

潜水推进器用内置式永磁同步电机全速域 无位置控制研究

赵博强, 王皓扬, 许志先, 于思洋*

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

Research on Full-Speed-Range Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Underwater Thrusters

Zhao Boqiang, Wang Haoyang, Xu Zhixian, Yu Siyang*

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

Abstract: [Objective] To address the stringent requirements of high reliability, strong robustness, and smooth full-speed-range control for underwater thruster drive systems in complex environments, a hybrid high-frequency square-wave injection method/sliding mode observer (HFI/SMO) sensorless control strategy is proposed. [Methods] A dual-mode switching strategy of HFI/SMO was adopted: the HFI was used in the zero/low-speed range, and the SMO based on a phase-locked loop was employed in the medium/high-speed range. Smooth transition was achieved through a weight-switching module. The dynamic and static performance of the proposed algorithm, as well as its engineering practicability, were verified through simulations. [Results] The simulation results demonstrated that the proposed hybrid HFI/SMO control strategy maintained high-precision control across the full speed range. At low speed (200 r/min), the speed fluctuation was maintained within ± 5 r/min ($\pm 2.5\%$ error). At high speed (3 000 r/min), the fluctuation was constrained within ± 8 r/min ($\pm 0.27\%$ error), achieving high-precision speed regulation standards. During acceleration from 0 to 3 000 r/min, the maximum tracking error was suppressed below 40 r/min without overshoot, exhibiting superior dynamic tracking performance. [Conclusion] The proposed hybrid HFI/SMO control strategy meets the precise speed regulation requirements of underwater thrusters, providing a practical solution for high-performance sensorless drives.

Key words: full-speed-range; sensorless control; high-frequency square-wave injection; weight-switching

摘要: [目的] 针对水下复杂环境对潜水推进器驱动系统高可靠性、强鲁棒性与全速域平稳控制的严苛要求, 提

出一种高频方波注入法/滑模观测器 (HFI/SMO) 混合无位置传感器控制策略。【方法】采用 HFI/SMO 双模式切换策略: 零低速域用 HFI, 中高速域用基于锁相环的 SMO, 通过权重切换模块实现平滑过渡。仿真验证了所提算法的动静态性能与工程实用性。【结果】仿真数据表明, 本文所提 HFI/SMO 混合控制策略在全速域内均保持了高精度控制。低速: 200 r/min 稳态运行时, 转速波动范围小于 ± 5 r/min, 误差 $\pm 2.5\%$ 。高速: 3 000 r/min 稳态运行时, 转速波动范围小于 ± 8 r/min, 误差 $\pm 0.27\%$, 达到高精度调速水平。在 0→3 000 r/min 的加速过程中, 最大跟踪误差未超过 40 r/min, 且无超调, 表现出优异的动态跟踪性能。【结论】本文所提 HFI/SMO 混合控制策略满足了潜水推进器精准调速的需求, 为高性能潜水推进器无位置传感器驱动提供了切实可行的解决方案。

关键词: 全速域; 无位置传感器控制; 高频方波注入; 权重切换

0 引言

作为实施海洋强国战略、构建现代化海洋产业体系的关键装备之一, 潜水推进器在深海探测、海洋资源勘查、水下作业及国防安全等领域扮演着不可或缺的角色。其驱动核心—永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)—凭借高功率密度、高效率及优异的转矩控制性能, 正成为推进系统高性能化的首选方案。推动潜水推进器技术发展, 提升其可靠性与智能化水平, 是落实国家“十四五”规划中关于海洋科技创新、保障海洋安全及发展海洋经济等战略部署, 并为实现 2035 年“关键核心技术实现重大突破”远景目标的实现提供支撑。

在复杂、高压、腐蚀性强且通信受限的水下环境中,系统可靠性、鲁棒性与全速域平稳运行能力至关重要。传统机械式位置传感器存在密封失效、信号易受干扰、安装复杂且长期可靠性不足等问题,严重制约了潜水推进器在严苛工况下的应用。无位置传感器控制技术通过算法实时估算转子位置与转速,不仅能够减少硬件成本、简化系统结构、提高功率密度,更能显著增强系统在恶劣环境下的生存能力与维护便利性。因此,研究一种能在全速域稳定、平滑、高动态响应的无位置传感器控制算法,对于提升潜水推进器整体性能与可靠性具有重要的理论意义与工程价值。

当前,针对PMSM的无位置传感器控制研究已形成多种技术路线,文献[1-7]提出了几种较为经典的无位置控制方案。传统滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)存在固有的高频抖振问题^[8],为抑制抖振,研究者们提出了多种改进方案,例如采用饱和函数、Sigmoid函数等连续函数替代符号函数^[9],使用低通滤波器过滤高频滤波^[10]等。

全速域控制的研究历程大致经历了从“单一策略拓展”到“多模式融合优化”两个阶段。早期研究主要致力于扩展基于转子磁场定向控制(Field-Oriented Control, FOC)^[11-12]或直接转矩控制^[13-15]等经典架构的调速范围。其核心是在基速以下采用最大转矩电流比^[16]等策略实现恒转矩输出,在基速以上通过引入复杂的弱磁控制^[17]算法来克服电压极限,维持恒功率或降功率运行,这一阶段的成果奠定了全速域运行的理论基础。

为进一步提升全速域控制的动态品质、抗扰能力和对不确定性的包容度,各种先进控制理论与智能方法被引入。滑模变结构控制^[18]、模型预测控制^[19-20]、自适应鲁棒控制^[21]等被用于设计速度或电流控制器,以改善系统的收敛速度和参数鲁棒性。同时,模糊逻辑^[22]、神经网络^[23]等智能算法被用于在线优化控制器参数、整定切换阈值或直接作为补偿器,以应对系统非线性和复杂环境扰动。

上述研究的共同目标是在全速域内实现高稳定、高可靠、高精度与快响应的控制性能。为实现全速域尤其是零速可靠起动与平滑运行,本文结合潜水推进器的实际工况需求,提出一种混合式控制策略:在零低速域采用对电机参数不敏感、适

于零速起动的高频方波注入法(High-Frequency Square-wave Injection, HFI);在中高速域采用基于锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)的SMO方法,该算法对电阻、电感参数扰动具有较强鲁棒性,且不依赖精确磁链参数。最后,通过设计平滑切换逻辑,将两种算法有机结合,以实现潜水推进器用PMSM在全速域范围内的稳定、可靠无位置传感器控制。

1 电机参数及其数学模型

本文以一台内置式永磁同步电机(Interior PMSM, IPMSM)为研究对象,系统参数如表1所示。

表1 IPMSM系统参数

Tab. 1 IPMSM system parameters

参数名称	参数值
直流母线电压 U_{dc}/V	311
电阻 R/Ω	0.04
d 轴电感 L_d/mH	130
q 轴电感 L_q/mH	235
极对数 p_n	4
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.05
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003 4
电流额定值 I_n/A	10
电压额定值 U_n/V	220

假设气隙磁场理想且忽略磁饱和和铁损,IPMSM在同步旋转坐标系下的数学模型如式(1)~(4)所示。其中,式(3)为电磁转矩方程,式(4)为机械运动方程。其结构框图如图1所示。

$$u_d = R_s i_d + L_d \dot{i}_d - \omega_e L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \dot{i}_q + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f \quad (2)$$

$$T_e = 1.5 p_n [(L_d - L_q) i_d + \psi_f] i_q \quad (3)$$

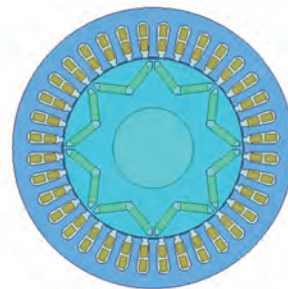


图1 IPMSM结构框图

Fig. 1 IPMSM structure block diagram

$$T_e - T_L = J\dot{\omega}_m + B_m\omega_m + C_m \text{sign}(\omega_m) \quad (4)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电压、电流、电感; R_s 为定子电阻; ω_e 、 ω_m 分别为电磁转速、机械转速; ψ_f 为永磁体磁链; T_e 为电磁转矩; p_n 为极对数; J 为转动惯量; B_m 、 C_m 分别为粘滞阻尼系数、库伦摩擦系数; T_L 为负载转矩; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

2 低速域无位置传感器控制

2.1 HFI

潜水推进器在零低速域运行时(如精细定位、平稳起动、低速巡航),传统反电动势观测方法因反电动势信号微弱而失效,无法实现可靠起动与稳定控制。针对这一问题,本章阐述适用于零低速域的 HFI 无位置传感器控制方法。该方法通过在估计的 d 轴注入高频电压信号,并解耦其电流响应来提取转子位置误差,具有对电机参数变化不敏感、零速下可带载起动的显著优势,尤其适合负载及系统参数可能存在波动的潜水推进器应用。

IPMSM 处于零低速域运行(5~10% 额定转速及以下)时,注入高频电压信号的频率远高于电频率,定子电阻 R_s 的分压以及反电动势 e 的数值远小于 L_{dq} 电感上的压降,可忽略,因此数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & \\ & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} pi_{dh} \\ pi_{qh} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: p 为微分算子; u_{dh} 、 u_{qh} 分别为注入到 d 、 q 轴的高频电压分量; i_{dh} 、 i_{qh} 为相应的高频电流响应分量。

选取 i_{dq} 为状态变量,为便于后续分析和推导,其状态方程可写为

$$\begin{bmatrix} pi_{dh} \\ pi_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & \\ & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.2 HFI 的高频电流响应

针对存在转子估计误差 $\tilde{\theta}_e$ 的 \hat{d} - \hat{q} 坐标系,注入高频方波电压信号,分析高频电流响应与转子误差 $\tilde{\theta}_e$ 之间的关系, \hat{d} - \hat{q} 坐标系与 d - q 坐标系、 α - β 坐标系之间的关系如图 2 所示。由图 2 可知:

$$\tilde{\theta}_e = \theta_e - \hat{\theta}_e \quad (7)$$

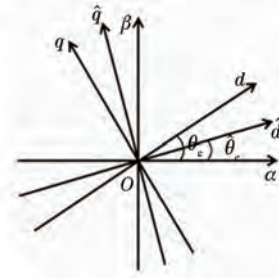


图 2 不同坐标系位置关系示意图

Fig. 2 Diagram of positional relationships between different coordinate systems

定义线性变换 T 为

$$T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin(-\theta) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

线性变换 T 将 d - q 坐标系逆时针旋转 θ 角度变为 α - β 坐标系,变换过程为

$$T(-\theta_e) \begin{bmatrix} pi_{dh} \\ pi_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} T^{-1}(-\tilde{\theta}_e) T(-\tilde{\theta}_e) \begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} pi_{ah} \\ pi_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin(-\theta_e) \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \tilde{\theta}_e & \sin \tilde{\theta}_e \\ \sin(-\tilde{\theta}_e) & \cos \tilde{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (10)$$

激励信号采用 \hat{d} 轴注入高频方波电压,其表达式为

$$\begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h(-1)^n \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

将高频激励信号代入式(11)中,整理可得:

$$\begin{bmatrix} pi_{ah} \\ pi_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_e \cos \tilde{\theta}_e}{L_d} + \frac{\sin \theta_e \sin \tilde{\theta}_e}{L_q} \\ \frac{\sin \theta_e \cos \tilde{\theta}_e}{L_d} - \frac{\cos \theta_e \sin \tilde{\theta}_e}{L_q} \end{bmatrix} \hat{u}_{dh} \quad (12)$$

式(12)为 α - β 坐标系下高频电流的微分方程,则高频电流前后两个控制周期的变化量如式(13)所示:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha h} \\ \Delta i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos \theta_e \cos \tilde{\theta}_e}{L_d} + \frac{\sin \theta_e \sin \tilde{\theta}_e}{L_q} \\ \frac{\sin \theta_e \cos \tilde{\theta}_e}{L_d} - \frac{\cos \theta_e \sin \tilde{\theta}_e}{L_q} \end{bmatrix} T_{\text{pwm}} \hat{u}_{dh} \quad (13)$$

由式(13)可知,高频方波电压注入需要转子具有凸极性的,如果 $L_d=L_q$,角度估计误差将无法被提取出来,无法进行PLL观测。为便于推导,定义共模电感/平均电感 ΣL 以及差模电感/半差电感 ΔL 如式(14)所示:

$$\Sigma L = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad \Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (14)$$

综上,得到:

$$\begin{bmatrix} p i_{\alpha h} \\ p i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L \cos \hat{\theta}_e - \Delta L \cos(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \\ \Sigma L \sin \hat{\theta}_e - \Delta L \sin(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \end{bmatrix} \frac{\hat{u}_{dh}}{L_d L_q} \quad (15)$$

考虑高频电量的变化量,则:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha h} \\ \Delta i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L \cos \hat{\theta}_e - \Delta L \cos(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \\ \Sigma L \sin \hat{\theta}_e - \Delta L \sin(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \end{bmatrix} \frac{\hat{u}_{dh}}{L_d L_q} \Delta T \quad (16)$$

式(16)中电流响应的包络线可以通过将电流变化量与高频激励信号经过符号函数处理后的输出相乘获得,如式(17)所示:

$$\begin{bmatrix} I_{\alpha h} \\ I_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L \cos \hat{\theta}_e - \Delta L \cos(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \\ \Sigma L \sin \hat{\theta}_e - \Delta L \sin(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \end{bmatrix} \frac{\hat{u}_{dh}}{L_d L_q} \Delta T \cdot \text{sign}(\hat{u}_{dh}) \quad (17)$$

考虑 $\Delta i_{\alpha h}$ 与 $\Delta i_{\beta h}$ 的包络线 $I_{\alpha h}$ 和 $I_{\beta h}$,PLL中鉴相器(Phase Detector,PD)环节得到的误差为

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -I_{\alpha h} \sin \hat{\theta}_e + I_{\beta h} \cos \hat{\theta}_e = \\ &= -\Delta L [\sin(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \cos \hat{\theta}_e - \\ &= \cos(\theta_e + \tilde{\theta}_e) \sin \hat{\theta}_e] \frac{f(\hat{u}_{dh})}{L_d L_q} \Delta T = \\ &= -\Delta L \sin(\theta_e + \tilde{\theta}_e - \hat{\theta}_e) \frac{f(\hat{u}_{dh})}{L_d L_q} \Delta T = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= -\Delta L \frac{f(\hat{u}_{dh})}{L_d L_q} \Delta T \sin(2\tilde{\theta}_e) \approx \\ &= -\Delta L \frac{f(\hat{u}_{dh})}{L_d L_q} \Delta T \cdot 2\tilde{\theta}_e \end{aligned} \quad (18)$$

式中: $f(u_{dh})$ 为高频方波电压激励函数。

由式(18)可知,若电机不具有凸极性($\Delta L=0$),则误差 $\varepsilon=0$,PLL将无法提取位置和转速的信息。

2.3 PLL 环节设计

PLL最初用于晶振时钟同步,包含3个环节:PD、低通滤波器(Low-Pass Filter,LPF)和压控振荡器(Voltage-Controlled Oscillator,VCO)。其中,PD检测误差,LPF滤除误差,VCO根据滤波值调整期望输出。在控制算法中,PLL的三个环节可等效为:前端误差比较(PD),中间PI调节(LPF),末端积分操作(VCO),如图3所示。

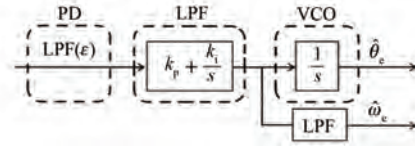


图3 PLL算法控制框图

Fig.3 PLL algorithm control block diagram

在PLL中,角度观测值 $\hat{\theta}_e$ 为核心,而电磁转速观测值 $\hat{\omega}_e$ 为副产品。但是, $\hat{\omega}_e$ 在FOC中至关重要,需要使用LPF对其进行滤波处理。

通过PD得到误差,并设计PLL的参数,完成PLL的搭建,最终输出无位置传感器预测角度 $\hat{\theta}_e$ 与转速观测值 $\hat{\omega}_e$ 。

3 高速域无位置传感器控制

3.1 反电动势滑模变结构观测器设计

潜水推进器运行于中高速域时,反电动势幅值显著增大,并蕴含丰富的转子位置信息。本章提出SMO与PLL相结合的无位置传感器控制方法,通过滑模面观测反电动势,并利用PLL提取平滑的位置与转速信息,具有动态响应快、对电机参数(定子电阻、电感)摄动鲁棒性强、不依赖于永磁体磁链精确值的突出优点,适合水下高速多变工况。

根据电压方程式(1)、(2),设计观测反电动

势的 SMO。首先,将电压方程改写为

$$\begin{cases} L_d \dot{i}_d = -R_s i_d + \omega_e L_q i_q + u_d \\ L_q \dot{i}_q = -R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \psi_f + u_q \end{cases} \quad (19)$$

设计 SMO 为

$$\begin{cases} L_d \hat{\dot{i}}_d = -R_s \hat{i}_d + \hat{\omega}_e L_q \hat{i}_q + u_d + kf(s_1) \\ L_q \hat{\dot{i}}_q = -R_s \hat{i}_q - \hat{\omega}_e L_d \hat{i}_d + u_q + kf(s_2) \end{cases} \quad (20)$$

式中: k 为滑模增益; $f(\cdot)$ 为变结构开关函数; s_1 、 s_2 为选取的滑模面。

为了阐述 SMO 的基本原理,选取最简单的 d 、 q 轴电流观测误差作为滑模面,如式(21)所示:

$$\begin{cases} s_1 = i_d - \hat{i}_d \\ s_2 = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \quad (21)$$

令 $f(\cdot) = \text{sign}(\cdot)$, 整定为 $f(\cdot) = \text{sat}(\cdot)$ 。其中, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数, $\text{sat}(\cdot)$ 为饱和函数。

综上,SMO 设计如式(22)所示:

$$\begin{cases} L_d \hat{\dot{i}}_d = -R_s \hat{i}_d + \hat{\omega}_e L_q \hat{i}_q + u_d + k \text{sat}(i_d - \hat{i}_d) \\ L_q \hat{\dot{i}}_q = -R_s \hat{i}_q - \hat{\omega}_e L_d \hat{i}_d + u_q + k \text{sat}(i_q - \hat{i}_q) \end{cases} \quad (22)$$

SMO 观测器的输出为

$$\begin{cases} \hat{e}_d = k \text{sat}(i_d - \hat{i}_d) \\ \hat{e}_q = k \text{sat}(i_q - \hat{i}_q) \end{cases} \quad (23)$$

3.2 SMO 稳定性证明

根据 Lyapunov 稳定性原理,观测器稳定的充要条件为:能量函数 $V(s) = s^2$ 正定,且 $V(s)$ 的导函数负定或者半负定(但不恒等于零)。物理上,意味着系统状态与平衡点的距离始终为正,并持续减小或者不增加(且永远不会停滞)。

证明式(22)的稳定性,选取能量函数如式(24)所示:

$$V(s_1, s_2) = \frac{1}{2}(s_1^2 + s_2^2) \quad (24)$$

其导数为

$$\dot{V}(s_1, s_2) = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 \quad (25)$$

将式(21)代入式(25),并且令其小于 0, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(s_1, s_2) = & (i_d - \hat{i}_d)(\dot{i}_d - \hat{\dot{i}}_d) + (i_q - \hat{i}_q)(\dot{i}_q - \hat{\dot{i}}_q) < 0 \end{aligned} \quad (26)$$

将式(22)、(19)代入式(26),求得 k 的具体指

标。当 k 足够大时,系统具有 Lyapunov 稳定性。

3.3 PLL

由 SMO 得到 d 、 q 轴反电动势观测值,如式(23)所示。当系统拥有准确的转子角度与转速观测值时,则:

$$\begin{cases} \hat{e}_d = 0 \\ \hat{e}_q = \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (27)$$

当角度存在偏差时, E_d 观测值不为 0, 可直接通过 PLL 算法得到转子位置与转速的观测值。相比传统方法依赖磁链精确值, PLL 直接处理 E_d 观测值, 具有更强的鲁棒性和参数适应性。SMO 通道 PLL 算法的控制框图如图 4 所示。

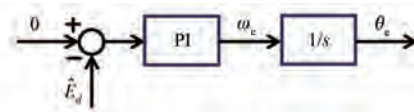


图 4 SMO 通道 PLL 控制框图

Fig. 4 SMO-PLL control block diagram

4 全速域无位置控制系统框图与算法切换

本文所提 IPMSM 全速域无位置传感器控制系统整体框图如图 5 所示。该系统采用双模式切换策略,在零低速域采用 HFI 获取转子位置,在中高速域采用 SMO-PLL 实现位置估计,通过权重切换模块实现两种算法的平滑过渡。

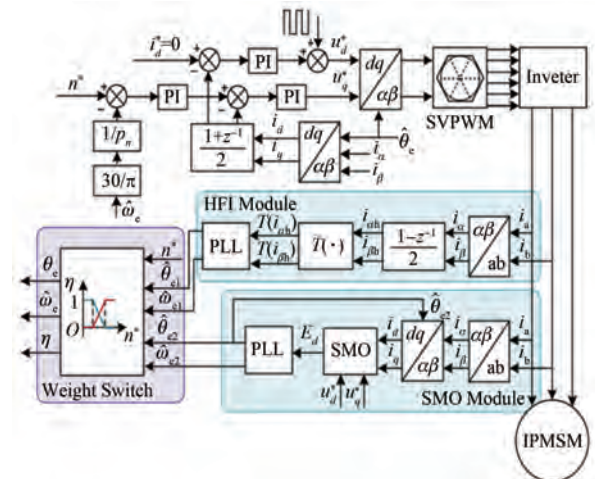


图 5 IPMSM 全速域无位置传感器控制系统整体框图

Fig. 5 Overall block diagram of IPMSM full-speed range sensorless control system

4.1 控制流程

系统采用 FOC 双闭环结构:外环为速度环,比较接收给定的转速指令 n_{ref} 和由无位置算法估算出的转速 n_{est} ,经速度 PI 调节器后输出 i_q^* 参考值和 i_d^* 参考值。

4.2 双模式位置/速度观测器设计

低速域观测(HFI+PLL):在估计转子 \hat{d} 轴上注入高频方波电压信号。通过调解响应 α - β 坐标系中的差分高频电流,提取转子位置误差信号,并输入至 PLL_1(HFI 通道),通过其内部的 PI 调节与积分环节,动态地修正估计误差,最终输出低速域下的转子位置观测值 θ_{HFI} 与电角速度观测值 $\omega_{e,HFI}$ 。该方法完全依赖电机的凸极效应,对电阻、磁链等参数变化不敏感,确保了低速及起动阶段的位置观测鲁棒性。

中高速域观测(SMO-PLL):基于 α - β 坐标系下的电压方程设计 SMO,输出为反电动势的估计值 $\hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta$ 。将估计值变换至旋转坐标系得到 \hat{e}_d 分量,将其输入至 PLL_2(SMO 通道),即可获得高速域下平滑、连续的转子位置观测值 θ_{SMO} 与电角速度观测值 $\omega_{e,SMO}$ 。此方法对定子电阻与电感参数摄动具有良好的鲁棒性。

4.3 基于转速的平滑切换策略

为实现全速域的无缝控制,系统引入一个关键的权重切换模块。该模块以最终输出 n_{est} 作为逻辑判断依据,对双观测通道的输出进行动态融合。

纯低速域($n_{est} \leq n_{low}$):当转速低于设定下限阈值 n_{low} 时,切换权重完全偏向 HFI 通道。即 $\theta_{est} = \theta_{HFI}$ 、 $\omega_{e,est} = \omega_{e,HFI}$,同时 HFI 注入信号使能。

纯高速域($n_{est} \geq n_{high}$):当转速高于设定上限阈值 n_{high} 时,切换权重完全偏向 SMO 通道。即 $\theta_{est} = \theta_{SMO}$ 、 $\omega_{e,est} = \omega_{e,SMO}$,同时 HFI 注入信号关闭以提升效率。

线性过渡域($n_{low} < n_{est} < n_{high}$):当转速介于高低阈值之间时,系统处于混合模式。定义一个与转速线性相关的权重系数 $\eta = (n_{est} - n_{low}) / (n_{high} - n_{low})$,则最终的观测值由两通道输出线性加权融合得到,如式(28)、(29)所示:

$$\theta_{est} = (1 - \eta) \cdot \theta_{HFI} + \eta \cdot \theta_{SMO} \quad (28)$$

$$\omega_{e,est} = (1 - \eta) \cdot \omega_{e,HFI} + \eta \cdot \omega_{e,SMO} \quad (29)$$

权重 η 从 0 到 1 平滑变化,保证了观测信号

在切换点处连续且导数连续,避免了因观测值跳变引起的转矩与转速冲击。

5 Simulink 仿真

为验证本文提出的全速域无位置传感器控制策略的有效性与优越性,在 Matlab/Simulink 平台搭建了仿真模型,分别对单一 HFI 控制、单一 SMO 控制以及本文所提 HFI/SMO 平滑切换控制进行测试。仿真用 IPMSM 参数如表 1 所示,控制周期为 100 μ s,负载转矩为 2 N·m,速度指令为从 0 至 3 000 r/min 的斜坡给定。

5.1 全速域 HFI 控制仿真结果

采用单一 HFI 进行全速域控制的仿真结果如图 6 所示。图中,系统在零速下能带载稳定起动,在低速阶段(0~430 r/min)转速跟踪良好、波动较小,证明了 HFI 在零低速域的有效性。

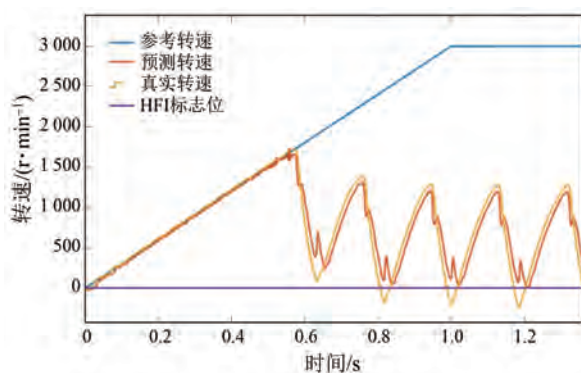


图 6 采用单一 SMO 进行全速域控制的仿真结果及其放大图

Fig. 6 Simulation results of full-speed domain control using a single SMO and the corresponding magnified views

当转速进入中高速域后,系统性能显著下降,转速出现明显周期性波动,跟踪误差增大。HFI 控制受到强大基波反电动势的严重干扰,导致 PLL 鉴相器输入误差信号的信噪比急剧下降,位置观测精度严重退化,进而引发转速振荡与系统失稳风险。此外,持续注入高频电压在中高速域也会引入额外损耗,降低系统效率。因此,单一 HFI 控制无法胜任全速域,尤其不适合中高速域运行。

5.2 全速域 SMO 控制仿真结果

采用单一 SMO 进行全速域控制的仿真结果及其放大图如图 7 所示。单一 SMO 在起动及低

速域运行阶段(0~10%额定转速)完全失效,反电动势幅值极小,无法起动电机。本文为验证 SMO 在低速域的观测精度误差,在零速到极低转速采用正常转子观测器起动电机,其在低速域的观测精度如图 7 放大图所示。

在中高速域(480 r/min 以上),SMO 转速响应迅速、跟踪准确且平滑,优势明显。SMO 的观测精度依赖反电动势幅值,零速时反电动势趋近于零,滑模运动无法建立。因此,单一 SMO 控制虽擅长中高速域,却无法满足零速起动的的基本要求。

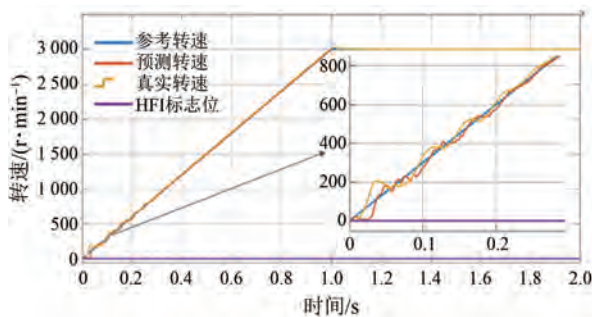


图 7 采用单一 HFI 进行全速域控制的仿真结果

Fig. 7 Simulation results of full-speed domain control using a single HFI

5.3 HFI/SMO 平滑切换控制仿真结果与优越性分析

本文所提 HFI/SMO 平滑切换控制策略的仿真结果及其 HFI 标志位信号如图 8 所示。图中, HFI 标志位在 0.19 s 由 1 变为 0,标志着 HFI 算法的关闭。系统成功实现了零速带载平稳起动,并在加速至 3 000 r/min 及稳态运行的全过程中保持优异性能。

由图 8 可知,本文所提控制策略在全速域内

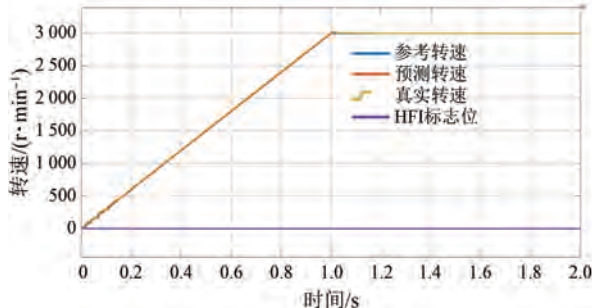


图 8 HFI/SMO 平滑切换控制策略的仿真结果及其 HFI 标志位信号

Fig. 8 Simulation results of the HFI/SMO smooth switching control strategy and its HFI flag signal

均保持了高精度控制。低速:200 r/min 稳态运行时,转速波动范围小于 ± 5 r/min,误差 $\pm 2.5\%$ 。高速:3 000 r/min 稳态运行时,转速波动范围小于 ± 8 r/min,误差 $\pm 0.27\%$,达到高精度调速水平。在 0→3 000 r/min 的加速过程中,最大跟踪误差未超过 40 r/min,且无超调,表现出优异的动态跟踪性能。

6 结语

针对水下复杂环境对潜水推进器驱动系统高可靠性、强鲁棒性与全速域平稳控制的严苛要求,本文提出 HFI/SMO 混合控制策略,通过全速域精准预测解决了应用范围的问题,通过高精度控制(稳态误差 $<0.3\%$)满足了潜水推进器精准调速的需求,通过双重鲁棒性保障了在复杂水下环境中的可靠运行。仿真结果充分验证了该策略相较传统单一方法的优越性,为高性能潜水推进器无位置传感器驱动提供了切实可行的解决方案。

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

赵博强进行了方案设计、仿真研究、内容总结与论文撰写,王皓扬、许志先进行了内容总结,于思洋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, simulation research, content summarization, and paper writing were conducted by Zhao Boqiang. The content summarization was performed by Wang Haoyang and Xu Zhixian. The paper review and modification were participated in by Yu Siyang. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

[1] 张国强. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.

Zhang G Q. Research on position sensorless control

- for IPMSM drives [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2017.
- [2] 刘力卿, 么军, 贺春, 等. 内置式永磁同步电机全速域无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(4): 356-366.
- Liu L Q, Yao J, He C, et al. Full-speed-range position sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(4): 356-366.
- [3] Kim S, Im J-H, Song E-Y, et al. A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6499-6509.
- [4] 赵毅恒, 宁博文, 卢少武, 等. 基于 I/F 启动和扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机全速域无传感器控制方法[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(2): 1-7+19.
- Zhao Y H, Ning B W, Lu S W, et al. Full speed sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on I/F starting and extended Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(2): 1-7+19.
- [5] 杨永杰, 刘旭东. 基于改进滑模方法的永磁同步电机宽速范围无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7): 7-13.
- Yang Y J, Liu X D. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motors in wide speed range based on improved sliding mode method [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(7): 7-13.
- [6] 任建, 王淑红, 黄济文, 等. 基于参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 8-15.
- Ren J, Wang S H, Huang J W, et al. Position sensorless control of permanent magnet synchronous motor with parameter identification [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 8-15.
- [7] 周双飞, 黄海波, 简炜. Luenberger 观测器在永磁同步电机无传感器控制中的应用研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(10): 59-62+66.
- Zhou S F, Huang H B, Jian W. Research on the application of Luenberger observer in sensorless control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(10): 59-62+66.
- [8] Bao D Y, Pan X W, Wang Y, et al. Adaptive synchronous-frequency tracking-mode observer for the sensorless control of a surface PMSM [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6460-6471.
- [9] Qiao Z W, Shi T N, Wang Y D, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 710-719.
- [10] Kim H, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4069-4077.
- [11] 陈荣. 永磁同步电机伺服系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2005.
- Chen R. Research on permanent magnet synchronous motor servo system [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2005.
- [12] 王正, 常浩. 永磁同步电机矢量控制系统研究[J]. 沈阳工业大学学报, 2007, 29(3): 307-311.
- Wang Z, Chang H. Research on vector control system of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Shenyang University of Technology, 2007, 29(3): 307-311.
- [13] 田淳, 胡育文. 永磁同步电机直接转矩控制系统理论及控制方案的研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(1): 7-11.
- Tian C, Hu Y W. Study of the scheme and theory of the direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(1): 7-11.
- [14] 贾洪平, 孙丹, 贺益康. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 134-138.
- Jia H P, Sun D, He Y K. The PMSM DTC based on variable structure sliding mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20): 134-138.
- [15] 孙丹, 贺益康. 基于恒定开关频率空间矢量调制的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 112-116.
- Sun D, He Y K. Space vector modulated based constant switching frequency direct torque control for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12): 112-116.

- [16] 李长红, 陈明俊, 吴小役. PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(21): 169-174.
Li C H, Chen M J, Wu X Y. Study of a maximum torque per ampere control strategy for PMSM [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(21): 169-174.
- [17] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华, 等. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 74-79.
Sheng Y F, Yu S Y, Gui W H, et al. Field weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor for rail vehicle [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(9): 74-79.
- [18] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.
Liu J K, Sun F C. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(3): 407-418.
- [19] 席裕庚, 李德伟, 林姝. 模型预测控制——现状与挑战[J]. 自动化学报, 2013, 39(3): 222-236.
Xi Y G, Li D W, Lin S. Model predictive control—Status and challenges [J]. Acta Automatica Sinica, 2013, 39(3): 222-236.
- [20] 张懿, 徐斌, 魏海峰, 等. 新型模型参考自适应的 PMSM 无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 157-167.
Zhang Y, Xu B, Wei H F, et al. New model reference adaptive deadbeat predictive current control of PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 157-167.
- [21] 康尔良, 李公达, 董新宝. 基于改进重复控制+LADRC 的 PMSM 电流谐波抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(7): 96-107.
Kang E L, Li G D, Dong X B. PMSM current harmonic suppression strategy based on improved repetitive control and LADRC [J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(7): 96-107.
- [22] 杨书生, 钟宜生. 永磁同步电机转速伺服系统鲁棒控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(3): 84-90.
Yang S S, Zhong Y S. Robust controller design for PMSM speed servo systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(3): 84-90.
- [23] 李耀华, 赵承辉, 周逸凡, 等. 基于数据驱动的永磁同步电机深度神经网络控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 115-125.
Li Y H, Zhao C H, Zhou Y F, et al. Deep neural network control for PMSM based on data drive [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(1): 115-125.

收稿日期:2026-03-06

收到修改稿日期:2026-03-19

作者简介:

赵博强(2001—),男,硕士研究生,研究方向为高品质永磁及特种电机,1240413672@163.com;

* 通信作者:于思洋(1988—),男,博士,副教授,研究方向为高品质永磁及特种电机系统,yusy@sut.edu.cn。