

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415675

基于开关型霍尔的PMSM改进型位置检测策略*

任志斌 卢潇 吴宇 黄瑞海

(江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000)

摘要: 为了克服霍尔传感器的局限,利用低分辨率的信号实现更精确的位置检测,提出一种基于改进最小二乘法和积分型滑模观测器的混合控制策略。首先,利用改进型最小二乘法完成可靠启动与低转速下平稳运行;其次是到达指定切换速度,系统切换运行状态,通过改进最小二乘法对积分型滑模观测器进行不断校正,在减小系统的滞后与累积误差的同时,使输出的位置信号尽可能连续。最后通过改进型位置检测策略与传统一阶加速度位置检测策略进行对照试验,结果表明,所提出的改进型位置检测策略,在电机启动时的位置检测精度提高了30%以上,在电机中高速稳态时转速误差降低至0.5%以内,位置检测误差降低至1%以内,具有较高的位置检测精度。

关键词: 永磁同步电机;霍尔传感器;最小二乘法;积分型滑模观测器;改进型位置检测法

中图分类号: TM341;TN382 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Improved position detection strategy for PMSM based on switch-type hall sensors

Ren Zhibin Lu Xiao Wu Yu Huang Ruihai

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: To overcome the limitations of the Hall sensor, a hybrid control strategy based on improved least squares method and integral sliding mode observer is proposed to achieve more accurate position detection using low-resolution signals. Firstly, the reliable start-up and smooth operation at low speeds are achieved using the improved least squares method. Secondly, upon reaching the specified switching speed, the system switches operating states, continuously correcting the integral sliding mode observer using the improved least squares method to reduce system lag and cumulative errors while making the output position signal as continuous as possible. Finally, a comparative experiment is conducted between the improved position detection strategy and the traditional first-order acceleration position detection strategy. The results show that the proposed improved position detection strategy increases the position detection accuracy by over 30% during motor start-up, reduces speed error to within 0.5% at medium to high motor speeds, and reduces position detection error to within 1%, demonstrating a higher level of position detection accuracy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; hall sensor; least square method; integral sliding mode observer; improved position detection method

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其具有高效率、低能耗、噪音小、寿命长、安全性更高等优点,被广泛应用于各个领域^[1-2]。高精度的转子位置信号反馈是控制系统实现对永磁同步电机高性能控制的关键,为了获得准确的位置信息,一般需要在电机转轴安装光电编码器或旋转变压器等高精度位置传感器。虽然高精度位置传感器能够精确获得位置信息,但是硬件的增加

无疑会降低系统的抗干扰能力,增加系统的成本。

为了避免以上问题,国内外学者不断提出各种无位置传感器控制方法,目前较为主流的无位置传感器位置估算的算法有:滑模观测器法(sliding mode observer method, SMO)^[3-5]、模型参考自适应法(model reference adaptive method, MARS)^[6]以及扩展卡尔曼滤波法(extended Kalman filter method, EKF)^[7-8]等。以上算法可以在无位置传感器的情况下获得转子位置,但普遍存在启动可靠性较差且低速时观测误差较大的问题,难以应用于对启动性

收稿日期:2024-03-21

* 基金项目:国家自然科学基金(52167005)、江西省教育厅科技项目(GJJ221224)资助

能要求较高或者全速度范围内的闭环控制的场合。为解决此问题,采用低成本的低分辨率位置传感器来替代高成本的高分辨率传感器的控制方法也逐渐成为国内外学者研究的主流^[9]。文献[10]使用两个同步频率提取器滤除霍尔信号中的高次谐波,从而提高位置检测精度,但此方法估算的位置信号在低速时会因为谐波含量的增加而产生畸变。对此,文献[11]利用霍尔信号的真实信息结合降阶观测器和多采样理论,在每个数字控制周期内估计转速和转角的值,有效解决了低速估算信号畸变的问题。文献[12]利用多项式拟合和状态观测器技术,将位置估计器和速度估计器独立起来,实现半闭环控制,但是参数过多,控制难度较大。为克服此难点,文献[13]利用加权平均的原理将改进平均速度法与滑模观测器相结合,虽然此方法能实现精度较高的位置估算,且对参数不敏感,但忽略了平均速度法的估算滞后。针对此问题,文献[14]利用机械运动方程建立位置观测器,将解耦后的霍尔信号通过观测器估算出连续的位置信号,实现位置与速度的准确估算,但存在无法保证解耦的准确性的难点。文献[15]通过带通频率跟踪滤波器与锁相环(phase-locked loop, PLL)提取霍尔矢量中的电机转子位置信息,从而减小霍尔安装误差的影响。文献[16]将霍尔位置信号与 d 轴反电动势等于 0 的 PLL 无位置传感器算法结合,实现高性能控制,但由于利用霍尔计算误差信息需要高精度的电压和电流等,因此对控制器采样的要求较高。

基于以上研究,本文提出一种基于改进最小二乘法(improved least squares method, ILSM)与积分型滑模观测器(integral sliding mode observer, ISMO)的改进型位置检测策略。首先,在传统最小二乘法的基础上引入动态调节因子,根据转速的变化情况改变拟合次数,从而防止转速变化时将噪声拟合后对结果的影响;针对滑模观测器收敛速度慢的问题,在传统滑模观测器的基础上引入积分项,加快了滑模的收敛速度;其次,通过构建位置状态调节器将二者结合,根据转速的变化切换至不同的状态,结合二者的特性,构建速度位置闭环检测,从而提高系统的检测精度;最后通过仿真和实验验证策略的有效性。

1 传统一阶加速度算法

霍尔传感器在一个电周期内能够输出 6 个霍尔信号,6 个霍尔信号可以将 360 电角度划分为 6 个扇区,通过一阶加速度算法可以计算出转子位置。首先,对转子位置函数进行泰勒展开:

$$\theta(t) = \theta(t_k) + \frac{d\theta}{dt}(t - t_k) + \frac{1}{2!} \frac{d^2\theta}{dt^2}(t - t_k)^2 + \frac{1}{3!} \frac{d^3\theta}{dt^3}(t - t_k)^3 + \dots \quad (1)$$

$\theta(t_k)$ 为当前霍尔扇区的起始角度, t_k 为转子进入当前扇区的时刻。三阶导数及以上对速度影响可以忽略不

计,由此得到转子位置函数表达式:

$$\theta(t) = \theta(t_k) + \omega(t - t_k) + \frac{1}{2!} \omega'(t - t_k)^2 \quad (2)$$

一般假设稳定状态下在任意一个扇区内转子速度保持恒定,即:

$$\omega_{i-2} = \frac{\theta_{i-1} - \theta_{i-2}}{t_{i-1} - t_{i-2}} = \frac{\pi/3}{t_{i-1} - t_{i-2}} \quad (3)$$

测速与转子位置的计算原理图如图 1 所示。

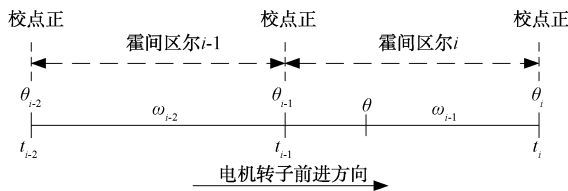


图 1 扇区展开图

同理角加速度为:

$$a_{i-1} = \frac{\omega_{i-1} - \omega_{i-2}}{t_{i-1} - t_{i-2}} \quad (4)$$

式中: ω_{i-2} 、 ω_{i-1} 是当前扇区的前两个扇区的平均角速度; t_{i-1} 、 t_{i-2} 分别是前两个区间运行的时间。

则转子的位置角度与速度为:

$$\begin{cases} \hat{\theta}_{hall} = \theta_i + \omega_{i-1}t + \frac{1}{2} a_{i-1} t^2 \\ \hat{\omega}_{hall} = \omega_{i-1} + a_{i-1}t \end{cases} \quad (5)$$

2 观测器的构建

2.1 改进的最小二乘法

在实际运行中,外部负载的变化以及各种扰动的存在都会影响电机的运行,此时系统中的噪声会影响一阶加速度算法位置的估算结果,并且该算法在低速时会因转速的计算存在滞后性,难以适用于全速度范围内的闭环控制。最小二乘法能利用获得的多个霍尔信号,通过构建合适的位置基函数,可以使拟合的位置信号不断逼近真实值,相比于传统一阶加速度算法,具有更高的准确度,其原理图如图 2 所示。

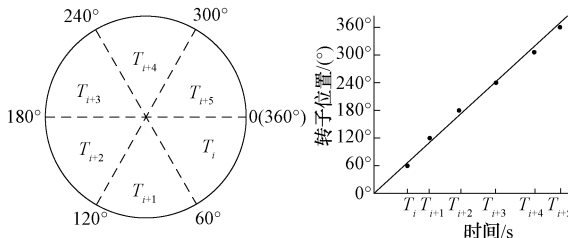


图 2 霍尔扇区与 LSM 原理图

首先,通过电机机械运动方程可构建位置基函数,忽略转子的摩擦因数时,电机的机械方程如下:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P}{J}(\mathbf{T}_e - \mathbf{T}_l) \\ \hat{\theta}_h = \frac{P(\mathbf{T}_e - \mathbf{T}_l)t^2}{2J} + \omega_m t \end{cases} \quad (6)$$

式中: \mathbf{T}_e 为电磁转矩; P 为极对数; J 为转动惯量; ω_m 为电机转速; \mathbf{T}_l 为负载转矩。

由式(6)可设位置基函数为:

$$\hat{\theta}_h = b_2 t^2 + b_1 t + b_0 \quad (7)$$

式中: b_2, b_1, b_0 为二次多项式的系数。

由图2可令输入量 x_i 为霍尔跳变时刻定时器所计的时间量 T_i , 输出量为霍尔跳变时刻扇区边缘角度, 由LSM的原理即可求出拟合函数的3个多项式系数。首先, 定义残差 Q 为:

$$Q = \sum_{i=0}^5 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i]^2 \quad (8)$$

当 Q 为最小值时, 所得的非齐次线性方程组的解就是拟合函数的多项式系数。

直接使用式(8)获得的拟合函数能够在转速稳态下较为准确的获得转子位置信息, 但是在电机处于加减速或者遇到干扰造成转速变化的情况下, 过多的拟合次数会包含噪声的干扰。

定义两个相邻霍尔扇区跳变时间差为:

$$\delta = |T_{i+2} - 2T_{i+1} + T_i| \quad (9)$$

当 δ 在连续的3个霍尔区间大于指定值 δ_r 时, 即可认为转速处于变化状态, δ_r 的值可以由转速变化速度和定时器频率共同决定, 此处为 δ_r 设定为447(定时器频率为36M, 设定加速度为8.3 r/s²)。

引入动态调整因子:

$$\lambda = \begin{cases} 1, & \delta \leq \delta_r \\ 0, & \delta > \delta_r \end{cases} \quad (10)$$

此时的残差 Q 为:

$$Q = \lambda \sum_{i=0}^1 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i]^2 + \sum_{i=2}^5 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i]^2 \quad (11)$$

对于式(11)求解最小值, 即求多元函数的极值问题, 首先对3个多项式系数分别求偏导, 并令其等于0:

$$\begin{cases} \frac{\partial Q}{\partial b_0} = 2(\lambda \sum_{i=0}^1 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i] + \sum_{i=2}^5 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i]) = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial b_1} = 2(\lambda \sum_{i=0}^1 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i] + \sum_{i=2}^5 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i]) t_i = 0 \\ \frac{\partial Q}{\partial b_2} = 2(\lambda \sum_{i=0}^1 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i] + \sum_{i=2}^5 [\hat{\theta}_h(t_i) - \theta_i]) t_i^2 = 0 \end{cases} \quad (12)$$

将式(12)写成如式(13)的矩阵形式, 求解最小残差变化为求解非奇异线性方程组, 且有唯一解可得 b_2, b_1, b_0 三个多项式系数。

$$\begin{bmatrix} 2\lambda + 4 & \lambda \sum_{i=0}^1 t_i + \sum_{i=2}^5 t_i & \lambda \sum_{i=0}^1 t_i^2 + \sum_{i=2}^5 t_i^2 \\ \lambda \sum_{i=0}^1 t_i + \sum_{i=2}^5 t_i & \lambda \sum_{i=0}^1 t_i^2 + \sum_{i=2}^5 t_i^2 & \lambda \sum_{i=0}^1 t_i^3 + \sum_{i=2}^5 t_i^3 \\ \lambda \sum_{i=0}^1 t_i^2 + \sum_{i=2}^5 t_i^2 & \lambda \sum_{i=0}^1 t_i^3 + \sum_{i=2}^5 t_i^3 & \lambda \sum_{i=0}^1 t_i^4 + \sum_{i=2}^5 t_i^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda \sum_{i=0}^1 \theta_i + \sum_{i=2}^5 \theta_i \\ \lambda \sum_{i=0}^1 \theta_i t_i + \sum_{i=2}^5 \theta_i t_i \\ \lambda \sum_{i=0}^1 \theta_i t_i^2 + \sum_{i=2}^5 \theta_i t_i^2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

通过式(13)可求解 b_2, b_1, b_0 , 则位置基函数可唯一确定, 利用式(7)可使估算位置逐渐逼近真实位置。

根据式(12)与(13)可知, 当 δ 满足条件 $\delta > \delta_r$ 时, 证明转速处于较大的变化状态, 前两个霍尔扇区作为旧数据, 在拟合过程中相当于噪声的存在, 故为了防止旧数据对拟合结果造成干扰, 无法使拟合函数捕捉数据中的趋势, 故仅使用相邻的四个扇区作为输入和输出来获得拟合函数。当 δ 满足 $\delta \leq \delta_r$ 条件时, 转速处于稳态, 此时 λ 等于1, 拟合次数的增加到6次能更好的捕捉数据的变化趋势。

2.2 改进型滑模观测器的设计

对于表贴式PMSM, $L_d = L_q = L_s$, 则电机的电流状态方程如下:

$$p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_s} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: p 为微分算子; $u_\alpha, u_\beta, i_\alpha, i_\beta, e_\alpha, e_\beta$ 分别是两相静止坐标轴的相电压、相电流和扩展反电动势; R 为定子电阻; L_s 为定子电感; 且扩展反电动势 e_α, e_β 为:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_s \psi_f \begin{bmatrix} -\sin \hat{\theta}_e \\ \cos \hat{\theta}_e \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} -\sin \hat{\theta}_e \\ \cos \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据滑模控制理论, 可构建如下定子电流误差方程:

$$p \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha - v_\alpha \\ e_\beta - v_\beta \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $\tilde{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ 为电流误差; \hat{i}_α 为定子电流的观测值; 传统滑模观测器存在收敛速度慢的问题, 此问题会导致系统出现滞后性, 且转速越快滞后越严重。为了实现以 \tilde{i} 为状态变量的SMO快速收敛, 设计了一种积分型滑模面:

$$s = \tilde{i}_v + \frac{\mu R_s}{L_s} \int_0^t \tilde{i}_v d\gamma + \epsilon \int_0^t \tilde{i}_v \tanh(\tilde{i}_v) d\gamma \quad (17)$$

式中: $\mu > 0; \epsilon > 0; \tilde{i}_v = [\tilde{i}_\alpha \ \tilde{i}_\beta]^\top$ 。

当系统进入滑模面时,有 $s = \dot{s} = 0$, 即:

$$\begin{cases} s = \tilde{i}_v + \frac{\mu R_s}{L_s} \int_0^t \tilde{i}_v d\gamma + \epsilon \int_0^t \tilde{i}_v \tanh(\tilde{i}_v) d\gamma = 0 \\ \dot{s} = \dot{\tilde{i}}_v + \frac{\mu R_s}{L_s} \tilde{i}_v + \epsilon \tilde{i}_v \tanh(\tilde{i}_v) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

式中: $s = [s_\alpha \ s_\beta]^\top$, 且经过变换后可得:

$$\dot{\tilde{i}}_v = -\frac{\mu R_s}{L_s} \tilde{i}_v - \epsilon \tilde{i}_v \tanh(\tilde{i}_v) \quad (19)$$

由式(19)可知,系统在平衡点的不同位置由线性部分 $-\mu R_s \tilde{i}_v / L_s$ 和非线性部分 $-\epsilon \tilde{i}_v \tanh(\tilde{i}_v)$ 分别起主导作用,因此可以实现滑模面在滑动阶段的快速收敛。

为了获得反电动势的观测值,引入滑模控制率函数:

$$v = \mu R_s \tilde{i} + L_s \epsilon \tilde{i}_v \tanh(\tilde{i}) + R_s k \tanh(s) \quad (20)$$

为了验证 ISMO 的可行性,对其稳定性进行分析,选择李雅普诺夫(Lyapunov)函数为:

$$V = \frac{1}{2}(s_\alpha^2 + s_\beta^2) \quad (21)$$

对式(21)求导,满足稳定条件 $\dot{V} \leq 0$ 有:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s_\alpha \dot{s}_\alpha + s_\beta \dot{s}_\beta = s_\alpha \left[-\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\alpha + \frac{1}{L_s} e_\alpha - \frac{R_s}{L_s} k \tanh(s_\alpha) \right] + \\ & s_\beta \left[-\frac{R_s}{L_s} \tilde{i}_\beta + \frac{1}{L_s} e_\beta - \frac{R_s}{L_s} k \tanh(s_\beta) \right] \leq \\ & \frac{|s_\alpha|}{L_s} (-R_s k + e_\alpha - R_s \tilde{i}_\alpha) + \frac{|s_\beta|}{L_s} (-R_s k + e_\beta - R_s \tilde{i}_\beta) \end{aligned} \quad (22)$$

要让式(22)满足负定的条件,则需要有 $k \geq \max\left\{-|\tilde{i}_\alpha| + \frac{1}{R_s} e_\alpha \tanh(s_\alpha), -|\tilde{i}_\beta| + \frac{1}{R_s} e_\beta \tanh(s_\beta)\right\}$ 即证明系统是稳定的,则通过上述分析可得到反电动势的估算值。

3 改进型位置状态调节器

通过霍尔信号,ILSM 能够在一定程度上观测准确的位置,但是输出的信号分辨率较低;ISMO 在中高速运行状态下性能较好,且能够在每个 PWM 周期中都能够输出估算的位置信号,但却存在无法可靠启动和低速时噪声误差大的问题。构建如图 3 所示位置状态观测调节系统,根据两个观测器在不同转速下的优势,使系统输出精度较高的连续位置信号。

由式(15)与图 3 可知,当 $|\theta_e^* - \hat{\theta}| < \pi/6$ 时,可认为 $\sin(\theta_e^* - \hat{\theta}) = \theta_e^* - \hat{\theta}$ 成立,则可有:

$$\Delta E = e_\alpha \sin \hat{\theta} - e_\beta \cos \hat{\theta} = k \sin(\theta_e^* - \hat{\theta}) = k(\theta_e^* - \hat{\theta}) = \theta_{error} \quad (23)$$

则系统处于状态二时,输出的位置信号 $\hat{\theta}$ 的传递函数

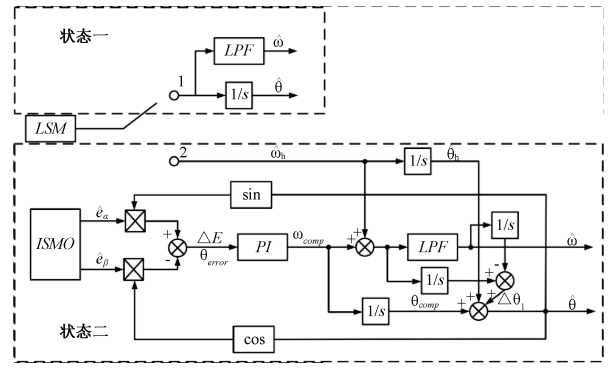


图 3 改进型位置状态调节器

可等效为:

$$\hat{\theta} = \frac{(k_p s + k_i) \theta_e^* + s^2 (\hat{\theta}_h + \Delta \hat{\theta}_1)}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (24)$$

式中: $\Delta \hat{\theta}_1$ 为低通滤波滞后的补偿值。

$$\Delta \theta_1 = \int_{t_i}^{t_{i+1}} \hat{\omega} dt - \int_{t_i}^{t_{i+1}} \hat{\omega}_1 dt \quad (25)$$

式中: $\hat{\theta}_h$ 为霍尔 ILSM 得到的位置信息。

此处的 PI 输出与传统滑模锁相环系统的输出不同,传统滑模锁相环系统的 PI 输出为转速的估算值,而本系统输出的是转速的校正补偿值,故 PI 参数需要重新整定,比传统锁相环要小,通过式(24)可整定 PI 控制参数。

$$\begin{cases} \text{状态, } 1\hat{\omega} \leq n/20 \\ \text{状态, } 2\hat{\omega} > n/20 \end{cases} \quad (26)$$

通过图 3 与式(26)可知,系统分为两个状态,在启动和低速时,系统的运行在状态一:仅利用霍尔传感器输出的位置信号,通过改进型最小二乘法完成低速时的位置检测,从而避免积分型滑模观测器在低速时估算误差大而对系统观测精度的影响;在转速达到切换速度时,调节器会将系统切换至状态二:ILSM 与 ISMO 结合,二者共同决定最后输出,此时系统不仅可以输出较为连续的位置信号,且因为反电动势观测器的特性以及霍尔信号的校正作用,系统的累计误差也会得到消除。

4 仿真分析与实验验证

为了验证改进型转子位置检测策略的有效性,在仿真软件中搭建相应的仿真模型,对基于传统一阶加速度位置观测系统与改进型位置观测系统进行比较实验,改进型位置检测系统控制框图如图 4 所示。

4.1 仿真分析

基于图 4 所示的 PMSM 改进型位置检测系统控制框图,在 MTALAB/Simulink 软件中搭建相应的仿真模型,仿真电机参数如表 1 所示,设定编码器输出位置信号为真实位置,电机初始给定转速 500 r/min,在 0.05 s 给定转速 1 000 r/min。

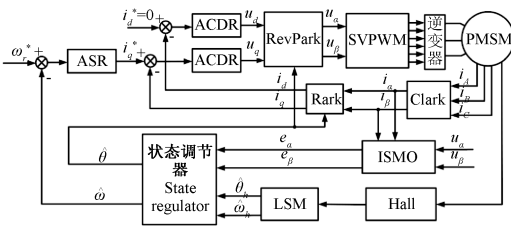


图4 改进型位置算法控制框图

表1 电机参数

电机参数	数值
极对数	4
定子电阻/ Ω	2.875
d 、 q 轴电感/mH	8.5
转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	1×10^{-3}
转子磁链/Wb	0.175

对比图5(a)和(b)可知,传统算法在估算速度时存在较大的稳态误差,且在加速过程中出现抖振,估算转速没有逼近真实值;对比改进型位置观测算法,估算转速与实际转速基本贴合。可见,改进型位置观测算法能够有效减小系统的误差,增加了系统的稳定性。

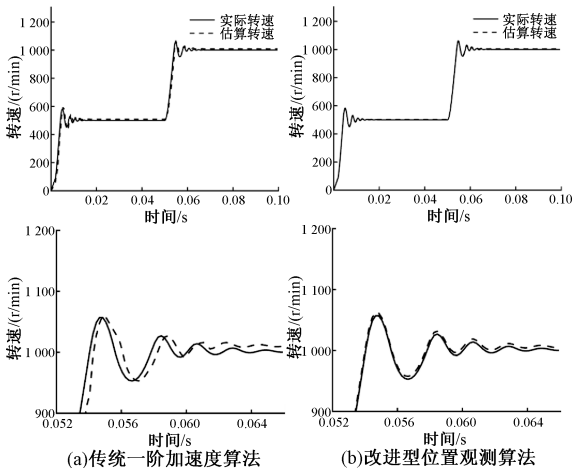


图5 转速对比波形

由图6(a)可知,在一阶加速度系统中,估算位置与实际位置滞后角度为0.06 rad;图6(b)的改进型位置观测算法与实际位置相比,仅滞后0.03 rad。

4.2 实验验证

为了验证上述结论与仿真的正确性,搭建如图7所示实验平台,使用主控芯片 STM32F405RGT6、NCE80H11 型号 MOS 管的电机控制器对永磁同步电机进行对比驱动实验。其中,SVPWM 频率为 10 kHz,电机为带有霍尔传感器与 1 000 线的光电编码器的表贴式永磁同步电机,极对数为 4,额定转速为 3 000 r/min,电压为 24 V,额定转矩 0.42 N·m,额定功率为 0.2 kW,定子电阻 0.064 Ω , d 轴与

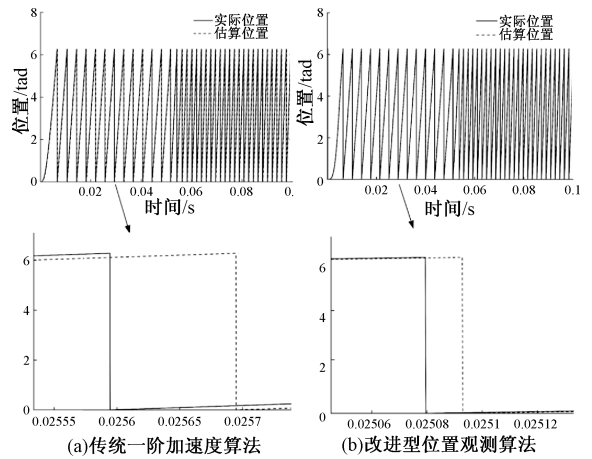


图6 位置对比波形

q 轴电感相等,为 0.000 11 H,实验过程中利用上位机采集数据。



图7 实验平台

由图8的转速对比波形可知,如图8(a)所示,传统一阶加速度算法在加速过程中会出现抖振,且稳态误差也相对较大,最大为 27 r/min;对比图8(b),改进型位置检测算法在加速过程中更为平滑,且稳态误差要小于前者,系统稳定性更强。

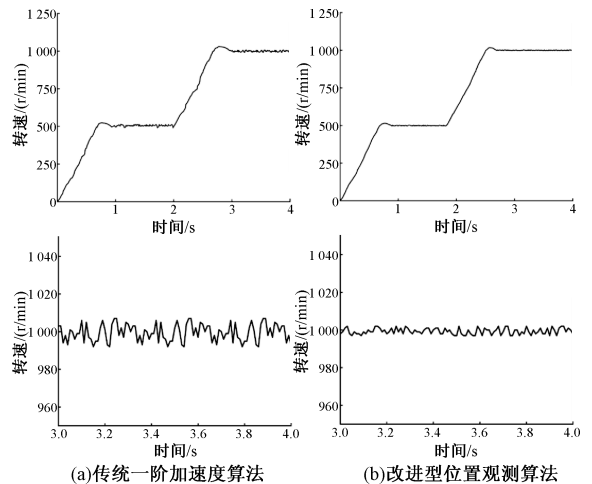


图8 转速突变实验对比波形

图9为电机起动时的位置对比波形,电机起动速度设

定为 150 r/min。由图 9(a)可知,因为传统一阶加速度算法存在的滞后性,转子位置误差约为 0.56 rad。对比图 9(b)所示的改进型位置检测算法的起动机波形,估算的转子位置误差仅为 0.37 rad。改进型位置检测法相比于传统算法启动时的位置观测误差更小、精度更高、性能更优越。

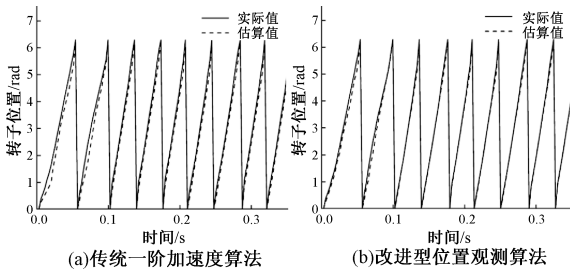


图 9 电机启动位置波形

图 10 为转速突变时各系统的估算位置与误差对比波形。图 10(a)表示传统一阶加速度系统,因为其本身固有的滞后性,不论是在 500 r/min 还是 1 000 r/min 的稳态下运行时,稳态误差总是不低于 0.157 rad,且在转速突变的状态下,观测误差更大,最大误差高达 0.172 rad。

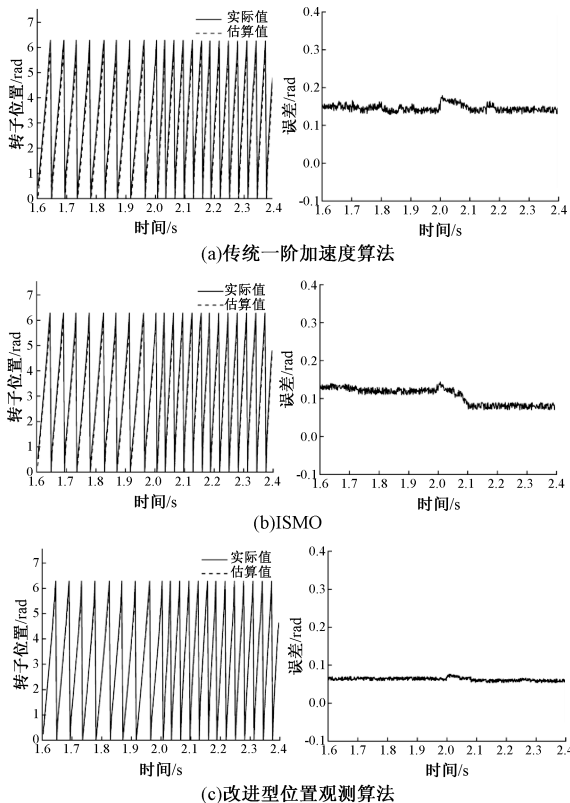


图 10 位置与误差对比波形

对比图 10(b),电机在 ISMO 系统的 500 r/min 的工况下运行时,转子位置估算的最大误差为 0.13 rad;而在 1 000 r/min 的转速下运行时,估算的误差最大为 0.093 rad,但在 2 s 出现转速突变时,系统出现抖振,观测误差为 0.148 rad。

对比图 10(c),在转速为 500 r/min 运行时,改进型位置观测算法的稳态误差基本维持在 0.072 rad 左右,加速过程中略有抖振,位置误差升高至 0.079 rad,在 1 000 r/min 时的稳态误差最大为 0.067 rad。实验结果证明改进型位置检测算法的稳态误差更小,动态性能更强,能够更精确的估算转子位置。

综合上述实验结论,两种位置检测策略的性能参数对比如表 2 所示。

表 2 各策略性能对比

性能指标	一阶加速度策略	改进型检测策略
转速稳态误差/rpm	27	5
启动位置误差/rad	0.56	0.37
突变时位置误差/rad	0.172	0.079
中高速稳态位置误差/rad	0.157	0.067

5 结 论

针对开关型霍尔传感器检测转子位置的局限,本文提出一种基于 ILSM 与 ISMO 综合的改进型检测策略。首先利用 ILSM 取代传统一阶加速度算法,提高低速运行时的性能;其次在中高速下运行时,将 ILSM 与 ISMO 结合实现闭环控制,在减小误差的同时尽可能使输出信号连续。

通过仿真和实验对上述策略与传统一阶加速度算法对比,结果表明本文提出的改进型位置观测策略能够有效解决系统的滞后性问题,较传统方法具有更高的位置观测精度,更好的启动性能,在对 PMSM 控制方面有着较好的效果。

虽然所提的位置检测策略具有更高的检测精度,但是未考虑霍尔由于故障等情况造成的偏差,故在此方面仍然需要进一步的改进和研究。

参考文献

- [1] 马伟明,王东,程思为,等.高性能电机系统的共性基础科学问题与技术发展前沿[J].中国电机工程学报,2016,36(8):2025-2035.
- [2] 张臻,周扬忠.永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J].仪器仪表学报,2022,43(5):263-271.
- [3] 陈德海,李明,曾东红,等.基于改进双滑模的永磁同步电机无传感器控制[J].国外电子测量技术,2023,42(4):16-22.
- [4] SAADAoui O, KHLAIEF A, ABASSI M, et al. Estimation of rotor velocity and stator resistance for PMSM drive using back-EMF SMO[J]. International Journal of Sensors, Wireless Communication and Control, 2023(1):13.
- [5] 李昂,袁佳俊,赵峰,等.永磁同步电机改进滑模观测器

- 矢量控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(6): 37-43.
- [6] 高俊, 张河山, 彭志远, 等. 基于状态转移约束的永磁同步电机模型预测控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 86-92.
- [7] 刘计龙, 肖飞, 沈洋等. 永磁同步电机无位置传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 76-88.
- [8] MA L, WANG F, SHEN W, et al. Fault-tolerant control based on modified eXogenous Kalman filter for PMSM [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2022, 18(2): 1313-1323, 2023.
- [9] 甘醇, 曲荣海, 石昊晨, 等. 宽调速永磁同步电机全域高效运行控制策略综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2496-2512.
- [10] SONG X D, FANG J CH. High-precision rotor position detection for high-speed surface PMSM drive based on linear hall-effect sensors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4720-4731.
- [11] 倪启南, 杨明, 董翔, 等. 基于霍尔位置传感器的PMSM转速观测器状态估算误差抑制方法[J]. 电工技术学报, 2017, 32(17): 189-198.
- [12] NI Q, YANG M, ODHANO S A, et al. A new position and speed estimation scheme for position control of PMSM drives using low-resolution position sensors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019: 3747-3758.
- [13] 张懿, 张明明, 魏海峰, 等. 基于霍尔传感器的永磁同步电机高精度转子位置观测[J]. 电工技术学报, 2019, 34(22): 4642-4650.
- [14] 王凯, 王之赟, 宗兆伦, 等. 基于霍尔位置传感器的永磁同步电机速度估计方法研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(7): 46-52.
- [15] 李垣江, 苗奎星, 魏海峰, 等. 基于带通频率跟踪滤波器的永磁同步电机转子位置与速度估算[J]. 电工技术学报, 2022, 37(21): 5402-5413.
- [16] 曾志成. 电动摩托车永磁同步电机霍尔传感器与无位置传感器混合控制策略[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.

作者简介

任志斌, 博士, 教授, 主要研究方向为电力电子技术、电机控制技术。

E-mail: 738298929@qq.com

卢潇, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 2577319552@qq.com

吴宇(通信作者), 硕士, 讲师, 主要研究方向为嵌入式应用、电机驱动控制。

E-mail: 1139823336@qq.com

黄瑞海, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail: 1793979014@qq.com