

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508504

复杂通信拓扑下多永磁同步电机转速协同控制策略*

曹锦楠 赵凯辉 罗美芸 贾 林 张昌凡

(湖南工业大学交通与电气工程学院 株洲 412007)

摘要:针对无人机编队、工业机械臂等多电机系统因通信拓扑符号化、路径有向化、外部干扰等导致转速协同控制精度下降的问题,提出一种基于二部一致性控制协议的多永磁同步电机转速协同控制策略。首先,将单永磁同步电机矢量控制系统视为智能体,多永磁同步电机转速协同控制问题转化为含虚拟领航者的二部一致性问题,并依据竞争关系进行分部、以权重系数直接参与调节、基于入边权重求和的原则来设计分布式控制协议。其次,为领航永磁同步电机设计基于改进型变幂次趋近律的滑模转速环控制器,同时采用基于超局部模型设计领航电机与各跟随电机的电流环无模型滑模控制器,以提升多电机系统的控制精度和抗干扰能力。最后,通过构建5台永磁同步电机仿真平台验证。结果表明,空载工况下,系统能够在有限时间内实现高精度转速跟踪,稳态跟踪误差低于0.006%;在负载扰动下,该方法对均质及异质负载扰动均具备良好的抑制能力;在通信拓扑切换导致连通性下降时,尽管协同误差略有增大,但整体收敛时间与稳态跟踪误差稳定。该方法为复杂通信拓扑下多永磁同步电机高精度、强鲁棒转速协同控制提供了一种有效解决方案。

关键词: 多永磁同步电机;多智能体系统;二部一致性;无模型滑模控制;改进型变幂次趋近律

中图分类号: TM351; TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4099

Cooperative control strategy for speed of multi-PMSMs under complex communication topology

Cao Jinnan Zhao Kaihui Luo Meiyun Jia Lin Zhang Changfan

(School of Transportation and Electrical Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: To address issues such as communication topology symbolization, path directionality and external interference that cause a decline in speed coordination control accuracy in multi-motor systems such as unmanned aerial vehicle formations and industrial robotic arms, this paper proposes a speed coordination control strategy for multiple permanent magnet synchronous motors based on bipartite consensus. First, each single motor control system is considered an intelligent body, and the multi-permanent magnet synchronous motor speed cooperative control problem is transformed into a bipartite consensus problem containing a virtual navigator. The distributed control protocol is designed based on the principles of dividing by competitive relationships, directly participating in weight shares, and summation adjustment by in-degree weights. Second, a sliding mode speed loop controller based on an improved variable power reaching law is designed for the permanent magnet synchronous motors. Simultaneously, an ultra-local model-based design of model-free sliding-mode controllers for the current loops of the leader motor and each of the follower motors is used to improve the control accuracy and anti-interference capability of the multi-motor system. Finally, the proposed method is validated by constructing a simulation platform for five permanent magnet synchronous motors. Under no-load condition, it can realize high-precision speed tracking within a finite time, and the steady state tracking error is lower than 0.006%; under load disturbance, it can effectively inhibit both homogeneous and heterogeneous load disturbance conditions. When connectivity decreases due to communication topology switching, the overall convergence time and steady-state tracking error remain stable despite a slight increase in collaborative error. This method provides an effective solution for the high-precision and robust speed cooperative control of multiple permanent magnet synchronous motors under

收稿日期: 2025-06-25 Received Date: 2025-06-25

* 基金项目: 国家自然科学基金(52572375, 62303178)、湖南省自然科学基金项目(2026JJ80067, 2026JJ90264)、湖南省研究生科研创新项目(CX20251659)资助

complex communication topologies.

Keywords: multi-permanent magnet synchronous motors; multi-agent system; bipartite consensus; model-free sliding mode control; improved variable power reaching law

0 引言

多永磁同步电机 (multi-permanent magnet synchronous motors, Multi-PMSMs) 转速控制系统凭借其高效、节能、高精度等优势^[1], 在工业机械臂^[2]、无人机编队^[3]、航空航天^[4]等多电机协同控制领域得到了广泛应用。然而, 在实际工程应用中, 诸多因素——如通信拓扑的加权化 (即考虑通信传输速率、延迟、成本差异时, 权重系数非恒为 1)、符号化与有向化、驱动系统内部参数摄动、外界干扰等均对多电机系统的控制性能构成显著影响。因此, 在复杂运行环境下, 研究 Multi-PMSMs 转速精确跟踪与协同控制方法, 对于提升多电机驱动系统的整体性能至关重要^[5]。

当前, 多电机转速协同控制的研究主要围绕主从结构与耦合结构两大架构展开。在主从结构中, 指定一个电机为主电机, 其余电机则跟踪主电机的状态。然而, 该控制方法固有的强独立性易导致传输延迟^[6], 且跟随电机的性能受主电机状态约束。另一方面, 以交叉耦合与偏差耦合为核心的多电机耦合协同控制系统, 通过电机间状态耦合实现协调。此类结构虽一定程度上规避了传输延迟问题, 但在大规模电机系统中会导致耦合程度加剧及运算复杂度显著上升^[7]。文献[8]提出偏差耦合模糊 PI 控制以降低 Multi-PMSMs 驱动系统的运算负担, 但该方法的弱鲁棒性影响了同步性能。文献[9]提出改进交叉耦合控制方法, 有效提升了双电机系统的同步性能, 但仍存在对外部扰动敏感及适用电机规模受限等不足。综上所述, 现有控制策略在面对电机状态间复杂的通信方式时, 常受制于系统强耦合性从而缺乏控制的实时性。

多智能体系统 (multi-agent systems, MAS) 为 Multi-PMSMs 转速协同控制提供了新的理论框架^[10]。MAS 以网络拓扑图为交互媒介, 通过智能体间的实时信息交互与协作, 实现复杂任务的分布式处理, 其应用已拓展至轨道交通牵引、智能电池容量配比、无人机编组任务及时滞非线性系统等领域^[11], 展现出在多电机实时控制与调节方面的巨大潜力。将 Multi-PMSMs 转速控制系统建模为 MAS, 并利用 MAS 一致性理论, 为解决多电机协同控制问题提供了有效途径^[12]。

然而, 在实际应用中, 由于工况切换、被控对象重组及通信效率等因素导致通信复杂化 (如面临通信权重加权化、符号化及路径有向化等) 增加了基于 MAS 的 Multi-

PMSMs 实现一致性控制的难度^[13]。目前大多 MAS 控制策略存在局限性, 仅针对通信拓扑无向、权重均一且无符号化的情况。针对通信复杂化问题, Hou 等^[14]研究了符号通信下的拓扑合成及其能控性分析; 文献[15]针对异构通信提出基于切换拓扑的新型一致性跟踪算法, 虽一定程度上改进了复杂通信下的协同控制, 但其在处理符号通信时要求通信拓扑严格无向; 文献[16]提出基于同胚映射的分布式无模型控制协议, 以简化算法计算复杂度, 但未充分考通信权重符号化与加权化。

二部一致性作为 MAS 一致性算法的特殊形式^[17], 能在通信权重兼具正值与负值 (即符号性) 的情况下, 有效兼容符号化通信拓扑的代数特性。它通过引入二部划分的拓扑结构, 将智能体分为正向与负向两个子集^[18]: 子集内合作和子集间对抗, 并将加权重系数结合“入边求和机制”直接参与一致性控制的调节, 最后使被控状态量收敛至期望值, 或符号相反但模值相等的期望状态^[19]。在多电机控制场景中, 二部一致性有助于克服复杂运行工况和通信结构的挑战, 为实现更灵活、高效且兼具高性能、高可靠性与高效率的转速协同控制系统提供潜在解决方案。

Multi-PMSMs 协同控制需进一步提升各电机的跟踪精度与抗扰性能。文献[20]设计了自补偿 PI 控制系统, 在改善协同效果的同时增强了系统的抗扰性, 但其应对突加负载扰动的能力弱于主流滑模控制方法。文献[21]则在传统滑模控制基础上, 通过改进型变幂次趋近律有效抑制了滑模抖振, 并显著提高了抗扰性能与控制精度。文献[22]提出基于超局部模型的 PMSM 转速无模型滑模控制 (model-free sliding mode control, MFSMC) 策略, 通过观测器估计总扰动并反馈至控制器进行补偿, 提高了控制性能, 且减少了对精确模型的依赖^[23]。据此, 提高各电机精确跟踪和鲁棒性对多电机协同控制性能至关重要。

为解决 Multi-PMSMs 驱动系统因通信权重加权化、符号化及路径有向化所带来的控制难题, 本文提出一种基于二部一致性控制协议的转速协同控制策略。该方法基于 Multi-PMSMs 转速-电流矢量控制系统, 将 Multi-PMSMs 转速控制系统建模为含虚拟领航者的多智能体系统, 依据竞争关系进行分部、以权重系数直接参与调节、基于入边权重求和的原则设计分布式控制协议, 将转速协同控制问题转化为含领航者的 MAS 二部一致性问题。在控制器设计方面, 采用改进变幂次趋近律结合积分滑模设计领航电机的转速环控制器; 基于超局部模型

设计跟随电机的电流环 MFSMC 控制器,以实现对 q 轴参考电流的高效跟踪。所提方法最终实现 Multi-PMSMs 在有限时间内实现转速二部一致性,在保障系统整体控制性能的同时,显著增强了其抗干扰能力。

1 Multi-PMSMs 数学模型

考虑 PMSM 实际运行中受外部扰动的影响,构建 Multi-PMSMs 转速-电流数学模型,分离并归算扰动项以便于观测补偿。

不计磁滞损耗、涡流损耗及铁心损耗,在 d - q 坐标系下,第 i ($i=0,1,2,\dots,n$) 台 PMSM 的电压方程、电磁转矩方程和机械运动方程为:

$$\begin{cases} u_{d,i} = R_s i_{d,i} + L_{di} \frac{di_{d,i}}{dt} - n_p \omega_{m,i} L_{di} i_{q,i} \\ u_{q,i} = R_s i_{q,i} + L_{qi} \frac{di_{q,i}}{dt} + n_p \omega_{m,i} (L_{qi} i_{d,i} + \psi_{fi}) \\ T_{e,i} = \frac{3}{2} n_p i_{q,i} [i_{d,i} (L_{di} - L_{qi}) + \psi_{fi}] \\ \frac{d\omega_{m,i}}{dt} = \frac{1}{J_i} (T_{e,i} - T_{L,i} - B_i \omega_{m,i}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\omega_{m,i}$ 为机械角速度; $u_{d,i}$ 、 $u_{q,i}$ 、 $i_{d,i}$ 、 $i_{q,i}$ 分别为 d 轴与 q 轴定子电压分量与电流分量; R_s 、 L_{di} 、 L_{qi} 、 ψ_{fi} 和 J_i 分别为定子绕组电阻、 d 轴与 q 轴定子电感分量、永磁体磁链和转动惯量; B_i 、 $T_{e,i}$ 、 $T_{L,i}$ 分别为粘滞系数、电磁转矩量与负载转矩量。

对于表贴式 PMSM,定子绕组电感 $L_{di}=L_{qi}=L_i$ 。采用转速-电流双环控制,并实施 $i_d=0$ 的控制方式,可进一步简化 Multi-PMSMs 数学模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_{q,i}}{dt} = \frac{u_{q,i}}{L_i} - \frac{R_s}{L_i} i_{q,i} - n_p \omega_{m,i} \frac{\psi_{fi}}{L_i} - n_p \omega_{m,i} i_{d,i} \\ \frac{d\omega_{m,i}}{dt} = \frac{3n_p \psi_{fi}}{2J_i} i_{q,i} - \frac{T_{L,i}}{J_i} - \frac{B_i}{J_i} \omega_{m,i} \end{cases} \quad (2)$$

将状态方程(2)中转速环扰动归算至电流环,建立转速环状态方程式为:

$$\frac{d\omega_{m,i}}{dt} = \frac{3n_p \psi_{fi}}{2J_i} i_{q,i} - \frac{T_{L,i}}{J_i} - \frac{B_i}{J_i} \omega_{m,i} + \Delta P_i \quad (3)$$

式中: ΔP_i 表示转速环时变扰动量的总和。

针对控制协议建立电机机械角速度与位移状态方程式(4)。

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{m,i} = \omega_{m,i} \\ \dot{\omega}_{m,i} = \frac{3n_p \psi_{fi}}{2J_i} i_{q,i} - \frac{B_i}{J_i} \omega_{m,i} \end{cases} \quad (4)$$

据此, q 轴电流环状态方程在接收转速环归算扰动

量后,电流环状态方程可重写为:

$$\frac{di_{q,i}}{dt} = \frac{u_{q,i}}{L_{qi}} - \frac{R_s}{L_i} i_{q,i} - n_p \omega_{m,i} \frac{\psi_{fi}}{L_i} - n_p \omega_{m,i} i_{d,i} + \vartheta_{wi} \quad (5)$$

式中: $\vartheta_{m,i}$ 表示归算至电流环的转速环扰动量与突加负载扰动量的总和。

2 领航电机与跟随电机转速环控制器设计

将复杂通信拓扑下 Multi-PMSMs 转速协同控制系统建模为含领航者的 MAS 二部一致性问题,并设计相应转速环控制器,从而证明系统的稳定性。

2.1 图论基础

智能体之间通信交互拓扑可由有向图 $G = \{V, \varepsilon, A\}$ 来描述,其中 $V = \{1, \dots, N\}$ 表示节点集合; $\varepsilon \subseteq V \times V$ 表示有向边集矩阵;有序组合对 (v_i, v_j) 为 G 中的有向边,表示节点 j 可以访问节点 i 的信息; $A = [a_{ij}] \in \mathbf{R}^{N \times N}$ 表示权重系数矩阵,其中 a_{ij} 为节点间的通信权重系数,与有向边 (v_i, v_j) 关联,其取值可正可负。有向图 G 的拉普拉斯矩阵可定义为:

$$L = [l_{ij}]_{N \times N} = \text{diag} \left(\sum_{j=1}^N |a_{1j}|, \dots, \sum_{j=1}^N |a_{Nj}| \right) - A \quad (6)$$

定义 1 当有向图 G 中节点集 V 可分为两个非空子集 V_1 和 V_2 ,且满足 $V = V_1 \cup V_2$, $V_1 \cap V_2 = \emptyset$,且其邻接矩阵元素满足: $a_{ij} > 0, \forall i, j \in V_p (p \in \{1, 2\})$; $a_{ij} < 0, \forall i \in V_p, \forall j \in V_q, p \neq q (q \in \{1, 2\})$,那么有向图 G 则结构平衡。

定义 2 向量 R 表示领航者与所有跟随者的通信关系, $R = \text{diag}(a_{10}, a_{20}, a_{30}, \dots, a_{N0})$ 且 $L_R = L + R$ 。其中,跟随者 i 接受领航者 0 信息时, $a_{i0} > 0$,否则 $a_{i0} = 0$ 。

2.2 领航电机转速环设计

在实际工程应用中,参考转速指令由外部工况决定。为将该参考指令转化为对各跟随 PMSM 的控制输入,构建一个虚拟领航 PMSM 0。该领航电机的设计目标是在不需考虑扰动的前提下,快速且精确地跟踪实际工况给定的转速参考指令。为此,虚拟领航电机设计基于改进变幂次趋近律的转速环滑模控制器。

传统变幂次趋近律为:

$$\dot{s} = -k_m |s|^\alpha \text{sign}(s) \quad (7)$$

式中: $k_m > 0$; $0 < \alpha < 1$ 。变幂次项增益 k_m 直接影响收敛速度,增大 k_m 虽可加速收敛,但会加剧滑模抖振。为此,采用一种改进型快速变幂次趋近律,通过对系数 k_m 的动态调整,有效平衡收敛速度与滑模抖振抑制^[24],其具体形式为:

$$\begin{cases} \dot{s} = -\varepsilon_w s - (\lambda |s|^{\alpha_1}/D(s)) \text{sign}(s) \\ D(s) = d_w \arccot(\sigma_1 |s|^{\beta_1}) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\varepsilon_w > 0; \lambda > 0; 0 < \alpha_1 < 1; 0 < \beta_1 < 1; \sigma_1 > 0; d_w > 2/\pi$ 。其核心在于根据滑模变量 s 的值实现对趋近运动的动态调整。

1) 在系统状态离滑模面较远时, 调节 σ_1 可使 $D(s) \in (0, 1)$, 变幂次项系数 $\lambda |s|^{\alpha_1}/D(s) > \lambda |s|^{\alpha_1}$, 系统状态可快速接近滑模面。

2) 在 $|s| \leq 1$ 时, $D(s)$ 中的反余切函数收敛至 $\pi/2$, $D(s) > 1$, 此时变幂次项系数 $\lambda |s|^{\alpha_1}/D(s) < \lambda |s|^{\alpha_1}$, 可有效抑制滑模抖振现象。

定义 $e_1 = \theta_{m,ref} - \theta_{m,i}$; $e_2 = \omega_{m,ref} - \omega_{m,i}$, 对于领航电机转速环设计如下滑模面:

$$s = c_1 e_1 + e_2 \quad (9)$$

其中, $c_1 > 0$ 。

根据式(4), 可得领航电机的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{m,0} = \omega_{m,0} \\ \dot{\omega}_{m,0} = \frac{3n_p \psi_f}{2J} i_{q,0} - \frac{B}{J} \omega_{m,0} \end{cases} \quad (10)$$

对滑模面式(9)求导, 并代入式(10)可得:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= c_1 \dot{e}_2 + \dot{e}_2 = c_1 \dot{e}_2 + \left(-\frac{3n_p \psi_f}{2J} i_{q,0} + \frac{B}{J} \omega_{m,0} \right) = \\ &= -\varepsilon_w s - (\lambda |s|^{\alpha_1}/D(s)) \text{sign}(s) = \\ &= c_1 \omega_{m,0} + \left(-\frac{3n_p \psi_f}{2J} i_{q,0} + \frac{B}{J} \omega_{m,0} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

结合改进型快速变幂次趋近律式(8), 可得领航电机转速环输出的 q 轴参考电流控制律为:

$$i_{q,0}^* = \frac{2J}{3n_p \psi_f} \left(c_1 \omega_{m,0} + \frac{B}{J} \omega_{m,0} + \varepsilon_w s + \frac{\lambda |s|^{\alpha_1} \text{sign}(s)}{D(s)} \right) \quad (12)$$

定理1 对于领航电机的状态方程式(10), 采用改进变幂次趋近律式(8), 设计 q 轴参考电流控制律式(12), 领航电机能实现对转速参考指令的渐近跟踪。

证明: 选取 Lyapunov 函数为:

$$V_1 = 0.5s^2 \quad (13)$$

对 V_1 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s\dot{s} = s(-\varepsilon_w s - (\lambda |s|^{\alpha_1}/D(s)) \text{sign}(s)) = \\ &= -\varepsilon_w s^2 - (\lambda |s|^{\alpha_1+1}/D(s)) \leq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

式中: $D(s) = d_w \arccot(\sigma_1 |s|^{\beta_1}) > 0$ 。由 Lyapunov 稳定性理论可知, $\lim_{s \rightarrow \infty} \dot{V}_1 = \lim_{s \rightarrow \infty} s\dot{s} \leq 0$ 成立, 领航电机转速环控制器渐近稳定。

2.3 跟随电机转速环二部一致性控制协议设计

考虑由 5 台 PMSM 组成 Multi-PMSMs 转速协同驱动系统。设定领航电机 0 与各跟随电机 i 的通信拓扑如图 1 所示。本文设计的跟随电机转速环控制律由基于 MAS 的二部一致性控制协议输出。

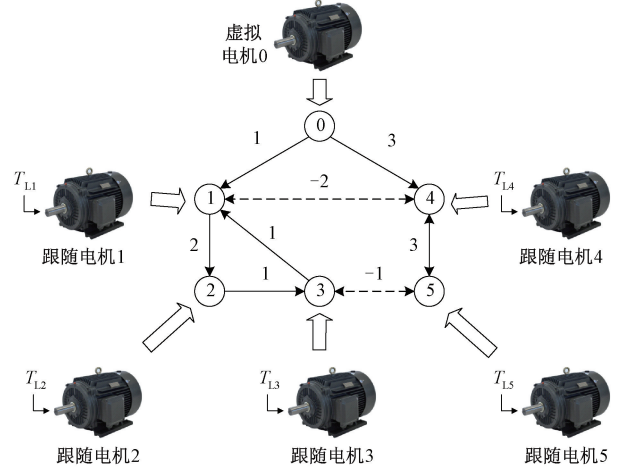


图1 通信拓扑

Fig. 1 Communications topology

1) 二部一致性控制协议的设计

假设1 若有向图 G 结构平衡, 且有 N 个跟随者, 每个跟随者至少存在 1 条到领航者 0 的有向路径, 则存在群体分部系数 m_i 的对角矩阵 $M = \text{diag}(m_1, m_2, \dots, m_N)$ (其中 $m_i = \pm 1$), 使得 MAM 中每个元素非负。依对角矩阵 M 为据, 对二部一致性所有跟随者的进行群体划分, 即可得正向群体 $V_1 = \{i \mid m_i = 1\}$ 和负向群体 $V_2 = \{i \mid m_i = -1\}$ 。

假设2 由被控对象 i 所构建的动力学方程: $\dot{x}_i(t) = A_i x_i(t) + B_i u_i(t) + f(x_i, t)$ 描述的系统中, 矩阵 A_i 对中 (A_i, B_i) 是稳定的。其中 $x_i(t)$ 和 $u_i(t)$ 分别为被控对象 i 的状态向量与控制输入向量。

引理1 存在正定矩阵 $P \in \mathbb{R}^{N \times N}$, 满足里卡蒂方程: $AP^T + PA - vPBB^T P + \gamma P = 0$, 其中, $v > 0, \gamma > 0$ 为待设计参数。

引理2 如果被控对象状态 $x_i(t)$ 满足以下条件, 则系统可实现二部一致性。

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} \|x_i(t) - m_i x_0(t)\| = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} \|x_i(t) + m_i x_0(t)\| = 0 \end{cases} \quad (15)$$

引理3 假设函数 $f(x, t)$ 在一定区间内满足利普希茨条件, 则存在正常数 k , 使得 $\|f(x, t) - f(y, t)\| \leq k \|x - y\|, \forall x, y \in \mathbb{R}^n, t \geq 0$ 。

基于假设1, 对正向群体和负向群体任意单个被控智能体, 式(15)可写为:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|x_i(t) - m_i x_0(t)\| = 0, i = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

式中: $x_0(t)$ 为领航者状态。

在满足假设 1 的通信拓扑(图 1)下,存在群体分部系数对角矩阵 $\mathbf{M} = \text{diag}(-1, -1, -1, 1, 1)$, 基于二部一致性协议设计各跟随电机 i 的转速环控制律 $i_{q,i}^*$ 为:

$$i_{q,i}^* = -K \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\omega_{m,i} - \text{sign}(a_{ij}) \omega_{m,j}) - K \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\theta_{m,i} - \text{sign}(a_{ij}) \theta_{m,j}) - K s_i ((\omega_{m,i} - m_i \omega_{m,0}) + (\theta_{m,i} - m_i \theta_{m,0})) \quad (17)$$

式中:控制协议增益 $K > 0$, 且满足 $K = \mathbf{B}^T \mathbf{P}$ 。 $\mathbf{P}$ 为里卡蒂方程的解, 由邻接矩阵 $\mathbf{A}$ 、矩阵 $\mathbf{L}_R$ 确定, 在满足假设 1~3 条件下, 里卡蒂方程中待设计参数的整定方式为 $v \leq 2\lambda_2(\mathbf{L}_R)$; $\gamma \geq 2k$, 其中 $\lambda_2(\cdot)$ 表示矩阵的第二小特征值, 用于衡量对应拓扑图的连通性; k 为引理 3 利普希茨参数。对于跟随电机 i 接收来自领航电机 0 的交互信息, 其对应 $s_i > 0$, 否则 $s_i = 0$ 。

2) 跟随电机控制协议稳定性分析

在 Multi-PMSMs 二部一致性控制协议式(17)作用下, 分析跟随电机 i 群体化跟踪领航电机 0 并实现协同控制的稳定性。

定义 3 定义跟随电机 i 的机械角位移 $\theta_{m,i}$ 与机械角速度 $\omega_{m,i}$ 的跟踪误差为:

$$\begin{cases} \tilde{\theta}_i = \theta_i - m_i \theta_0 \\ \tilde{\omega}_i = \omega_i - m_i \omega_0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: ω_i 为各跟随电机 i 机械角速度 $\omega_{m,i}$; θ_i 为各跟随电机 i 机械角位移 $\theta_{m,i}$; m_i 为群体分部系数。

对 $\tilde{\omega}_i$ 求导可得:

$$\dot{\tilde{\omega}}_i = i_{qi}^* + r_i \quad (19)$$

式中: r_i 为控制律系数为 1 时的其他余项, 具体表达形式

$$r_i = -\frac{B_i}{J_i} \tilde{\omega}_i \cdot \frac{2J_i}{3n_p \psi_{f_i}} = -\frac{2B_i}{3n_p \psi_{f_i}} \tilde{\omega}_i。$$

定理 2 结合分布系数 m_i , 各权重系数满足式(20)。

$$a_{ij} m_j = |a_{ij}| m_i \quad (20)$$

证明: 由于通信拓扑图(图 1)的结构平衡, 对各节点对象进行分组后具备数学特性: 无论 a_{ij} 正负, 恒有 $\text{sign}(a_{ij}) = m_i m_j$ 与 $a_{ij} = \text{sign}(a_{ij}) |a_{ij}|$, 即可得式(21)。

$$\begin{aligned} a_{ij} &= \text{sign}(a_{ij}) |a_{ij}| = m_i m_j |a_{ij}| \\ a_{ij} m_j &= \text{sign}(a_{ij}) |a_{ij}| m_j = m_i m_j |a_{ij}| m_j = |a_{ij}| m_i \end{aligned} \quad (21)$$

即证。

由式(18)可得:

$$\begin{cases} \omega_i = \tilde{\omega}_i + m_i \omega_0 \\ \theta_i = \tilde{\theta}_i + m_i \theta_0 \end{cases} \quad (22)$$

暂不考虑控制协议增益 K , 控制协议式(17)前 2 项可改写为:

$$\begin{aligned} & \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\omega_i - \text{sign}(a_{ij}) \omega_j) + \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\theta_i - \text{sign}(a_{ij}) \theta_j) = \\ & \sum_{j=1}^N (|a_{ij}| (\tilde{\omega}_i + m_i \omega_0) - a_{ij} (\tilde{\omega}_j + m_j \omega_0)) + \\ & \sum_{j=1}^N (|a_{ij}| (\tilde{\theta}_i + m_i \theta_0) - a_{ij} (\tilde{\theta}_j + m_j \theta_0)) \end{aligned} \quad (23)$$

再由定理 1 对式(20)改写得到:

$$\begin{cases} |a_{ij}| m_i \omega_0 = a_{ij} m_j \omega_0 \\ |a_{ij}| m_i \theta_0 = a_{ij} m_j \theta_0 \end{cases} \quad (24)$$

代入式(23)化简可得式(25)。

$$\begin{aligned} & \sum_{j=1}^N (|a_{ij}| (\tilde{\omega}_i + m_i \omega_0) - a_{ij} (\tilde{\omega}_j + m_j \omega_0)) + \\ & \sum_{j=1}^N (|a_{ij}| (\tilde{\theta}_i + m_i \theta_0) - a_{ij} (\tilde{\theta}_j + m_j \theta_0)) = \\ & \sum_{j=1}^N ((|a_{ij}| \tilde{\omega}_i - a_{ij} \tilde{\omega}_j) + (|a_{ij}| \tilde{\theta}_i - a_{ij} \tilde{\theta}_j)) = \\ & \sum_{j=1}^N |a_{ij}| ((\tilde{\omega}_i - \text{sign}(a_{ij}) \tilde{\omega}_j) + (\tilde{\theta}_i - \text{sign}(a_{ij}) \tilde{\theta}_j)) \end{aligned} \quad (25)$$

将式(25)代入式(17)可得式(26)。

$$i_{q,i}^* = -K \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\tilde{\omega}_i - \text{sign}(a_{ij}) \tilde{\omega}_j) - K \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\tilde{\theta}_i - \text{sign}(a_{ij}) \tilde{\theta}_j) - K s_i (\tilde{\omega}_i + \tilde{\theta}_i) \quad (26)$$

将式(26)代入式(19)并考虑控制协议增益 K 可得:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}}_i &= -K \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\tilde{\omega}_i - \text{sign}(a_{ij}) \tilde{\omega}_j) - \\ & K \sum_{j=1}^N |a_{ij}| (\tilde{\theta}_i - \text{sign}(a_{ij}) \tilde{\theta}_j) - K s_i (\tilde{\omega}_i + \tilde{\theta}_i) + r_i \end{aligned} \quad (27)$$

同理, 保持控制协议增益系数为 1, 可得 r_i 为:

$$r_i = \frac{1}{K} \left(-\frac{B_i}{J_i} \tilde{\omega}_i \right) \cdot \frac{2J_i}{3n_p \psi_{f_i}} = -\frac{2B_i}{3K n_p \psi_{f_i}} \tilde{\omega}_i \quad (28)$$

将所有跟随电机 i 的跟踪误差变量 $\tilde{\theta}_i$ 和 $\tilde{\omega}_i$ 用向量分别表示为 $\tilde{\boldsymbol{\theta}} = [\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2, \dots, \tilde{\theta}_n]^T$, $\tilde{\boldsymbol{\omega}} = [\tilde{\omega}_1, \tilde{\omega}_2, \dots, \tilde{\omega}_n]^T$, 转速环状态方程的其他向量表示为 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_n]^T$, $\mathbf{S} = [s_1, s_2, \dots, s_n]^T$ 。把式(27)改写可得:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\boldsymbol{\omega}}} &= -\mathbf{L} \tilde{\boldsymbol{\omega}} - \mathbf{L} \tilde{\boldsymbol{\theta}} - \mathbf{S} (\tilde{\boldsymbol{\omega}} + \tilde{\boldsymbol{\theta}}) + \mathbf{r} \\ & - \mathbf{L} (\tilde{\boldsymbol{\omega}} + \tilde{\boldsymbol{\theta}}) - \mathbf{S} (\tilde{\boldsymbol{\omega}} + \tilde{\boldsymbol{\theta}}) + \mathbf{r} \end{aligned} \quad (29)$$

定理 3 对于 Multi-PMSMs 转速环状态方程式(4), 采用基于 MAS 的二部一致性控制协议式(17)的输出作

为 q 轴参考电流时,误差式(18)渐近稳定,即实现了转速二部一致性。

证明:选取 Lyapunov 函数式(30)。

$$V(t) = \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T L \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \tilde{\omega}^T \tilde{\omega} \quad (30)$$

对其求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \frac{1}{2} \tilde{\omega}^T L \tilde{\omega} + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T L \tilde{\omega} + \frac{1}{2} \dot{\tilde{\omega}}^T \tilde{\omega} + \frac{1}{2} \tilde{\omega}^T \dot{\tilde{\omega}} = \\ &\tilde{\theta}^T L \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T L (\tilde{\omega} + \tilde{\theta}) - (S(\tilde{\omega} + \tilde{\theta}) + r) = \\ &\tilde{\theta}^T L \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T L \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T L \tilde{\theta} - \tilde{\omega}^T S \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T S \tilde{\theta} + \tilde{\omega} r = \\ &-\tilde{\omega}^T L \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T S \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T S \tilde{\theta} + \tilde{\omega} r \end{aligned} \quad (31)$$

根据控制协议条件 $K > 0$; $s_i > 0$, 图1中通信拓扑图 G 的拉普拉斯矩阵 L 为半正定矩阵,且 $r_i = -2B_i \tilde{\omega}_i / (3Kn_p \psi_{fi})$, 即有式(32)。

$$\tilde{\omega}_i r_i = -2B_i \tilde{\omega}_i^2 / (3Kn_p \psi_{fi}) \leq 0 \quad (32)$$

满足:

$$-\tilde{\omega}^T L \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T S \tilde{\omega} - \tilde{\omega}^T S \tilde{\theta} + \tilde{\omega} r \leq 0 \quad (33)$$

因此,跟随电机的跟踪误差式(18)渐近稳定。即在控制协议式(17)作用下,各跟随电机 i 的机械角速度 $\omega_{m,i}$ 及其位移量 $\theta_{m,i}$, 将渐近跟踪领航电机0的状态,实现了机械角位移与机械角速度二部一致性。

3 跟随电机电流环设计

采用基于超局部模型的无模型滑模控制策略,并选取积分滑模面结合指数趋近律设计电流环控制器,以此证明系统的稳定性。

根据状态方程式(5),基于无模型控制理论可得 Multi-PMSMs 的 q 轴电流环超局部模型^[23]为:

$$\frac{di_{q,i}}{dt} = \bar{\alpha} u_{q,i} + \bar{\beta} i_{q,i} + F \quad (34)$$

式中: $\bar{\alpha}$ 为电流环增益; $\bar{\beta}$ 为状态变量增益; F 为扰动项,包含 ϑ_{wi} 等所有未建模和不确定性变量,因此只需对 F 项进行观测。

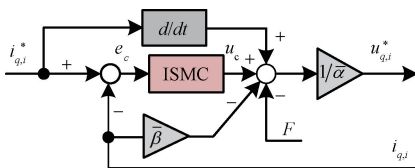


图2 q 轴电流环结构

Fig. 2 Block diagram of q -axis current loop

如图2所示,将超局部模型与积分滑模相结合,设计

q 轴电流 MFSMC 控制律为:

$$u_{q,i}^* = \frac{-F + di_{q,i}^*/dt + u_c - \bar{\beta} i_{q,i}}{\bar{\alpha}} \quad (35)$$

式中: u_c 为基于滑模控制的电流环反馈控制输出项。

定义跟随电机 q 轴电流跟踪误差为 $e_c = i_{q,i}^* - i_{q,i}$ 。为抑制传统滑模面因误差微分造成的高频滑模抖振,在滑模面设计中引入误差积分量 σ_{ec} 为:

$$\sigma_{ec} = \int_{-\infty}^t (i_{q,i}^* - i_{q,i}) dt \quad (36)$$

将 e_c 求导并代入式(35)可得式(37)。

$$\dot{e}_c = -u_c \quad (37)$$

设计滑模面为:

$$s_c = e_c + c_q \sigma_{ec} \quad (38)$$

式中: $c_q > 0$ 为滑模增益。

引入有限时间指数趋近律为:

$$\begin{aligned} \dot{s}_c &= \dot{e}_c + c_q \dot{\sigma}_{ec} = -u_c + c_q \dot{e}_c = \\ &-\varepsilon_c \text{sign}(s_c) - k_c |s_c|^\nu \text{sign}(s_c) \end{aligned} \quad (39)$$

式中: $\varepsilon_c > 0$; $k_c > 0$; $1 < \nu < 2$ 。达到滑动模态平衡点后,可得电机 q 轴电流控制律为:

$$u_c = c_q e_c + \varepsilon_c \text{sign}(s_c) + k_c |s_c|^\nu \text{sign}(s_c) \quad (40)$$

将式(40)代入式(35),可得各跟随电机 q 轴电流控制律 $u_{q,i}^*$ 如式(41)所示。

$$\begin{aligned} u_{q,i}^* &= \\ &\frac{1}{\bar{\alpha}} (-F + i_{q,i}^* + c_q e_c + (\varepsilon_c + k_c |s_c|^\nu) \text{sign}(s_c) - \bar{\beta} i_{q,i}) \end{aligned} \quad (41)$$

定理4 在 Multi-PMSMs 转速协同控制系统中,电流环采用无模型积分滑模控制律式(41),跟随电机能实现对参考 q 轴电流的精确跟踪。

证明:选取 Lyapunov 函数式(42)。

$$V_2 = 0.5 s_c^2 \quad (42)$$

结合式(37)可得:

$$\begin{aligned} \dot{e}_c &= d(i_{q,i}^* - i_{q,i})/dt = di_{q,i}^*/dt - F - \bar{\alpha} u_{q,i} = \\ &di_{q,i}^*/dt - F - (-F + i_{q,i}^* + c_q e_c + \varepsilon_c \text{sign}(s_c) - \\ &(k_c |s_c|^\nu \text{sign}(s_c) - \bar{\beta} i_{q,i})) = \\ &-c_q e_c - \varepsilon_c \text{sign}(s_c) - k_c |s_c|^\nu \text{sign}(s_c) \end{aligned} \quad (43)$$

对式(42)求导,并将式(43)代入可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= s_c \dot{s}_c = (e_c + c_q \sigma_{ec}) (\dot{e}_c + c_q \dot{e}_c) = \\ &s_c \dot{e}_c + c_q e_c^2 + c_q^2 \sigma_{ec}^2 = -\varepsilon_c \text{sign}(s_c) s_c - \\ &k_c |s_c|^\nu \text{sign}(s_c) s_c = -\varepsilon_c |s_c| - k_c |s_c|^{v+1} \leq 0 \end{aligned} \quad (44)$$

综上,所设计的控制律式(41)满足滑模可达条件。在满足引理3利普希茨条件下,电流环控制器渐近稳定,各跟随电机 q 轴电流跟踪误差收敛。

4 仿真验证

为验证所提方法的可行性,基于 MATLAB/Simulink 构建了由 5 台表贴式 PMSM 作为跟随电机的仿真平台。

控制系统整体结构如图 3 所示。图 1 的系统通信拓扑包含一个领航电机 0 和 5 个跟随电机,由领航电机 0 为根节点形成多路径的树。依据假设 1 对跟随电机群体分为正向群体电机 $V_1 = \{4,5\}$ 和负向群体电机 $V_2 = \{1,2,3\}$ 。设定领航电机与被控跟随电机参数一致,各 PMSM 参数如表 1 所示。

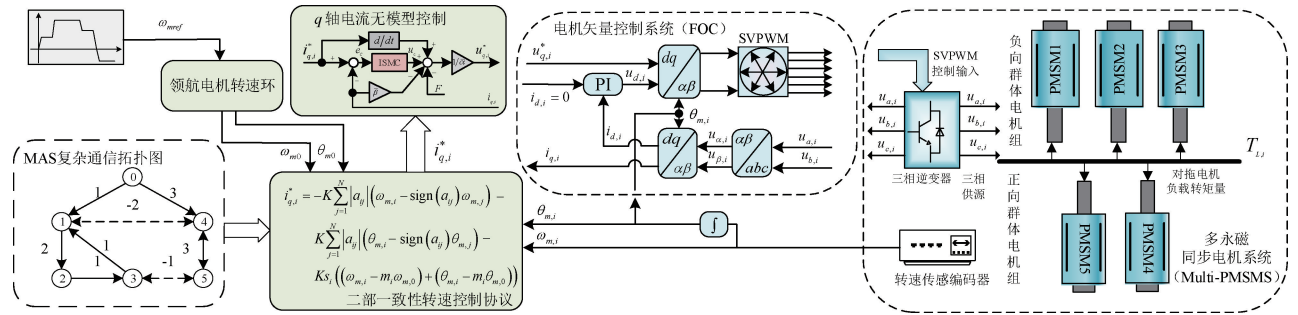


图 3 控制策略整体结构

Fig. 3 Block diagram of the overall structure of the control strategy

表 2 控制参数

Table 2 Control parameter

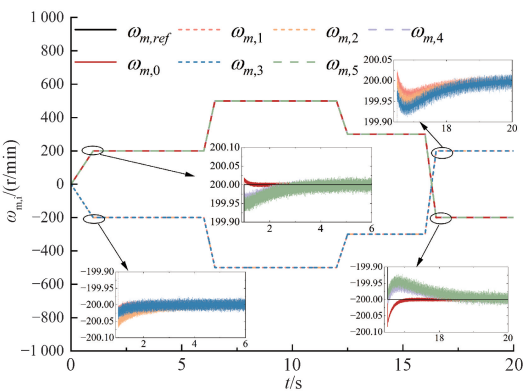
二部一致性 控制协议	虚拟领航电机 转速环	超局部模型 电流环	PI 电流环
$K=8.122\ 2$	$c_1=6.7$	$c_q=18$	$P=1\ 000$
$s_i=2$	$\varepsilon_w=5\ 400$	$\varepsilon_c=14\ 300$	$I=20$
	$\lambda=14$	$k_c=3$	
	$\alpha_1=0.8$	$v=1.3$	
	$\beta_1=0.9$		
	$d_w=3/\pi$		
	$\sigma_1=5$		

4.1 多电机二部一致性空载调速性能

验证在升降速和正反转连续复杂的转速参考指令下所提方法的空载性能。

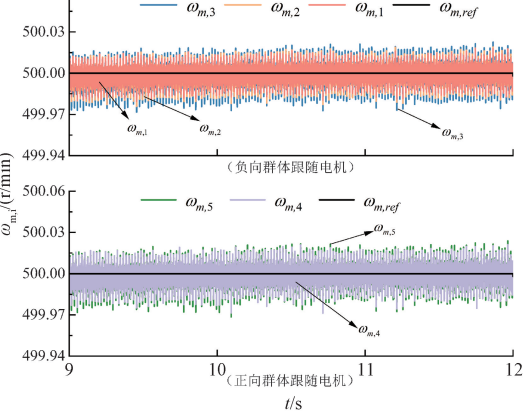
连续复杂工况设置为 0 s 时启动,1 s 后加速至 200 r/min; 6 s 时加速至 500 r/min; 12 s 时减速至 300 r/min; 16 s 时减速至 -200 r/min。运行过程中 5 台跟随电机未受任何扰动。

图 4 所示为空载的机械角速度仿真效果。由图 4(a) 可知,所提控制策略能准确地跟踪给定转速,实现了二部一致性控制效果,所有负向群体电机输出相反幅值的转速状态,并通过通信拓扑的竞争博弈关系,与正向群体电机达到协同的效果。在全体电机达到稳态过程中,启动最大超调幅度为 0.8 r/min,到达稳定时间为 2 s 左右。



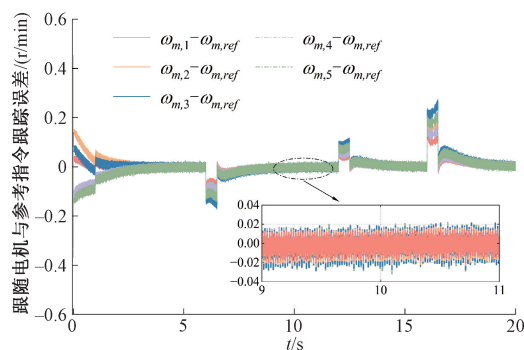
(a) 机械角速度二部一致性效果

(a) Bipartite consensus effect of $\omega_{m,1}$

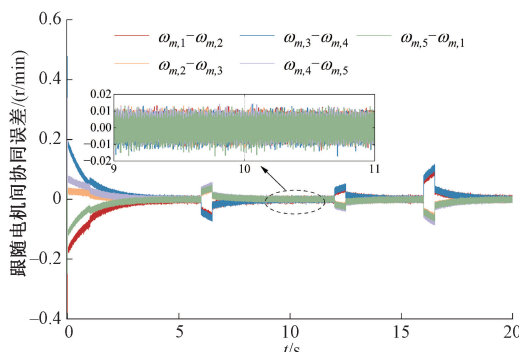


(b) 机械角速度 500 r/min 稳态效果

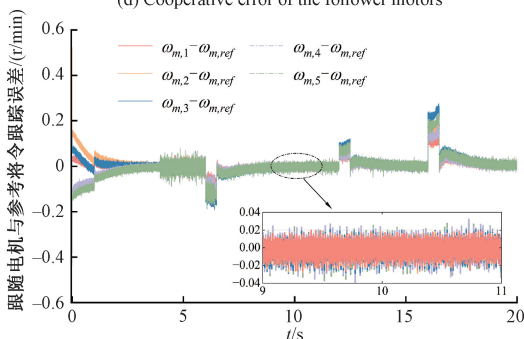
(b) Steady-state effect of 500 r/min



(c) MFSMC下跟随电机与参考指令跟踪误差
(c) Tracking error of the follower motors with MFSMC



(d) 跟随电机间协同误差
(d) Cooperative error of the follower motors



(e) PI控制下跟随电机与参考指令跟踪误差
(e) Tracking error of the follower motors with PI controller

图4 空载工况下多电机机械角速度仿真效果

Fig. 4 Simulation effect of mechanical angular velocity of multiple motors under no-load condition

图4(b)为系统在500 r/min 稳态工况运行时的机械角速度。由此可见,稳态性能与通信路径长度及权重相关,与领航电机通信路径越近,接受的信息更为快速准确。如直接接受领航电机信息的跟随电机1与跟随电机4收敛更快,抖振效果在0.01 r/min;跟随电机3对领航电机的通信路径较长,经3个节点2条路径,收敛稍慢,且抖振略增大为0.03 r/min。

图4(c)为MFSMC下跟随电机与参考指令的跟踪误差。由图4(c)可知,各跟随电机的跟踪误差仅在启动与

工况切换过程中有较大,且最大误差不过0.3 r/min,所有跟随电机稳态跟踪误差小于0.03 r/min。

图4(d)为跟随电机间的转速协同误差。由图4(d)可知,系统在启动阶段即可实现有效协同,协同误差小于0.2 r/min。跟随电机协同误差峰值同样出现在启动与切换工况过程时,但误差峰值不超过0.2 r/min。稳态协同误差小于0.01 r/min,验证了所提控制策略的转速协同性能。

图4(e)为二部一致性结合电流环PI控制器的转速跟踪误差,与二部一致性结合电流环MFSMC控制器对比,稳态误差存在明显的高频抖振,误差带较宽。结果表明,将二部一致性与MFSMC方法结合,可以降低对模型的依赖,有效提高跟踪效果。

图5所示为空载时电磁转矩仿真效果。由图5可知,其中正向群体电机与领航电机0的电磁转矩趋势一致;负向群体电机则呈现与领航电机0电磁转矩趋势上下对称的特性。电磁转矩幅值的差异由通信路径权重差异引起,其中无向通信间(跟随电机4与跟随电机5)幅值相似,有向通信间(跟随电机1~3)由控制系统通过补偿机制有效平衡了这些差异,确保了转速二部一致性的实现。

4.2 多电机二部一致性抗负载扰动性能

与4.1节相同,考虑转速存在升降速与正反转的复杂转速参考指令工况,将运行工况设置为0 s时启动,1 s后达到200 r/min;在6 s时达到500 r/min;最后在16 s时减速至-200 r/min。

由于各跟随电机通过通信拓扑联系,在任意跟随电机突加负载时,其余跟随电机因受通信拓扑约束,会受到来自突加负载的影响。为验证本控制策略抗负载扰动性效果,分别模拟均质负载扰动(同时时间加相同负载转矩),以及异质负载扰动(不同时间加减不同数值的负载转矩)两种实际工况。

1) 各跟随电机均质负载扰动下的抗扰性能

对所有跟随电机在10 s时突加0.8 N·m的均质负载。图6所示为均质负载扰动下的多电机机械角速度仿真效果。由图6可知,协同误差在突加扰动瞬间达到峰值0.68 r/min,恢复稳态运行时协同误差最大值为0.35 r/min。同一群体内电机间的协同误差在0.02~0.2 r/min。表明多电机系统在抗外加负载同时仍能保持良好的协同效果。

图7所示为均质负载扰动下电磁转矩仿真效果。由图7可知,所有跟随电机能够瞬时产生电磁转矩以补偿突加负载转矩,其中跟随电机1、2和4转矩响应更快、峰值更高,故转速恢复更快;跟随电机3、5由于通信拓扑限制响应稍缓。故所提控制策略对于突加负载工况具有较强的鲁棒性。

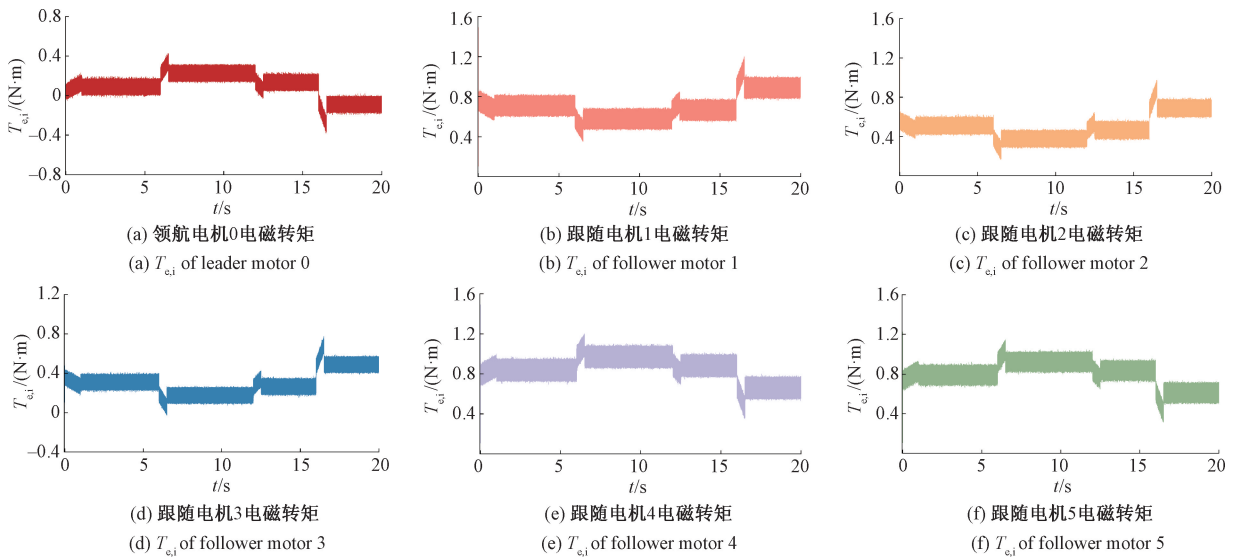
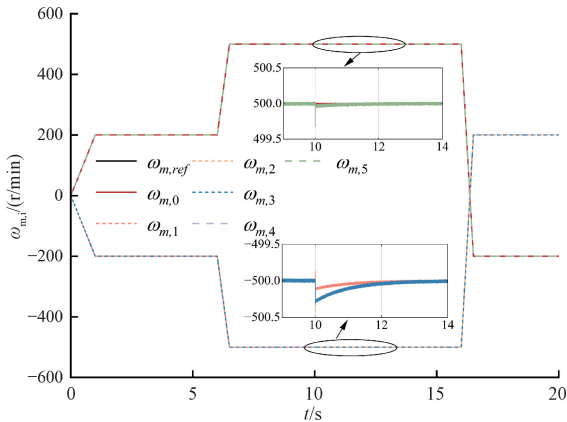
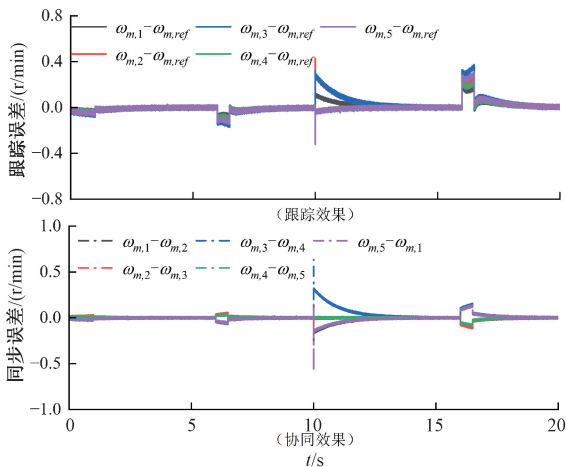


图5 空载工况下多电机电磁转矩仿真效果

Fig. 5 Simulation effect of electromagnetic torque of multiple motors under no-load condition



(a) 机械角速度二部一致性效果

(a) Bipartite consensus effect of $\omega_{m,i}$ 

(b) 机械角速度跟踪误差与协同误差

(b) Tracking error and cooperative error

2) 各跟随电机异质负载扰动下的抗扰性能

与均质负载扰动相同的参考指令下,异质负载扰动设置为:

$$T_{L,i} = \begin{cases} 0.6, & i = 1 \text{ \& } t = 1 \text{ s} \\ 0.5, & i = 2 \text{ \& } t = 7 \text{ s} \\ 0.2, & i = 3 \text{ \& } t = 10 \text{ s} \\ -0.4, & i = 4 \text{ \& } t = 16 \text{ s} \\ -0.55, & i = 5 \text{ \& } t = 9 \text{ s} \end{cases} \quad (45)$$

图8所示为异质负载扰动下的机械角速度仿真效果。由图8可知,所有跟随电机都能在受异质负载扰动后,在相同时间内机械角速度恢复到二部一致性的效果,恢复速度与均质负载扰动相同。最大瞬时转速偏差降至0.2 r/min。值得注意的是,对比空载效果,异质扰动并未显著影响稳态时的抖振效果。

图9所示为异质负载扰动下电磁转矩仿真效果。由图9可知,各跟随电机均可对异质负载扰动做出瞬时反应,及时补偿负载扰动产生的影响。同时,能抵消因通信耦合造成的其他电机的影响。

4.3 多电机拓扑切换时的二部一致性性能

设置与空载运行工况相同的参考指令,在 $t = 10 \text{ s}$ 时,改变通信拓扑如图10所示,用于模拟通信拓扑切换和通信权重发生变化的工况。

基于图论计算可得第二小特征值满足: $\lambda_2(\mathbf{L}_{R(a)}) > \lambda_2(\mathbf{L}_{R(b)})$, 其中 $\lambda_2(\mathbf{L}_{R(a)})$ 为切换前的第二小特征值, $\lambda_2(\mathbf{L}_{R(b)})$ 为切换后的第二小特征值。由此可知,有向图通信拓扑的连通性降低。Multi-PMSMs 转速二部一致性效果、转速跟踪误差与转速协同误差仿真效果如图11所示。

由图11(a)~(c)可得,在拓扑切换期间,由于连通

图6 均质负载扰动下多电机机械角速度仿真效果

Fig. 6 Simulation effect of mechanical angular velocity of multiple motors under homogeneous load disturbance

性下降,协同误差增大为 0.02 r/min,但系统也可实现二部一致性的收敛效果,整体收敛时间与稳态跟踪误差不变,这体现了所提控制策略良好的转速协同性能。

本文提出的 Multi-PMSM 二部一致性转速协同控制

策略的特点有在复杂连续转速指令下,所提控制策略能实现对参考转速的高精度跟踪,最大跟踪误差小于 0.3 r/min;跟随电机间能实现精确协同,稳态协同误差小于 0.01 r/min;在均质与异质负载扰动下,系统能快速

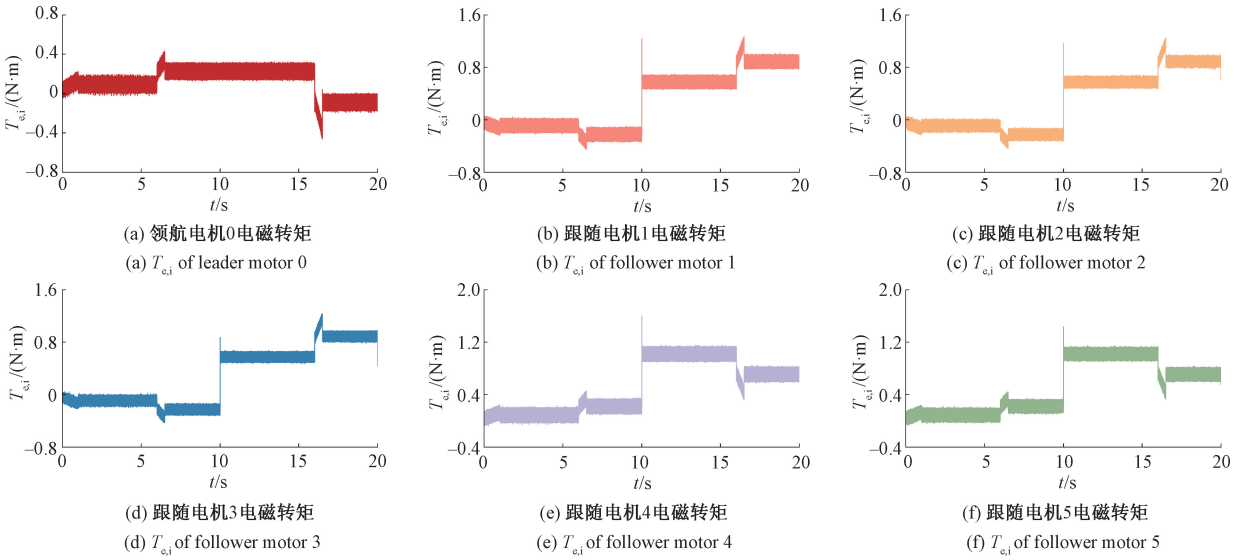


图7 均质负载扰动下多电机电磁转矩仿真效果

Fig. 7 Simulation effect of electromagnetic torque of multiple motors under homogeneous load disturbance

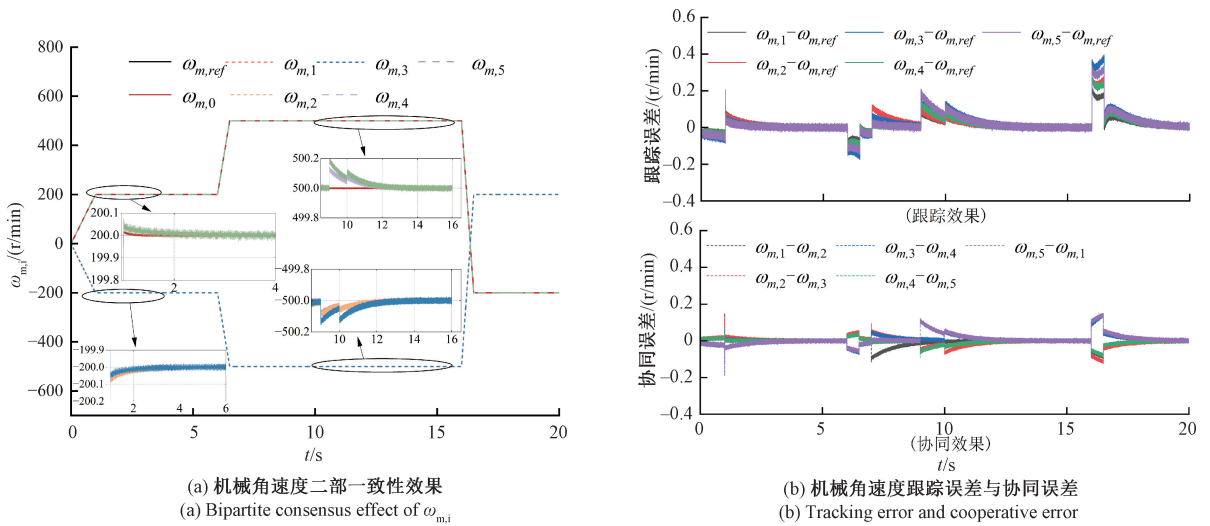
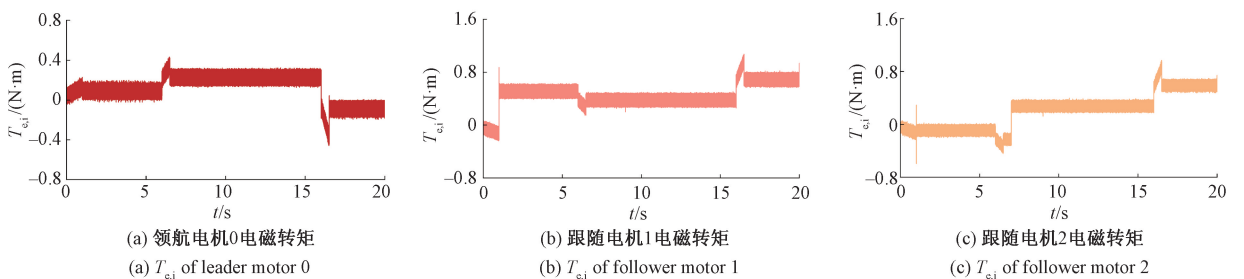


图8 异质负载扰动下多电机机械角速度仿真效果

Fig. 8 Simulation effect of mechanical angular velocity of multiple motors under heterogeneous load disturbance



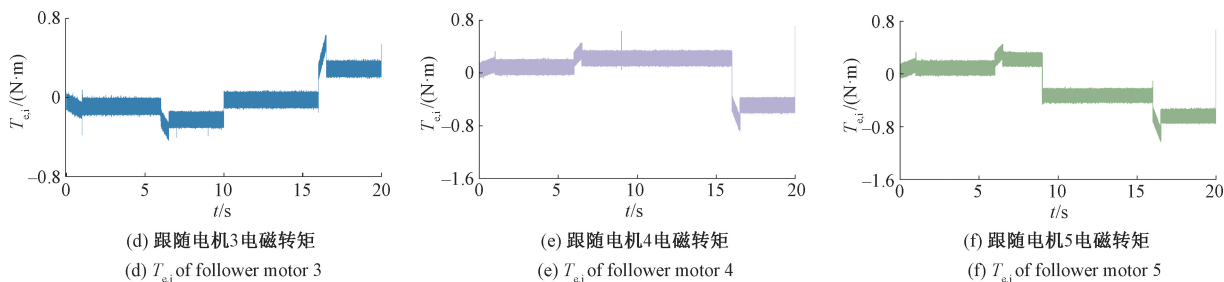


图 9 异质负载扰动下多电机电磁转矩仿真效果

Fig. 9 Simulation effect of electromagnetic torque of multiple motors under heterogeneous load disturbance

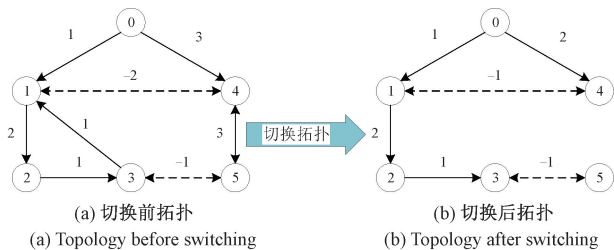


图 10 切换拓扑前后比较

Fig. 10 Comparison diagram of switching topology

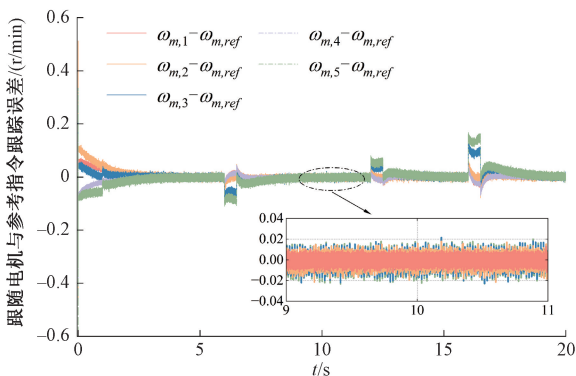
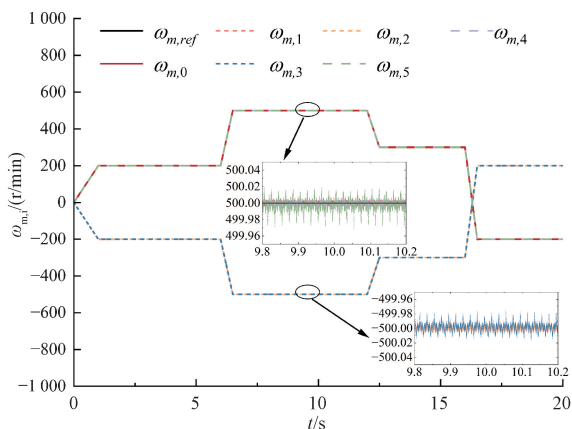


图 11 切换拓扑工况多电机机械角速度仿真效果

Fig. 11 Simulation effect of mechanical angular velocity of multiple motors under switching topology

响应并有效抑制扰动影响,最大瞬时转速偏差小于 0.68 r/min,且在扰动消除后能迅速恢复稳态性能;在切换拓扑工况下,系统能良好地衔接拓扑的切换,以有效应对路径与权重变换引起的连通性降低,维持良好的跟踪效果与协同效果。

综上所述,该策略为复杂通信环境下 Multi-PMSMs 的高性能协同控制提供了有效解决方案。

5 结 论

针对 Multi-PMSM 在转速协同控制中面临通信拓扑符号化、加权化及通信路径有向化以及外界干扰等问题,本文提出一种基于 MAS 的多电机转速二部一致性控制方法。通过仿真验证得出,将 Multi-PMSM 转速协同控制问题,基于符号化与加权化的有向通信拓扑,转化为带虚拟领航者的 MAS 二部一致性问题;并依据按竞争关系划分子集、以权重系数直接参与调节、基于入边权重加权求和的原则,设计分布式控制协议;对领航电机采用改进变幂次趋近律设计转速环控制器,实现了二部一致性协议下各电机状态量对期望值的准确跟踪,提升系统响应速度和抗干扰能力;各跟随电机与领航电机的电流环均采用基于超局部模型的 MFSMC,有效抑制了外部扰动,提高了对 q 轴参考电流的跟踪性能,进而实现了 Multi-PMSMs 系统的转速协同控制效果。

参考文献

- [1] 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.
- [2] WU G, XIAO H, LONG Z, et al. Robust cascaded model-free tolerant control with parameters mismatch fault diagnosis for PMSM drive system[J]. IEEE Sensors

- Journal, 2025, 25(1): 1144-1154.
- [3] GUO X, HUANG S, LU K, et al. A fast sliding mode speed controller for PMSM based on new compound reaching law with improved sliding mode observer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2955-2968.
- [4] 唐腾宇, 邓永停, 刘京, 等. 基于改进指数趋近律和自适应龙伯格观测器的 PMSM 速度环滑模控制[J]. 光学精密工程, 2024, 32(19): 2921-2932.
- TANG T Y, DENG Y T, LIU J, et al. Sliding mode control strategy for PMSM speed ring based on improved exponential convergence law and adaptive Lunberger observer[J]. Optics and Precision Engineering, 2024, 32(19): 2921-2932.
- [5] GUO G, ZHANG Q, ZHOU Z D. Fixed-time cooperative control of vehicles with connectivity preservation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(10): 15109-15119.
- [6] LIANG Z, HU S, LI Z, et al. Research on master-slave windings motor drive system and control strategy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 88-98.
- [7] 刘云山, 贾磊, 闻邦椿. 反向回转双机驱动振动系统的倍频控制同步[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2019, 40(12): 1726-1731.
- LIU Y SH, JIA L, WEN B CH. Multi-frequency controlled synchronization of a vibrating system with two-motor drives rotating in opposite directions[J]. Journal of Northeastern University (Natural Science), 2019, 40(12): 1726-1731.
- [8] 张磊, 鲍久圣, 郝建伟, 等. 永磁直驱带式输送机模糊自抗扰偏差耦合多电机控制策略[J]. 中国机械工程, 2024, 35(11): 2071-2081.
- ZHANG L, BAO J SH, HAO J W, et al. Fuzzy active disturbance rejection deviation coupled multi motor control strategy for permanent magnet direct driving belt conveyors[J]. China Mechanical Engineering, 2024, 35(11): 2071-2081.
- [9] 丁威, 杜钦君, 宋传明, 等. 均值耦合多电机滑模速度同步控制[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(2): 159-170.
- DING W, DU Q J, SONG CH M, et al. A synchronous control method for mean-coupled sliding mode speed of mulit-motor[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(2): 159-170.
- [10] 王冬梅, 方华京. 基于虚拟领航者的智能群体群集运动控制[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2008, 36(10): 5-7.
- WANG D M, FANG H J. Virtual leaders-based control of flocking motion of intelligent swarm[J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science Edition), 2008, 36(10): 5-7.
- [11] VERKROOST L, VANDE GHINSTE A, DA ROCHA L F, et al. Dynamic multi-agent dc-bus reconfiguration in modular motor drives with a stacked polyphase bridge converter[J]. IET Electric Power Applications, 2024, 18(2): 160-173.
- [12] 侯利民, 兰晓儒, 赵世杰, 等. 多智能体系统固定时间一致性的多永磁同步电机转速协同控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(20): 6345-6356.
- HOU L M, LAN X R, ZHAO SH J, et al. Fixed-time consensus multi-agent systems based speed coordination control for multiple permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(20): 6345-6356.
- [13] 姚瑶, 张捷, 王健安, 等. 基于状态反馈和输出反馈的离散线性多智能体系统的二分一致性研究[J]. 控制与决策, 2025, 40(2): 537-545.
- YAO Y, ZHANG J, WANG J AN, et al. Bipartite state consensus of discrete-time linear multi-agent systems via state feedback and output feedback[J]. Control and Decision, 2025, 40(2): 537-545.
- [14] HOU Q, DING S. GPIO based super-twisting sliding mode control for PMSM[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems. II: Express Briefs, 2021, 68(2): 747-751.
- [15] 刘沛明, 郭祥贵. 基于观测器的人在环多机械臂系统预设性能二分一致性[J]. 自动化学报, 2024, 50(9): 1761-1771.
- LIU P M, GUO X G. Observer-based prescribed performance bipartite consensus for human-in-the-loop multi-manipulator systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2024, 50(9): 1761-1771.
- [16] 孙亚平, 杨鑫松, 苏厚胜. 随机切换和不确定目标下

- 异质非线性多智能体系统的一致性跟踪控制[J]. 中国科学:信息科学, 2024, 54(11):2674-2688.
- SUN Y P, YANG X S, SU H SH. Consensus tracking control of heterogeneous nonlinear multi-agent systems with random switching and uncertain targets [J]. Scientia Sinica Informationis, 2024, 54(11): 2674-2688.
- [17] 孙一仆, 陈鑫, 贺文朋, 等. 异构非线性多智能体系统无模型输出一致性控制[J]. 自动化学报, 2025, 51(3):604-616.
- SUN Y P, CHEN X, HE W P, et al. Model-free output consensus control for heterogeneous nonlinear multi-agent systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2025, 51(3): 604-616.
- [18] 黄宇权, 甘晓亮, 马忠军. 切换网络拓扑上非线性多智能体系统的二分-分量一致性[J]. 控制与决策, 2025, 40(12): 3597-3604.
- HUANG Y Q, GAN X L, MA ZH J. Bipartite component consensus for nonlinear multi-agent systems on switched network topologies [J]. Control and Decision, 2025, 40(12): 3597-3604.
- [19] 唐宏安, 夏紫怡, 王丽丹, 等. 多智能体系统二分一致性的研究进展[J]. 自动化学报, 2025, 51(9): 1974-1987.
- TANG H AN, XIA Z Y, WANG L D, et al. Research progress on bipartite consensus of multi-agent systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2025, 51(9): 1974-1987.
- [20] WEN J, YUAN X, NIU S, et al. A robust complex vector PI current controller with deadbeat response for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(5):4671-4681.
- [21] 李祥飞, 易志萱, 刘锴侵, 等. 深度弱磁反馈超螺旋非奇异快速终端滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(11): 132-145.
- LI X F, YI ZH X, LIU J Q, et al. Deep flux weakening of IPMSM based on feedback super-twisting non-singular fast terminal sliding mode control [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(11): 132-145.
- [22] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6):2375-2386.
- ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6):2375-2386.
- [23] ZHAO K, LIU W, ZHOU R, et al. Model-free fast integral terminal sliding-mode control method based on improved fast terminal sliding-mode observer for PMSM with unknown disturbances[J]. ISA Transactions, 2023, 143:572-581.
- [24] 葛育晓, 赵荣珍. 基于改进积分滑模控制多电机协同控制研究[J]. 振动与冲击, 2021, 40(22): 138-143, 208.
- GE Y X, ZHAO R ZH. Multi-motor cooperative control strategy based on improved integral sliding mode control[J]. Journal of Vibration and Shock, 2021, 40(22): 138-143, 208.

作者简介



曹锦楠, 2024 年于武汉轻工大学获得学士学位, 现为湖南工业大学研究生, 主要研究方向为多智能体系统一致性与多电机协同控制。

E-mail: m24080800019@stu.hut.edu.cn

Cao Jinnan received his B. Sc. degree from Wuhan Polytechnic University in 2024. Now he is a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. His main research includes the consistency of multi-agent systems and the collaborative control of multiple motors.



赵凯辉(通信作者), 1997 年于中南大学获得学士学位, 2005 年于东南大学获得硕士学位, 2015 年于中南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学教授, 硕士生导师, 主要研究方向为永磁同步电机智能控制及故障诊断。

E-mail: zhaokaihui@hut.edu.cn

Zhao Kaihui (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Central South University in 1997, M. Sc. degree from Southeast University in 2005, and Ph. D. degree from Central South University in 2015, respectively. Now he is a professor, M. Sc. supervisor in Hunan University of Technology. His main research interest includes intelligent control and fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor.



罗美芸, 2023 年于湘南学院获得学士学位, 现为湖南工业大学研究生, 主要研究方向为高速列车速度一致性协同容错控制。

E-mail: m23085800060@stu.hut.edu.cn

Luo Meiyun received his B. Sc. degree from Xiangnan University in 2023. Now he is a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. His main research interests include collaborative fault-tolerant control for high-speed trains.



贾林, 2014 年于湖南工业大学获得硕士学位, 2021 年于湖南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学轨道讲师, 主要研究方向为复杂非线性系统智能控制。

E-mail: jialin@hut.edu.cn

Jia Lin received his B. Sc. degree from Hunan University of Technology in 2014, and Ph. D. degree from Hunan University in 2021. Now he is a lecturer at Hunan University of Technology. His main research interest includes intelligent control of complex nonlinear systems.



张昌凡, 1989 年于西南交通大学获得硕士学位, 2001 年于湖南大学获得博士学位, 现为湖南工业大学教授, 主要研究方向为非线性控制及应用等。

E-mail: zhangchangfan@263.net

Zhang Changfan received his M. Sc. degree from Southwest Jiaotong University in 1989, and Ph. D. degree from Hunan University in 2001, respectively. Now he is a professor in Hunan University of Technology. His main research interests include nonlinear control and applications.