

基于命令滤波反步法的双电机离散同步控制^{*}

何建华¹, 宋润生¹, 蔡明洁^{1,2}, 王保防^{1,2}

(1. 青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071;

2. 山东省工业控制技术重点实验室, 山东 青岛 266071)

摘要: 针对双电机伺服系统同步控制精度问题, 在命令滤波的基础上设计离散跟踪与同步控制方案。通过建立双电机系统离散动力学方程, 降低了命令滤波器反步法设计过程中的计算难度, 还能同时处理虚拟控制信号。在控制器设计中定义补偿信号消除误差, 进而提高跟踪性能。结果表明, 神经网络可以高效处理电机运行中轴转矩或齿隙等带来的非线性扰动。最终通过 Lyapunov 分析控制方法的稳定性, 结果表明双电机伺服系统在该控制器作用下具有良好的跟踪及同步性能。

关键词: 双电机; 伺服系统; 命令滤波; 离散; 反步法; 同步控制

中图分类号: TM341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)09-0035-07

doi: 10.12177/emca.2023.107

Synchronous Discrete Control of Dual-Motor System Based on Command Filtered Backstepping Method^{*}

HE Jianhua¹, SONG Runsheng¹, CAI Mingjie^{1,2}, WANG Baofang^{1,2}

(1. College of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China;

2. Shandong Key Laboratory of Industrial Control Technology, Qingdao 266071, China)

Abstract: Aiming at the synchronous control problem of dual-motor servo systems, a discrete tracking and synchronous control scheme is designed based on command filtered. By establishing discrete dynamic equations for a dual-motor system, the computational difficulty in backstepping design process of command filtered is reduced, and virtual control signals can also be processed simultaneously. Define compensation signals in the controller design to eliminate errors and improve tracking performance. The results shows that neural networks can handle nonlinear disturbances caused by shaft torque or backlash during motor operation efficiently. Finally, the stability of the control method was analyzed by Lyapunov, the results shows that the dual-motor servo system had good tracking and synchronous performance under the action of the controller.

Key words: dual-motor; servo system; command filtered; discrete; backstepping method; synchronous control

0 引言

近年来,“智能制造 2025”国家发展战略对伺服电机高速、高精度、高可靠性等指标提出了新的要求与挑战^[1]。随着要求的不断提高,电机自身

的参数和电机在驱动时不可避免的摩擦等扰动更易影响伺服电机的控制^[2]。为了使电机能够高效平稳运行,滑模控制^[3]、轨迹跟踪控制^[4]、摩擦补偿控制^[5]、鲁棒控制^[6]、模糊自适应控制^[7]等控制方法应运而生,在控制领域获得了高度认可。

收稿日期: 2023-05-05; 收到修改稿日期: 2023-06-05

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金(62103212, 62203381)

作者简介: 何建华(1997—),男,硕士研究生,研究方向为多电机同步驱动伺服系统智能控制。

王保防(1989—),男,博士,讲师,研究方向为高精度伺服控制、非线性系统、机器人轨迹跟踪控制。(通信作者)

目前,针对伺服电机高精度控制问题,文献[8]提出了鲁棒跟踪控制,该方法在反馈线性化的基础上降低不确定项对驱动系统的影响。文献[9]提出了一种自适应模糊控制,该方法不要求控制对象有具体的数学模型,当出现不确定因素时仍能保持较好的性能。文献[10]提出了一种有效时间控制方法,使系统收敛更快,减小了跟踪误差,该方法大规模应用于机器人、船舶、车辆等领域^[11]。然而上述文献采用的方法大都应用于连续系统模型,但伺服电机在实际工程中绝大多数使用的是离散系统模型,该模型更具有现实应用价值^[12]。受采样时间离散化的影响,电机的追踪性能和同步追踪精度可能会降低,因此离散伺服电机控制亟待研究。

随着研究的深入,文献[13]提出了事件触发指令滤波离散控制方法,系统的自适应律和控制律将由设定的触发条件来判断。文献[14]在命令滤波的基础上结合神经网络技术,对具有多输入约束的离散系统有较好的跟踪效果。文献[15]设计了动态面模糊离散速度调节器,降低计算难度的同时有效减轻控制器设计的复杂性。目前对于离散的研究多数针对单电机系统,单电机的功率相较于双电机有明显的差距^[16],而现实工程中的大惯量负载多数采用双电机来操控^[17]。目前双电机离散控制仍然有许多不足之处,例如电机之间不同的电机参数^[18]导致的电机转速不同步、多电机带来的多轴摩擦动态^[19]和转矩扰动^[20]导致的电机过载问题等。因此实现双电机系统的离散高跟踪性能控制是一个巨大的挑战。

本文针对双电机同步驱动伺服系统进行离散化建模,在忽略齿隙的影响下建立双电机离散模型和动力学方程。设计基于双电机离散控制下的命令滤波反步法,设计补偿系统消除误差,减轻计算负担。利用神经网络技术逼近多电机轴转矩等非线性扰动函数,使得控制器在考虑非线性扰动的影响下仍具有良好的追踪性能。

1 双电机伺服系统建模

在双电机伺服系统中,两台电机通过减速器、小齿轮和大齿圈一起带动旋转负载,使得负载以相同的速度运行。忽略齿隙的影响,其离散模型如下:

$$\begin{cases} \theta_L(k+1) = \theta_L(k) + \Delta_t w_L(k) \\ \theta_j(k+1) = \theta_j(k) + \Delta_t w_j(k) \\ w_L(k+1) = \left(1 - \frac{b_L}{J_L} \Delta_t\right) w_L(k) + \Delta_t \{K_L[\theta_1(k) - \theta_L(k)] + K_L[\theta_2(k) - \theta_L(k)]\} / J_L \\ w_j(k+1) = \left(1 - \frac{b_j}{J_{mj}} \Delta_t\right) w_j(k) + \Delta_t \{K_{Tj} u_j(k) - K_L[\theta_j(k) - \theta_L(k)]\} / J_{mj} - \Delta_t F_{mj} \end{cases} \quad (1)$$

式中:字母 j 为电机参数组($j=1,2$); θ_j 为电机的角位置; ω_j 为角速度; K_{Tj} 为电磁转矩常数; J_{mj} 为电机转动惯量; b_L 为电机负载侧摩擦因数; b_j 为电机的黏滞摩擦因数; u_j 为输入电流; K_L 为刚度系数; F_{mj} 为系统的非线性扰动; Δ_t 为采样周期。

双电机离散同步驱动系统控制策略框图如图1所示。由图1可知,在双电机伺服系统中,利用电机实际位置与给定的期望位置之间的差值得到误差信号,构建虚拟控制信号,并将虚拟控制信号输入到命令滤波器中得到输出信号。该输出信号一方面作为模糊反步控制器的输入,另一方面输入到误差补偿信号模块产生误差补偿信号输入到控制器中。

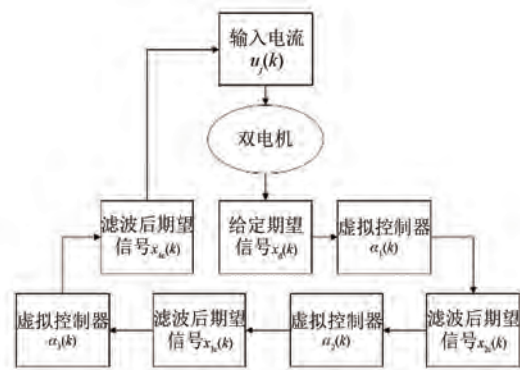


图1 双电机同步控制策略框图

双电机同步驱动伺服系统结构图如图2所示。选择变量如下:

$$\begin{cases} \theta_L(k) = x_1(k) \\ w_L(k) = x_2(k) \\ \theta_j(k) = x_3(k) \\ w_j(k) = x_4(k) \end{cases} \quad (2)$$

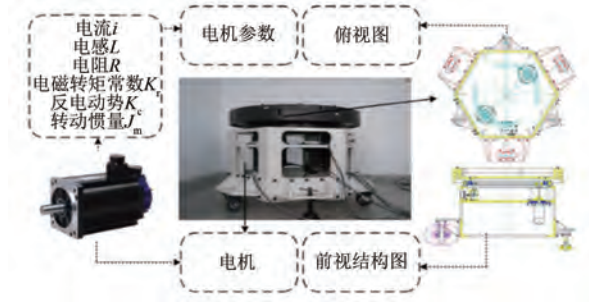


图2 双电机同步驱动伺服系统结构图

双电机离散模型表示为

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + \Delta_t x_2(k) \\ x_2(k+1) = (1 - b_1 \Delta_t) x_2(k) + \Delta_t a_0 [x_3(k) - 2x_1(k)] \\ x_{3j}(k+1) = x_{3j}(k) + \Delta_t x_{4j}(k) \\ x_{4j}(k+1) = \Delta_t n_{1j} u_j(k) - \Delta_t n_{2j} [x_{3j}(k) - x_1(k)] + (1 - b_{2j} \Delta_t) x_{4j}(k) - \Delta_t F_{mj} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $x_3(k) = x_{31}(k) + x_{32}(k)$; $x_4(k) = x_{41}(k) +$

$x_{42}(k)$; $a_0 = \frac{K_L}{J_L}$; $b_1 = \frac{b_L}{J_L}$; $b_{2j} = \frac{b_j}{J_{mj}}$; $n_{1j} = \frac{K_{Tj}}{J_{mj}}$; $n_{2j} = \frac{K_L}{J_{mj}}$ 。

2 控制器设计

定义系统误差为

$$\begin{cases} e_1(k) = x_1(k) - x_d(k) \\ e_2(k) = x_2(k) - x_{2,c}(k) \\ e_3(k) = x_3(k) - x_{3,c}(k) \\ e_{4j}(k) = x_{4j}(k) - x_{4,c}(k)/2 \\ e_4(k) = e_{41} + e_{42} \\ e_s(k) = e_{41} - e_{42} \end{cases} \quad (4)$$

定义系统补偿信号可表示为

$$\begin{cases} \zeta_1(k) = e_1(k) - v_1(k) \\ \zeta_2(k) = e_2(k) - v_2(k) \\ \zeta_3(k) = e_3(k) - v_3(k) \\ \zeta_4(k) = e_4(k) - v_4(k) \end{cases} \quad (5)$$

式中: x_d 为给定的期望信号; $x_{2,c}$ 、 $x_{3,c}$ 、 $x_{4,c}$ 分别为 x_2 、 x_3 、 x_4 滤波后的期望虚拟信号; x_{4j} 的期望虚拟控制信号设置为 $x_{4,c}/2$; 另外用 e_s 表示两个电机的速度误差; $e_j(k)$ 为系统误差; $\zeta_j(k)$ 为补偿信号, $j=1,2,3,4$ 。

步骤一: 由式(3)的第一个方程以及式(4)、式(5)得出:

$$\begin{aligned} v_1(k+1) &= e_1(k+1) - \zeta_1(k+1) = \\ x_1(k) + \Delta_t x_2(k) - x_d(k+1) - \zeta_1(k+1) \end{aligned} \quad (6)$$

根据 Lyapunov 定理, 构造函数 $V_1(k) = \frac{1}{2} v_1^2(k)$, 对 $V_1(k)$ 求一阶差分可得:

$$\begin{aligned} \Delta V_1(k) &= \frac{1}{2} [x_1(k) + \Delta_t x_2(k) - x_d(k+1) - \\ &\quad \zeta_1(k+1)]^2 - \frac{1}{2} v_1^2(k) \end{aligned} \quad (7)$$

分别构造虚拟控制律 $\alpha_1(k)$ 和误差补偿 $\zeta_1(k)$ 可得如下表达式:

$$\alpha_1(k) = \frac{x_d(k+1) - x_1(k)}{\Delta_t} + t_1 \zeta_1(k) \quad (8)$$

$$\zeta_1(k+1) = \Delta_t [\zeta_2(k) + x_{2,c}(k) - \alpha_1(k) + t_1 \zeta_1(k)] \quad (9)$$

式中: $|t_1| \leq 1$ 。

结合式(8)、式(9)得:

$$\Delta V_1(k) = \frac{1}{2} \Delta_t^2 v_2^2(k) - \frac{1}{2} v_1^2(k) \quad (10)$$

步骤二: 由式(3)的第二个方程以及式(4)、式(5)得出:

$$\begin{aligned} v_2(k+1) &= e_2(k+1) - \zeta_2(k+1) = \\ (1 - b_1 \Delta_t) x_2(k) + \Delta_t a_0 [x_3(k) - 2x_1(k)] - \\ &\quad x_{2,c}(k+1) - \zeta_2(k+1) \end{aligned} \quad (11)$$

构造函数 $V_2(k) = \frac{1}{2} v_2^2(k) + V_1(k)$, 求 $V_2(k)$ 的一阶差分, 可得:

$$\begin{aligned} \Delta V_2(k) &= \frac{1}{2} \{ (1 - b_1 \Delta_t) x_2(k) + \Delta_t a_0 [x_3(k) - \\ &\quad 2x_1(k)] - x_{2,c}(k+1) - \zeta_2(k+1) \}^2 - \\ &\quad \frac{1}{2} v_2^2(k) + \Delta V_1(k) \end{aligned} \quad (12)$$

分别构造 $\alpha_2(k)$ 、 $\zeta_2(k)$:

$$\alpha_2(k) = \frac{2\Delta_t a_0 x_1 + x_{2,c}(k+1) - (1 - b_1 \Delta_t) x_2}{\Delta_t a_0} + t_2 \zeta_2(k) \quad (13)$$

$$\zeta_2(k+1) = \Delta_t a_0 [\zeta_3(k) + x_{3,c}(k) - \alpha_2(k) + t_2 \zeta_2(k)] \quad (14)$$

式中: $|t_2| \leq 1$ 。

由式(13)、式(14)得:

$$\Delta V_2(k) = \frac{1}{2} a_0^2 \Delta_t^2 v_3^2(k) - \frac{1}{2} v_2^2(k) + \Delta V_1(k) \quad (15)$$

$$v_3(k+1) = e_3(k+1) - \zeta_3(k+1) = x_3(k) + \Delta_t [x_{41}(k) + x_{42}(k)] - x_{3,c}(k+1) - \zeta_3(k+1) \quad (16)$$

构造函数 $V_3(k) = \frac{1}{2} v_3^2(k) + V_2(k)$, 求 $V_3(k)$ 的一阶差分可得:

$$\Delta V_3(k) = \frac{1}{2} \{ x_3(k) + \Delta_t [x_{41}(k) + x_{42}(k)] - x_{3,c}(k+1) - \zeta_3(k+1) \}^2 - \frac{1}{2} v_3^2(k) + \Delta V_2(k) \quad (17)$$

分别构造 $\alpha_3(k)$ 、 $\zeta_3(k)$:

$$\alpha_3(k) = \frac{x_{3,c}(k+1) - x_3(k)}{\Delta_t} + t_3 \zeta_3(k) \quad (18)$$

$$\zeta_3(k+1) = \Delta_t [\zeta_4(k) + x_{4,c}(k) - \alpha_3(k) + t_3 \zeta_3(k)] \quad (19)$$

式中: $|t_3| \leq 1$ 。由式(18)、式(19)得:

$$\Delta V_3(k) = \frac{1}{2} \Delta_t^2 v_4^2(k) - \frac{1}{2} v_3^2(k) + \Delta V_2(k) \quad (20)$$

步骤四:由式(3)的第四个方程以及式(4)、式(5)可得:

$$v_4(k+1) = e_4(k+1) - \zeta_4(k+1) = \left[\Delta_t n_{11} u_1(k) - f_3(k) - \Delta_t F_{m1} - \frac{x_{4,c}(k+1)}{2} \right] + \left[\Delta_t n_{12} u_2(k) - f_4(k) - \Delta_t F_{m2} - \frac{x_{4,c}(k+1)}{2} \right] - \zeta_4(k+1) \quad (21)$$

选择函数 $V_4(k) = \frac{1}{2} v_4^2(k) + V_3(k)$, 求 $V_4(k)$ 的一阶差分, 可得:

$$\Delta V_4(k) = \frac{1}{2} \left\{ \left[\Delta_t n_{11} u_1(k) - f_3(k) - \Delta_t F_{m1} - \frac{x_{4,c}(k+1)}{2} \right] + \left[\Delta_t n_{12} u_2(k) - f_4(k) - \Delta_t F_{m2} - \frac{x_{4,c}(k+1)}{2} \right] - \zeta_4(k+1) \right\}^2 -$$

$$\frac{1}{2} v_4^2(k) + \Delta V_3(k) \quad (22)$$

其中, 令 $f_3(k) = \Delta_t n_{21} [x_{31}(k) - x_1(k)] - (1 - b_{21} \Delta_t) x_{41}(k)$, $f_4(k) = \Delta_t n_{22} [x_{32}(k) - x_1(k)] - (1 - b_{22} \Delta_t) x_{42}(k)$ 。

由于式(22)中含有非线性扰动, 定义一个新函数 $g_j(k) = \Delta_t F_{mj} + \frac{1}{2} x_{4c}(k+1)$:

$$\begin{cases} g_1(k) = \Delta_t F_{m1} + \frac{1}{2} x_{4c}(k+1) \\ g_2(k) = \Delta_t F_{m2} + \frac{1}{2} x_{4c}(k+1) \end{cases} \quad (23)$$

由引理2结合神经网络技术可得, 当 $\varepsilon_{2j} > 0$, 存在径向基函数神经网络 $\mathbf{W}_{2j}^T S_{2j}[\mathbf{Z}_{2j}(k)]$, 使得:

$$g_j(k) = \Delta_t F_{mj} + \frac{1}{2} x_{4c}(k+1) = \mathbf{W}_{2j}^T S_{2j}[\mathbf{Z}_{2j}(k)] + \tau_{2j} \quad (24)$$

式中: $\Delta_t F_{mj}$ 为系统设定的非线性扰动函数; $\mathbf{Z}_{2j}(k) = [x_1(k), x_2(k), x_3(k), x_4(k), x_5(k), x_6(k)]^T$; τ_{2j} 为逼近误差, 并满足不等式 $|\tau_{2j}| \leq \varepsilon_{2j}$; $\|\mathbf{W}_{2j}\|$ 为向量 $\mathbf{W}_{2j}$ 的范数。

取 $\zeta_4(k) = 0$, 设系统输入信号为 $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$, 设神经网络系统自适应律 $\hat{\zeta}_{2j}(k+1)$, 可得如下表达式:

$$u_1(k) = \frac{1}{\Delta_t n_{11}} \left[\hat{\mathbf{W}}_{21}^T S_{21} + f_3(k) + \frac{1}{2} \zeta_4(k+1) - \frac{1}{2} m e_4 \right] \quad (25)$$

$$u_2(k) = \frac{1}{\Delta_t n_{12}} \left[\hat{\mathbf{W}}_{22}^T S_{22} + f_4(k) + \frac{1}{2} \zeta_4(k+1) - \frac{1}{2} m e_4 \right] \quad (26)$$

$$\hat{\zeta}_{2j}(k+1) = \hat{\zeta}_{2j}(k) + \lambda_{2j} \|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\| v_4(k+1) - \gamma_{2j} \hat{\zeta}_{2j}(k) \quad (27)$$

式中: λ_{2j} 和 γ_{2j} 皆为正常数。设向量 $\mathbf{W}_{2j}$ 的范数为 ζ_{2j} , 即 $\|\mathbf{W}_{2j}^T\| = \zeta_{2j}$, $\hat{\zeta}_{2j}$ 为 ζ_{2j} 的估计值。

设 $\tilde{\zeta}_{2j}(k)$ 为估计误差, 则 $\tilde{\zeta}_{2j} = \zeta_{2j} - \hat{\zeta}_{2j}$, 由式(24)、式(25)、式(26)得如下表达式:

$$\Delta V_4(k) = \frac{1}{2} \left\{ \sum_{j=1}^2 \{ -\tilde{\zeta}_{2j} \|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\| - \varepsilon_{2j} \} - m e_4 \right\}^2 - \frac{1}{2} v_4^2(k) + \Delta V_3(k) \quad (28)$$

3 稳定性分析

考虑同步误差的情况下,选取 Lyapunov 函数:

$$V(k) = V_4(k) + \frac{1}{2}e_s^2(k) + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 \frac{1}{\lambda_{2j}} \tilde{\zeta}_{2j}(k) \quad (29)$$

求取 $V(k)$ 的一阶差分,可得:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = \Delta V_4(k) + \frac{1}{2}[e_{42}(k+1) - e_{41}(k+1)]^2 + \\ \sum_{j=1}^2 \frac{1}{2\lambda_{2j}} [\tilde{\zeta}_{2j}^2(k+1) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k)] - \frac{1}{2}e_s^2(k) \end{aligned} \quad (30)$$

在 Lyapunov 函数中考虑速度同步误差,在保证跟踪性能的同时能提高电机间的同步度。

神经网络权值自适应律:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_{2j}(k+1) = \dot{\zeta}_{2j}(k) + \lambda_{2j} \|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\| \\ v_4(k+1) - \gamma_{2j}\dot{\zeta}_{2j}(k) \end{aligned} \quad (31)$$

代入 $\tilde{\zeta}^2(k+1) - \tilde{\zeta}^2(k)$ 可得:

$$\begin{aligned} \tilde{\zeta}_{2j}^2(k+1) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k) = \zeta_{2j}^2(k+1) - \zeta_{2j}^2(k) + \\ (1 - \gamma_{2j})2\dot{\zeta}_{2j}^2(k) + 2(\gamma_{2j} - 1)\zeta_{2j}(k+1)\dot{\zeta}_{2j}(k) + \\ 2(1 - \gamma_{2j})\lambda_{2j} \|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\| v_4(k+1)\dot{\zeta}_{2j}(k) + \\ (-\lambda_{2j})2\dot{\zeta}_{2j}(k+1) \|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\| v_4(k+1) + \\ \lambda_{2j}^2 \|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\|^2 v_4^2(k+1) \end{aligned} \quad (32)$$

神经网络基函数满足 $\|S_{2j}[\mathbf{Z}_i(k)]\|^2 \leq l_i$, 根据杨不等式可得:

$$\begin{aligned} \tilde{\zeta}_{2j}^2(k+1) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k) \leq \\ (2 - \gamma_{2j} + \lambda_{2j})\dot{\zeta}_{2j}^2(k+1) + (\gamma_{2j}^2 - 4\gamma_{2j} + 3) \\ \dot{\zeta}_{2j}^2(k) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k) + [(2 - \gamma_{2j})\lambda_{2j}^2 l_i + \\ \lambda_{2j} l_i] v_4^2(k+1) \end{aligned} \quad (33)$$

由离散模型式(3)以及式(4)得出:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}[e_{41}(k+1) - e_{42}(k+1)]^2 = \\ \frac{1}{2}\{(-\tilde{\zeta}_{22} \|S_{22}\| - \varepsilon_{22}) - (-\tilde{\zeta}_{21} \|S_{21}\| - \varepsilon_{21})\}^2 \end{aligned} \quad (34)$$

将式(33)代入式(30),其中:

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^2 \frac{1}{2\lambda_{2j}} [\tilde{\zeta}_{2j}^2(k+1) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k)] = \\ \sum_{j=1}^2 \frac{1}{2\lambda_{2j}} [(2 - \gamma_{2j} + \lambda_{2j})\dot{\zeta}_{2j}^2(k+1) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (\gamma_{2j}^2 - 4\gamma_{2j} + 3)\dot{\zeta}_{2j}^2(k) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k)] + \\ \frac{(l_1 + l_2) + (2 - \gamma_{21})l_1\lambda_{21} + (2 - \gamma_{22})l_2\lambda_{22}}{2} \\ v_4^2(k+1) \end{aligned} \quad (35)$$

取 $\zeta_4(k) = 0$, 由于 $v_4(k) = e_4(k) - \zeta_4(k)$, 可得 $v_4(k) = e_4(k)$, 将式(34)、式(35)代入式(30), 由杨不等式得:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) \leq [3(l_1 + l_2) + 3(2 - \gamma_{21})l_1\lambda_{21} + \\ 3(2 - \gamma_{22})l_2\lambda_{22} + 3](l_1\tilde{\zeta}_{21}^2 + l_2\tilde{\zeta}_{22}^2 + \varepsilon_{21}^2 + \varepsilon_{22}^2) + \\ \frac{1}{2}\{[3(l_1 + l_2) + 3(2 - \gamma_{21})l_1\lambda_{21} + \\ 3(2 - \gamma_{22})l_2\lambda_{22} + 3]m^2 - 1 + \Delta_t^2\}v_4^2(k) + \\ \sum_{j=1}^2 \frac{1}{2\lambda_{2j}} [(2 - \gamma_{2j} + \lambda_{2j})\dot{\zeta}_{2j}^2(k+1) + \\ (\gamma_{2j}^2 - 4\gamma_{2j} + 3)\dot{\zeta}_{2j}^2(k) - \tilde{\zeta}_{2j}^2(k)] - \\ \frac{1}{2}(1 - a_0^2\Delta_t^2)v_3^2(k) - \frac{1}{2}(1 - \Delta_t^2)v_2^2(k) - \\ \frac{1}{2}e_s^2(k) \end{aligned} \quad (36)$$

取参数 $l_1, l_2, \gamma_{21}, \gamma_{22}, \Delta_t, a_0$ 使不等式 $3(l_1 + l_2) + 3(2 - \gamma_{21})l_1\lambda_{21} + 3(2 - \gamma_{22})l_2\lambda_{22} + 3 < 0$, $[3(l_1 + l_2) + 3(2 - \gamma_{21})l_1\lambda_{21} + 3(2 - \gamma_{22})l_2\lambda_{22} + 3]m^2 - 1 + \Delta_t^2 < 0$ 且 $2 - \gamma_{2j} + \lambda_{2j} < 0, \gamma_{2j}^2 - 4\gamma_{2j} + 3 < 0, 1 - \Delta_t^2 > 0, 1 - a_0^2\Delta_t^2 > 0$ 。可得出 $\Delta V(k) \leq 0, \alpha_{i1d}(k) - \alpha_{i1}(k), \lim(k \rightarrow \infty) \|v_1(k)\| \leq \sigma, \sigma$ 是任意小的常数。假设 $\alpha_{i1d}(k) - \alpha_{i1}(k)$ 是有界的且满足 $|t_{i2}| \leq 1$, 可得 $\zeta_{i3}(k)$ 是有界的。其中 $i1, i2 = 1, 2; i3 = 1, 2, 3, 4$ 。由此可得 $e_1(k) = v_1(k) + \zeta_1(k)$ 及 $\zeta_1(k)$ 是有界的, 综上所述跟踪误差 $e_1(k)$ 有界的。

4 仿真分析

为了验证该离散同步控制方法的可行性, 在 MATLAB 环境中进行仿真分析。选取采样周期 $\Delta_t = 0.0025$ s, 采样次数为 12 000。

电机的参数如下: $J_{m1} = 0.4 \text{ kg} \cdot \text{m}^2; K_{e1} = 0.76 \text{ V/rad}, K_{e2} = 0.1 \text{ V/rad}; K_{T1} = 1.1 \text{ N} \cdot \text{m/A}, K_{T2} = 0.9 \text{ N} \cdot \text{m/A}; R_1 = 2.5 \Omega, R_2 = 3 \Omega; L_1 = 0.05 \text{ H}, L_2 = 0.04 \text{ H}; b_1 = b_2 = 0.001 158 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$ 。

负载为 $J_L = 2(J_{m1} + J_{m2}) = 2.4 \text{ kg/m}^2$, 同时 $K_L = 50 \text{ N} \cdot \text{m/rad}, b_L = 0.03 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$ 。控制器参数和滤波器参数选择为 $k_s = 10, k_c = 10; w_1 = 30$,

$w_2 = 0.08$ 。

期望信号选为 $y_d(k) = \cos[t(k-1)\pi/2]$ 。选择相同的参数,比较命令滤波反步法(CFC)和动态面控制方法(DSC),从而验证 CFC 方法的优越性。仿真结果如图 2~图 6 所示。

图 3(a)和(b)分别为 DSC 和 CFC 控制方法下的位置跟踪曲线,图 4 为 DSC 和 CFC 控制方法下的追踪误差信号,图 5(a)和(b)分别为 DSC 和 CFC 控制方法下的电机输入信号,图 6(a)和(b)分别为 DSC 和 CFC 控制方法下的电机转速,图 7 为 DSC 和 CFC 控制方法下的同步误差信号。

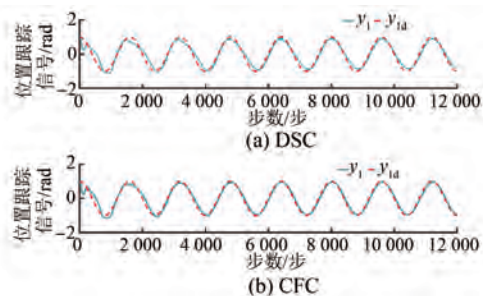


图 3 位置跟踪曲线

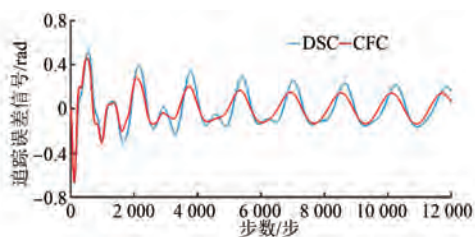


图 4 追踪误差信号

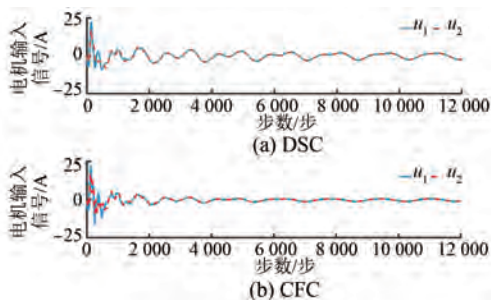


图 5 电机输入信号

将 DSC 方法和 CFC 方法进行对比,根据图 3 可以看出 CFC 方法具有更好的追踪效果。图 4 分别显示了两种控制方法下的追踪误差,相较于 DSC 方法,本文采用的 CFC 方法误差更小,可以保持在 $-0.13 \sim 0.13$ rad 以内,跟踪性能较好。图 5

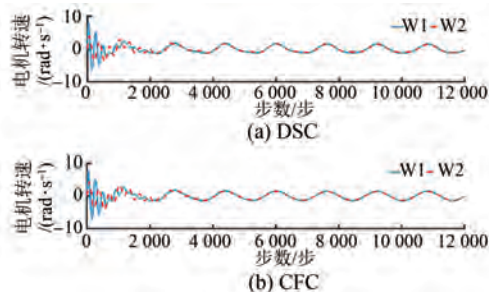


图 6 电机转速

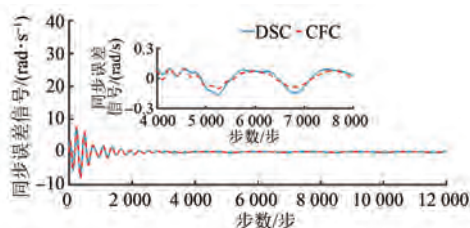


图 7 同步误差信号

分别显示两种控制方法下的电机输入电压,DSC 方法下的电机输入电压波动较大;CFC 方法下两个电机之间的电压更加稳定,波动较小,电机运行更加平稳。图 6 显示了 DSC 方法和 CFC 方法下的两个电机的转速,对比之下不难发现 CFC 方法下的两个电机速度更为接近,波动更小,运行更平稳。图 7 可以看出 CFC 方法下电机之间转速误差保持在 $-0.08 \sim 0.08$ rad 之间,且同步性能良好。根据仿真结果得出所设计的控制器具有较好的追踪效果,误差收敛到非常小的邻域内,表现出很好的跟踪性能与同步性能。

为了验证突加负载扰动时双电机系统在所提控制方法下的抗扰性能,在仿真第 15 s 时突加 $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的转矩。图 8 为负载扰动下的位置跟踪误差,图 9 为负载扰动下的电机转速,图 10 负载扰动下的同步误差信号。

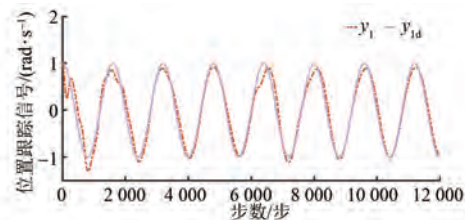


图 8 负载扰动下位置跟踪信号

由图 8 可以看出,在突加负载扰动后,电机的位置跟踪曲线出现波动,相较于突加扰动前误差

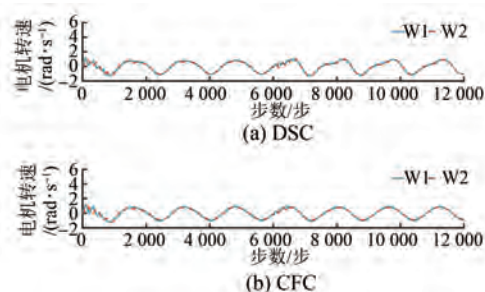


图9 负载扰动下电机转速

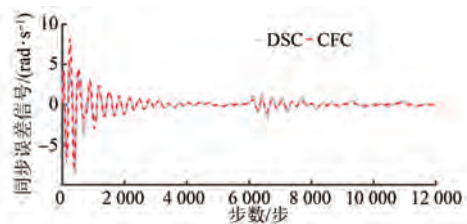


图10 负载扰动下同步误差信号

增加了0.12 rad;图9显示了突加负载扰动后电机转速,相较于突加扰动前,电机转速下降0.04 rad/s;图10为突加扰动后的同步误差信号,扰动后电机的同步误差增加了0.05 rad/s,仍能保持较好的同步性能。

5 结 语

本文研究了双电机离散模型下的同步控制方法,设计的控制器能够有效地减少两个电机在离散状态下的追踪误差和同步误差,使得两个电机在相对平稳的状态下运行。该控制器使用命令滤波技术,结合神经网络技术逼近多电机轴转矩等非线性扰动函数在反步法的基础上减轻了计算负担。二阶滤波器消除了滤波误差带来的不良影响,使得误差控制在合理的区间范围,在保证控制性能的同时仍具有较高的控制精度。此仿真结果验证了上述方法的可行性。

【参考文献】

- [1] 王孟孟. 基于神经网络的异步电动机命令滤波离散控制[D]. 青岛: 青岛大学, 2019.
- [2] 王继超, 冷育明, 戚延辉, 等. 基于 ASAPSO 的火炮随动系统模糊控制策略[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 53.
- [3] 高熠, 吴益飞, 关妍. 基于特征模型的双电机伺服系统二阶离散滑模控制[J]. 机械设计与制造工

程, 2020, 49(3): 29.

- [4] 王海荟, 崔国增, 李泽, 等. 四旋翼飞行器固定时间自适应轨迹跟踪控制[J]. 控制工程, 2022, 29(5): 861.
- [5] 刘加朋, 于金鹏, 林崇. 一类不确定非线性系统的事件驱动命令滤波反步控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(10): 2733.
- [6] 陈威, 吴益飞, 杜仁慧, 等. 双电机同步驱动伺服系统的鲁棒动态面控制[J]. 信息与控制, 2013, 42(5): 625.
- [7] 石唼, 程国扬. 基于自适应摩擦补偿的复合非线性轨迹跟踪控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(9): 14.
- [8] 吴玉香, 王萍. 基于反馈线性化同步伺服电机鲁棒跟踪控制[J]. 控制工程, 2008, 15(1): 46.
- [9] 于慧慧, 于金鹏, 刘加朋, 等. 基于指令滤波的PMSMs全状态约束有限时间控制[J]. 控制工程, 2023, 30(1): 18.
- [10] TAN H Y, HU Y J, LI L. Effect of friction on the dynamic analysis of slider-crank mechanism with clearance joint [J]. IET Control Theory and Applications, 2019, 115: 20.
- [11] LI X P, WANG Z, WANG X, et al. Research on static friction coefficient of joint surfaces considering elastic-plastic deformation based on fractal model [J]. International Journal of Industrial and Systems Engineering, 2019, 32(1): 32.
- [12] LAMPAERT V, SWEVERS J, AL-BENDER F. Modification of the Leuven integrated friction model structure [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(4): 683.
- [13] 徐雨梦, 于金飞, 刘加朋, 等. PMSMs的事件触发指令滤波离散控制[J]. 控制工程, 2022, 29(5): 844.
- [14] 张国斌, 于金鹏, 于海生, 等. 永磁同步电机动态面模糊离散速度调节控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(4): 1.
- [15] KANG S, YAN H, DONG L J, et al. Finite-time adaptive sliding mode force control for electro-hydraulic load simulator based on improved GMS friction model [J]. Mechanical Systems Signal Processing, 2018, 102: 117.
- [16] WU Z M. Adaptive block compensation trajectory tracking control based on LuGre friction model [J]. International Journal of Advanced Robotic Systems, 2019, 16(5): 1.

(下转第48页)

- 磁同步电机匝间短路与局部退磁故障分类诊断研究[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1634.
- [6] HUANG S, AGGARWAL A, STRANGAS E G, et al. Robust stator winding fault detection in PMSMs with respect to current controller bandwidth [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(5): 5032.
- [7] 王芳. 基于小波分析永磁同步电机匝间短路故障检测[J]. 河北师范大学学报(自然科学版), 2019, 43(2): 123.
- [8] 吴娟娟, 皮薇薇. 永磁同步电机轻微匝间短路故障的检测方法[J]. 电气传动, 2020, 50(4): 98.
- [9] WANG B, WANG J, GRIFFO A, et al. Stator turn fault detection by second harmonic in instantaneous power for a triple-redundant fault-tolerant PM drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2018, 65(9): 7279.
- [10] 杨胜明, 吴钦木. 永磁同步电机匝间短路故障建模及仿真分析[J]. 智能计算机与应用, 2020, 10(2): 184.
- [11] WEI D, LIU K, HU W, et al. Short-time adaline based fault feature extraction for inter-turn short circuit diagnosis of PMSM via residual insulation monitoring [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(3): 3103.
- [12] 彭伟, 赵峰, 王永兴, 等. 永磁同步电机匝间短路故障在线检测方法[J]. 电工电能新技术, 2018, 37(3): 41.
- [13] WANG L, LI Y, LI J. Diagnosis of inter-turn short circuit of synchronous generator rotor winding based on volterra kernel identification [J]. Energies, 2018, 11(10): 2524.
- [14] MAZZOLETTI M A, BOSSIO G R, ANGELO C. Interturn short-circuit fault diagnosis in PMSM with partitioned stator windings [J]. IET Electric Power Applications, 2020: 2301.
- [15] 张周磊, 李垣江, 李梦含, 等. 基于深度学习的永磁同步电机故障诊断方法[J]. 计算机应用与软件, 2019, 36(10): 123-129.
- [16] GURUSAMY V, BOSTANCI E, CHEN L, et al. A stray magnetic flux-based robust diagnosis method for detection and location of interturn short circuit fault in PMSM [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2021, 70: 1.
- [17] 陈勇, 梁洪, 王成栋, 等. 基于改进小波包变换和信号融合的永磁同步电机匝间短路故障检测[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊1): 22.
- [18] 谢颖, 胡圣明, 陈鹏, 等. 永磁同步电机匝间短路故障温度场分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 322.

(上接第 41 页)

- [17] LUO C, YAO J, GU J. Extended-state-observer-based output feedback adaptive control of hydraulic system with continuous friction compensation [J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(15): 8414.
- [18] 李耀华, 王孝宇, 周逸凡, 等. 双 BP 神经网络的永磁同步电机磁链与转矩无差拍控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(4): 16.
- [19] WU J, CHEN X W, ZHAO Q J, et al. Adaptive neural dynamic surface control with prespecified tracking accuracy of uncertain stochastic nonstrict-feedback systems. [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2020, S2: 3408.
- [20] ZHANG T, XU H. Adaptive optimal dynamic surface control of strict-feedback nonlinear systems with output constraints [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2020, 30(5): 1.