

面向飞机机电作动器的变增益滑模 固定时间控制策略研究

申朋¹, 武俊东¹, 张炎¹, 张松², 徐琳³

(1. 民航机场建设集团 西北设计研究院有限公司, 陕西 西安 710065;
2. 中国民航大学 空中交通管理学院, 天津 300300;
3. 西安建筑科技大学 信息与控制工程学院, 陕西 西安 710055)

摘要:为提高飞机机电作动器的角速度跟踪误差收敛速度,降低飞机综合控制输入能耗,提出了一种变增益滑模固定时间控制方法。建立了以永磁同步电机作为飞机作动器核心驱动的动力学模型,并根据电机控制系统建立了基于常值增益滑模固定时间控制算法;为改善固定增益的不足,设计了一种具有固定时间收敛特性的自适应律调整控制器的增益,构建了变增益滑模固定时间控制算法,理论上证明了闭环系统的固定时间收敛性。Matlab 数值仿真验证了所设计控制器对不确定性因素的强鲁棒性以及轨迹跟踪误差收敛时间上界不受系统状态初值影响的优势。

关键词:飞机机电作动器;永磁同步电机;轨迹跟踪控制;滑模控制;固定时间控制

中图分类号:V448.22;TP273

文献标志码:A

文章编号:1000-2758(2025)05-0986-08

机电技术的不断成熟以及电能所具备的清洁、轻便等特性,使电机逐渐成为飞机控制系统的主要执行机构,以电能取代液压或气压系统已成为机载设备的首选,从而提升控制效率、降低维护成本并实现绿色航空^[1]。然而,随着飞机工作环境的日益复杂,对作动器驱动速度和精度的要求也日趋严格,不仅需适应多变的飞行环境,还必须具备强鲁棒性、高跟踪精度和快速稳定能力^[2-3]。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)^[4]具有高可靠性、大功率密度、体积小、成本低等优势,因而常被用作飞机作动器的核心驱动部件。然而,现有的 PMSM 控制策略难以准确估计电机转速跟踪误差的收敛时间,而该时间直接影响飞机的响应速度及其应对复杂飞行环境的适应能力。因此,从最优时间角度研究飞机作动器的控制策略具有重要的工程应用意义。

飞机电气化发展是航空绿色发展的主要趋势,

近年来,电动飞机的研发成为国内学者的主要研究方向。张卓然等^[5]分析了电推进飞机的主要动力系统构架,探讨了不同动力系统构建对电机装置的要求,分析了现有 4 类主流电机在飞机上的应用现状和存在的难点,为飞机驱动装置的选择提供了较好的建议。电机控制系统是电气化飞机的核心系统,宫伟迪^[6]根据电动飞机的实际飞行环境和转折转速不同对转矩和输出功率的不同要求,提出了以转折转速为分段点的分段控制策略,对永磁同步电机在全转速范围内进行分段控制,并完成机电控制器软硬件设计与开发。张庆新等^[7]以电动飞机为研究对象,使用自适应遗忘因子最小二乘法在线识别 PMSM 的转动惯量,并对滑模控制器中的趋近律进行改进,建立了基于干扰观测器的自适应滑模转速控制策略,仿真结果显示,该策略能减少抖振干扰,提高响应速度。这些控制策略以渐近收敛控制策略为主,虽然能解决电动飞机中永磁同步电机的快速稳定问题,但永磁同步电机的收敛时间无法估计,虽然有限时间控制理论用于电机的轨迹跟踪控制中^[8-10],使得永磁同步电机的收敛时间可估计且更快,但是在有限时间控制算法下,电机轨迹跟踪收敛时间的上界受系统状态初值和控制器参数影响,

会导致不同系统状态初值下,永磁同步电机的轨迹跟踪误差收敛时间上界也不同,使永磁同步电机的轨迹跟踪误差收敛时间不可控。

为解决永磁同步电机的轨迹跟踪误差收敛时间上界受系统状态初值影响的问题,本文将根据固定时间收敛理论,结合具有较强鲁棒性的滑模控制,为电动飞机设计一种收敛时间可预估的强鲁棒性滑模控制策略。然而,传统滑模控制器以常值增益为主,当飞机飞行环境或飞机作动器的工作环境发生故障或强风干扰等情况时,常值增益的滑模控制器不能很好地处理不确定性因素;另一方面,常值控制增益的设计过于保守,会导致控制器初期需要较大的控制输入电流,因此,变增益滑模控制成为学者的关注重点。当滑模控制期的增益从固定增益变为变增益时,不仅增加了稳定性理论分析的难度,还涉及到如何设计一种可保证增益收敛且有界的增益变化规律问题。本文将结合固定时间收敛稳定理论,将以永磁同步电机为代表的飞机作动器作为研究对象,设计一种具有变增益的固定时间收敛滑模控制器,不仅保证闭环系统的固定时间收敛,且控制器的增益也具有固定时间收敛特性,并从理论和数值仿真量方面验证本文所设计算法的有效性。

1 电动飞机作动器数学模型

飞机机电作动器由电机部分和机械传动部分两部分组成,下面分别给出基于永磁同步电机的电机模型和机械运动模型。

1.1 PMSM 电机模型

PMSM 在 d - q 坐标系下的磁链方程为^[11]

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = (u_d - Ri_d + \omega_e L_q i_q)/L \\ \frac{di_q}{dt} = (u_q - Ri_q - \omega_e (L_d i_d + \psi_f))/L \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 对应于 d 轴坐标系和 q 轴坐标下的电压和电流; R 为电阻; L 为电感, L_d, L_q 为 2 个坐标轴下的电感; ω_e, ω_r 分别表示动子电角速度和机械角速度,且满足 $e_e = p\omega_r$; p 是电机的极数; ψ_f 为永磁体磁通。

1.2 PMSM 的机械运动方程

PMSM 的机械运动方程可描述为

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r - T_L \quad (2)$$

式中: J 为转动惯量; T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数; T_e 为电磁转矩; PMSM 电磁转矩的数学模型为

$$T_e = 1.5p\psi_f i_q \quad (3)$$

将(3)式代入(2)式,并令 $\chi = \frac{1.5p\psi_f}{J}, \eta = \frac{B}{J}, \gamma = \frac{1}{J}$, 有

$$\dot{\omega}_r = \chi i_q - \eta \omega_r - \gamma T_L \quad (4)$$

在飞机电机驱动过程中,要求电机的角速度在指定时间内到达给定角速度(即期望角速度),因此,永磁同步电机的控制目标为:设计一种鲁棒控制器,使永磁同步电机的实际角速度能在固定时间内跟踪上期望角速度。

1.3 相关引理

为便于滑模控制器的设计,下面给出本文将会用到的相关引理和定义。

引理 1^[12] 若存在 Lyapunov 函数 $V(x)$, 实数 $\alpha, \beta > 0, \gamma \in [1, \infty)$ 及 $\eta \in (0, 1)$, 使不等式

$$\dot{V}(x) \leq -\alpha V^\gamma(x) - \beta V^\eta(x) \quad (5)$$

成立,则认为闭环系统满足全局固定时间稳定的,且状态变量 $x(t)$ 的收敛时间 T_s 满足不等式

$$T_s \leq T_{\max} = \frac{1}{\alpha(\gamma - 1)} + \frac{1}{\beta(1 - \eta)} \quad (6)$$

引理 2^[13] 对于 $x_i \in \mathbf{R}, i = 1, 2, \dots, n$ 及 $\gamma > 1, \eta \in [0, 1]$, 如下关系成立

$$\left(\sum_{i=1}^n |x_i| \right)^\gamma \leq \sum_{i=1}^n |x_i|^\gamma \quad (7)$$

$$n^{1-\eta} \left(\sum_{i=1}^n |x_i| \right)^\eta \leq \sum_{i=1}^n |x_i|^\eta \quad (8)$$

2 变增益滑模固定时间控制器设计

2.1 固定时间收敛滑模面

设机械角速度 ω_r 的期望轨迹为 $\omega_r^*(t)$, 则角速度跟踪误差为

$$e(t) = \omega_r(t) - \omega_r^*(t)$$

构造固定时间收敛滑模面

$$\begin{cases} S = e(t) + \alpha_s \theta^{\gamma_s}(t) + \beta_s \theta^{\eta_s}(t) \\ \dot{\theta} = e(t) \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\gamma_s \in [1, \infty)$ 及 $\eta_s \in (0, 1), \alpha_s, \beta_s$ 为待设计参数。

定理 1 当滑模面(9)式中的状态到达滑模面内,即 $S = 0$ 时,则 PMSM 的角速度跟踪误差将在固

定时间内收敛,且收敛时间 t_s 满足

$$t_s \leq T_{s2\max} = \frac{1}{\alpha_s 2^{\frac{\gamma_s-1}{2}} (\gamma_s - 1)} + \frac{1}{\beta_s 2^{\frac{\eta_s-1}{2}} (1 - \eta_s)} \quad (10)$$

证明 当 $S = 0$ 时,有

$$e(t) = -\alpha_s \theta^{\gamma_s}(t) - \beta_s \theta^{\eta_s}(t) = \dot{\theta}(t) \quad (11)$$

构造 Lyapunov 函数 $V_s = 0.5\theta^2(t)$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= \theta(t) \dot{\theta}(t) = \theta(t) (-\alpha_s \theta^{\gamma_s}(t) - \beta_s \theta^{\eta_s}(t)) = \\ &= -\alpha_s \theta^{\gamma_s+1}(t) - \beta_s \theta^{\eta_s+1}(t) = \\ &= -\alpha_s (\theta^2(t))^{\frac{\gamma_s+1}{2}} - \beta_s (\theta^2(t))^{\frac{\eta_s+1}{2}} = \\ &= -\alpha_s 2^{\frac{\gamma_s+1}{2}} V_s^{\frac{\gamma_s+1}{2}} - \beta_s 2^{\frac{\eta_s+1}{2}} V_s^{\frac{\eta_s+1}{2}} \end{aligned}$$

根据引理 1 知, $\theta(t)$ 的收敛时间 t_s 满足

$$t_s \leq T_{s2\max} = \frac{1}{\alpha_s 2^{\frac{\gamma_s-1}{2}} (\gamma_s - 1)} + \frac{1}{\beta_s 2^{\frac{\eta_s-1}{2}} (1 - \eta_s)}$$

即 $\theta(t)$ 将在固定时间 $T_{s2\max}$ 内收敛到零时,跟踪误差 $e(t)$ 也将在固定时间 $T_{s2\max}$ 内收敛到零。

2.2 控制器设计及系统稳定性分析

定理 2 对无参数摄动的 PMSM 系统(4),当控制器为滑模固定时间控制器

$$\begin{cases} \dot{i}_q^* = \chi^{-1}(\eta \omega_r + \gamma T_{L\max} + \omega_r^*(t) - \\ Pe(t) - k_1 S^{\gamma_{v1}} - k_2 S^{\eta_{v1}}) \\ P = \alpha_s \gamma_s \theta^{\gamma_s-1} + \beta_s \eta_s \theta^{\eta_s-1} \end{cases} \quad (12)$$

式中: k_1, k_2 为控制增益; $\gamma_{v1} \in [1, \infty)$ 及 $\eta_{v1} \in (0, 1)$ 为待设计参数; $T_{L\max} > 0$ 为负载 T_L 的最大值。则 PMSM 系统(4) 的转速在固定时间内收敛到期望转速,且固定收敛时间 T_s 满足为

$$T_s \leq T_{s1\max} + T_{s2\max} \quad (13)$$

式中, $T_{s1\max} = \frac{2}{k_1(\gamma_{v1} - 1)} + \frac{2}{k_2(1 - \eta_{v1})}$, $T_{s2\max} = \frac{1}{\alpha_s 2^{\frac{\gamma_s-1}{2}} (\gamma_s - 1)} + \frac{1}{\beta_s 2^{\frac{\eta_s-1}{2}} (1 - \eta_s)}$ 。

证明 对固定时间收敛滑模面 S 求导,得到

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \omega_r(t) - \omega_r^*(t) + (\alpha_s \gamma_s \theta^{\gamma_s-1} + \beta_s \eta_s \theta^{\eta_s-1}) e(t) = \\ &= \chi i_q - \eta \omega_r - \gamma T_L - \omega_r^*(t) + (\alpha_s \gamma_s \theta^{\gamma_s-1} + \\ &= \beta_s \eta_s \theta^{\eta_s-1}) e(t) \end{aligned} \quad (14)$$

取 Lyapunov 函数

$$V_1 = 0.5S^2 \quad (15)$$

对 V_1 关于 t 求导得

$$\dot{V}_1 = S(\chi i_q - \eta \omega_r - \gamma T_L - \omega_r^*(t) +$$

$$\text{diag}(\alpha_s \gamma_s \theta^{\gamma_s-1} + \beta_s \eta_s \theta^{\eta_s-1}) e(t))$$

将控制器(10)式代入 $\dot{V}_1$ 中得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= S(-k_1 S^{\gamma_{v1}} - k_2 S^{\eta_{v1}} + \gamma(T_L - T_{L\max})) \leq \\ &= S(-k_1 S^{\gamma_{v1}} - k_2 S^{\eta_{v1}}) = \\ &= -k_1 2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} V_1^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - k_2 2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} V_1^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} \end{aligned}$$

令 $\bar{k}_1 = k_1 2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}}$, $\bar{k}_2 = k_2 2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}}$ 。根据引理 1 可知, PMSM 的角速度跟踪误差 $e(t)$ 是固定时间收敛的, 且收敛时间的上界为 $T_{s1\max} = \frac{2}{\bar{k}_1(\gamma_{v1} - 1)} +$

$\frac{2}{\bar{k}_2(1 - \eta_{v1})}$ 。又由定理 1 可知, $e(t)$ 将在固定时间

$T_{s2\max}$ 内收敛到原点, 因此, $e(t)$ 将在固定时间 $T_{s1\max} + T_{s2\max}$ 内收敛到零。

2.3 变增益控制器设计及系统稳定性分析

在永磁电机控制初期,电机的角速度跟踪误差较大,当控制器的控制参数为常数时,会导致初期控制电流较大,降低系统的控制性能。为降低能耗,提升电机系统的控制性能,下面将针对永磁同步电机,设计一种变增益固定时间控制算法。

定理 3 对无参数摄动的 PMSM 系统(4)式,当控制器为滑模固定时间控制器

$$\begin{cases} \dot{i}_q^* = \chi^{-1}(\eta \omega_r + \gamma T_{L\max} + \omega_r^*(t) - Pe(t) - \\ (\alpha_{v1} + k_1) S^{\gamma_{v1}} - (\beta_{v1} + k_2) S^{\eta_{v1}}) \\ P = \text{diag}(\alpha_s \gamma_s \theta^{\gamma_s-1} + \beta_s \eta_s \theta^{\eta_s-1}) \\ k_1 = -\alpha_{k1} k_1^{\gamma_{v1}} - \beta_{k1} k_1^{\eta_{v1}} + S^{\gamma_{v1}+1} \\ k_2 = -\alpha_{k2} k_2^{\gamma_{v1}} - \beta_{k2} k_2^{\eta_{v1}} + S^{\eta_{v1}+1} \end{cases} \quad (16)$$

式中: k_1, k_2 为控制增益; $\gamma \in [1, \infty)$ 及 $\eta \in (0, 1)$ 为待设计参数。则 PMSM 系统(4) 的转速在固定时间内收敛到期望转速,且收敛时间 T_s 满足

$$T_s \leq T_{s1\max} + T_{s2\max} \quad (17)$$

式中: $T_{s1\max} = \frac{2}{\alpha_{v2}(\gamma_{v1} - 1)} + \frac{2}{\beta_{v2}(1 - \eta_{v1})}$; $T_{s2\max} = \frac{1}{\alpha_s 2^{\frac{\gamma_s-1}{2}} (\gamma_s - 1)} + \frac{1}{\beta_s 2^{\frac{\eta_s-1}{2}} (1 - \eta_s)}$ 。

证明 取 Lyapunov 函数

$$V_2 = \frac{1}{2}S^2 + \frac{1}{2}k_1^2 + \frac{1}{2}k_2^2 \quad (18)$$

对其求导,得到

$$\dot{V}_2 = S\dot{S} + k_1 \dot{k}_1 + k_2 \dot{k}_2 \leq$$

$$\begin{aligned} &S(-\alpha_{v1}S^{\gamma_{v1}} - \beta_{v1}S^{\eta_{v1}} - k_1S^{\gamma_{v1}} - k_2S^{\eta_{v1}}) + \\ &k_1k_1 + k_2k_2 = \\ &-\alpha_{v1}S^{1+\gamma_{v1}} - \beta_{v1}S^{1+\eta_{v1}} - k_1S^{1+\gamma_{v1}} - k_2S^{1+\eta_{v1}} + \\ &k_1k_1 + k_2k_2 = \\ &-\alpha_{v1}2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}S^2\right)^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \alpha_{v1}2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}S^2\right)^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} - \\ &k_1S^{1+\gamma_{v1}} - k_2S^{1+\eta_{v1}} + k_1(-\alpha_{k1}k_1^{\gamma_{v1}} - \beta_{k1}k_1^{\eta_{v1}} + S^{\gamma_{v1}+1}) + \\ &k_2(-\alpha_{k2}k_2^{\gamma_{v1}} - \beta_{k2}k_2^{\eta_{v1}} + S^{\eta_{v1}+1}) = \\ &-\alpha_{v1}2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}S^2\right)^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \alpha_{v1}2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}S^2\right)^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} + \\ &k_1(-\alpha_{k1}k_1^{\gamma_{v1}} - \beta_{k1}k_1^{\eta_{v1}}) + k_2(-\alpha_{k2}k_2^{\gamma_{v1}} - \beta_{k2}k_2^{\eta_{v1}}) = \\ &-\alpha_{v1}2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}S^2\right)^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \alpha_{v1}2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}S^2\right)^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} - \\ &\alpha_{k1}2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}k_1^2\right)^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \beta_{k1}2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}k_1^2\right)^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} - \\ &\alpha_{k2}2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}k_2^2\right)^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \beta_{k2}2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}}\left(\frac{1}{2}k_2^2\right)^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} \end{aligned} \quad (19)$$

根据引理 2 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq &-\alpha_{v2}\left(\frac{1}{2}S^2 + \frac{1}{2}k_1^2 + \frac{1}{2}k_2^2\right)^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \\ &2^{1-\frac{1+\eta_{v1}}{2}}\beta_{v2}\left(\frac{1}{2}S^2 + \frac{1}{2}k_1^2 + \frac{1}{2}k_2^2\right)^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} = \\ &-\alpha_{v2}V_2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} - \beta_{v2}V_2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $\alpha_{v2} = 2^{\frac{1+\gamma_{v1}}{2}} \min\{\alpha_{v1}, \alpha_{k1}, \alpha_{k2}\}$; $\beta_{v2} = 3^{\frac{1-\eta_{v1}}{2}} \times 2^{\frac{1+\eta_{v1}}{2}} \min\{\beta_{v1}, \beta_{k1}, \beta_{k2}\}$ 。根据引理 1 可知,PMSM 角速度跟踪误差 $e(t)$ 将在固定时间 $T_{s1max} = \frac{2}{\alpha_{v2}(\gamma_{v1} - 1)} + \frac{2}{\beta_{v2}(1 - \eta_{v1})}$ 内收敛到滑模面,再结合定理 1 可知到达滑模面内的跟踪误差 $e(t)$ 将在固定时间 T_{s2max} 内收敛到零,则 PMSM 的角速度跟踪误差 $e(t)$ 将在固定时间 $T_{s1max} + T_{s2max}$ 内收敛到零。

3 仿真实验

3.1 PMSM 仿真参数

为验证本文设计的滑模固定时间收敛控制算法 (sliding mode fixed-time controller, SMFTC) 的有效

性,以 Matlab 软件为仿真平台进行数值仿真。为验证滑模控制对参数摄动的鲁棒性,在实际仿真中增加参数摄动,永磁同步电机的相关参数设置如表 1 所示。

考虑到飞机在起飞、降落、机动飞行等过程中,由于各种因素(如加速、减速、转弯、气流冲击等)导致的不断变化的力和压力,飞机的负载具有较强的时变性,因此,设计 PMSM 的负载为时变负载 $T_L = 10\sin 3t$ (N · m),分别采用常数增益和变增益滑模固定时间控制算法进行数值仿真。PMSM 机械运动方程的 q 轴电流输入 i_q^* 为本文设计的滑模固定时间控制器的输出,PMSM 电机模型的 d 轴和 q 轴电压输入为关于电流跟踪误差的 PI 控制器

$$\begin{cases} u_d = k_{dp}(0 - i_d) + k_{di} \int_0^t (0 - i_d) d\tau \\ u_q = k_{qp}(i_q^* - i_q) + k_{qi} \int_0^t (i_q^* - i_q) d\tau \end{cases} \quad (21)$$

表 1 PMSM 的参数

参数	值
电机极数 p	6
电阻 R/Ω	1.55
定子电感 L/H	5×10^{-3}
d 轴电感 L_d/H	6.71×10^{-3}
q 轴电感 L_q/H	6.71×10^{-3}
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.175
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 2
阻尼系数 $B/(N \cdot s \cdot m^{-1})$	0.000 3
参数摄动 $\Delta\chi$	$20\sin t$
参数摄动 $\Delta\eta$	$10\sin t$
参数摄动 $\Delta\gamma$	$10\sin t$

PMSM 机械运动方程控制器中,滑模面和控制器的参数设置如表 2 所示。

表 2 控制器参数设置

参数	参数值
电机参数	$k_{dp} = k_{di} = k_{qp} = k_{qi} = 100$
滑模面	$\alpha_s = 100, \beta_s = 100, \gamma_s = 1.4, \eta_s = 0.7$
常值增益	$k_1 = 10, k_2 = 100, \gamma_{v1} = 1.4, \eta_{v1} = 0.7$
变增益	$\alpha_{v1} = 100, \beta_{v1} = 100,$ $\alpha_{k1} = \beta_{k1} = \alpha_{k2} = \beta_{k2} = 1$

3.2 常值增益和变增益对比仿真分析

本小节从期望角速度为阶跃函数和正弦函数 2 种工况出发,对本文所设计的常值增益和变增益控制进行对比仿真,以验证控制算法的有效性。

工况 1 永磁同步电机的期望转速 $\omega_r^* = 20 \text{ r/min}$,用于仿真的时间为 1 s。数值仿真结果如图 1~3 所示。

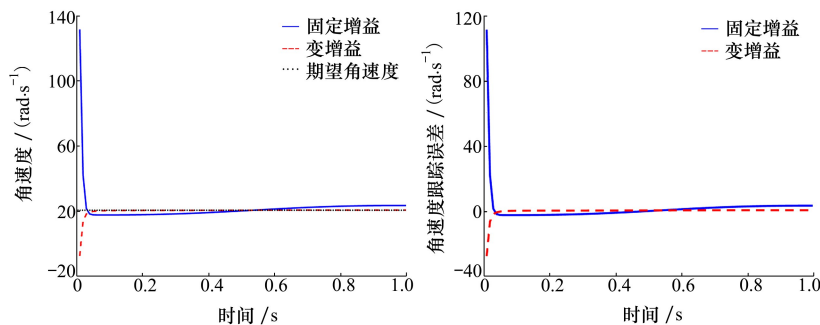


图 1 角速度跟踪示意图

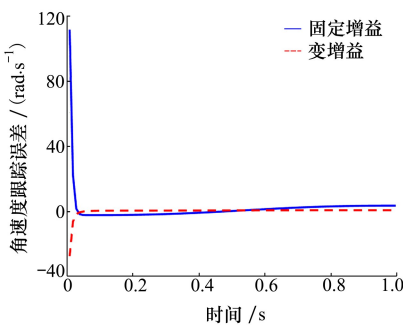


图 2 角速度跟踪误差示意图

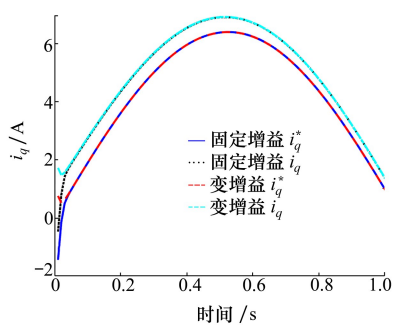


图 3 控制输入图

当永磁同步电机的期望角速度为阶跃函数时,基于本文所设计的常值增益和变增益 2 种控制器均能保证永磁同步电机的稳定,且电机的实际角速度能快速收敛到期望角速度。图 1 显示基于本文所设计的常值增益/变增益滑模固定时间控制器,PMSM 的实际角速度能够快速收敛到期望角速度,无超调量,也不存在抖振问题,表现出良好的动态性能。图 2 显示在 2 种控制器的控制下,永磁同步电机角速度跟踪误差到达稳定状态的时间相近,说明无论采用哪种控制器,角速度跟踪误差的收敛时间相近。但通过图 2 可以看出,基于变增益控制器的角速度跟踪误差收敛精度更高,而基于常值控制器的角速度跟踪误差存在较大的稳态误差。图 3 显示 2 种控制器的控制输入电流 i_q^* 的差别仅存在最初阶段,当系统达到稳定后,2 种控制器的控制输入 i_q^* 是重合的。从图 3 可以看出,变增益控制器的控制输入要比固定增益的控制输入小,说明变增益控制器能有

效降低控制初期的控制输入能耗。

工况 2 永磁同步电机的期望转速 $\omega_r^* = 20 \times \sin 2t \text{ (r/min)}$,用于仿真的时间是 10 s,Matlab 数值仿真结果如图 4~6 所示。当永磁同步电机期望角速度为正弦波函数时,采用常值增益和变增益 2 种控制器,都能实现永磁同步电机的稳定,且稳定时间相同。在整个控制过程中,永磁同步电机的角速度跟踪误差能快速到达稳定状态,跟踪误差无超调量和抖振,但通过图 5 可以看出,变增益控制器的角速度跟踪误差收敛精度比常值控制器的更高,常值控制器的角速度跟踪误差存在较大的稳态误差。图 6 的控制输入电流变化趋势图显示,在控制初期,变增益控制器的控制输入比固定增益的控制输入小,在系统达到稳定后,2 种控制器的控制输入几乎重合,验证了变增益控制器在控制初期能有效降低控制输入能耗的优势。

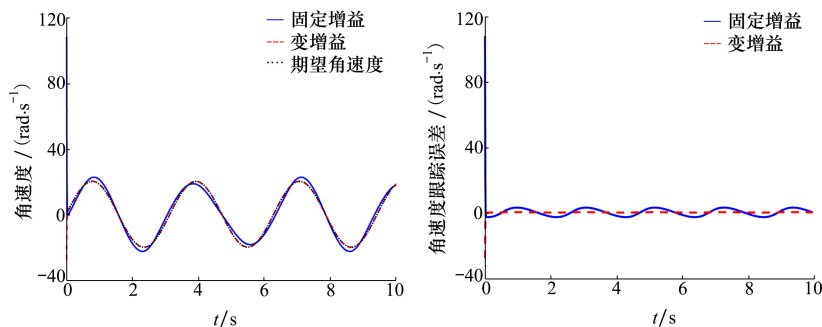


图 4 角速度跟踪示意图

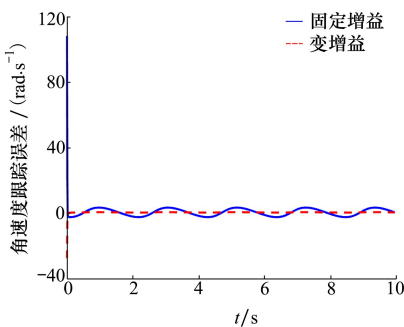


图 5 角速度跟踪误差图

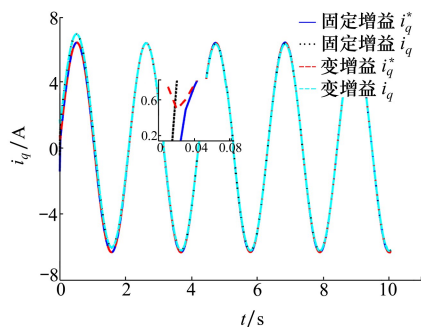


图 6 控制输入图

3.3 不同初值条件下的验证仿真分析

为验证基于本文所设计控制器,闭环系统的收敛时间不受系统状态初值的影响,以阶跃函数为期望角速度,分别设计永磁同步电机的状态初值为 $\omega_r(0)=-1, \omega_r(0)=1, \omega_r(0)=10$ 进行数值仿真,仿真结果如图7~8所示。

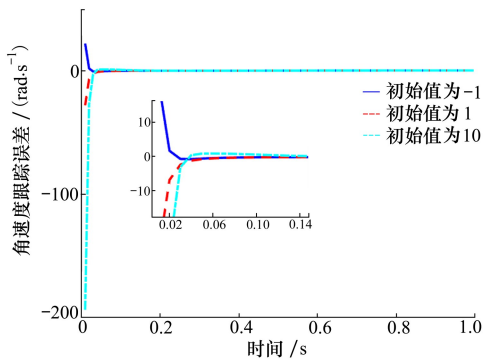


图7 角速度跟踪误差图

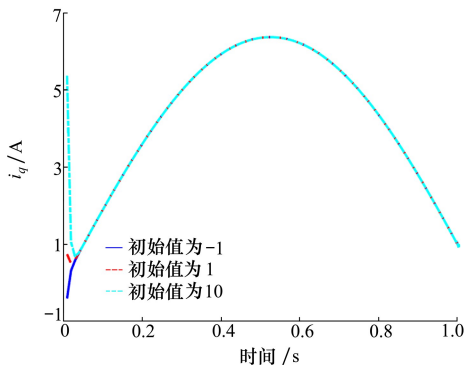


图8 控制输入图

图7的角速度跟踪误差收敛趋势图显示,在不同的角速度初值下,角速度跟踪误差均在0.14 s内收敛到零。将控制器的参数代入式 $T_{s2max} = \frac{1}{\alpha_s 2^{\frac{\gamma_s-1}{2}} (\gamma_s - 1)} + \frac{1}{\beta_s 2^{\frac{\eta_s-1}{2}} (1 - \eta_s)}$ 和 $T_{s1max} = \frac{2}{\alpha_{v2} (\gamma_{v1} - 1)} + \frac{2}{\beta_{v2} (1 - \eta_{v1})}$ 中,计算出闭环系统收敛时间的上界 $T_{s1max} + T_{s2max} = 0.1754\text{ s}$,说明无论永磁同步电机的初值为何值,闭环系统均能在固定时间0.1754 s内到达稳定状态,验证了本文所设计固定时间收敛控制器的收敛时间上界不受系统状态初值影响,且该收敛时间可依据控制器参数提前估计,使得系统收敛时间上界可提前预估。需要注意的是,本文所给出的固定收敛时间上界只是跟踪误差

收敛时间的理论上界,不是真实的轨迹跟踪误差收敛时间。图7显示,角速度跟踪误差的实际时间受系统状态初值影响,且跟踪误差的初值越小,实际收敛时间越短。

3.4 实物仿真验证

为了验证所提出的变增益固定时间控制器在实际电机控制中的有效性,在永磁同步电机实验平台上进行实验验证,实验平台如图9所示。当期望转速为 $\omega_r^* = 20\sin 2t\text{ (r/min)}$ 时,仿真结果如图10所示,可见,基于本文所设计的变增益固定时间控制器,电机的实际转速能精确跟踪上正弦波型的期望转速,验证了本文所设计算法可保证电机的实际角速度按照正弦波变化。



图9 实验平台

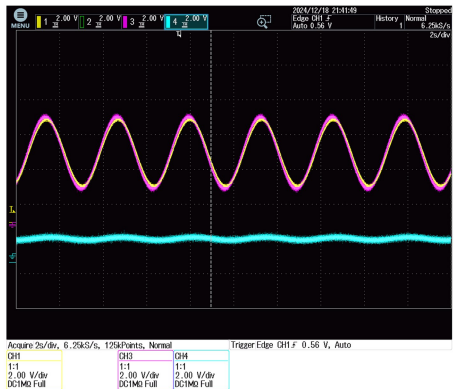


图10 正弦波型角速度跟踪示意图

4 结 论

本文从轨迹跟踪误差收敛时间的角度出发,为电动飞机的机电作动器部分设计了一种变增益滑模固定时间控制算法,该算法不仅对参数摄动具有较强的鲁棒性,还能提前预估永磁电机角速度跟踪误差收敛时间的上界。数值仿真了常值增益和变增益滑模固定时间控制算法的控制效果,验证了本文所

设计算法能保证永磁同步电机的快速稳定,以及角速度跟踪误差无超调、稳态误差小的良好动态特性。不同初值下的数值仿真,验证了基于本文所设计的

固定时间收敛控制算法,永磁同步电机角速度跟踪误差的收敛时间上界不受系统状态初值的影响。

参考文献:

- [1] 匡志. 全电机用十五相永磁同步电机驱动控制系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022
KUANG Zhi. Research on fifteen-phase permanent magnet synchronous motor drive control system for all-electric aircraft[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022 (in Chinese)
- [2] 米彦青, 袁兵, 邹成智. 电动飞机电推进用永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 60-76
MI Yanqing, YUAN Bing, ZOU Chengzhi. Review on sensorless control technology of permanent magnet synchronous motor for electric aircraft propulsion system[J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 60-76 (in Chinese)
- [3] 於二军, 呼明亮, 闫稳. 高安全飞机步进电机驱动伺服控制系统设计[J]. 电力电子技术, 2022, 56(1): 25-27
YU Erjun, HU Mingliang, YAN Wen. Design of high-safety aircraft stepper motor driving servo control system[J]. Power Electronics, 2022, 56(1): 25-27 (in Chinese)
- [4] 江秀红, 李佳欣, 刘彦娟, 等. 含反馈环的电动飞机驱动系统可靠性分析方法[J]. 兵工学报, 2022, 43(2): 451-457
JIANG Xiuhong, LI Jiaxin, LIU Yanjuan, et al. Reliability analysis of electric aircraft drive system with feedback loop[J]. Acta Armamentarii, 2022, 43(2): 451-457 (in Chinese)
- [5] 张卓然, 陆嘉伟, 张伟秋, 等. 飞机电推进系统高效能电机及其驱动控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(16): 6610-6632
ZHANG Zhuoran, LU Jiawei, ZHANG Weiqiu, et al. High-performance electric machine and drive technologies for aircraft electric propulsion systems[J]. Proceeding of the CSEE, 2024, 44(16): 6610-6632 (in Chinese)
- [6] 宫伟迪. 基于电动飞机永磁同步电机的 MTPA 控制研究[D]. 沈阳: 沈阳航空航天大学, 2022
GONG Weidi. Research on MTPA control based on permanent magnet synchronous motor for electric aircraft[D]. Shenyang: Shenyang Aerospace University, 2022 (in Chinese)
- [7] 张庆新, 庞济宝, 王书礼. 一种载人电动飞机永磁同步电机的在线辨识滑模控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(11): 9-15
ZHANG Qingxin, PANG Jibao, WANG Shuli. A sliding mode control method for online identification of permanent magnet synchronous motor of manned electric aircraft[J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(11): 9-15 (in Chinese)
- [8] 邵欣, 胡成琳. 永磁同步电机有限时间抗扰控制方法研究[J]. 火力与指挥控制, 2023, 48(4): 166-172
SHAO Xin, HU Chenglin. Research on finite time disturbance rejection control method of permanent magnetic synchronous motors[J]. Fire Control & Command Control, 2023, 48(4): 166-172 (in Chinese)
- [9] 刘荣贵, 王保防, 蔡明洁. 四电机伺服系统有限时间动态面控制[J]. 控制工程, 2022, 29(5): 819-827
LIU Ronggui, WANG Baofang, CAI Mingjie. Finite-time dynamic surface control of four-motor servo systems[J]. Control Engineering of China, 2022, 29(5): 819-827 (in Chinese)
- [10] 陈子印, 林喆, 贾鹤鸣, 等. 永磁同步电机有限时间预设性能控制[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(4): 479-488
CHEN Ziyin, LIN Zhe, JIA Heming, et al. Finite-time control for permanent magnet synchronous motor with prescribed performance[J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(4): 479-488 (in Chinese)
- [11] 鹿山山, 王志胜, 欧阳权, 等. 飞机机电作动器模糊 PI-ANN 复合控制仿真[J]. 兵器装备工程学报, 2021, 42(10): 158-164
LU Shanshan, WANG Zhisheng, OUYANG Quan, et al. Simulation of compound control based on fuzzy PI and artificial neural network for aircraft electromechanical actuation systems[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2021, 42(10): 158-164 (in Chinese)
- [12] POLYAKOV A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2012, 57(8): 2016-2110

[13] 陈明, 安思宇. 基于反演算法的严格反馈非线性系统固定时间跟踪控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(1): 173-179
CHEN Ming, AN Siyu. Fixed-time tracking control for strict-feedback nonlinear systems based on backstepping algorithm[J]. Control and Decision, 2021, 36(1): 173-179 (in Chinese)

A study on variable gain sliding mode fixed-time strategy for aircraft electromechanical actuators

SHEN Peng¹, WU Jundong¹, ZHANG Yan¹, ZHANG Song², XU Lin³

1.China Airport Construction Group, Northwest Design and Research Institution Co., Ltd., Xi'an 710065, China;
2.School of Air Traffic Management, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;
3.School of Information and Control Engineering, Xi'an University of Architecture and Technology, Xi'an 710055, China

Abstract: To improve the convergence speed of angular velocity tracking error, and reduce the input energy consumption of aircraft comprehensive control, a variable gain sliding mode fixed-time control method is proposed. Firstly, a nonlinear dynamic model driven by a permanent magnet synchronous motor as the core of the aircraft actuator was established, and a constant gain sliding mode fixed-time control algorithm was developed based on the motor control system; Next, to improve the shortcomings of fixed gain, an adaptive law adjustment controller with fixed-time convergence characteristics was designed to adjust the gain. A variable gain sliding mode fixed-time control algorithm was constructed, and the fixed time convergence of the closed-loop system was theoretically proved. Matlab numerical simulation has verified the strong robustness of the controller, as well as the advantage that the upper bound of trajectory tracking error convergence time is not affected by the initial value of the system states.

Keywords: aircraft electromechanical actuator; permanent magnet synchronous motor; trajectory tracking control; sliding mode control; fixed time control

引用格式: 申朋, 武俊东, 张炎, 等. 面向飞机机电作动器的变增益滑模固定时间控制策略研究[J]. 西北工业大学学报, 2025, 43(5): 986-993
SHEN Peng, WU Jundong, ZHANG Yan, et al. A study on variable gain sliding mode fixed-time strategy for aircraft electromechanical actuators[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2025, 43(5): 986-993 (in Chinese)