

文章编号 1004-924X(2020)06-1353-12

周视扫描成像系统的转台转速高精度控制

吴少博^{1,2}, 苏秀琴^{1*}, 王凯迪^{1,2}

- (1. 中国科学院 西安光学精密机械研究所, 陕西 西安 710119;
2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要:为实现基于转台的像移补偿型周视扫描成像系统的高分辨率稳定成像,提出了一种复合控制算法对永磁同步电机驱动的扫描转台进行转速跟踪控制。根据转台的载荷特点及电机的数学模型,建立了包含机械参数不确定性和快变转矩扰动的单采样率控制系统模型;采用快速非奇异终端滑模和扩张高增益观测器复合控制实现了转速跟踪控制;采用快速非奇异终端滑模实现了最大转矩电流比控制;最后,分析并验证了基于上述复合算法的转速跟踪控制性能。实验表明:在转台转速设定为 120 r/min 或 240 r/min 时,采用该复合算法的转速跟踪误差均小于 0.1%。与 PI 控制、快速非奇异终端滑模控制及线性滑模+观测器控制相比,采用该复合算法的转台转速响应具有无超调、抗扰动性能更强、跟踪精度更高的优点,能保证所述周视成像系统获得清晰稳定的周视全景图像。

关键词:周视成像;像移补偿;转台;永磁同步电机;滑模控制

中图分类号: TM351; TP273; TN29 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20202806.1353

High-precision speed control of the turntable of a circumferential scanning imaging system

WU Shao-bo^{1,2}, SU Xiu-qin^{1*}, WANG Kai-di^{1,2}

- (1. Xi'an Institute of Optics and Precision Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710119, China;
 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)
- * Corresponding author, E-mail: wushaobo@opt.cn

Abstract: In this study, a composite control algorithm was developed for controlling the turntable speed of a circumferential scanning imaging system (ICSIS) driven by a permanent magnet synchronous motor (PMSM) to obtain stable high-resolution images. Based on the load characteristics of the turntable and the mathematical model of the PMSM, a single-sampling rate control system model, comprising the mechanical parameter uncertainty and fast-changing torque disturbance, was established. The fast nonsingular terminal sliding mode (FNTSM) control and an extended high-gain observer were used in designing the speed-tracking controller. The maximum torque current ratio control was determined through another FNTSM control. Finally, the performance of the speed tracking control based on the above composite algorithm was analyzed and verified. The experimental results show

收稿日期:2019-12-31;修订日期:2020-02-30.

基金项目:中国科学院战略高新技术创新基金资助项目(No. GQRC-19-19)

that when the turntable speed is set to 120 or 240 r/min, the speed tracking error is less than 0.1%. Compared with the proportional-integral control, FNTSM control, and linear sliding mode control+observer, the governing system with the proposed algorithm was characterized by no overshooting, stronger anti-disturbance, and higher speed-tracking precision, which enabled the ICSIS to capture clear and stable circumferential images.

Key words: circumferential imaging; image shift compensation; turntable; permanent magnet synchronous motor; sliding mode control

1 引言

随着图像传感器和数字图像处理技术的发展,高分辨力、大视场的成像需求越来越多,全景成像技术应运而生。作为全景成像一种主要的手段,周视成像^[1-2]以匀速旋转的扫描转台带动成像设备转动实现 360°全景成像,广泛用于搜索监视任务。包含快速反射镜的像移补偿型周视扫描成像系统^[2]能够实现相机曝光时间内的无像移稳定成像,但对转台的转速精度及鲁棒性提出了更高的要求。

为获得清晰稳定的周视图像,转台在载荷变化或者转矩扰动时要具有高精度的转速。作为一种具有高转矩电流比、高功率效率比、高功率体积/质量比、损耗小的电机,永磁同步电机是驱动高精度速率转台的一种优选方案。成像设备及转台自身质量分布的不确定性,最终反映在永磁同步电机系统的转动惯量和系统阻尼参数的变化上。快速反射镜的往复运动及转台内部线绕(电源线及传感器数据线)随转台旋转产生了快速变化的转矩扰动。因此,控制器要具有快速响应快变扰动的能力和对系统机械参数的鲁棒性。

近年来,国内外永磁同步电机转速控制技术的发展很快,研究者们提出了各种各样的控制方法,例如反步控制^[3-4]、预测控制^[5-6]、模糊控制^[7]、滑模控制^[8-9]、学习控制^[10-11]、自适应控制^[12-13]以及基于观测器的复合控制^[14-15]等。这些方法基本都是以转速闭环和电流闭环串级控制为主的双采样率控制系统,转速闭环的采样率始终小于电流闭环以确保系统稳定性。因此,在最高采样率受控制器的限制下,转速环控制算法的控制效果难以达到最优。近年来,滑模控制由于具有很强的抗干扰性能和鲁棒性能,而成为研究重点^[8-9,13-17]。但滑模本身具有抖振的缺点,常常需

要配合扰动观测器以减小抖振对系统稳定性和稳态精度的损害。现有的基于观测器的滑模控制在对于转矩引起的系统扰动建模时多考虑常数或缓变转矩^[12,14-15],少有考虑转矩扰动快速变化的情况,对于类似于像移补偿周视成像这种转矩快变且无法预知的系统,则不能获得高精度转速跟踪。此外,这些基于观测器的滑模控制对于转矩扰动和参数不确定性的整体建模中包含了 q 轴电压的导数,总扰动上界难以确定^[14-16],进而使得控制参数选取困难,观测器的优势不能得到充分发挥。

鉴于以上问题,本文提出了一种建立在单采样率闭环控制模型下的复合控制策略,并相应给出了只与转速的高阶导数有关、且包含机械参数变化和快变转矩扰动的复合扰动变量。然后,提出了一种基于快速非奇异终端滑模^[18-19]和扩张高增益观测器^[20-22]的复合控制算法,实现了永磁同步电机驱动的像移补偿型周视扫描成像系统的转台转速高精度鲁棒控制。实验表明,相比于传统的双采样率 PI 控制及单一采用快速非奇异终端滑模的控制,本算法具有明显的抗干扰和鲁棒特性,能实现机械参数不定和转矩快变下的高精度转速跟踪,并获得了清晰稳定的周视成像。

2 单采样率控制系统的数学模型

2.1 像移补偿型周视扫描成像系统工作原理及其转台转速控制需求分析

如图 1 所示,像移补偿型周视扫描成像系统由转台及固定在台面上的相机、快速反射镜、图像处理电路等装置组成(实物参见图 3)。该扫描系统在水平静止基座上运行,可对水平方向 360°范围的空间进行实时扫描成像。系统工作时,永磁同步电机驱动转台及固定在台面上的装置以某一设定转速水平连续旋转,相机按一定的帧频曝光成像,快速反射镜相对台面以相同频率在限定的

角度内进行水平方向的往复摆动。由于限位且成像帧频较高,快速反射镜的运动轨迹在大部分时间为非线性的,但要求它在每个成像周期的曝光时间内相对于转台反方向匀速摆动(将每个成像周期中的这段运动轨迹称为快速反射镜匀速段),使经过快速反射镜进入相机镜头的光线所对应的视场在每个成像周期的曝光时间内保持稳定,从而消除相机随转台旋转产生的像移,实现稳定清晰的周视成像。由光学原理不难看出,曝光时间内快速反射镜的反向摆速为转台转速的 1/2 时,可完全消除像移。

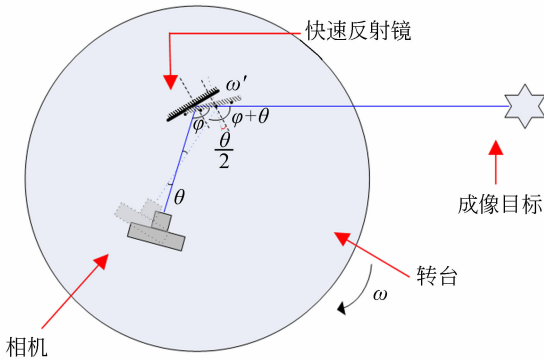


图 1 像移补偿型周视扫描成像系统原理
Fig. 1 Principle diagram of ICSIS

由于快速反射镜固定在转台之上,其摆速是相对转台的速率,因此不受转台转动的影响,且没有参数及负载的变化,在曝光时间内匀速摆动较易实现高精度。而对于转台,由于永磁同步电机本身的非线性、转台上和内部设备的复杂性、反射镜的快速往复摆动及限位,而成为机械参数不确定和快速转矩扰动同时存在的非线性不确定系统,传统控制算法难以实现其转速的高精度控制。因此,转台转速的高精度控制成为实现高精度像移补偿的关键。

在相机曝光时间参数一定时,每个成像周期的曝光时间内转台转速误差与快速反射镜匀速段的摆速误差的绝对值之和决定了进入相机的光线所对应水平视场角度的最大偏移量。成像效果以每帧成像是像元数的最大偏移量作为评价标准,在相机单帧水平像元数一定时,最大像移量和最大视场偏移角成正比。一般要求转台转速误差和快速反射镜匀速段的摆速误差在同一级别,否则最大视场偏移量及最大像移量的下限将由两个速率

误差较大者决定。本文在研究转台转速精度对成像效果的影响时,快速反射镜匀速段的摆速精度已达到和转台转速精度相当或更高的数量级。因此,最大像移量与转台转速精度的关系为:

$$\tilde{I} = \frac{\tilde{\alpha}}{\alpha} \times I, \tilde{\alpha} \leq 2\kappa\omega^* t_e, \quad (1)$$

其中: t_e 为曝光时间, κ 为转台转率精度, ω^* 为转台设定转速; α 和 I 分别为相机单帧水平视场角和像元数, $\tilde{\alpha}$ 和 \tilde{I} 分别为单帧水平最大视场偏移量和最大像移量。从式(1)得出,转台转速精度越高,成像最大像移量越小,每个像元点水平方向重叠越小,成像越清晰稳定。

2.2 控制系统模型建立

永磁同步电机驱动的周扫系统的转台在本质上就是一个永磁同步电机伺服传动系统。在建立永磁同步电机传动系统模型时,一般地,应对永磁同步电机做以下 3 点假设:(1)定子铁心饱和可以忽略;(2)定子反电动势是三相对称正弦的;(3)铁心涡流和磁滞损耗忽略不计。然后,在 $d-q$ 轴坐标下永磁同步电机传动系统的数学模型可表示为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (u_d - R_s i_d + n_p \omega L_q i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} = (u_q - R_s i_q - n_p \omega L_d i_d - n_p \omega \varphi_f) / L_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \left(\frac{3}{2} (n_p \varphi_f i_q + n_p (L_d - L_q) i_d i_q) - B\omega - T_l \right) / J \end{cases}, \quad (2)$$

其中: i_d, i_q 和 ω 分别代表永磁同步电机的 $d-q$ 轴电流和转子机械转速; u_d 和 u_q 代表 $d-q$ 轴定子输入电压; J 和 B 分别代表传动系统的转动惯量和摩擦阻尼系数; T_l 代表传动系统的负载转矩; R_s 代表定子电阻; L_d 和 L_q 为 $d-q$ 轴等效电感; φ_f 代表转子永磁体磁链; n_p 代表电机的极对数。

相比于内置式,表贴式永磁同步电机具有较小的磁链谐波且永磁体的用量较小,更容易实现高精度的转速控制且更易于搭载在对质量比较敏感的平台。因此,本文采用一个表贴式永磁同步电机作为转台的驱动,即满足 $L_d = L_q = L$, 则公式(2)中的运动方程可简化为:

$$\dot{\omega} = \frac{3n_p \varphi_r}{2J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{1}{J} T_l, \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{\omega} = & \frac{3n_p \varphi_r}{2JL} (u_q - R_s i_q - n_p \omega L i_d - n_p \omega \varphi_r) - \\ & \frac{B}{J} \dot{\omega} - \frac{1}{J} \dot{T}_l. \end{aligned} \quad (4)$$

如前所述,转台自身及其上的装置较多,其质量分布随工况而变,从而导致传动系统的转动惯量及摩擦阻尼的不确定性。这种参数不确定性通常是简单的常数变化。另外,成像系统在工作时,转台内部绕线随转台旋转产生小幅的不确定转矩扰动,同时转台上的像移补偿装置快速往复运动,对传动轴形成了主要的转矩扰动,这种扰动由于往复运动的快速性和非线性段的存在而成为快速变化且不确定的扰动。但由于像移补偿装置惯量较小,转矩扰动及其导数都是有界的。考虑转动惯量和摩擦阻尼随传动系统质量分布的变化,且转矩扰动快变的综合工况,定义电机本身的转动惯量和摩擦阻尼为 J_n 和 B_n ,则有:

$$\ddot{\omega} = \frac{3n_p\varphi_f}{2J_nL}(u_q - R_s i_q - n_p\omega(Li_d + \varphi_f)) - \frac{B_n}{J_n}\dot{\omega} - \frac{\Delta B}{J}\dot{\omega} - \frac{1}{J_n}\dot{T}_l, \quad (5)$$

其中: $\Delta J = J - J_n$, $\Delta B = B - B_n$ 且 $|\dot{T}_l| < T_c$, $T_c > 0$ 为 \dot{T}_l 的上界。

定义状态变量 $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T = [\omega, \dot{\omega}]^T$, 系统控制输入 $\mathbf{u} = [u_q, u_d]^T$, 系统输出 $\mathbf{y} = [x_1, i_d]^T = [\omega, i_d]^T$, 根据反馈线性化理论,系统的标准形方程可表示为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}[b_q + a_q u_q + d], \quad (6)$$

$$\dot{i}_d = b_d + \frac{1}{L}u_d, \quad (7)$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^2, \quad (8)$$

$$b_q = \frac{3n_p\varphi_f}{2J_nL}(-R_s i_q - n_p x_1(Li_d + \varphi_f)) - \frac{B_n}{J_n}x_2, \quad (9)$$

$$b_d = -R_s i_d / L + n_p i_q x_1, \quad (10)$$

$$a_q = \frac{3n_p\varphi_f}{2J_nL}, \quad (11)$$

$$d = -\frac{\Delta J}{J}\dot{x}_2 - \frac{\Delta B}{J}\dot{x}_1 - \frac{1}{J_n}\dot{T}_l. \quad (12)$$

不难看出,不同于传统的双采样率转速控制系统,上述控制系统模型是由 d - q 轴电压作为控制输入直接控制转速,因此转速控制系统只需要一个采样率。 d 是包含了机械参数(J 和 B)变化及转矩扰动的系统总扰动,除此之外, d 中只含有

转速变量的高阶导数。对于一个稳定的转速控制系统,转速的高阶导数显然有界,因此可认为总扰动 d 也是有界的,即 $|d| < D, D > 0$ 为 d 的上界。

3 控制器设计

定义 d 轴的参考电流为 i_d^* , 参考转速为 ω^* , 则由式(6)~式(7)可知控制问题实质为含有匹配扰动 d 的双输入双输出系统的跟踪问题。

3.1 转速跟踪控制器

在进行转速跟踪控制器设计时,先假定 i_d 是稳定的,即 i_d 也是有界的,这一点由 3.2 的 d 轴电流跟踪控制器保证。定义转速跟踪误差变量 $e_\omega = \omega^* - \omega$, 则其导数为 $\dot{e}_\omega = \dot{\omega}^* - \dot{\omega}$ 。采用简易符号^[18]:

$$\text{sig}(x)^a = |x|^a \text{sgn}(x). \quad (13)$$

定义滑模面变量:

$$s_1 = e_\omega + \lambda \text{sig}(\dot{e}_\omega)^\gamma, \quad (14)$$

其中: $\lambda > 0, 1 < \gamma < 2$ 。据文献[18],输入 u_q 的快速非奇异终端滑模(Fast Nonsingular Terminal Sliding Mode, FNTSM)控制设计为:

$$u_q = \frac{2J_nL}{3n_p\phi_r}[\dot{\omega}^* - b_q + \frac{1}{\lambda\gamma}\text{sig}(\dot{e}_\omega)^{2-\gamma} + k_{11}s_1 + k_{12}\text{sig}(s_1)^\rho], \quad (15)$$

其中: $0 < \rho < 1, k_{11} > 0, k_{12} > 0$ 。FNTSM 控制式(15)中只有非线性项 b_q 的补偿,没有关于扰动项 d 的任何补偿。根据文献[18]中的定理 1,有如下推论:

推论 1:在已知 i_d 受 u_d 稳定控制的前提下,系统(6)在式(15)给出的 u_q 的控制下,可在有限时间使得式(14)给出的滑模变量 s_1 和转速跟踪误差 e_ω 及其导数 \dot{e}_ω 分别收敛至:

$$|s_1| \leq \Omega_1 = \Phi = \min(\Phi_1, \Phi_2), \quad (16)$$

$$|e_\omega| \leq \Omega_2 = 2\Phi, |\dot{e}_\omega| \leq \Omega_3 = \left(\frac{\Phi}{\lambda}\right)^{\frac{1}{\gamma}}, \quad (17)$$

$$\Phi_1 = \frac{D}{k_{11}}, \Phi_2 = \left(\frac{D}{k_{12}}\right)^{1/\rho}. \quad (18)$$

根据公式(12)和推论 1,如果转矩扰动慢变,即 T_c 较小,选择较大的 k_{11} 和 k_{12} ,可以使系统稳定后, D 较小,进而得到较小的转速跟踪误差。当转矩快变时, T_c 和 D 较大且不随转速稳定而衰

减,此时 FNTSM 控制下的转速跟踪误差会较大。为此,本文提出了高增益扩张观测器(Extended High-Gain Observer, EHGO)和 FNTSM 相结合的复合控制策略来解决快变转矩存在时的转速跟踪问题。

定义 $[\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{d}]^T$ 为 $[x_1, x_2, d]^T$ 的观测向量,则高增益扩张观测器设计为^[21-22]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \mathbf{A}\hat{x} + \mathbf{B}(\hat{d} + \hat{b}_q + a_q u_q) + \mathbf{H}(\epsilon)(x_1 - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{d}} = \frac{\alpha_3}{\epsilon^3}(x_1 - \hat{x}_1) \end{cases}, \quad (19)$$

其中: $\hat{x} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2]^T$, $\alpha_i (i = 1, 2, 3)$ 满足 Hurwitz 多项式 $s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3$, $\epsilon > 0$ 是观测器增益的可调参数,且有:

$$\hat{b}_q = \frac{3n_p \psi_r}{2J_n L} (-R_s i_q - n_p x_1 (Lz + \psi_r)) - \frac{B_n}{J_n} x_2, \quad (20)$$

$$\mathbf{H}(\epsilon) = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_1}{\epsilon} & \frac{\alpha_2}{\epsilon^2} \end{bmatrix}^T. \quad (21)$$

当观测器的初始值与观测对象的初始值不同且 ϵ 很小时,观测器将出现峰值。文献[20]中,选择 ϵ 为时间的函数以减小滑模控制器下的高增益观测器的峰值,但是本文所述的系统扰动 d 由于快变转矩的存在不随时间而衰减,因此较大的观测误差可能出现在整个控制过程中。为避免整个控制过程的观测器峰值,本文的 ϵ 设计为观测误差的函数:

$$\frac{1}{\epsilon} = \begin{cases} R \left(\frac{E}{|\chi^1|} \right)^2, & |\chi^1| > E \\ R, & |\chi^1| \leq E \end{cases}, \quad (22)$$

其中: $\chi^1 = x_1 - \hat{x}_1$, $R > 0, E > 0$ 。 R 越大,最终的观测误差越小,系统跟踪精度越高,但要求较小的 E 以减小 $\frac{1}{\epsilon}$ 在观测误差较大时的值,从而避免较大的峰值。 R 和 E 的优选值可通过试验的方法确定。

基于扩张高增益观测器的快速非奇异终端滑模控制设计为:

$$u_q = \frac{2J_n L}{3n_p \psi_r} [\dot{\omega}^* - \hat{b}_q - \hat{d} + \frac{1}{\lambda \gamma} \text{sig}(\dot{e}_\omega)^{2-\gamma} +$$

$$k_{11} \hat{s}_1 + k_{12} \text{sig}(\hat{s}_1)^\rho], \quad (23)$$

其中:

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}^* - \dot{e}_\omega, \hat{s}_1 = e_\omega + \lambda \text{sig}(\dot{e}_\omega)^\gamma. \quad (24)$$

选择 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} s_1^2$, 由公式(24)

得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s_1 \dot{s}_1 = s_1 (\dot{e}_\omega + \lambda \gamma | \dot{e}_\omega |^{r-1} e_\omega) = \\ &= s_1 \lambda \gamma | \dot{e}_\omega |^{r-1} \left(\dot{e}_\omega + \frac{1}{\lambda \gamma} \text{sig}(\dot{e}_\omega)^{2-\gamma} \right) = \\ &= s_1 \lambda \gamma | \dot{e}_\omega |^{r-1} \left(\dot{\omega}^* - b_q - \frac{3n_p \psi_r}{2J_n L} u_q - d + \frac{1}{\lambda \gamma} \text{sig}(\dot{e}_\omega)^{2-\gamma} \right) = \\ &= s_1 \lambda \gamma | \dot{e}_\omega |^{r-1} (\Delta - k_{11} s_1 - k_{12} \text{sig}(s_1)^\rho) = \\ &= \lambda \gamma | \dot{e}_\omega |^{r-1} (s_1 \Delta - k_{11} s_1^2 - k_{12} | s_1 |^{\rho+1}), \end{aligned} \quad (25)$$

其中:

$$\begin{aligned} \Delta &= \hat{b}_q - b_q + \hat{d} - d + \frac{1}{\lambda \gamma} (\text{sig}(\dot{e}_\omega)^{2-\gamma} - \\ &= \text{sig}(\dot{e}_\omega)^{2-\gamma}) + k_{11} (\sigma_1 - \hat{\sigma}_1) + k_{12} (\sigma_1)^\rho - (\hat{\sigma}_1)^\rho. \end{aligned} \quad (26)$$

定义上界 $\Delta^* = \sup_{t > T(\epsilon)} |\Delta|$, 则由式(25)~式(26)和文献[18]中的定理 1, 有如下推论:

推论 2: 在已知 i_d 受 u_d 稳定控制的前提下, 系统(6)在式(19)~式(24)给出的 u_q 的控制下, 在有限时间使得式(14)给出的滑模变量 s_1 和转速跟踪误差 e_ω 及其导数 \dot{e}_ω 分别收敛至:

$$|s_1| \leq \tilde{\Omega}_1 = \tilde{\Phi} = \min(\tilde{\Phi}_1, \tilde{\Phi}_2), \quad (27)$$

$$|e_\omega| \leq \tilde{\Omega}_2 = 2\tilde{\Phi}, |\dot{e}_\omega| \leq \tilde{\Omega}_3 = \left(\frac{\tilde{\Phi}}{\lambda} \right)^{\frac{1}{\gamma}}, \quad (28)$$

$$\tilde{\Phi}_1 = \frac{\Delta^*}{k_{11}}, \tilde{\Phi}_2 = \left(\frac{\Delta^*}{k_{12}} \right)^{1/\rho}. \quad (29)$$

定义 EHGO 观测误差为:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\chi} &= [\chi^1, \chi^2, \chi^3]^T = \\ &= [x_1 - \hat{x}_1, x_2 - \hat{x}_2, d - \hat{d}]^T. \end{aligned} \quad (30)$$

根据奇异摄动理论^[20,22], $\|\boldsymbol{\chi}\|$ 将在很短的时间 $T(\epsilon)$ 成为 $O(\epsilon)$ 的, 即当 $\epsilon \rightarrow 0$ 时, $T(\epsilon) \rightarrow 0$ 且 $\|\boldsymbol{\chi}\| \rightarrow 0$ 。则由式(20)、式(24)和式(26)可知, 经过时间 $T(\epsilon)$ 后, $|\Delta|$ 是 $O(\epsilon)$ 的, 则 Δ^* 也是 $O(\epsilon)$ 的。显然, 在 $t \geq T(\epsilon)$ 时, 式(21)仍然成立。因此, 在 $t \geq T(\epsilon)$, $\tilde{\Phi}$ 也是 $O(\epsilon)$ 的, 进而 $\tilde{\Omega}_i (i = 1,$

2,3)都是 $O(\epsilon)$ 的。因此, FNTSM 和 EHGO 复合控制策略有如下的定理:

定理 1: 在已知 i_d 受 u_d 稳定控制的前提下, 系统(6)在式(19)~式(24)给出的 u_q 的控制下, 有如下结论:

- (1) 经历时间 $T(\epsilon)$ 后, 再经过一个有限时间, 滑模变量 s_1 将收敛于 $|s_1| \leq \Omega_1(\epsilon)$, 跟踪误差 e_ω 和 \dot{e}_ω 将分别收敛至 $|e_\omega| \leq \Omega_2(\epsilon)$ 和 $|\dot{e}_\omega| \leq \Omega_3(\epsilon)$;
- (2) 当 $\epsilon \rightarrow 0$ 时, $T(\epsilon) \rightarrow 0$, $\Omega_i(\epsilon) (i=1, 2, 3) \rightarrow 0$ 。

3.2 d 轴电流跟踪控制器

一般地, 为了提高电流利用率, 采用最大转矩电流比控制, 即 d 轴电流参考 $i_d^* = 0$ 。

设计滑模面变量:

$$s_2 = i_d^* - i_d = -i_d. \quad (31)$$

d 轴电压由 FNTSM 控制给出:

$$u_d = L(-b_d + k_{21} \text{sig}(s_2)^m + k_{22} \text{sig}(s_2)^n), \quad (32)$$

其中: $k_{21} > 0, k_{22} > 0, 0 < m < 1, n > 1$ 。

选取 Lyapunov 函数 $V_2 = \frac{1}{2} s_2^2$, 由式(32)得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s_2 \dot{s}_2 = s_2(-b_d - \frac{1}{L} u_d) = \\ &= -s_2(k_{21} \text{sig}(s_2)^m - k_{22} \text{sig}(s_2)^n) = \\ &= -k_{21} V_2^{\frac{m+1}{2}} - k_{22} V_2^{\frac{n+1}{2}} \leq 0. \end{aligned} \quad (33)$$

当且仅当 $s_2 = 0$ 时取等号, 即 $s_2 = 0$ 是系统的渐近稳定点。由文献[22]的引理 2 可知, 从任意 $s_2(0) \neq 0$ 到 $s_2 = 0$ 的到达时间为:

$$t_{s_2} \leq \frac{1}{k_{21}} \frac{m+1}{m-1} + \frac{1}{k_{22}} \frac{2}{1-n}. \quad (34)$$

显然, 在有限时间 t_{s_2} , 任意 $i_d(0) \neq 0$ 可到达 $i_d = 0$, 即 i_d 的稳定性得到保证。

综上所述, 在 3.1 中的转速跟踪控制器和 3.2 中的 d 轴电流跟踪器的控制下, 能够直接得到永磁同步电机系统的输入电压, 不需要串级双采样率控制。通过合理选择控制参数, 能实现有限时间内最大转矩电流比下的高精度转速跟踪, 并对机械参数和快变的转矩扰动具有鲁棒性。

永磁同步电机驱动的转台转速控制系统控制框图如图 2 所示。

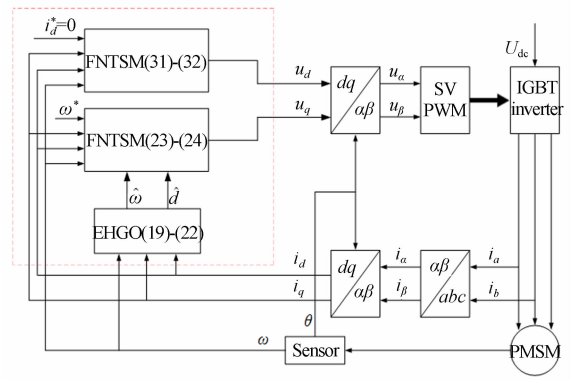


图 2 永磁同步电机控制系统框图

Fig. 2 Block diagram of control system for permanent magnet synchronous motor

4 仿真与实验结果

为了证明本文提出的 FNTSM+EHGO 的复合控制策略的有效性, 对传统 PI 控制、FNTSM 控制、线性滑模 SMC+观测器 EHGO 和 FNTSM+EHGO 控制四种算法的控制性能进行了仿真和实验对比。为了突出算法的可比性, 传统 PI 控制仍沿用已广泛使用的双采样率控制模型, 其余 3 种滑模相关的算法均采用双采样率控制模型, 且 4 种方法的 d 轴电流控制器均采用最大转矩电流比的方法。针对上述 d 轴电流控制器, 除 PI 算法采用 PI 控制器, 本文所述 FNTSM 和 FNTSM+EHGO 算法均采用 3.2 中的 FNTSM 控制器。

因为 d 轴电流控制模型中只有一阶变量 i_d , SMC+EHGO 控制算法的 d 轴电流控制器仍采用公式(31)所示的滑模面, 其控制输入 u_d 由下式给出:

$$u_d = L(-b_d + k'_{21} s_2 + k'_{22} \text{sign}(s_2)). \quad (35)$$

SMC+EGHO 的转速跟踪器由线性滑模面和下述控制输入给出:

$$s_3 = x_1 + cx_2, \quad (36)$$

$$\begin{aligned} u_q &= \frac{2J_n L}{3n_p \psi_r} [\hat{\omega}^* - \hat{b}_q - \hat{d} + x_2 + \\ &= k'_{11} \hat{s}_3 + k'_{12} \text{sign}(\hat{s}_3)], \end{aligned} \quad (37)$$

其中: $\hat{s}_3 = \hat{x}_1 + \hat{c}x_2$ 是滑模面 s_3 的观测值, 且所有的观测值均由 EHGO 给出。

本文选取的对比算法 SMC+EGHO 的转速

跟踪器和电流跟踪器的控制输入均基于指数趋近率,是因为指数趋近率下滑模收敛速率和抖振水平相对均衡。

仿真平台在 Simulink 中搭建,其中永磁同步电机及逆变器选择连续系统建模,控制器及 SVPWM 均采用离散系统建模。实验平台如图 3 所示,控制板主处理器为 TMS320F28335,其最高频率为 150 MHz。驱动板选用 IPM 驱动的 IGBT 逆变系统,母线电压 $U_{dc} = 48\text{ V}$ 。转速传感器选用 32 bit 雷尼绍绝对式光栅传感器。仿真和实验中单采样率算法的采样率均为 10 kHz,双采样率 PI 控制的电流内环采样率均为 10 kHz,转速外环采样率均为 1 kHz,SVPWM 的计算频率均为 20 kHz。

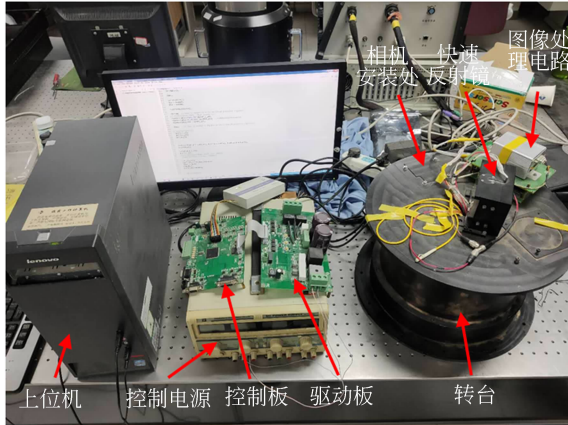


图 3 像移补偿型周视扫描成像系统控制实验装置

Fig. 3 Experimental control setup for ICSIS

实际选用的永磁同步电机参数如表 1 所示。PI 控制器的控制参数为:转速环 $k_p = 0.1, k_i = 0.98$;电流环 $k_p = 10, k_i = 6\ 125$ 。转速跟踪控制器中的 FNTSM 参数为: $\lambda = 0.000\ 1, \gamma = 1.8, \rho = 0.2, k_{11} = 50\ 000, k_{12} = 30\ 000$;EHGO 的参数为: $\alpha_1 = 6, \alpha_2 = 11, \alpha_3 = 6, R = 7\ 000, E = 5$;d 轴电流跟踪控制器中的 FNTSM 参数为: $m = 0.2, n = 8, k_{21} = 100, k_{22} = 1\ 000$ 。SMC 相关参数如下: $c = 0.05, k'_{11} = 3\ 000, k'_{12} = 100, k'_{21} = 50, k'_{22} = 20$ 。除本文所提算法外,对比算法的控制参数也均得到优化。其中,PI 参数优化为在系统只有电机机械参数的情况下,转速阶跃响应超调量不超过 10%时的抗扰动性能最优,允许一定的超调是为了保证 PI 控制有较好的抗扰动性能。滑模相

关算法均优化为转速阶跃响应无超调时的抗扰动性能。

表 1 永磁同步电机参数

Tab. 1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数	值
额定转速/(r · min ⁻¹)	300
额定转矩(N · m)	2
电枢电阻(R_s)/Ω	1.96
d-轴电感(L_d)/H	3.2×10^{-3}
q-轴电感(L_q)/H	3.2×10^{-3}
转子磁链(ψ_r)/Wb	0.05
转动惯量(J_n)/(kg · m ²)	0.001
阻尼系数(B_n)/(N · m · s · rad ⁻¹)	1.73×10^{-4}
极对数(n_p)	13

4.1 仿真结果

仿真中转台转速参考值设定为 $\omega^* = 200\text{ r/min}$ 。图 4 为 $t = 1\text{ s}$ 时,转矩从 0 突增到 $2\text{ N} \cdot \text{m}$ 时的转速响应结果,滑模相关算法的阶跃响应和对抗突变扰动的能力明显优于 PI 控制。相对于 FNTSM 和 SMC+EHGO,由于 FNTSM 算法收敛的快速性和 EHGO 的扰动补偿作用,FNTSM+EHGO 算法的阶跃响应最快,且稳定无超调,突变扰动下的暂态转速偏离值最小,恢复到稳态的速度最快。

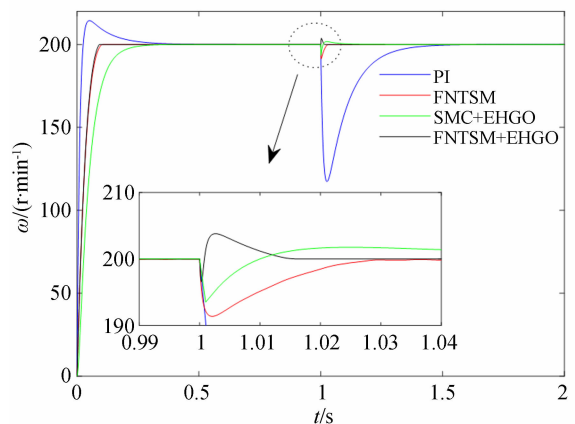


图 4 突变转矩扰动下转速响应

Fig. 4 Speed response under sudden disturbance

图 5 为在转矩扰动 $T_l = \sin(100t)$ 下的转速响应结果。可以看出,在快速周期性转矩扰动下,

FNTSM+EHGO 的稳态转速几乎不受所加周期性转矩扰动的影响,而其它 3 种算法的稳态转速呈现出与转矩扰动的导数同频率的周期性起伏变化,但 FNTSM 和 SMC+EGHO 的起伏明显小于 PI 的。

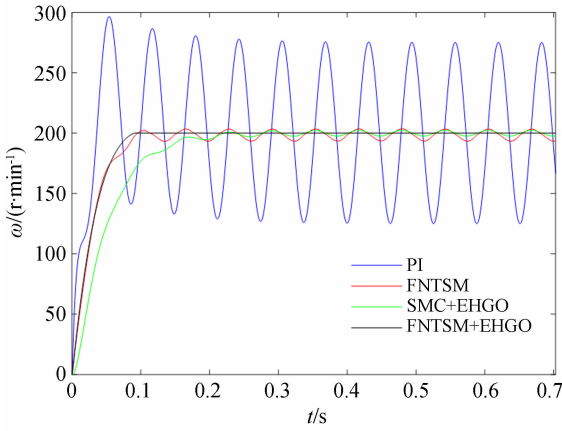


图 5 周期性转矩扰动下转速响应

Fig. 5 Speed response under periodic torque disturbance

图 6~图 9 为 J 和 B 从 J_n 和 B_n 的 1 倍增加到 4 倍时 3 种控制算法的转速响应变化,并且均在 $t=1$ s 时加入 $2 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的突增转矩。可以看出,随着 J 和 B 的增加,除 FNTSM 算法的抗扰能力有所减弱外,其它 3 种算法的抗扰能力均有所增强,且 FNTSM+EHGO 的抗扰能力增强得最明显。然而,随着 J 和 B 的增加,PI 的上升段超调量和调整时间也随之增加,FNTSM 的上升时间也有少量增加,而 FNTSM+EHGO 和 SMC+

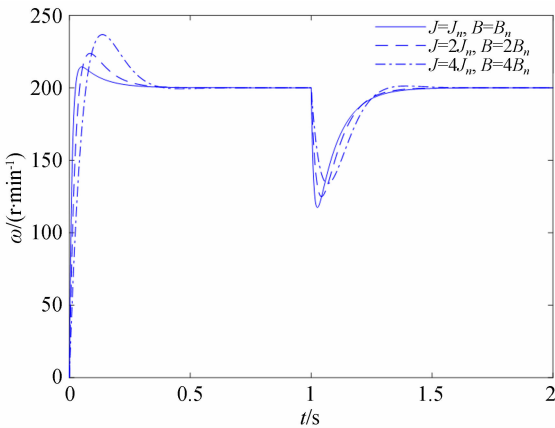


图 6 参数变化及转矩突增时 PI 的转速响应

Fig. 6 Speed response of PI under lumped disturbance

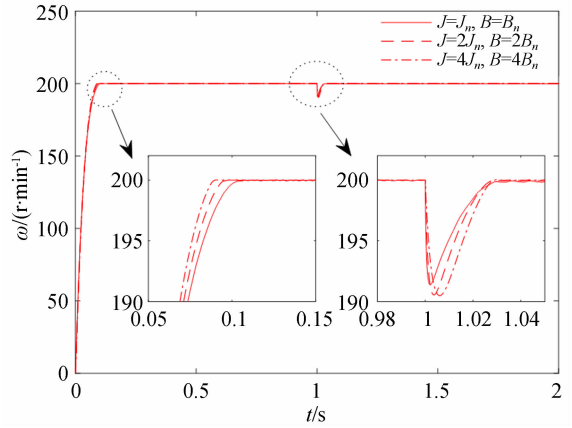


图 7 参数变化及转矩突增时 FNTSM 的转速响应
Fig. 7 Speed response of FNTSM under lumped disturbance

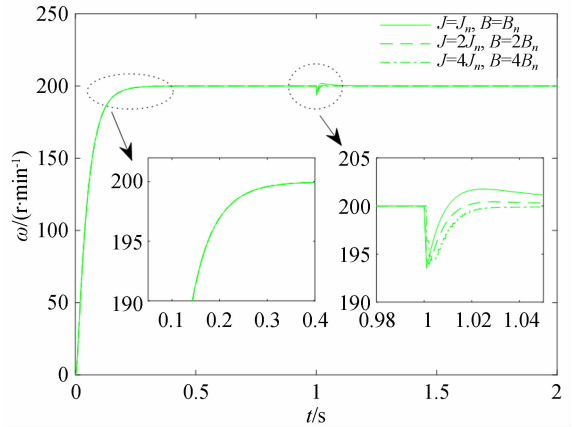


图 8 参数变化及转矩突增时 SMC+EHGO 的转速响应
Fig. 8 Speed response of SMC + EHGO under lumped disturbance

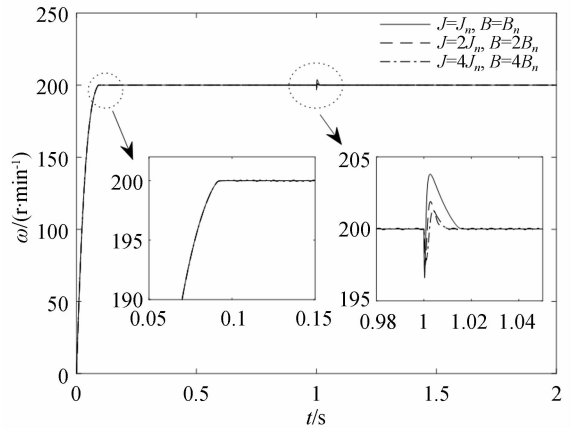


图 9 参数变化及转矩突增时 FNTSM+EHGO 的转速响应
Fig. 9 Speed response of FNTSM + EHGO under lumped disturbance

EHGO 的上升段几乎不变,这说明通过本文所述观测器 EHGO 的补偿,复合控制算法表现出对机械参数变化的强鲁棒性。另外,在任何一种机械参数下,FNTSM+EHGO 的暂态偏离值在所有算法中最小,且恢复到稳态的时间最短。

4.2 实验结果

实验时,转台上的装置除图 3 所示之外,搭载了一可见光相机用于成像,相机的帧频为 50 frame/s,系统的总转动惯量 J 和实际运行时的摩擦阻尼 B 未知,数据通过串口实时传回上位机,回传数据的等效采样率设定为 1 kHz。

图 10~图 11 分别为系统转台转速设定为 2 r/s(即 $\omega^* = 120$ r/min)、快速反射镜匀速段摆速为 1 r/s 时的转台转速响应和 q 轴电压的控制输入响应。图 12~图 13 分别为系统转台转速设

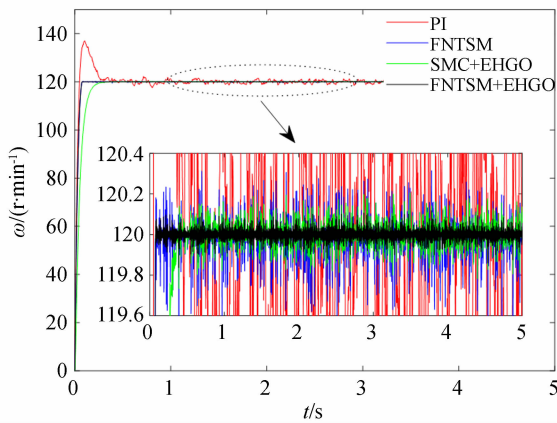


图 10 实验平台下 $\omega^* = 120$ r/min 时的转速响应
Fig. 10 Experimental speed response with ω^* of 120 r/min

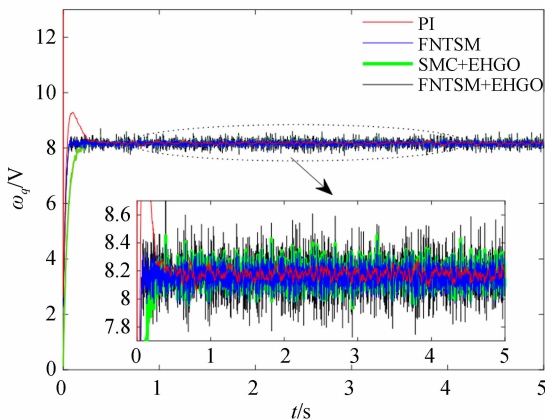


图 11 实验平台下 $\omega^* = 120$ r/min 时的 q 轴电压响应
Fig. 11 Experimental u_q response with ω^* of 120 r/min

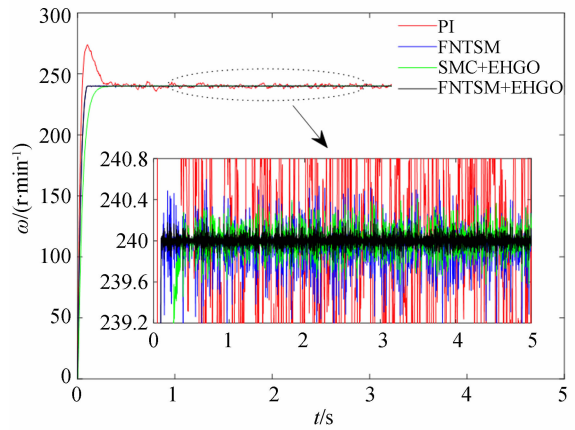


图 12 实验平台下 $\omega^* = 240$ r/min 时的转速响应
Fig. 12 Experimental speed response with ω^* of 240 r/min

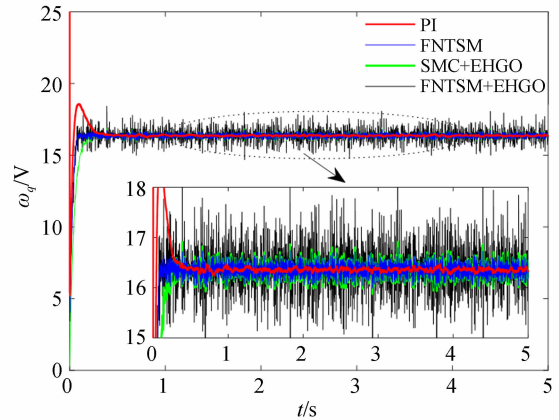


图 13 实验平台下 $\omega^* = 240$ r/min 时的 q 轴电压响应
Fig. 13 Experimental u_q response with ω^* of 240 r/min

定为 4 r/s(即 $\omega^* = 240$ r/min)、快速反射镜匀速段摆速为 2 r/s 时的转台转速响应和 q 轴电压的控制输入响应。

从实验数据可以看出,FNTSM+EHGO 控制算法下转台的转速精度最高,在转速要求为 120 和 240 r/min 时均达到了 0.1% 的稳态精度,SMC+EGHO 的转速精度次之,约为 0.2%,FNTSM 的转速精度约为 0.3%,PI 的转速稳态精度最差,约为 1.5%。从 q 轴输入电压可以看出,得益于 FNTSM 的快速收敛性和 EHGO 对系统总扰动的观测,FNTSM+EHGO 的 u_q 中包含了最多的扰动补偿量,表现为幅度较大的高频信号,SMC+EGHO 次之,FNTSM 的 u_q 包含有幅度较小的高频信号,PI 的 u_q 少有高频信号,抗快变扰动的能力最差。

综上所述, FNTSM+EHGO 复合控制算法有效利用了 FNTSM 算法的快速收敛性和 EHGO 对宽频和宽幅范围内扰动的观测与补偿能力, 在永磁同步电机驱动的周扫系统的转台这一实际应用场景中表现出了比传统 PI 控制, 线性滑模+观测器和单独采用 FNTSM 算法更好的阶跃响应性能和抗扰动性能, 使得转台能保持更高精度的转速均匀性, 为高质量的周视扫描成像提供了保障。

最后, 用 FNTSM+EHGO 算法对图 3 所示实际周扫系统的转台进行控制, 并对地面附近 360°范围内的空间场景进行实景成像。系统搭载

的相机参数为单帧水平视场角 $\alpha = 20^\circ$ 、像元数 $I = 2\ 560$ 、曝光时间 $t_e = 2\ \text{ms}$ 、帧频为 50 Hz。转台转速设定为 2 r/s(对应地, 快速反射镜匀速段摆速设定为 1 r/s), 此时的转台转速精度达到了 0.1%。由公式(1)测算, 每帧成像的实际最大像移量小于 0.5 个像元。系统所成单帧图像经图像处理电路拼接后得到图 14 所示的 360°周视全景成像图, 图 15 为其局部放大图。可以看出, 360°全景范围内图像清晰稳定, FNTSM+EHGO 算法下像移补偿型周视扫描成像系统的转台转速得到了很好地控制。



图 14 像移补偿型周视扫描成像系统 360°全景成像图

Fig. 14 Three-hundred and sixty degree panoramic image captured by ICSIS



图 15 像移补偿型周视扫描成像系统 360°全景成像局部放大图

Fig. 15 Local magnification image of 360° panoramic image captured by ICSIS

5 结 论

本文根据永磁同步电机驱动的像移补偿型周视扫描成像系统的转台机械参数变化和快速转矩扰动的特点, 建立了包含机械参数变化和转矩扰动单采样率不确定性系统模型, 提出了一种单采

样率下的复合控制算法, 并证明了该控制算法的控制性能。仿真和实验数据均表明, 本文所提算法在参数鲁棒性和抗扰动能力方面相比于对比算法具有明显的优势。在实验所用周视扫描成像系统平台下, 转台转速设定在 120 r/min 和 240 r/min 时, 转速的稳态精度均可达 0.1%, 周视成像实景清晰稳定, 具有很高的实用价值。

参考文献:

[1] 白波. 采用焦平面探测器的红外搜索跟踪系统关键技术研究[D]. 西安: 西安工业大学, 2012.

BAI B. *Key Technology Research of Infrared Search and Tracking System (IRST system) with*

Focal Plane Array (FPA) [D]. Xi'an: Xi'an Technological University, 2012. (in Chinese)

[2] 陈超帅. 红外面阵搜索系统快速扫描成像像移补偿技术研究及实现[D]. 北京: 中国科学院大学, 2018.

CHEN CH SH. *The Research and Realization of*

- the Fast Scan Imaging Image Shift Compensation Technology of the Red Array Search System*[D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2018. (in Chinese)
- [3] HOSHYAR M, MOLA M. Full adaptive integral backstepping controller for interior permanent magnet synchronous motors[J]. *Asian Journal of Control*, 2018, 20(2): 768-779.
- [4] LIU X D, LI K, ZHANG C H. Improved backstepping control with nonlinear disturbance observer for the speed control of permanent magnet synchronous motor[J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2019, 14(1): 275-285.
- [5] 邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J]. *光学精密工程*, 2014, 22(6): 1598-1605.
- DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.*. Speed control for PMSM based on predictive functional control and disturbance observer[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(6): 1598-1605. (in Chinese)
- [6] TARCZEWSKI T, GRZESIAK L M. Constrained state feedback speed control of PMSM based on model predictive approach[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3867-3875.
- [7] 王伟然, 吴嘉欣, 张懿, 等. 永磁同步电机模糊自整定自适应积分反步控制[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(4): 724-733.
- WANG W R, WU J X, ZHANG Y, *et al.*. Fuzzy self-tuning adaptive integral backstepping control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(4): 724-733. (in Chinese)
- [8] ZHANG X G, SUN L Z, ZHAO K, *et al.*. Non-linear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(3): 1358-1365.
- [9] QIAN J Z, XIONG A, MA W L. Extended state observer-based sliding mode control with new reaching law for PMSM speed control[J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2016, 2016: 1-10.
- [10] CHOI H H, KIM E K, YU D Y, *et al.*. Precise PI speed control of permanent magnet synchronous motor with a simple learning feedforward compensation[J]. *Electrical Engineering*, 2017, 99(1): 133-139.
- [11] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于鲁棒迭代学习控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(10): 2645-2660.
- LIU J, LI H W, DENG Y T. Torque ripple minimization of PMSM based on robust iterative learning control[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(10): 2645-2660. (in Chinese)
- [12] XIA P P, DENG Y T, WANG Z Q, *et al.*. Speed adaptive sliding mode control with an extended state observer for permanent magnet synchronous motor[J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2018, 2018(2018): 1-13.
- [13] 邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 基于卡尔曼滤波器的交流伺服系统自适应滑模控制[J]. *光学精密工程*, 2014, 22(8): 2088-2095.
- DENG Y T, LI H W, WANG J L, *et al.*. Adaptive sliding mode control for AC servo system based on Kalman filter[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(8): 2088-2095. (in Chinese)
- [14] XU W, JIANG Y J, MU C X. Novel composite sliding mode control for PMSM drive system based on disturbance observer[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2016, 26(7): 1-5.
- [15] 刘京, 李洪文, 邓永停. 基于扰动观测器的永磁同步电机电流环自适应滑模控制[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(5): 1229-1241.
- LIU J, LI H W, DENG Y T. Current adaptive sliding mode control based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2017, 25(5): 1229-1241. (in Chinese)
- [16] LI S H, ZHOU M M, YU X H. Design and implementation of terminal sliding mode control method for PMSM speed regulation system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 1879-1891.
- [17] LIU J, LI H W, DENG Y T. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4): 3655-3671.
- [18] ZHENG J C, WANG H, MAN Z H, *et al.*. Robust motion control of a linear motor positioner using fast nonsingular terminal sliding mode[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2015, 20(4): 1743-1752.
- [19] YANG L, YANG J Y. Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical sys-

- tems[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2011, 21(16): 1865-1879.
- [20] LI S, YANG J, CHEN W-H, *et al.*. *Disturbance Observer-Based Control: Methods and Applications*[M]. Boca Raton: CRC press, 2016.
- [21] FREIDOVICH L B, KHALIL H K. Performance recovery of feedback-linearization-based designs [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(10): 2324-2334.
- [22] ZUO Z Y. Non-singular fixed-time terminal sliding mode control of non-linear systems[J]. *Iet Control Theory and Applications*, 2015, 9(4): 545-552.

作者简介:

吴少博(1990—),男,陕西扶风人,博士研究生,2013年于西安交通大学获得学士学位,主要从事永磁同步电机控制及周视成像系统的研究。E-mail: wushaobo@opt.cn

导师简介:

苏秀琴(1965—),女,甘肃平凉人,研究员,博士生导师,1986年于西安交通大学获得学士学位,1989年于中科院西安光机所获得硕士学位,主要从事红外、电视监视、跟踪、测量及视频记录领域的研究。E-mail: suxiuqin@opt.ac.cn