

$$\dot{x}_{2\mathrm{nd}} = \theta_1(\dot{e}_0 + \dddot{x}_{0\mathrm{d}} + k_0\ddot{x}_{0\mathrm{d}} + k_1\dot{x}_{1\mathrm{d}}) + \theta_1\left[(a_x - k_0 - k_1)\dot{x}_1\right] = \theta_1\left[\dddot{x}_{0\mathrm{d}} + (k_0 + k_1)\ddot{x}_{0\mathrm{d}}\right] + \theta_1(k_0k_1 + 1)\cdot(\dot{x}_{0\mathrm{d}} - x_1) + \theta_1(a_x - k_0 - k_1)\cdot(b_x x_2 - a_x x_1) - \theta_1(a_x - k_0 - k_1)x_{\mathrm{D}} \tag{21}$$

综合式(20)(21)可以看出,最终的控制量$u_q$包括了扰动项$x_{\mathrm{D}}$及其导数$\dot{x}_{\mathrm{D}}$,因此,后续设计了扰动观测器来进行对$x_{\mathrm{D}}$的观测。

### 2.2 扰动观测器设计

由于式(20)(21)中包括了扰动项$x_{\mathrm{D}}$及其导数$\dot{x}_{\mathrm{D}}$,所以本节设计扰动观测器并将观测到的值前馈到系统,以此来尽可能减小外部扰动及其变化对系统产生的不利影响。

首先非线性扰动观测器设计如下:

$$\dot{\hat{x}}_{\mathrm{d}} = l(x_1)\left[x_{\mathrm{D}} - \hat{x}_{\mathrm{D}}\right] \tag{22}$$

然后根据式(6)得到$\dot{x}_D$,所以得到:

$$\dot{\hat{x}}_{\mathrm{D}}=l(x_1)\left[\dot{x}_1+a_x x_1-b_x x_{2\mathrm{d}}-\hat{x}_{\mathrm{D}}\right] \tag{23}$$

式中:$L_1>0$为扰动观测器的增益。

同时注意到式(23)中包含$\dot{x}_1$,而$\dot{x}_1$无法直接测量,故式(23)再次改写如下:

$$\dot{\hat{x}}_D-l(x_1)\dot{x}_1=l(x_1)\left[a_x x_1-b_x x_{2\mathrm{d}}-\hat{x}_{\mathrm{D}}\right] \tag{24}$$

将式(24)等号左侧$\dot{\hat{x}}_{\mathrm{D}}-l(x_1)\dot{x}_1$定义为中间变量$\dot{z}$,即:

$$\dot{z}=\dot{\hat{x}}_{\mathrm{D}}-l(x_1)\dot{x}_1 \tag{25}$$

定义另一个非线性函数$q(x_1)$,并且有:

$$\frac{\partial q(x_1)}{\partial x_1}=l(x_1) \tag{26}$$

由式(25)和式(26)可以得到,$z=\hat{x}_{\mathrm{D}}-q(x_1)$,所以观测得到最终的扰动即:

$$\hat{x}_{\mathrm{D}}=z+q(x_1) \tag{27}$$

传统的扰动观测器中的$q(x_1)=L_1x_1$,其中$L_1>0$是观测器增益。本文为使观测器在扰动变化时能够更快地观测到扰动值(即加快收敛速度)同时要进一步减小观测器误差,将扰动观测器中的$q(x_1)$进行改进,以达到设计目标。

本文将$q(x_1)$设计如下:

$$q(x_1)=L_1x_1+L_2x_1^3 \tag{28}$$

式中:$L_1>0$且$L_2>0$,$L_1$、$L_2$均为观测器增益。

然后将$qx_1$对$x_1$进行微分得到:

$$l(x_1)=L_1+3L_2x_1^2\geqslant L_1 \tag{29}$$

与传统的扰动观测器增益$L_1$相比,本文的$l(x_1)=L_1+3L_2x_1^2$恒大于等于$L_1$,因此,在外部扰动变化时,状态量$x_1$的稳定性受到影响,意味着电机最终的位置也会被影响,而本文设计的$l(x_1)$增加了状态量$x_1$的平方项,可以更为快速准确地观测到外部扰动值。

### 2.3　自适应控制器设计

由于在实际运行过程中系统内部参数会在一定范围内变化,如转动惯量$J$、黏滞摩擦因数$B$。针对系统内部参数时变的问题,自适应控制策略具有良好的控制效果,并且结合上述的反步控制可以实现自适应反步控制器的设计。

根据上述定义$a_x=B_x/J_x$,$b_x=3P\Phi/2J_x$,$\theta_1=1/b_x$,以及式(20)(21),再做如下定义:

$$\theta^{\mathrm{T}}=\left[\theta_1\quad a_x\quad b_x\quad \theta_1a_x\quad \theta_1a_x^2\right] \tag{30}$$

$$\varphi=\begin{bmatrix}\ddot{x}_{0\mathrm{d}}+(k_0+k_1)(\ddot{x}_{0d}+\hat{x}_{\mathrm{D}})+\\(k_0k_1+1)(\dot{x}_{0\mathrm{D}}-x_1)+\dot{\hat{x}}_{\mathrm{D}}\\x_2\\e_1\\x_1(k_0+k_1)-x_{\mathrm{D}}\\-x_1\end{bmatrix} \tag{31}$$

同时得到:

$$\begin{aligned}&b_xe_1+\dot{e}_{2\,2}=be_1+\dot{x}_{2\mathrm{nd}}+\theta_1\dot{x}_{\mathrm{D}}-bu_{\mathrm{q}}-f_{\mathrm{q}}(x)\\&=\theta^{\mathrm{T}}\varphi-x_2(k_0+k_1)-bu_{\mathrm{q}}-f_{\mathrm{q}}(x)\end{aligned} \tag{32}$$

针对内部参数定义误差变量$\tilde{\theta}=\hat{\theta}-\theta$,其中$\theta$为实际值,$\hat{\theta}$为标称值,$\dot{\hat{x}}_{\mathrm{D}}$是$\hat{x}_{\mathrm{D}}$的微分。定义第4个Lyapunov函数$V_3=V_2+1/2\,\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\Gamma^{-1}\tilde{\theta}$,再对$V_3$求导得到:

$$\begin{aligned}&\dot{V}_3=-k_0e_0^2-k_1e_1^2+e_2(b_xe_1+\dot{e}_2)+\\&\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\Gamma^{-1}\dot{\tilde{\theta}}=-k_0e_0^2-k_1e_1^2+\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\Gamma^{-1}\dot{\hat{\theta}}+\\&e_2\left[\theta^{\mathrm{T}}\varphi-x_2(k_0+k_1)-f_q(x)-bu_q\right]\end{aligned} \tag{33}$$

式中:$\boldsymbol{\Gamma}\,\mathrm{diag}\{\gamma_1,\gamma_2,\gamma_3,\gamma_4,\gamma_5\}$,$\gamma_i>0$,$\boldsymbol{\Gamma}$为参数自适应速率矩阵。

为满足系统稳定的条件,即$\dot{V}_3\leqslant0$,由式(32)可以得到控制量$u_{\mathrm{q}}$的表达式:

$$u_{\mathrm{q}}=u_{\mathrm{q1}}+u_{\mathrm{s1}} \tag{34}$$

$$u_{\mathrm{q1}}=\frac{1}{b}\left[\hat{\theta}^{\mathrm{T}}\varphi-x_2(k_0+k_1)-f_{\mathrm{q}}(x)\right] \tag{35}$$

$$u_{\mathrm{s1}}=\frac{k_2e_2}{b} \tag{36}$$

式中:$u_{\mathrm{q1}}$为参数自适应律的模型补偿项;$u_{\mathrm{s1}}$为满足系统稳定的线性反馈项。

将式(34)(35)(36)代入式(33)得到:

$$\dot{V}_3=-k_0e_0^2-k_1e_1^2-k_2e_2^2-\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\varphi e_2+\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}^{-1}\dot{\hat{\theta}} \tag{37}$$

由于$\tilde{\theta}=\hat{\theta}-\theta$,且$\theta$缓慢变化可看作常数,所以$\dot{\tilde{\theta}}=\dot{\hat{\theta}}$,式(37)可变为:

$$\dot{V}_3=-k_0e_0^2-k_1e_1^2-k_2e_2^2-\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\varphi e_2+\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\Gamma}^{-1}\dot{\hat{\theta}} \tag{38}$$

为使$\dot{V}_3$负定,令式(38)后两项为0,可得到参数自适应律为:

$$\dot{\hat{\theta}}=\mathrm{proj}_{\hat{\theta}}(\boldsymbol{\Gamma}\varphi e_2) \tag{39}$$

式中:$\mathrm{proj}_{\hat{\theta}}(\cdot)$为投影算子,其定义满足:

$$\mathrm{proj}_{\hat{\theta}}(\cdot)=\begin{cases}0,\hat{\theta}=\theta_{\max}且\cdot>0\\0,\hat{\theta}=\theta_{\min}且\cdot<0\\\cdot,其他\end{cases} \tag{40}$$

因此,式(39)这样一个带有投影的参数自适

应律可以保证有界:

$$\hat{\theta}:\theta_{\min}\leqslant\hat{\theta}\leqslant\theta_{\max} \tag{41}$$

### 2.4 鲁棒反馈项设计

由扰动观测器观测得到的扰动值和实际的扰动值不会完全相同,总是会有一定程度的滞后导致观测结果不准确,并且还有外部不确定的因素也会对系统的跟踪精度产生影响,因此,再设计一个鲁棒反馈项使控制器对内部参数的时变和外部扰动均有良好的抑制作用,使系统更加稳定。

首先,定义扰动观测误差$\tilde{x}_D=\hat{x}=x_D$,再根据2.3节中的式(34)(35)(36),可以得到:

$$u_{\mathrm{q}}=u_{\mathrm{q1}}+u_{\mathrm{s1}}+u_{\mathrm{s2}} \tag{42}$$

$$u_{q1}=\frac{1}{b}\left[\hat{\theta}^{T}\varphi-x_2(k_0+k_1)-f_{\mathrm{q}}(x)\right] \tag{43}$$

$$u_{s1}=\frac{k_2e_2}{b} \tag{44}$$

式中:$u_{\mathrm{q1}}$为自适应模型补偿部分;$u_{\mathrm{s1}}$为满足Lyapunov方程负定的线性反馈项;$u_{s2}$为抑制系统外部扰动增加的鲁棒项。同时$u_{s2}$需要满足如下两个条件:

$$1.e_2u_{s2}\leqslant 0 \tag{45}$$

$$2.e_2\left[\frac{1}{b}u_{s2}+\left(\tilde{\theta}^{T}\varphi+\tilde{x}_D\right)\right]\leqslant\varepsilon \tag{46}$$

式中:$\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\varphi$包含内部参数的估计误差;$\tilde{x}_{\mathrm{D}}$为外部扰动观测误差;$\varepsilon$为一个任意小的常数。

鲁棒项$u_{s2}$的设计就是为减小上述两个方面带来的影响。并且根据实际情况,内部参数$\theta$和外部扰动$x_{\mathrm{D}}$都是有界的,故:

$$\left|\tilde{\theta}^{\mathrm{T}}\varphi+\tilde{x}_{\mathrm{D}}\right|\leqslant p \tag{47}$$

式中:$p$为满足$\theta$和$x_{\mathrm{D}}$测量误差的任何光滑函数。

因此,再结合式(41)设计鲁棒项$u_{s2}$如下:

$$u_{s2}=\frac{p^2}{4\varepsilon b}e_2 \tag{48}$$

将式(42)(43)(44)(48)代入式(33)得到:

$$\dot{V}_3=-k_0e_0^2-k_1e_1^2-k_2e_2^2-\frac{p^2}{4\varepsilon}e_2^2\leqslant 0 \tag{49}$$

式(49)表明$\dot{V}_3$负定,即改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器是稳定的。

## 3 数值仿真实验

本节针对上述得到的联合改进扰动观测器的空间激光通信PMSM鲁棒自适应反步控制器进行了仿真验证。本仿真中用到的电机参数如表1所示,其中转动惯量和黏滞摩擦因数均是在一定范围内缓慢变化的值。

控制器参数包括鲁棒自适应控制器的参数$k_0$、$k_1$、$k_2$和自适应参数$\boldsymbol{\Gamma}$,扰动观测器的参数$L_1$、$L_2$。由于鲁棒反馈项中的$p$和$\varepsilon$无法确定,所以通常将$p^2/4\varepsilon$给定一个足够大的值来代替,本文采用$p^2/4\varepsilon=10$来进行仿真。给定参考输入函数为$x_{0\mathrm{d}}=1.6667\sin(0.3t)$,给定的扰动输入函数为$x_{\mathrm{D}}=0.1\sin(\pi t/20)$,q轴电流参考值通过状态量$x_1$即速度经PI控制器得到,其中$k_{\mathrm{p}}=0.5$,$k_{\mathrm{i}}=8$。同时,为更加逼近实际工况,在扰动观测器的速度项$x_1$上增加方差为3.6111e−11的随机噪声,并引入低通滤波器:1/[1/2000×$pi$)$s$+1]。

**表1 PMSM的参数值**

**Table 1 The parameter value of the PMSM**

| 参 数 | 取值 |
|---|---|
| 额定电压/V | 28 |
| 额定转速/(r•min$^{-1}$) | 60 |
| 额定转矩/(N•m) | 0.3 |
| 额定电流/A | 2 |
| 转动惯量/(kg•m$^2$) | (0.00048~0.00061) |
| 永磁体磁通/Wb | 0.0613 |
| 电子电阻/Ω | 1.5 |
| 定子电感/mH | 1.1 |
| 磁极对数 | 11 |
| 粘滞摩擦系数/(kg•m$^2$•s$^{-1}$) | (0.0010~0.0014) |

### 3.1 仿真1

仿真1对比扰动观测器改进前后的观测效果,即分别对基于原扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器和基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器进行仿真。

控制器参数给定如下$k_0=k_1=5$,$k_2=25$,自适应参数$\boldsymbol{\Gamma}=\{2\times10^4,2\times10^4,2\times10^4,2\times10^4,2\times10^4\}$。采用原扰动观测器时其增益$L_1=10$,$L_2=0$,即$l_1(x_1)=L_1$;采用改进后的扰动观测器时,增益为$L_1=10$,$L_2=10$。改进前扰动观测器的观测结果如图1所示,改进后扰动观测器的观测结果如图2所示。

由图1和图2可以看出,在控制器参数和自适应参数相同的情况下,当扰动观测器观测到较为准确的扰动时,原扰动观测器的观测误差约为0.0017°,观测时间约为0.62 s,改进后的扰动观测器的观测误差约为0.0013°,观测时间约为0.51 s。并且改进后观测器的观测误差均值明显小于改进前的误差均值。以上仿真结果表明:扰

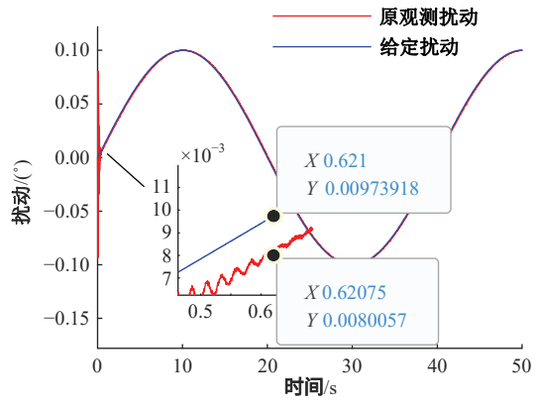



图 1　改进前扰动观测器的观测结果

**Fig. 1　Observation results of perturbation observer before improvement**

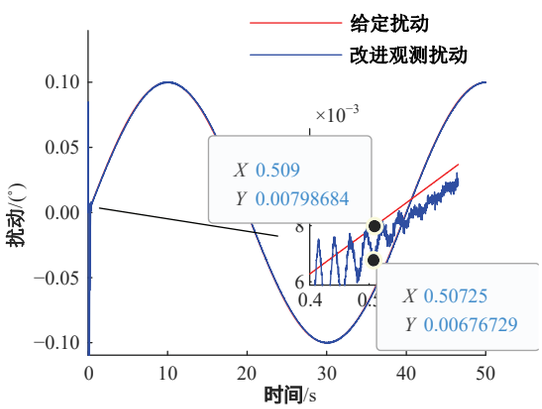



图 2　改进后扰动观测器的观测结果

**Fig. 2　Observation results of improved perturbation observer**

动观测器的改进在准确性和快速性上均有一定提升。

### 3.2　仿真 2

仿真 2 对比有无鲁棒反馈项对系统位置跟踪效果的影响,即分别对基于改进扰动观测器的自适应反步控制器和基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器进行仿真。

控制器参数 $k_0=k_1=5$,$k_2=25$,自适应参数 $\boldsymbol{\Gamma}\{2\times10^4,2\times10^4,2\times10^4,2\times10^4,2\times10^4\}$,扰动观测器的增益 $L_1=10$,$L_2=10$。

当给定位置参考输入为 $x_{0d}=1.666\ 7\sin(0.3t)$时,两种控制器的位置跟踪误差曲线分别如图 3、图 4 所示,从中可看出,在参考轨迹、外部扰动和扰动观测器增益相同的情况下,基于改进扰动观测器的自适应反步控制器和基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器都可以良好地追踪到参考输入,并且使跟踪误差保持在 50 μrad 以内。但是,基于改进扰动观测器的自适应反步控

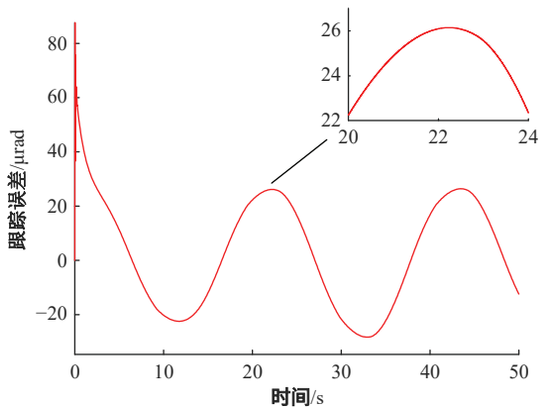



图 3　未加鲁棒反馈项的位置跟踪误差

**Fig. 3　Position tracking error without robust feedback term**

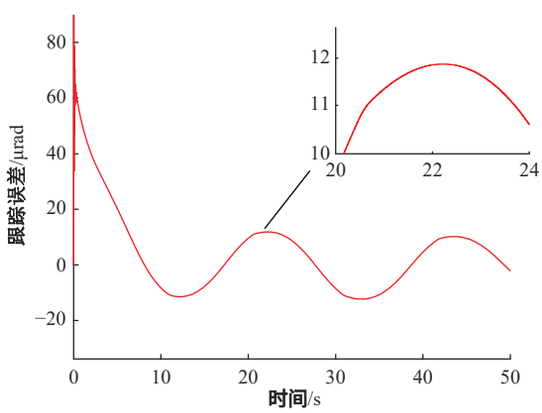


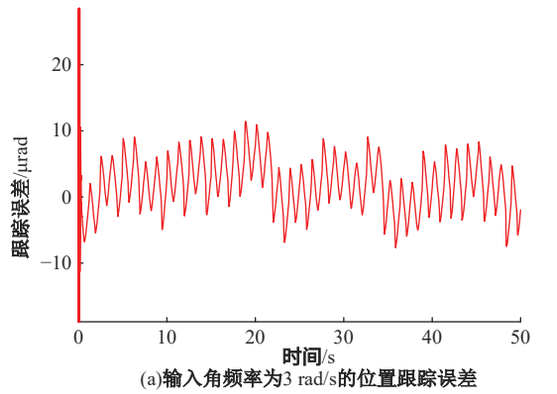

图 4　加鲁棒反馈项的位置跟踪误差

**Fig. 4　Position tracking error with robust feedback term**

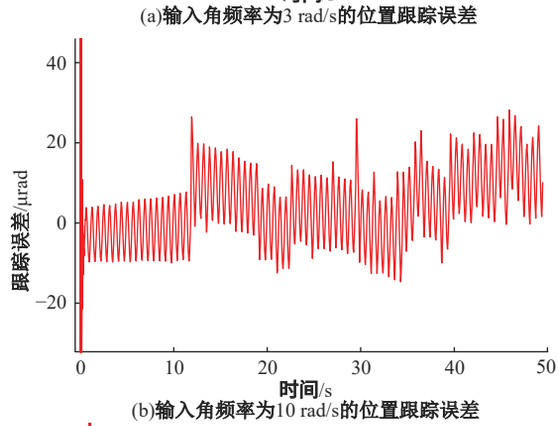
制器的位置跟踪误差最大约为 26 μrad,而基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器的位置跟踪误差最大约为 12 μrad,因此,对于外部扰动的影响,基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器稳态性能更好。

为进一步探究本文控制方案的动态性能,决定改变给定参考输入正弦信号的角频率进行对比仿真。将原参考输入 $x_{0d}=1.666\ 7\sin(0.3t)$的角频率分别改为 3、10、12 和 13 rad/s 进行仿真,其余仿真参数均相同。得到的仿真结果如图 5 所示。

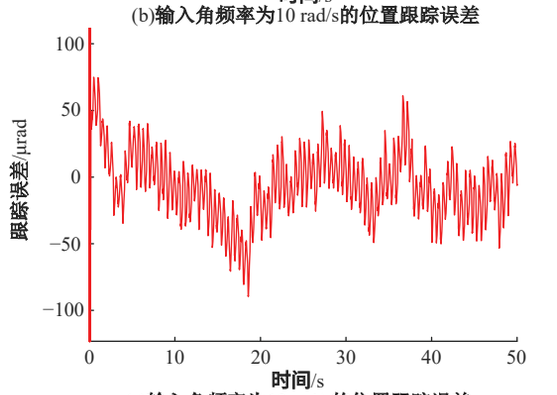
由图 5 可以看出,当给定位置参考输入的角频率分别为 3 rad/s 和 10 rad/s 时,其输出的位置跟踪误差最大分别约为 10 μrad 和 20 μrad,在期望的误差 50 μrad 以内;而当给定位置参考输入的角频率变为 12 rad/s 时,仿真输出的位置跟踪误差明显增大,最大误差在 60 μrad 左右;最后当给定位置参考输入的角频率变为 13 rad/s 时,从图 5(d)中可以看



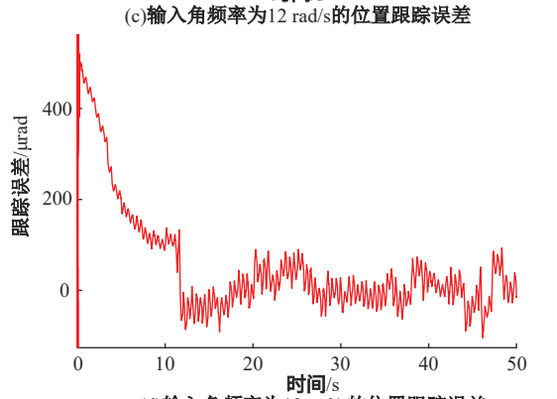
(a)输入角频率为3 rad/s的位置跟踪误差



(b)输入角频率为10 rad/s的位置跟踪误差



(c)输入角频率为12 rad/s的位置跟踪误差



(d)输入角频率为13 rad/s的位置跟踪误差

**图5 给定不同角频率参考输入的位置跟踪误差**

**Fig. 5 Position tracking error for reference inputs given different angular frequencies**

出,系统输出的位置跟踪误差进一步增大,并且在稳定运行时,最大误差也在100 μrad左右,明显不满足期望的跟踪精度。同时,由于本文研究是基于空间激光通信粗跟装系统的应用背景,实际情况中给定位置正弦参考输入信号的角频率一般在1 rad/s以内,结合上述仿真结果,进一步验证了本文控制方法对空间激光通信的应用具有一定意义。

## 4 结束语

本文针对空间激光通信粗跟装系统永磁同步电机运行时,存在内部参数时变和外部扰动的问题,设计了基于改进扰动观测器的鲁棒自适应反步控制器,有效地提高了粗跟踪系统的跟踪精度和抗扰能力。对于系统实际运行时内部参数时变的特点,在反步法的基础上设计出自适应反步控制器,同时对控制器中未知的扰动项,采用扰动观测器对其进行观测,并且对扰动观测器进行了改进,有效减小了扰动观测的误差。又考虑到在实际工况中仍然存在不确定的外部干扰,在自适应反步控制器中增加了鲁棒反馈项,进一步减小系统的跟踪误差。最后,通过仿真验证了研究成果的有效性。

**参考文献:**

[1] 鄢永耀, 刘伟, 付锦江. 高定位精度转台检测系统调整误差补偿[J]. 吉林大学学报: 工学版, 2017, 47(3): 855-860.
Yan Yong-yao, Liu Wei, Fu Jin-jiang. Adjustment error compensation of high positioning accuracy turntable detection system[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2017, 47(3): 855-860.

[2] 王文杰, 徐伟, 朴永杰, 等. 卫星星间激光通信粗跟踪转台控制系统[J]. 光学精密工程, 2021, 29(12): 2797-2805.
Wang Wen-jie, Xu Wei, Piao Yong-jie, et al. Rough tracking turntable control system for intersatellite laser communication[J]. Optical Precision Engineering, 2021, 29(12): 2797-2805.

[3] 李远军, 方爱荣. 永磁同步电机自适应反步滑模控制[J]. 科技通报, 2019, 35(8): 167-171.
Li Yuan-jun, Fang Ai-rong. Adaptive backstepping sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Scientific Bulletin, 2019, 35(8): 167-171.

[4] 宋江鹏, 周荻, 孙广利. 基于扩张观测器的反射镜平台自适应鲁棒控制[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(4): 876-882.

Song Jiang-peng, Zhou Di, Sun Guang-li. Adaptive robust control of mirror platform based on extended observer[J]. Systems Engineering and Electronic Technology, 2017, 39(4):876-882.

[5] 孙洪博, 张晓宇, 柳向斌. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机自适应鲁棒控制[J]. 控制工程, 2024, 31(1): 112-120.
Sun Hong-bo, Zhang Xiao-yu, Liu Xiang-bin. Adaptive robust control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer[J]. Control Engineering, 2024, 31(1): 112-120.

[6] 周杨, 李祥飞, 邹莉华, 等. 基于滑模自抗扰的永磁同步电机控制[J]. 湖南工业大学学报, 2022, 36(1): 46-52.
Zhou Yang, Li Xiang-fei, Zou Li-hua, et al. Permanent magnet synchronous motor control based on sliding mode auto-disturbance rejection[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2022, 36(1):46-52.

[7] 贾红敏, 张立广, 闫婴. 基于改进自抗扰的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10): 33-39.
Jia Hong-min, Zhang Li-guang, Yan Zhao. Permanent magnet synchronous motor position servo system based on improved auto-disturbance rejection[J]. Motor and Control Applications, 2020, 47(10): 33-39.

[8] 黄家才, 施昕昕, 李宏胜, 等. 永磁同步电机调速系统的分数阶积分滑模控制[J]. 吉林大学学报: 工学版, 2014, 44(6): 1736-1742.
Huang Jia-cai, Shi Xin-xin, Li Hong-sheng, et al. Fractional order integral sliding mode control for permanent magnet synchronous motor speed control system[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2014, 44(6):1736-1742.

[9] 谭光兴, 苏荣键, 岑满伟. 基于扰动观测器的PMSM滑模控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022, 2022(4): 11-14.
Tan Guang-xing, Su Rong-jian, Cen Man-wei. PMSM sliding mode control based on disturbance observer[J]. Modular Machine Tools and Automation Technology, 2022(4):11-14.

[10] Ling L X, Chen G, Li Q. Ultra-local model-free predictive current control based on nonlinear disturbance compensation for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2020, 8: 127690-127699.

[11] 赵健, 邓志辉, 朱冰, 等. 面向电子机械助力制动的永磁同步电机位置伺服控制[J]. 吉林大学学报:工学版, 2020, 50(3): 834-841.
Zhao Jian, Deng Zhi-hui, Zhu Bing, et al. Permanent magnet synchronous motor position servo control for electromechanical assisted braking[J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2020, 50(3): 834-841.