

基于全驱系统理论的永磁同步电机连续时变抗扰控制

王东亨^{1,2} 李兵强^{1,2} 周素莹^{1,2} 武涵¹ 曹明明¹

摘要 针对永磁同步电机系统存在的参数不确定性、外部扰动及非完整约束特性导致的控制难题,提出一种基于全驱系统(FAS)理论的连续时变控制方法.首先对转速误差动态模型进行微分分析,将其转化为一个以 q 轴电压为输入的二阶FAS形式.进而通过设计一个包含比例积分项的最优控制律,主动塑造系统的闭环动态,并引入一个非线性扰动观测器对集总扰动进行实时估计与前馈补偿.进一步地,基于Lyapunov稳定性理论证明所设计的闭环系统在时变扰动下是一致最终有界稳定的,且在扰动变化率为零时是全局渐近稳定的.最后给出系统化的参数整定流程,将控制器与观测器参数直接与期望的响应速度、阻尼特性等性能指标相关联.结果表明,所提控制方法能够使系统状态快速、平滑地收敛至期望值,在不同工况下均表现出良好的跟踪性能和扰动抑制能力,验证了该方法的有效性和实用性.

关键词 永磁同步电机;全驱系统理论;连续时变控制;非线性扰动观测器;Lyapunov稳定性理论

引用格式 王东亨,李兵强,周素莹,武涵,曹明明.基于全驱系统理论的永磁同步电机连续时变抗扰控制.自动化学报,2026,52(6):1279-1290

DOI 10.16383/j.aas.c250527

CSTR 32138.14.j.aas.c250527

Continuous Time-varying Disturbance-rejection Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fully Actuated System Theory

WANG Dong-Heng^{1,2} LI Bing-Qiang^{1,2} ZHOU Su-Ying^{1,2} WU Han¹ CAO Ming-Ming¹

Abstract A continuous time-varying control method based on fully actuated system (FAS) theory is proposed to address control challenges caused by parameter uncertainty, external disturbances, and incomplete constraint characteristics in permanent magnet synchronous motor systems. First, the speed error dynamic model undergoes differential analysis and is transformed into a second-order FAS form with q -axis voltage as input. Then, an optimal control law incorporating a proportional-integral term is designed to actively shape closed-loop dynamics. A nonlinear disturbance observer is introduced for real-time estimation and feedforward compensation of lumped disturbances. Furthermore, based on Lyapunov stability theory, it is proven that the designed closed-loop system achieves uniformly ultimately bounded stability under time-varying disturbances and exhibits global asymptotic stability when disturbance rates are zero. Finally, a systematic parameter tuning procedure is presented, directly relating controller and observer parameters to desired performance metrics such as response speed and damping characteristics. The results show that the proposed control method can quickly and smoothly converge the system state to the expected value, and exhibits good tracking performance and disturbance-rejection ability under different operating conditions, verifying the effectiveness and practicality of the proposed method.

Keywords permanent magnet synchronous motor; fully actuated system theory; continuous time-varying control; nonlinear disturbance observer; Lyapunov stability theory

Citation Wang Dong-Heng, Li Bing-Qiang, Zhou Su-Ying, Wu Han, Cao Ming-Ming. Continuous time-varying disturbance-rejection control of permanent magnet synchronous motor based on fully actuated system theory. *Acta Automatica Sinica*, 2026, 52(6): 1279-1290

收稿日期 2025-10-11 录用日期 2026-01-30

Manuscript received October 11, 2025; accepted January 30, 2026

陕西省杰出青年科学基金(2022JC-32),陕西省自然科学基金基础研究计划资助项目(2025JC-YBMS-546),西北工业大学博士论文创新基金(CX2025084)资助

Supported by Shaanxi Science Fund for Distinguished Young Scholars (2022JC-32), Natural Science Basic Research Program of Shaanxi (2025JC-YBMS-546), and Innovation Foundation for Doctor Dissertation of Northwestern Polytechnical University (CX2025084)

本文责任编辑 罗彪

Recommended by Associate Editor LUO Biao

1. 西北工业大学自动化学院 西安 710129 2. 飞机电推进技术工业和信息化部重点实验室 西安 710072

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其高功率密度、高效率及优异的动态响应特性,在电动汽车驱动系统、工业伺服装置、精密数控机床及航空航天推进装置等高端应用领域占据核心地位^[1-4].然而,实际运行环境中复杂的不确定性因素往往严重制约着传统控制策略的性能极限.参数时变性、外部扰动、系统固有非线性

1. School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129 2. Key Laboratory of Aircraft Electric Propulsion Technology, Ministry of Industry and Information Technology, Xi'an 710072

性、输入饱和约束及传感器噪声等问题,导致传统 PI 控制或矢量控制在动态跟踪精度、抗扰能力与鲁棒稳定性方面存在显著不足^[5-7]. 因此,开发具有强鲁棒性、高抗扰能力且能适应复杂工况的高性能 PMSM 控制策略,已成为学术界与工业界共同关注的焦点.

针对 PMSM 控制中的不确定性与扰动抑制问题,学者们提出多种控制方法,主要包括滑模控制 (sliding mode control, SMC)^[8-9]、自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC)^[10-12]、自适应控制^[13]、扰动观测器 (disturbance observer, DOB) 技术^[14-16] 以及混合控制策略^[17]. 滑模控制凭借其理论上的完全鲁棒性被广泛研究,如 Zhang 等^[8] 设计一种非奇异快速终端滑模速度控制器与扰动观测器,有效抑制负载扰动,但其固有的高频抖振问题仍需通过边界层技术缓解. 另外,文献 [18] 进一步结合基于迭代学习策略的新型扰动观测器和快速积分终端滑模控制,提出一种混合控制技术,确保 PMSM 驱动系统具有良好的速度跟踪性能和显著的抗干扰能力. ADRC 通过扩张状态观测器估计并补偿总扰动,文献 [19] 提出一种基于准广义积分器的级联 ESO 的改进自抗扰控制器,以衰减电流回路中的周期性和非周期性干扰,但 ESO 的观测带宽与噪声抑制能力难以权衡. 自适应控制方法通过在线辨识系统参数实现动态补偿,文献 [20] 设计一种自适应速度控制器,该控制器不仅能完美地调节速度,而且对参数的大范围变化和永磁同步电机的外部干扰具有鲁棒性. DOB 技术因结构简单、易于工程实现而备受青睐,文献 [21] 提出一种基于扰动观测器和二自由度 PI 控制器的 PMSM 惯性扰动抑制改进方法,以提高负载变化引起的惯性变化的速度控制性能. 此外,混合控制策略通过融合不同方法优势以突破单一方法的局限,例如文献 [22] 提出一种使用 DOB 的非线性滑模控制器,以同时增强干扰抑制和噪声抑制,实验结果表明在注入较大负载扭矩时,系统稳定性仍能得到保障.

近年来, Duan^[23-25] 提出的全驱系统 (fully actuated system, FAS) 理论为高阶非线性系统的控制提供了全新思路. 与传统基于局部线性化或逐步递推设计的控制方法 (如反馈线性化、反步控制) 不同, FAS 理论通过构造系统高阶微分方程,设计具有积分形式的控制器,能够天然处理非线性和不确定性,并直接赋予闭环系统期望的动态特性与扰动解耦能力^[26]. FAS 具有控制器设计过程系统化、控制律结构简洁明了以及稳定性证明逻辑严谨且清晰的优点,因此,将 FAS 引入 PMSM 控制领域不仅

具有重要的理论意义,也顺应了工业界对高性能、强鲁棒电机控制的迫切需求.

已有研究尝试将 FAS 应用于各类复杂系统,包括航天器控制^[27]、飞机和四旋翼控制^[28]、机器人控制^[29-30] 以及电力电子系统^[31] 和伺服系统^[32] 的控制. 在文献 [33] 中,引入一种改进的高阶 FAS 方法,用于非线性 3 自由度四旋翼建模和控制,而不依赖原始高阶 FAS 方法所需的伪严格反馈形式. 文献 [34] 将全驱控制器与 ESO 相结合,以保持对未知扰动的 6 自由度航天器的姿态和位置的跟踪控制. 在文献 [35] 中,提出一种基于 FAS 方法的分布式迭代学习算法驱动的二次控制,以实现直流微电网的电压恢复和均流. 在文献 [36] 中,提出一种针对伺服电机系统的 FAS 方法,将级联的机械子系统和电气子系统转换为高阶 FAS 模型,以方便控制器设计. 文献 [37] 研究柔性伺服系统的 FAS 方法,通过引入奇异扰动方法,将柔性伺服系统转换为两个 FAS,用于基于两个时间尺度属性的控制器设计,具有简单、直观、有效等诸多优点.

基于上述分析,可以看出 FAS 理论虽然具备良好的应用前景,但其在 PMSM 控制中的研究仍处于起步阶段,尚缺乏系统化的设计方法与严格的稳定性证明. 为此,本文提出一种基于 FAS 理论的连续时变抗扰控制策略,旨在提升 PMSM 系统在复杂不确定性下的鲁棒跟踪性能,其系统控制框图如图 1 所示. 本文的主要贡献如下:

1) 通过对 PMSM 转速误差动态模型进行微分分析,将其转化为一个二阶 FAS 模型. 这一转化发掘了 PMSM 系统内在的全驱特性,打破传统级联控制中电流环带宽限制,为后续基于 FAS 理论的控制器设计奠定模型基础.

2) 设计一种基于 FAS 的连续时变控制器 (FAS-based continuous time-varying controller, FAS-CTVC), 其核心是一个比例积分形式的控制律,确保控制的平滑性且对常值扰动具有内在抑制能力.

3) 结合非线性扰动观测器 (nonlinear disturbance observer, NDOB), 对集总扰动进行在线估计与前馈补偿,从而有效抑制时变扰动的影响,构成一个完整的复合控制器.

4) 通过构造 Lyapunov 函数,严格证明闭环系统在时变扰动下是一致最终有界稳定的,并在无扰动情况下是全局渐近稳定的;提出系统化的参数整定流程,将参数直接与系统的时域性能指标相关联,增强方法的工程实用性.

本文后续内容安排如下:第 1 节建立 PMSM

数学模型并描述控制问题; 第 2 节详细介绍基于 FAS 理论的控制方法与扰动观测器设计; 第 3 节给出稳定性分析与参数整定准则; 第 4 节通过仿真验证所提方法的有效性; 第 5 节总结全文并展望未来研究方向。

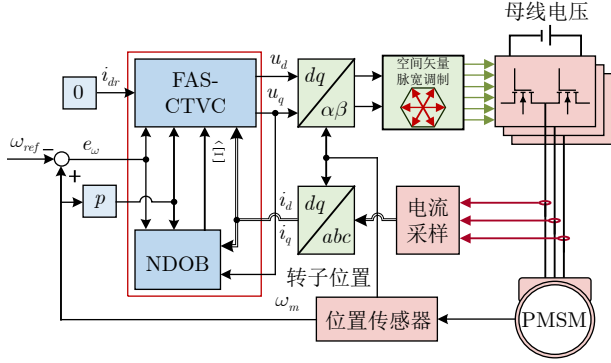


图 1 本文所提策略控制框图

Fig. 1 The control block diagram of the strategy proposed in this paper

1 PMSM 动态模型与扰动建模

在控制设计中, PMSM 通常采用同步旋转坐标系 (d - q 轴) 下的电压方程与机械方程, 以便实现解耦控制与鲁棒控制设计. 本文以表贴式 PMSM (SPMSM) 为研究对象, 忽略磁路饱和、铁耗及高频涡流效应, 得到标称数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_s}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_q - \omega_e i_d - \frac{\psi_f}{L_s}\omega_e + \frac{1}{L_s}u_q \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2}p\psi_f i_q - B\omega_m - T_L \right) \end{cases} \quad (1)$$

其中, i_d, i_q, u_d, u_q 分别为 d - q 坐标系下的定子电流和电压分量; R_s, L_s 分别为定子电阻和电感; ψ_f 为永磁体磁链; p 为极对数; ω_e, ω_m 分别为电角速度和机械角速度; J 为转动惯量; B 为粘性摩擦系数; T_L 为负载转矩。

在实际运行过程中, 系统存在以下不确定性:

- 1) 参数扰动: 定子电阻随绕组升温显著增加, 永磁体磁链受温度影响 (高温退磁) 和长期老化而发生衰减, 转动惯量因负载机械装置的更换或耦合状态改变而变化;
- 2) 负载扰动: 外部负载变化或冲击使 T_L 突变;
- 3) 未建模动态: 铁耗、磁路饱和、高频电磁效应等被忽略;
- 4) 外部干扰: 电网波动、开关器件非理想性等. 这些不确定性若不加处理, 将显著降低传统解

耦与 PI 控制的鲁棒性。

为便于后续控制器设计, 定义状态向量与输入为 $\mathbf{x} = [i_d, i_q, \omega_m]^T$, $\mathbf{u} = [u_d, u_q]^T$, 引入标称参数 $R_{s0}, L_{s0}, \psi_{f0}, J_0, B_0, T_{L0}$, 则系统可以分解为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g}(\mathbf{x}, t)\mathbf{u} + \mathbf{d}(t) \quad (2)$$

$$\text{其中, } \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s0}}{L_{s0}}i_d + \omega_e i_q \\ -\frac{R_{s0}}{L_{s0}}i_q - \omega_e i_d - \frac{\psi_{f0}}{L_{s0}}\omega_e \\ \frac{1}{J_0} \left(\frac{3}{2}p\psi_{f0}i_q - B_0\omega_m - T_{L0} \right) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}, t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{s0}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{s0}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{d}(t) = \begin{bmatrix} d_d(t) \\ d_q(t) \\ d_\omega(t) \end{bmatrix}.$$

上述定义以标称模型为基准, 将参数摄动、未建模动态与外部/负载扰动等统一并入 $\mathbf{d}(t)$, 便于后续通过扰动观测器实现在线估计与补偿。

2 抗扰控制器设计

本节旨在基于 FAS 方法的核心思想, 为 PMSM 系统设计一个连续时变的抗扰控制器. FAS 方法的核心在于通过微分系统方程, 主动构造出系统的全驱形式, 并据此设计包含积分项的控制律, 从而天然地获得对常值扰动的抑制能力. 设计过程将从误差动态模型出发, 通过严格的微分-积分步骤, 推导出控制器的最终形式。

引理 1^[26]. 对于形如

$$\dot{x}^{(n)} = f(x^{(0 \sim n-1)}, t) + B(x^{(0 \sim n-1)}, t)u \quad (3)$$

的 n 阶全驱系统, 若矩阵 $B(\cdot)$ 处处非奇异, 则存在控制器

$$u = -B^{-1}(\cdot) (A_{0 \sim n-1}x^{(0 \sim n-1)} + f(\cdot) - v) \quad (4)$$

使得闭环系统变为线性系统:

$$\dot{x}^{(n)} + A_{0 \sim n-1}x^{(0 \sim n-1)} = v \quad (5)$$

其中, v 为新的外部输入; $A_{0 \sim n-1}$ 为可选增益矩阵。

2.1 控制目标与误差变量定义

控制器的设计目标为:

- 1) d 轴电流镇定: 使 d 轴电流 i_d 快速、准确地稳定至其期望值 0;
- 2) 转速跟踪: 使电机转速 ω_m 能够快速、平滑地跟踪时变参考指令 ω_{ref} , 并具备较强的抗扰动能力。

为实现上述目标, 定义如下系统跟踪误差变量:

$$\begin{cases} e_d = i_d - i_{dr} \\ e_\omega = \omega_m - \omega_{ref} \\ e_q = i_q - i_{qr} \end{cases} \quad (6)$$

其中, i_{dr} 和 i_{qr} 分别为 d 轴和 q 轴电流的参考指令, $i_{dr} = 0$, i_{qr} 由外环速度控制器产生. 控制目标即转化为保证误差 e_d , e_ω , e_q 渐近收敛至零.

2.2 FAS-CTVC 设计

该控制器设计的核心在于处理转速跟踪误差 e_ω . 从 PMSM 的机械运动方程出发, 可得 e_ω 的动态方程为:

$$\dot{e}_\omega = \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{ref} = \frac{1}{J_0} \left(\frac{3}{2} p \psi_{f0} i_q - B_0 \omega_m - T_{L0} \right) + d'_\omega(t) - \dot{\omega}_{ref} \quad (7)$$

其中, $d'_\omega(t)$ 为集总扰动在机械方程中的扰动分量. 将 q 轴电流 i_q 用其误差 e_q 和参考值 i_{qr} 表示, 即 $i_q = e_q + i_{qr}$, 代入式 (7) 可得:

$$\dot{e}_\omega = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} e_q + \Delta_\omega(t) \quad (8)$$

其中,

$$\Delta_\omega(t) = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} i_{qr} - \frac{B_0}{J_0} \omega_m - \frac{T_{L0}}{J_0} - \dot{\omega}_{ref} + d'_\omega(t) \quad (9)$$

$\Delta_\omega(t)$ 集总了所有已知的标称非线性项、参考指令微分项以及未知扰动项.

由式 (8) 可知, 转速误差的一阶导数 \dot{e}_ω 通过 e_q 与 q 轴控制输入 u_q 间接耦合. 为建立 \ddot{e}_ω 与 u_q 的直接联系, 需对式 (8) 两边关于时间求导:

$$\ddot{e}_\omega = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} \dot{e}_q + \dot{\Delta}_\omega(t) = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} (\dot{i}_q - \dot{i}_{qr}) + \dot{\Delta}_\omega(t) \quad (10)$$

将 q 轴电流的完整动态方程:

$$\dot{i}_q = -\frac{R_{s0}}{L_{s0}} i_q - \omega_e i_d - \frac{\psi_{f0}}{L_{s0}} \omega_e + \frac{1}{L_{s0}} u_q + d'_q(t) \quad (11)$$

代入式 (10), 经整理后可得到 \ddot{e}_ω 的表达式:

$$\ddot{e}_\omega = \Phi(\mathbf{x}, t) + \Gamma u_q + \Xi(t) \quad (12)$$

该式即为系统经过微分操作后得到的二阶全驱形式. 其中,

$$\begin{cases} \Phi(\mathbf{x}, t) = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} \left(-\frac{R_{s0}}{L_{s0}} i_q - \omega_e i_d - \frac{\psi_{f0}}{L_{s0}} \omega_e - \dot{i}_{qr} \right) \\ \Gamma = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0 L_{s0}} \\ \Xi(t) = \frac{3p\psi_{f0}}{2J_0} d'_q(t) + \dot{\Delta}_\omega(t) \end{cases} \quad (13)$$

$\Phi(\mathbf{x}, t)$ 为已知非线性函数项, 包含所有已知的标称模型动态和参考指令微分; Γ 为控制增益, 恒为正值, 保证了系统的可控性; $\Xi(t)$ 为集总扰动项, 包含所有参数不确定性、未建模动态以及外部扰动的综合影响.

通过对转速误差动态进行微分操作, 得到的系统形式如式 (12) 所示, 符合引理 1 中所述二阶 FAS 的一般形式. 为其设计一个期望的闭环动态, 期望的转速误差动态通常指定为一个稳定的二阶线性系统:

$$\ddot{e}_\omega + a_1 \dot{e}_\omega + a_0 e_\omega = 0 \quad (14)$$

其中, $a_0 > 0$ 和 $a_1 > 0$ 为设计参数, 分别决定了系统的收敛速度和阻尼程度.

令实际系统动态 (12) 与期望动态 (14) 相等, 可反解出所需的控制量 u_q :

$$\Gamma u_q = -a_0 e_\omega - a_1 \dot{e}_\omega - \Phi(\mathbf{x}, t) - \Xi(t) \quad (15)$$

由于集总扰动 $\Xi(t)$ 未知, 需通过扰动观测器对其进行估计 (设计见第 2.3 节), 将其估计值 $\hat{\Xi}(t)$ 代入式 (15) 可得:

$$\Gamma u_q = -a_0 e_\omega - a_1 \dot{e}_\omega - \Phi(\mathbf{x}, t) - \hat{\Xi}(t) \quad (16)$$

值得注意的是, 式 (16) 右侧仍然包含未知的 \dot{e}_ω 项, 为获得一个真正可实现的控制器, 需对其进行积分. 对期望动态方程 (14) 两边从 0 到 t 进行积分:

$$\int_0^t \ddot{e}_\omega(\tau) d\tau = -a_0 \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau - a_1 \int_0^t \dot{e}_\omega(\tau) d\tau \quad (17)$$

计算积分可得:

$$\dot{e}_\omega(t) - \dot{e}_\omega(0) = -a_0 \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau - a_1 (e_\omega(t) - e_\omega(0)) \quad (18)$$

整理后得到 $\dot{e}_\omega(t)$ 的表达式:

$$\dot{e}_\omega(t) = -a_0 \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau - a_1 e_\omega(t) + (\dot{e}_\omega(0) + a_1 e_\omega(0)) C_0 \quad (19)$$

其中, C_0 为由初始条件决定的常数. 将式 (19) 代入式 (16), 并忽略随时间指数衰减的初始条件项 C_0 , 经整理后得到 q 轴电压的连续时变积分型控制律:

$$u_q(t) = \Gamma^{-1} \left(-(a_0 - a_1^2) e_\omega(t) + a_0 a_1 \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau - \Phi(\mathbf{x}, t) - \hat{\Xi}(t) \right) \quad (20)$$

该控制器由比例项 $-(a_0 - a_1^2)e_\omega$ 、积分项 $a_0 \times a_1 \int e_\omega$ 、前馈补偿项 $-\Phi$ 和扰动补偿项 $-\hat{\Xi}$ 组成. 积分项的引入是 FAS 方法的精髓, 它赋予了控制器抑制常值扰动的内在能力.

d 轴采用 PI 控制器:

$$u_d = -k_p^d e_d(t) - k_i^d \int_0^t e_d(\tau) d\tau \quad (21)$$

其中, $k_p^d > 0$, $k_i^d > 0$ 为设计参数.

本文所提 FAS-CTVC 的结构框图如图 2 所示.

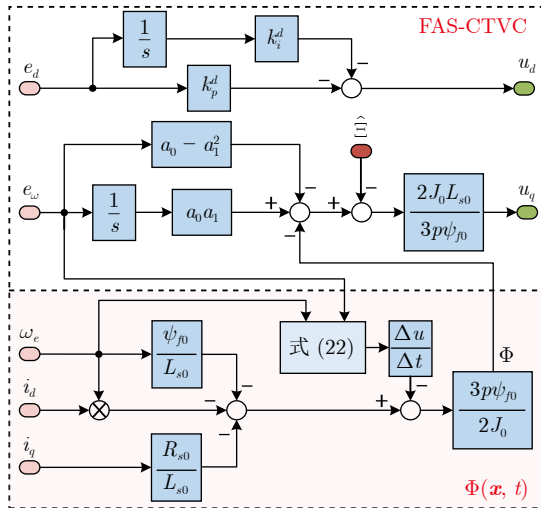


图 2 FAS-CTVC 结构框图

Fig. 2 The structure diagram of FAS-CTVC

注 1. 区别于传统级联控制中将 i_{qr} 作为速度环控制器输出指令的做法, 本文基于 FAS 理论, 将 i_{qr} 视为一个为实现期望闭环动态而存在的内部中间变量. 其物理意义是: 为迫使转速误差 e_ω 按期望的二阶动态 $\ddot{e}_\omega + a_1 \dot{e}_\omega + a_0 e_\omega = 0$ 收敛, q 轴电流 i_q 所应趋近的期望值, 即 i_{qr} . 因此, i_{qr} 并非外部给定, 而是由期望动态、系统当前状态及扰动估计值反向推导得出:

$$i_{qr} = \frac{2J_0}{3p\psi_{f0}} \left(\frac{B_0}{pJ_0} \omega_e + \frac{T_{L0}}{J_0} - d'_\omega(t) + a_1 \dot{e}_\omega + a_0 e_\omega \right) \quad (22)$$

这一关系式体现了 FAS 方法核心理念. 通过系统的高阶微分方程, 直接建立控制输入与系统性能指标之间的显式关系, 从而避免传统级联控制中的带宽限制与动态延迟.

注 2. NDOB 的设计理念是对作用于积分链末端的集总扰动 $\Xi(t)$ 进行整体观测与补偿, 其输出的估计值 $\hat{\Xi}(t)$ 将作为总补偿量直接用于控制律 (20) 的前馈环节. 尽管在推导过程中出现了如 $d'_\omega(t)$ 等具体的扰动分量, 但本文所设计的控制器无需也不

意图对这些扰动分量进行单独估计与补偿, 故在实际实现中可忽略式 (22) 中的 $d'_\omega(t)$ 项, 以降低模型复杂度. 控制器中的积分项则进一步用于消除观测器未能完全补偿的残余扰动影响.

2.3 NDOB 设计

为实时估计并补偿集总扰动 $\Xi(t)$, 设计如下非线性扰动观测器:

$$\dot{\hat{\Xi}} = -L\hat{\Xi} + L(\ddot{e}_\omega - \Phi(\mathbf{x}, t) - \Gamma u_q) \quad (23)$$

其中, $L > 0$ 为观测器增益, 用于调节观测器的收敛带宽. NDOB 结构框图如图 3 所示.

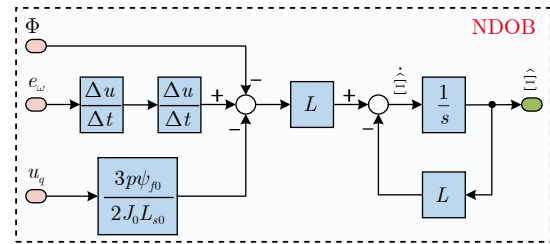


图 3 NDOB 结构框图

Fig. 3 The structure diagram of NDOB

定义扰动观测误差为 $\tilde{\Xi} = \hat{\Xi} - \Xi$. 对误差求导, 并将观测器动态 (23) 和系统动态 (12) 代入, 可得观测误差的动态方程为:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\Xi}} &= \dot{\hat{\Xi}} - \dot{\Xi} = \left(-L\hat{\Xi} + L(\ddot{e}_\omega - \Phi - \Gamma u_q) \right) - \dot{\Xi} = \\ &= -L(\hat{\Xi} - \Xi) - \dot{\Xi} = -L\tilde{\Xi} - \dot{\Xi} \end{aligned} \quad (24)$$

假设集总扰动的变化率有界, 即存在正常数 $\bar{\xi}$, 使得 $|\dot{\Xi}(t)| \leq \bar{\xi}$, 则该观测误差动态是指数输入有界稳定的.

注 3. 需要指出的是, 如式 (12) 所示, 集总扰动 $\Xi(t)$ 已包含了机械方程中的扰动 $d'_\omega(t)$ 及其微分动态的信息. 因此, 通过观测器获得 $\Xi(t)$ 的估计值 $\hat{\Xi}(t)$ 后, 即可将其直接用于控制律 (20) 的前馈补偿, 从而抑制包括 $d'_\omega(t)$ 在内的各类扰动的影响. 控制器中的积分项则进一步用于消除补偿后可能残留的常值扰动.

3 稳定性分析与参数整定

本节旨在对上一节所设计的闭环控制系统进行严格的 Lyapunov 稳定性分析, 并基于该分析为控制器参数 a_0 、 a_1 和观测器增益 L 的选择提供系统化的理论依据和定量整定流程.

引理 2^[26]. 对于线性闭环系统:

$$x^{(n)} + A_{0 \sim n-1} x^{(0 \sim n-1)} = v \quad (25)$$

若参数矩阵 $A_{0\sim n-1}$ 选择使得系统特征方程

$$s^n + A_{n-1}s^{n-1} + \dots + A_0 = 0 \tag{26}$$

的根均具有负实部, 则当 $v = 0$ 时系统渐近稳定, 且当 v 有界时, 系统状态一致最终有界. 其中 s 为拉普拉斯算子.

3.1 闭环系统方程

考虑由跟踪误差动态 (由式 (12) 和式 (16) 推导得到) 和扰动观测器误差动态组成的复合系统:

$$\begin{cases} \ddot{e}_\omega + a_1\dot{e}_\omega + a_0e_\omega = -\tilde{\Xi} \\ \dot{\tilde{\Xi}} = -L\tilde{\Xi} - \dot{\Xi} \end{cases} \tag{27}$$

定义增广状态向量 $z = [e_\omega, \dot{e}_\omega, \tilde{\Xi}]^T \in \mathbf{R}^3$. 则闭环系统 (27) 可写为:

$$\dot{z} = \mathbf{A}z + \mathbf{B}\dot{\Xi} \tag{28}$$

$$\text{其中, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a_0 & -a_1 & -1 \\ 0 & 0 & -L \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

尽管系统存在扰动观测误差 $\tilde{\Xi}$, 但根据引理 2, 若初始状态位于可行域内, 则所设计的控制器能保证系统状态一致最终有界, 且在扰动变化率为零时全局渐近稳定. 下文将通过构造 Lyapunov 函数严格证明该结论.

3.2 Lyapunov 函数构造及分析

系统矩阵 \mathbf{A} 的特征值为 $-L$ 和二阶系统 $\ddot{e}_\omega + a_1\dot{e}_\omega + a_0e_\omega = 0$ 的极点. 由于 $a_0, a_1, L > 0$, 所以矩阵 \mathbf{A} 是 Hurwitz 的. 因此, 对于任意给定的对称正定矩阵 $\mathbf{Q} \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$, Lyapunov 方程

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q} \tag{29}$$

存在唯一的对称正定解 $\mathbf{P} \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$.

选择如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V(z) = z^T \mathbf{P} z \tag{30}$$

显然, $V(z)$ 是正定且径向无界的, 即

$$\lambda_{\min}(\mathbf{P})\|z\|^2 \leq V(z) \leq \lambda_{\max}(\mathbf{P})\|z\|^2 \tag{31}$$

其中, $\lambda_{\min}(\cdot)$ 和 $\lambda_{\max}(\cdot)$ 分别表示矩阵的最小和最大特征值.

沿系统 (28) 的轨迹对 V 求导:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{z}^T \mathbf{P} z + z^T \mathbf{P} \dot{z} = (\mathbf{A}z + \mathbf{B}\dot{\Xi})^T \mathbf{P} z + \\ & z^T \mathbf{P} (\mathbf{A}z + \mathbf{B}\dot{\Xi}) = z^T (\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}) z + \\ & 2z^T \mathbf{P} \mathbf{B} \dot{\Xi} \end{aligned} \tag{32}$$

将 Lyapunov 方程 (29) 代入 (32) 得:

$$\dot{V} = -z^T \mathbf{Q} z + 2z^T \mathbf{P} \mathbf{B} \dot{\Xi} \tag{33}$$

利用柯西不等式和 $\dot{\Xi}$ 有界的假设, 对交叉项进行放缩:

$$2z^T \mathbf{P} \mathbf{B} \dot{\Xi} \leq 2\|\mathbf{P} \mathbf{B}\| \|z\| \|\dot{\Xi}\| \leq 2\|\mathbf{P} \mathbf{B}\| \bar{\xi} \|z\| \tag{34}$$

同时, 由于 \mathbf{Q} 正定, 有:

$$-z^T \mathbf{Q} z \leq -\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|z\|^2 \tag{35}$$

将 (34) 和 (35) 代入 (33), 得到:

$$\dot{V} \leq -\lambda_{\min}(\mathbf{Q})\|z\|^2 + 2\|\mathbf{P} \mathbf{B}\| \bar{\xi} \|z\| \tag{36}$$

令 $\alpha = \lambda_{\min}(\mathbf{Q}) > 0$, $\beta = 2\|\mathbf{P} \mathbf{B}\| \bar{\xi} > 0$, 则不等式可写为:

$$\dot{V} \leq -\alpha\|z\|^2 + \beta\|z\| \tag{37}$$

3.3 一致最终有界性证明

为分析系统的稳定性, 将式 (37) 右边配方:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\alpha\|z\|^2 + \beta\|z\| = -\alpha \left(\|z\|^2 - \frac{\beta}{\alpha} \|z\| \right) = \\ & -\alpha \left(\left(\|z\| - \frac{\beta}{2\alpha} \right)^2 - \left(\frac{\beta}{2\alpha} \right)^2 \right) \end{aligned} \tag{38}$$

当 $\|z\| > \beta/(2\alpha)$ 时, 有 $\dot{V} < 0$. 更精确地, 对于任意满足 $\|z\| \geq \delta$ 的轨迹, 其中 $\delta > \beta/(2\alpha)$, 有:

$$\dot{V} \leq -\alpha \left(\delta - \frac{\beta}{2\alpha} \right)^2 + \frac{\beta^2}{4\alpha} := -c < 0 \tag{39}$$

这意味着在球域 $\|z\| \leq \delta$ 外部, Lyapunov 函数严格递减.

此外, 结合式 (31) 和式 (37), 可得:

$$\dot{V} \leq -\frac{\alpha}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} V + \frac{\beta}{\sqrt{\lambda_{\min}(\mathbf{P})}} \sqrt{V} \tag{40}$$

这是一个 \sqrt{V} 的伯努利型微分不等式, 其解最终收敛到一个紧集.

因此, 根据非线性系统的一致最终有界性定理, 闭环系统 (28) 的状态 z 是一致最终有界的. 跟踪误差 e_ω, \dot{e}_ω 和扰动观测误差 $\tilde{\Xi}$ 将被驱动并最终稳定在一个原点附近的小邻域内. 该邻域的大小正比于扰动变化率的上界 $\bar{\xi}$, 反比于控制器和观测器增益.

特别地, 如果系统不存在时变扰动, 即 $\dot{\Xi} = 0$, 则 $\bar{\xi} = 0, \beta = 0$. 此时 $\dot{V} \leq -\alpha\|z\|^2 \leq 0$. 根据 LaSalle 不变性原理, 系统是全局渐近稳定的, 即有 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_\omega(t) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{e}_\omega(t) = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Xi}(t) = 0$.

3.4 参数整定

本节给出系统化参数整定流程, 旨在为控制器参数 a_0, a_1 和观测器增益 L 的选择提供理论依据

与定量设计方法。

3.4.1 控制器参数整定

闭环跟踪误差动态由式 (27) 描述: $\ddot{e}_\omega + a_1 \dot{e}_\omega + a_0 e_\omega = -\ddot{\bar{\xi}}$, 其齐次部分的特征方程为:

$$s_1^2 + a_1 s_1 + a_0 = 0 \quad (41)$$

设定期望的闭环极点为一对共轭复根 $s_1 = -\zeta \omega_n \pm j \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$, 其中 ζ 为期望的阻尼比, ω_n 为期望的自然频率。则该特征方程可写为:

$$s_1^2 + 2\zeta \omega_n s_1 + \omega_n^2 = 0 \quad (42)$$

通过系数对比, 立即可得控制器参数与期望性能指标的关系式:

$$a_1 = 2\zeta \omega_n, \quad a_0 = \omega_n^2 \quad (43)$$

因此, 通过选择 ζ 和 ω_n , 可直接确定控制器参数 a_0 和 a_1 。 ω_n 决定系统的响应速度, 应远快于电机机械动态的固有频率, ζ 影响超调量。

3.4.2 观测器增益整定

扰动观测器误差动态由式 (24) 描述: $\dot{\tilde{\xi}} = -L\tilde{\xi} - \dot{\tilde{\xi}}$, 其齐次部分 $\dot{\tilde{\xi}} = -L\tilde{\xi}$ 的极点位于 $s = -L$ 。为保证观测器误差比跟踪误差更快地衰减, 观测器带宽应远大于控制器带宽。一个广泛使用的工程经验法则是:

$$L \geq k \times \frac{a_1}{2} \quad (44)$$

其中, k 为带宽比例系数且 $k \in [5, 10]$ 。

由于 $a_1/2 = \zeta \omega_n$ 近似为控制器的主导极点实部, 式 (44) 意味着观测器极点的实部应数倍于控制器主导极点的实部。将式 (43) 代入式 (44), 可得观测器增益 L 的定量设计公式:

$$L = k \times \zeta \omega_n \quad (45)$$

3.4.3 定量鲁棒性整定

为进一步量化系统的鲁棒性能, 需分析参数对最终收敛域的影响。收敛域半径 δ 满足 $\delta > \beta/(2\alpha)$, 其中 $\alpha = \lambda_{\min}(\mathbf{Q})$, $\beta = 2\|\mathbf{PB}\|\bar{\xi}$ 。为减小 δ , 需增大 α 或减小 β 。

选择 Lyapunov 方程 (29) 中的 $\mathbf{Q} = \mathbf{I}$ (单位矩阵), 则 $\alpha = 1$, 需求解该方程得到 \mathbf{P} 。对于系统矩阵 \mathbf{A} , 其 Lyapunov 方程 $\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{I}$ 的解 \mathbf{P} 是唯一、对称、正定的。

通过计算, 可得 \mathbf{P} 的各元素为系统参数 a_0 , a_1 , L 的函数。进而可计算:

$$\beta = 2\|\mathbf{PB}\|\bar{\xi} = 2\bar{\xi}\sqrt{(\mathbf{B}^T \mathbf{P}^T \mathbf{PB})} \quad (46)$$

其中, $\mathbf{B} = [0, 0, -1]^T$ 。设 $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{12} & p_{22} & p_{23} \\ p_{13} & p_{23} & p_{33} \end{bmatrix}$, 则

$$\text{有: } \mathbf{PB} = -\begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \end{bmatrix}, \quad \|\mathbf{PB}\| = \sqrt{p_{13}^2 + p_{23}^2 + p_{33}^2}, \quad \text{因此} \\ \beta = 2\bar{\xi}\sqrt{p_{13}^2 + p_{23}^2 + p_{33}^2} \quad (47)$$

收敛域半径的下界正比于 β 。将式 (43) 和式 (45) 代入式 (47), β 可表示为 ω_n , ζ , k 的函数:

$$\beta = 2\bar{\xi} \times f(\omega_n, \zeta, k) \quad (48)$$

通过分析函数 $f(\omega_n, \zeta, k)$ 的特性可知: 1) β 随 $\bar{\xi}$ 增大而线性增大; 2) β 通常随 ω_n 增大而减小, 意味着提高控制器带宽有助于抑制扰动的影晌; 3) β 对 k 的变化较为敏感。存在一个最优的 k 值使得 β 最小, 通常可通过数值方法求得。

4 仿真实验与分析

为验证所提出的 FAS-CTVC 策略的有效性 & 优越性, 本节根据图 1 所示的 PMSM 系统控制框图搭建仿真模型, 并在不同工况下进行全面的仿真实验, 将所提方法与传统的双闭环 PI 控制以及一种新型指数型滑模控制 (novel exponential sliding mode control, NESMC) 方法进行对比分析。所有仿真均在 MATLAB/Simulink 环境中进行, 所用 PMSM 的具体参数如表 1 所示。FAS-CTVC、PI 控制器及 NESMC 控制器的基础参数设置详见表 2, 三种方法所涉及的电流环 PI 控制器参数均设置为: $k_p^d = k_p^q = 35$, $k_i^d = k_i^q = 9700$ 。表 2 所列出的 PI 与 NESMC 控制器参数, 均为经过独立优化后得到的最佳参数组合, 以确保后续所有对比实验均在公平、合理的基准上进行。

4.1 参数影响规律分析

为探究控制器关键参数对系统动态性能的影响

表 1 PMSM 参数
Table 1 PMSM parameters

| 参数 | 值 |
|-------------------------------------|----------|
| 额定功率 (kW) | 1.5 |
| 额定转速 (r/min) | 3 000 |
| 额定转矩 (N·m) | 5 |
| 定子电阻 (Ω) | 0.515 |
| 定子电感 (mH) | 1.715 |
| 永磁体磁链 (Wb) | 0.138333 |
| 转动惯量 ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$) | 0.00063 |
| 粘性摩擦系数 (N·m·s) | 0.0008 |
| 极对数 | 4 |

表 2 控制器参数
Table 2 Parameters of controllers

| 控制器 | 参数 | 值 |
|----------|----------------------|-----------|
| FAS-CTVC | 控制器参数 a_0 | 1 148 000 |
| | 控制器参数 a_1 | 6 750 |
| | 观测器增益 L | 1 050 |
| PI | 转速环比比例项 k_p^ω | 0.15 |
| | 转速环积分项 k_i^ω | 7.65 |
| NESMC | 控制器参数 η | 45 |
| | 控制器参数 ε | 2 000 |
| | 控制器参数 q | 2 150 |
| | 控制器参数 α_1 | 3 |
| | 控制器参数 β_1 | 3 |

规律, 本文进行仿真验证. 在保持其他参数为表 2 标称值的前提下, 依次独立调整控制器系数 a_1 , a_0 及观测器增益 L , 转速响应轨迹分别如图 4 ~ 6 所示.

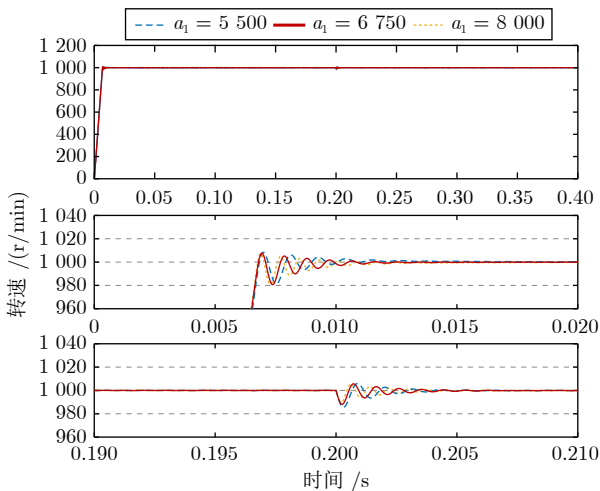


图 4 不同 a_1 下的转速波形
Fig. 4 Speed waveforms at different a_1 values

图 4 表明, 在保持参数 a_0 不变的条件下, 增大参数 a_1 可有效提升系统的阻尼, 调节时间显著缩短, 但系统的超调量并未发生显著变化, 表明 a_1 主要作用于响应过程的微分环节.

图 5 的结果则揭示了比例增益系数 a_0 的调节规律. 当固定 a_1 时, 增大 a_0 等价于降低了系统的等效阻尼比, 从而导致阶跃响应的超调量明显增加. 然而, 对比不同 a_0 下的响应曲线可知, 其对调节时间的影响相对有限, 这说明 a_0 主要影响系统的响应刚度.

观测器增益 L 对系统性能的影响如图 6 所示. 当 $L = 0$ 时, 扰动观测器失效, 控制系统退化为无扰动补偿的纯反馈结构, 系统响应速度缓慢且转速

存在持续波动. 随着 L 增大, 扰动观测器的动态响应加快, 系统的调节时间显著缩短, 抗扰动能力增强; 然而, 过高的 L 值会同时放大测量噪声, 并引入一定的超调, 这表明观测器增益的选取需要在动态响应速度与噪声抑制之间进行权衡.

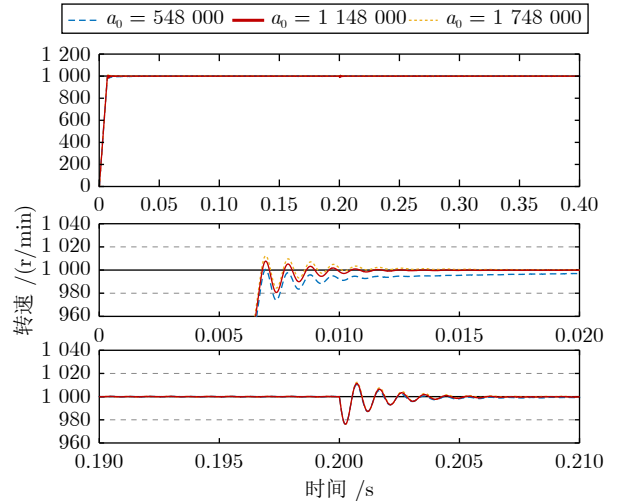


图 5 不同 a_0 下的转速波形
Fig. 5 Speed waveforms at different a_0 values

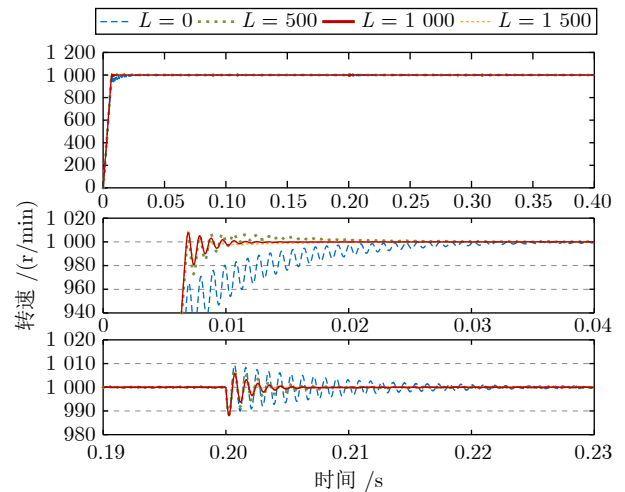


图 6 不同 L 下的转速波形
Fig. 6 Speed waveforms at different L values

参数 a_0 , a_1 与 L 分别主导着系统的比例控制强度、微分阻尼效应以及扰动估计速度. 在实际设计中, 需根据对系统响应速度、超调量及噪声敏感性的综合要求, 对上述参数进行协同设计与优化.

4.2 电机参数摄动影响分析

针对系统参数不确定性, 本节测试所提控制器的鲁棒性能. 令电机主要参数在标称值的 $\pm 50\%$ 范围内波动 (参数突变时间均为 $t = 0.20$ s), 以构造显

著的参数不确定性. 系统的转速响应如图 7 所示.

图 7 表明, 当转动惯量 J 与定子电阻 R_s 分别单独增大 50% 时, 系统转速均未出现可见波动, 表明控制器对该类参数变化具有良好的不变性; 当永磁体磁链 ψ_f 降至标称值的 90% 时, 转速突增约 2 r/min, 但系统在 0.015 s 内迅速恢复至期望转速, 显示出良好的动态自调节能力; 在模拟电机升温工况 (R_s 增大 50% 且 ψ_f 减小 10%) 下, 系统仍表现出与单一磁链扰动相似的动态过程. 该结果印证了所提方法对多参数耦合扰动仍具备有效的抑制能力, 突增幅度与恢复时间的一致性也说明磁链变化是引起转速瞬态响应的主导因素.

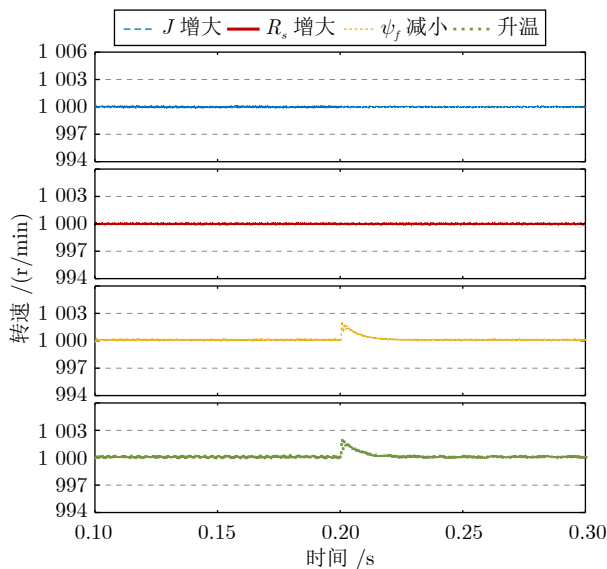


图 7 电机参数扰动时转速波形
Fig.7 Speed waveform under motor parameters perturbation

4.3 性能对比分析

为全面评估所提方法的综合性能, 本节在动态工况下将其与经典双闭环 PI 控制及 NESMC 方法进行对比分析. 仿真实验设计如下: 电机初始为空载状态, 给定参考转速为 1 000 r/min; 在 $t = 0.2$ s 时, 转速指令上升至 1 500 r/min; 在 $t = 0.4$ s 时突

加 5 N·m 的负载转矩, 并于 $t = 0.6$ s 时卸除; 最后在 $t = 0.8$ s 时转速指令降至 0 r/min, 总仿真时长为 1 s. 三种控制策略下的转速跟踪响应、转速误差、电磁转矩及电流等波形如图 8 ~ 13 所示.

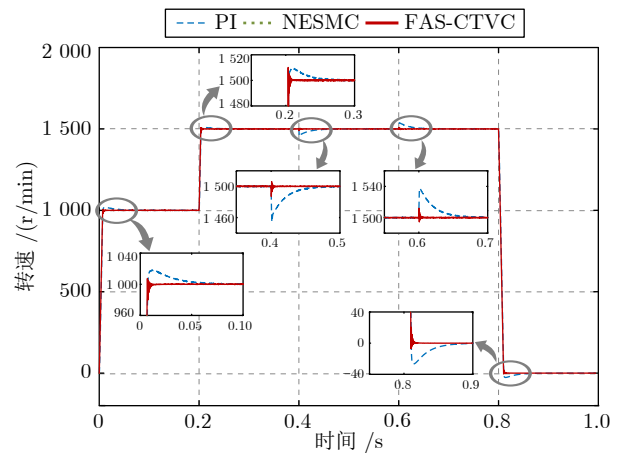


图 8 转速波形对比
Fig.8 Speed waveform comparison

NESMC 控制器为:

$$\begin{cases} \dot{i}_{qr} = \frac{2J_0}{3p\psi_{f0}} \int_0^t (-\eta\dot{\omega}_m - \dot{s}_2) d\tau \\ \dot{s}_2 = -\varepsilon(1 - e^{-\alpha_1|s_2|^{\beta_1}}) \text{sgn}(s_2) - qs_2 \end{cases} \quad (49)$$

其中, $\eta, \varepsilon, q, \alpha_1, \beta_1 > 0$.

为定量比较三种控制策略的动态性能, 图 8 给出了转速跟踪的详细波形. 各工况下的关键性能指标汇总于表 3. 由表 3 和图 8 可以看出, 所提出的 FAS-CTVC 策略在所有测试工况下均展现出最优的综合控制性能. 具体而言, 在启动阶段, FAS-CTVC 实现了最小的转速超调量 (5 r/min) 和最短的稳定时间 (0.02 s), 其动态响应速度显著优于 PI 控制 (超调量 18 r/min, 稳定时间 0.10 s) 和 NESMC (超调量 8 r/min, 稳定时间 0.08 s). 在抗扰动性能方面尤为突出, 加载工况下 FAS-CTVC 的转速跌幅仅为 13 r/min, 远低于 PI 控制的 46 r/min 和 NESMC 的 45 r/min, 同时其恢复时间缩短至

表 3 动态性能对比
Table 3 Dynamic performance comparison

| 工况 | PI | | NESMC | | FAS-CTVC | |
|----|---------------|----------|---------------|----------|---------------|----------|
| | 超调/跌落 (r/min) | 稳定时间 (s) | 超调/跌落 (r/min) | 稳定时间 (s) | 超调/跌落 (r/min) | 稳定时间 (s) |
| 启动 | +18 | 0.10 | +8 | 0.08 | +5 | 0.02 |
| 加速 | +9 | 0.09 | +9 | 0.08 | +10 | 0.02 |
| 加载 | -46 | 0.11 | -45 | 0.08 | -13 | 0.01 |
| 减载 | +38 | 0.10 | +10 | 0.08 | +12 | 0.01 |
| 减速 | -27 | 0.11 | -11 | 0.09 | -7 | 0.03 |

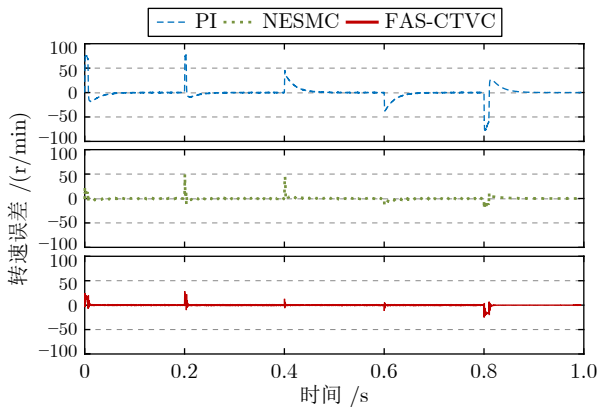


图 9 转速误差波形
Fig. 9 Speed error waveforms

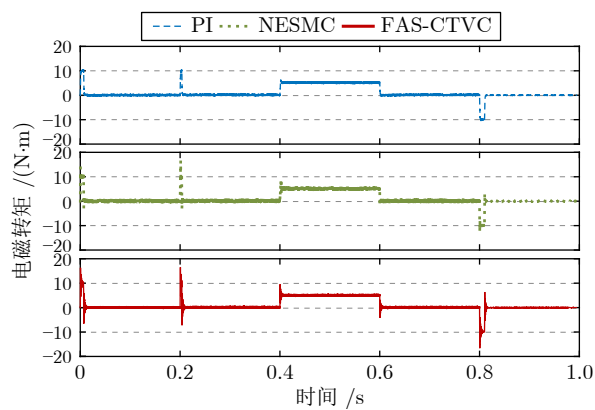


图 10 电磁转矩波形
Fig. 10 Electromagnetic torque waveforms

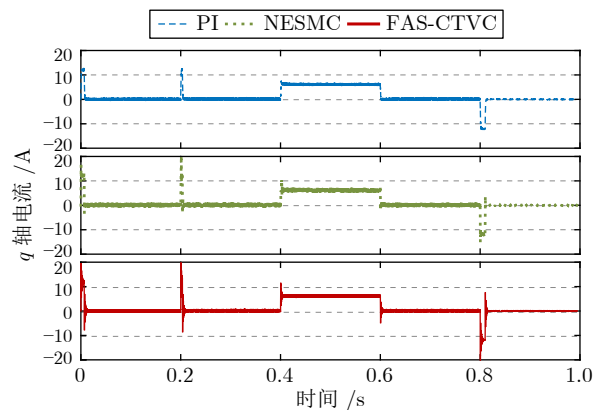


图 11 q 轴电流波形
Fig. 11 q -axis current waveforms

0.01 s, 体现了卓越的动态刚度与扰动抑制能力. 特别地, 在减速制动过程中, FAS-CTVC 将转速超调控制在 7 r/min 以内, 稳定时间仅为 0.03 s, 表明所提方法在制动工况下具有更好的稳定性和快速性. 总体而言, FAS-CTVC 在动态响应速度、抗扰动性能和稳定性方面均优于对比方法, 验证了其在复杂

工况下的实用价值与优越性.

为进一步分析系统动态性能, 图 9 ~ 13 分别展示了转速误差、电磁转矩、 q 轴电流、母线电流及 B 相电流的波形对比.

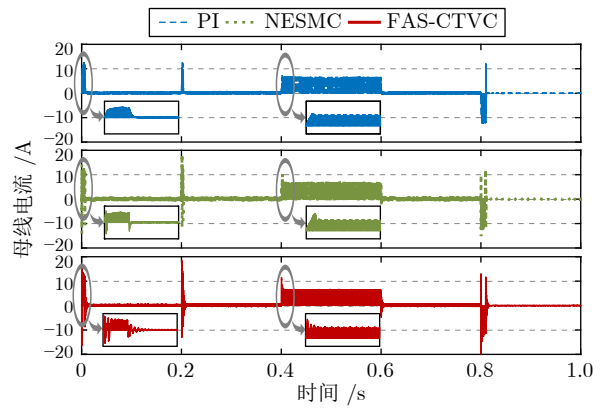


图 12 母线电流波形
Fig. 12 DC-link current waveforms

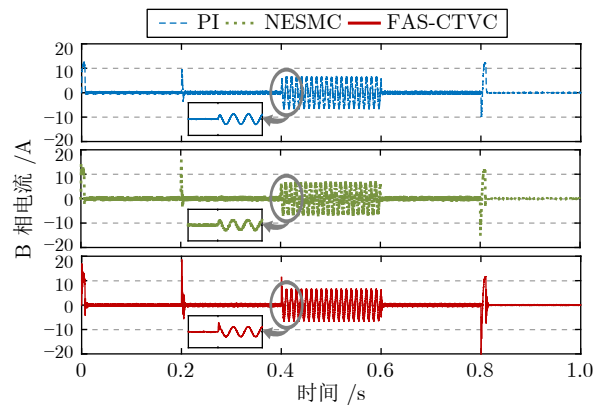


图 13 B 相电流波形
Fig. 13 Phase B current waveforms

从图 9 中转速误差波形可见, FAS-CTVC 在整个动态过程中保持最小的跟踪误差. 特别是在负载突变时刻, 其最大误差绝对值相比于 PI 控制和 NESMC 较小, 收敛时间也较快. 这一结果与转速波形分析一致, 验证了 FAS-CTVC 的精确跟踪能力.

从系统动态响应的内在机理分析, 控制器应对转速和负载变化的能力越强, 其在动态过程中对电磁转矩和电流的调节也越迅速. 图 10 ~ 12 的波形对比清晰地反映了这一规律: FAS-CTVC 在转速指令变化或负载扰动发生时, 能够产生更快速且更大幅度的电磁转矩和电流响应, 从而在更短时间内抵消系统动能变化, 实现快速稳定. 这种快速调节能力得益于 FAS 理论提供的精确系统建模和非线性扰动观测器的前馈补偿作用.

图 13 表明, 三种控制策略在稳态运行时的相

电流波形均保持良好的正弦度, 表明各方法均能实现基本的磁场定向控制, 故说明所提方法能够在不牺牲稳态性能的前提下, 提供更优越的动态响应性能。

综合上述仿真结果与分析可知, 所提出的基于 FAS-CTVC 的 PMSM 抗扰控制策略在动态性能和抗扰动能力等方面均展现出显著优势。该方法通过精确的系统建模和扰动前馈补偿机制, 实现了转速的快速、平稳跟踪, 同时在负载突变和参数摄动等复杂工况下保持了良好的鲁棒性。这些特性使其在高性能 PMSM 驱动领域具有重要的应用价值, 为复杂工业环境下的电机控制提供了有效的解决方案。

5 结束语

本文针对 PMSM 在复杂扰动条件下的控制问题, 基于 FAS 理论提出一种连续时变抗扰控制策略, 并结合非线性扰动观测器构建复合控制方案。该方法在理论上通过微分变换建立严谨的模型刻画, 并基于 Lyapunov 方法证明了在有界时变扰动下的一致最终有界性。在工程应用上实现了控制器与观测器参数向时域性能指标的映射, 使控制律具有明确的设计依据。结果表明, 该方法在动态响应和扰动抑制方面较传统 PI 控制与部分先进控制策略具有明显优势, 体现出较好的鲁棒性和推广潜力。未来研究可进一步结合实验平台开展验证, 并探索其在离散化实现与复杂非理想工况下的性能表现, 以推动方法向工程应用过渡。

参考文献

- Zhang L, Chen Z Y, Yu X H, Yang J, Li S H. Sliding-mode-based robust output regulation and its application in PMSM servo systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, **70**(2): 1852–1860
- Gong C, Hu Y H, Gao J Q, Wang Y G, Yan L M. An improved delay-suppressed sliding-mode observer for sensorless vector-controlled PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, **67**(7): 5913–5923
- Cheng Yong, Li Si-Qing, Li Sen-Hao. Time-varying sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on improved integral sliding mode. *Electric Machines and Control*, 2024, **28**(7): 160–167
(程勇, 李思卿, 李森豪. 永磁同步电机改进积分型时变滑模控制. *电机与控制学报*, 2024, **28**(7): 160–167)
- Wang D H, Li B Q, Zhao Y Y. An adaptive SMO approach for low-chattering sensorless control of PMSM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, **40**(10): 15329–15338
- Xu B, Zhang L, Ji W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, **7**(4): 2753–2762
- Zhao P Q, Li B Q, Zhang Z, Zhou X Y, Dai Z Y, Meng Y Q. Accurate estimation of positive-and negative-sequence components for three-phase grid voltage under disturbances. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, **11**(3): 2952–2962
- Cao H Y, Deng Y T, Li H W, Wang J L, Liu X F, Sun Z, et al. Generalized active disturbance rejection with reduced-order vector resonant control for PMSM current disturbances suppression. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, **38**(5): 6407–6421
- Zhang L, Tao R, Zhang Z X, Chien Y R, Bai J. PMSM non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance compensation. *Information Sciences*, 2023, **642**: Article No. 119040
- Ding S H, Hou Q K, Wang H. Disturbance-observer-based second-order sliding mode controller for speed control of PMSM drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, **38**(1): 100–110
- Tian M H, Wang B, Yu Y, Dong Q H, Xu D G. Discrete-time repetitive control-based ADRC for current loop disturbances suppression of PMSM drives. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2022, **18**(5): 3138–3149
- Kang Er-Liang, Shi Sheng-Jin, Li Sheng. Suppression strategy for uncertain current disturbances in PMSM based on frequent adaptive active disturbance rejection controller. *Electric Machines and Control*, 2025, **29**(4): 124–134
(康尔良, 石晟金, 李胜. 基于频率自适应 ADRC 的 PMSM 不确定电流扰动抑制策略. *电机与控制学报*, 2025, **29**(4): 124–134)
- Cao H Y, Deng Y T, Zuo Y F, Liu X F, Wang J L, Lee C H T. A variable structure ADRC for enhanced disturbance rejection and improved noise suppression of PMSM speed system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025, **72**(5): 4481–4495
- Wu J, Zhang J D, Nie B C, Liu Y H, He X K. Adaptive control of PMSM servo system for steering-by-wire system with disturbances observation. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, **8**(2): 2015–2028
- Talapiden K, Shakhin Y, Thao N G M, Duc do T. Digital disturbance observer design with comparison of different discretization methods for permanent magnet motor drives. *IEEE Access*, 2024, **12**: 100892–100907
- Dai B, Wang Z. Disturbance observer-based sliding mode control using barrier function for output speed fluctuation constraints of PMSM. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2024, **39**(2): 1192–1201
- Cheng C, Liu L, Ding S H. Iterative learning observer-based composite SOSM control for PMSM speed regulation problem with mismatched disturbances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, **39**(8): 9470–9480
- Ma R Z, Guo X, Zhang Y J, Gui J B. PMSG offshore wind power system control using SMC and ADRC with fast SVPWM in complicated environment. *Electrical Engineering*, 2023, **105**(5): 2751–2767
- Yang T, Deng Y T, Li H W, Sun Z, Cao H Y, Wei Z E. Fast integral terminal sliding mode control with a novel disturbance observer based on iterative learning for speed control of PMSM. *ISA Transactions*, 2023, **134**: 460–471
- Cao H Y, Deng Y T, Zuo Y F, Li H W, Wang J L, Liu X F, et al. Improved ADRC with a cascade extended state observer based on quasi-generalized integrator for PMSM current disturbances attenuation. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2024, **10**(1): 2145–2157
- Yin Y F, Liu L, Vazquez S, Xu R Q, Dong Z J, Liu J X. Disturbance and uncertainty attenuation for speed regulation of PMSM servo system using adaptive optimal control strategy. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, **9**(2): 3410–3420
- Fan Y, Chen J L, Zhang Q S, Cheng M. An improved inertia disturbance suppression method for PMSM based on disturbance observer and two-degree-of-freedom PI controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, **38**(3): 3590–3599
- Gil J, You S, Lee Y, Kim W. Nonlinear sliding mode controller using disturbance observer for permanent magnet synchronous motors under disturbance. *Expert Systems With Applications*, 2023, **214**: Article No. 119085
- Duan G R. High-order fully actuated system approaches: Part I. Models and basic procedure. *International Journal of Systems Science*, 2021, **52**(2): 422–435
- Duan G R. A FAS approach for stabilization of generalized

chained forms: Part 2. Continuous control laws. *Science China Information Sciences*, 2024, **67**(3): Article No. 132201

- 25 Duan G R. A FAS approach for stabilization of generalized chained systems: Multi-vector case. *Science China Information Sciences*, 2025, **68**(6): Article No. 162201
- 26 Duan G R. Fully actuated system approach for control: An overview. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2024, **54**(12): 7285–7306
- 27 Cui K X, Duan G R, Hou M Z. Discrete-time model reference tracking control for a class of combined spacecraft: A high-order fully actuated system approach. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2024, **21**(4): 6966–6977
- 28 Li M S, Zhang K, Ma Y H, Jiang B. Prescribed-time fault-tolerant control for the formation of quadrotors based on fully-actuated system approaches. *International Journal of Systems Science*, 2024, **55**(12): 2541–2555
- 29 Duan G R. High-order fully actuated system approaches: Part II. Generalized strict-feedback systems. *International Journal of Systems Science*, 2021, **52**(3): 437–454
- 30 Li Z, Zhang Y, Zhang R. Prescribed error performance control for second-order fully actuated systems. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2022, **35**(2): 660–669
- 31 Yu Y, Liu G P, Huang Y, Guerrero J M. Coordinated predictive secondary control for DC microgrids based on high-order fully actuated system approaches. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2024, **15**(1): 19–33
- 32 Li P, Duan G R. High-order fully actuated control approach for flexible servo systems using dynamical compensator. In: Proceedings of the 2nd Conference on Fully Actuated System Theory and Applications (CFASTA). Qingdao, China: IEEE, 2023. 862–867
- 33 Lu S, Tsakalis K, Chen Y. Development and application of a novel high-order fully actuated system approach—Part I: 3-DOF quadrotor control. *IEEE Control Systems Letters*, 2023, **7**: 1177–1182
- 34 Zhao Q, Duan G R. Fully actuated system approach for 6DOF spacecraft control based on extended state observer. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2022, **35**(2): 604–622
- 35 Yu Y, Liu G P, Huang Y, Guerrero J M. Distributed learning-based secondary control for islanded DC microgrids: A high-order fully actuated system approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, **71**(3): 2990–3000
- 36 Li P, Duan G R. High-order fully actuated control approach for servo systems based on dynamical compensator and extended state observer. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2024, **29**(5): 3717–3726
- 37 Li P, Duan G R. High-order fully actuated control approaches of flexible servo systems based on singular perturbation theory. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2023, **28**(6): 3386–3397



王东亨 西北工业大学自动化学院博士研究生。2022年获得冶金自动化研究设计院硕士学位。主要研究方向为永磁电机高性能无感控制、抗扰控制和参数辨识。

E-mail: wangdongheng@mail.nwpu.edu.cn

(**WANG Dong-Heng** Ph.D. candidate at the School of Automation, Northwestern Polytechnical University. He received his master degree from Automation Research and Design Institute of Metallurgical Industry in 2022. His research interests include high performance sensorless control, disturbance-rejection control, and parameter identification of PMSM.)



李兵强 西北工业大学自动化学院教授。2010年获得西北工业大学博士学位。主要研究方向为多电飞机, 迭代学习控制, 伺服控制和多智能体系统与应用。本文通信作者。

E-mail: libingqiang@nwpu.edu.cn

(**LI Bing-Qiang** Professor at the School of Automation, Northwestern Polytechnical University. He received his Ph.D. degree from Northwestern Polytechnical University in 2010. His research interests include more electric aircraft, iterative learning control, servo control, and multiagent systems and their applications. Corresponding author of this paper.)



周素莹 西北工业大学自动化学院副教授。2009年获得西北工业大学博士学位。主要研究方向为多电/全电飞机及相关技术, 伺服控制和可靠性设计与分析。

E-mail: nwpususu@nwpu.edu.cn

(**ZHOU Su-Ying** Associate professor at the School of Automation, Northwestern Polytechnical University. She received her Ph.D. degree from Northwestern Polytechnical University in 2009. Her research interests include more electric/all electric aircraft and related technologies, servo control, and reliability design and analysis.)



武涵 西北工业大学自动化学院博士研究生。2023年获得太原理工大学硕士学位。主要研究方向为非线性控制, 电力电子变换器。

E-mail: wuhan_00@mail.nwpu.edu.cn

(**WU Han** Ph.D. candidate at the School of Automation, Northwestern Polytechnical University. He received his master degree from Taiyuan University of Technology in 2023. His research interests include nonlinear control and power electronic converters.)



曹明明 西北工业大学自动化学院博士研究生。2024年获得郑州轻工业大学硕士学位。主要研究方向为双三相永磁电机故障诊断与容错控制。

E-mail: cmm101092@mail.nwpu.edu.cn

(**CAO Ming-Ming** Ph.D. candidate at the School of Automation, Northwestern Polytechnical University. He received his master degree from Zhengzhou University of Light Industry in 2024. His research interests include fault diagnosis and fault-tolerant control of dual three-phase PMSM.)