

基于 ZVD-DTFC-LPFC 的柔性机械臂复合控制方法及其抗扰抑振研究

田 硕, 夏加宽*

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

A ZVD-DTFC-LPFC-Based Composite Control Method for Flexible Manipulators with Anti-Disturbance and Vibration Suppression

TIAN Shuo, XIA Jiakuan*

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology,
Shenyang 110870, China)

Abstract: [Objective] Flexible manipulators are prone to residual vibrations due to their low-stiffness characteristics, resulting in degraded end-effector positioning accuracy. Additionally, dynamic fluctuations caused by load disturbances and load-side positional hysteresis induced by flexible shaft deformation further constrain high-precision control. Although conventional input shaping techniques can suppress vibrations, their open-loop nature fails to simultaneously address these multi-source disturbances. To address these challenges, this paper proposes a zero vibration and derivative-dynamic torque feedback compensation-load position feedback compensation (ZVD-DTFC-LPFC) composite control strategy. [Methods] Based on a dual-inertia system model, an open-loop and closed-loop collaborative architecture was constructed. The open-loop side employs zero vibration and derivative (ZVD) input shaping to suppress residual vibration. The closed-loop side designed dynamic torque feedback compensation (DTFC), which used a reduced-order state observer to estimate the shaft torque in real time, forming a four-loop cascade control of position-speed-torque-current to resist load disturbances. Additionally, a load position feedback compensation (LPFC) algorithm was designed to dynamically calculate the load position deviation and superimpose it onto the motor encoder signal to eliminate steady-state lag. [Results] Simulation results showed that the residual vibration suppression rate of ZVD-DTFC-LPFC under no-load conditions was 98%; the average dynamic response time under 25%, 50%, and 100% load changes was 0.11 s, which was 54% shorter than that of ZVD; the steady-state position lag angle under load was less than 0.005 rad, which was reduced by 97% compared to

before compensation. [Conclusion] The ZVD-DTFC-LPFC strategy synergizes open-loop vibration suppression with closed-loop disturbance rejection, achieving multi-objective optimization of vibration, disturbance, and hysteresis. This framework provides a robust paradigm for precision control of flexible manipulators.

Key words: residual vibration; input shaping; dynamic torque feedback; position compensation; dynamic disturbance rejection

摘 要: 【目的】柔性机械臂因低刚度特性易诱发残余振动,导致末端定位精度劣化;同时,负载扰动引发的动态波动与柔性轴形变产生的负载侧位置滞后,进一步制约高精度控制。传统输入整形技术虽可抑制振动,但其开环特性无法同步解决上述多源扰动问题。针对上述难题,本文提出一种零振动微分动态转矩反馈补偿负载位置滞后补偿(ZVD-DTFC-LPFC)复合控制策略。【方法】基于双惯量系统模型构建开-闭环协同架构,开环侧采用零振动微分(ZVD)输入整形抑制残余振动;闭环侧设计动态转矩反馈补偿(DTFC),通过降维状态观测器实时估计轴转矩,形成位置-转速-转矩-电流四环串级控制抵抗负载扰动;进一步设计负载位置滞后补偿(LPFC)算法,动态计算负载位置偏差叠加至电机编码器信号,消除稳态滞后。【结果】仿真结果表明,ZVD-DTFC-LPFC的空载残余振动抑制率达98%;25%、50%、100%负载突变下的动态响应时间平均为0.11 s,较ZVD缩短了54%;带载稳态位置滞后角<0.005 rad,较未补偿前减少了97%。【结论】ZVD-DTFC-LPFC策略将开环抑振与闭环抗扰方法协同,实现振动-扰动-滞后多目标优化,为精密柔性机械臂提供了高鲁棒解决方案。

关键词: 残余振动;输入整形;动态转矩反馈;位置补偿;

动态扰动

0 引言

随着高端制造领域对精密操作需求的不断提升,柔性机械臂凭借其轻量化、高灵活性和复杂空间适应能力,在半导体搬运、航天器在轨装配等场景中发挥着关键作用^[1]。然而,低刚度特性导致的残余振动问题严重制约了其定位精度与动态稳定性^[2-3]。尤其在高速搬运过程中,负载突变引发的动态扰动与柔性扭转形变产生的负载侧位置滞后,进一步加剧了多源扰动耦合的难题。如何实现振动抑制、扰动补偿、滞后消除的协同优化,成为制约柔性机械臂高精度控制的核心挑战。

传统输入整形技术通过构造脉冲序列修正输入信号,可有效抑制残余振动^[4]。但其开环控制特性难以应对实际工况中频繁出现的负载突变扰动,导致转速波动与定位精度下降。针对此问题,学者们提出了滑模控制^[5]、自抗扰控制^[6]、观测器法^[7]以及基于神经网络或模糊控制的智能控制算法^[8-10]等闭环抗扰策略,并通过与输入整形技术结合形成复合控制框架。文献[11]将输入整形技术与自适应参数自抗扰控制器相结合,提出了一种混合控制器,对柔性机器人进行振动抑制。文献[12]提出一种基于输入整形器和代理滑模控制的复合控制策略。现有复合方法仍存在控制器参数设计较为复杂、难以平衡抑振与抗扰性能,依赖负载侧传感器、难以克服工业场景中编码器安装限制^[13],轴系形变补偿不足、导致负载侧位置滞后偏差累积等瓶颈。

针对上述挑战,本文提出一种零振动微分动态转矩反馈补偿负载位置滞后补偿(Zero Vibration and Derivative-Dynamic Torque Feedback Compensation-Load Position Feedback Compensation, ZVD-DTFC-LPFC)复合控制方法,其核心创新在于:(1)融合 ZVD 输入整形与 DTFC,构建双模抑振-抗扰机制,兼顾振动抑制效率与扰动响应速度;(2)在传统三环控制基础上增设动态转矩内环,通过降维状态观测器实现轴转矩实时估计,形成位置-转速-转矩-电流四环串级控制,显著提升负载突变工况下的动态鲁棒性;(3)设计 LPFC,实时计算负载位置偏差,并叠加

至电机编码器反馈信号,消除稳态滞后且无需额外传感器。

1 柔性机械臂动力学建模

本文以单关节机械臂为例,机械臂关节伺服系统主要由驱动电机、柔性传动装置和负载等环节组成,可简化为最简单的双惯量模型,如图 1 所示。

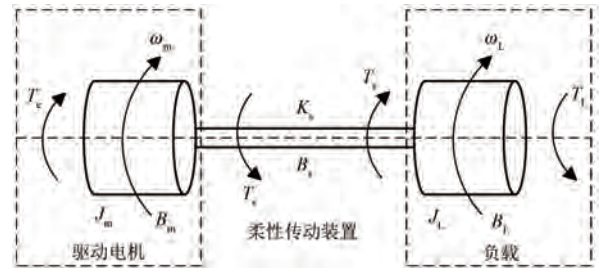


图 1 双惯量模型

Fig. 1 Dual-inertia model

图 1 中, J_m 为驱动电机的惯量; J_L 为负载的惯量; B_m 与 B_L 为两侧的阻尼系数; θ_m 、 θ_L 分别为驱动电机、负载的转角; T_e 、 T_L 分别为电磁转矩、负载转矩; T_s 、 B_s 和 K_s 分别为扭转力矩、阻尼系数和扭转刚度系数。

在实际应用中,驱动电机、负载和柔性传动装置的阻尼系数较小,可忽略不计。简化后的系统动力学方程为

$$\begin{cases} J_m \dot{\omega}_m = T_e - T_s \\ J_L \dot{\omega}_L = T_s - T_L \\ T_s = K_s (\theta_m - \theta_L) \\ \omega_m = \dot{\theta}_m \\ \omega_L = \dot{\theta}_L \end{cases} \quad (1)$$

对式(1)进行拉普拉斯变换后得到如图 2 所示的系统结构框图。

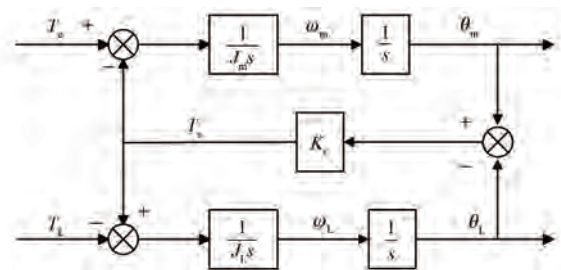


图 2 系统结构框图

Fig. 2 System structure block diagram

2 ZVD 输入整形控制

输入整形技术将原指令信号与预设脉冲序列进行卷积,生成抑振指令序列,并按时序依次输入至控制系统中。在最后一个输入信号到达时,所有输入信号在负载末端引起的振动相互抵消,实现残余振动幅值的显著衰减。整形器里面含有一系列的不同幅值和时滞的脉冲^[14-15],关键是计算出每一个脉冲信号的幅值以及其各自的时滞^[16]。

根据文献[17],将本文所述的被控对象等效为二阶系统,典型二阶系统的传递函数为

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2)$$

式中: ω_n 为系统振动频率; ξ 为系统阻尼比。

将输入信号与 n 个脉冲序列卷积,得到频域表达式为

$$F(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s} \quad (3)$$

式中: A_i 为第 i 个脉冲的幅值; t_i 为第 i 个脉冲的作用时刻。

系统对于单位脉冲的响应函数为

$$y(t) = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_d t) \quad (4)$$

式中: ω_d 为固有阻尼频率, $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\xi^2}$ 。

假设包含 n 个脉冲的脉冲序列作为输入信号作用于系统,则在第 n 个脉冲后,系统的残余振动为

$$V(\xi, \omega_n) = e^{-\xi\omega_n t_n} \times A(\xi, \omega_n) \quad (5)$$

式中: $A(\xi, \omega_n)$ =

$$\sqrt{\sum_{i=0}^n (A_i e^{\xi\omega_n t_i})^2 \times \{ [\cos(\omega_d t_i)]^2 + [\sin(\omega_d t_i)]^2 \}}。$$

令系统的残余振动为零,则系统应满足:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega_n t_i} \cos(\omega_d t_i) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega_n t_i} \sin(\omega_d t_i) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

最简单的输入整形器零振动 (Zero Vibration, ZV) 整形器仅有两个脉冲,其约束条件除了要满足式(6),还需满足:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n A_i = 1 \\ t_1 = 0 \end{cases} \quad (7)$$

而 ZVD 整形器在 ZV 整形器约束条件的基础上增加了残余振动 $V(\xi, \omega_n)$ 对 ω_n 的微分为 0 的约束条件,具有更强的鲁棒性,即:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n A_i \xi t_i e^{\xi\omega_n t_i} \sin(\omega_d t_i) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i \xi t_i e^{\xi\omega_n t_i} \cos(\omega_d t_i) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

因此,相较于 ZV 整形器,ZVD 整形器更适用于实际生产场景^[18]。

而典型的输入整形器还有极不灵敏 (Extra Insensitivity, EI) 整形器。EI 整形器不要求在系统固有频率点处振动为零,只需在固有频率附近处使系统的残留振动小于或等于允许的残留振动幅值 V_{exp} 。通过放宽对残余振动的严格零约束,换取对系统参数摄动的更高容忍度,其代价是牺牲部分振动抑制效果。ZVD 整形器因其平衡鲁棒性、抑制效果与动态响应的特性,成为工程实践中的首选,故本文采用 ZVD 整形器进行残余振动的抑制。包含三脉冲的 ZVD 输入整形器可表示为

$$F(s) = A_1 e^{-t_1 s} + A_2 e^{-t_2 s} + A_3 e^{-t_3 s} \quad (9)$$

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{1 + 2X + X^2} \\ A_2 = \frac{2X}{1 + 2X + X^2} \\ A_3 = \frac{X^2}{1 + 2X + X^2} \\ t_1 = 0 \\ t_2 = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \\ t_3 = \frac{2\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: A_1, A_2, A_3 为脉冲幅值; t_1, t_2, t_3 为脉冲的作用时刻; $X = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$ 。

3 动态转矩反馈补偿与轴转矩降维状态观测器设计

3.1 动态转矩反馈补偿原理及设计

在位置-转速-电流传统三环控制架构中,位置环作为最外环,输出目标转速作为转速控制器

的输入,转速环输出目标电流作为电流控制器的输入,通过调节 q 轴电流 i_q 生成电磁转矩 T_e ^[19],以克服负载转矩 T_L 突变引发的传动轴转矩 T_s 扰动。由式(1)可知电机转速变化的本质是由动态转矩 $T_d = T_e - T_s$ 直接驱动, T_e 仅作为间接调节量。当 T_L 突变时,系统需要通过多次迭代调整 i_q 恢复转矩平衡,导致电机端转速响应滞后及负载端跟踪误差积累,严重制约动态工况下的位置控制精度。

为此,本文提出四环串级控制架构,在原有三环基础上增设动态转矩闭环,形成位置-转速-动态转矩-电流四级协同调控。该方案将 T_d 作为直接控制对象,通过实时反馈动态转矩偏差,快速修正指令,从源头抑制负载突变引发的转速波动。转速环的快速响应能力有效隔离了负载扰动对位置环的冲击,确保位置环的误差修正不受 T_L 突变的直接影响,显著提升系统动态响应性能。动态转矩控制器采用比例积分(Proportional Integral, PI)控制器,结构简单,容易实现。由于转矩传感器占用空间大、成本高,本文采用降维状态观测器的思想来设计轴转矩观测器,实时观测 T_s ^[20]。DTFC 的原理如图 3 所示。

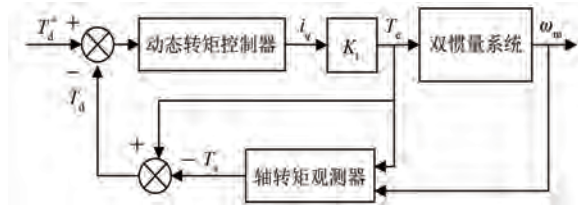


图 3 DTFC 原理图

Fig. 3 DTFC schematic diagram

3.2 轴转矩降维状态观测器原理及设计

状态观测器通过系统输入 u 和输出 y 重构状态估计 $\hat{x}$,其核心机制为输出误差反馈校正。当原系统与新系统初始状态相同且受有相同输入时,理论上可以得到 $\hat{x}(t) = x(t)$ 。然而实际应用中,原系统与新系统的初始状态量一般不易测得并且可能不同,导致估计存在一定的误差,即 $e = x - \hat{x}$,导致 $\hat{y} \neq y$ 。状态观测器将 $(y - \hat{y})$ 负反馈至 $\hat{x}$,使 $(y - \hat{y})$ 趋于 0,最终 e 趋于 0,可得到 $\hat{x} = x$ 。如图 4 所示,状态观测器仅依赖系统输入 u 和可测输出 y ,通过设计状态反馈增益矩阵 H 实现^[21-23]。

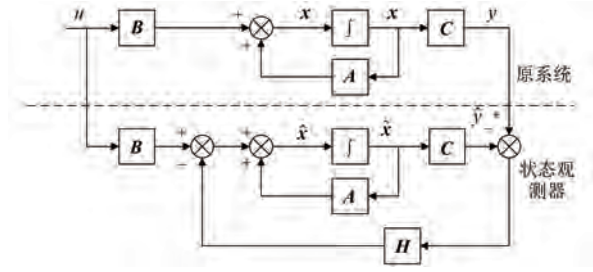


图 4 状态观测器原理图

Fig. 4 State observer schematic diagram

根据图 4 可知动态方程为^[22]

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu - H(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (11)$$

在本文柔性机械臂双惯量系统中,全维状态变量包含电机位置 θ_m 、电机转速 ω_m 和轴转矩 T_s 。由于 θ_m 可通过高精度编码器直接测量,而 ω_m 作为转速环的输出可通过 θ_m 微分计算实时获取,实际需估计的不可测状态仅剩轴转矩 T_s 。因此,采用降维状态观测器设计,将原三维状态估计问题降至一维,显著降低观测器复杂度。假定轴转矩在控制采样周期内保持恒定,即 $\dot{T}_s = 0$ 。结合式(11)和式(12),将 ω_m 、 T_s 作为状态变量, i_q 为系统输入, ω_m 作为系统输出,可得式(13)所示的状态观测器方程:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_m = -\frac{1}{J_m}T_s + \frac{1}{J_m}T_e = -\frac{1}{J_m}T_s + \frac{K_t}{J_m}i_q \\ \dot{T}_s = 0 \end{cases} \quad (12)$$

式中: K_t 为转矩系数。

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}}_m \\ \dot{\hat{T}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_t}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} i_q + \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix} (\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \hat{\omega}_m = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

$$\text{式中: } \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_m \\ \hat{T}_s \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{K_t}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}; C = [1 \quad 0]; H = \begin{bmatrix} H_1 \\ H_2 \end{bmatrix}; \hat{y} = \hat{\omega}_m。$$

由式(11)可得:

$$\dot{\hat{x}} - \dot{x} = (A - HC)(x - \hat{x}) \quad (14)$$

其解为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) - \dot{x}(t) = \\ e^{(A-HC)(t-t_0)} [\dot{\hat{x}}(t_0) - \dot{x}(t_0)] \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)可知,当 $\hat{x}(t_0) = x(t_0)$ 时,可得 $\hat{x}(t) = x(t)$; 当 $\hat{x}(t) \neq x(t)$ 时,输出负反馈起作用。如果 $(A-HC)$ 的全部特征值具有负实部^[24],观测器具有完全能观性,误差 e 将衰减到 0。

矩阵 $(A-HC)$ 的特征方程为

$$\begin{aligned} \det |sI - (A - HC)| = \\ s^2 + H_1 s - \frac{H_2}{J_m} \end{aligned} \quad (16)$$

若期望的极点为 α, β , 则有 $\alpha < 0, \beta < 0$ ^[25-26], 观测器的期望特征多项式为

$$s^2 - (\alpha + \beta)s + \alpha\beta = 0 \quad (17)$$

可求得状态增益反馈矩阵 H 关于 α, β 的表达式为

$$\begin{cases} H_1 = -(\alpha + \beta) \\ H_2 = -\alpha\beta J_m \end{cases} \quad (18)$$

由式(13)可得:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_m = -\frac{1}{J_m}\hat{T}_s + \frac{1}{J_m}T_e + H_1(\omega_m - \hat{\omega}_m) \\ \dot{\hat{T}}_s = H_2(\omega_m - \hat{\omega}_m) \end{cases} \quad (19)$$

根据式(19)构造出轴转矩降维状态观测器的原理图,如图 5 所示。

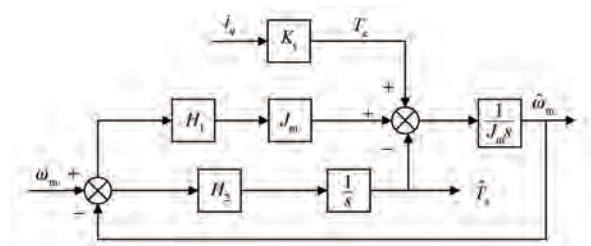


图 5 轴转矩降维状态观测器原理图

Fig. 5 Shaft torque reduced-order observer schematic diagram

3.3 观测器参数整定

矩阵 $(A-HC)$ 特征值的模越大,观测器的收敛速率越快,但追求过快的收敛速度将导致观测器增益过高,引发信号饱和与高频噪声放大,诱发系统振荡^[27]。本文采用 Lyapunov 第二法来选择观测器的极点。

轴转矩降维状态观测器的误差状态方程为

$$\dot{e} = (A - HC)e = \begin{bmatrix} \alpha + \beta & -\frac{1}{J_m} \\ \alpha\beta J_m & 0 \end{bmatrix} e \quad (20)$$

选取正定二次型函数作为 Lyapunov 函数,则:

$$V(e) = e^T P e \quad (21)$$

对 $V(e)$ 求导可得:

$$\dot{V}(e) = e^T [(A - HC)^T P + P(A - HC)] e \quad (22)$$

记:

$$(A - HC)^T P + P(A - HC) = -Q \quad (23)$$

Q 为正定矩阵,为简化计算一般取 Q 为单位矩阵,若系统渐进稳定则一定存在正定的 P 满足式(23),设 P 矩阵为

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \quad (24)$$

将正定矩阵 P 和 Q 代入式(23)求解,可得矩阵 P 为

$$P = \begin{bmatrix} -\frac{1 + \alpha\beta J_m^2}{2(\alpha + \beta)} & \frac{J_m}{2} \\ \frac{J_m}{2} & D \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \text{式中: } D = \\ - \left[\frac{1}{\alpha\beta(\alpha + \beta)J_m^2} + \frac{1}{2(\alpha + \beta)} + \frac{(\alpha + \beta)}{\alpha\beta} \right] \end{aligned}$$

取观测器性能评价指标 S 为

$$S = \int_0^\infty e^T e dt \quad (26)$$

结合式(21)~式(23)可得:

$$S = e^T(0) P e(0) \quad (27)$$

观测器的参数优化问题可以通过设定 $\alpha = \beta$ 简化为单变量性能指标 $S(\alpha)$ 的最小化问题。当 $\alpha = \beta$ 时,观测器极点为重复实根 $-\alpha$,误差系统处于无超调指数收敛的临界阻尼状态,可以避免因增益 H 过大导致的高频噪声放大。对称极点配置增强矩阵 $(A-HC)$ 的对称性,使得 P 的解析解形式简化。双变量优化转为单变量问题,避免多参数迭代优化,显著提升计算效率,满足实时控制需求。令 $\frac{dS}{d\alpha} = 0$, 解得最优极点参数 α 的值,从而确定观测器增益矩阵 H , 实现收敛速度与系统稳

定性的平衡。

4 负载侧位置反馈补偿设计

在柔性机械臂位置跟踪控制中,柔性长轴因负载扭转形变引发负载侧位置滞后偏差,结合式(1)可推导出其表达式为

$$\Delta\theta = \theta_{\text{m}} - \theta_{\text{L}} = \frac{T_{\text{s}}}{K} = \frac{T_{\text{e}} - J_{\text{m}}\dot{\omega}_{\text{m}}}{K} \quad (28)$$

式中: $\Delta\theta$ 为位置偏差角度。

由式(28)可知,在系统动态工况下($i_q \neq 0$ 或速度突变),驱动电机与负载侧之间便会产生位置偏差。电机惯性量级微小, $J_m \dot{\omega}_m$ 项可忽略,因此 $\Delta\theta$ 通常表现为系统带载稳定运行下负载侧位置滞后驱动电机一定的角度^[28]。而传统位置环算法未考虑此偏差,负载侧又受限于空间和成本无法安装高精度编码器,导致负载侧位置闭环失效。为此,本文提出一种 LPFC 策略来解决位置滞后偏差,提升系统的控制精度。

首先利用轴转矩降维状态观测器估计 T_s , 实时计算负载位置偏差 $\Delta\theta$, 得到式(29), 然后叠加至电机编码器信号, 得到式(30)。

$$\Delta\theta = \frac{\hat{T}_s}{K} \quad (29)$$

$$\theta l = \Delta\theta - \theta_m \quad (30)$$

该方案通过轴转矩与柔性形变的动态耦合关

系,将轴转矩观测值映射为 $\Delta\theta$,以简洁结构实现负载侧位置的等效闭环控制,有效消除稳态滞后误差,提升晶圆定位精度。LPFC 原理如图 6 所示。

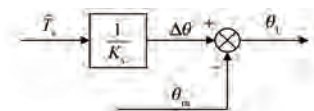


图 6 LPFC 原理图

Fig. 6 LPFC schematic diagram

5 仿真研究

本文提出的 ZVD-DTFC-LPFC 复合控制策略系统框图如图 7 所示。在图示结构中,位置环、转速环、转矩环和电流环均采用 PI 控制器; θ_{L} 经过 ZVD 输入整形器预处理,生成抑制残余振动的轨迹信号;基于电机编码器反馈的 θ_{m} 及电流信号 i_{q} ,实时估计轴转矩 T_{s} 与负载位置偏差 $\Delta\theta$ 。通过观测转矩 T_{s} ,增加动态转矩环,调整电流指令,减小负载突变引发的轴转矩波动,降低负载转速和位置波动;将 $\Delta\theta$ 反馈至位置环前馈端,修正参考位置 θ_{L} ,消除稳态位置滞后。所提方法不仅能实现对负载侧位置的高精度定位控制,抑制残余振动的同时也具备良好的跟踪性能和干扰抑制能力^[29]。

基于 Matlab/Simulink 建立相应的系统仿真模型,相关仿真参数如表 1 所示^[30]。

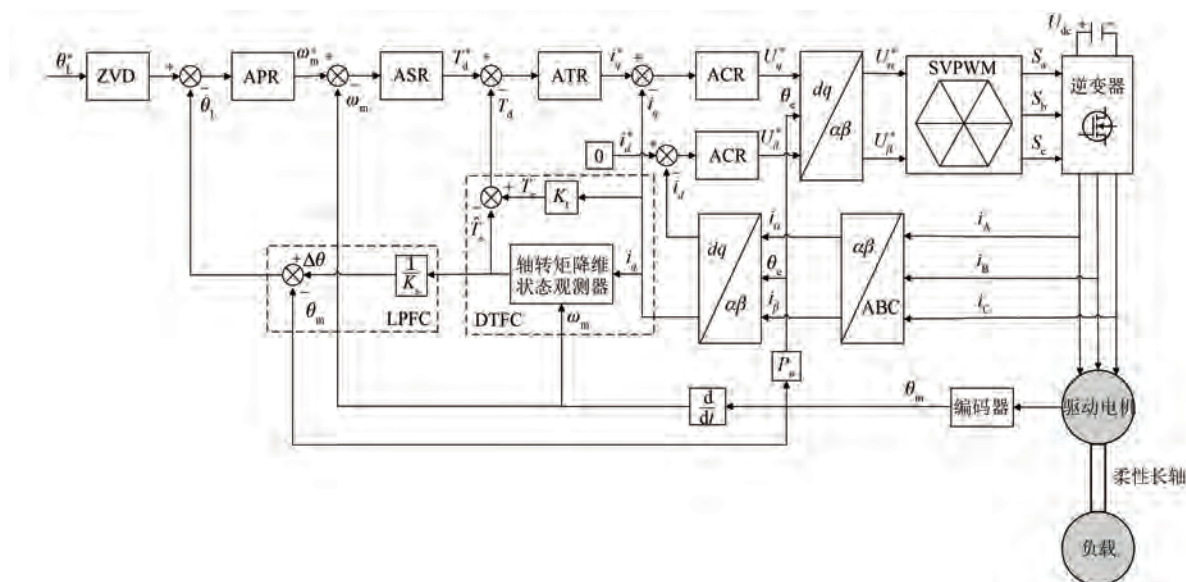


图 7 ZVD-DTEC-LPEC 复合控制策略系统框图

Fig. 7 System block diagram of ZVD-DTFC-LPFC composite control strategy

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数名称	参数值
转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	3 000
定子电阻/ Ω	0.45
d 、 q 轴电感/ mH	3.9
极对数	4
电机转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	7.5×10^{-5}
负载转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	1.5×10^{-4}
传动轴刚度系数/($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{rad}^{-1}$)	5
系统振动频率 ω_n/Hz	29.057
阻尼比 ξ	0.008
额定转矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	2
永磁体磁链/ Wb	0.060 5

本文试验在初始时刻给定负载一个斜率为 20 rad/s 的斜坡信号指令,最终目标位置稳定在 10 rad 。首先对比 ZVD 和 ZVD-DTFC-LPFC 在空载且无负载扰动下的残余振动抑制效果,如图 8 所示;然后在定位过程 $t=0.3\text{ s}$ 时突加负载 T_L ,模拟抓取、装配或物料填充等动态扰动;在定位结束 $t=0.7\text{ s}$ 时刻突减负载 T_L ,模拟卸载、分离或急停等扰动场景。试验按照负载大小的不同分为 25%、50% 和 100% 的额定负载,对应轻载、中载与重载工况,覆盖工业典型需求。对 ZVD 和 ZVD-DTFC-LPFC 两种策略的跟踪性能、抑振性能和抗扰性能进行对比,如图 9、表 2 所示。

由图 8 可知,在空载且无负载扰动的情况下,两种抑振方案负载侧位置曲线平滑,均有良好的残余振动抑制,最大残余振动幅值衰减 98%。

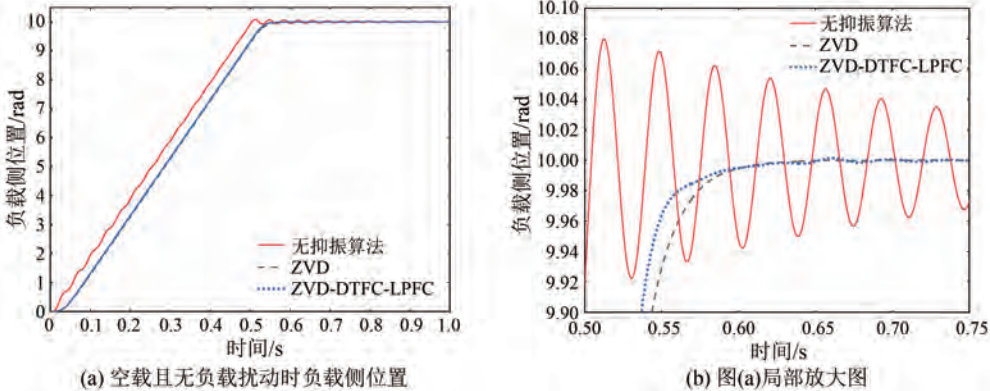


图 8 空载时负载侧位置及局部放大图

Fig. 8 Load-side position under no-load condition with partial enlarged view

表 2 负载位置动态响应

Tab. 2 Load position dynamic response

阶段名称	负载侧位置误差最大值/ rad		位置误差收敛时间/ s	
	ZVD	ZVD-DTFC-LPFC	ZVD	ZVD-DTFC-LPFC
突加 25% 负载	0.94	0.92	0.20	0.10
突减 25% 负载	-0.11	-0.22	0.19	0.10
突加 50% 负载	1.15	1.14	0.28	0.11
突减 50% 负载	-0.23	-0.44	0.25	0.12
突加 100% 负载	1.59	1.58	0.29	0.12
突减 100% 负载	-0.46	-0.88	0.27	0.13

由图 9 和表 2 可知,ZVD-DTFC-LPFC 中存在负载位置动态反馈补偿环节,ZVD-DTFC-LPFC 比 ZVD 的跟踪误差要小 0.02 rad 。当系统突加负载后到达稳定位置时,ZVD 分别存在 0.1 rad 、

0.2 rad 、 0.4 rad 的稳态误差,而 ZVD-DTFC-LPFC 的稳态误差几乎为 0 ,最大滞后角不超过 0.005 rad 。

位置误差进入稳态值 $\pm 0.01\text{ rad}$ 所用时间定

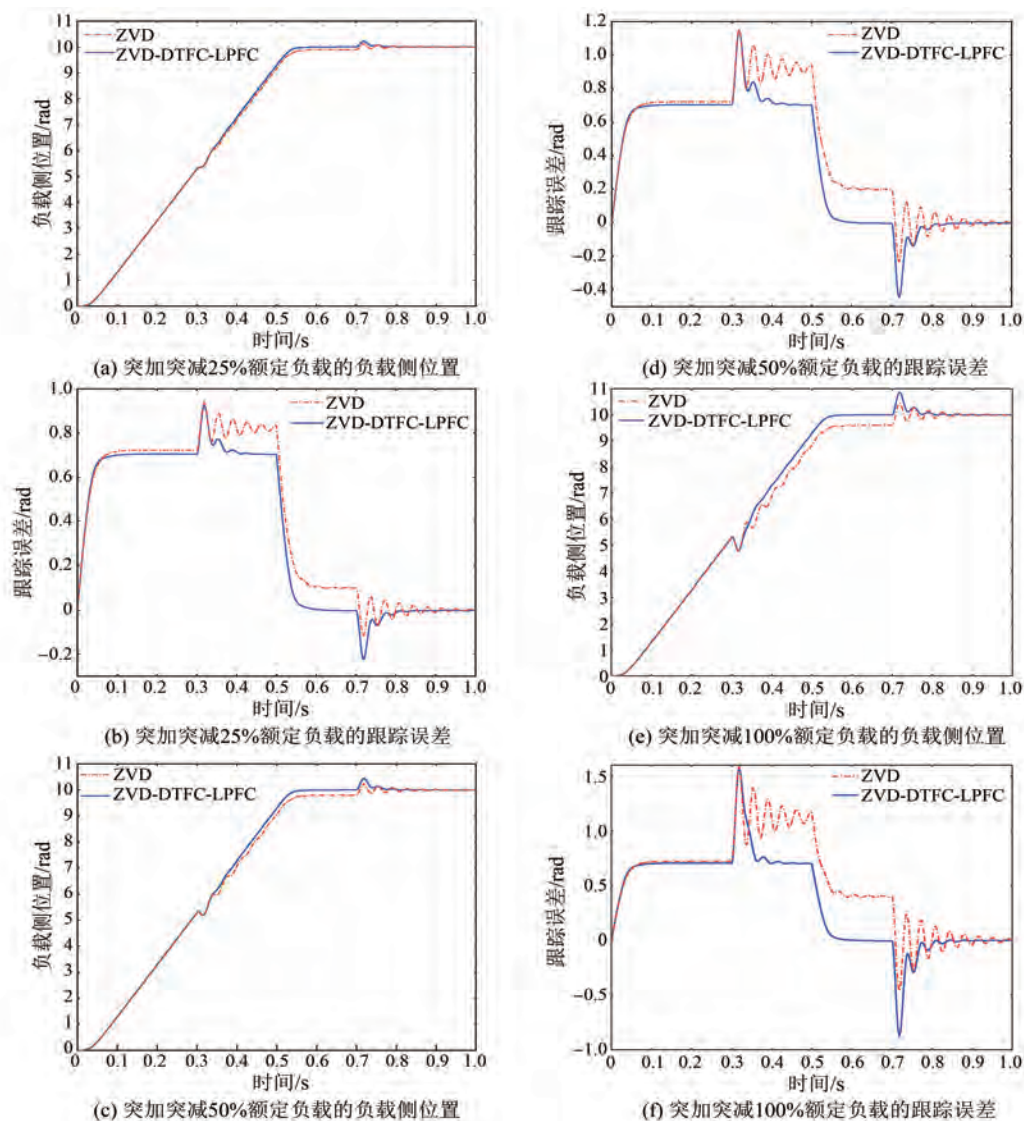


图 9 不同负载下的负载侧位置和跟踪误差

Fig. 9 Load-side position and tracking error under different load conditions

义为位置误差收敛时间。在加载阶段, ZVD-DTFC-LPFC 能够比 ZVD 更快地收敛到稳态位置, 时间分别缩短了 50%、60%、58%。在减载阶段, ZVD-DTFC-LPFC 比 ZVD 收敛到稳态位置的时间缩短 47%、52%、52%。

突加、减 50% 额定负载的转速、 q 轴电流 i_q 、 T_s 分别如图 10、图 11、图 12 所示。在 ZVD-DTFC-LPFC 的控制策略下负载侧转速振荡和 i_q 振荡次数远小于 ZVD, 在加载阶段, 其转速收敛时间缩短 67%, i_q 收敛时间缩短 63%; 在减载阶段, 转速收敛时间缩短 63%, i_q 收敛时间缩短 53%。

由图 12 可知, 轴转矩降维状态观测器能较好的跟踪 T_s , 最大估计误差不超过 $0.1 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

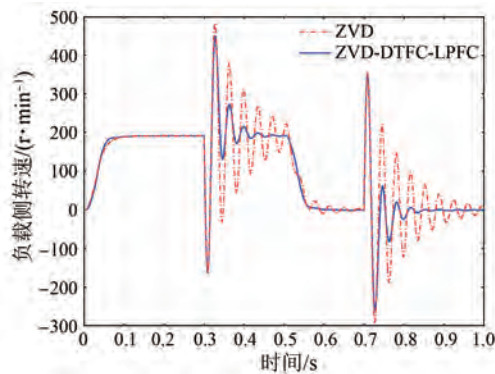


图 10 突加突减 50% 额定负载的负载侧转速
Fig. 10 Speed response to sudden 50% rated load addition/removal

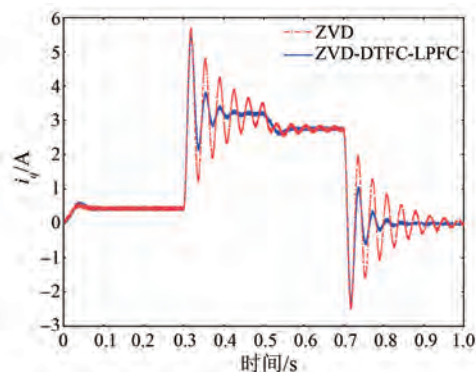


图 11 突加突减 50% 额定负载的 i_q

Fig. 11 i_q response to sudden 50% rated load addition/removal

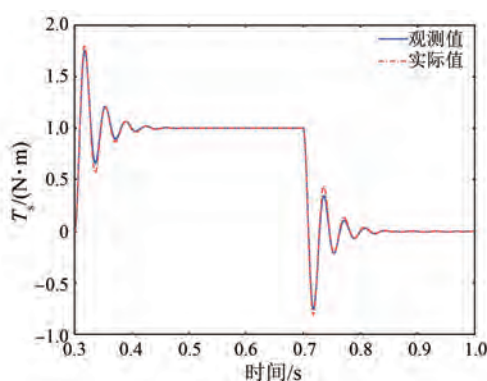


图 12 突加突减 50% 额定负载的 T_s 观测值

Fig. 12 Observed shaft torque T_s response to sudden 50% rated load addition/removal

6 结语

仿真结果表明,本文提出的 ZVD-DTFC-LPFC 复合控制策略在柔性机械臂高精度控制中展现出显著优势:通过 ZVD 输入整形预修正轨迹抑制残余振动,结合 DTFC 闭环抑制负载突变扰动;在传统电流-速度-位置三环控制中嵌入动态转矩内环,形成四环串级架构,使位置环面对转矩波动及外部扰动的动态响应时间平均缩短 54%;基于 LPFC 算法实时修正柔性轴扭角偏差,消除稳态位置滞后误差(最大滞后角 < 0.005 rad),极大提升定位精度。

本研究融合轨迹输入整形与闭环动态补偿机制,突破了单一开环抑振策略的局限性,为精密装配、高速分拣及重载搬运等高动态场景提供了理论创新与工程实践参考,具有广泛的工程价值。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

田硕进行了方案设计、试验研究与论文撰写,夏加宽参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, experiment and paper writing were carried out by Tian Shuo. The manuscript was revised by Xia Jiakuan. All the authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] WEI Y, YU G, FEI Y W, et al. Robust adaptive dynamic surface control of multi-link flexible joint manipulator with input saturation [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2022, 20(2): 577-588.
- [2] 李小彭, 尚东阳, 陈仁桢, 等. 基于机械臂位姿变换的柔性负载伺服驱动系统控制策略[J]. 机械工程学报, 2020, 56(21): 56-69.
LI X P, SHANG D Y, CHEN R Z, et al. Control strategy of flexible load servo drive system based on manipulator position and position transformation [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2020, 56(21): 56-69.
- [3] SONG N N, ZHANG M R, LI F, et al. Dynamic research on winding and capturing of tensegrity flexible manipulator [J]. Mechanism and Machine Theory, 2024, 193: 105554.
- [4] 周涛, 肖正明, 余世科, 等. 期望动力学结合输入整形的机器人关节抑振控制研究[J]. 振动与冲击, 2025, 44(1): 82-89.
ZHOU T, XIAO Z M, YU S K, et al. Robot joint vibration suppression control based on expected dynamics combined with input shaping [J]. Journal of Vibration and Shock, 2025, 44(1): 82-89.
- [5] RSETAM K, CAO Z, MAN Z. Cascaded-extended-state-observer-based sliding-mode control for underactuated flexible joint robot [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67

- (12): 10822-10832.
- [6] 袁宏哲. 基于无源性理论和自抗扰的机械臂柔性关节伺服控制[D]. 北京: 北京交通大学, 2021.
YUAN H Z. Servo control of manipulator flexible joint based on passivity theory and auto disturbance rejection [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021.
- [7] 何朕, 成知宁, 王宁远, 等. 基于扰动观测器补偿的双惯量系统和三惯量系统的谐振抑制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(12): 140-149.
HE Z, CHENG Z N, WANG N Y, et al. Vibration suppression of 2-and 3-inertia systems based on disturbance observer compensation [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(12): 140-149.
- [8] 苏红丽. 模糊控制在采摘机器人控制优化中的应用[J]. 农机化研究, 2021, 43(10): 196-200.
SU H L. The application of fuzzy control in control optimization for picking robot [J]. Journal of Agricultural Mechanization Research, 2021, 43(10): 196-200.
- [9] 孙小通, 马磊, 李梦雪, 等. 基于自适应滑模-最优控制的柔性机械臂双时标组合控制[J]. 噪声与振动控制, 2020, 40(5): 22-26+45.
SUN X T, MA L, LI M X, et al. Dual time-scale combined control of flexible manipulators based on adaptive sliding-mode and optimal control [J]. Noise and Vibration Control, 2020, 40(5): 22-26+45.
- [10] 张宪霞, 章进强, 李致远, 等. 基于支持向量回归机学习的机械臂视觉反馈模糊控制[J]. 系统仿真学报, 2020, 32(10): 1997-2009.
ZHANG X X, ZHANG J Q, LI Z Y, et al. Visual feedback fuzzy control for a robot manipulator based on SVR learning [J]. Journal of System Simulation, 2020, 32(10): 1997-2009.
- [11] LI W P, LUO B, HUANG H. Active vibration control of flexible joint manipulator using input shaping and adaptive parameter auto disturbance rejection controller [J]. Journal of Sound and Vibration, 2016, 363: 97-125.
- [12] 王伟平, 杜文芳. 具有负载柔性的液压伺服系统整形滑模控制[J]. 液压与气动, 2022, 46(11): 98-107.
WANG W P, DU W F. A shaping sliding mode control of hydraulic servo system with load flexibility [J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2022, 46(11): 98-107.
- [13] 曾哲. 工业机器人柔性关节自抗扰控制策略研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
ZENG X. Research on the active disturbance rejection control strategy for the flexible-joints of industrial robots [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022.
- [14] ANDRE H, OLIVER S. Input shaping prefilter for vibration mitigation of distributed parameter system [J]. Mechatronics, 2023, 93: 1-9.
- [15] LIM D W, HONG S W, HA S J, et al. Input-shaping-based improvement in the machining precision of laser micromachining systems [J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2023, 125: 4415-4424.
- [16] KASPROWIAK M, PARUS A, HOFFMANN M. Vibration suppression with use of input shaping control in machining [J]. Sensors, 2022, 22(6): 2186-2187.
- [17] 曾昆. SCARA 机械臂末端柔性负载振动抑制研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2022.
ZENG K. Research on vibration suppression of flexible load at the end of SCARA manipulator [D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2022.
- [18] 何成刚, 汪晓鑫, 李自立, 等. 基于解析模态分析和输入整形的机器人末端振动实时抑制方法[J]. 机电工程, 2025, 42(2): 327-338.
HE C G, WANG X X, LI Z L, et al. Real-time vibration suppression method of robots end-effector based on analytical modal analysis and input shaping [J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2025, 42(2): 327-338.
- [19] 洪俊杰, 赵明郎, 黄龙蛰, 等. 带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(1): 94-105.
HONG J J, ZHAO M L, HUANG L Z, et al. Predictive speed control for permanent magnet synchronous motors with disturbance compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(1): 94-105.
- [20] 李佩颖, 夏加宽, 万成超. 基于动态转矩反馈的机械臂柔性系统振动抑制[J]. 电气传动, 2023, 53(4): 9-14.
LI P Y, XIA J K, WAN C C. Vibration suppression of flexible manipulator system based on dynamic torque feedback [J]. Electric Drive, 2023, 53(4): 9-14.

- [21] BOZORGI A M, FARASAT M, JAFARI S. Model predictive current control of surface-mounted permanent magnet synchronous motor with low torque and current ripple [J]. IET Power Electronics, 2017, 10(10): 1120-1128.
- [22] LASCU C, ANDREESCU G D. PLL position and speed observer with integrated current observer for sensorless PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5990-5999.
- [23] HE L, WANG F X, WANG J X, et al. Zynq implemented Luenberger disturbance observer based predictive control scheme for PMSM drives [J]. Trends in Ecology & Evolution, 2020, 35(2): 1770-1778.
- [24] 王南越,尹明德,周兆钟,等. 基于龙伯格观测器的 BLDC 滑模控制系统仿真研究[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(10): 24-30+38.
 WANG N Y, YIN M D, ZHOU Z Z, et al. Simulation research on sliding mode control system of BLDC based on Luenberger observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(10): 24-30+38.
- [25] 庄佳磊. 基于降维负载转矩观测器的永磁同步电机转矩前馈补偿策略[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 27-32+60.
 ZHUANG J L. Torque feedforward compensation strategy of permanent magnet synchronous motor control system based on reduced-order load torque observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46(12): 27-32+60.
- [26] 蔡舒迟,张志锋. 基于非线性扩张状态观测器的低参数敏感度 PMSM 无模型控制研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(2): 192-200.
 CAI S C, ZHANG Z F. Research on model-free control of PMSM with low parameter sensitivity based on nonlinear extended state observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(2): 192-200.
- [27] ANDERSSON A, THIRINGER T. Motion sensorless IPMSM control using linear moving horizon estimation with Luenberger observer state feedback [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 464-473.
- [28] 张越. 永磁同步电机双惯量伺服驱动系统控制策略研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2023.
 ZHANG Y. Research on control strategy for two-inertia servo drive system using permanent magnet synchronous machines [D]. Changsha: Hu'nan University, 2023.
- [29] 孙宜标,张锐,王丽梅. 基于等价输入干扰补偿的永磁直线同步电机 H_∞ 预见重复控制[J/OL]. 控制理论与应用, 2025-3-10. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240.TP.20241201.2034.020>.
 SUN Y B, ZHANG R, WANG L M. H_∞ preview repetitive control of PMSM based on equivalent input disturbance compensation [J/OL]. Control Theory & Application, 2025-3-10. <https://link.cnki.net/urlid/44.1240.TP.20241201.2034.020>.
- [30] 封周权,石双发,张吉仁,等. 大跨斜拉桥自由振动阻尼识别与不确定性分析[J]. 应用基础与工程科学学报, 2025, 33(1): 12-23.
 FENG Z Q, SHI S F, ZHANG J R, et al. Damping identification and uncertainty analysis for long-span-stayed bridges based on free vibration [J]. Journal of Applied Basic and Engineering Sciences, 2025, 33(1): 12-23.

收稿日期: 2025-03-14

收到修改稿日期: 2025-05-21

作者简介:

田 硕(2000-),女,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制,ts13333309024@163.com;

*通信作者:夏加宽(1962-),男,博士,教授,研究方向为永磁电机设计及其控制,sygdjxk@163.com。