

面向输电线路机器人的双电机转速协同控制方法^{*}丁林豪¹ 董 禹¹ 黄 兴² 花国祥² 王升旭²

(1. 南京信息工程大学自动化学院 南京 210044; 2. 无锡学院自动化学院 无锡 214105)

摘 要: 针对输电线路机器人双永磁同步电机转速协同控制的关键问题,提出了一种改进的控制策略。首先,在转速环控制方面,设计了一种基于新趋近律的非奇异终端滑模控制器,并结合扩张状态观测器对系统不确定扰动进行实时观测与补偿,提高电机速度跟踪性能;其次,在同步控制方面,采用交叉耦合控制架构,设计了基于改进粒子群算法(PSO)的模糊控制误差补偿器,通过优化算法对模糊控制参数进行整定,从而降低外部扰动下的双电机转速同步误差。仿真实验结果表明,所提出的控制策略在鲁棒性、转速跟踪精度和同步性能等方面均表现出显著优势,为带电作业机器人的高精度控制提供了有效的解决方案。

关键词: 双电机;永磁同步电机;滑模控制;粒子群算法;模糊控制

中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8050

Dual-motor speed cooperative control method for transmission line robots

Ding Linhao¹ Dong Yu¹ Huang Xing² Hua Guoxiang² Wang Shengxu²

(1. School of Automation, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China;

2. School of Automation, Wuxi University, Wuxi 214105, China)

Abstract: Aiming at the key issues of speed cooperative control of dual permanent magnet synchronous motors for transmission line robots, an improved control strategy is proposed. Firstly, in terms of rotational speed loop control, a non-singular terminal sliding mode controller based on the new approach law was designed, and combined with the expanded state observer to conduct real-time observation and compensation of uncertain disturbances in the system, thereby improving the speed tracking performance of the motor. Secondly, in terms of synchronous control, a cross-coupling control architecture was adopted, and a fuzzy control error compensator based on the improved particle swarm optimization (PSO) algorithm was designed. The fuzzy control parameters were tuned through the optimization algorithm, thereby reducing the synchronous error of the dual-motor rotational speed under external disturbances. The simulation experiment results show that the proposed control strategy exhibits significant advantages in terms of robustness, rotational speed tracking accuracy and synchronization performance, providing an effective solution for the high-precision control of live-line operation robots.

Keywords: dual motors; permanent magnet synchronous motor; sliding mode control; particle swarm optimization algorithm; fuzzy control

0 引 言

随着电力行业的快速发展,电塔越来越远离市区,电塔的运维工作变得更加危险^[1]。现如今电塔的运维方式还是传统的人工维护,工人的人身安全难以得到充分保障,因此,输电线路机器人技术在电力运维领域中得到了广泛应用^[2]。

输电线路机器人在吊装上线的过程中由于外部环境因

素会导致电机负载的突然变化,使得两个电机在实际运行中无法维持高度的一致性,若存在显著的同步误差,可能导致单台电机过载,进而引发机器人坠落或设备损坏等安全事故,所以有必要深入探讨双电机驱动同步控制策略,以优化同步准确率。本文选用具有低噪声、高效率 and 精度高等特点的永磁同步电机作为吊装的驱动单元^[3]。

目前对双电机同步控制的研究都集中在双电机控制结构和协同误差补偿上。在控制结构方面,主流的控制结构

有并行控制^[4]、主从控制^[5]、交叉耦合控制和虚拟主轴控制。前两种控制方式缺少双向的信号反馈,会造成一定的速度滞后,适用于同步控制精度不高的场合;后两种的控制结构能及时的反馈信号,控制精度较高。在双电机控制结构方面,薛烨豪等^[6]针对卷绕涂覆生产中薄膜材料因张力波动过大引发的质量问题,提出了一种基于虚拟主轴的同步控制方案。该方案通过协调各工艺环节的基准线速度,显著降低了系统在启动和受扰动情况下的张力波动,实现了较为稳定的恒张力控制效果。朱博等^[7]针对高速开关系统的同步误差问题,提出通过构建速度与位置参数的耦合模型,并引入同步误差补偿机制,最终实现了双电机系统的高精度位置同步控制。

在协同误差补偿方面,传统的 PID 算法在外部扰动的环境中难以实现所需的同步精度。为了解决这一问题,有学者引入滑模变结构控制,王帅等^[8]针对电机在转角伺服控制过程中存在的不同步问题,提出一种基于滑模控制的同步控制策略,使用饱和函数代替符号函数,抑制了抖振现象,但是收敛速度过慢,可以通过改进滑模趋近律进一步提升性能。张越等^[9]提出一种改进的超螺旋滑模方法实现制动缸压力的精确控制,将超螺旋和滑模算法结合,以解决滑模面距离平衡点较远位置收敛速度慢的问题,但是忽视了外部的扰动,不能对扰动进行很好地抑制。Wu 等^[10]提出将交叉耦合结构结合模糊控制,实现了对多电机系统同步偏差的动态补偿,但是由于模糊控制的参数难以整定,抖振较大。因此有研究者将智能优化算法引入模糊 PID 中,以希望通过算法优化获得更精确的控制参数,提升控制效果。张坤鳌等^[11]提出利用灰狼算法优化模糊 PID 参数,实现了发酵仓环境的精确控制。孟锦涛等^[12]提出采用遗传算法优化模糊 PID 隶属函数,提高了塑料挤出机的响应速度和温度控制精度。但这些算法存在局部搜索能力不足、收敛精度不高、易陷入局部最优的问题。

综上所述,当前的双电机同步控制存在收敛速度慢、低抗扰和抖振大等问题,因此本文提出一种新的双电机同步控制算法。首先,构造新型非线性趋近律优化滑模控制器,在保证系统鲁棒性的同时有效抑制传统滑模控制的抖振问题;其次,采用扩张状态观测器实时估计并补偿外部扰动,提高单电机转速跟踪精度;最后,设计基于改进粒子群算法 (particle swarm optimization, PSO) 的模糊控制器,通过优化算法调整模糊控制器的关键参数,实现同步误差的精准补偿。

1 系统模型

1.1 输电线路机器人结构模型

输电线路机器人结构如图 1 所示。整体结构主要由滑车组、吊装系统、机械臂、末端执行炮筒和行走轮装置组成。作业流程为无人机先把滑车组安装到钢缆上,接着由吊装系统把机器人整体提升到钢缆上,行走轮装置在钢缆上移

动到作业区域,最后由机械臂进行作业。在吊装上线的过程中,电机受到机械振动、负载突变等外部环境因素的影响^[13],导致双电机系统不能保证同步运行,进而引发上线过程中机器人摔落的安全性问题,因此需要让两个电机的速度同步误差尽量缩小。

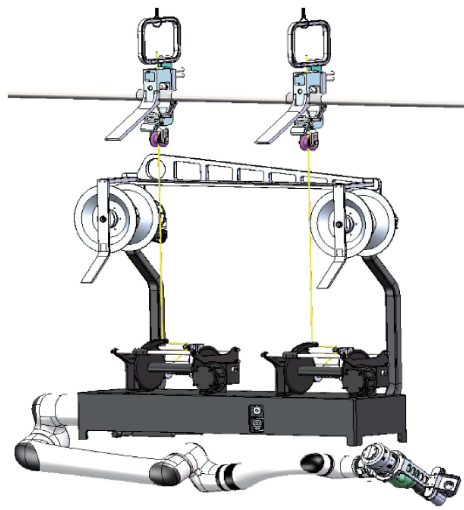


图 1 输电线路机器人整体结构

Fig. 1 Overall structure of the transmission line robot

1.2 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机在三相坐标轴下的模型具有强耦合性和时变性^[14],难以直接进行分析,因此需要进行两次坐标变换,将原始的三相坐标系转变为同步旋转坐标系模型,让电机的控制变得简单高效。假设永磁同步电机为理想电机,忽略磁路饱和^[15],其在 $d-q$ 坐标轴下的数学模型为:

$$\begin{cases} u_d = R i_d - \omega_e L_s i_q + L_s \frac{di_d}{dt} \\ u_q = R i_q + \omega_e L_s i_d + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 为定子电压的 $d-q$ 轴分量; i_d 、 i_q 为定子电流的 $d-q$ 轴分量; L_s 为定子电感; R 为定子电阻; ω_e 为转子机械角速度; ψ_f 为转子磁链。

永磁同步电机转子机械运动方程为^[16]:

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{3P_n \psi_f}{2} i_q - T_L - B\omega \quad (2)$$

式中: J 为转动惯量; P_n 为电机极对数; T_L 为电机负载转矩; B 为电机粘滞摩擦系数。

2 速度环控制器设计

2.1 滑模控制器设计

对于永磁同步电机速度的调节,采取的参考因素是给定速度与参考速度的差值,并以此为依据得到 q 轴电流的给定量 i_q^* ,来调节转速至期望值的结果。定义永磁同步电机状态变量方程为:

$$\begin{cases} x_1 = e = \omega^* - \omega \\ x_2 = \dot{x}_1 = \dot{e} \end{cases} \quad (3)$$

式中: x_1, x_2 为状态变量; ω^* 为电机参考转速; ω 为电机实际转速。

为了保证永磁同步电机在有限时间内完成调速,并避免奇异性问题,因此引入一个非奇异终端滑模面。

$$s = x_1 + k \int_0^t |x_1|^\lambda \text{sgn}(x_1) dt \quad (4)$$

式中: $k > 0$, $0 < \lambda < 1$ (一般是两个正奇数相除的值,如 $3/5, 5/7$)。

对滑模面进行求导,可得:

$$\dot{s} = x_2 + k |x_1|^\lambda \text{sgn}(x_1) \quad (5)$$

选取一般的指数趋近律,可得常规的输出电流为:

$$i_q = \frac{2J}{3P_n\phi_f} \left(\frac{T_L}{J} + \frac{B}{J}\omega + k |x_1|^\lambda \text{sgn}(x_1) + k_1 \text{sgn}(s) + k_2 s \right) \quad (6)$$

式中: k_1, k_2 均 > 0 。从上式中可以看出 k_1, k_2 的增益固定,无法根据系统状态动态调整。大误差时会收敛不足,小误差时又容易过度调节,缺乏自适应能力。并且表达式中的 $k_1 \text{sgn}(s)$ 是一个硬切换的过程,容易引起抖振。

为了解决这一问题,提出了一种适应非奇异终端滑模面的新趋近律:

$$\dot{s} = -\epsilon \frac{|x_1|^\alpha}{k_1 + (1-k_1)e^{-|s|}} \text{sat}(s) - k_2 |s|^{b \cdot \text{sgn}(|s|-1)} s \quad (7)$$

式中: $\text{sat}(s)$ 为饱和函数, ϵ, α 均 > 0 , $0 < k_1 < 1$, $0 < b < 1$ 。

当系统远离滑模面,即 $|s|$ 较大时,趋近律中的自适应增益项 $\epsilon \frac{|x_1|^\alpha}{k_1 + (1-k_1)e^{-|s|}}$ 会显著增大,同时幂次切换项表现为 $-k_2 |s|^b$ (高幂次模式),两者协同作用使得系统快速逼近滑模面,大幅缩短收敛时间。当系统接近滑模面,即 $|s|$ 较小时,幂次项切换为 $-k_2 |s|^{-b}$,此时控制信号的幅值随着 $|s|$ 的减小而平滑衰减。同时自适应项因 $|x_1|$ 趋于 0 逐渐降低,结合 $\text{sat}(s)$ 的平滑性,有效消除了传统 $\text{sgn}(s)$ 引起的抖振。因此,新趋近律不仅可以做到快速收敛,还能很好的抑制抖振。

结合新趋近律,可得输出电流为:

$$i_q = \frac{2J}{3P_n\phi_f} \left(\frac{T_L}{J} + \frac{B}{J}\omega + k |x_1|^\lambda \text{sgn}(x_1) + \epsilon \frac{|x_1|^\alpha}{k_1 + (1-k_1)e^{-|s|}} \text{sat}(s) + k_2 |s|^{b \cdot \text{sgn}(|s|-1)} s \right) \quad (8)$$

为确保控制系统的稳定性,通过构造 Lyapunov 进行理论分析,如式(9)所示。

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (9)$$

式中: V 为 Lyapunov 函数。

滑模变结构控制器需要满足条件:

$$\dot{V} = s\dot{s} < 0 \quad (10)$$

由式(7)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s \left(-\epsilon \frac{|x_1|^\alpha}{k_1 + (1-k_1)e^{-|s|}} \text{sat}(s) - k_2 |s|^{b \cdot \text{sgn}(|s|-1)} s \right) \leq \\ &= -\epsilon \frac{|x_1|^\alpha}{k_1 + (1-k_1)e^{-|s|}} |s| - k_2 |s|^{b \cdot \text{sgn}(|s|-1)} s^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (11)$$

由此可知所设计的非奇异终端滑模控制器满足稳定性理论。

2.2 扰动观测器设计

针对电机运行过程中的扰动项 T_L , 设计 ESO 模块对其进行观测,把观测到的扰动 d 引入速度环控制律进行前馈补偿,以减小负载扰动对转速的影响。

首先定义 ESO 的状态变量 z_1, z_2 。

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \omega \\ \dot{z}_2 = d \end{cases} \quad (12)$$

式中: ω 为电机实际转速, d 为观测扰动,在实际系统中,可以近似认为 $\dot{d} = 0$, 则状态方程可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{3P_n\phi_f}{2J} u - \frac{B}{J} z_1 + z_2 \\ \dot{z}_2 = 0 \end{cases} \quad (13)$$

式中: $u = i_q$, 观测状态变量 z_1, z_2 , 建立转速环估计误差 e_1 , 则 ESO 设计如下:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - \hat{z}_1 \\ \dot{\hat{z}}_1 = \frac{3P_n\phi_f}{2J} u - \frac{B}{J} \hat{z}_1 + \hat{z}_2 + \frac{\alpha_1}{\mu} e_1 \\ \dot{\hat{z}}_2 = \frac{\alpha_2}{\mu^2} e_1 \end{cases} \quad (14)$$

式中: e_1 为估计误差; μ, α_1, α_2 均 > 0 ; $\hat{z}_1$ 为 ω 的估计值; $\hat{z}_2$ 为 d 的估计值。ESO 观测器的收敛特性受参数 μ 的直接影响。减小 μ 值可显著提升观测器的动态响应速度,但过小的 μ 会导致输出信号出现明显的超调峰值。因此结合本文永磁同步电机参数,为平衡观测器的响应速度与稳定性,以观测误差 $\leq 0.4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 为目标进行迭代调试,最终确定了 μ 的取值为 0.0005。

3 同步补偿器设计

双电机同步控制的效果不仅会受单电机跟踪精度影响,还会因双电机扰动不平衡而降低同步性能^[17],本文在传统交叉耦合架构中引入模糊 PID 控制策略,并采用改进 PSO 对控制器参数进行优化,以减小同步误差。

传统的交叉耦合结构的比例补偿系数 K_1, K_2 抗干扰能力较弱,难以获得较好的同步效果。因此,引入模糊控制技术,将它与 PID 控制相结合,可以显著提升系统对复杂环境的自适应性和抗干扰能力。模糊 PID 将两个电机的速度误差及其变化率作为输入,通过模糊控制器来动态调整 PID 控制器的参数,进而实现对被控对象的精确控制。

然而,模糊 PID 控制的引入也带来了参数调整的复杂性,这就需要对模糊 PID 算法进行优化。控制原理如图 2 所示。

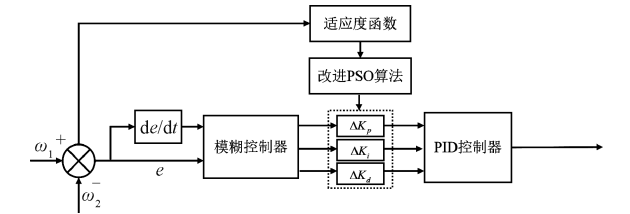


图 2 补偿器控制原理
Fig. 2 Compensator control principle

3.1 模糊控制器设计

模糊 PID 控制相比于传统 PID 控制可以更好地应对系统参数的变化和外界因素的干扰,并依靠着模糊集合和模糊规则进一步增加了控制系统的鲁棒性。在本文中,输入偏差 e 的基本论域定义为 $[-100,100]$,输入偏差变化率 ec 的基本论域定义为 $[-50,50]$, ΔK_p 、 ΔK_i 和 ΔK_d 的基本论域定义为 $[-1,1]$ 采用三角形隶属度函数进行模糊化处理,模糊子集为 $[NB,NM,NS,ZO,PS,PM,PB]$,其含义分别为负大、负中、负小、零、正小、正中和正大。根据电机调控的经验建立模糊规则表如表 1~3 所示。

表 1 ΔK_p 模糊规则
Table 1 ΔK_p Fuzzy rule

ec	e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PM	PM	PS	PS	NS	NS
NS	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
ZO	PS	PS	ZO	ZO	ZO	NS	NM
PS	PS	ZO	ZO	NS	NM	NM	NB
PM	ZO	ZO	NS	NM	NM	NB	NB
PB	ZO	NS	NS	NM	NB	NB	NB

表 2 ΔK_i 模糊规则
Table 2 ΔK_i Fuzzy rule

ec	e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	NM	NS	ZO	ZO	PS
NM	PB	NM	NS	ZO	ZO	PS	PM
NS	NM	NS	ZO	PS	PM	PM	PB
ZO	ZO	ZO	PS	PS	PS	PM	PB
PS	ZO	PS	PM	PM	PB	PB	PB
PM	PS	PM	PM	PM	PB	PB	PB
PB	PM	PB	PB	PB	PB	PB	PB

表 3 ΔK_d 模糊规则
Table 3 ΔK_d Fuzzy rule

ec	e						
	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PS	PS	ZO	ZO	ZO	NS	NS
NM	PM	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
NS	PB	PM	ZO	NS	NM	NB	NB
ZO	PM	PS	ZO	ZO	NS	NM	NB
PS	PS	ZO	NS	NM	NM	NB	NB
PM	ZO	NS	NM	NM	NB	NB	NB
PB	ZO	NS	NM	NB	NB	NB	NB

3.2 PSO 与 PSO 改进

1) PSO

由于双电机同步控制系统是一个复杂的非线性系统,模糊控制器的 ΔK_p 、 ΔK_i 和 ΔK_d 手动调节非常复杂和耗时。所以引入 PSO 来自动调节,减少人为的干预,改进模糊 PID 的效果。

PSO 是一种模拟鸟类群体觅食行为的优化算法^[18]。在这种算法中,每个粒子代表搜索空间中的一个解,它们通过速度和位置来描述自己的状态。具有最佳位置的粒子被称为全局最优粒子,其他的普通粒子的运动轨迹受到它们自身历史最优位置、全局最优粒子的位置以及算法参数的共同影响。通过这种机制,PSO 能够在搜索空间中有效地探索 and 开发,以寻找到问题的最优解^[19]。具体的优化规则为:

$$V_{id}^{k+1} = \omega V_{id}^k + c_1 r_1 (P_{best_{id}}^k - X_{id}^k) + c_2 r_2 (G_{best_{id}}^k - X_{id}^k) \tag{15}$$

$$X_{id}^{k+1} = X_{id}^k + V_{id}^{k+1} \tag{16}$$

式中: ω 为自身惯性权重; V_{id}^k 和 X_{id}^k 分别为第 i 个粒子在第 k 次迭代时的速度和位置; c_1 和 c_2 为学习因子; r_1 和 r_2 为 $[0,1]$ 之间的随机数,一般取 1; $P_{best_{id}}^k$ 为个体粒子的最优位置; $G_{best_{id}}^k$ 为全局粒子的最优位置。

2) PSO 改进

传统 PSO 在搜索过程中可能会过早地收敛至局部最优解,且迭代速度很慢,这些问题限制了其在模糊 PID 中的应用效果。为了克服这些局限性,本文提出了一种改进的 PSO,命名为 FIPSO。

(1)异步学习因子改进

传统的 PSO 算法中,学习因子是固定不变的,这可能导致算法在搜索过程中无法灵活地在全局搜索和局部搜索之间切换,从而影响算法的收敛速度和解的质量。本文中,学习因子 c_1 和 c_2 被设计为随着动态迭代次数的增加而动态变化,可以使粒子在初期保持广泛的搜索,增强全局搜索的能力。在后期,保持稳定的寻优速度,增加局部搜索的能

力。具体的改进策略为:

$$c_1 = c_{1\max} + (c_{1\min} - c_{1\max}) \sqrt{1 - \frac{t}{t_{\max}}} \tag{17}$$

$$c_2 = c_{2\min} + (c_{2\max} - c_{2\min}) \sqrt{1 - \frac{t}{t_{\max}}} \tag{18}$$

式中: $c_{1\max}$ 、 $c_{1\min}$ 为学习因子 c_1 的最大值和最小值; $c_{2\max}$ 、 $c_{2\min}$ 为学习因子 c_2 的最大值和最小值; t 为迭代次数。

(2)引入莱维飞行策略

为了进一步增强 PSO 的全局搜索能力,引入了莱维飞行策略。莱维飞行是一个随机游走模型,模拟了动物在寻找食物时的长距离跳跃行为,与传统的正太分布随机步长相比,莱维飞行能够以较小的概率进行长距离的跳跃。从而有助于跳出局部最优解,探索更多的解。莱维飞行的步长公式为:

$$s = \frac{u}{|v|^{1-\beta}} \tag{19}$$

式中: $u \sim N(0, \sigma^2)$, $v \sim N(0, 1)$, β 一般为 $[0, 2]$ 的常数,本文中取值为 1.5。方差 σ 公式为:

$$\sigma = \left(\frac{\Gamma(1+\beta) \sin(\frac{\pi\beta}{2})}{\beta \Gamma(\frac{1+\beta}{2}) 2^{\frac{1-\beta}{2}}} \right)^{\frac{1}{\beta}} \tag{20}$$

式中: Γ 为伽马函数。

最终的速度更新公式为:

$$V_{id}^{k+1} = \omega V_{id}^k + c_1 r_1 (P_{best_{id}}^k - X_{id}^k) + Levy \cdot c_2 r_2 (G_{best_{id}}^k - X_{id}^k) \tag{21}$$

(3)线性插值策略

为了实现算法在全局搜索与局部搜索之间的动态平衡,本文对 PSO 的位置更新进行了改进。传统的 PSO 倾向于引导粒子从广泛的搜索空间逐渐收敛至一个狭窄的范围,这在某些情况下可能导致算法过早收敛至局部最优解。为了克服这一局限,引入了一个线性插值系数 α ,该系数使得不同粒子分配不同的搜索职责,让一部分粒子负责执行广泛的全局搜索,而另一部分粒子则专注于狭窄的局部搜索区域。这种分工合作的策略不仅提高了算法对全局最优解的探索能力,同时也确保了对局部最优解的精细搜索,从而在全局和局部搜索之间实现了有效的平衡。具体的位置更新公式为:

$$X_{id}^{k+1} = \alpha G_{best_{id}}^k + (1 - \alpha) X_{id}^k + V_{id}^{k+1} \tag{22}$$

$$\alpha = (i - 1) / (N - 1) \tag{23}$$

双电机同步控制框图如图 3 所示。

4 仿真实验

输电线路机器人吊装的两个永磁同步电机参数相同,详细数据如表 4 所示。

在 MATLAB/Simulink 环境下搭建仿真模型,控制器参数如表 5 所示。

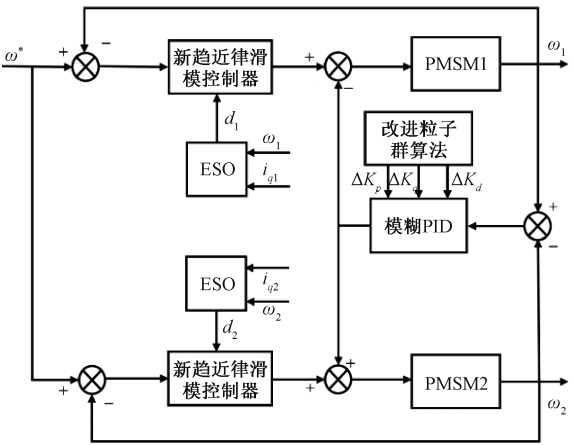


图 3 双电机同步控制框

Fig. 3 Block of dual-motor synchronous control

表 4 电机参数

Table 4 Motor parameters

参数	数值
定子电感 L_d /mH	8.5
定子电感 L_q /mH	8.5
定子电阻 R /H	2.875
永磁体磁链 ψ_f /Wb	0.175
阻尼系数 B	0.008
转动惯量 J /(kg·m ²)	0.005
电机极对数 P_n	4

表 5 控制器参数

Table 5 Controller parameters

参数	k	k_1	k_2	ϵ	α	λ	b
数值	250	0.4	24	2.5	0.6	3/5	0.5

4.1 单电机仿真实验

输电线路机器人能稳定吊装上线,首先必须要保证单电机能够稳定得跟踪给定的参考速度。为了验证本文转速环控制方法的可行性和优越性,进行仿真实验。

1)突变负载仿真实验

仿真时间设为 0.5 s,给定转速为 1 000 r/min。同时,为模拟外部风载扰动与机械卡滞等实际工况,在 0.2 s 时突加 10 N·m 的负载,在 0.3 s 时突减 10 N·m 的负载,扰动观测器的效果如图 4 所示。由图可知,当系统受到负载扰动时,扰动观测器能够快速收敛,有效观测到负载扰动。

仿真突变负载下的转速对比结果如图 5 所示。从图 5 中可以看出,本文提出的转速环控制在整个运行过程中均能快速、平稳地跟踪参考转速。相比 PI 控制,所提方法显著缩短了上升时间并完全消除了超调;在突加与突减负载扰动时,转速波动幅度更小、恢复速度更快,系统整体响应更平稳。

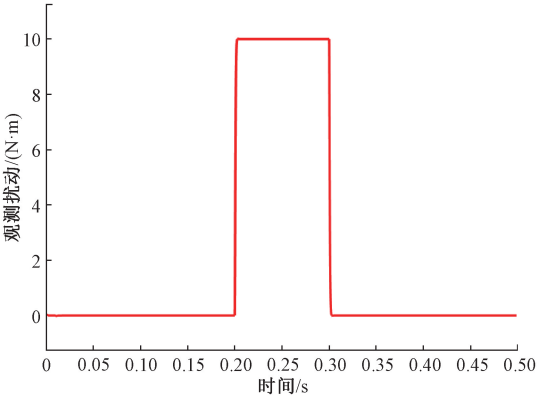


图 4 观测扰动值

Fig. 4 Observe the disturbance value

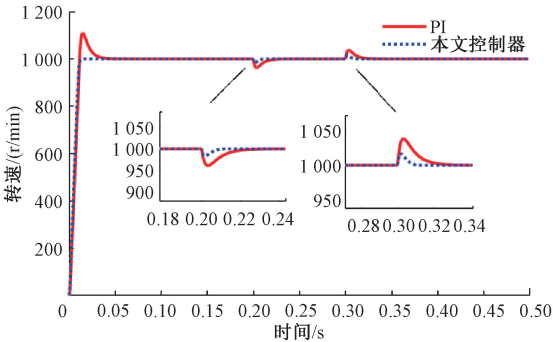


图 5 突变负载下的转速对比

Fig. 5 Speed comparison under sudden load changes

为了进一步对比,表 6 给出了两种控制方法的动态性能指标,包括上升时间、超调量、扰动恢复时间、稳态误差及均方误差等。从表 6 中可以看出,本文方法在各项指标上均优于传统 PI 控制,验证了其在扰动工况下的动态响应速度与稳定性优势。

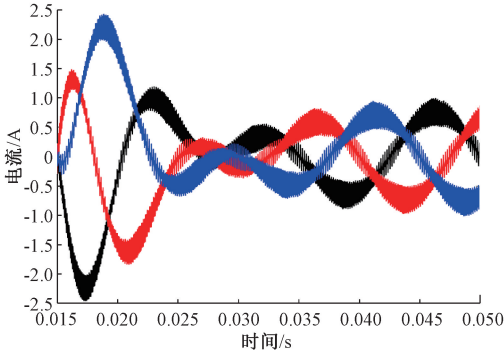
表 6 不同控制方法的动态性能对比

Table 6 Comparison of dynamic performance under different control methods

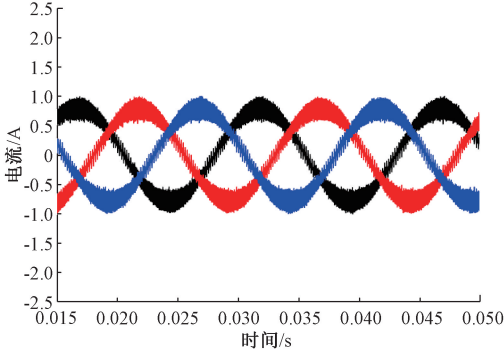
方法	上升 时间/ s	超调量/ rpm	最大 扰动 恢复 时间/s	最大 扰动 波动/ rpm	稳态 误差/ rpm	均方 误差/ (rpm) ²
PI 控制	0.052	110	0.041	38	0.015	96.3
本文控制	0.015	0	0.011	16	0.005	83.2

仿真突变负载下的三相电流对比结果如图 6 所示。从图中可以看出,在起始阶段 PI 控制器中的电流起伏较大,为 5 A 左右,而本文控制器下的电流表现出较平稳的特点,电流波动维持在 2 A 左右。

突变负载下的转矩对比结果如图 7 所示。从图 7 可以看出,在电机启动阶段,本文控制器下的电机转矩恢复时间



(a) PI控制器
(a) PI controller

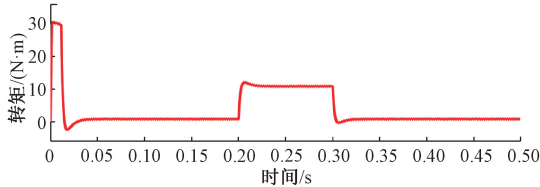


(b) 本文控制器
(b) Controller of this paper

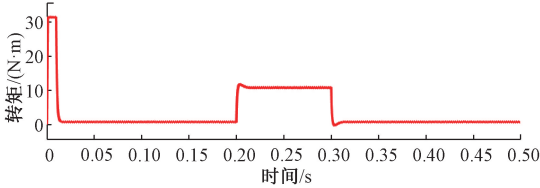
图 6 突变负载下三相电流对比

Fig. 6 Three-phase current comparison under sudden load

较短。当电机遇到突变负载时,本文控制器也能比 PI 控制器用更短的时间到达稳定值,具有更快的动态响应。



(a) PI控制器
(a) PI controller



(b) 本文控制器
(b) Controller of this paper

图 7 突变负载下转矩对比

Fig. 7 Torque comparison under sudden load changes

2)多段速度突变仿真实验

为验证所设计的转速环控制器在不同目标转速下的动态响应能力,进行多段速度指令变化的仿真实验。

该实验模拟输电线路机器人在吊装、行走及制动等典型作业阶段的速度变化过程:给定 1 000 r/min 的转速,在 0.2 s 时降低至 800 r/min,0.3 s 时再提升至 1 000 r/min,

最后在 0.4 s 时降至 0 r/min。图 8 与 9 分别为速度指令突变下的转速响应与转矩变化曲线。

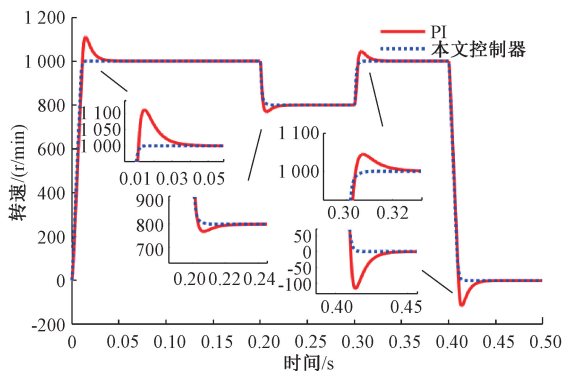


图 8 速度指令突变下的转速对比

Fig. 8 Comparison of rotational speeds under sudden changes in speed commands

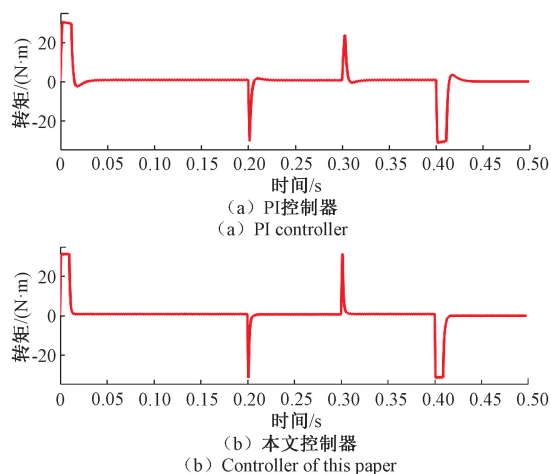


图 9 速度指令突变下的转矩对比

Fig. 9 Torque comparison under sudden changes in speed command

从图 8 中可以看出,本文控制方法在多级速度变化过程中均能快速、平稳地跟踪参考转速,且无明显超调。无论在加速、减速还是停止阶段,系统的稳态误差均维持在极低水平。

同时从图 9 中可以看出,电磁转矩在整个调速区间内变化平滑,能更快地到达稳定值,无明显振荡,保证了系统的稳定性。

4.2 双电机协同控制实验

为了验证 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器的效果,在单电机控制方法相同的情况下,首先进行启动冲击仿真实验。在起始阶段给电机 1 加入 6 N·m 的负载,电机 2 不加负载,用于模拟机器人启动冲击时的影响,与传统的 PI 补偿器进行对比。优化后的模糊 PID 参数为: $\Delta K_p = 0.47$, $\Delta K_i = 4.12$, $\Delta K_d = 0.34$,得到的仿真如下:图 10 与 11 分别为 PI 和 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器启动冲击下的转速响应图。从图 10、11 中可以看出,在 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器的作

用下,当电机启动阶段受到不平衡的冲击后,两个电机的超调量更小,转速误差更小,转速恢复时间更快。

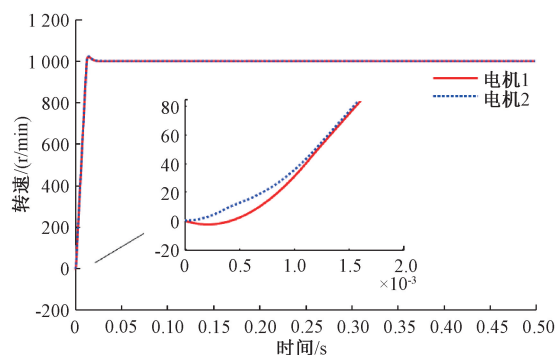


图 10 PI 补偿器启动冲击下的转速响应

Fig. 10 The speed response of the PI compensator under start-up impact

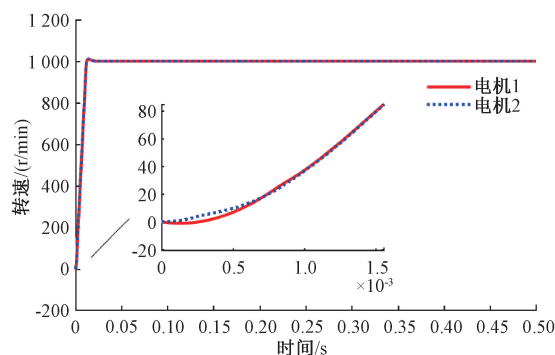


图 11 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器启动冲击下的转速响应

Fig. 11 The speed response of the FIPSO-Fuzzy PID compensator under start-up impact

图 12 为启动冲击下的转速误差对比,从图 12 中可以看出,PI 补偿器作用下的转速误差最高达到了 10.3 r/min,需要 0.05 s 才能收敛到 0,而双电机在 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器作用下转速误差最高只达到了 5.6 r/min,只要 0.003 s 就能收敛到 0,因此本文的同步控制系统具有更好的启动性能和同步性能。

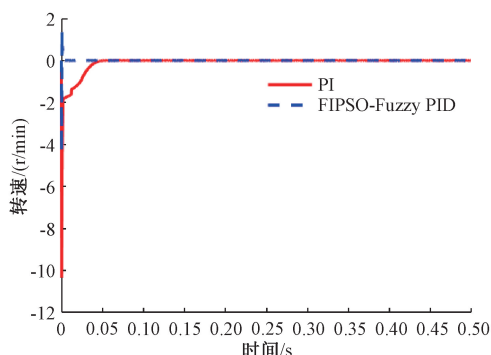


图 12 启动冲击下的转速误差对比

Fig. 12 Comparison of speed errors under start-up impact

模拟过启动冲击对双电机同步性能的影响之后,还要测试风载扰动和机械卡滞等突加负载对双电机同步性能的影响。给定两台电机的参考速度都为 1 000 r/min,空载启动,在 0.2 s 时给电机 1 加 10 N·m 的扰动,电机 2 不加负载,得到的仿真如下:图 13 与 14 分别为 PI 和 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器突加不平衡负载冲击下的转速响应图。

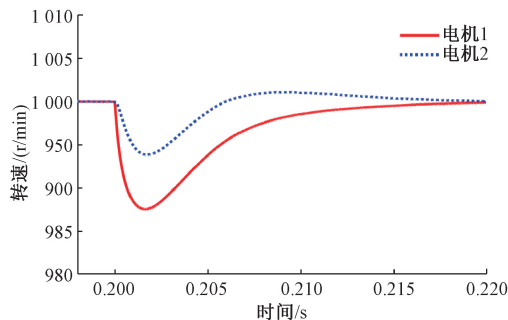


图 13 PI 补偿器突加不平衡负载下的转速响应

Fig. 13 The speed response of the PI compensator under sudden unbalanced load

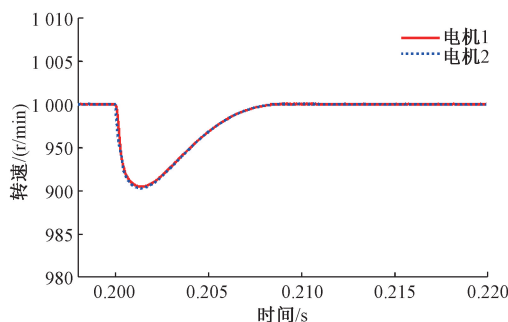


图 14 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器突加不平衡负载下的转速响应

Fig. 14 The speed response of the FIPSO-Fuzzy PID compensator under sudden unbalanced load

从图 13、14 中可以看出,在 FIPSO-Fuzzy PID 补偿器的作用下,当电机在 0.2 s 受到不平衡的负载扰动后,两个电机的同步误差性能更好,转速波动更平稳。下面通过观察系统的电机输出转速差值曲线图进一步分析其同步性能。

突加负载下的的转速误差对比如图 15 所示。从图 15

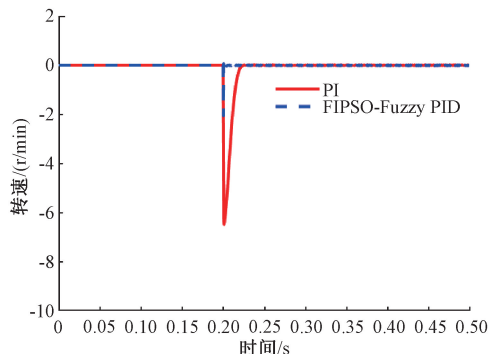


图 15 突加不平衡负载下的转速误差对比

Fig. 15 Comparison of rotational speed errors under sudden unbalanced load

中可以看出,FIPSO-Fuzzy PID 补偿器作用下的两个电机转速误差只有 2.1 r/min,而在 PI 补偿器作用下,转速误差达到了 6.5 r/min 左右,同时在受到扰动后恢复同步运行时间比后者少了 0.018 s,说明其拥有更好的同步性能。在恢复运行后的稳态阶段,FIPSO-Fuzzy PID 补偿器作用下的转速稳态误差为 0.03 r/min,比 0.05 r/min 的 PI 补偿器更加稳定。

5 结 论

本文针对输电线路机器人在作业过程中存在的双永磁同步电机转速不同步问题,提出了一种基于新型趋近律滑模控制与扩张状态观测器相结合的转速环控制方法,并将其与 FIPSO-Fuzzy PID 同步补偿策略相融合。仿真实验结果表明,所提控制策略相较传统 PI 控制显著降低了双永磁同步电机系统的同步误差。该控制策略适用于输电线路机器人在复杂环境下的双电机驱动系统,能够有效应对负载变化频繁、速度指令突变等运行工况,并在高同步精度要求下保持稳定运行。然而,所提控制方法仍存在一定局限性:本文仅进行了仿真验证,尚未在实际样机上进行实验测试。后续工作将结合输电线路机器人样机搭建实验平台,以进一步验证控制策略的工程可行性与鲁棒性。

参考文献

- [1] 连宝晶. 基于电网变电运维风险与技术检修的分析[J]. 云南电力技术, 2025, 53(2): 71-74, 78.
LIAN B J. Analysis of the risks in power grid substation operation and maintenance and technical overhaul[J]. Yunnan Electric Power, 2025, 53(2): 71-74, 78.
- [2] 李占军, 王媛媛, 张琪, 等. 输电线路巡检机器人的研究现状与发展趋势[J]. 通信与信息技术, 2025(1): 10-15.
LI ZH J, WANG Y Y, ZHANG Q, et al. Research status and development trend of transmission line inspection robots[J]. Communications and Information Technology, 2025(1): 10-15.
- [3] 赵凯辉, 谯梦洁, 吕玉映, 等. PMSM 无模型超螺旋快速积分终端滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(5): 64-74.
ZHAO K H, QIAO M J, LYU Y Y, et al. Model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5): 64-74.
- [4] 韩仁银, 郭阳宽, 祝连庆, 等. 多电机同步控制综述[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(6): 8-12.
HAN R Y, GUO Y K, ZHU L Q, et al. Review of multi-motor synchronous control [J]. Electric Machinery & Control Applications, 2017, 44(6): 8-12.

- [5] 闫达,王旭东,孙彦成.采用CAN总线的双电机同步控制雨刷系统控制器[J].哈尔滨理工大学学报,2018,23(3):117-121.
YAN D, WANG X D, SUN Y CH. Dual-motor synchronous wiper system controller based on CAN bus[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2018, 23(3): 117-121.
- [6] 薛烨豪,潘丰.虚拟主轴同步控制策略在张力控制中的应用[J].制造业自动化,2020,42(8):58-62,73.
XUE Y H, PAN F. Application of virtual spindle synchronous control strategy in tension control[J]. Automation in Manufacturing Industry, 2020, 42(8): 58-62, 73.
- [7] 朱博,张钰朋,徐攀腾,等.实现位置同步的双电机交叉耦合控制策略[J].哈尔滨理工大学学报,2022,27(5):114-121.
ZHU B, ZHANG Y P, XU P T, et al. Cross coupling control strategy of two motors for position synchronization[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2022, 27(5): 114-121.
- [8] 王帅,施国标,桑冬岗,等.线控双电机转向系统滑模同步控制及其硬件在环仿真[J].中国公路学报,2021,34(9):61-69.
WANG SH, SHI G B, SANG D G, et al. Sliding mode synchronous control and hardware-in-the-loop simulation of dual-motor steering-by-wire system[J]. China Journal of Highway and Transportation, 2021, 34(9): 61-69.
- [9] 张越,郭中阳,黄孝慈,等.基于改进超螺旋滑模控制的线控制动系统控制方法[J].汽车技术,2024(9):18-24.
ZHANG Y, GUO ZH Y, HUANG X C, et al. Brake-by-wire system control method controlled by improved super twisting sliding mode control[J]. Automotive Technology, 2024(9): 18-24.
- [10] WU Y J, CHENG Y B, WANG Y L. Research on a multi-motor coordinated control strategy based on fuzzy ring network control[J]. IEEE Access, 2020, 8: 39375-39388.
- [11] 张坤鳌,常云磊.基于模糊灰狼PID的发酵仓解耦控制系统研究[J].电子测量技术,2023,46(7):19-23.
ZHANG K AO, CHANG Y L. Research on decoupling control system of fermentation bin based on fuzzy gray wolf PID algorithm [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(7): 19-23.
- [12] 孟锦涛,国海,樊晓宇,等.变论域模糊PID在吹膜机收卷张力中的应用[J].塑料,2024,53(3):21-27.
MENG J T, GUO H, FAN X Y, et al. Application of variable domain fuzzy PID in winding tension of blown film machine[J]. Plastics, 2024, 53(3): 21-27.
- [13] 赵婷婷,王爽,杨宇豪,等.负载突变下矿用电机车永磁同步电机控制研究[J].电子测量技术,2025,48(17):54-65.
ZHAO T T, WANG SH, YANG Y H, et al. Research on permanent magnet synchronous motor control of mining locomotive under load mutation[J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(17): 54-65.
- [14] 康健浩,许孝卓,杜宝玉,等.永磁一凸铁复合极直线同步电机多目标优化[J].传感器与微系统,2023,42(3):45-48,56.
KANG J H, XU X ZH, DU B Y, et al. Multi-objective optimization of permanent magnet-convexiron composite pole linear synchronous motor[J]. Sensors and Microsystems, 2023, 42(3): 45-48, 56.
- [15] 黎心慰,马家庆,陈昌盛,等.基于新型趋近律和EKF的PMSM滑模控制器设计[J].电子测量技术,2025,48(11):42-48.
LI X W, MA J Q, CHEN CH SH, et al. Design of PMSM sliding mode controller based on new approach law and EKF[J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(11): 42-48.
- [16] 王禹智,吴志强,徐世超.一种PMSM位置伺服系统的动态建模与控制[J].仪器仪表报,2024,45(4):226-233.
WANG Y ZH, WU ZH Q, XU SH CH. Dynamic modeling and control of PMSM position servo system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(4): 226-233.
- [17] 鲍晓明,林涛,郑晓翔,等.双电机同步控制技术综述[J].微特电机,2024,52(8):68-73.
BAO X M, LIN T, ZHENG X X, et al. Review of dual-motor synchronous control technology[J]. Micro & Special Motors, 2024, 52(8): 68-73.
- [18] 殷齐森,于源华,宫平.基于粒子群模糊PID的PCR温度控制系统[J].长春理工大学学报(自然科学版),2023,46(6):89-96.
YIN Q S, YU Y H, GONG P. PCR temperature control system based on particle swarm fuzzy PID[J]. Journal of Changchun University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2023, 46(6): 89-96.
- [19] DATTI I A, SAIDU M M, CHITRA S U, et al. Optimal placement of micro distribution generator in micro-grid for loss minimization using PSO [J]. International Journal of Energy Optimization and Engineering(IJEOE), 2022, 11(2): 1-19.

作者简介

丁林豪,硕士,主要研究方向为机器人控制。

E-mail: 2374268723@qq.com

黄兴(通信作者),讲师,主要研究方向为电力装备、精密测量、多物理场仿真等。

E-mail: huangxing@cw Xu. edu. cn