基于分数阶MARS无传感器PMSM迭代学习控制

刘偲艳

（光伏发电系统控制与优化湖南省工程实验室，湖南 湘潭 411104）

摘要：为实现永磁同步电机（PMSM）控制器速度估算的准确性及调速的精确性，首先设计新型分数阶模型参考自适应速度观测器。相比整数阶观测器，该策略增强控制器的可调自由度，改善观测器的精度，结合Popov超稳定性理论保证观测器的稳定性。在电流环设计一种增加辅助反馈项的新型PD迭代学习控制（PD-ILC），结合Lebesgue-p范数对系统误差进行分析，通过合理配置增益能改善系统收敛性；最后实现无速度传感器转速控制。仿真和实验表明，该策略能实现期望转速的精确跟踪，减小转矩脉动，具有良好的动态性能和静态性能。

关键词：永磁同步电机；模型参考自适应；无速度传感器；迭代学习控制；分数阶微积分

中图分类号：TM341 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd23140

Iterative Learning Control of PMSM Based on Fractional MARS Sensorless

LIU Siyan

（*Photovoltaic System Control and Optimization of Hunan Province Engineering Laboratory*，*Xiangtan* 411104，*Hunan*，*China*）

Abstract: In order to realize the speed estimation and speed regulation of the permanent magnet synchronous motor（PMSM）controller，a new type of fractional-order model reference adaptive speed observer was designed. Compared with integer-order observers，this strategy enhanced the adjustable degrees of freedom of the controller and improved the accuracy of the observer. Using the Popov superstability theory to ensure the stability of the observer. In the current loop，a new type of PD iterative learning control（PD-ILC）with additional auxiliary feedback items was designed，combin with Lebesgue-p norm to analyze the system error，and the system convergence can be improved by reasonable configuration of the gain. Finally，the speed with speed sensorless control was realized. Simulations and experiments show that this strategy can achieve accurate tracking of the desired speed，reduce torque ripple，and has good dynamic and static performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor（PMSM）；model reference adaptive；speed sensorless；iterative learning control；fractional order calculus

永磁同步电机（PMSM）以其高功率密度、低转动惯量和高效率等显著优点，在现代工业领域及新能源领域具有广泛的应用[1]。某些高性能系统如新能源混合动力汽车、风力发电系统、航空航天等领域都广泛使用永磁同步电机，在进行电机驱动系统控制时离不开电机转速及位置信号的采集，目前常用的方法为安装高精度速度传感器。但是高精度速度传感器一方面增加驱动系统造价，另一方面增加系统故障风险。若传感器故障突然出现，轻则影响系统性能，重则造成重大事故及人员伤亡，所以该领域必须考虑传感器故障时电机驱动系统的容错控制。容错控制常用方法有备用高精度传感器和无速度传感器，无速度传感器为一种非硬件传感器，通过算法辨识电机转速、位置[2]，适应速度范围宽，价格低，从而受到国内外众多学者的重视。

PMSM无速度传感器利用电机绕组中相关信息，通过适当方法估计电机转子的位置和转速。

基金项目：湖南省自然科学基金（2021JJ60052）

作者简介：刘偲艳（1987—），女，硕士研究生，讲师，Email：690324828@qq.com

目前主要的方法有基于观测器法[3-5]、高频信号注入法[6-7]及模型参考自适应法[8-11]。文献[3]采用扩展滑模观测器无速度传感法，能准确地估算电机转速和位置，但是系统抖动没有明显改善；文献[4]提出滑模观测器采用分段指数型函数代替传统滑模观测器中的开关函数，开关抖振问题得到改善；文献[7]采用在高频注入信号叠加直流偏置的方法估算转速，该方法具有适应速度范围宽、估算精度较高等优点，但直流偏置信号的叠加增加系统控制难度；文献[9]采用模型参考自适应控制，但该方法的精确度依赖于电机参数的准确性；文献[10]转速环增加滑模环节，提高系统的鲁棒性。

为提高PMSM转速估算的精确度，本文采用分数阶模型参考自适应无速度传感器，能实现转速突变时的准确估算。相较于整数阶模型参考自适应控制方法，分数阶模型参考自适应控制方法增加了分数阶可调参数、控制器参数自由度，具有更优异的控制性能。

迭代学习控制适用于具有重复性能的控制系统，可实现有限时间内的完全跟踪，且不依赖PMSM精确的数学模型。迭代学习控制具有开环和闭环两种，开环学习控制不能及时反馈系统迭代信息，闭环学习控制能及时反馈系统迭代信息，但是采用PD型迭代学习控制时，相对阶为1的误差信号导数实现困难[12]。本文为克服开/闭环控制的缺点，实现有限时间内期望转速快速的完全跟踪，提出一种增加辅助反馈项的PD迭代学习控制，该方法在传统PD型迭代学习控制基础上增加当前次迭代信息的P项，能增强系统的收敛性。

综上，本文提出一种基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD迭代学习控制策略，当电机转速突变时，能实现转速的准确估算及期望转速的精确跟踪，系统具有良好的动态性能。最后，Matlab/Simulink仿真及实验说明了方法的可靠性。

1 PMSM数学模型

永磁同步电机（面贴式）同步旋转（d-q）坐标系电压方程为

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}=-\frac{R}{L}i_d+\omega_\mathrm{e}i_q+\frac{1}{L}u_d \tag{1}$$

$$\frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}=-\frac{R}{L}i_q-\omega_\mathrm{e}i_d-\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L}\omega_\mathrm{e}+\frac{1}{L}u_q \tag{2}$$

式中：i_d，i_q为d，q轴定子电流；u_d，u_q为d，q轴定子电压；L，R分别为定子电感、电阻；ω_e为转子电角速度；Ψ_f为永磁体磁链。

永磁同步电机转矩方程为

$$T_\mathrm{m}=\frac{3p}{2}\Psi_\mathrm{f}i_q=k_\mathrm{t}i_q \tag{3}$$

其中　$k_\mathrm{t}=(3p/2)\Psi_\mathrm{f}$

式中：T_m为电机负载转矩；k_t为转矩系数；p为电机极对数。

永磁同步电机动力学方程为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_q \\ i_d+\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L} & -p\omega \\ p\omega & -\frac{R}{L}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_q \\ i_d+\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L}\end{bmatrix}+\frac{1}{L}\begin{bmatrix} u_q \\ u_d+\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L}\end{bmatrix} \tag{4}$$

式中：ω为转子机械角速度。

2 分数阶模型参考自适应观测器

2.1 可调模型设计

联合式（1）、式（2），并对其控制量、状态变量进行变换，PMSM电流模型可表述为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_d+\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L} \\ i_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L} & p\omega \\ -p\omega & -\frac{R}{L}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d+\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L} \\ i_q\end{bmatrix}+\frac{1}{L}\begin{bmatrix} u_d+\frac{\Psi_\mathrm{f}}{L} \\ u_q\end{bmatrix} \tag{5}$$

设$i'_d=i_d+\Psi_\mathrm{f}/L$，$i'_q=i_q$，$u'_d=u_d+\Psi_\mathrm{f}/L$，$u'_q=u_q$，式（5）可简写为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}'_\mathrm{s}}{\mathrm{d}t}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{i}'_\mathrm{s}+B\boldsymbol{u}'_\mathrm{s} \tag{6}$$

其中

$$\boldsymbol{i}'_\mathrm{s}=\begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q\end{bmatrix}\quad \boldsymbol{u}'_\mathrm{s}=\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q\end{bmatrix}\quad B=\frac{1}{L}$$

$$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L} & p\omega \\ -p\omega & -\frac{R}{L}\end{bmatrix}$$

将式（6）中电流、转速用电流观测值、转速观测值代替，可得：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}\hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-\frac{R}{L} & p\hat{\omega} \\ -p\hat{\omega} & -\frac{R}{L}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q\end{bmatrix}+\frac{1}{L}\begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q\end{bmatrix} \tag{7}$$

其中，$\hat{i}'_d$，$\hat{i}'_q$为i'_d，i'_q的观测值，$\hat{\omega}$为ω的观测值，式（7）简写为

$$\frac{\mathrm{d}\hat{\boldsymbol{i}}'_\mathrm{s}}{\mathrm{d}t}=\hat{\boldsymbol{A}}\hat{\boldsymbol{i}}'_\mathrm{s}+B\boldsymbol{u}'_\mathrm{s} \tag{8}$$

2.2 分数阶模型参考自适应率

令永磁同步电机实际数学模型（式(6)）为参考模型，观测模型（式(8)）为可调模型，那么参考模型电流实际值和可调模型电流观测值之间的误差为

$$\begin{cases} e_d = i'_d - \hat{i}'_d \\ e_q = i'_q - \hat{i}'_q \end{cases} \tag{9}$$

令 $\boldsymbol{e} = [e_d \quad e_q]^{\mathrm{T}}$，将式(8)减去式(6)，可得：

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{e}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{e} - [\omega \quad \hat{\omega}]\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} \tag{10}$$

令

$$\boldsymbol{E} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{W} = (\omega - \hat{\omega})\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}}$$

则式(10)模型方程可表示为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{e}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{e} - \boldsymbol{W} \tag{11}$$

设 $\hat{\omega}$ 为如下分数阶PI形式：

$$\hat{\omega} = {}_0D_t^{a_1}\Phi_1(v,t,\tau) + \Phi_2(v,t) + \hat{\omega}(0) \tag{12}$$

其中

$$\Phi_1(v,t,\tau) = K_{\mathrm{I}}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}} \quad K_{\mathrm{I}} \geqslant 0$$

$$\Phi_2(v,t) = K_{\mathrm{P}}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}} \quad K_{\mathrm{P}} \geqslant 0$$

2.3 Popov超稳定性理论

定理1：应用Popov超稳定性理论分析系统稳定性，满足 $\lim_{t\to\infty} e(t) = 0$，即所设控制系统稳定的充要条件为：线性环节传递矩阵为严格正实矩阵；$\eta(0,t) = \int_0^{t_0} \boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}\,\mathrm{d}t \geqslant -\gamma_0^2$，$\gamma_0$ 为任意有限正数。

由文献[13]可得条件1成立，所以本文仅需对条件2进行证明。将 $\boldsymbol{e}$，$\boldsymbol{W}$ 分别代入条件2，可得：

$$\eta(0,t) = \int_0^{t_0} \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(\hat{\omega} - \omega)\boldsymbol{E}\,\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}}\mathrm{d}t \tag{13}$$

式(12)代入式(13)可得：

$$\begin{aligned} \eta(0,t) &= \int_0^{t_0} \boldsymbol{E}'[{}_0D_t^{a_1}\Phi_1(v,t,\tau) + \Phi_2(v,t) + \hat{\omega}(0) - \omega]\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}}\mathrm{d}t \\ &= \int_0^{t_0} \boldsymbol{E}'[{}_0D_t^{a_1}\Phi_1(v,t,\tau) + \hat{\omega}(0) - \omega]\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}}\mathrm{d}t + \int_0^{t_0} \boldsymbol{E}'\Phi_2(v,t)\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}}\mathrm{d}t \\ &= \eta_1(0,t) + \eta_2(0,t) \end{aligned} \tag{14}$$

若满足 $\eta_1(0,t_0) \geqslant -\gamma_1^2$，$\eta_2(0,t_0) \geqslant -\gamma_2^2$，则条件2得证。

利用下列不等式：

$$\int_0^{t_0} \frac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t} kf(t) = \frac{k}{2}[f^2(t_0) - f^2(0)] \geqslant \frac{1}{2}kf^2(0) \geqslant 0 \tag{15}$$

其中

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}} \\ kf(t) = \int_0^{t_0} \Phi_1(v,t,\tau)\mathrm{d}t + \hat{\omega}(0) - \omega \end{cases} \tag{16}$$

式(15)、式(16)代入式(13)可得：

$$\begin{aligned} \eta_{\Phi_1}(0,t_0) &= \int_0^t \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\left[\int_0^t \Phi_1(v,t,\tau)\mathrm{d}t + \hat{\omega}(0) - \omega\right]\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}}\mathrm{d}t \\ &= \int_0^t \frac{\mathrm{d}f(t)}{\mathrm{d}t} K_{\mathrm{I}} f(t)\mathrm{d}t \\ &= \frac{2}{K_{\mathrm{I}}}[f^2(t_0) - f^2(0)] \\ &\geqslant \frac{1}{2}K_{\mathrm{I}}f^2(0) \geqslant -\gamma_1^2 \end{aligned} \tag{17}$$

同理取

$$\Phi_2(v,t) = K_{\mathrm{P}}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{E}\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}} \quad K_{\mathrm{P}} \geqslant 0 \tag{18}$$

$$\eta_{\Phi_2}(0,t_0) = \int_0^t (\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}})^2(\hat{\boldsymbol{i}}'_{\mathrm{s}})^2\mathrm{d}t \geqslant -\gamma_2^2 \tag{19}$$

定理2：若 $f(t)$ 在 $(0,+\infty)$ 上连续，且 $[0,+\infty)$ 上可积分，对任意函数 $f(t)$ 进行分数阶积分，得 ${}_{t_1}D_{t_2}^{-a}f(t)$，满足 $\alpha \geqslant 0$，$t_1 \leqslant t_2$，那么则有 ${}_{t_1}D_{t_2}^{-a}f(t)\int_{t_1}^{t_2}f(t)$ 的正、负号一致。

在控制器参数设定一致时，将分数阶取代整数阶积分，根据定理2、式(17)和式(19)可得：

$$\begin{cases} \eta_1(0,t_0) \geqslant -\gamma_2^2 \\ \eta_2(0,t_0) \geqslant -\gamma_2^2 \end{cases} \tag{20}$$

因此条件2成立，所设控制系统式(12)满足Popov积分不等式，系统稳定。将式(10)、式(16)、式(18)及矩阵 $\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{E}$，$\boldsymbol{i}'_{\mathrm{s}}$ 代入式(12)可得转速观测值为

$$\begin{aligned} \hat{\omega} &= {}_0D_t^{a_1}\Phi_1(v,t,\tau) + \Phi_2(v,t) + \hat{\omega}(0) \\ &= {}_0D_t^{a_1}K_{\mathrm{I}}(i'_d\hat{i}'_q - i'_q\hat{i}'_d) + K_{\mathrm{P}}(i'_d\hat{i}'_q - i'_q\hat{i}'_d) + \hat{\omega}(0) \end{aligned} \tag{21}$$

位置观测值为

$$\hat{\theta} = \frac{\mathrm{d}\hat{\omega}}{\mathrm{d}t} \tag{22}$$

3 新型PD迭代学习控制

联合式(2)、式(3)搭建PMSM数学模型，i_q，ω 为状态变量，T_{m} 为输出量，经线性化之后可表示为下式：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\dfrac{p\Psi_{\mathrm{f}}}{L} \\ \dfrac{3p\Psi_{\mathrm{f}}}{2J} & -\dfrac{B}{J} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L}u_q \\ -\dfrac{T_{\mathrm{L}}}{J} \end{bmatrix} \tag{23}$$

其中　　$x_1 = i_q \quad x_2 = \omega$

联合式(23)和式(4)，PMSM动态方程表达式可表示为

$$\begin{cases}\dot{x}_{k+1}(t)=\boldsymbol{A}_1 x_{k+1}(t)+\boldsymbol{B}_1 u_{k+1}(t)\\ y_{k+1}(t)=\boldsymbol{C}_1 x_{k+1}(t)\end{cases} \tag{24}$$

令 $y_d(t), t\in[0,T_0]$ 为目标输出，构造带辅助反馈增益的新型PD型ILC如下：

$$i_{q,k+1}(t)=i_{q,k}(t)+\Gamma_{p1}e_{k+1}(t)+\Gamma_{p}e_k(t)+\Gamma_{d}\dot{e}_k(t) \tag{25}$$

其中 $t\in[0,T_0]\quad k=1,2,3\cdots$

$$e_{k+1}(t)=\omega^*-\omega_{r,k+1}$$

$$e_k(t)=\omega^*-\omega_{r,k}$$

式中：$e_{k+1}(t)$ 为转速闭环误差；$e_k(t)$ 为转速开环误差；下标 k 为第 k 次迭代次数；Γ_p，Γ_d 分别为比例、微分增益；Γ_{p1} 为辅助反馈增益。

算法收敛条件计算：

$$\begin{aligned}e_{k+1}(t)&=y_d(t)-y_{k+1}(t)=[y_d(t)-y_k(t)]-[y_{k+1}(t)-y_k(t)]\\&=e_k(t)-[y_{k+1}(t)-y_k(t)]\\&=e_k(t)-\boldsymbol{C}_1\int_0^t\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)]\boldsymbol{B}_1\Gamma_{p1}e_{k+1}(\tau)+\\&\quad\Gamma_p e_k(\tau)\mathrm{d}\tau-\boldsymbol{C}_1\int_0^t\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)]\boldsymbol{B}_1\Gamma_d\mathrm{d}[e_k(\tau)]\\&=e_k(t)-\boldsymbol{C}_1\int_0^t\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)]\boldsymbol{B}_1\Gamma_{p1}e_{k+1}(\tau)\mathrm{d}\tau-\\&\quad\boldsymbol{C}_1\int_0^t\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)](\boldsymbol{B}_1\Gamma_p+\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d)e_k(\tau)\mathrm{d}\tau-\\&\quad\boldsymbol{C}_1\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)]\boldsymbol{B}_1\Gamma_d e_k(\tau)\Big|_{\tau=0}^{\tau=t}\end{aligned} \tag{26}$$

因为 $e_k(0)=y_d(0)-y_k(0)=0$，则式(26)化简为

$$\begin{aligned}&\{1-\boldsymbol{C}_1\int_0^t\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)]\boldsymbol{B}_1\Gamma_{p1}\}e_{k+1}(t)=(1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d)e_k(t)-\\&\quad\boldsymbol{C}_1\int_0^t\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(t-\tau)](\boldsymbol{B}_1\Gamma_p+\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d)e_k(\tau)\mathrm{d}\tau\end{aligned} \tag{27}$$

对式(27)等式两边分别取Lebesgue-p范数，并应用广义Young不等式可得：

$$\|e_{k+1}(\cdot)\|_p\leqslant\frac{\|1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d\|+\|\boldsymbol{C}_1\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(\cdot)](\boldsymbol{B}_1\Gamma_p+\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d)\|_1}{|1-\boldsymbol{C}_1\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(\cdot)\boldsymbol{B}_1\Gamma_{p1}]|}\|e_k(\cdot)\|_p \tag{28}$$

令

$$\rho=\frac{|1-\boldsymbol{C}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d|+\|\boldsymbol{C}_1\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(\cdot)](\boldsymbol{B}_1\Gamma_p+\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{B}_1\Gamma_d)\|_1}{|1-\boldsymbol{C}_1\exp[\boldsymbol{A}_1\cdot(\cdot)\boldsymbol{B}_1\Gamma_{p1}]|} \tag{29}$$

即可得：

$$\|e_{k+1}(\cdot)\|_p\leqslant\rho\|e_k(\cdot)\|_p\quad k=1,2,3\cdots \tag{30}$$

当 $\lim\limits_{k\to\infty}\|e_k(t)\|=0$ 时，系统收敛，所以系统收敛的充分条件为：$\rho<1$。

图1所示为迭代学习控制误差的Lebesgue-p范数，图1a为本文所提带反馈增益控制图，图1b为传统PI迭代学习控制图，由图可知PD-ILC收敛速度快。

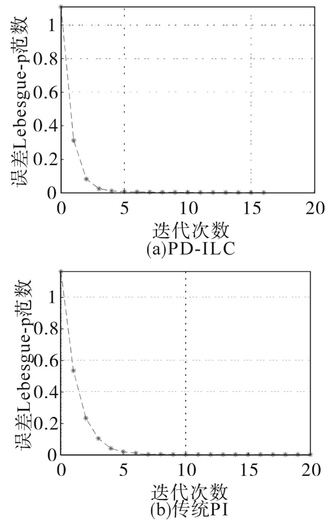


图1　误差的Lebesgue-p范数

Fig.1　Lebesgue-p norm of error

4　仿真及实验验证

本文采用基于分数阶模型参考自适应PMSM新型PD-ILC控制策略结构框图如图2所示，永磁同步电机参数如下：定子电阻 R=0.56 Ω，极对数 p=3，转动惯量 J=0.002 1 kg·m²，永磁磁链 Ψ_f=0.82 Wb，定子电感 L=0.015 3 H，黏滞摩擦系数 B=0.000 1。

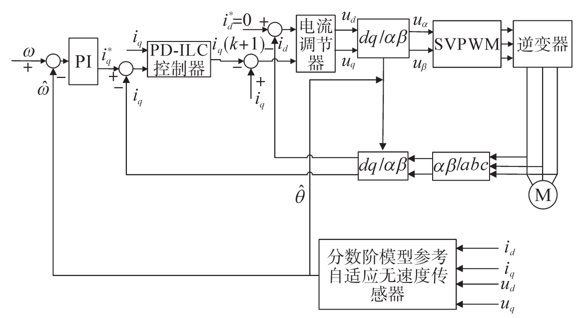


图2　系统控制框图

Fig.2　Control block diagram system

1)定义最优性能(ITAE)指标函数为

$$J=\int_0^T t[e(t)]\mathrm{d}t \tag{31}$$

利用ITAE最小准则原理，通过寻优法可得其与在α(0,1)的变化关系。当电机期望速度为500 r/min时，逐渐增大α值，α=0.9时，ITAE指标最优。

2)主要验证所设计分数阶模型参考自适应观测器的有效性。控制器采用PI控制，观测器分别采用整数阶(α=1)和分数阶(α=0.9)模型参考

自适应观测器进行仿真对比。

仿真试验条件设置：电机初始时刻期望速度为600 r/min，0.1 s时加12 N·m负载，调整其他参数一致。仿真结果如图3、图4所示。

图3为α=0.9，α=1时的转速观测曲线对比图，图中可以得出整数阶、分数阶模型参考自适应观测器均能稳定运行，且响应速度快，分数阶模型参考自适应观测器转速观测误差小于整数阶模型参考自适应观测转速观测误差，观测准确度更高。

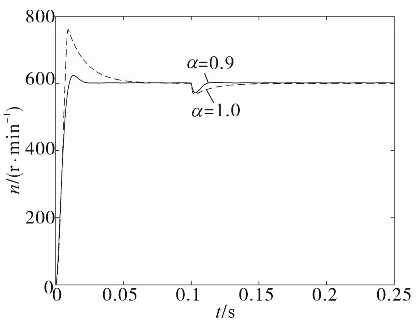
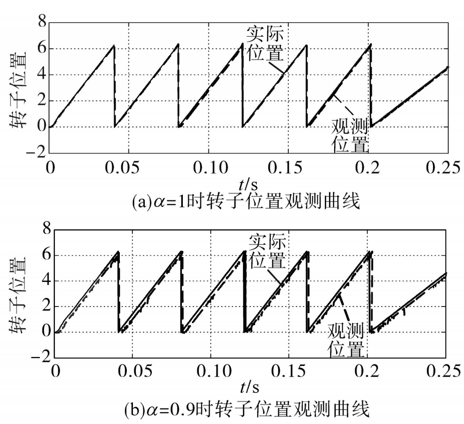


图3　电机输出对比图

Fig.3　Comparison of motor output

图4a、图4b分别表示α=1，α=0.9时的转子位置观测曲线。对比分析图4a、图4b中数据显示可得，α=0.9时误差明显减小。



(a)α=1时转子位置观测曲线

(b)α=0.9时转子位置观测曲线

图4　转子位置观测对比图

Fig.4　Comparison chart of rotor position estimation

3）确定分数阶模型参考自适应有效性后，控制器分别采用PI控制和新型PD-ILC控制进行仿真对比分析。

变速仿真：系统初始0~0.1 s运行速度为600 r/min，0.1~0.25 s运行在1 000 r/min，在仿真试验中可调模型参数设计为：K_{P}=4，K_{I}=0.2，α=1，初始值为0；迭代控制器参数设定为：Γ_{p}=0.8，Γ_{d}=0.01，Γ_{p1}=0.3。图5为分别采用PI控制器和PD-ILC控制器速度响应曲线对比图。

4）实验平台电机参数如表1所示。

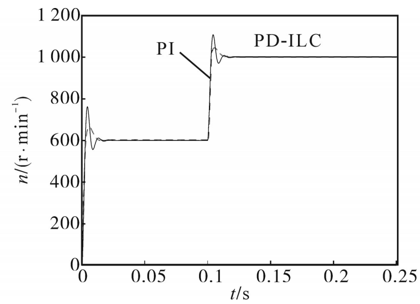


图5　速度响应曲线对比图

Fig.5　Comparison chart of speed response

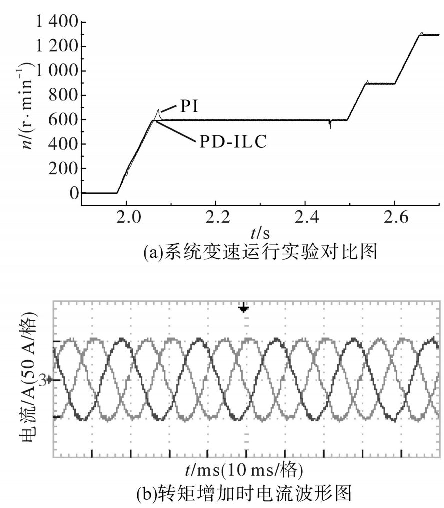
表1　实验平台电机参数

Tab.1　Experimental platform motor parameters

直流电机参数	数值	PMSM电机参数	数值
额定电压/V	440	额定电压/V	380
额定电流/A	11.3	额定功率/kW	3
额定功率/kW	4	额定电流/A	4.4
励磁电压/V	180	额定转速/(r·min^{-1})	1 500
励磁电流/A	1.62	额定转矩/(N·m)	19

为验证PMSM低速、中速及高速运行性能，以及对于验证PD-ILC的变速性能，进行实验验证。图6a为电机变速运行时转子转速监测曲线，分别为采用PI控制方法和PD-ILC控制方法时转速曲线。当t=1.9 s时启动电机，给定转速600 r/min；t=2.45 s时加12 N·m负载；t=2.5 s时给定转速增至900 r/min；t=2.6 s时给定转速增至1 300 r/min。图6b所示为转矩增加时电流波形图，当转矩增加时，电机相电流维持平衡且为正弦波，毛刺小，输出电能质量高。

由图6可看出，PD-ILC控制策略对比PI控制策略在低、中、高速均能实现无超调给定转速跟踪，且当负载变换时，PD-ILC稳定性更好。



(a)系统变速运行实验对比图

(b)转矩增加时电流波形图

图6　系统实验图

Fig.6　Diagram of system experiment

5 结论

本文主要对永磁同步电机无速度传感器估算准确度、调速精度问题进行了研究，研究结论如下：

1）提出了一种分数阶模型参考自适应无速度观测器，确保观测器稳定的同时，有效地解决整数阶观测精度不高的问题，提高观测器的估算准确度；

2）设计基于分数阶MARS无传感器带辅助反馈项PD-ILC控制策略，在不依赖精确PMSM数学模型情况，实现高精度的转速跟踪。

参考文献

[1] Jahns T M，Soong W L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—a review[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，1996，43（2）：321-330.

[2] 杜思宸，全力，朱孝勇，等. 基于高频注入的永磁同步电机零低速下位置传感器失效故障容错控制[J]. 中国电机工程学报，2019，39（10）：3038-3047.
Du Sichen，Quan Li，Zhu Xiaoyong，*et al*. Fault-tolerant control of position sensor failure for PMSM at zero and low speed based on high frequency injection[J]. Proceedings of the CSEE，2019，39（10）：3038-3047.

[3] 申永鹏，刘安康，崔光照，等. 扩展滑模观测器永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 电机与控制学报，2020，24（8）：51-57，66.
Shen Yongpeng，Liu Ankang，Cui Guangzhao，*et al*. Sensorless filed oriented control of permanent magnet synchronous motor based on extend sliding mode observer[J]. Electric Machines and Control，2020，24（8）：51-57，66.

[4] 张立伟，李行，宋佩佩，等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报，2019，34（S1）：70-78.
Zhang Liwei，Li Hang，Song Peipei，*et al*. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2019，34（S1）：70-78.

[5] 王兴亮，秦露露，顾华，等. 永磁同步电机分数阶改进快速终端滑模控制[J]. 电力系统及其自动化学报，2021，12：110-116.
Wang Xingliang，Qin Lulu，Gu Hua，*et al*. Improved fast terminal sliding mode control based on fractional order calculus for permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSU-EPSA，2021，12：110-116.

[6] 李浩源，张兴，杨淑英，等. 基于高频信号注入的永磁同步电机无传感器控制技术综述[J]. 电工技术学报，2018，33（12）：2653-266.
Li Haoyuan，Zhang Xing，Yang Shuying，*et al*. Review on sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high-frequency signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2018，33（12）：2653-266.

[7] 王爽，曹栋逸，杨影，等. 正负高频脉冲电压注入的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报，2020，35（S1）：164-171.
Wang Shuang，Cao Dongyi，Yang Ying，*et al*. Sensorless control of PMSM with positive and negative high frequency pulse voltage signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2020，35（S1）：164-171.

[8] 林茂，李颖晖，吴辰，等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报，2017，32（6）：156-163.
Lin Mao，Li Yinghui，Wu Chen，*et al*. A model reference adaptive system based sliding mode observer for model predictive controlled permanent magnet synchronous motor drive[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32（6）：156-163.

[9] Larbi M，Roufaida A，Nawal A A M. Sensorless control of PMSM with fuzzy model reference adaptive system[J]. International Journal of Power Electronics and Drive Systems，2019，10（4）：1772.

[10] Hu Bihua，Kang Longyun，Cheng Jiancai，*et al*. Integrated dead-time compensation and elimination approach for model predictive power control with fixed switching frequency[J]. IET Power Electronics，2019，12（5）：1220-1228.

[11] 何延昭，王贞艳，王金霞，等. 高速永磁同步电机模型参考自适应转速观测[J]. 电气传动，2020，50（10）：16-22.
He Yanzhao，Wang Zhenyan，Wang Jinxia，*et al*. Speed observation for high-speed permanent magnet synchronous motor with model reference adaptive system[J]. Electric Drive，2020，50（10）：16-22.

[12] 王晶，周楠，王森，等. 随机变批次长度的反馈辅助PD型量化迭代学习控制[J]. 控制与决策，2021，36（10）：2569-2576.
Wang Jing，Zhou Nan，Wang Sen，*et al*. Feedback-assisted PD-type quantized iterative learning control with randomly iteration varying lengths[J]. Control and Decision，2021，36（10）：2569-2576.

[13] 钟臻峰，金孟加，沈建新. 基于分段PI调节器的模型参考自适应永磁同步电动机全转速范围无传感器控制[J]. 中国电机工程学报，2018，38（4）：1203-1211，1297.
Zhong Zhenfeng，Jin Mengjia，Shen Jianxin. Full speed range sensorless control of permanent magnet synchronous motor with phased PI regulator-based model reference adaptive system[J]. Proceedings of the CSEE，2018，38（4）：1203-1211，1297.

收稿日期：2021-03-02
修改稿日期：2021-04-06