

双电机同步驱动伺服系统故障诊断与容错控制

陈威[†], 吴益飞, 杜仁慧, 吴晓蓓

(南京理工大学自动化学院, 江苏南京 210094)

摘要: 本文针对双电机同步驱动伺服系统中执行器失效会导致系统性能下降甚至失稳的情况, 提出了一种基于自适应滑模的故障诊断和容错控制策略. 该方法通过设计各电机转速的自适应滑模状态观测器, 在线估计各执行器的失效因子; 当单个执行器部分失效时, 通过自适应的方法调整控制器增益; 当单个执行器全部失效时, 重构系统的控制律. 对于系统中存在非匹配不确定项的情况, 提出在期望虚拟信号中引入基于扩张状态观测器的补偿项抑制方案; 利用Lyapunov理论证明了闭环系统在正常和故障状况下的稳定性以及观测器的收敛性; 仿真结果表明, 所设计的控制策略能保证系统稳定跟踪指令信号, 在单个执行器失效的情况下系统跟踪性能基本不下降.

关键词: 容错控制; 故障诊断; 双电机; 执行器失效; 自适应滑模控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Fault diagnosis and fault tolerant control for the servo system driven by two motors synchronously

CHEN Wei[†], WU Yi-fei, DU Ren-hui, WU Xiao-bei

(School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing Jiangsu 210094, China)

Abstract: In the servo system driven by two motors synchronously, actuator failures deteriorate the tracking performance or even result in system instability. To deal with this problem, we propose a fault diagnosis and fault tolerant control scheme based on adaptive sliding mode method. In this control scheme, the adaptive sliding mode observers for motor speed are designed, and the actuator failure factors are estimated online. When an actuator partly fails to work, the controller gains will be adjusted automatically. When an actuator fully breaks down, the control law of the system will be reconstructed. Considering that there are unmatched uncertainties in the system, we introduce compensations based on extended state observer (ESO) to the desired virtual signals. The stability of the servo system under normal and fault conditions are analyzed by Lyapunov theory, the convergence of the observers are also analyzed. It is shown by simulation results that the control strategy can assure the stable tracking of the command signals. The tracking performance almost remains unchanged when an actuator partly or fully fails to work.

Key words: fault tolerant control; fault diagnosis; dual-motor; actuator failure; adaptive sliding mode control

1 引言(Introduction)

随着科技的发展, 双电机同步驱动伺服系统在纺织、造纸、冶金、雷达等领域获得广泛应用^[1-3]. 和传统的单电机伺服系统相比, 使用两台电机共同驱动负载, 能提供更大的驱动功率, 可利用电消除技术^[1-2]消除传动机构齿隙的影响, 提高伺服精度, 同时驱动冗余为系统的容错控制创造了条件. 双电机同步驱动伺服系统中最常见的故障为执行器(包含伺服驱动器和电机)失效故障, 执行器失效会导致系统伺服性能下降, 甚至影响系统稳定性. 因此, 研究相应的故障诊断和容错控制策略, 保证系统在部分执行器失效的情况下依旧可以良好运行, 对提高系统的可靠性具有重要

的意义.

容错控制(fault tolerant control, FTC)方法一般分为被动容错控制和主动容错控制两类^[4]. 通常被动容错控制不需要设计故障诊断单元, 采用鲁棒控制技术设计固定的控制器, 确保系统对某些故障不敏感, 具有一定的保守性. 主动容错控制方法又可分为控制律重新调度、模型跟随重组控制、控制律重构设计这3类^[4]: 文献[5-7]针对系统不同类型的故障离线设计相应的控制器结构和增益, 当检测到故障时, 系统根据故障信息重新调度控制律, 该方法随着故障类型增多, 调度函数的构造会变得困难, 并且调度增益表的计算量较大; 文献[8-10]将自适应技术应用于执行

收稿日期: 2013-06-13; 录用日期: 2013-08-02.

[†]通信作者. E-mail: supercw_86@163.com; Tel.: +86 13016959660.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61074023); 江苏省研究生科研创新资助项目(CXLX11-0256); 浙江大学流体动力与机电系统国家重点实验室开放基金资助项目(GZKF-2012-03).

器故障的系统,在故障状态下通过自适应的方法来重组控制律,保证系统输出始终跟踪给定信号.该方法适用于不太严重的故障,不能处理故障前后系统结构发生较大变化的情况^[11];文献[12–14]研究了容错控制中的控制律重构问题,在系统故障状态下利用滑模变结构控制技术重构控制律,迫使系统轨线保持在滑模面上,具有良好的鲁棒性,但仅能处理满足匹配条件的系统故障.

双电机同步驱动伺服系统一般应用在大功率、大惯量负载的场合,此时传动机构的柔性不能忽略,建模时负载侧的不确定因素不直接跟控制量相关,在系统中表现为非匹配不确定项.双电机同步驱动伺服系统常见的故障是执行器部分或完全失效.目前,国内外对双电机同步驱动伺服系统的容错控制研究较少,现有的执行器失效容错控制策略还不能兼顾上述两种故障,而将几种容错控制策略组合在一起,系统在容错切换过程中的稳定性又难以得到保障.因此,本文针对双电机同步驱动伺服系统执行器失效故障的特点提出了一种基于自适应滑模的故障诊断和容错控制策略:首先,为了便于处理非匹配不确定项,将系统分解为负载侧和电机侧两个串联的二阶子系统,在负载侧子系统中利用扩张状态观测器(extended state observer, ESO)观测非匹配不确定项,将补偿信号直接加入子系统的期望虚拟信号中,将该信号视作电机侧子系统的指令.其次,在电机侧子系统中设计电机转速的自适应滑模状态观测器,在线估计执行器的失效因子,利用滑模变结构控制技术设计控制律,确保整个系统的状态收敛.当单个执行器部分失效时,通过自适应的方法调整控制器增益,保证系统的跟踪性能;当单个执行器完全失效时,重构正常工作的执行器的控制律,减小故障对系统的影响.最后,利用Lyapunov法分析了整个系统在正常状态、单个执行器部分失效、单个执行器全部失效情况下的稳定性,并进行了相关仿真实验.

2 问题描述(Problem description)

双电机同步驱动伺服系统的结构如图1所示,两个电机经过减速器、小齿轮和大齿轮发生作用,共同驱动负载.考虑执行器失效故障的双电机同步驱动伺服系统理想模型(忽略齿隙的影响)为

$$\begin{cases} \dot{\theta}_L(t) = \omega_L(t), \dot{\theta}_j(t) = \omega_j(t), \\ \dot{\omega}_L(t) = \frac{K_L[\theta_1(t) - \theta_L(t)] + K_L[\theta_2(t) - \theta_L(t)]}{J_L} + w_1(t), \\ \dot{\omega}_j(t) = \frac{K_{Tj}f_j(t)u_j(t) - K_L[\theta_j(t) - \theta_L(t)]}{J_{mj}} + w_{2j}(t), \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\theta_L(t)$, $\omega_L(t)$, J_L 分别为负载折合到电机侧的角位置、角速度、转动惯量, K_L 为传动机构的刚度系数, $w_1(t)$ 为系统的非匹配不确定项,反映负载侧由于参数变化、扰动力矩等因素引起的不确定动态项. $\theta_j(t)$, $\omega_j(t)$, J_{mj} , K_{Tj} , $u_j(t)$ ($j = 1, 2$ (下同))分别为两个电机的角位置、角速度、转动惯量、电磁力矩系数和控制信号, $w_{2j}(t)$ 为系统的匹配不确定项,反映电机运动方程中由于参数变化、外界干扰等因素引起的不确定动态项. $f_j(t)$ 为执行器失效因子,并且 $0 \leq f_j(t) \leq 1$, 而 $f_j(t) = 0$ 表示执行器完全失效, $0 < f_j(t) < 1$ 表示执行器部分失效, $f_j(t) = 1$ 表示执行器没有故障. 选取状态变量

$$\begin{cases} x_1 = \theta_L(t), \\ x_2 = \omega_L(t), \\ x_{3j} = \theta_j(t), x_3 = x_{31} + x_{32}, \\ x_{4j} = \omega_j(t), x_4 = x_{41} + x_{42}. \end{cases}$$

令

$$a = \frac{K_L}{J_L}, \alpha_{1j} = \frac{K_{Tj}}{J_{mj}}, \alpha_{2j} = \frac{K_L}{J_{mj}},$$

其中: $a, \alpha_{1j}, \alpha_{2j}$ 均为正数, 则可得如下状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = a(x_3 - 2x_1) + w_1, \\ \dot{x}_3 = x_4, \\ \dot{x}_{4j} = \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \alpha_{1j}f_j u_j + w_{2j}, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (2)$$

对式(2)所示的系统和指令信号 y_d 作如下假设:

假设 1 系统的状态可测.

假设 2 非匹配不确定项 w_1 以及匹配不确定项 w_{2j} 均有界且 w_{2j} 上界可知, 即 $|w_{2j}| < \rho_j$.

假设 3 指令信号 y_d 连续可导.

假设 4 失效因子 f_1, f_2 不同时为零, 即两个执行器不同时完全失效.

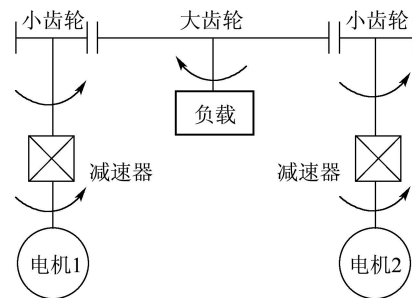


图1 双电机同步驱动伺服系统结构图

Fig. 1 Structure of the servo system driven by two motors

控制目标是系统(2)在满足假设1–4的条件下, 设

计控制信号 u_j , 减小参数不确定性、扰动转矩及未建模动态力矩的影响, 负载位置 y 均能稳定跟踪期望信号 y_d .

3 容错控制器设计及稳定性分析(Fault tolerant controller design and stability analysis)

为便于处理非匹配不确定项 w_1 , 将系统分解为负载侧子系统 S_1 和电机侧子系统 S_2 :

$$S_1 : \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = a(y_2 - 2x_1) + w_1, \\ y = y_1 = x_1, \end{cases} \quad (3)$$

$$S_2 : \begin{cases} x_3 = x_{31} + x_{32}, \\ \dot{x}_{3j} = x_{4j}, \\ \dot{x}_{4j} = \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \alpha_{1j}f_j u_j + w_{2j}, \\ y_2 = x_3. \end{cases} \quad (4)$$

两个子系统串联, S_2 的输出作为 S_1 的输入, 这样可根据反步法的思想首先设计能够克服 w_1 影响, 同时使 S_1 稳定的期望虚拟信号 η_3 , 再将其作为 S_2 的指令, 设计使系统稳定跟踪的控制信号 u_j .

本文所提出的双电机同步驱动伺服系统的容错控制方案结构如图2所示.

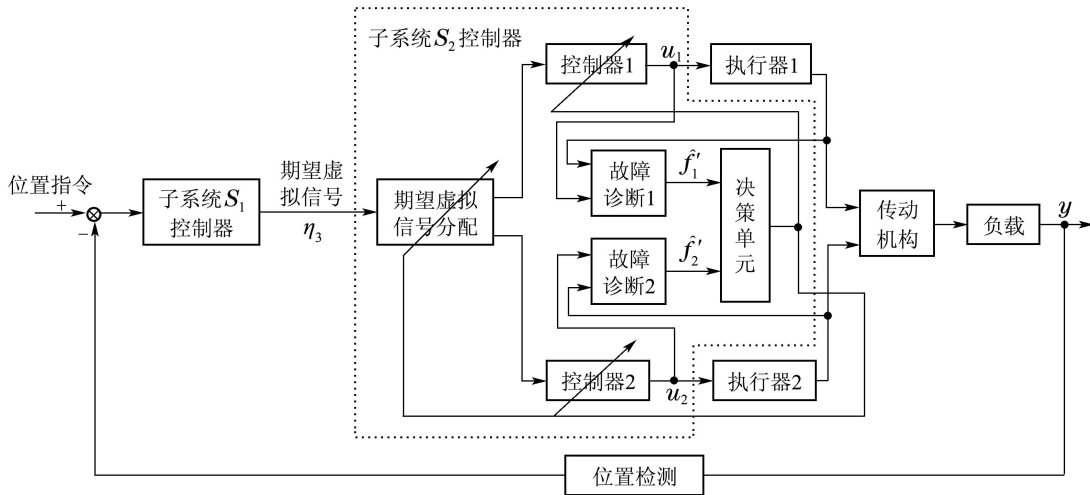


图 2 双电机同步驱动伺服系统容错控制

Fig. 2 Fault tolerant control of the servo system driven by two motors

容错控制决策单元的流程如图3所示.

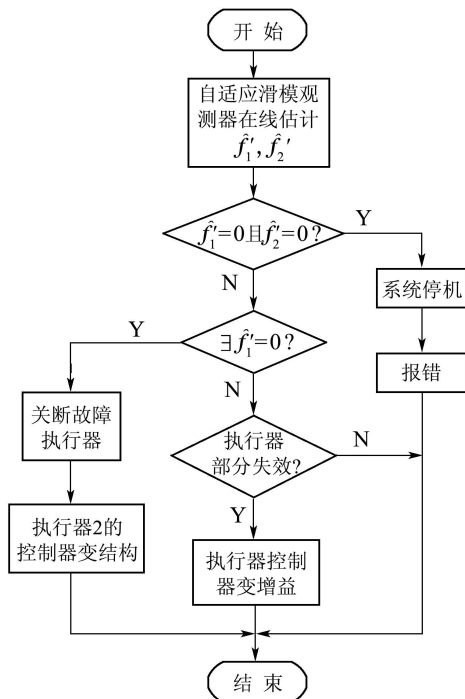


图 3 决策单元流程图

Fig. 3 Flow chart of the decision block

下面详细介绍设计过程.

定义状态跟踪误差:

$$\begin{cases} e_1 = y_d - x_1, \\ e_2 = \eta_2 - x_2, \\ e_3 = \eta_3 - ax_3, \end{cases} \quad (5)$$

η_2 为状态 x_2 的期望虚拟信号, η_3 为 ax_3 的期望虚拟信号, 容错控制器具体设计步骤如下:

步骤 1 首先, 由系统的状态方程和式(5)有

$$\dot{e}_1 = \dot{y}_d - \dot{x}_1 = \dot{y}_d - \eta_2 + e_2. \quad (6)$$

考虑到使 e_1 指数收敛, η_2 取为

$$\eta_2 = \dot{y}_d + k_1 e_1, \quad (7)$$

其中: k_1 为增益系数, $k_1 > 0$. 将式(7)代入式(6)有

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2. \quad (8)$$

选取Lyapunov函数:

$$V_1 = \frac{e_1^2}{2}. \quad (9)$$

对式(9)求导并代入式(8)整理得

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 + e_1 e_2. \quad (10)$$

步骤2 当未知扰动有界时,扩张状态观测器能对未知扰动的实时作用量作出很好的估计^[15]. 本文利用ESO原理估计不确定项 w_1 ,并在期望虚拟信号中对其进行补偿.

设状态变量 z_1 跟踪 x_2 , z_2 是扩张状态变量,跟踪不确定项 w_1 ,则二阶扩张状态观测器设计为

$$\begin{cases} e_0 = z_1 - x_2, \\ \dot{z}_1 = a(x_3 - 2x_1) + z_2 - \beta_1 e_0, \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0), \end{cases} \quad (11)$$

其中: β_1, β_2 为正常数,函数 $\text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0)$ 是对“小误差,大增益;大误差,小增益”这一经验的数学拟合,其表达式为^[15]

$$\text{fal}(e_0, \alpha_0, \delta_0) = \begin{cases} |e_0|^{\alpha_0} \cdot \text{sgn} e_0, & |e_0| > \delta_0 > 0, \\ \frac{e_0}{\delta_0^{1-\alpha_0}}, & 0 < |e_0| \leq \delta_0, \end{cases} \quad (12)$$

$0 < \alpha_0 < 1, \delta_0 > 0$ 均为常数.

利用ESO对 w_1 进行补偿,存在补偿误差,定义补偿误差为 $e_w = w_1 - z_2$,通过自适应的方法消除该误差,定义 $e_w - \hat{e}_w = \tilde{e}_w$, \hat{e}_w 是对 e_w 的估计, \tilde{e}_w 是估计误差,则有

$$\dot{\hat{e}}_w = -\dot{\tilde{e}}_w. \quad (13)$$

由系统的状态方程和式(5)得

$$\dot{e}_2 = \dot{\eta}_2 + 2ax_1 - \eta_3 + e_3 - w_1. \quad (14)$$

设计期望虚拟信号

$$\eta_3 = e_1 + \dot{\eta}_2 + 2ax_1 + k_2 e_2 - z_2 - \hat{e}_w, \quad (15)$$

k_2 为增益系数, $k_2 > 0$.将式(15)代入式(14)有

$$\dot{e}_2 = -e_1 - k_2 e_2 + e_3 - \tilde{e}_w. \quad (16)$$

设计自适应律:

$$\dot{\hat{e}}_w = r_0 e_2, \quad (17)$$

r_0 为自适应增益系数, $r_0 > 0$,选取Lyapunov函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{e_2^2}{2} + \frac{\tilde{e}_w^2}{2r_0}. \quad (18)$$

对式(18)求导并代入式(16)–(17)有

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 e_3. \quad (19)$$

若设计控制律当 $t \rightarrow \infty$ 时使 e_3 收敛到零,则有 $\dot{V}_2 \leq 0$,可保证 e_1, e_2, e_3 构成的子系统稳定.

步骤3 设计自适应滑模容错控制律使系统状态稳定,定义滑模面

$$S_1 = \dot{e}_3 + k_3 e_3, \quad (20)$$

k_3 为增益系数, $k_3 > 0$.单个执行器部分失效和完全失效时控制器结构不同,需分情况设计:

1) $f_j \neq 0$.此时系统处于正常状态或单个执行器部分失效状态,两台电机共同驱动负载,为保持两个电机同步运行,定义单个电机的位置跟踪误差

$$e_{3j} = \frac{\eta_3}{2} - ax_{3j}. \quad (21)$$

定义单电机滑模面

$$S_{1j} = \dot{e}_{3j} + k_3 e_{3j}, \quad (22)$$

则有

$$S_{11} + S_{12} = k_3 e_{31} + \dot{e}_{31} + k_3 e_{32} + \dot{e}_{32} = S_1. \quad (23)$$

定义执行器失效因子的估计为 \hat{f}_j ,估计误差为 \tilde{f}_j ,则有

$$f_j - \hat{f}_j = \tilde{f}_j, \quad \dot{\hat{f}}_j = f_j(0) - \int_0^t \dot{\tilde{f}}_j dt. \quad (24)$$

设计失效因子的自适应律为

$$\dot{\hat{f}}_j = r_j a \alpha_{1j} u_j S_1, \quad (25)$$

r_j 为自适应增益系数, $r_j > 0$,控制律 u_j 设计为

$$u_j = \frac{F_j + k_{4j} S_1 + a \rho_j \text{sgn} S_1}{a \alpha_{1j} \hat{f}_j}, \quad (26)$$

k_{4j} 为增益系数, $k_{4j} > 0$, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数, F_j 为

$$F_j = k_3 \left(\frac{\dot{\eta}_3}{2} - ax_{4j} \right) + \frac{\ddot{\eta}_3}{2} - a \alpha_{2j} (x_1 - x_{3j}). \quad (27)$$

2) $\exists f_j = 0$,不妨设 $f_1 = 0, f_2 \neq 0$.此时执行器1完全失效,负载和执行器1由执行器2驱动,设计执行器失效因子的自适应律为

$$\begin{cases} \dot{\hat{f}}_1 = 0, \\ \dot{\hat{f}}_2 = r_2 a \alpha_{12} u_2 S_1. \end{cases} \quad (28)$$

设计控制律为

$$\begin{cases} u_1 = 0, \\ u_2 = \frac{F_f + k_4 S_1 + a(\rho_1 + \rho_2) \text{sgn} S_1}{a \alpha_{12} \hat{f}_2}, \end{cases} \quad (29)$$

其中: k_4 为增益系数, $k_4 > 0, F_f$ 为

$$F_f = k_3 [\dot{\eta}_3 - a(x_{41} + x_{42})] + \ddot{\eta}_3 + a[\alpha_{21} x_{31} + \alpha_{22} x_{32} - (\alpha_{21} + \alpha_{22}) x_1]. \quad (30)$$

定理1 系统(2)满足假设1–4,处于正常状态、执行器部分失效状态或单个执行器全部失效状态时,分别在式(25)–(26)(28)–(29)所设计的自适应律和控制律作用下,系统的位置跟踪误差渐近收敛.

证 取公共Lyapunov函数:

$$\begin{cases} V = V_2 + V_s, \\ V_s = S_1^2 + \frac{\tilde{f}_1^2}{2r_1} + \frac{\tilde{f}_2^2}{2r_2}. \end{cases} \quad (31)$$

对式(31)求导并代入式(19)有

$$\begin{cases} \dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 e_3 + \dot{V}_s, \\ \dot{V}_s = S_1 \dot{S}_1 + \frac{\tilde{f}_1 \dot{\tilde{f}}_1}{r_1} + \frac{\tilde{f}_2 \dot{\tilde{f}}_2}{r_2}. \end{cases} \quad (32)$$

1) 当 $f_j \neq 0$ 时, 对式(22)求导并代入式(4)(21)可得

$$\begin{aligned} \dot{S}_{1j} &= F_j - a\alpha_{1j} f_j u_j - aw_{2j} = \\ &F_j - a\alpha_{1j} (\hat{f}_j + \tilde{f}_j) u_j - aw_{2j}. \end{aligned} \quad (33)$$

由式(23)得 \dot{V}_s 可表示为

$$\dot{V}_s = S_1 (S_{11} + S_{12}) + \frac{\tilde{f}_1 \dot{\tilde{f}}_1}{r_1} + \frac{\tilde{f}_2 \dot{\tilde{f}}_2}{r_2}. \quad (34)$$

代入式(33)有

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= S_1 [F_1 - a\alpha_{11} \hat{f}_1 u_1 - aw_{21} + F_2 - \\ &a\alpha_{12} \hat{f}_2 u_2 - aw_{22}] - a\alpha_{11} \tilde{f}_1 u_1 S_1 - \\ &a\alpha_{12} \tilde{f}_2 u_2 S_1 + \frac{\tilde{f}_1 \dot{\tilde{f}}_1}{r_1} + \frac{\tilde{f}_2 \dot{\tilde{f}}_2}{r_2}. \end{aligned} \quad (35)$$

将式(25)所设计的自适应律和式(26)所设计的控制律代入式(35)有

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= -(k_{41} + k_{42}) S_1^2 - a(\rho_1 |S_1| + \\ &w_{21} S_1 + \rho_2 |S_1| + w_{22} S_1) < \\ &-(k_{41} + k_{42}) S_1^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (36)$$

2) 当 $f_1 = 0, f_2 \neq 0$ 时, 由式(5)得

$$\dot{e}_3 = \dot{\eta}_3 - a\dot{x}_3 = \dot{\eta}_3 - a(x_{41} + x_{42}). \quad (37)$$

对式(37)求导并由式(2)可得

$$\begin{aligned} \ddot{e}_3 &= \ddot{\eta}_3 - a(\alpha_{21} x_1 - \alpha_{21} x_{31} + w_{21} + \\ &\alpha_{22} x_1 - \alpha_{22} x_{32} + \alpha_{12} f_2 u_2 + w_{22}). \end{aligned} \quad (38)$$

将式(37)–(38)代入式(20)有

$$\dot{S}_1 = F_f - a\alpha_{12} (\hat{f}_2 + \tilde{f}_2) u_2 - a(w_{21} + w_{22}). \quad (39)$$

将所设计的自适应律(28)、控制律(29)以及式(39)代入 \dot{V}_s 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= S_1 [F_f - a\alpha_{12} \hat{f}_2 u_2 - a(w_{21} + w_{22})] = \\ &-k_4 S_1^2 - a(\rho_1 + \rho_2) |S_1| - a(w_{21} + \\ &w_{22}) S_1 < -k_4 S_1^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (40)$$

由上述分析可知, 系统在正常状态、单执行器部分失效状态以及单执行器全部失效状态时均有 $\dot{V}_s \leq 0$ (若 $S_1 \neq 0, \dot{V}_s < 0$), 所以滑模面 S_1 可达, 故 e_3 是收敛的, 且有 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_3 = 0$, 结合式(32)进一步有

$$\dot{V} = \dot{V}_2 + \dot{V}_s <$$

$$-k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \min(k_4, k_{41} + k_{42}) S_1^2 \leq 0, \quad (41)$$

所以系统是稳定的, 系统的位置跟踪误差渐近收敛。

证毕。

注1 需要指出的是, 如果系统模型不准确:

1) 若存在系统参数摄动, 此时有

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= a(x_3 - 2x_1) + \Delta a(x_3 - 2x_1), \\ \dot{x}_{4j} &= \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \alpha_{1j} f_j u_j + \\ &\Delta \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \Delta \alpha_{1j} f_j u_j, \end{aligned}$$

因实际系统中受物理因素的限制, 电机的转速、控制电压均有界, 只需系统参数摄动有界, 那么就有 $\Delta a(x_3 - 2x_1) + \Delta \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \Delta \alpha_{1j} f_j u_j$ 均有界, 满足假设2. 可令

$$\begin{aligned} w_1 &= \Delta a(x_3 - 2x_1), \\ w_{2j} &= \Delta \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \Delta \alpha_{1j} f_j u_j. \end{aligned}$$

2) 若存在未建模动态, 且未建模动态有界, 则也可以通过系统不确定项 w_1, w_2 反应. 综上, 若系统模型不准确, 但模型误差有界, 所设计的容错控制策略仍然能保证系统的跟踪性能。

4 基于自适应滑模观测器的执行器故障诊断 (Actuator fault diagnosis based on adaptive sliding mode observers)

由上述设计过程可知, 为实现双电机同步驱动伺服系统的容错控制, 得先判断执行器的失效因子是否为零, 因此设计电机转速的自适应滑模观测器, 在线估计失效因子。

设计状态变量 x_{4j} 的观测器为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_{4j} &= \alpha_{2j}(x_1 - x_{3j}) + \alpha_{1j} \hat{f}'_j u_j + l S_2 + \\ &\rho_j \text{sgn } S_2, \end{aligned} \quad (42)$$

式中: \hat{x}_{4j} 是 x_{4j} 的观测值, \hat{f}'_j 是基于自适应滑模观测器的失效因子的估计, \tilde{f}'_j 为估计误差, $\tilde{f}'_j = f_j - \hat{f}'_j$, l 为观测器增益系数, $l > 0$, S_2 为滑模面, 定义为 $S_2 = x_{4j} - \hat{x}_{4j}$. 设计失效因子的自适应律为

$$\dot{\tilde{f}}'_j = -r'_j \alpha_{1j} u_j S_2, \quad (43)$$

r'_j 为增益系数, $r'_j > 0$, 则有如下定理:

定理2 对状态变量 x_{4j} 设计如式(42)所示的自适应滑模观测器, 设计失效因子的自适应律(43), 当满足观测器增益 $l > 0$, 不确定项上界 $|w_{2j}| < \rho_j$ 时, 该观测器的观测误差是渐近收敛的。

证 由式(2)和式(42)可得

$$\dot{S}_2 = -l S_2 + \alpha_{1j} \tilde{f}'_j u_j + w_{2j} - \rho_j \text{sgn } S_2. \quad (44)$$

选取Lyapunov函数:

$$V_o = \frac{S_2^2}{2} + \frac{\tilde{f}'_j{}^2}{2r'_j}. \quad (45)$$

对式(45)求导并代入式(43)–(44)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_o &= S_2 \dot{S}_2 + \frac{\tilde{f}_j' \dot{f}_j'}{r_j'} = \\ & S_2[-lS_2 + \alpha_{1j} \tilde{f}_j' u_j + w_{2j} - \\ & \rho_j \operatorname{sgn} S_2] - \alpha_{1j} \tilde{f}_j' u_j S_2 = \\ & -lS_2^2 + S_2 w_{2j} - \rho_j |S_2| < \\ & -lS_2^2 \leq 0, \end{aligned} \quad (46)$$

则有 $\lim_{t \rightarrow \infty} S_2 = 0$, 故观测误差渐近收敛. 证毕.

5 仿真(Simulation)

为验证所提控制策略的有效性, 在MATLAB 7.1 环境下进行仿真实验. 系统参数:

$$J_{m1} = 4 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2, K_{T1} = 1.1 \text{ N} \cdot \text{m/A},$$

$$J_{m2} = 8 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2, K_{T2} = 0.9 \text{ N} \cdot \text{m/A}.$$

负载转动惯量 $J_L = 1.6 \times 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 传动机构刚度系数 $K_L = 1000 \text{ N} \cdot \text{m/rad}$.

经调试, 所设计的控制器参数整定为

$$k_1 = 50, k_2 = 30, k_3 = k_{41} = k_{42} = 30,$$

$$k_4 = 50, r_0 = 10, r_1 = r_2 = 5,$$

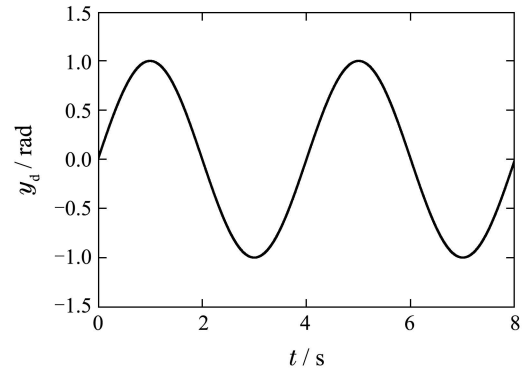
$$r_1' = r_2' = 8000, l = 90,$$

$$\rho_1 = \rho_2 = 0.5, \beta_1 = 50,$$

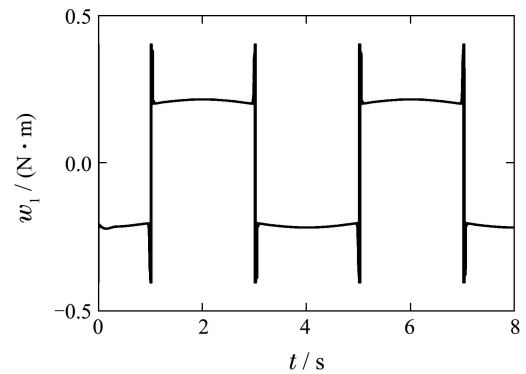
$$\beta_2 = 5000, \alpha_0 = 0.3, \delta_0 = 0.1.$$

系统跟踪幅值为1 rad, 周期为4s的正弦信号, 如图4(a)所示. 首先考察对负载侧非匹配不确定扰动的抑制性能, 引入的非匹配不确定项为基于Stribeck模型的摩擦力矩, 见图4(b), 图4(c)是期望虚拟信号中未引入ESO和自适应补偿项的系统位置响应曲线, 可以看出加入摩擦力矩后, 系统最大位置跟踪误差为0.016 rad, 存在稳态跟踪误差0.009 rad; 引入ESO和自适应补偿项后, 系统最大位置跟踪误差仅为0.0036 rad, 如图4(d)所示. 对比结果表明所设计的控制策略对非匹配不确定项具有良好的抑制效果.

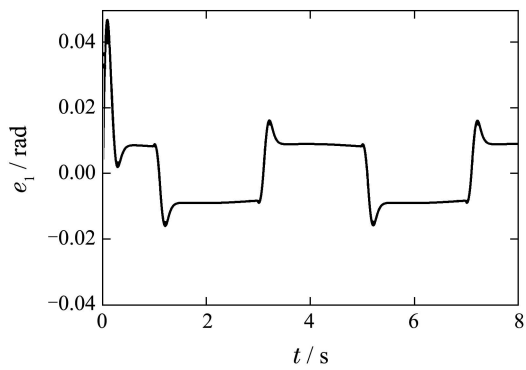
为了更好地进行容错控制的仿真研究, 令系统的不确定项为零, 4s时刻执行器1发生部分失效故障, 失效因子由1突变为0.5, 图5(a)为自适应滑模观测器对失效因子的估计, 0.2s后自适应滑模观测器估计出失效因子的真值, 控制信号 u_1 自动调整其增益, u_2 保持不变, 见图5(b). 执行器发生故障后若不采取容错控制, 并且位置误差出现波动, 则峰值达到0.0052 rad, 见图5(c); 而采用了本文所设计的容错控制策略之后, 系统性能和发生故障前基本保持一致, 见图5(d).



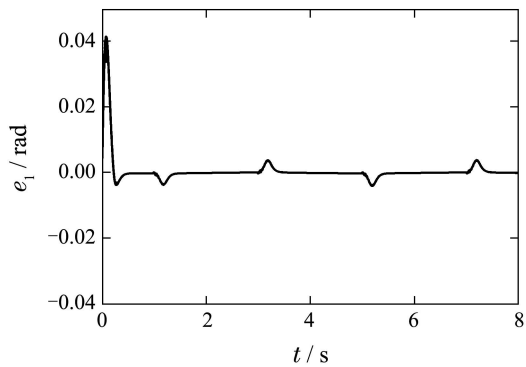
(a) 指令信号



(b) Stribeck摩擦力矩



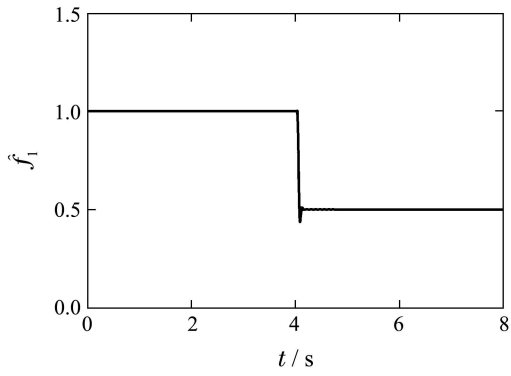
(c) 没有补偿项位置误差



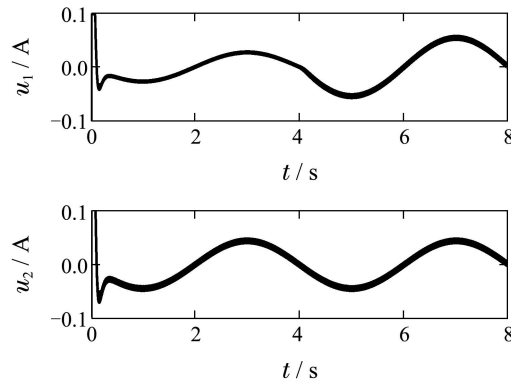
(d) 增加补偿项位置误差

图4 增加非线性摩擦系统响应

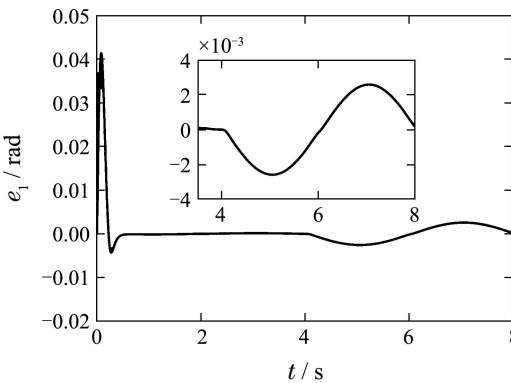
Fig. 4 System response with nonlinear friction



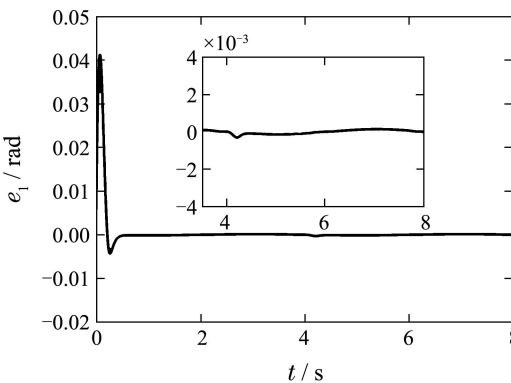
(a) 失效因子的估计



(b) 控制信号



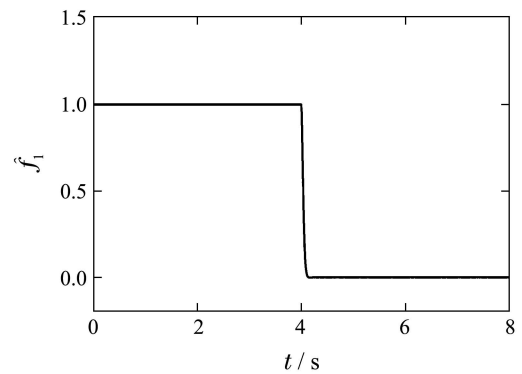
(c) 没有容错控制位置误差



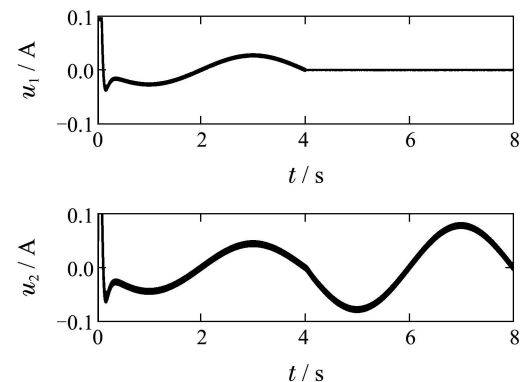
(d) 容错控制位置误差

接着进行单执行器全部失效的仿真研究, 4s时刻执行器1全部失效, 0.25s后自适应滑模观测器估计出失效因子的真值, 见图6(a), 此时控制信号 u_1 被切断, u_2 进行重构, 控制整个系统, 如图6(b)所示. 执行器1全部失效后若不采取措施, 位置误差出现波动, 则峰值达到0.0068 rad, 见图6(c); 而采用了容错控制策略后, 仅仅出现了由于控制器重构过程产生的最大0.001 rad的位置误差, 性能明显优于不采取容错控制策略的情况, 见图6(d).

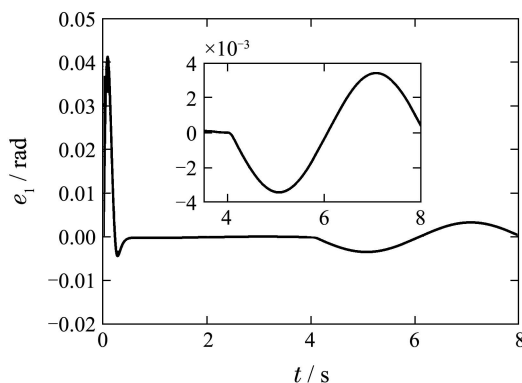
由图4–6的仿真结果可知, 本文所提的双电机同步驱动伺服系统容错控制策略对执行器失效故障以及负载侧非匹配不确定扰动具有良好的鲁棒性.



(a) 失效因子的估计



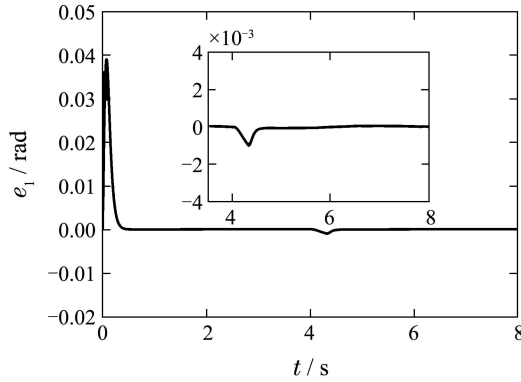
(b) 控制信号



(c) 没有容错控制位置误差

图 5 单个执行器部分失效系统响应

Fig. 5 System response when an actuator partly fails to work



(d) 容错控制位置误差

图6 单个执行器全部失效系统响应

Fig. 6 System response when an actuator fully breaks down

6 结论(Conclusion)

本文针对双电机同步驱动伺服系统执行器失效故障,提出了一种基于自适应滑模的故障诊断和容错控制策略,同时考虑了负载侧存在非匹配不确定扰动的影响,在期望虚拟信号中引入基于ESO的补偿项对其进行抑制.应用Lyapunov稳定性理论证明了系统在所设计的控制律和自适应律作用下,无论发生单个执行器部分失效或全部失效的故障,系统位置跟踪误差渐近收敛,观测器观测误差渐近收敛.仿真结果表明,所设计的控制策略对非匹配不确定扰动具有良好的抑制效果,在单个执行器部分失效时能自动调整控制器增益,在单个执行器全部失效时能重构系统控制率,保证系统稳定跟踪指令信号,并且跟踪性能基本保持不变.

参考文献(References):

- [1] 管立民,林建.无轴单张纸输纸机的同步控制[J].控制理论与应用,2009,26(5):573-577.
(GUAN Limin, LIN Jian. Synchronization control of sheet feeding machine of shaft-less drives [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(5): 573-577.)
- [2] 杨飞.多电机同步联动控制系统的设计与分析[D].南京:南京理工大学,2005.
(YANG Fei. *Design and analysis of multi-motor system* [D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2005.)
- [3] PEREZ-PINAL F J, NEFIEZ C, ALVAREZ R. Comparison of multi-motor synchronization techniques [C] // *The 30th Annual Conference of Industrial Electronics Society*. Piscataway, USA: IEEE, 2004: 1670-1675.
- [4] 周东华,叶银忠.现代故障诊断与容错控制[M].北京:清华大学出版社,2000.

(ZHOU Donghua, YE Yinzhong. *Modern Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control* [M]. Beijing: Tsinghua Press, 2000.)

- [5] WU F, CAI X J. Switching fault-tolerant control of a flexible air-breathing hypersonic vehicle [J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2013, 227(11): 24-38.
- [6] SADEGHZADEH I, MEHTA A, CHAMSEDDINE A. Active fault tolerant control of a quad rotor UAV based on gain-scheduled PID control [C] // *The 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*. Montreal, Canada: IEEE, 2012: 1-4.
- [7] YIN Y Y, SHI P, LIU F. Gain-scheduled robust fault detection on time-delay stochastic nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(10): 4908-4916.
- [8] JIANG B, GAO Z F, SHI P. Adaptive fault-tolerant tracking control of near-space vehicle using Takagi-Sugeno fuzzy models [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2010, 18(5): 1000-1007.
- [9] YE D, YANG G H. Adaptive fault-tolerant tracking control against actuator faults with application to flight control [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, 14(6): 1088-1096.
- [10] LI X J, YANG G H. Robust adaptive fault-tolerant control for uncertain linear systems with actuator failures [J]. *IET Control Theory & Applications*, 2012, 6(10): 1544-1551.
- [11] 王敏.动态系统执行器故障的主动容错控制研究[D].北京:清华大学,2007.
(WANG Ming. *Active fault tolerant control of dynamic systems with actuator faults* [D]. Beijing: Tsinghua University, 2007.)
- [12] MIRZATARIQ H, CHRISTOPHER E, HALIM A. Design and analysis of an integral sliding mode fault-tolerant control scheme [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(7): 1783-1789.
- [13] HALIM A, CHRISTOPHER E. Fault detection and fault-tolerant control of a civil aircraft using a sliding-mode-based scheme [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2008, 16(3): 499-510.
- [14] LEE H, KIM Y. Fault tolerant control scheme for satellite attitude control system [J]. *IET Control Theory and Applications*, 2010, 4(8): 1436-1450.
- [15] 黄一,张文革.自抗扰控制器的发展[J].控制理论与应用,2002,19(4):485-492.
(HUANG Yi, ZHANG Wenge. Development of active disturbance rejection controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(4): 485-492.)

作者简介:

陈威 (1986-),男,博士研究生,目前研究方向为高精度伺服系统, E-mail: supercw_86@163.com;

吴益飞 (1978-),男,讲师,目前研究方向为高精度伺服系统, E-mail: wuyifei0911@163.com;

杜仁慧 (1985-),男,博士研究生,目前研究方向为高精度伺服系统, E-mail: durenhui1985@hotmail.com;

吴晓蓓 (1958-),女,教授,博士生导师,目前研究方向为智能控制理论及应用、网络控制系统, E-mail: wuxb@mail.njust.edu.cn.