

含实时电流补偿的开关磁阻式机电作动器 自适应 PI 控制

龙云¹, 杜锦华¹, 布家宝¹, 梁得亮^{1,2}

(1. 西安交通大学电力设备电气绝缘国家重点实验室, 710049, 西安;

2. 西安交通大学陕西省智能电网重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对传统控制算法难以克服开关磁阻电机的非线性并有效抑制转向叶片的负载扰动, 因而无法对开关磁阻式机电作动器进行快速高精度位置跟踪控制的问题, 提出了一种含实时电流补偿的自适应 PI 控制器。首先, 通过负载观测器对作用于转向叶片上的空气动力负载进行实时估算, 进而转化为电流环的实时补偿电流来抑制负载扰动的影响; 然后, 基于开关磁阻电机的转矩电流特性拟合曲线与实时电流反馈值对转速环 PI 参数进行自适应最优调节, 从而削弱了开关磁阻电机的非线性, 增强了机电作动器的转速调节性能; 最后, 通过引入位置前馈环节, 有效提高了机电作动器的响应速度和位置跟踪精度。仿真和实验结果表明: 相较于传统 PI 控制器、自适应 PI 控制器和含前馈环节的自适应 PI 控制器, 所提控制器将开关磁阻式机电作动器的响应速度分别提高了 49.3%、44.4% 和 30%, 位置跟踪精度分别提高了 54.8%、49.2% 和 2.9%, 从而使得机电作动器具备更强的位置跟踪性能。

关键词: 机电作动器; 开关磁阻电机; 位置跟踪控制; 电流补偿; 自适应 PI 控制

中图分类号: TM614 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202402019 **文章编号:** 0253-987X(2024)02-0184-11

An Adaptive PI Controller with Real-Time Current Compensation for the Electromechanical Actuator Driven by Switched Reluctance Motor

LONG Yun¹, DU Jinhua¹, BU Jiabao¹, LIANG Deliang^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. Shaanxi Key Laboratory of Smart Grid, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: Aiming at the issue that conventional algorithms cannot overcome the nonlinearity of switched reluctance motor (SRM) and effectively suppress the load disturbance of steering vane, thus being unable to achieve fast and high precision position tracking control of the electromechanical actuator (EMA) driven by SRM, an adaptive PI controller with real-time current compensation is proposed. Firstly, the aerodynamic load exerting on the steering vane is estimated in real time by the load observer and the data is converted into the real-time compensation current to input the current loop to suppress the load disturbance. Secondly, the proposed adaptive controller is used to adjust the PI parameters of the speed loop optimally and adaptively based on the fitting curve of the torque-current characteristic and the real-time current of SRM, which weakens the nonlinearity of SRM

收稿日期: 2023-04-24。 作者简介: 龙云(1994—), 博士生; 杜锦华(通信作者), 女, 副教授, 博士生导师。 基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2020YFA0710500); 国家自然科学基金资助项目(52277065)。

网络出版时间: 2023-10-31 网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.T.20231031.1503.009>

and increases the speed regulation performance of the EMA. Finally, the position feedforward is adopted to improve the response speed and further enhance the position precision of EMA. Compared with the conventional PI controller, the adaptive PI controller, and the adaptive PI controller with position feedforward, the results of the simulation and experiment show that the proposed controller can improve the response speed and the position tracking precision of the EMA by 49.3%, 44.4%, 30% and 54.8%, 49.2%, 2.9% respectively, which makes the EMA possess better position tracking performance.

Keywords: electromechanical actuator; switched reluctance motor; position tracking control; current compensation; adaptive PI

气垫登陆艇具有强大的远程突袭能力,是现代两栖作战的核心技术装备^[1-2]。转向叶片控制系统是气垫登陆艇的航向控制设备,对气垫登陆艇的机动性有着重要影响,其传统动力来源是液压作动器。近年来,考虑到液压作动器的控制精度和灵活性较差^[3],使用机电作动器替代液压作动器具有良好的应用前景,其可以提高转向叶片系统的操控性,并降低系统复杂性和维护成本^[4]。

目前机电作动器多采用永磁同步电机驱动^[5-7],但永磁同步电机中含有永磁体,极易因战争环境中的高温和爆炸冲击发生退磁或者碎裂而失效^[8-9]。相比于永磁同步电机,开关磁阻电机不含永磁体,其坚固的结构和天然的容错性可以提高系统在战争环境中的生存能力^[10-11],因此气垫登陆艇的转向叶片系统更倾向于使用由开关磁阻电机驱动的机电作动器。不过开关磁阻电机的双凸极结构也使得电机存在很强的非线性和转矩脉动^[12-13],且无法像永磁同步电机那样通过坐标变换解耦成线性系统进行控制^[14],导致开关磁阻式机电作动器的位置跟踪控制更为困难。

目前开关磁阻式机电作动器的位置跟踪控制方法可大体上分为两类:经典的比例积分微分(PID)控制及其改进算法;基于现代控制理论和智能控制理论的新型控制方法。关于第1类控制方法,文献[15]首先使用三闭环比例积分(PI)控制器,验证了开关磁阻电机应用于机电作动器的可行性;在该方法的基础上,文献[16]提出了一种基于增益调度调节器的PID控制器,并通过阶跃响应实验验证了该控制器的有效性,不过其增益调度调节器的设计略显复杂,且没有考虑负载扰动的影响。关于第2类控制方法,已有学者将模糊控制和迭代学习控制应用于开关磁阻式机电作动器的位置跟踪控制^[17-18],并显示出良好的控制效果。不过模糊控制的效果依赖于模糊规则知识库,知识库的获取对于工程经验不足的设计者是个挑战;而迭代学习控制更加适用

于具有重复运动特点的被控系统,不太适用于跟踪位置变化剧烈且随机的转向叶片系统。文献[19]针对开关磁阻电机的位置跟踪控制提出了一种自适应反演控制方法,在跟踪正弦位置信号时取得了良好的控制效果。这种方法的核心是直接转矩控制,需要查找开关表,运算量较大。近年来,一些学者将自抗扰控制和模型预测控制应用于机电作动器的位置跟踪控制^[20-22],取得了理想的控制效果。自抗扰控制通过扩张状态观测器对系统的总扰动进行观测,从而将控制对象转化为二阶积分器使用比例微分(PD)控制器进行控制,方法较为简单^[23]。不过开关磁阻电机的非线性特性导致电机的模型信息难以被控制器利用,会导致扩张观测器的带宽较高,参数整定困难;模型预测控制同样依赖系统的模型信息而且计算量较大,对控制芯片的性能要求较高,这些问题制约了两种控制器在实际工程中的应用。

为兼顾开关磁阻式机电作动器的位置跟踪性能和工程应用的可靠性与可行性,本文提出了一种含实时电流补偿和自适应PI控制器。该控制器在电流环设计了基于负载观测器的实时电流补偿环节来提高系统的抗扰性能;在转速环采用自适应PI来削弱开关磁阻电机的非线性,从而提高机电作动器中开关磁阻电机的转速调节性能;并在位置环引入前馈环节来提高机电作动器的响应速度。相比于常规PI控制器,所提控制器的运算量增加不大,工程适用性较好。最后,通过仿真与实验对比分析了4种位置控制器的性能,证明了所提控制器能有效控制开关磁阻式机电作动器进行位置跟踪,且相比于其他3种控制器响应速度更快,位置跟踪精度更高。

1 转向叶片系统的数学模型

气垫登陆艇的转向叶片系统如图1所示,主要包括作动器,转向叶片以及推进风扇。系统通过作动器驱动转向叶片偏转来改变推进风扇的气流方

向,从而控制气垫登陆艇的行进方向。

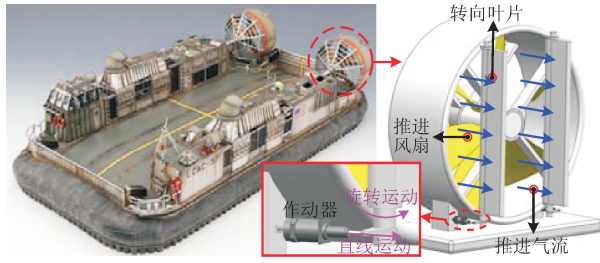
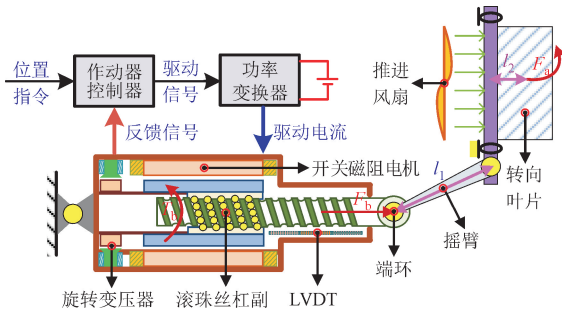


图1 气垫登陆艇的转向叶片系统

Fig. 1 The steering vane system of the LCAC

转向叶片系统的工作原理如图2所示。其中开关磁阻式机电作动器主要由开关磁阻电机、滚珠丝杠副、端环、旋转变压器和线性可变差动变压器(LVDT)组成,其中旋转变压器用来测量开关磁阻电机的转速和转角,LVDT变压器用来测量作动器端环的直线位移。机电作动器的端环通过摇臂与转向叶片连接,其直线位移决定了转向叶片的偏角。为描述转向叶片系统的主要特征,忽略间隙,弹性形变等非线性因素的影响,转向叶片系统中开关磁阻式机电作动器的数学模型如下。



T_b —滚珠丝杠副的负载力矩; F_a —空气动力负载;
 F_b —机电作动器推力; l_1 —作动器推力的力臂长度;
 l_2 —空气动力负载的力臂长度。

图2 转向叶片系统的工作原理示意图

Fig. 2 The working principle of the steering vane system

机电作动器中开关磁阻电机的数学模型

$$\begin{cases} U = R i_k + \frac{d\psi_k(i_k, \theta)}{dt} \\ T_e = \sum_{k=1}^4 \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\int_0^{i_k} \psi_k(i_k, \theta) di \right] \\ \omega = \dot{\theta} \\ \dot{\omega} = \frac{1}{J_m} (T_e - B_m \omega - T_b) \end{cases} \quad (1)$$

式中: U 、 R 、 i_k 和 ψ_k 分别为开关磁阻电机的电压、相电阻、第 k 相的电流和磁链; T_e 、 θ 、 ω 、 J_m 、 B_m 分别为开关磁阻电机的电磁转矩、转动角度、转动速度、转

动惯量和旋转阻尼系数。

机电作动器中滚珠丝杠副的数学模型

$$\begin{cases} x = \delta \theta \\ F_b = \eta T_b / \delta \\ \ddot{x} = (F_b - C_b \dot{x} - F_s) / m \end{cases} \quad (2)$$

式中:系数 $\delta = p/2\pi$,其中 p 为滚珠丝杠副的导程; η 、 m 、 C_b 分别为滚珠丝杠副的效率、质量和摩擦系数; x 、 $\dot{x}$ 和 $\ddot{x}$ 分别为机电作动器端环的直线位移、直线运动速度和加速度; F_s 为转向叶片系统施加于滚珠丝杠上的负载力。

转向叶片系统的负载模型

$$\ddot{\varphi} = \frac{1}{J_s} (F_s l_1 - F_{air} l_2 - B_s \dot{\varphi}) \quad (3)$$

式中: φ 、 $\dot{\varphi}$ 和 $\ddot{\varphi}$ 分别为转向叶片的偏转角度、偏转速度和加速度; F_{air} 为推进风扇施加于转向叶片上的空气动力; J_s 、 B_s 分别为转向叶片的转动惯量和旋转阻尼系数。

由于转向叶片的偏转角度较小,所以其偏转角度和机电作动器的位移约成正比,即

$$\varphi = \sigma x \quad (4)$$

式中: σ 为偏转角度和作动器位移间的比例系数。

综合式(1)~(4),可得机电作动器的数学模型

$$\begin{cases} \dot{x} = \delta \omega \\ \dot{\omega} = \frac{1}{\alpha} T_e - \frac{\beta}{\alpha} \omega - \frac{\delta l_2}{\alpha \eta l_1} F_{air} \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{式中: } \alpha = J_m + \frac{m \delta^2}{\eta} + \frac{J_s \delta^2 \sigma}{\eta l_1}; \beta = B_m + \frac{C_b \delta^2}{\eta} + \frac{B_s \delta^2 \sigma}{\eta l_1}.$$

2 位置控制器设计及其参数整定

本文所提开关磁阻式机电作动器位置控制器的控制框图如图3所示。图中左上部分为控制器的框图,右下部分为控制对象,即开关磁阻式机电作动器和转向叶片系统负载。控制器主要包括基于电流斩波控制的电流调节器、基于自适应PI的转速调节器和含前馈环节的位置调节器。此外,在电流调节器的前端引入实时电流补偿环节来提高系统的抗扰性能,并在电流和位置采样环节引入卡尔曼滤波器对测量噪声进行抑制,相比于常用的低通滤波器,有利于提高反馈信号精度并降低时延^[24]。图中 x^* 、 ω^* 、 i^* 、 i_1^* 和 i_2^* 分别为给定位置、给定转速、给定总电流、转速环给定电流和实时补偿电流; Δx 、 $\Delta \omega$ 和 Δi 分别为位置误差、转速误差和电流误差; $\hat{x}$ 为机电作动器位移的滤波值;PWM为机电作动器的驱动信号; i_a 、 i_b 、 i_c 和 i_d 分别为开关磁阻电机四相绕组的电流值。

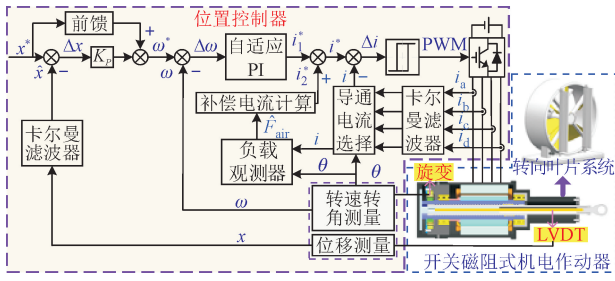


图3 开关磁阻式机电作动器控制框图

Fig. 3 The control block diagram of the SRM-based EMA

2.1 含实时电流补偿的电流调节器

电流调节器的控制框图如图4所示,其主要包括电流斩波控制和实时电流补偿环节两部分。实时电流补偿环节首先用负载观测器对转向叶片上的空气动力 F_{air} 进行观测,然后将观测值 $\hat{F}_{\text{air}}$ 乘以比例系数 K_b 得到作用于机电作动器中开关磁阻电机的负载转矩 $\hat{T}_b(k)$,进而除以电流转矩系数 K_t 得到电流的补偿值 $i_2^*(k)$,其中 $K_b = \alpha \delta l_2 / \eta l_1$ 、 $u(k)$ 、 $i(k)$ 分别为电机在 k 时刻的电压值和电流值。

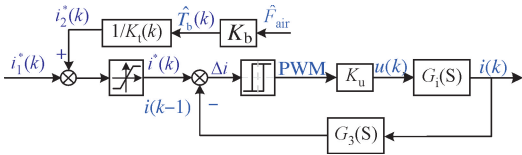


图4 含实时电流补偿的电流环的控制框图

Fig. 4 The control block diagram of the current loop with the real-time current compensation

2.1.1 电流斩波控制环节设计

由图4可知,电流调节器将转速调节器的给定电流 $i_1^*(k)$ 与实时补偿电流 $i_2^*(k)$ 相加得到总的参考电流 $i^*(k)$ 。然后比较给定电流 $i^*(k)$ 和电流采样值 $i(k-1)$ 的差值 Δi 生成 PWM,进而驱动功率变换器对开关磁阻电机的电流进行调节。在进行电流斩波控制时,电机的实际电流相对于给定电流有一定延迟,故电流环可近似为一个延迟环节,其传递函数为 $G_c(s) = 1/(T_c s + 1)$,其中 T_c 的计算式为

$$T_c = -\frac{L_{\max} + L_{\min}}{2R} \ln\left(1 - \frac{RI_N}{U}\right) \quad (6)$$

式中: T_c 为延迟时间; $L_{\max}$ 、 $L_{\min}$ 分别为开关磁阻电机定子齿在对齐和不对齐位置时的相电感; I_N 为开关磁阻电机的额定电流值。

2.1.2 实时电流补偿环节设计

电流实时补偿环节需要使用负载观测器得到施加于转向叶片上的空气动力值。其表达式为

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{1}{\alpha} T_c - \frac{\beta}{\alpha} \dot{\omega} - \frac{\delta l_2}{\alpha \eta l_1} \hat{F}_{\text{air}} + k_1 (\omega - \hat{\omega}) \\ \dot{\hat{F}}_{\text{air}} = k_2 (\omega - \hat{\omega}) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\hat{\omega}$ 、 $\dot{\hat{\omega}}$ 和 $\hat{F}_{\text{air}}$ 分别为转速、旋转加速度和空气动力负载的观测值; k_1 、 k_2 为负载观测器增益,且 $k_1 = -(\lambda_1 + \lambda_2 + \beta/\alpha)$, $k_2 = (-\lambda_1 \lambda_2 \eta l_1)/(\delta l_2)$,其中 λ_1 、 λ_2 为观测矩阵的特征值,且 $\lambda_1 < 0$, $\lambda_2 < 0$ 。基于观测值 $\hat{F}_{\text{air}}$,可知 $i_2^*(k)$ 。由于在实际控制中,电流采样的时间间隔较小,电流值的变化不大,因此可以用前一时刻的电流采样值 $i(k-1)$ 来计算此刻的电流转矩系数 $K_t(k)$,然后根据 $K_t(k)$ 和负载转矩观测值 $\hat{F}_{\text{air}}$ 计算所需的补偿电流 $i_2^*(k)$ 。各计算公式如下

$$\begin{cases} K_t(k) = f[i(k-1)] \\ \hat{T}_b(k) = \hat{F}_{\text{air}} K_b \\ i_2^*(k) = \hat{T}_b(k)/K_t(k) \end{cases} \quad (8)$$

相比于不含电流补偿的常规 PI 控制器,在对电流环的给定电流进行实时补偿后,机电作动器的阶跃响应曲线和伯德图分别如图5、图6所示。

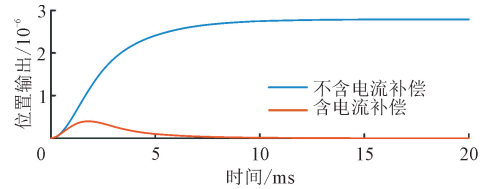


图5 机电作动器中负载扰动的阶跃响应曲线

Fig. 5 The step response curve of the load disturbance

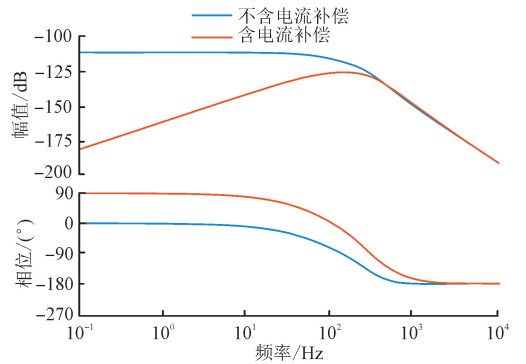


图6 机电作动器中负载扰动的伯德图

Fig. 6 The Bode diagram of the load disturbance

图5表明含电流补偿的位置控制器相比于不含电流补偿的位置控制器,由负载扰动引起的位置变化很小。图6所示的伯德图进一步证明了该现象,图中含实时电流补偿的控制器的幅值衰减更大,相位滞后更小,表明基于负载观测器的实时电流补偿环节可以降低负载扰动对位置跟踪的影响。

2.2 基于自适应 PI 控制的转速调节器

机电作动器所用开关磁阻电机的转矩与电流和转角的关系如图 7(a)所示,可知当开关磁阻电机的转角处于 $9^\circ \sim 24^\circ$ 时,即电机转子齿与定子齿基本对齐时,电机的转矩基本稳定。由于电流斩波控制器的开通关断角恒定,因此开关磁阻电机的转矩只与电流相关。取转角 $9^\circ \sim 24^\circ$ 的转矩平均值来表示电流所对应的转矩,可得开关磁阻电机平均转矩与电流间的关系如图 7(b)所示。

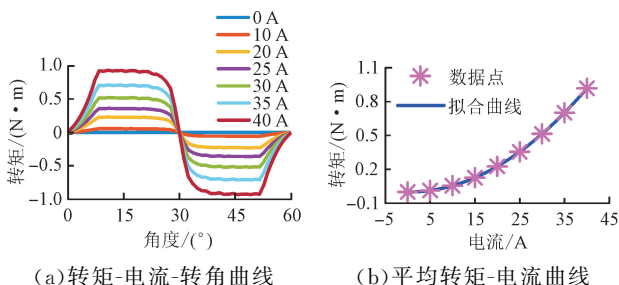


图 7 开关磁阻电机的转矩特性曲线

Fig. 7 The torque characteristic curve of SRM

通过多项式拟合方法,可得机电作动器中开关磁阻电机的转矩-电流表达式

$$T_e = K_t i = (ai + b)i \quad (9)$$

式中 K_t 不是一个常数,而是一个与电机实时电流值相关的变量,故可用 $K_t(i)$ 表示。

为了提高机电作动器的转速调节性能,转速调节器采用自适应 PI 来削弱开关磁阻电机的非线性。具体方法是基于开关磁阻电机的实时反馈电流对比例参数 K_ω 进行自适应调节,将其转化为一个与电流相关的量 $K_\omega(i)$,从而抵消变量 $K_t(i)$ 的影响。基于上述分析可得转速环的控制框图如图 8 所示,图中 $G_c(s)$ 为电流环的传递函数, $G_m(s)$ 为开关磁阻电机的电磁转矩与转速的传递函数,记为

$$G_m(s) = 1/(J_m s + B_m) = K_m/(T_m s + 1) \quad (10)$$

式中: $K_m = 1/B_m$; $T_m = J_m/B_m$; $G_2(s)$ 为转速采样环节,将其视为延迟环节,记为 $G_2(s) = 1/(T_0 s + 1)$,其中 T_0 为转速采样的延迟时间。转速调节器 $G_{ASR}(s)$ 采用自适应 PI 控制,传递函数记为

$$G_{ASR}(s) = K_\omega(i) + \frac{1}{\tau_\omega s} = \frac{K_\omega(i)(\tau_\omega s + 1)}{\tau_\omega s} \quad (11)$$

式中: $K_\omega(i)$ 、 τ_ω 分别为比例系数和积分系数。

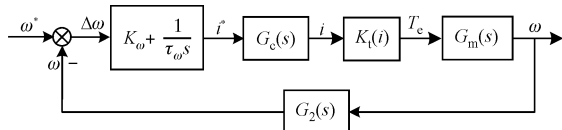


图 8 机电作动器转速环的控制框图

Fig. 8 The control block diagram of the speed loop

上述参数中, $K_\omega(i)$ 、 $K_t(i)$ 的值均为和开关磁阻电机实时电流相关的变量。将转速环中除转速调节器 $G_{ASR}(s)$ 外的环节合并,可得机电作动器转速环控制对象的开环传递函数

$$G_\omega(s) = G_c(s)K_t(i)G_m(s)G_2(s) = \frac{K_m K_t(i)}{(T_c s + 1)(T_m + 1)(T_0 s + 1)} \approx \frac{K_m K_t(i)}{(T_\Sigma s + 1)(T_m + 1)} \quad (12)$$

式(12)中,由于 T_c 、 T_0 远小于 T_m ,故将电流和转速采样环节合并,使 $T_\Sigma = T_c + T_0$ 。因为在位置跟踪控制中要求转速调节的快速性较好,故令 $\tau_\omega = T_m$,从而使转速调节器中的 $\tau_\omega s + 1$ 项抵消开关磁阻电机的大惯性环节 $T_m s + 1$ 。这样便把转速环校正为典型的 I 型系统,其开环传递函数可改写为

$$G_{ASR}(s)G_\omega(s) = \frac{K_m K_t(i)K_\omega(i)}{\tau_\omega s(T_\Sigma s + 1)} = \frac{K_w}{s(T_\Sigma s + 1)} \quad (13)$$

式中: $K_w = K_m K_t(i)K_\omega(i)/\tau_\omega$ 。根据文献[25]给出的工程参数整定法,系统阻尼比为 0.707 时,系统可以较好地兼顾转速响应的快速性和超调,此时 $K_w T_\Sigma = 0.5$,故参数 $K_\omega(i)$ 的值为

$$K_\omega(i) = \frac{0.5\tau_\omega}{T_\Sigma K_m K_t(i)} = \frac{0.5J_m}{T_\Sigma(ai + b)} \quad (14)$$

相比于恒定参数的常规 PI 控制器,在考虑开关磁阻电机的非线性特性并使用自适应 PI 控制器对转速进行调节后,开关磁阻电机转速的阶跃响应曲线和伯德图分别如图 9、图 10 所示。从图 9 可以看出,PI 控制器和自适应 PI 控制器都可以使转速的阶跃响应不出现超调现象,但自适应 PI 相比于常规 PI 控制器的响应速度更快,并在电机的电流为 10、30 A 时,转速响应性能几乎相同,而 PI 控制器的转速响应性能在两个电流状态下存在明显差别。从图 10 可以看出,自适应 PI 控制器对转速的控制性能受电流大小的影响很小,而且幅值衰减和相位滞后都更小。因此,自适应 PI 可以有效削弱开关磁阻电机非线性特性对机电作动器转速控制的不利影响,且相比于常规 PI 控制器具有更快的转速响应性能。

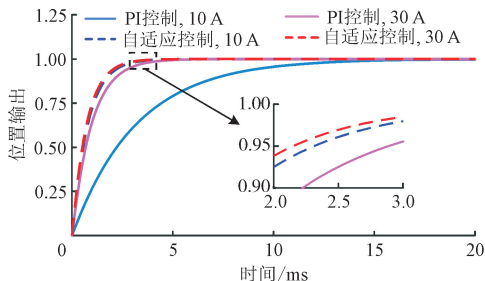


图 9 机电作动器中转速环的阶跃响应曲线

Fig. 9 The step response curve of speed loop

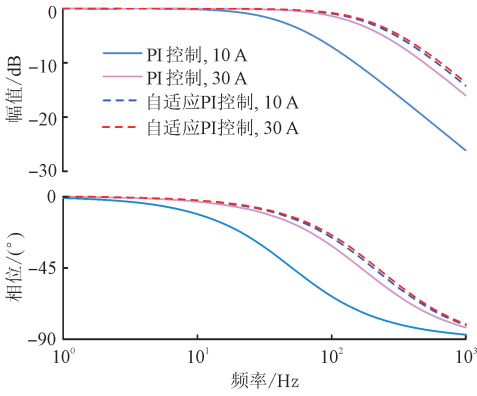


图 10 机电作动器中转速环的伯德图
Fig. 10 The Bode diagram of EMA speed loop

2.3 含前馈环节的位置调节器

根据所设计的开关磁阻式机电作动器的转速调节器,可知速度环的闭环传递函数为

$$\Phi_w(s) = \frac{K_w/s(T_\Sigma s + 1)}{1 + K_w/s(T_\Sigma s + 1)} = \frac{T_0 s + 1}{T_\Sigma s^2/K_w + s/K_w + 1} \quad (15)$$

由于 T_Σ 的值远小于 K_w , 故式(15)可简化为

$$\Phi_w(s) = [K_w(T_0 s + 1)]/(s + K_w) \quad (16)$$

在常规 PI 控制器中,位置环通常采用比例控制,虽然可以保证阶跃响应的超调较小,但也会导致响应速度较慢,难以跟踪变化较快的位置信号,因此本文所提控制器在位置环中引入了前馈环节来提高响应速度,其控制框图如图 11 所示。图 11 中, $G_F(s)$ 为前馈环节, $G_{APR}(s)$ 为位置调节器, $G_b(s)$ 为滚珠丝杠副的传递函数,记为 $G_b(s) = \delta/s$ 。 $G_1(s)$ 为位置采样,其传递函数为 $G_1(s) = 1/(T_0 s + B)$ 。因此,位置环控制对象的开环传递函数可写为

$$G_p(s) = \Phi_w(s)G_b(s)G_1(s) = \frac{K_w(T_0 s + 1)\delta}{(s + K_w)s(T_0 s + 1)} = \frac{K_w\delta}{s(s + K_w)} \quad (17)$$

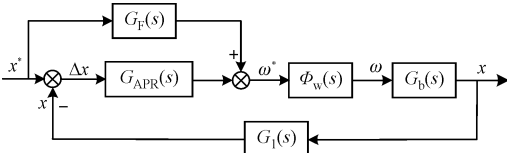


图 11 机电作动器位置环的控制框图
Fig. 11 The control block diagram of the position loop

机电作动器位置环的控制对象是典型的 I 型系统。为使系统能实现恒定位置跟踪且保证无稳态误差,由于位置调节器采用比例控制,故有

$$G_{APR}(s)G_p(s) = \frac{K_w K_p \delta}{s(s + K_w)} \quad (18)$$

式中: K_p 为位置调节器的比例系数。根据文献[25]中典型 I 型系统的参数整定方法,位置调节器的值

$K_p = K_w k / \delta$, 其中 $0.25 < k < 0.5$ 。基于式(18)和图 11,可知机电作动器位置环的闭环传递函数

$$\Phi_p(s) = \frac{G_{APR}(s)\Phi_w(s)G_b(s)}{1 + G_{APR}(s)G_p(s)} = \frac{K_p \delta (T_0 s + 1)}{s^2/K_w + s + K_p \delta} \quad (19)$$

为提高机电作动器的位置响应速度,在位置环中引入前馈环节后系统的闭环传递函数变为

$$\Phi_p(s) = \frac{[G_F(s) + G_{APR}(s)]\Phi_w(s)G_b(s)}{1 + \Phi_w(s)G_b(s)G_1(s)G_{APR}(s)} \quad (20)$$

为使开关磁阻式机电作动器能够完全跟踪给定的位置信号,令 $\Phi_p(s) = 1$, 代入式(20),可得

$$G_F(s) = \frac{s[s + K_w(1 - K_p \delta T_0)]}{K_w \delta (T_0 s + 1)} \quad (21)$$

当开关磁阻式机电作动器的位置环引入前馈环节后,机电作动器位置环的阶跃响应和伯德图分别如图 12、图 13 所示。从图 12 可以看出,开关磁阻式机电作动器的位置环在引入前馈环节后虽然会导致位置的阶跃响应有少许超调,但可以显著提高位置响应速度。此外,位置环在引入前馈环节后, k 的值对机电作动器位置响应性能的影响不再明显,但 k 的值越小超调越小,所以 k 取 0.25 较为合适。从图 13 可以看出,引入前馈环节可以显著减小机电作动器在正弦位置信号跟踪时的幅值衰减和相位滞后。

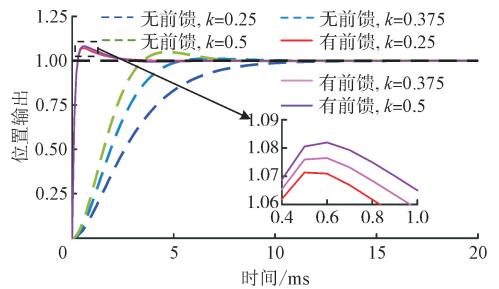


图 12 机电作动器中位置环的阶跃响应曲线
Fig. 12 The step response curve of position loop

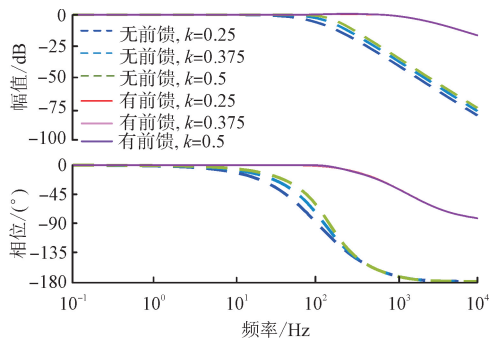


图 13 机电作动器中位置环的伯德图
Fig. 13 The bode diagram of EMA position loop

3 仿真分析与实验验证

为验证本文所提位置控制器的有效性和优越性,对比分析了常规 PI 控制器、考虑开关磁阻电机非线性特性的自适应 PI 控制器、含位置前馈的自适应 PI 控制器以及所提基于实时电流补偿和自适应 PI 的位置控制器,在开关磁阻式机电作动器阶跃响应和频率响应上的位置跟踪性能。其中机电作动器阶跃响应和频率响应的性能要求如表 1 所示,转向叶片系统的参数由表 2 所示,所提位置控制器的参数由表 3 所示。由于机电作动器的直线位移与转向叶片的偏转角度基本相等,且机电作动器测量直线位移的 LVDT 变压器具有较高的测量精度,故选用机电作动器的直线位移作为控制变量。

表 1 开关磁阻式机电作动器的性能指标
Table 1 Performance index of the SRM-based EMA

响应	参数	数值
阶跃 响应	幅值/mm	20
	频率/Hz	
	响应时间/s	0.8
	超调量/%	<2
频率 响应	幅值/mm	3
	频率/Hz	3
	幅值衰减/dB	<3
	相位滞后/(°)	<30

表 2 转向叶片系统参数
Table 2 Parameters of the steering vane system

参数	数值	参数	数值
U/V	28	m/kg	0.6
R/Ω	0.11	$C_b/(N\cdot m^{-1}\cdot s)$	0.004
I_N/A	40	l_1/m	0.2
$T_N/(N\cdot m)$	1.8	l_2/m	0.3
$L_{min}/\mu H$	110	$J_s/(kg\cdot m^2)$	7×10^{-4}
$L_{max}/\mu H$	460	$B_s/(N\cdot m\cdot rad^{-1}\cdot s)$	5×10^{-4}
$J_m/(kg\cdot m^2)$	7.3×10^{-4}	η	0.9
$B_m/(N\cdot m\cdot rad^{-1}\cdot s)$	5×10^{-4}	σ	$50\pi/9$
p/m	0.005	K_b	8.8×10^{-4}

表 3 位置控制器参数
Table 3 Parameters of the position controller

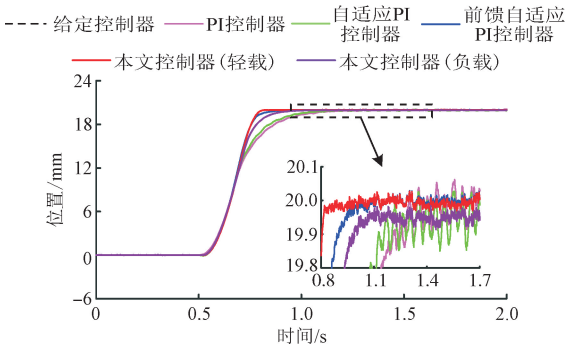
参数	数值	参数	数值	参数	数值
T_0	1×10^{-4}	a	5.8×10^{-4}	λ_1	-1 000
T_c	6×10^{-4}	b	3.25×10^{-4}	λ_2	-100

3.1 仿真分析

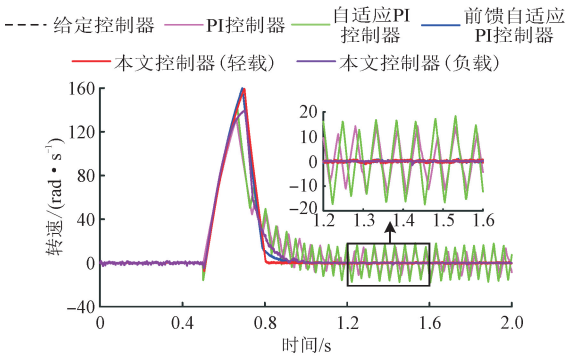
搭建了基于 4 种控制器的转向叶片系统仿真模型,对转向叶片系统中开关磁阻式机电作动器的阶跃响应和频率响应特性进行了如下仿真分析。

3.1.1 阶跃响应仿真

给定 20 mm 的恒定位置信号,机电作动器在 4 种控制器控制下的阶跃响应曲线如图 14 所示。



(a) 位置跟踪曲线



(b) 阶跃响应转速曲线

图 14 机电作动器阶跃响应的仿真结果
Fig. 14 The simulation results of step response of EMA

图 14(a)所示的位置跟踪曲线表明 4 种控制器均可以使机电作动器在 0.8 s 内到达给定位置,且超调量均小于 0.1 mm,满足阶跃响应的性能指标要求。不过所提控制器使机电作动器具有最快的响应速度。从图 14(a)可以看出,4 种控制器的响应速度越来越快,证明了实时电流补偿环节,基于开关磁阻电机非线性特性的自适应 PI 以及位置前馈环节均有效提高了开关磁阻式机电作动器的响应速度。此外,放大图还表明 PI 控制器和自适应 PI 控制器相比于前馈自适应 PI 控制器和所提控制器使机电作动器在到达给定位置后产生了较为明显的位置波动。这是由于后两种控制器可以通过位置前馈环节较好地预测给定位置信号的未来趋势提前做出了补偿控制。图 14(b)表明,PI 控制器和自适应 PI 控制器使机电作动器在到达给定位置后的转速调整非频繁且转速

波动较大,而后两种控制器的转速波动则非常微小,可知位置前馈环节可以有效减小机电作动器转速调整的幅度,从而减小机电作动器的稳态跟踪误差。

3.1.2 频率响应仿真

给定频率为 3 Hz、幅值为 3 mm 的正弦信号,机电作动器的阶跃响应曲线如图 15 所示。从图 15 (a)可以看出:除常规 PI 控制器外,其余 3 种控制器的幅值衰减均不超过 3 dB,相位滞后不超过 30°;其中所提控制器的正弦信号跟踪性能最好。PI 控制器和自适应 PI 控制器的幅值衰减和相位滞后较为明显,不过自适应 PI 控制器的性能要好于 PI 控制器,而前馈自适应 PI 控制器则有少许超调。对照图 15(b)所示的位置跟踪误差曲线,可知 PI 控制器的位置跟踪误差波动最大,而所提控制器的位置跟踪误差波动最小,且 4 种控制器的位置跟踪误差依次递减。这是由于 PI 控制器的参数是根据开关磁阻电机的线性模型整定的,与真实模型的偏差较大;而 PI 控制器本身受模型精度的影响较大,故位置跟踪误差最大。而所提控制器中的实时电流补偿环节,自适应 PI 和位置前馈环节均可以有效提高开关磁阻

式机电作动器的频率响应性能,所以其位置跟踪误差最小。图 15(c)表明,4 种控制器的转速变化幅值基本接近。不过,相比于前馈自适应 PI 控制器和所提控制器,PI 控制器的转速响应曲线较为滞后,在波峰波谷处的过渡非常迅速,呈现三角形状,而自适应 PI 控制器则在波峰波谷处有明显的小纹波,两种控制器在该位置进行了较大幅度的转速调节。这是由于这两种控制器缺少位置前馈环节的预测作用而必须基于实时误差进行快速调节而导致转速超调,因此前馈自适应 PI 控制器和所提控制器因为具有位置前馈环节而使得机电作动器的转速调节更为迅速和平滑。

3.2 实验验证

为验证所提控制器的有效性,搭建了图 16 所示的实验平台,其主要由开关磁阻式机电作动器、工控机、dSPACE 控制器、直流电源、驱动柜、信号解码器、电流钳和模拟转向叶片组成。其中 dSPACE 为系统的主控制器,控制频率为 10 kHz,直流电源的电压为 28 V,驱动柜采用不对称半桥电路,信号解码器负责对机电作动器中旋转变压器的转速转角信号和 LVDT 变压器的直线位移信号进行解码,并反馈到 dSPACE 控制器中,从而对机电作动器进行控制。电流钳负责机电作动器的电流信号采样,所有信号的采样频率与控制频率相等,均为 10 kHz。实验数据由 dSPACE 控制器的在线进行界面观测和记录。

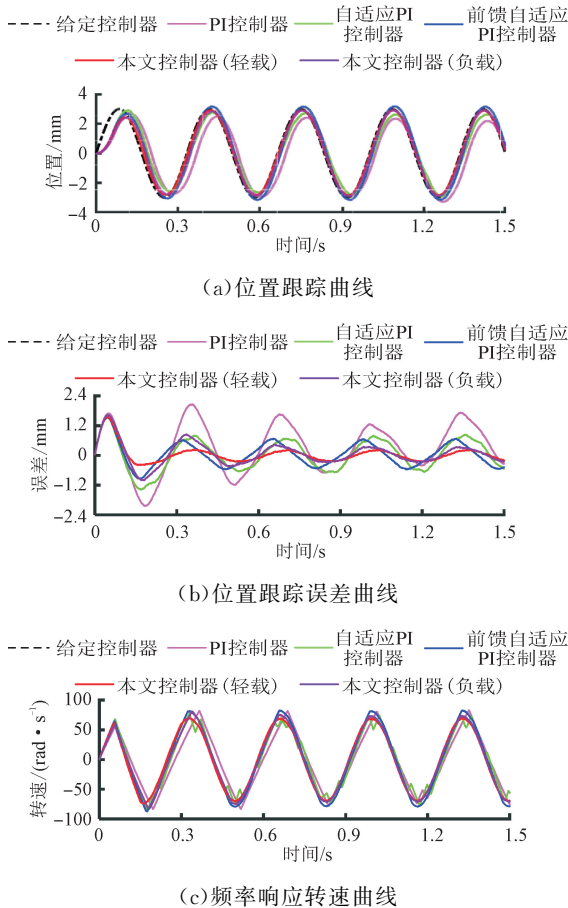


图 15 机电作动器频率响应的仿真结果

Fig. 15 The simulation results of frequency response

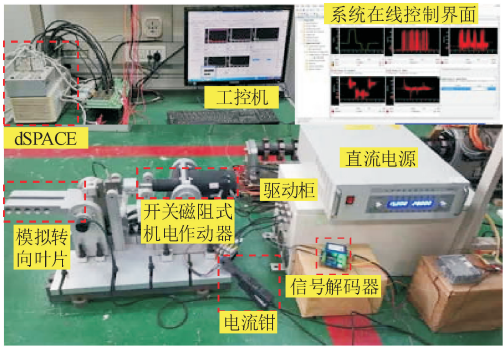


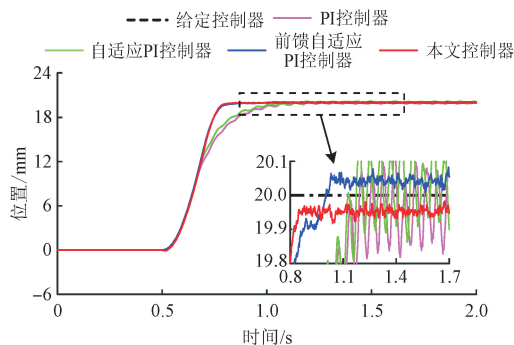
图 16 转向叶片系统实验平台

Fig. 16 The experimental platform of steering vane system

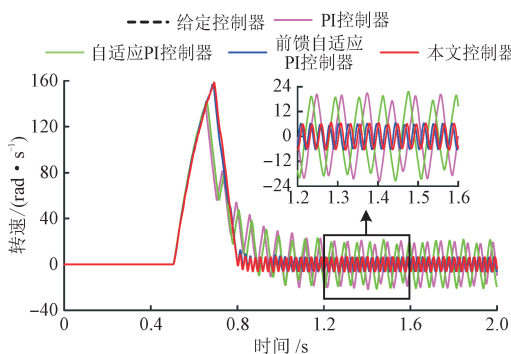
3.2.1 阶跃响应实验

4 种控制器阶跃响应的实验结果如图 17 所示。由图 17 可以看出,实验结果与仿真分析的结果基本一致,即 4 种控制器操纵下开关磁阻式机电作动器的位置跟踪性能依次增强,且所提控制器具有最好的阶跃响应性能。图 17(a)验证了实时电流补偿环节和转速环自适应 PI 和位置前馈环节可以较好地减小机电作动器到达给定位置后的位置波动。

图 17(b)转速响应曲线与图 14 相似,同样表明前馈自适应 PI 和所提控制器可以使机电作动器具有更快的响应速度,且使作动器在到达给定位置后的转速波动更小,这有利于降低开关磁阻式机电作动器的稳态跟踪误差,降低工作时的振动与噪声,这一现象可以在实验时明显发现。



(a) 位置跟踪曲线



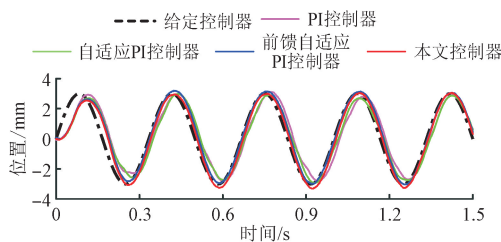
(b) 阶跃响应转速曲线

图 17 机电作动器阶跃响应的实验结果

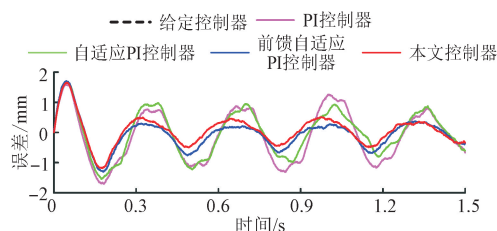
Fig. 17 The experimental results of step response of EMA

3.2.2 频率响应实验

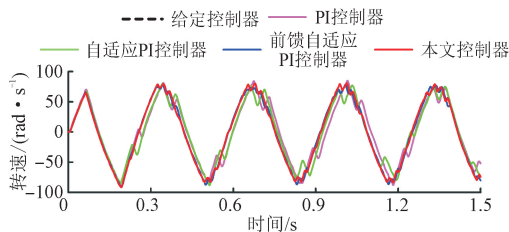
4 种控制器频率响应的实验结果如图 18 所示。



(a) 位置跟踪曲线



(b) 位置跟踪误差曲线



(c) 频率响应转速曲线

图 18 机电作动器频率响应的实验结果

Fig. 18 The experimental results of frequency response

与仿真结果相似,图 18(a)表明:PI 控制器和自适应控制器对机电作动器的控制效果较差,相位滞后相比于前馈自适应 PI 控制器和所提控制器更为明显;而且 PI 控制器控制下的位置跟踪波形在波谷位置的畸变较自适应 PI 控制器更为严重,这表明转速环自适应 PI 调整环节具有较好的转速调整性能,可以使开关磁阻式机电作动器的动态响应性能更好。图 18(b)表明,4 种控制器的位置跟踪误差呈依次递减现象。其中所提控制器具有最小的跟踪误差和最好的正弦信号跟踪性能,而 PI 控制器的位置跟踪误差最大,不过相比于仿真结果要小,其主要原因是实验系统与仿真模型的存在差异,尤其是实验系统在低速时的摩擦力要明显高于仿真模型。从图 18(c)可以看出,PI 控制器和自适应 PI 控制器的转速响应相比于前馈自适应 PI 控制器和所提控制器要滞后,且在波峰波谷位置的速度波动幅值也更大。这与仿真结果一致,均表明了位置前馈环节有利于增强开关磁阻式机电作动器的动态调整性能,使作动器的运行更加平稳。

3.3 仿真与实验结果的比较分析

仿真分析和实验结果的对比如表 4、表 5 所示。根据表 4 中上升时间和表 5 中平均误差的实验数据可知:相比于前 3 种控制器,所提控制器的响应速度分别提高了 49.3%、44.4% 和 30.0%,位置跟踪精度分别提高了 54.8%、49.2% 和 2.9%,表明所提控制器具有最优的位置跟踪性能。这是因为自适应 PI 控制器考虑了开关磁阻电机的非线性特点,可以使机电作动器根据开关磁阻电机的磁饱和状态选择最优的参数对转速进行调节,故使得自适应 PI 控制器的响应速度相比于 PI 控制器更快。相比于自适应 PI 控制器,前馈自适应 PI 控制器增加了位置前馈环节,可以根据给定位置信号的变化趋势提前做出补偿然后进行转速调节,因此该控制器进一步提高了机电作动器的响应速度并有效减小了开关磁阻

电机的转速波动。相比于前 3 种控制器,所提控制器还考虑了负载扰动的影响,通过引入基于负载观测器的实时电流补偿环节,所提控制器使开关磁阻式机电作动器较好地克服负载扰动的不利影响,使开关磁阻式机电作动器的动态响应性能更好,位置跟踪精度更高。这证明了所提控制器中基于负载观测器的实时电流补偿环节,转速环自适应 PI 和位置前馈环节的有效性。

表 4 机电作动器阶跃响应的仿真实验结果
Table 4 The results of simualtion and experiment of the EMA step response

控制器类型	上升时间/s		平均误差/mm	
	仿真	实验	仿真	实验
PI	0.80	0.69	0.042	0.079
自适应 PI	0.72	0.63	0.063	0.080
前馈自适应 PI	0.51	0.50	0.008	0.044
本文	0.38	0.35	0.011	0.047

表 5 机电作动器频率响应的仿真实验结果
Table 5 The results of simualtion and experiment of the EMA frequency response

控制器类型	相位滞后/(°)		平均误差/mm	
	仿真	实验	仿真	实验
PI	2.64	2.40	0.82	0.73
自适应 PI	2.04	1.80	0.51	0.65
前馈自适应 PI	1.20	1.20	0.39	0.34
本文	0.48	0.60	0.20	0.33

4 结 论

为了使转向叶片系统中开关磁阻式机电作动器获得较好的位置跟踪性能,从而增强气垫登陆艇的机动性,提出了一种含实时电流补偿和的自适应 PI 控制策略,并给出了其设计和参数整定方法。基于仿真和实验结果,得到以下结论。

- (1)基于机电作动器中开关磁阻电机的非线性特性,通过对控制器转速环的 PI 参数进行自适应最优调节,可有效提高机电作动器的响应速度。
- (2)通过在控制器引入位置前馈环节和实时电流补偿环节,可以进一步提高开关磁阻式机电作动器的响应速度并减小其转速波动,从而有效提高机电作动器的位置跟踪精度。
- (3)所提含实时电流补偿的自适应 PI 控制器可以有效控制开关磁阻式机电作动器以较快的速度和

较高的精度跟踪恒定位置信号和正弦位置信号,满足转叶片系统的动态性能要求。

参考文献:

[1] 潘金宽. 国外气垫船的发展现状 [J]. 中国军转民, 2019(2): 79-84.
PAN Jinkuan. Development status of hovercraft abroad [J]. Defence Industry Conversion in China, 2019(2): 79-84.

[2] DING Fuguang, JIA Zhaowei, WANG Yuanhui. Backstepping sliding mode course control for the hovercraft with yaw rate constraint and system uncertainty [J]. IEEE Access, 2021, 9: 1882-1895.

[3] 闫桂山, 金振林. 容积伺服电液作动器位置控制研究 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(1): 94-100.
YAN Guishan, JIN Zhenlin. Position control of the volume servo electro-hydrostatic actuators [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(1): 94-100.

[4] HAN J, ZHOU X, VON JOUANNE A, et al. Design of an SRM-based actuator for high-performance steering vane control on the landing craft air cushion hovercraft [C]//Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 1598-1601.

[5] LIU Chunqiang, LUO Guangzhao, CHEN Zhe, et al. Finite-time convergent multiple disturbance rejection control for electromechanical actuators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36 (6): 6863-6878.

[6] ZHANG Yujie, LIU Datong, MIAO Qiang, et al. Sensing data-based degradation estimation of electromechanical actuator under dynamic operating conditions [J]. IEEE Sensors Journal, 2022, 22(22): 21837-21845.

[7] LI Yunhua, LU Hao, TIAN Shengli, et al. Posture control of electromechanical-actuator-based thrust vector system for aircraft engine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(9): 3561-3571.

[8] ORVIZ M, LABORDA D F, REIGOSA D, et al. Demagnetization detection and severity assessment in PMSMs using search coils exploiting machine's symmetry [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(4): 4021-4034.

[9] HUANG Fengqin, ZHANG Xiaofei, QIN Guojun, et al. Demagnetization fault diagnosis of permanent magnet synchronous motors using magnetic leakage signals [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(4): 6105-6116.

[10] MEHTA S, KABIR M A, HUSAIN I, et al. Model-

- ing of mutually coupled switched reluctance motors based on net flux method [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(3): 2451-2461.
- [11] LONG Yun, DU Jinhua, YANG Kun, et al. Modeling of a direct-driven electromechanical actuation system based on the Lagrange-Maxwell equation [J]. *IET Electric Power Applications*, 2021, 15(11): 1438-1451.
- [12] SONG Shoujun, HUANG Shuo, ZHAO Yong, et al. Torque ripple reduction of switched reluctance machine with torque distribution and online correction [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(9): 8842-8852.
- [13] DE PAULA M V, BARROS T A D S, MOREIRA H S, et al. A Dahlin cruise control design method for switched reluctance motors with minimum torque ripple point tracking applied in electric vehicles [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2021, 7(2): 730-740.
- [14] 蔡辉, 王辉, 李孟秋, 等. 基于预测电流控制算法的开关磁阻电机转矩脉动抑制策略 [J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(16): 4899-4909.
- CAI Hui, WANG Hui, LI Mengqiu, et al. Predictive current control of switched reluctance motor for torque ripples minimization [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(16): 4899-4909.
- [15] KJAER P C, GRIBBLE J J, MILLER T J E. Dynamic testing of switched reluctance motors for high-bandwidth actuator applications [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 1997, 2(2): 123-135.
- [16] MADEMLIS C, KIOSKERIDIS I. Gain-scheduling regulator for high-performance position control of switched reluctance motor drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(9): 2922-2931.
- [17] 金波, 陈伟, 胡羲. 开关磁阻电机航空作动器模糊控制方法 [J]. *兵工自动化*, 2016, 35(3): 6-10.
- JIN Bo, CHEN Wei, HU Xi. Fuzzy control method of switched reluctance motor aviation actuator [J]. *Ordinance Industry Automation*, 2016, 35(3): 6-10.
- [18] ZHENG Jianming, ZHAO Shengdun, WEI Shuguo. Iterative learning control for switched reluctance motor direct-drive electro-hydraulic position servo system [C]//2009 International Conference on Computer and Automation Engineering. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 16-20.
- [19] WANG Jiajun. Speed-assigned position tracking control of SRM with adaptive backstepping control [J]. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2018, 5(6): 1128-1135.
- [20] RAO Yun, LI Yuren, LIANG Bo, et al. Design and analysis of an active disturbance rejection robust adaptive control system for electromechanical actuator [C]//24th International Conference on Electrical Machines and Systems. [S.l.]: [s.n.], 2021: 909-914.
- [21] LIU Chunqiang, LUO Guangzhao, DUAN Xiaoli, et al. Adaptive LADRC-based disturbance rejection method for electromechanical servo system [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(1): 876-889.
- [22] SUN Xiaodong, WU Minkai, YIN Chunfang, et al. Model predictive thrust force control for linear motor actuator used in active suspension [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2021, 36(4): 3063-3072.
- [23] 方靖荃, 邓文翔, 姚建勇, 等. 电机伺服系统快速自适应抗扰控制 [J]. *西安交通大学学报*, 2021, 55(6): 44-52.
- FANG Jingquan, DENG Wenxiang, YAO Jianyong, et al. A fast adaptive disturbance rejection control for motor servo systems [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2021, 55(6): 44-52.
- [24] YI Jianxin, WAN Xiaorong, LI Deshi. Exactly decoupled Kalman filtering for multitarget state estimation with sensor bias [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(3): 2256-2271.
- [25] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统: 运动控制系统 [M]. 4版. 北京: 机械工业出版社, 2009.

(编辑 赵炜 刘杨 李慧敏)