

DOI: 10.13382/j.jemi.B2408039

虚拟主轴多电机预定义时间总量协同控制^{*}

赵凯辉 马文瑞 罗美芸 张昌凡 贾林

(湖南工业大学电气与信息工程学院 株洲 412007)

摘要:针对城际列车牵引系统因参数摄动和未知扰动等不确定因素造成一台或多台电机牵引性能下降,导致总牵引力减小的问题,提出一种基于虚拟主轴的多电机预定义时间总量协同控制方法。首先,考虑参数摄动和未知扰动,基于多电机输出转矩与给定转矩的跟踪误差,建立城际列车多电机的状态方程。其次,采用新型预定义时间滑模面,基于总量协同一致控制算法设计预定义时间总量协同控制器;同时,采用虚拟主轴控制策略,将多电机转矩总和反馈给总量协同控制器,确保列车牵引力总量恒定,同时提高了多电机的同步控制性能。最后,通过与PI控制、积分滑模控制进行仿真与半实物实验比较,验证了所提出的控制算法,多电机输出总转矩在预定义时间内保持稳定,系统输出转矩能在0.005 s内跟踪给定转矩,跟踪误差不超过0.03%。结果表明当电机存在参数摄动和未知扰动时,该方法增强了多电机牵引系统的同步控制性能。

关键词:多电机牵引系统;虚拟主轴控制;预定义时间控制;总量协同控制

中图分类号: TN98 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.80

Virtual spindle multi-motor predefined time total cooperative control

Zhao Kaihui Ma Wenrui Luo Meiyun Zhang Changfan Jia Lin

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

Abstract: Aiming at the trouble which the tractive performance of one or more motors in intercity train tractive system decreases due to uncertainties such as parameter perturbations and unknown disturbances, resulting in the reduction of total traction, a multi-motor predefined time total collaborative control method based on virtual spindle is proposed. Firstly, considering parameter perturbations and unknown disturbances, the state equations of the multi-motor of the intercity train are established based on the tracking error of the output torque of multiple motors versus a given torque. Secondly, a novel predefined time sliding mode surface is used to design a predefined time total cooperative controller based on the total cooperative consistent control algorithm; meanwhile, the virtual spindle control strategy is used to feedback the sum of multi-motor torque to the total cooperative controller to ensure that the total train traction force is constant, and at the same time, the synchronization control performance of multi-motor is improved. Finally, the proposed control algorithm is verified by comparing simulation and hardware-in-the-loop experiments with PI control and integral sliding mode control. The total output torque of the multi-motor is kept stable within a predefined time, and the output torque of the system is able to track the given torque within 0.005 s, with a tracking error of no more than 0.03%. The results show that the method enhances the synchronization control performance of a multi-motor traction system when there are parameter perturbations and unknown disturbances in the motor.

Keywords: multi-motor traction system; virtual spindle control; predefined time sliding mode control; total collaborative control

0 引言

motor, PMBLDC)因转矩脉动和噪声低,功率密度高、过载能力强、转矩响应快等优点,在轨道交通、航空航天、矿用机车等领域的多电机系统中得到广泛应用^[1-3]。然而,PMBLDC在复杂牵引工况下容易受到外界未知扰动、内

永磁无刷直流电机(permanent magnet brushless DC

部参数摄动(如定子电阻变化、定子电感变化、永磁体失磁、转动惯量变化、黏滞摩擦系数变化)等不确定因素影响,严重影响了城际列车多牵引电机的牵引力。而由多牵引电机提供动力的城际列车,牵引力总量恒定是确保城际列车稳定运行的基础。因此,亟需研究多电机牵引力总量恒定的控制方法,以保证城轨列车的安全运行。

传统多电机同步控制策略分为主令控制、主从控制、偏差耦合控制、虚拟主轴控制等。其中,虚拟主轴以模拟机械主轴的拖动特点来实现多电机的同步控制,将多电机的实际运行转矩反馈到虚拟的主轴上,主轴对反馈的转矩进行输出调整,从而实现跟随电机的同步控制。文献[4]提出了虚拟电子主轴(electronic line-shafting, ELS)控制,提高了多电机在物理限制下的协调性和鲁棒性,并将其应用在印刷机控制系统。文献[5]提出了改进的虚拟电子主轴控制,将突变负载扰动,转速、转矩饱和问题考虑在内,显著提高了多轴卷筒搬运电机系统的同步性能和整体稳定性。文献[6]结合虚拟主轴与PI控制,提高了跟随电机的同步性能,并将其应用在重载机车牵引系统。但是,采用传统PI控制难以抑制实际电机系统的外界未知扰动和内部参数摄动,电机整体控制性能将下降。且上述文献主要关注速度、位置等状态的一致,并未考虑牵引力总量恒定问题,在轨道交通等应用场景无法达到令人满意的控制效果^[7]。

许多先进控制方法被广泛应用于复杂牵引环境下城轨列车运行控制,如预测控制^[8-10]、反演控制^[11]、鲁棒控制^[12]、状态反馈控制^[13]、自适应控制^[14]、滑模控制(sliding mode control, SMC)^[15-16]。SMC因具有快速响应、对参数变化及扰动不灵敏、无需系统在线辨识、物理实现简单,已经成为应用最广泛的控制方法之一。相比传统线性滑模渐进收敛的特点,终端滑模(terminal sliding mode, TSM)可实现有限时间收敛,但存在奇异现象;非奇异快速终端滑模(non-singular fast terminal sliding mode, NFTSM)保留了TSM的优点,解决了TSM的奇异性问题^[17];积分滑模控制(integral sliding mode control, ISMC)^[18]能消除滑模控制的到达阶段,加快系统收敛速度。终端滑模和积分滑模都可实现有限时间收敛,但收敛时间上界与系统的初始状态有关。而在实际应用场景中,很难获得系统初始值。

Polyakov^[19]对二阶滑模控制算法进行改进,提出了闭环系统的固定时间稳定控制方法,保证了系统收敛时间不依赖于系统初始状态。固定时间收敛保留了有限时间收敛的优点,可应用于高性能场合^[20-21]。陆晟波针对多电机位置同步控制系统,提出自适应非奇异固定时间位置同步控制方法^[22],实现了系统在固定时间内快速跟踪期望信号。侯利明提出多智能体系统固定时间转速协同控制方法^[23],提高了多电机转速协同控制的精度,保

证了多电机转速在固定时间内的同步控制。然而,固定时间控制方法的收敛时间估计过于保守,且收敛时间与控制器的可调参数关系复杂。

因此,Jiménez-rodríguez 等^[24]提出预定义时间控制(predefined time sliding mode control, PTSMC)算法。与固定时间控制相比,预定义时间控制可保证收敛时间和误差精度由用户预定义,实现了受控系统在预定义时间内快速收敛,改进了固定时间控制存在的问题^[25-28]。文献[29]将预定义时间滑模面应用于多自主水下航行器,实现了系统预定时间内稳定。文献[30]研究了一种新型无抖振预定义时间滑模控制策略,在保持鲁棒性和跟踪精度的前提下缓解了抖振,实现了三自由度遥控机器人预设时间的轨迹跟踪控制。为解决带有不确定性和外部干扰系统的同步问题,文献[31]提出了一种新的预定义时间滑模控制方案,可提前定义收敛时间,具有同步时间短的优点。

在城轨交通等相关领域,除各电机的输出同步及收敛时间问题以外,还应考虑多电机的牵引力总量恒定问题,以保持列车有足够的牵引力。当城轨列车轮对发生空转时,轮对将失去牵引力,从而导致总牵引力损失。为保证城轨列车的安全运行,须保持总牵引力恒定。文献[32]基于总量协同控制策略,设计有限时间积分滑模控制器,减少了系统的跟踪时间和跟踪误差。

为了提高城轨列车多牵引电机系统在参数摄动和未知扰动情况下的牵引力恒定,提出一种基于虚拟主轴的预定义时间总量协同控制(electronic line-shafting-based predefined time total-amount cooperative control, ELSPT-TACC)方法。该方法依据多电机输出总转矩与给定转矩的跟踪误差建立系统跟踪误差状态方程,将总量协同控制(total-amount cooperative control, TACC)算法和一种新型预定义时间滑模面相结合,设计了预定义时间总量协同控制器;同时结合虚拟主轴控制策略,有效提高了电机控制系统的鲁棒性。最后,通过与PI控制、ISMC进行仿真比较,证明了所提控制算法的有效性和优越性。

1 系统描述

考虑由多PMBLDC组成的多电机系统,建立第 j ($j = 1, 2, \dots, n$) 台电机的数学模型为^[32]:

$$\begin{cases} L_j \frac{di_j}{dt} = -R_j i_j - k_{e_j} k_{t_j} \omega_j + u_j \\ (J_{lj} + k_{t_j}^2 J_{0j}) \frac{d\omega_j}{dt} = -(b_{lj} + k_{t_j}^2 b_{0j}) \omega_j + T_{e_j} - T_{Lj} \\ T_{e_j} = k_{t_j} k_{m_j} i_j \end{cases} \quad (1)$$

式中: R_j 为定子每相绕组电阻; L_j 为电子每相绕组电感; i_j 为定子绕组电流; ω_j 为电机齿轮箱的输出角速度; u_j 为定子绕组每相电压; k_{ej} 为反电动势系; k_{ij} 为齿轮传动比; J_{lj} 为转动惯量; b_{0j} 为黏滞摩擦系数; b_{ij} 为齿轮箱黏滞摩擦系数; k_{mj} 为转矩常数; T_{lj} 为负载转矩; T_{ej} 为输出转矩。

假设第 j ($j = 1, 2, \dots, n$) 台电机的角速度 ω_j 平滑且可微, 以角速度 ω_j 为状态变量, 由式(1)可得 PMBLDC 的状态方程为:

$$\begin{cases} x_{1j} = \omega_j \\ \dot{x}_{1j} = -\frac{b_{ej}}{J_{eqj}} + \frac{k_{ij}k_{mj}i_j}{J_{eqj}} - \frac{1}{J_{eqj}}T_{lj} \\ \dot{x}_{1j} = -\frac{b_{ej}}{J_{eqj}}\omega_j + \frac{k_{ij}k_{mj}R_j}{J_{eqj}L_j}i_j - \frac{k_{ij}k_{mj}k_{ej}}{J_{eqj}L_j}\omega_j + \\ \frac{k_{ij}k_{mj}}{J_{eqj}L_j}u_j - \frac{1}{J_{eqj}}\dot{T}_{lj} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $b_{eqj} = b_{0j} + k_{ij}^2 b_{0j}$ 为等效黏滞阻尼常数; $J_{eqj} = J_{lj} + k_{ij}^2 J_{0j}$ 为等效转动惯量。

消去中间变量 i_j , 由式(2)可得:

$$\ddot{x}_{1j} + a_{0j}\dot{x}_{1j} + a_{0j}x_{1j} = b_j u_j + f_j \quad (3)$$

式中: $a_{0j} = \frac{k_{ij}^2 k_{mj} k_{ej} + R_j b_{eqj}}{J_{eqj} L_j}$; $a_{1j} = \frac{b_{eqj}}{J_{eqj}} + \frac{R_j}{L_j}$; $b_j = \frac{k_{mj} k_{ej}}{J_{eqj} L_j}$; $f_j = -\frac{R_j}{J_{eqj} L_j} T_{lj} - \frac{1}{J_{eqj}} \dot{T}_{lj}$; f_j 代表时变扰动。

令角加速度 $x_{2j} = \dot{x}_{1j}$, 电机的状态方程可表示为:

$$\dot{x}_j = \mathbf{A}_j x_j + \mathbf{B}_j u_j + \boldsymbol{\phi}_j \quad (4)$$

其中, $\mathbf{x}_j = [x_{1j} \ x_{2j} \ x_{3j}]^T$ 为状态变量。

考虑到 PMBLDC 实际运行中参数是时变的, 可得实际第 j 台 PMBLDC 状态方程为:

$$\dot{x}_j = (\bar{\mathbf{A}}_j + \Delta \mathbf{A}_j) x_j + (\bar{\mathbf{B}}_j + \Delta \mathbf{B}_j) u_j + \boldsymbol{\phi}_j \quad (5)$$

式中: $\bar{\mathbf{A}}_j$ 、 $\bar{\mathbf{B}}_j$ 分别为系统参数标称值; $\Delta \mathbf{A}_j$ 、 $\Delta \mathbf{B}_j$ 分别为系统参数摄动值。

$$\bar{\mathbf{A}}_j = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\bar{a}_{0j} & -\bar{a}_{1j} & 0 \\ -\bar{J}_{eqj} \bar{a}_{0j} & \bar{b}_{eqj} - \bar{J}_{eqj} \bar{a}_{1j} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{B}}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{b}_j \\ \bar{J}_{eqj} \bar{b}_j \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\phi}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ f_j \\ J_{eqj} f_j + \dot{T}_{lj} \end{bmatrix}$$

将系统参数摄动值、时变扰动与负载转矩扰动统称为未知扰动 \mathbf{d}_j , 可得:

$$\mathbf{d}_j = \Delta \mathbf{A}_j x_j + \Delta \mathbf{B}_j u_j + \boldsymbol{\phi}_j = [0 \ d_{1j} \ d_{2j}]^T \quad (6)$$

式中: $d_{1j} = \Delta a_{0j} x_{1j} + \Delta a_{1j} x_{2j} + \Delta b_j u_j + f_j$; $d_{2j} = \Delta J_{eqj} \Delta a_{0j} x_{1j} + \Delta b_{eqj} x_{2j} - \Delta J_{eqj} \Delta a_{1j} x_{2j} + \Delta J_{eqj} \Delta b_j u_j + \Delta J_{eqj} f_j + \dot{T}_{lj}$ 。

系统参数摄动值 $\Delta \mathbf{A}_j$ 、 $\Delta \mathbf{B}_j$ 在复杂牵引环境中是有界的; 因电机负载转矩惯性较大, 故其负载转矩是基本不变, 即 $|\dot{T}_{lj}| \leq \lambda_j$, 其中 λ_j 为 > 0 的正常数; $\mathbf{d}_2 = [d_{21} \ d_{22} \ \dots \ d_{2n}]^T$ 及其一阶导数范数有界, 即 $\|\mathbf{d}_2\| \leq \xi_j$ ($j = 0, 1$), 其中 ξ_j 为 > 0 的正常数。

2 虚拟主轴多电机总量协同控制

2.1 基于虚拟主轴的多电机总量协同控制

传统虚拟主轴的多电机总量协同控制系统框架如图 1 所示^[32]。系统包括给定转矩 T_d , 虚拟控制器, 虚拟电机, 总量协同控制器, 多电机驱动系统。其中 U 为虚拟控制器的输出电压, T_{ref} 为虚拟电机的输出转矩, T_{ej} 是第 j ($j = 1, 2, \dots, n$) 台电机的输出转矩, U_j 为第 j ($j = 1, 2, \dots, n$) 台电机的输出电压, $\sum U_j$ 为总量协同控制器的输出电压之和, d_{2j} 为系统的外部扰动。

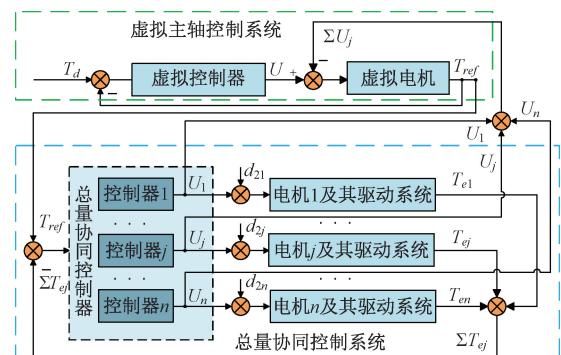


图 1 虚拟主轴多电机总量协同控制框图

Fig. 1 Block diagram of ELSTACC

TACC 算法是将多电机系统中的多个电机视为一个整体, 保证多电机系统在参数摄动和受到外部干扰时, 其转矩总量仍保持恒定。基于虚拟主轴的多电机总量协同控制方法关键在于总量协同控制器的设计, 不仅要保证在各电机的输出转矩损失时系统的转矩总量仍能保持与给定转矩一致, 而且要兼顾其余正常电机的转矩承受能力, 防止电机超负荷运行。

2.2 虚拟控制器设计

定义 T_d 与 T_{ref} 之间的跟踪误差为 e_1 ; T_{ref} 与 n 台电机输出转矩之和 $\sum_{j=1}^n T_{ej}$ 之间的跟踪误差为 e_2 , 可得系统跟踪误差状态方程为:

$$\begin{cases} e_1 = T_d - T_{ref} \\ e_2 = \sum_{j=1}^n T_{ej} - T_{ref} \end{cases} \quad (7)$$

虚拟主轴控制系统由虚拟控制器和虚拟电机组成。虚拟主轴控制是为虚拟电机设计一种电机输出转矩跟踪系统给定转矩的控制算法,使得两者之间误差收敛到零。传统的虚拟控制器通常采用 PI 控制来实现,即:

$$u_1 = k_{p1}e_1 + k_{I1}\int e_1 dt \quad (8)$$

式中: k_{p1} 和 k_{I1} 为待设计的常数。

2.3 总量协同控制器设计

TACC 是为多电机系统设计一种跟踪控制算法,以保证转矩总量恒定。传统的总量协同控制器采用 PI 控制来实现,即:

$$u_2 = k_{p2}e_2 + k_{I2}\int e_2 dt \quad (9)$$

式中: k_{p2} 和 k_{I2} 为待设计的常数。

传统的 PI 控制器在外部扰动与参数摄动下因其积分饱和等缺点无法有效消除系统的动态误差,严重影响了多电机总量协同控制的控制性能。ISMC 因其结构简单、收敛速度快、稳定性强等优点,被广泛应用在多电机跟踪控制场合中。

选取积分滑模面^[32]为:

$$s_1 = c\int e_2 dt + e_2 \quad (10)$$

式中: c 表示待设计的常数。

根据式(10)和(7),设计总量协同控制器为:

$$\begin{aligned} u_j = & -\frac{1}{\bar{J}_{eqj}\bar{b}_{eqj}}[-\bar{J}_{eqj}\bar{a}_{0j}x_{1j} + (\bar{b}_{eqj} - \bar{J}_{eqj}\bar{a}_{1j})x_{2j} + \\ & cx_{3j} - \frac{1}{n}\dot{T}_{ref} - \frac{c}{n}T_{ref} + (D_j + \varepsilon_j)\text{sign}(s_1)] \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $j = 1, 2, 3, \dots, n$; ε_j 为待设计的参数; $\text{sign}(s_1)$ 为符号函数; D_j 为已知的非负值且 $D_j > d_j$ 。

定理 1 对于系统跟踪误差状态方程(式(7)),选取积分滑模面(式(10)),设计总量协同控制器(式(11)),当 $\varepsilon_j > 0$ 时,状态误差变量 e_2 将在有限时间内收敛。

证明: 定义李雅普诺夫函数为:

$$V_1 = 0.5s_1^2 \quad (12)$$

对式(12)进行求导,可以得到:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 = \\ s_1 [c(x_{31} + \dots + x_{3j} + \dots + x_{3n} - T_{ref}) + \\ (\dot{x}_{31} + \dots + \dot{x}_{3j} + \dots + \dot{x}_{3n} - \dot{T}_{ref})] = \\ s_1 [d_1 + \dots + d_j + \dots + d_n - (D_1 + \varepsilon_1)\text{sign}(s_1) - \dots - \\ (D_j + \varepsilon_j)\text{sgn}(s_1) - (D_n + \varepsilon_n)\text{sign}(s_1)] = \\ -(\varepsilon_1 + \dots + \varepsilon_j + \dots + \varepsilon_n) |s_1| \leq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

根据 Lyapunov 稳定性定理,系统跟踪误差 e_2 将会在

有限时间内收敛到 0。

总量协同控制器使用 PI 控制无法有效消除系统的动态误差;总量协同控制器使用 ISMC 控制,虽能加快系统收敛速度,实现有限时间收敛,但收敛时间上界与系统的初始状态有关。因系统初始值很难获得,故很难在实际场合中得到应用。

3 新型虚拟主轴多电机预定义时间总量协同控制

3.1 有限时间收敛、固定时间收敛、预定时间收敛

考虑外部扰动和参数摄动对系统的影响,为实现多电机在短时间内总转矩恒定并消除抖振现象,结合滑模控制对参数变化及扰动不敏感、无需系统在线辨识和快速响应的优点,提出多电机新型虚拟主轴预定义时间滑模总量协同控制方法,并用来设计虚拟主轴控制器和总量协同控制器。

引理 1 考虑非线性系统 $\dot{x} = f(x), x(0) = x_0, x \in \mathbf{R}^m$, 如果存在一个正定函数 $V(x)$, 实数 $a > 0, 0 < b < 1$, 使得 $V(x)$ 在原点的一个开邻域内满足:

$$\dot{V}(x) + aV(x)^b \leq 0 \quad (14)$$

那么系统可以在有限时间内实现全局稳定,且有限时间的上限满足:

$$T \leq \frac{(V(x_0))^{(1-b)}}{a(1-b)} \quad (15)$$

引理 2 考虑非线性系统 $\dot{x} = f(x), x(0) = x_0, x \in \mathbf{R}^m$, 如果存在一个正定函数 $V(x)$ 满足以下条件:

$$\dot{V}(x) \leq -\kappa_1 V^p(x) - \kappa_2 V^q(x) \quad (16)$$

那么系统可以在固定时间内实现全局稳定,且固定时间的上限满足:

$$T \leq T_{max} \cdot \frac{1}{\kappa_1(1-p)} + \frac{1}{\kappa_2(q-1)} \quad (17)$$

其中, $\kappa_1 > 0, \kappa_2 > 0, 0 < p < 1, q > 1$ 。

引理 3 考虑非线性系统 $\dot{x} = f(x), x(0) = x_0, x \in \mathbf{R}^m$, 如果存在一个正定函数 $V(x)$ 满足以下条件:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{T_c} \frac{2}{\alpha} (2V + V^{1-\frac{\alpha}{2}} + V^{1+\frac{\alpha}{2}}) \quad (18)$$

式中: $T_c > 0$ 是预定义时间, $\alpha \in (0, 1)$, 那么系统可以在预定义时间内实现全局稳定。

引理 4 考虑非线性系统 $\dot{x} = f(x), x(0) = x_0, x \in \mathbf{R}^m$, 如果存在一个正定函数 $V(x)$ 满足如下条件:

$$\dot{V} \leq -\frac{1}{T_b} \frac{\pi}{\beta} (V^{1-\frac{\beta}{2}} + V^{1+\frac{\beta}{2}}) \quad (19)$$

式中: $T_b > 0$ 是预定义时间, $\beta \in (0, 1)$, 则称该系统是预定义时间稳定的。

3.2 虚拟主轴预定义时间控制器设计

为了使系统跟踪误差状态方程(式(7))在预定义时间内稳定,设计预定义时间滑模面为:

$$s_2 = e_1 + \int_0^t (b_1 e_1 + b_2 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1-\beta} + b_3 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1+\beta}) d\tau \quad (20)$$

式中: $\beta \in (0, 1); b_1 > 0; b_2 = \frac{1}{T_{b_1}} \frac{\pi}{\beta} \left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\beta}{2}}; b_3 = \frac{1}{T_{b_1}} \frac{\pi}{\beta} \left(\frac{1}{2}\right)^{1+\frac{\beta}{2}}$ 。

结合预定义时间滑模面(式(20))和电机方程(式(5)),设计虚拟主轴预定义时间控制器为:

$$\begin{aligned} u_t = & -\frac{1}{\bar{J}_{eqj} \bar{b}_{eqj}} [-\bar{J}_{eqj} \bar{a}_{0j} x_{1j} + (\bar{b}_{eqj} - \bar{J}_{eqj} \bar{a}_{1j}) x_{2j} - \\ & \frac{1}{n} \dot{T}_d + \varepsilon_j \text{sign}(s_2) + \frac{1}{n} (b_1 e_1 + b_2 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1-\beta} + \\ & b_3 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1+\beta}) + \frac{1}{n} (b_4 \text{sign}(s_2) |s_2|^{1-\beta} + b_5 \text{sign}(s_2) |s_2|^{1+\beta})] \end{aligned} \quad (21)$$

式中: $j = 1, 2, 3, \dots, n$; $\text{sign}(s)$ 为符号函数; ε_j 为已知的非负值且 $\varepsilon_j > d_{2j}$; $\beta \in (0, 1)$; $b_4 = \frac{1}{T_{b_2}} \frac{\pi}{\beta} \left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\beta}{2}}, b_5 = \frac{1}{T_{b_2}} \frac{\pi}{\beta} \left(\frac{1}{2}\right)^{1+\frac{\beta}{2}}$ 。

定理 2 对于系统跟踪误差状态方程(式(7)),选取预定义时间滑模面(式(20)),当 $\varepsilon_j > 0$ 时,状态误差变量 e_1 在虚拟主轴控制器(式(21))的作用下将在预定义时间 T_{b_2} 内收敛。

证明: 定义李雅普诺夫函数为:

$$V_2 = 0.5 s_2^2 \quad (22)$$

对式(22)求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & s_2 \dot{s}_2 = \\ & s_2 (\dot{e}_1 + b_1 e_1 + b_2 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1-\beta} + b_3 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1+\beta}) = \\ & s_2 \left[\sum_{j=1}^n \dot{x}_{3j} - \dot{T}_d + (b_1 e_1 + b_2 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1-\beta} + b_3 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1+\beta}) \right] = \\ & s_2 \left[\left(\sum_{j=1}^n (d_{2j} - \varepsilon_j \text{sign}(s_2)) - (b_4 \text{sign}(s_2) |s_2|^{1-\beta} + b_5 \text{sign}(s_2) |s_2|^{1+\beta}) \right) \right. \\ & \left. - \left[\sum_{j=1}^n (s_2 d_{2j} - \varepsilon_j |s_2|) - (b_4 |s_2|^{2-\beta} + b_5 |s_2|^{2+\beta}) \right] \right] \leqslant \\ & -\frac{1}{T_{b_1}} \frac{\pi}{\beta} (V_2^{1-\frac{\beta}{2}} + V_2^{1+\frac{\beta}{2}}) \end{aligned} \quad (23)$$

根据引理 4,虚拟电机将在预定义时间 T_{b_2} 内到达相应的滑模面。

根据滑模等值原理,得 $\dot{s}_2 = s_2 = 0$,由式(20)可以得到:

$$\begin{aligned} e_1 = & - \int_0^t (b_1 e_1 + b_2 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1-\beta} + \\ & b_3 \text{sign}(e_1) |e_1|^{1+\beta}) d\tau \end{aligned} \quad (24)$$

当虚拟电机到达滑模面 s_2 后,为验证其能准确跟踪给定转矩,选取李雅普诺夫函数:

$$V_3 = 0.5 e_1^2 \quad (25)$$

对式(25)求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & e_1 \dot{e}_1 = -b_1 e_1^2 - b_2 |e_1|^{2-\beta} - b_3 |e_1|^{2+\beta} = \\ & -2V_3 - \frac{\pi}{\beta T_{b_1}} (V_3^{1-\frac{\beta}{2}} + V_3^{1+\frac{\beta}{2}}) \leqslant -\frac{\pi}{\beta T_{b_1}} (V_3^{1-\frac{\beta}{2}} + V_3^{1+\frac{\beta}{2}}) \end{aligned} \quad (26)$$

由引理 4 可知,状态误差变量 e_1 能在预定义时间 T_{b_1} 内收敛,所设计的控制器稳定。

3.3 预定义时间总量协同控制器设计

为使跟随电机与虚拟电机在预定义时间内同步并实现总转矩恒定,选取预定义时间滑模面^[27]:

$$s_3 = e_2 + \int_0^t (c_1 e_2 + c_2 \text{sign}(e_2) |e_2|^{1-\alpha} + c_3 \text{sign}(e_2) |e_2|^{1+\alpha} + c_4 \text{sign}(e_2)) d\tau \quad (27)$$

式中: $\alpha \in (0, 1); c_1 = \frac{1}{T_{c_1}} \frac{2}{\alpha}; c_2 = \frac{1}{T_{c_1}} \frac{2}{\alpha} \left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\alpha}{2}}; c_3 = \frac{1}{T_{c_1}} \frac{2}{\alpha} \left(\frac{1}{2}\right)^{1+\frac{\alpha}{2}}; c_4 > 0$ 。

结合预定义时间滑模面(式(27))和电机方程(式(5)),设计预定义时间总量协同控制器为:

$$\begin{aligned} u = & -\frac{1}{\bar{J}_{eqj} \bar{b}_{eqj}} [-\bar{J}_{eqj} \bar{a}_{0j} x_{1j} + (\bar{b}_{eqj} - \bar{J}_{eqj} \bar{a}_{1j}) x_{2j} - \\ & \frac{1}{n} \dot{T}_d + \varepsilon_j \text{sign}(s_3) + \frac{1}{n} (c_1 e_2 + c_2 \text{sign}(e_2) |e_2|^{1-\alpha} + \\ & c_3 \text{sign}(e_2) |e_2|^{1+\alpha} + c_4 \text{sign}(e_2)) + \frac{1}{n} (c_5 s_3 + \\ & c_6 \text{sign}(s_3) |s_3|^{1-\alpha} + c_7 \text{sign}(s_3) |s_3|^{1+\alpha} + c_8 \text{sign}(s_3))] \end{aligned} \quad (28)$$

式中: $\alpha \in (0, 1); c_5 = \frac{1}{T_{c_2}} \frac{2}{\alpha}; c_6 = \frac{1}{T_{c_2}} \frac{2}{\alpha} \left(\frac{1}{2}\right)^{1-\frac{\alpha}{2}}; c_7 = \frac{1}{T_{c_2}} \frac{2}{\alpha} \left(\frac{1}{2}\right)^{1+\frac{\alpha}{2}}; c_8 > 0$; ε_j 为已知的非负值且 $\varepsilon_j > d_{2j}$; $\text{sign}(s_3)$ 为符号函数。

定理 3 对于系统跟踪误差状态方程(式(7)),选取预定义时间滑模面(式(27)),设计总量协同控制器(式(28)),当 $\varepsilon_j > 0$ 时,状态误差变量 e_2 将在预定义时间 T_{c_2} 内收敛。

证明: 定义李雅普诺夫函数为:

$$V_4 = 0.5 s_3^2 \quad (29)$$

对式(29)求导得:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_4 &= s_3 \dot{s}_3 = s_3 (\dot{e}_2 + c_1 e_2 + c_2 \text{sign}(e_2) + |e_2|^{1-\alpha} + \\
&\quad c_3 \text{sign}(e_2) + |e_2|^{1+\alpha} + c_4 \text{sign}(e_2)) = \\
s_3 \left[\sum_{j=1}^n \dot{x}_{3j} - \dot{T}_d + c_1 e_2 + c_2 \text{sign}(e_2) + |e_2|^{1-\alpha} + \right. \\
&\quad \left. c_3 \text{sign}(e_2) + |e_2|^{1+\alpha} + c_4 \text{sign}(e_2) \right] = \\
s_3 \left[\left(\sum_{j=1}^n (d_{2j} - \varepsilon_j \text{sign}(s_3)) - (c_5 s_3 + c_6 \text{sign}(s_3) + |s_3|^{1-\alpha} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. c_7 \text{sign}(s_3) + |s_3|^{1+\alpha} + c_8 \text{sign}(s_3)) \right] \leqslant \\
&- (c_5 s_3^2 + c_6 |s_3|^{2-\alpha} + c_7 |s_3|^{2+\alpha} + c_8 |s_3|) \leqslant \\
&- \frac{1}{T_{c2}} \frac{2}{\alpha} (2V_4 + V_4^{1-\frac{\alpha}{2}} + V_4^{1+\frac{\alpha}{2}}) \quad (30)
\end{aligned}$$

由引理 3 可知, 跟随电机将在预定义时间 T_{c2} 内到达相应的滑模面。

根据滑模等值原理, 得 $\dot{s}_3 = s_3 = 0$, 由式 (27) 可以得到:

$$\begin{aligned}
e_2 = - \int_0^t (c_1 e_2 + c_2 \text{sign}(e_2) + |e_2|^{1-\alpha} + \\
c_3 \text{sign}(e_2) + |e_2|^{1+\alpha} + c_4 \text{sign}(e_2)) d\tau \quad (31)
\end{aligned}$$

当虚拟电机到达滑模面 s_3 后, 为验证其能准确跟踪给定转矩, 选取李雅普诺夫函数:

$$V_s = 0.5 s_3^2 \quad (32)$$

对式 (32) 求导可得:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_s = e_2 \dot{e}_2 = - (c_1 e_2^2 + c_2 |e_2|^{2-\alpha} + c_3 |e_2|^{2+\alpha} + c_4 |e_2|) \leqslant \\
- c_1 e_2^2 - c_2 |e_2|^{2-\alpha} - c_3 |e_2|^{2+\alpha} \leqslant - \frac{1}{T_{c1}} \frac{2}{\alpha} (2V_s + V_s^{1-\frac{\alpha}{2}} + V_s^{1+\frac{\alpha}{2}}) \quad (33)
\end{aligned}$$

由引理 3 可知, 所设计的预定义时间总量协同控制器稳定, 状态误差变量 e_1 能在预定义时间 T_{c1} 内收敛。

所设计的虚拟主轴多电机预定义时间总量协同控制结构框图如图 2 所示。

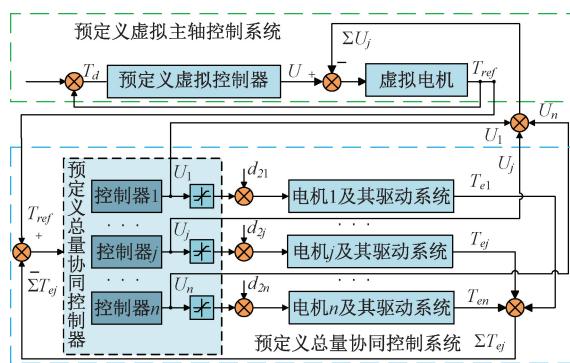


图 2 虚拟主轴多电机预定义时间总量协同控制框图

Fig. 2 Block diagram of ELSPT-TACC

系统包括给定转矩 T_d 、预定义时间虚拟控制器、虚拟电机、预定义时间总量协同控制器、多电机驱动系统。其中 U 为虚拟控制器的输出电压, T_{ref} 为虚拟电机的输出转矩, T_{ej} 是第 $j(j=1,2,\dots,n)$ 台电机的输出转矩, U_j

为第 $j(j=1,2,\dots,n)$ 台电机的输出电压, $\sum U_j$ 为总量协同控制器的输出电压之和, d_{2j} 为系统的外部扰动。

4 仿真与实验验证

4.1 参数摄动和未知扰动下的仿真分析

为了评估所提出算法的性能, 在 MATLAB/Simulink 环境下构建了基于 ELSPT-TACC 的 PMBLDC 模型进行仿真测试, 并将此策略与传统的 PI 控制(虚拟控制器和总量协同控制器同时为 PI)及 ISMC 算法(虚拟控制器为 PI, 总量协同控制器为 ISMC)进行对照分析。

选取 4 台 PMBLDC 作为测试对象, 其参数如表 1 所示。PI、ISMC、ELSPT-TACC 3 种控制方法的参数如表 2 所示。

表 1 PMBLDC 参数值

Table 1 Parameters of PMBLDC

电机参数	电机 1	电机 2	电机 3	电机 4
R_j/Ω	2.4	2.5	2.3	2.2
L_j/H	0.58	0.612	0.6	0.55
$b_{eq}/(N \cdot m \cdot s)$	0.075	0.08	0.07	0.06
$J_{eq}/(kg \cdot m^2)$	2.15	2.4	2.35	2.3
$k_m/(mN \cdot m/A)$	82	82.2	81.8	81.5
$k_e/(mV/rad/s)$	82.31	82.322	82.3	82.2
k_t	7.95	8	7.9	7.89

表 2 3 种控制方法的参数

Table 2 Parameters of the three-control method

PI	ISMC	ELSPPTACTC	ELSPTTACTC
$k_{p1} = 4$	$c = 700$	$b_1 = b_4 = 10$	$c_1 = c_5 = 10$
$k_{n1} = 2$	$\varepsilon_j = 760$	$b_2 = b_5 = 40\sqrt[4]{2^3}$	$c_2 = c_6 = 40\sqrt[4]{2^3}$
$k_{p2} = 4$	$\delta = 0.01$	$b_3 = b_6 = 40\sqrt[4]{2^5}$	$c_3 = c_7 = 40\sqrt[4]{2^5}$
$k_{n2} = 2$	$D_j = 10$	$T_{b1} = T_{b2} = 0.1$	$c_4 = c_8 = 5$
/	/	$\alpha = \beta = 0.5$	$T_{c1} = T_{c2} = 0.1$

给定转矩 T_d 的指令信号由分段函数组成: 当 $t < 0.3$ s 时模拟多电机系统启动与加速; 当 $0.3 \text{ s} < t < 0.7$ s 时多电机系统步入匀速状态; 当 $0.7 \text{ s} < t < 1$ s 时, 模拟多电机系统处于减速与静止状态, 如式 (34) 所示。

$$T_d = \begin{cases} \frac{10}{3}t, & t < 0.3 \text{ s} \\ 1, & 0.3 \text{ s} \leqslant t \leqslant 0.7 \text{ s} \\ -\frac{10}{3}(t - 0.7) + 1, & 0.7 \text{ s} < t \leqslant 1 \text{ s} \end{cases} \quad (34)$$

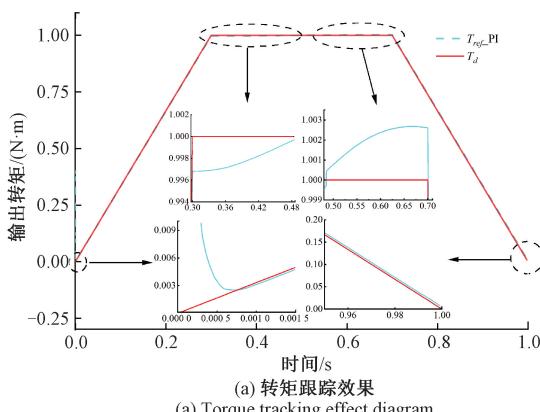
假设多电机系统存在参数摄动和未知扰动的情况下启动, 即系统复合干扰不等于 0。电机在 0.3 s 时被施加突变干扰信号; 电机在第 0.5 s 时被施加缓变干扰信号。

在电机受到未知扰动后,采用 PI、ISMC、ELSPT-TACC 3 种控制方法的控制效果如图 3~8 所示。

1) PI 控制的仿真结果

虚拟控制器和总量协同控制器都为 PI 控制时的仿真结果如图 3 所示,图 3(a)为转矩跟踪效果,图 3(b)为转矩误差。在 0.3 s 时系统受到突变干扰信号,图 3(a)中,输出转矩 T_{ref-PI} 降低,在 0.18 s 后恢复到与给定转矩 T_d 一致;图 3(b)中出现了明显的跟踪误差,误差值不超过 0.4%,收敛时间不超过 0.18 s。在 0.5 s 时系统受到缓变干扰信号,其跟踪误差值不超过 0.3%,PI 控制器调节时间不超过 0.2 s;在 0.7 s 时多电机系统步入减速阶段, T_{ref-PI} 未能完全跟踪 T_d ,误差仍旧存在,系统没有完全收敛。

显然 PI 控制不具备很好的鲁棒性且收敛时间较慢,当遇到脉冲干扰信号与高频干扰信号后, T_{ref-PI} 不能准确的跟踪 T_d 。



(a) 转矩跟踪效果
(a) Torque tracking effect diagram

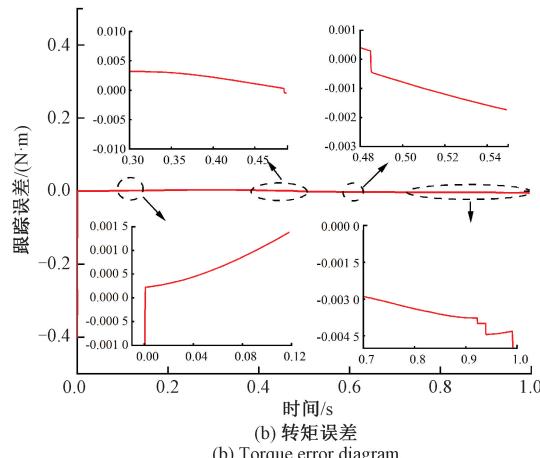
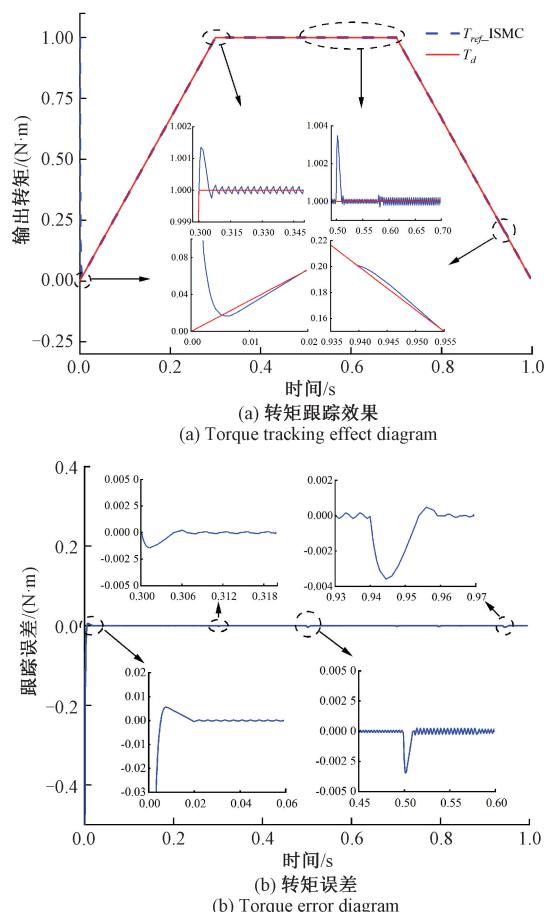


图 3 PI 仿真图

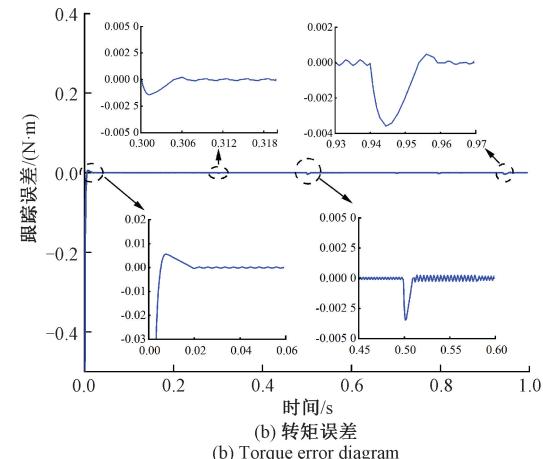
Fig. 3 PI simulation diagram

2) ISMC 控制的仿真结果

虚拟控制器和总量协同控制器都为 ISMC 时的仿真结果如图 4 所示,图 4(a)为转矩跟踪效果,图 4(b)为转矩误差。



(a) 转矩跟踪效果
(a) Torque tracking effect diagram



(b) 转矩误差
(b) Torque error diagram

图 4 ISMC 仿真图

Fig. 4 ISMC simulation diagram

当系统在 0.3 s 时受到突变干扰信号,图 4(a)中的输出转矩 $T_{ref-ISMC}$ 增大,在 0.06 s 后恢复到与给定转矩 T_d 一致;图 4(b)中的跟踪误差出现部分抖振,跟踪误差值不超过 0.2%,在 0.306 s 时系统趋于稳定,ISMC 控制器的调节时间不超过 0.06 s。在 0.5 s 时系统受到缓变干扰信号,其跟踪误差值不超过 0.4%,调节时间不超过 0.01 s。多电机系统步入减速阶段后,在 0.94 s 时系统出现轻微抖振。

ISMC 控制具备鲁棒性与抗干扰性能,当遇到脉冲干扰信号与高频干扰信号后,系统能进行一定的调节,但控制器调节能力有限,在减速阶段存在 $T_{ref-ISMC}$ 未能保持与 T_d 一致情况。

3) ELSPT-TACC 控制下的仿真结果

虚拟控制器和总量协同控制器都为 ELSPT-TACC 时的仿真结果如图 5 所示,图 5(a)为转矩跟踪效果,图 5(b)为转矩误差。

在 0.3 s 时系统受到突变干扰信号,图 5(a)中,输出转矩 $T_{ref-TACC}$ 增大,在 0.005 s 后恢复到与给定转矩 T_d 一致;图 5(b)中,跟踪误差 e 存在轻微抖振,其误差值不超

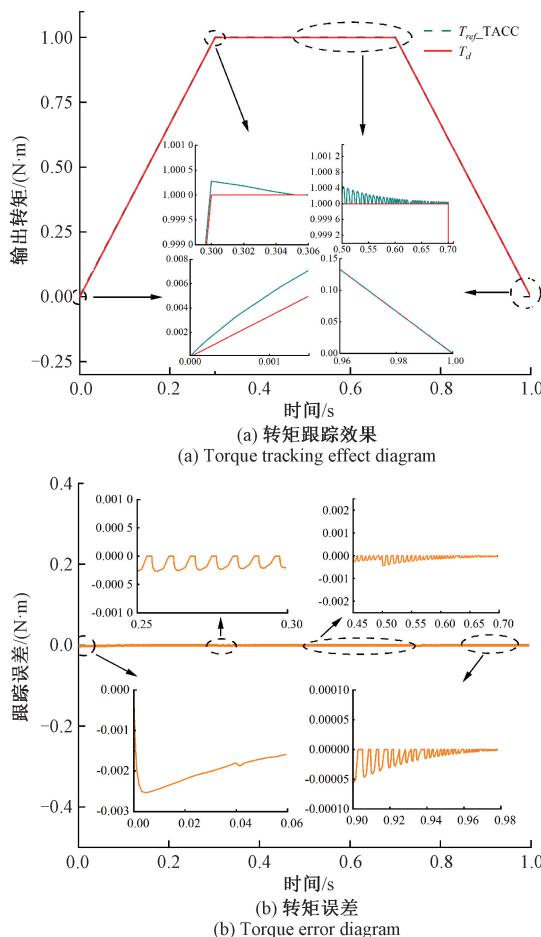


图 5 ELSPT-TACC 仿真图

Fig. 5 ELSPT-TACC simulation diagram

过 0.03%，在 0.305 s 时收敛，ELSPT-TACC 方法的调节时间不超过 0.005 s；在 0.5 s 时系统受到缓变干扰信号，其误差值不超过 0.05%，系统收敛时间不超过 0.006 s。多电机系统步入减速阶段后，在 0.9 s 时有轻微抖振出现，控制器使输出转矩 $T_{ref-TACC}$ 在 0.06 s 内准确跟踪给定转矩 T_d 。

基于 ELSPT-TACC 的多电机系统具备较强的鲁棒性，当遇到突变干扰信号与缓变干扰信号后，系统在预定义时间内进行调节，跟踪误差会在预定义时间内进行收敛。

4.2 控制器效果对比

以上 3 种控制方法的仿真对比如图 6、7 所示，其中图 6(a)和 7(a)为转矩跟踪效果，图 6(b)和 7(b)为转矩误差。当系统在 0.5 s 时系统受到缓变干扰信号，PI 的抖振范围在 0.3% 以内，控制器调节时间不超过 0.2 s；ISMC 的抖振范围在 0.4% 以内，控制器调节时间不超过 0.01 s；ELSPT-TACC 的抖振在 0.05% 以内，控制器调节时间不超过 0.006 s。在减速阶段，PI 的抖振在 -0.5% ~

-0.4%，ISMC 抖振范围在 -0.5% ~ 0.1%，而 ELSPT-TACC 中的 $T_{ref-TACC}$ 始终与给定转矩 T_d 一致。

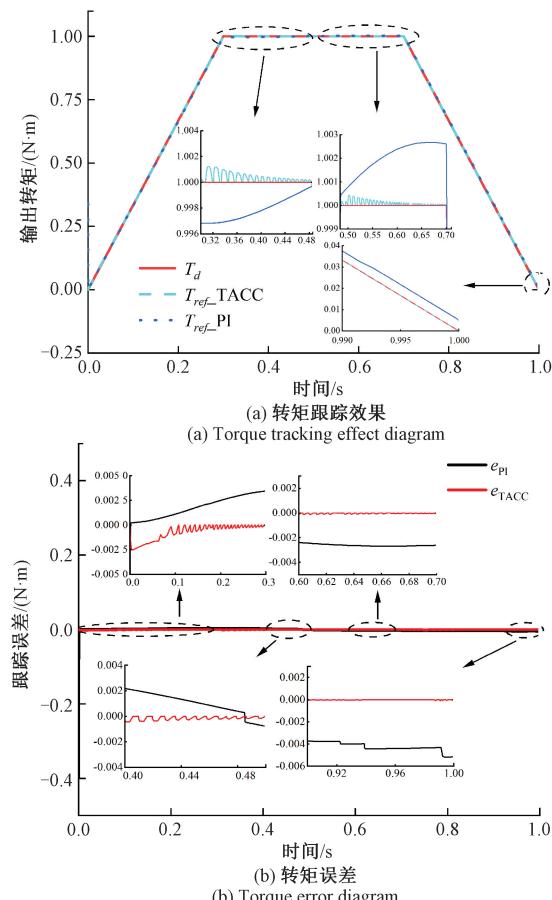


图 6 PI 与 ELSPT-TACC 仿真对比

Fig. 6 Comparison of PI and ELSPT-TACC simulation

通过仿真分析可知，在突变干扰信号和缓变干扰信号下，提出的 ELSPT-TACC 算法比 PI、ISMC 算法收敛时间快，误差精度高，实现了受控系统在预定义时间内快速收敛等优点，能有效的提高输出转矩快速响应并跟踪给定转矩。

4.3 RT-Lab 半实物实验结果分析

为进一步验证提出 ELSPT-TACC 算法的有效性，通过 RT-Lab (OP5600) 实验平台进行了硬件在环仿真实验。图 8 所示为 RT-Lab 半实物仿真平台和系统结构图。图 9~11 所示为 PI、ISMC、ELSPT-TACC 的半实物实验结果。

相较于仿真结果，半实物实验控制性能略微下降，但整体的实验效果与仿真实验并无差别。PI 控制的输出转矩曲线在加速、匀速、减速 3 个阶段都出现较大的抖振；ISMC 算法的输出转矩曲线在匀速阶段抖振较为明显；ELSPT-TACC 算法在 3 个阶段跟踪效果最佳，无明显抖振现象。

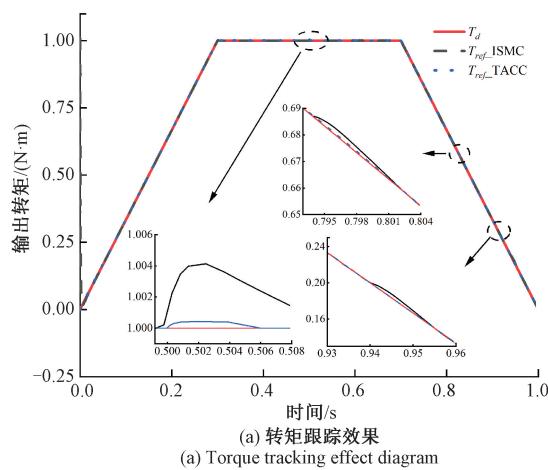
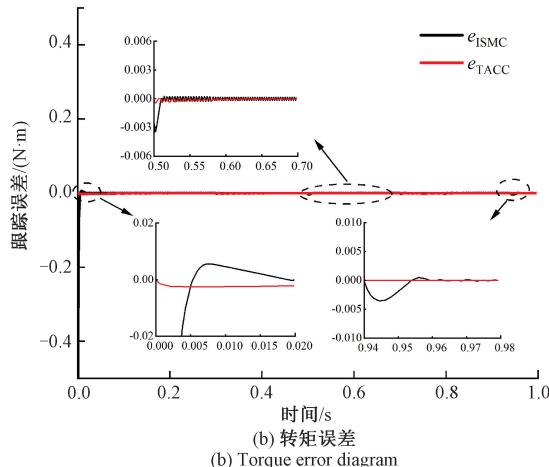
(a) 转矩跟踪效果
(a) Torque tracking effect diagram(b) 转矩误差
(b) Torque error diagram

图 7 ISMC 与 ELSPT-TACC 仿真对比

Fig. 7 Comparison of ISMC and ELSPT-TACC simulation

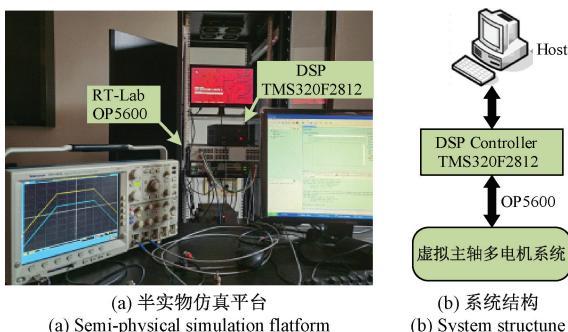


图 8 RT-Lab (OP5600) 实验平台

Fig. 8 RT-Lab (OP5600) HILS experimental platform

5 结 论

针对城际列车牵引系统因参数摄动和未知扰动等不确定因素造成一台或多台电机的牵引性能下降, 导致总转矩降低的问题, 根据预定义时间稳定原理, 提出了一种

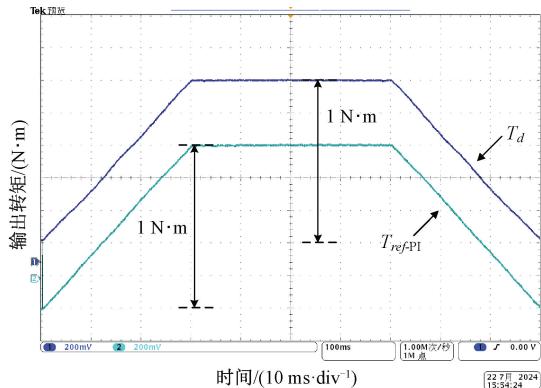


图 9 PI 实验结果

Fig. 9 Experimental results of PI

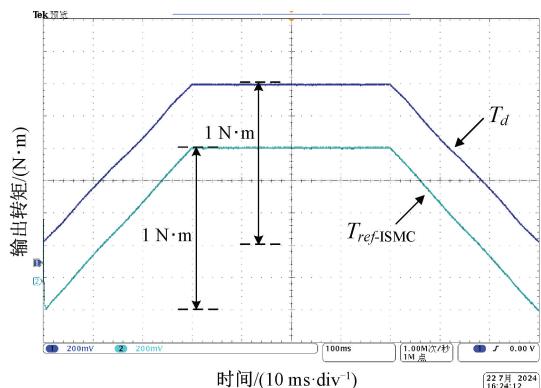


图 10 ISMC 实验结果

Fig. 10 Experimental results of ISMC

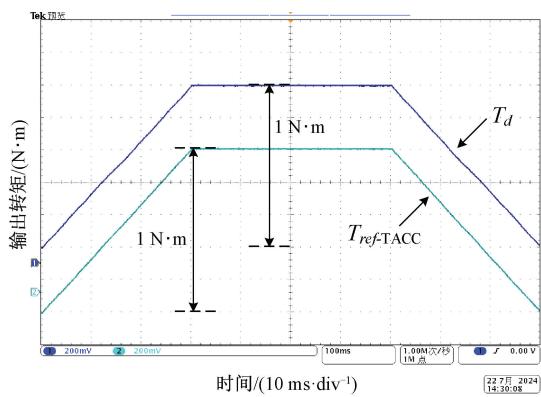


图 11 ELSPT-TACC 实验结果

Fig. 11 Experimental results of ELSPT-TACC

基于虚拟主轴的多电机总量协同控制方法, 取代传统 PI 控制与 ISMC 控制。基于总量协同一致控制算法, 设计预定义时间总量协同控制器, 使系统状态变量在预定义时间内到达滑模面。同时, 引入虚拟主轴控制, 实时精准控制电机输出转矩与给定转矩的跟踪误差, 并通过电机输出电压对虚拟控制器反馈, 有效调节了输出转矩, 提高

电机的控制性能。通过仿真和半实物硬件在环实验对比,验证了ELSPT-TACC算法在突变干扰信号和缓变干扰信号下控制效果更高,鲁棒性更强,能够在预定义时间内实现高效的转矩跟踪控制,特别适合对转矩有高性能控制要求的场合。

参考文献

- [1] 姚钢,杨浩猛,周荔丹,等.大容量海上风电机组发展现状及关键技术[J].电力系统自动化,2021,45(21):33-47.
- [2] YAO G, YANG H M, ZHOU L D, et al. Development status and key technologies of large-capacity offshore wind turbines [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21):33-47.
- [3] 刘寅迪,曾翔君,骆一萍,等.基于MPPMSG的混合高压直流风电系统故障穿越技术[J].电力系统自动化,2020,44(8):133-140.
- [4] LIU Y D, ZENG X J, LUO Y P, et al. Fault ride-through technology of hybrid HVDC wind power system based on multi-phase permanent magnet synchronous generator [J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(8):133-140.
- [5] 高峰阳,齐晓东,李晓峰,等.部分分段Halbach永磁同步电机优化设计[J].电工技术学报,2021,36(4):787-800.
- [6] GAO F Y, QI X D, LI X F, et al. Optimization design of partially-segmented halbach permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(4):787-800.
- [7] VALENZUELA M A, LORENZ R D. Electronic line-shafting control for paper machine drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(1): 158-164.
- [8] ANDERSON R G, MEYER A J, VALENZUELA M A, et al. Web machine coordinated motion control via electronic line-shafting[C]. IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Phoenix, Arizona, USA, 1999: 300-306.
- [9] ZHANG C F, MAO S G, CHEN X Y, et al. Virtual line shafting-based total-amount coordinated control of multi-motor traction power [J]. Journal of advanced transportation, 2020, 2020: 1-9.
- [10] ZHAO K H, ZHOU R R, SHE J H, et al. Demagnetization-fault reconstruction and tolerant-control for PMSM using improved SMO-based equivalent-input-disturbance approach [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2022, 27(2): 701-712.
- [11] 鲍旭聰,王晓琳,顾聰,等.超高速永磁电机驱动系统电流环稳定性分析与改进设计[J].电工技术学报,2022, 37(10): 2469-2480.
- [12] BAO X C, WANG X L, GU C, et al. Stability analysis and improvement design of current loop of ultra-high-speed permanent magnet motor drive system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2469-2480.
- [13] NIU F, CHEN X, HUANG S P, et al. Model predictive current control with adaptive-adjusting timescales for PMSMs [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(2): 108-117.
- [14] 张晓光,闫康,张文涵.开绕组永磁同步电机混合双矢量模型预测控制[J].电工技术学报,2021,36(1):96-106.
- [15] ZHANG X G, YAN K, ZHANG W H. Hybrid double vector model predictive control for open-winding permanent magnet synchronous motor with common DC bus [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 96-106.
- [16] SHAO Y Z, YU Y J, CHAI F, et al. A two-degree-of-freedom structure-based backstepping observer for DC error suppression in sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10846-10858.
- [17] 肖飞,许观达,连传强,等.永磁同步电机单电流传感器系统的三相电流重构策略[J].电工技术学报,2022, 37(7): 1609-1617.
- [18] XIAO F, XU G D, LIAN CH Q, et al. Three-phase current reconstruction strategy of permanent magnet synchronous machine drives using a single currents sensor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1609-1617.
- [19] GUO F, CHU Q, LI C Y, et al. Research on influence of motor parameters on the negative-salient permanent magnet synchronous motor [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(1): 77-86.
- [20] 魏惠芳,王丽梅.永磁直线同步电机自适应模糊神经网络时变滑模控制[J].电工技术学报,2022, 37(4):861-869.
- [21] WEI H F, WANG L M. Adaptive fuzzy neural network time-varying sliding mode control for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(4): 861-869.
- [22] 赵凯辉,殷童欢,张昌凡,等.永磁同步电机无模型滑模控制方法研究[J].电子测量与仪器学报,2018, 32(4): 172-180.
- [23] ZHAO K H, YIN T H, ZHANG CH F. Research on model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electronic

- Measurement and Instrumentation, 2018, 32 (4): 172-180.
- [16] 张友鹏, 金煜翔, 杨军霞, 等. 高速列车分布式 super-twisting 滑模控制研究 [J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(11):187-196.
ZHANG Y P, JING Y X, YANG J X. Research on distributed super-twisting sliding mode control of high-speed train [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(11): 187-196.
- [17] YANG L, YANG J Y. Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2011, 21(16):1865-1879.
- [18] 赵凯辉, 谢梦洁, 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. Model-free super-twisting fast integral terminal sliding mode control for PMSM [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(5): 64-74.
- [19] POLYAKOV A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(8): 2106-2110.
- [20] NI J K, LIU L, LIU C X, et al. Fractional order fixed-time nonsingular terminal sliding mode control for chaotic oscillation in power system [C]. 36th Chinese Control Conference (CCC), 2017: 493-498.
- [21] SHIRKAVAND M, POURGHOLI M. Robust fixed-time synchronization of fractional order chaotic using free chattering nonsingular adaptive fractional sliding mode controller design [J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2018, 113:135-147.
- [22] 陆晟波, 陈强, 南余荣. 多电机系统自适应非奇异固定时间同步控制 [J]. 控制工程, 2020, 27 (9): 1545-1552.
LU SH B, CHEN Q, NAN Y R. Adaptive non-singular fixed-time synchronization control for multi-motor systems [J]. Control Engineering of China, 2020, 27(9):1545-1552.
- [23] 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. 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.
- [24] JIMÉNEZ-RODRÍGUEZ E, MUÑOZ-VÁZQUEZ A J, SÁNCHEZ-TORRES J D, et al. A lyapunov-like characterization of predefined-time stability [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2020, 65 (11): 4922-4927.
- [25] ANGUIANO-GIJÓN C A, MUÑOZ-VÁZQUEZ A J, SÁNCHEZ-TORRES J D, et al. On predefined-time synchronisation of chaotic systems [J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2019, 122: 172-178.
- [26] ASSALI E A. Predefined-time synchronization of chaotic systems with different dimensions and applications [J]. Chaos Solitons & Fractals, 2021, 147: 110988.
- [27] LI Q P, YUE C. Predefined-time polynomial-function-based synchronization of chaotic systems via a novel sliding mode control [J]. IEEE Access, 2020, 8: 162149-162162.
- [28] MUÑOZ-VÁZQUEZ A J, SÁNCHEZ-TORRES J D, ANGUIANO-GIJÓN C A. Single-channel predefined-time synchronisation of chaotic systems [J]. Asian Journal of Control, 2021, 23(1):190-198.
- [29] WANG Y, WANG Z, CHEN M, et al. Predefined-time sliding mode formation control for multiple autonomous underwater vehicles with uncertainties [J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2021, 144: 110680.
- [30] ALINAGHI HOSSEINABADI P, SOLTANI SHARIF ABADI A, MEKHILEF S, et al. Chattering-free trajectory tracking robust predefined-time sliding mode control for a remotely operated vehicle [J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2020, 31(5): 1177-1195.
- [31] ZHANG M J, ZANG H Y, BAI L Y. A new predefined-time sliding mode control scheme for synchronizing chaotic systems [J]. Chaos, Solitons & Fractals, 2022, 164: 112745.
- [32] ZHANG C F, LIN Z Z, LIU J H, et al. Consensus-based total-amount cooperative tracking control for multi-motor locomotive traction system [J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(2): 819-834.

作者简介



赵凯辉, 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 received B. Sc. from Central South University in 1997, M. Sc. from Southeast University in 2005, and Ph. D. from Central South University in 2015, respectively. Now he is a professor, master supervisor in Hunan University of Technology.

His main research interest includes intelligent control and fault diagnosis of permanent magnet synchronous motor.



马文瑞, 2022 年于怀化学院获得学士学位, 现为湖南工业大学硕士研究生, 主要研究方向为虚拟主轴多电机预定义时间总量协同控制。

E-mail: m23080800025@stu.hut.edu.cn

Ma Wenrui received his B. Sc. degree from Huaihua College in 2022. Now he is a M. Sc. candidate at Hunan University of Technology. His main research interests include the cooperative control of virtual spindle multi-motor predefined time totals.



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

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

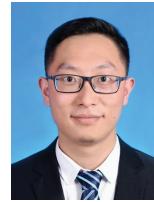
Luo Meiyun received his B. Sc. from Xiangnan University in 2023. Now he is a M. Sc. candidate in Hunan University of Technology. His main research interests include collaborative fault-tolerant control of multiple motors for high-speed trains.



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, 博士生导师, 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. from Southwest Jiaotong University in 1989, and Ph. D. 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.



贾林(通信作者), 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交通学院讲师, 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 (Corresponding author) 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.