

潜油永磁同步电机的自抗扰控制技术研究

赵卓群¹, 赵 辉^{2*}, 吴 频³, 刘玉贵³, 夏秀文³, 王建宝³, 郑利华²

(1. 天津中德应用技术大学 机械工程学院, 天津 300280;

2. 天津理工大学 电气工程与自动化学院, 天津 300384;

3. 中国石油集团渤海石油装备制造有限公司, 天津 300280)

Research on Active Disturbance Rejection Control Technology for Submersible Permanent Magnet Synchronous Motor

ZHAO Zhuoqun¹, ZHAO Hui^{2*}, WU Pin³, LIU Yugui³, XIA Xiuwen³,
WANG Jianbao³, ZHENG Lihua²

(1. School of Mechanical Engineering, Tianjin Sino-German University of Applied Sciences,
Tianjin 300280, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China;

3. CNPC Bohai Equipment Manufacturing Co., Ltd., Tianjin 300280, China)

Abstract: [Objective] The submersible permanent magnet synchronous motor (SPMSM) offers advantages such as high safety, reliability, efficiency, and fast response, making it an ideal replacement for low-efficiency asynchronous submersible motors. Its control performance directly affects the stability of submersible electric pumps and the efficiency of oil extraction. However, due to the harsh working conditions in oil wells, installing position sensors in submersible motors is impractical. To address this issue, this study establishes a mathematical model of the motor under high-frequency excitation and proposes a sensorless active disturbance rejection control (ADRC) strategy using the high-frequency square-wave injection method. [Methods] A filterless approach was employed to separate fundamental and high-frequency current signals, allowing the extraction of rotor position information from high-frequency current signals. To enhance the accuracy of speed estimation in the medium- and high-speed range, a Luenberger observer with error feedback correction was implemented to reduce observation errors in motor speed and rotor position. Additionally, analyzing the influence of uncertain disturbances on the system, on the basis of that, a speed regulator based on ADRC was designed and integrated into the vector control system. [Results] To verify the performance of the high-frequency square-wave

injection method based on ADRC technology at low speeds, a system simulation model was developed using Matlab/Simulink. The simulation results indicated that the proposed system exhibited excellent speed-tracking performance and high rotor position estimation accuracy, with a fast dynamic response and high steady-state accuracy. Furthermore, the control algorithm effectively followed the actual speed under sudden load disturbances and restored stability within a short period, validating the effectiveness and feasibility of the proposed control strategy. [Conclusion] The proposed method successfully mitigates the impact of load disturbances across a wide speed regulation range.

Key words: submersible permanent magnet synchronous motor; active disturbance rejection control; sensorless control; extended state observer; Luenberger observer; high-frequency square-wave voltage injection method

摘 要: [目的]潜油永磁同步电机(SPMSM)具有安全可靠、效率高及响应速度快等优势,是取代效率低下的异步潜油电机的最佳机型,其控制性能直接影响潜油电泵的稳定性及采油效率。针对油井工作环境恶劣导致潜油电机不适合安装位置传感器的问题,本文在建立高频激励电机数学模型的基础上,提出一种基于高频方波注入法的永磁同步电机无位置传感器自抗扰控制(ADRC)方案。[方法]通过采用无滤波器法分离基频和高频电流信号,获取包含转子位置信息的高频电流信号;通过采用基于误差反馈修正的龙伯格观测器来消除电机转速和转子位

基金项目:天津市重点研发计划项目(19YFZCSN00360)

Tianjin Key Research and Development Plan Project
(19YFZCSN00360)

置的观测误差,提高中高速阶段的转速估计精度。同时,研究了不确定性扰动对系统的影响机理,并在此基础上,将 ADRC 技术应用于矢量控制系统中,设计了基于 ADRC 的速度调节器。【结果】为验证基于 ADRC 技术的高频方波注入法在低转速时的性能,基于 Matlab/Simulink 搭建系统仿真模型。仿真结果表明,该系统具有良好的转速跟踪性能以及转子位置观测精度,动态响应快、稳态精度高;同时,该控制算法在突加负载时能有效地跟随实际转速,并能够在较短的时间内恢复稳定,验证了所提出的控制策略的有效性及其可行性。【结论】本文所提方法在宽调速范围内具有消除负载扰动影响的能力。

关键词: 潜油永磁同步电机; 自抗扰控制; 无位置传感器; 扩张状态观测器; 龙伯格观测器; 高频方波电压注入法

0 引言

潜油永磁同步电机 (Submersible Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM) 具有控制精度高、响应速度快、效率高及功率因数高等优点,适用于稳态精度要求高、调速范围宽的应用场合^[1-2]。其控制性能直接影响潜油电泵的稳定性及采油效率^[3],成为国内外的研究热点。由于潜油电机一般在 1~5 km 的油井下工作,面临高温、高压及高含沙量等恶劣环境的考验^[4-5],加之其本身细长型的特殊结构对电机的直径有严格的限制^[6],导致 SPMSM 不适合安装位置传感器。因此,研发性能稳定、控制精确的无位置传感器控制的永磁同步电机,并将其成功应用在潜油电机驱动的潜油泵采油系统中,成为目前急需解决的问题^[7]。

实现 SPMSM 无位置传感器控制的关键是获取转子信息。其中,利用转子凸极效应获取转子信息的方法称为高频信号注入法^[8],该方法低速估计效果较好但中高速阶段的转速估计效果不佳;模型参考自适应法^[9]适用于电机参数变化不大的情况,否则将产生较大的估计误差;滑模观测器法^[10-11]响应速度快、对参数变化和外部扰动具有较强的鲁棒性,缺点是受切换函数的影响,可能产生抖振现象和观测误差;扩展卡尔曼滤波法^[12]通过线性化非线性函数来逼近真实系统的状态方程和观测方程,具有较高的估计精度,缺点是矩阵求逆运算计算复杂度高,对初始条件敏感。此外,

SPMSM 工作环境复杂,外界随机扰动严重干扰其工作性能,需要采用先进控制技术解决扰动抑制问题,提高控制精度和可靠性。

针对上述问题,本文首先研究了不确定性扰动对系统的影响机理,在建立高频激励电机数学模型的基础上,提出一种基于改进的高频方波注入法的电机位置传感器控制方案。采用无滤波器方法分离基频和低频电流信号,通过龙伯格观测器消除观测误差,提高整个转速范围的转速估计精度。同时,将自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 技术应用于矢量控制系统中,设计基于 ADRC 的速度调节器。最后,通过仿真验证了所提无位置传感器控制策略的有效性及其可行性。

1 ADRC 技术

ADRC 是一种不依赖于控制对象模型、不需要区分系统内外扰动的新型控制算法^[13]。常用的 ADRC 控制器主要包括跟踪微分器 (Tracking Differentiator, TD)、扩张状态观测器 (Extended State Observer, ESO) 和非线性状态误差反馈 (Nonlinear State Error Feedback, NLSEF) 控制律三部分^[14-15]。其中,TD 主要用于信号提取;ESO 是 ADRC 的核心,一方面用于跟踪系统中的重要状态变量,另一方面对系统模型内外扰动进行补偿,提高系统鲁棒性;NLSEF 控制律将 TD 输出的状态变量与 ESO 状态估计值之间的误差作为输入,将 ESO 的总扰动补偿值得到的输出作为控制器的控制量。

对于受未知扰动影响的不确定控制对象,ADRC 系统结构原理如图 1 所示^[16]。

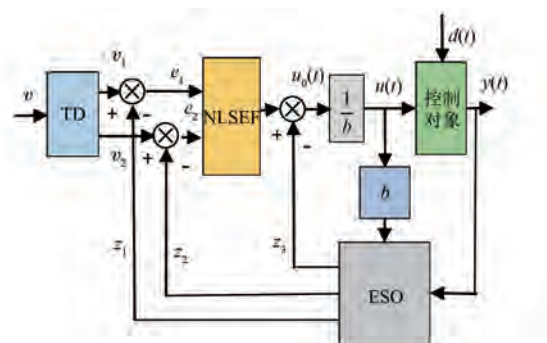


图 1 ADRC 系统结构原理图

Fig. 1 Structure diagram of the ADRC system

图1中, v 为 TD 的输入信号; v_1 、 v_2 为 TD 的输出信号; z_1 、 z_2 和 z_3 分别为 ESO 的三个输出信号; e_1 为 v_1 与 z_1 的差值; e_2 为 v_2 与 z_2 的差值; $y(t)$ 为系统的输出信号; $d(t)$ 为作用在系统上的外部扰动信号; $u(t)$ 为施加给控制对象的控制信号; $u_0(t)$ 为 NLSEF 输出与 z_3 的差值; b 为可调整控制增益。

1.1 TD

TD 是 ADRC 控制器的第一个环节,能够快速跟踪系统参考输入,同时根据控制器的命令获得近似差分信号,其跟踪过程有效解决了经典比例积分微分 (Proportional Integral Derivative, PID) 控制技术在超调和快速性中难以协调的问题,减少了系统的超调量^[17]。经典微分器的复频域形式为

$$\begin{cases} V_1(s) = \frac{s}{Ts + 1} V(s) = \frac{1}{T} \left(1 - \frac{1}{Ts + 1} \right) V(s) \\ V_2(s) = s V_1(s) \end{cases} \quad (1)$$

式中: s 为复变量; T 为周期。

时域表达式为

$$\begin{cases} v_1(t) \approx \frac{1}{T} [v(t) - v(t - T)] \approx \dot{v}(t) \\ v_2(t) = \dot{v}_1(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $v(t)$ 为微分器的输入信号; $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ 为微分器的输出信号。

当输入信号叠加随机噪声 $n(t)$ 时,则:

$$v_1(t) \approx \frac{1}{T} [v(t) - v(t - T)] + \frac{n(t)}{T} \approx \dot{v}(t) + \frac{n(t)}{T} \quad (3)$$

T 越小,对输出噪声的放大作用就越明显。设二阶微分方程为

$$\begin{cases} \dot{v}_1(t) = v_2(t) \\ \dot{v}_2(t) = u[v_1(t), v_2(t)], |u[v_1(t), v_2(t)]| \leq r \end{cases} \quad (4)$$

式中: u 为 $\dot{v}_1(t)$ 和 $\dot{v}_2(t)$ 的函数; r 为 u 的绝对值上限,为正常数。

式(4)的快速最优控制系统为

$$\begin{cases} \dot{v}_1(t) = v_2(t) \\ \dot{v}_2(t) = -r \cdot \text{sign}[v_1(t) + v_2(t) | v_2(t) | / 2r] \end{cases} \quad (5)$$

直接采用 TD 进行计算, $v_2(t) | v_2(t) |$ 项易使

系统在进入稳态时产生高频颤振。因此,考虑 TD 的离散形式:

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + hu[v_1(t), v_2(t)], |u[v_1(t), v_2(t)]| \leq r \end{cases} \quad (6)$$

式中: k 为步长; h 为积分步长。

对式(6)求快速控制最优综合函数得到离散系统:

$$\begin{cases} v_1(t+h) = v_1(t) + hv_2(t) \\ v_2(t+h) = v_2(t) + h \cdot \text{fst}[v_1(t) - v(t), v_2(t), r, h_0] \end{cases} \quad (7)$$

式中: h_0 为滤波因子,主要对噪声进行滤波。

取适当大于 h 的参数,可消除 $v_1(t)$ 曲线进入稳态时刻的超调现象。

1.2 ESO

状态观测器根据测得的系统输入和输出进行状态观测^[18]。设二阶线性控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_1 x_1 + a_2 x_2 + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (8)$$

式中: x_1 、 x_2 为状态变量; y 为输出变量; u 为控制输入; a_1 、 a_2 和 b 为相关增益。

式(8)对应的系统为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 + l_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = (a_1 z_1 + a_2 z_2) - l_2 e_1 + bu \end{cases} \quad (9)$$

式中: l_1 、 l_2 为可调整系数。

系统与原始系统之间的误差方程为

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - x_1, e_2 = z_2 - x_2 \\ \dot{e}_1 = -l_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = (-l_2 + a_1) e_1 + a_2 e_2 + bu \end{cases} \quad (10)$$

选择 l_1 、 l_2 使误差系数式(10)稳定,则式(9)成为式(8)所示二阶系统的状态观测器。

1.3 NLSEF 控制律

TD 和 ESO 分别产生跟踪信号和状态变量, NLSEF 控制律利用跟踪信号和变量构造函数来求解控制量^[19],如式(11)所示:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0(t) = k_1 f_1(e_1, t) + k_2 f_2(e_2, t) \\ u(t) = u_0(t) - z_3(t) / b \end{cases} \quad (11)$$

式中: $e_i (i=1,2)$ 为二者估计值之差; $f_i(e_i, t)$ 为非线性函数; $u_0(t)$ 为系统控制量; $-z_3(t)/b$ 为补偿干扰。

2 ADRC 控制器设计

由电机机械运动方程和转矩方程可得电机转速输出状态方程, 如式 (12) 所示:

$$\dot{\omega}_e = \frac{3n_p \psi_f i_q}{2J} - \frac{B\omega_e}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (12)$$

式中: ω_e 为电机转子角速度; J 为电机转动惯量; ψ_f 为转子磁链; n_p 为电机极对数; i_q 为 q 轴电流; T_L 为负载转矩; B 为黏滞系数。

设扰动为 $a(t)$, 相关增益系数为 b , 则:

$$a(t) = -\frac{B}{J}\omega_e - \frac{T_L}{J} \quad (13)$$

$$b = \frac{3n_p \psi_f}{2J} \quad (14)$$

则转速环状态方程可改写为

$$\dot{\omega}_e = bi_q + a(t) \quad (15)$$

由式 (13) 可知, $a(t)$ 表示永磁同步电机的运动阻尼系数、转动惯量和外部扰动。根据自抗扰原理设计的一阶 ADRC 控制器结构图如图 2 所示。

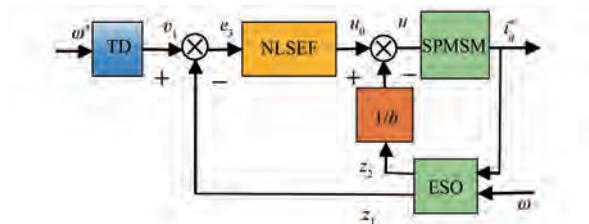


图 2 一阶线性 ADRC 控制器结构图

Fig. 2 Structure diagram of the first-order linear ADRC controller

TD 表达式:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - \omega^* \\ \dot{v}_1 = -re_1 \end{cases} \quad (16)$$

ESO 表达式:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_2 + bu \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e_2 \end{cases} \quad (17)$$

NLSEF 表达式:

$$\begin{cases} e_3 = v_1 - z_1 \\ u_0 = ke_3 \\ u = u_0 - z_2/b \end{cases} \quad (18)$$

式中: ω^* 为角速度给定; v_1 为跟踪信号; ω 为实际电机角速度; r 为微分系数; β_1, β_2 为相关增益系数; k 为 NLSEF 的增益; u_0 为 NLSEF 的输出。

3 高频激励下的 SPMSM 模型

SPMSM 在 d, q 坐标系下的数学模型可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\psi_d & 0 \\ 0 & p\psi_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_e \psi_q \\ \omega_e \psi_d \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: u_d, u_q, i_d, i_q 和 L_d, L_q 分别为 d, q 坐标系下电压分量、电流分量和电感瞬时值; R 为定子电阻; ψ_d, ψ_q 分别为转子 d, q 轴磁链。

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

将式 (20) 代入式 (19) 中, 电压方程可表示为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega_e \psi_q \\ \omega_e \psi_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (21)$$

将式 (21) 变换到静止坐标系下, 则:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_e & -L_2 \sin 2\theta_e \\ -L_2 \sin 2\theta_e & L_1 - L_2 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中: $L_1 = (L_d + L_q)/2$ 为平均电感; $L_2 = (L_d - L_q)/2$ 为半差电感; θ_e 为电机转子电磁转角。

静止坐标系下的电感矩阵为

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta_e & -L_2 \sin 2\theta_e \\ -L_2 \sin 2\theta_e & L_1 - L_2 \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \quad (24)$$

从式 (24) 可以看出, 该电感矩阵包含转子位置的信息 θ_e 。

4 改进的高频方波电压注入法

针对高频方波电压注入法带来的损耗和噪声问题,分别从载波信号分离、位置误差信号提取和转子位置观测器三个方面进行改进。

4.1 载波信号分离

使用低通滤波器和带通滤波器分离旋转电压注入法和脉振电压注入法中的高频信号^[20],滤波器的使用不仅影响观测精度,还会减小系统带宽。相比之下,方波注入法通过数学法即可将高频电流与基频电流分离,在节省滤波器的同时,提高了注入频率,可有效减少噪声并提高控制系统的性能。将高频方波注入到调速系统后,得到电流响应信号 $i_{\alpha\beta}$ 可表示为

$$i_{\alpha\beta} = i_{\alpha\beta l} + i_{\alpha\beta h} \quad (25)$$

式中: $i_{\alpha\beta l}$ 、 $i_{\alpha\beta h}$ 分别为基频电流、高频电流。

图3为脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)载波、注入的高频方波电压和感应的高频电流的关系图。PWM载波频率等于采样频率,高频注入频率为采样频率的一半。

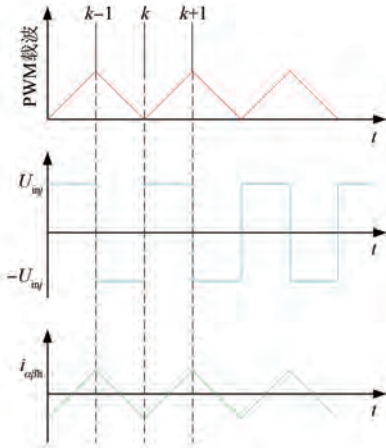


图3 电流响应关系图

Fig. 3 Diagram of current response relationship

U_{inj} 为注入的高频方波电压信号,具有幅值相等、上下对称的特性,随着高频方波信号的加入,高频电流信号也随之产生,采样时刻如图3的虚线所示。电流在一个注入周期内被采样两次,两个相邻时刻 $k-1$ 、 k 的采样电流可表示为

$$i_{\alpha\beta}(k-1) = i_{\alpha\beta l}(k-1) + i_{\alpha\beta h}(k-1) \quad (26)$$

$$i_{\alpha\beta}(k) = i_{\alpha\beta l}(k) - i_{\alpha\beta h}(k) \quad (27)$$

由于注入高频信号的频率远高于电机自身的基波频率,且前后两次采样时间间隔极短,所采两

次电流可近似看作幅值相同、方向相反,因此基频和低频信号可由式(28)和式(29)表示:

$$i_{\alpha\beta l}(k) = \frac{i_{\alpha\beta}(k) + i_{\alpha\beta}(k-1)}{2} \quad (28)$$

$$i_{\alpha\beta h}(k) = \frac{i_{\alpha\beta}(k) - i_{\alpha\beta}(k-1)}{2} \quad (29)$$

从式(28)和式(29)可知,通过前后两次电流采样值相加减,就可以将基频电流和高频电流分离,避免使用滤波器。但由于式(25)忽略了谐波电流,实际得到的电流值中会存在噪声。图4为无滤波器载波信号分离原理图。

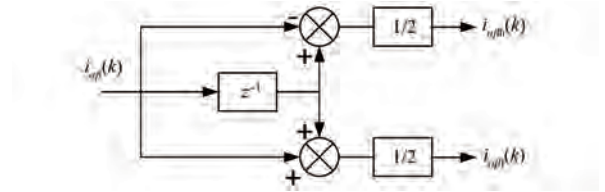


图4 无滤波器载波信号分离原理图

Fig. 4 Schematic diagram of carrier signal separation

4.2 位置误差信号提取

观测坐标与实际坐标系下两相旋转电压的转换关系如式(30)所示:

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{err} & \sin \theta_{err} \\ -\sin \theta_{err} & \cos \theta_{err} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (30)$$

式中: u_{dh} 、 u_{qh} 为高频电压分量; $\hat{u}_{dh}$ 、 $\hat{u}_{qh}$ 分别为 u_{dh} 、 u_{qh} 的观测值。

当注入的电压频率远高于电机的基波频率时,反电动势和电阻引起的压降可以忽略不计,因此电机的高频数学模型可简化为

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (31)$$

式中: i_{dh} 、 i_{qh} 为高频电流分量。

将式(30)变换到 α 、 β 坐标系并改写为电流方程:

$$p \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}^{-1} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_{err} & \sin \theta_{err} \\ -\sin \theta_{err} & \cos \theta_{err} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{dh} \\ \hat{u}_{qh} \end{bmatrix} \quad (32)$$

注入高频方波后,式(32)可表示为

$$p \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{\hat{u}_{dh}}{\omega_h L_d L_q} \begin{bmatrix} L_1 \cos \hat{\theta}_e - L_2 \cos(\hat{\theta}_e + \theta_{err}) \\ L_1 \sin \hat{\theta}_e - L_2 \sin(\hat{\theta}_e + \theta_{err}) \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中: ω_h 为高频方波角频率; $\hat{\theta}_e$ 为转子位置角的观测值。

采用高频注入时电机可能会出现凸极特性, 两相静止坐标系下的高频电流包络线为正弦波, 当转子位置收敛至实际值, 即 $\theta_{err} = 0$ 时则:

$$P \begin{bmatrix} i_{ah} \\ i_{bh} \end{bmatrix} = \frac{\hat{u}_{dh}}{\omega_h L_d} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e \\ \sin \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (34)$$

利用差分代替微分, 并加入符号函数判断方波的极性, 从中提取出高频电流的包络线:

$$\begin{bmatrix} I_{ah} \\ I_{bh} \end{bmatrix} = \text{sign}(U_{inj}) \cdot \begin{bmatrix} \Delta i_{ah} \\ \Delta i_{bh} \end{bmatrix} \quad (35)$$

式(34)中, 固定系数与观测角度正余弦值乘积代表电流包络线, 可通过叉乘运算再作差得到仅包含转子位置误差的信息, 可表示为

$$\varepsilon = \frac{I_{bh} \cos \hat{\theta}_e - I_{ah} \sin \hat{\theta}_e}{\sqrt{I_{ah}^2 + I_{bh}^2}} = \lambda \cdot \sin \theta_{err} \approx \lambda \theta_{err} \quad (36)$$

式中: λ 为固定常数。

将得到的角度误差输入转速观测器, 计算电机的转速与转子角度信息, 消除误差。信号分离与误差提取原理如图 5 所示。图中, $\hat{\omega}_e$ 为转子角速度观测值。

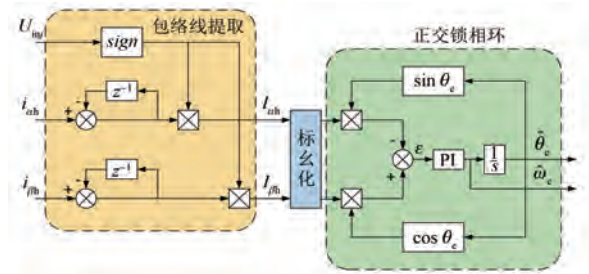


图 5 信号分离与误差提取原理图

Fig. 5 Schematic diagram of signal separation and error extraction

4.3 转子位置观测器

在提取到转子位置误差后, 即可通过转子位置观测器估算电机转速和转子位置, 观测器性能的好坏会影响最终的观测精度。锁相环 (Phase Locked Loop, PLL) 和龙伯格观测器为两种常见的观测器。

(1) PLL

用于比较输出与输入相位差的反馈系统称为 PLL。通过外部输入信号控制环路内振荡信号的

频率和相位, 使振荡信号与参考信号同步。当系统稳定时, 误差值也趋于 0, 此时将状态锁定, PLL 的结构如图 6 所示^[21]。

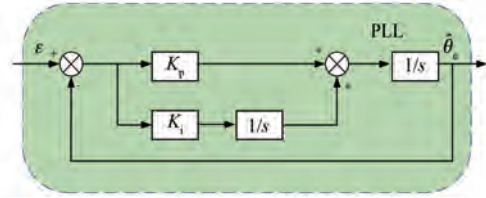


图 6 PLL 结构原理图

Fig. 6 Schematic diagram of PLL structure

(2) 龙伯格观测器

龙伯格观测器是一种基于误差反馈修正的观测器模型, 其主要原理是将电机输出信号与实际信号之差进行反馈, 从而修正状态变量。利用机械方程和电磁转矩方程构造观测器, 将转子位置误差作为输入, 转矩作为前馈输入, 调节参数使系统趋于稳定, 消除误差, 从而计算出位置和转速^[22]。其原理结构如图 7 所示。

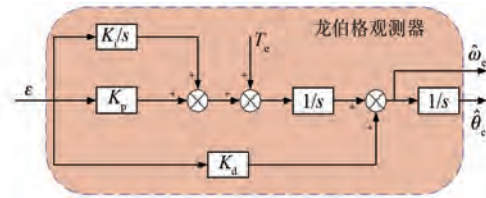


图 7 龙伯格结构原理图

Fig. 7 Schematic diagram of Luenberger structure

龙伯格观测器克服了 PLL 调节参数能力有限的弊端, 动态响应快、估算精度高, 适用于估计转子位置信息。

5 仿真分析

为验证基于 ADRC 技术的高频方波注入法在低转速时的性能, 基于 Matlab/Simulink 搭建系统仿真模型, 如图 8 所示。其中, 观测器带宽 $\omega_0 = 25$, $\beta_1 = 50$, $\beta_2 = 625$, $k = 5$; $b = 5/3$ 。控制电机参数如表 1 所示。

在仿真试验中, 逆变器的开关频率为 10 kHz, 注入频率为 5 kHz, 幅值为 80 V, 电机参考转速为 200 r/min。电机空载起动, 仿真结果如图 9 和图 10 所示。

图 9 和图 10 分别为电机转速对比、位置对比及其误差图。电机在起动阶段转速误差较大, 最大转速误差为 2.9 r/min, 最大位置误差为 0.2 rad。

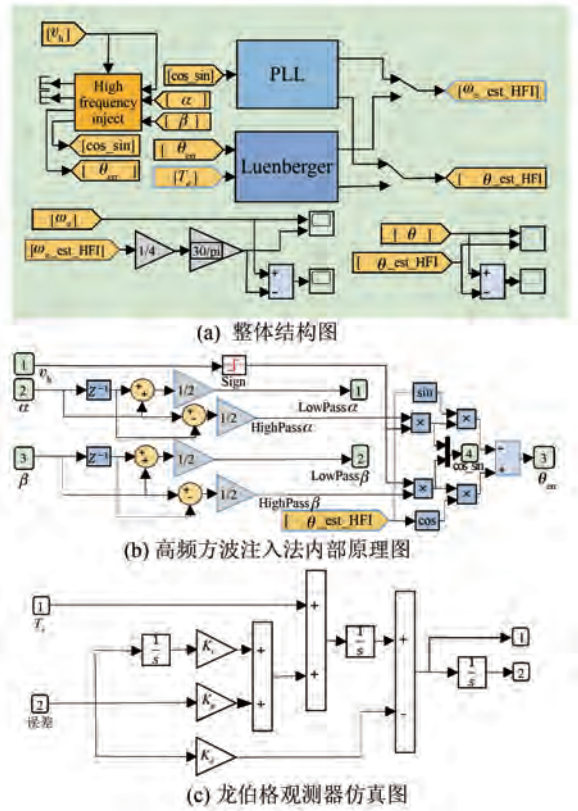


图 8 高频方波注入法仿真图

Fig. 8 Simulation diagrams of high-frequency square wave injection method

表 1 控制电机参数

Tab. 1 Motor control parameters

参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.958
d 轴电感/ mH	5.25
q 轴电感/ mH	12
永磁体磁链/ Wb	0.182 7
极对数	4
转动惯量/ $(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.003
阻尼系数/ $(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.008

时 0.25 s 后电机转速稳定在 200 r/min,此转速最大静态误差小于 1.5 r/min,位置最大静态误差小于 0.03 rad。从仿真结果可以看出,基于 ADRC 控制器和高频方波信号注入的无位置传感器控制系统具有良好的转速跟踪性能以及转子位置观测精度。

为验证该控制算法在突加负载时的抗扰动性能及估算效果,在 0.3 s 时施加大小为 3 N·m 的阶

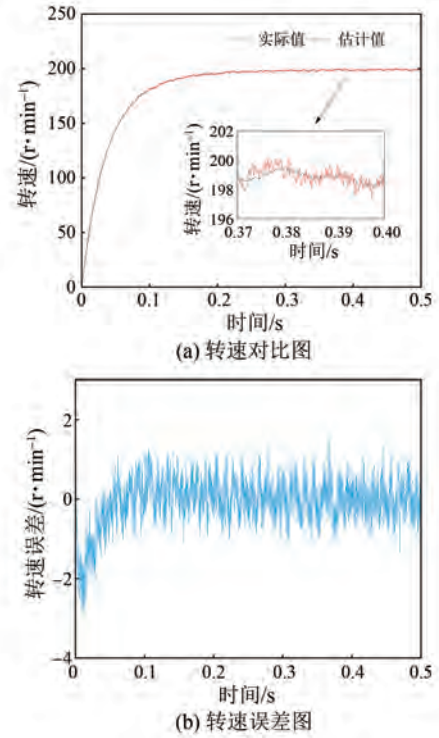


图 9 转速及误差仿真图

Fig. 9 Simulation diagrams of speed and error

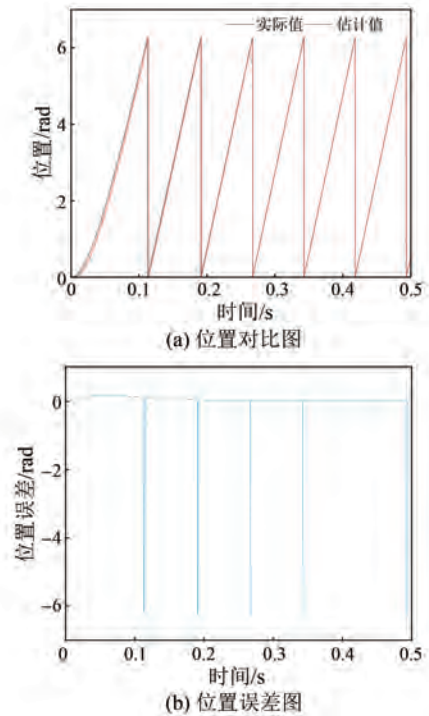


图 10 位置及误差仿真图

Fig. 10 Simulation diagrams of position and error

跃负载,仿真结果如图 11 和 12 所示。由局部放大图可知,该控制算法在突加负载的情况下能有效地

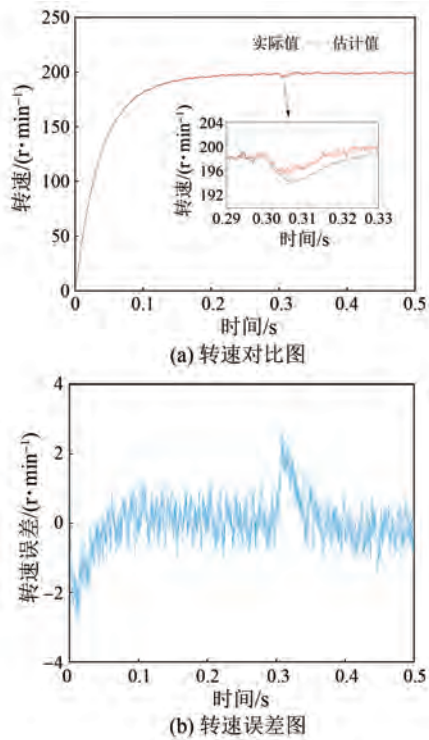


图 11 突加负载时转速及误差
Fig. 11 Speed and error under sudden load disturbance

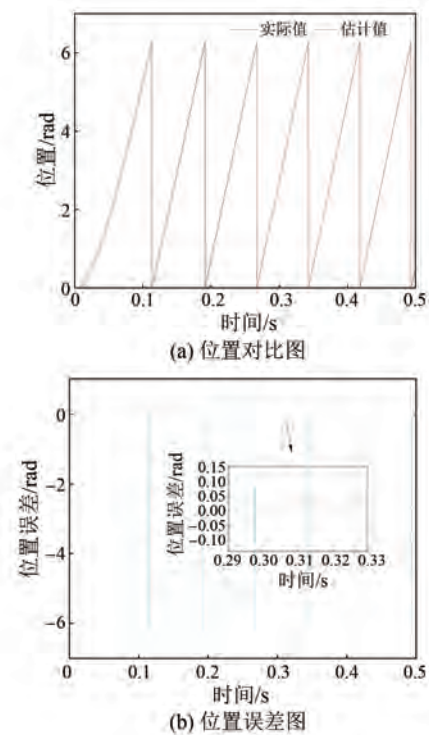


图 12 突加负载时位置及误差
Fig. 12 Position and error under sudden load disturbance
跟随实际转速,并能够在较短的时间内恢复稳定,突加负载时最大转速误差仅为 2.6 r/min,最大位置

误差仅为 0.062 rad,调整时间仅为 0.03 s。

6 结语

本文提出一种基于高频方波注入法的电机无位置传感器控制策略,建立了高频激励下的电机数学模型,采用无滤波方法分离基频和高频电流,通过龙伯格观测器消除观测误差,获取包含转子位置信息的高频电流信号。同时,将 ADRC 技术应用于矢量控制系统中,设计出基于 ADRC 的速度调节器代替速度环。仿真结果表明,基于 ADRC 技术的 SPMSM 无位置传感器控制系统,动态响应快、稳态误差小,具有在宽调速范围内消除负载扰动影响的能力。

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

赵卓群和赵辉进行了方案设计、内容总结与论文撰写,吴频、刘玉贵、郑利华进行了试验研究,夏秀文、王建宝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, content summary and paper writing were carried out by Zhao Zhuoqun and Zhao Hui. The experiment was conducted by Wu Pin, Liu Yugui and Zheng Lihua. The manuscript was reviewed and revised by Xia Xiuwen and Wang Jianbao. All authors have read and approved the final version of the manuscript for submission.

参考文献

[1] 吕德刚, 李子豪. 表贴式永磁同步电机改进滑模观测器控制 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25 (10): 58-66.
LV D G, LI Z H. Improved sliding mode observer control of surface mounted permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(10): 58-66.
[2] BAKA S, SASHIDHAR F B G. Design of an energy efficient line-start two-pole ferrite assisted

- synchronous reluctance motor for water pumps [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 961-970.
- [3] JANATIAN N, SHARMA R. Short-term production optimization for electric submersible pump lifted oil field with parametric uncertainty [J]. IEEE Access, 2023, 11: 96438-96448.
- [4] HAO Z X, ZHU S J, PEI X H, et al. Submersible direct-drive progressing cavity pump rodless lifting technology [J]. Petroleum Exploration and Development, 2019, 46(3): 621-628.
- [5] SHERIF F, ABDELAZIZ K, HASHIM N. Improving electric submersible pumps efficiency and mean time between failure using permanent magnet motor [J]. Upstream Oil and Gas Technology, 2022, 9: 100074.
- [6] FONSECA DA, SALAZAR AO, VILLARREAL ERL, et al. Downhole telemetry systems to monitor electric submersible pumps parameters in oil well [J]. IEEE Access, 2021, 9: 12824-12839.
- [7] 王孝洪, 连维钊, 翟名扬. 基于改进型滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1243-1251.
- WANG X H, LIAN W Z, ZHAI M Y. Sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on a modified sliding-mode observer [J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(7): 1243-1251.
- [8] 言钊, 颜建虎, 费晨. 基于旋转高频信号注入法的内置式永磁同步电机低速段转子位置检测及其误差补偿 [J]. 电机与控制应用, 2018, 45(9): 1-8.
- YAN Z, YAN J H, FEI C. Rotor position detection of interior permanent magnet synchronous motor based on rotating high frequency signal injection method and error compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(9): 1-8.
- [9] 汪琦, 王爽, 付俊永, 等. 基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 48-53.
- WANG Q, WANG S, FU J Y, et al. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on model reference adaptive system parameter identification [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(7): 48-53.
- [10] 程梦坤, 储剑波. 基于分数阶扩展滑模扰动观测器的 PMSM 无模型控制算法研究 [J]. 电机与控制应用, 2024, 51(10): 51-63.
- CHENG M K, CHU J B. Research on model-free control algorithm for PMSM based on fractional-order extended sliding mode disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(10): 51-63.
- [11] 马雨新, 雷子奇, 顾萍萍, 等. 基于改进型超螺旋滑模线性自抗扰的永磁同步电机速度控制研究 [J]. 电机与控制应用, 2024, 51(9): 103-112.
- MA Y X, LEI Z Q, GU P P, et al. Research on PMSM speed control based on improved super-twisting sliding mode linear active disturbance rejection [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(9): 103-112.
- [12] 张海刚, 张磊, 王步来, 等. 一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 20-25.
- ZHANG H G, ZHANG L, WANG B L, et al. Sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on Kalman filter [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(7): 20-25.
- [13] 李旭, 修方召, 王建春, 等. 考虑载重变化的卡车队列控制 [J]. 重庆理工大学学报, 2023, 37(23): 75-85.
- LI X, XIU F Z, WANG J C, et al. Research on truck platoon control with truck load variations [J]. Journal of Chongqing University of Technology, 2023, 37(23): 75-85.
- [14] 孙方超. 永磁同步电机系统自抗扰控制策略优化研究 [D]. 天津: 天津理工大学, 2018.
- SUN F C. Research on optimization strategy of PMSM servo system based on ADRC [D]. Tianjin: Tianjin University of Technology, 2018.
- [15] 李少朋, 谢源, 张凯, 等. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机直接转矩控制 [J]. 电测与仪表, 2024, 61(1): 195-200.
- LI S P, XIE Y, ZHANG K, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection controller [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(1): 195-200.
- [16] 邵保领, 刘凌, 胡铭遥. 面向永磁同步电机负载转矩观测的自抗扰改进滑模控制 [J]. 西安交通大学学报, 2024, (1): 204-211.

- SHAO B L, LIU L, HU M Y. Improved sliding mode control with disturbance rejection for load torque observation of permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2024, (1): 204-211.
- [17] 康尔良, 吴炳道, 禹聪. 基于 LADRC 控制的永磁同步电机无位置传感器研究 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 69-78.
- KANG E L, WU B D, YU C. Research on sensorless of permanent magnet synchronous motor based on LADRC control [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2): 69-78.
- [18] 孙洪博, 张晓宇, 柳向斌. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机自适应鲁棒控制 [J]. 控制工程, 2024, 31(1): 112-120.
- SUN H B, ZHANG X Y, LIU X B. Adaptive robust control for permanent magnet synchronous motor based on extended state observer [J]. Control Engineering of China, 2024, 31(1): 112-120.
- [19] 杜海明, 高函, 范明杰. 永磁同步电机超螺旋滑模自抗扰调速系统设计 [J]. 重庆理工大学学报 (自然科学), 2022, 36(10): 216-222.
- DU H M, GAO H, FAN M J. Design of the active disturbance rejection speed regulation system of super-twisting sliding mode for permanent magnet synchronous motors [J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2022, 36(10): 216-222.
- [20] 宋金星, 张倩, 叶超, 等. 基于高频方波注入的永磁同步电机转矩脉动抑制策略 [J]. 科学技术与工程, 2023, 23(18): 7779-7786.
- SONG J X, ZHANG Q, YE C, et al. Torque ripple suppression strategy for permanent magnet synchronous motor based on high frequency square wave injection [J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(18): 7779-7786.
- [21] 李文真, 徐宇豪. 基于增益控制的永磁同步电机低速转子位置估算方法 [J]. 微特电机, 2024, 52(1): 63-67.
- LI W Z, XU Y H. Estimation method of low speed rotor position of permanent magnet synchronous motor based on gain control [J]. Small & Special Electrical Machines, 2024, 52(1): 63-67.
- [22] 程勇, 王耀辉, 李聪, 等. 基于龙贝格观测器的永磁同步电机滑模控制 [J]. 计算机仿真, 2023, 40(4): 231-235.
- CHENG Y, WANG Y H, LI C, et al. Sliding mode control of PMSM based on Luenberger observer [J]. Computer Simulation, 2023, 40(4): 231-235.
-
- 收稿日期:2024-10-29
收到修改稿日期:2025-01-15
作者简介:
赵卓群(1989-), 男, 博士研究生, 讲师, 研究方向为电机控制理论及技术, zhaoqunzhao@tju.edu.cn;
* 通信作者:赵 辉(1963-), 男, 博士, 教授, 研究方向为智能控制理论及应用, zhaohui3379@126.com。