DOI:10.14188/j.1671-8844.2025.0453
文章编号:1671-8844(2026)09-1518-10

基于改进等价输入干扰的永磁同步电机跟踪控制

潘亚婷,沈艳军,梅启程

(三峡大学电气与新能源学院,湖北 宜昌 443002)

摘要:针对永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)提出一种基于改进滑模观测器的等价输入干扰(enhanced sliding-mode observer based equivalent input disturbance,ESMO-EID)跟踪控制方法,旨在抑制测量噪声和外部干扰对系统性能的影响,并弥补常规等价输入干扰(equivalent input disturbance,EID)方法在噪声环境下性能受限的不足。首先,采用输出滤波技术将含噪声的测量输出变换到系统状态方程中,进而构建扩展系统;其次,设计改进滑模观测器,并给出输出反馈控制律。稳定性分析表明闭环系统具有一致最终有界性。最后,仿真结果进一步验证了该方法的有效性,与其他方法相比,所提方法在抑噪性能、抗扰动能力方面具有明显优势。

关键词:等价输入扰动;测量噪声;输出滤波器;滑模观测器
中图分类号:TP 273　**文献标志码:**A

Tracking control of permanent magnet synchronous motor based on enhanced equivalent input disturbance

PAN Yating, SHEN Yanjun, MEI Qicheng

(School of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: An enhanced sliding-mode-observer-based equivalent input disturbance (ESMO-EID) tracking control method is proposed for permanent magnet synchronous motor (PMSM), aiming to suppress the influence of measurement noise and external disturbances on the system performance, and to overcome the limitations of the conventional equivalent input disturbance (EID) methods in terms of performance under noisy environments. First, the output filtering technique is employed to introduce the noisy measured output into the system state equation, thereby constructing an extended system. Next, an enhanced sliding-mode observer (ESMO) is designed, and an output feedback control law is provided. The stability analysis demonstrates that the closed-loop system has uniform ultimate boundedness. Finally, the simulation results further prove the effectiveness of the proposed method. Compared with other approaches, the permanent magnet synchronous motor tracking control method based on improved equivalent input disturbance exhibits obvious advantages in noise suppression performance and disturbance resistance capability.

Key words: equivalent input disturbance; measurement noise; output filter; sliding-mode observer

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)广泛应用于工业伺服系统、电动汽车、航空航天等关键领域[1-2]。然而,电阻与电感随温度变化的参数时变性、外部负载突变扰动及传感

收稿日期:2025-12-24
作者简介:潘亚婷(2001-),女,硕士研究生,主要从事等价输入扰动方法研究,E-mail:17720416284@163.com。
通信作者:沈艳军(1970-),男,教授,主要从事非线性系统、智能控制、电机与控制等研究,E-mail: shenyj@ctgu.edu.cn。
基金项目:国家自然科学基金项目(编号:62273200)。
本文引用格式:潘亚婷,沈艳军,梅启程.基于改进等价输入干扰的永磁同步电机跟踪控制[J].武汉大学学报(工学版),2026,59(9):1518-1527.
Citation: PAN Yating, SHEN Yanjun, MEI Qicheng. Tracking control of permanent magnet synchronous motor based on enhanced equivalent input disturbance[J].Engineering Journal of Wuhan University,2026,59(9):1518-1527.

器测量噪声等因素导致传统控制方法难以同时满足动态响应速度与抗扰性能的严苛要求[3-4]。

比例-积分（proportional-integral，PI）控制作为PMSM磁场定向控制的核心方案[5]，对参数时变和外部扰动敏感，易出现超调量大、稳态误差显著等问题。滑模控制（sliding-mode control，SMC）凭借强鲁棒性和快速响应特性，成为PMSM抗扰控制的重要方向[6-7]，但存在严重抖振现象；自抗扰控制（active disturbance rejection control，ADRC）通过扩展状态观测器（extended state observer，ESO）实时估计并补偿总扰动，在PMSM控制中表现出优异的抗扰能力[4]；干扰观测器（disturbance observer，DOB）、不确定性与干扰估计器（uncertainty and disturbance estimator，UDE）等方法也被广泛研究[8-9]。尽管上述方法各有优势，但在同时存在测量噪声和复杂外部扰动的实际场景中，仍普遍面临鲁棒性与动态性能难以兼顾的挑战。

为进一步提升PMSM驱动系统的抗干扰能力与鲁棒性，等价输入干扰（equivalent input disturbance，EID）[10]方法因其独特的干扰处理逻辑受到广泛关注。为强化鲁棒性，滑模控制与EID的融合方案被提出，以提升系统的抗干扰性能[11-12]。面对复杂时变干扰，学者将神经网络、模型预测与EID结合，提升了系统的自适应能力[13-14]。然而，EID方法在存在测量噪声的场景下仍面临瓶颈。为削弱测量噪声对系统的影响，学者提出了输出滤波策略，以缓解测量噪声的影响。例如，通过采用输出滤波变换构建扩展非线性系统，从而提升控制效果[15]，且一阶输出滤波器已被用于抑制传感器测量噪声对输出的负面影响[16-17]。

本文提出一种基于改进滑模观测器的等价输入干扰（enhanced sliding-mode observer based equivalent input disturbance，ESMO-EID）方法，旨在提升系统的干扰抑制性能。

1　系统描述

1.1　永磁同步电机驱动系统描述

永磁同步电机是一种以永磁体替代传统电励磁绕组产生励磁磁场的同步电机，凭借结构紧凑、运行效率高、动态响应快及低速大转矩特性显著等优势被广泛应用于高精度伺服、工业传动等核心领域[1-2]。然而，永磁同步电机在实际运行中易受负载扰动、电网波动、传感器测量噪声等外部因素影响，导致电流跟踪精度显著下降。

考虑d-q同步旋转坐标系下的PMSM数学模型，假设PMSM磁路不饱和，忽略涡流损耗与磁滞损耗，且永磁体磁链为恒定值。则电压方程为[18]

$$\begin{cases} u_d(t)=Ri_d(t)+\dfrac{\mathrm{d}i_d(t)}{\mathrm{d}t}L_d-P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)L_qi_q(t) \\ u_q(t)=Ri_q(t)+\dfrac{\mathrm{d}i_q(t)}{\mathrm{d}t}L_q+P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)\cdot \\ \qquad (L_di_d(t)+\psi_{\mathrm{f}}) \end{cases}$$

式中：$u_d(t)$和$u_q(t)$分别为定子电压d、q轴的分量；$i_d(t)$和$i_q(t)$分别为定子电流d、q轴的分量；L_d和L_q分别为电感d、q轴的分量；R为定子电阻；P_n为极对数；$\omega_{\mathrm{m}}(t)$为机械角速度；ψ_{f}为永磁体磁链。

电流方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{i}_d(t)=-\dfrac{R}{L_d}i_d(t)+\dfrac{1}{L_d}u_d(t)+\dfrac{1}{L_d}P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)L_qi_q(t) \\ \dot{i}_q(t)=-\dfrac{R}{L_q}i_q(t)+\dfrac{1}{L_q}u_q(t)-\dfrac{1}{L_q}P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)\cdot \\ \qquad \left(L_di_d(t)+\psi_{\mathrm{f}}\right) \end{cases}$$

为改善电流控制效果，采用前馈补偿方法实现解耦。令输入：

$$u_{do}(t)=u_d(t)-P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)L_qi_q(t)$$
$$u_{qo}(t)=u_q(t)+P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)\left(L_di_d(t)+\psi_{\mathrm{f}}\right)$$

则电流方程可被转换为

$$\begin{cases} \dot{i}_d(t)=-\dfrac{R}{L_d}i_d(t)+\dfrac{1}{L_d}u_{do}(t)+\dfrac{1}{L_d}P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)L_qi_q(t) \\ \dot{i}_q(t)=-\dfrac{R}{L_q}i_q(t)+\dfrac{1}{L_q}u_{qo}(t)-\dfrac{1}{L_q}P_n\omega_{\mathrm{m}}(t)\cdot \\ \qquad \left(L_di_d(t)+\psi_{\mathrm{f}}\right) \end{cases}$$

假设电流状态方程中存在有界扰动$\sigma_d(t)$、$\sigma_q(t)$，$i_d(t)$和$i_q(t)$为受测量噪声$n_d(t)$、$n_q(t)$影响的可测量输出，得到以下状态空间模型：

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{\sigma}(t) \\ \boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t)+\boldsymbol{n}(t) \end{cases} \tag{1}$$

式中：$\boldsymbol{x}(t)$、$\boldsymbol{y}(t)$、$\boldsymbol{u}(t)$分别为系统的状态向量、输出向量和控制输入向量，$\boldsymbol{x}(t)=(i_d(t),i_q(t))^{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{y}(t)=(y_d(t),y_q(t))^{\mathrm{T}}$，$y_d(t)$和$y_q(t)$分别为$d$、$q$轴的输出，$\boldsymbol{u}(t)=(u_d(t),u_q(t))^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L_d} & 0 \\ 0 & -\dfrac{R}{L_q} \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_q} \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{\sigma}(t)=\begin{bmatrix} \sigma_d(t) \\ \sigma_q(t) \end{bmatrix}$，$\boldsymbol{n}(t)=$

$\begin{bmatrix} n_d(t) \\ n_q(t) \end{bmatrix}$。

1.2 一阶滤波器设计

常规等价输入扰动方法的滤波器无法同时实现等价扰动的精确估计和测量噪声的有效抑制。为抑制测量噪声对系统的影响,本文设计的一阶滤波器为

$$\dot{\boldsymbol{\Gamma}}(t)=\boldsymbol{\Xi}\left(-\boldsymbol{\Gamma}(t)+\boldsymbol{y}(t)\right) \tag{2}$$

式中:$\boldsymbol{\Gamma}(t)$为滤波器的状态向量,$\boldsymbol{\Gamma}(t)=(\gamma_d(t),\gamma_q(t))^{\mathrm{T}}$,$\gamma_d(t)$与$\gamma_q(t)$分别为$y_d(t)$、$y_q(t)$滤波后的输出;$\boldsymbol{\Xi}$为正定对角矩阵,$\boldsymbol{\Xi}=\mathrm{diag}(\xi_1,\xi_2)$,$\xi_1$、$\xi_2$均为正实数。

对系统(式1)引入输出滤波器,得到扩展系统为

$$\begin{cases}\dot{\chi}(t)=\bar{A}\chi(t)+\bar{B}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}(t)\\ \boldsymbol{Y}(t)=\bar{C}\chi(t)\end{cases} \tag{3}$$

式中:$\chi(t)=\begin{bmatrix}\gamma_d(t)\\ \gamma_q(t)\\ i_d(t)\\ i_q(t)\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{Y}(t)=\begin{bmatrix}\gamma_d(t)\\ \gamma_q(t)\end{bmatrix}$,$\bar{A}=\begin{bmatrix}-\xi_1 & 0 & \xi_1 & 0\\ 0 & -\xi_2 & 0 & -\xi_2\\ 0 & 0 & -\dfrac{R}{L_d} & 0\\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{R}{L_q}\end{bmatrix}$,$\bar{B}=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\\ \dfrac{1}{L_d} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{L_q}\end{bmatrix}$,$\bar{C}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\end{bmatrix}$和$\boldsymbol{d}(t)=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\Xi n}(t)\\ \boldsymbol{\sigma}(t)\end{bmatrix}$。

定理1:扩展系统(式(3))是能控、能观的,且在虚轴上没有零点。

证明:1)能控、能观性证明

能控矩阵$\mathcal{C}$为

$$\mathcal{C}=\begin{bmatrix}\bar{B} & \bar{A}\bar{B} & \bar{A}^2\bar{B} & \bar{A}^3\bar{B}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 0 & \dfrac{\xi_1}{L_d} & 0\\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{\xi_2}{L_q}\\ \dfrac{1}{L_d} & 0 & -\dfrac{R}{L_d^2} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{L_q} & 0 & -\dfrac{R}{L_q^2}\end{bmatrix}$$

且rank($\mathcal{C}$)=4,故该扩展系统具有完全可控性。

能观矩阵$\mathcal{O}$为

$$\mathcal{O}=\begin{bmatrix}\bar{C}\\ \bar{C}\bar{A}\\ \bar{C}^2\bar{A}\\ \bar{C}^3\bar{A}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ -\xi_1 & 0 & \xi_1 & 0\\ 0 & -\xi_2 & 0 & \xi_2\end{bmatrix}$$

且rank($\mathcal{O}$)=4,故该扩展系统具有完全可观性。

2)证明系统在虚轴上没有零点

扩展系统的传递函数矩阵$\bar{\boldsymbol{G}}(s)$为

$$\bar{\boldsymbol{G}}(s)=\bar{C}(s\boldsymbol{I}-\bar{A})^{-1}B=\begin{bmatrix}\dfrac{\xi_1}{L_d(s+\xi_1)\left(s+\dfrac{R}{L_d}\right)} & 0\\ 0 & \dfrac{\xi_2}{L_d(s+\xi_2)\left(s+\dfrac{R}{L_q}\right)}\end{bmatrix}$$

式中:s为拉普拉斯算子;$\boldsymbol{I}$为单位矩阵。容易看出,该扩展系统在虚轴上没有零点。

根据文献[19],可得出以下结论:

引理1[19]:考虑一个线性时不变控制系统:

$$\begin{cases}\dot{\chi}(t)=\bar{A}\chi(t)+\bar{B}\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}(t)\\ \boldsymbol{Y}(t)=\bar{C}\chi(t)\end{cases}$$

且该系统满足以下条件:

(1)$(\bar{A},\bar{B},\bar{C})$满足能控、能观性;

(2)$(\bar{A},\bar{B},\bar{C})$在虚轴上没有零点。

则该系统可改写为

$$\begin{cases}\dot{\chi}(t)=\bar{A}\chi(t)+\bar{B}\left(\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)\right)\\ \boldsymbol{Y}(t)=\bar{C}\chi(t)\end{cases}$$

由文献[20]得到等价扰动$\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)$的计算式为

$$\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)=L^{-1}\left\{\left[\bar{C}\left(s\boldsymbol{I}-\bar{A}\right)^{-1}\bar{B}\right]^{-1}\bar{C}\left(s\boldsymbol{I}-\bar{A}\right)^{-1}\right\}*\boldsymbol{d}(t)$$

式中:符号*表示卷积运算;L^{-1}表示拉普拉斯逆变换。

根据引理1,扩展系统(式(3))可改写成为

$$\begin{cases}\dot{\chi}(t)=\bar{A}\chi(t)+\bar{B}\left(\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)\right)\\ \boldsymbol{Y}(t)=\bar{C}\chi(t)\end{cases} \tag{4}$$

2 ESMO-EID跟踪控制方法设计

本文在改进滑模观测器的设计中,采用双曲正切函数取代传统的符号函数,以减轻滑模控制固有的抖振现象。这一改进确保了更平滑、更连续的过渡特性,对于实际工程应用具有显著优势。双曲正切函数$H(\varsigma)$的表达式为

$$H(\varsigma)=\frac{\mathrm{e}^{\frac{\varsigma}{\varepsilon}}-\mathrm{e}^{-\frac{\varsigma}{\varepsilon}}}{\mathrm{e}^{\frac{\varsigma}{\varepsilon}}+\mathrm{e}^{-\frac{\varsigma}{\varepsilon}}} \tag{5}$$

式中：ς为函数变量；ε为正常数，它影响所设计观测器的收敛速率。由图1可知，ε越小，函数(5)越接近符号函数。

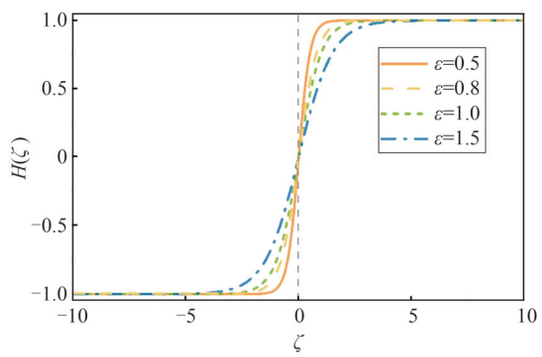


图1　不同ε值下的双曲正切函数

Fig.1　Hyperbolic tangent function for different values of ε

本文将传统EID方法中的状态观测器替换为改进滑模观测器：

$$\begin{cases}\dot{\hat{\chi}}(t)=\bar{A}\hat{\chi}(t)+\bar{B}\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)+KH\left(Y(t)-\hat{Y}(t)\right)\\ \hat{Y}(t)=\bar{C}\hat{\chi}(t)\end{cases} \tag{6}$$

式中：$\hat{\chi}(t)$为$\chi(t)$的估计值；$\hat{Y}(t)$为$Y(t)$的估计值；$\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)$为观测器输入；$K$为待设计的观测器增益。选取滑模面为$\bar{s}(t)$，$\bar{s}(t)=Y(t)-\hat{Y}(t)$。

定义观测误差为$\boldsymbol{e}(t)$，$\boldsymbol{e}(t)=\chi(t)-\hat{\chi}(t)$，结合式(4)和(6)，可得：

$$\dot{\boldsymbol{e}}(t)=\dot{\chi}(t)-\dot{\hat{\chi}}(t)=\bar{A}\boldsymbol{e}(t)+\bar{B}\left(\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)\right)-KH\left(Y(t)-\hat{Y}(t)\right) \tag{7}$$

由于扰动$\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)$是未知的，现引入新的扰动估计量$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$，其表达式为

$$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)=\bar{B}^{+}KH(\bar{s})+\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)-\boldsymbol{u}(t) \tag{8}$$

式中：$\bar{B}^{+}$为输入矩阵的Moore-Penrose广义逆，$\bar{B}^{+}=(B^{\mathrm{T}}B)^{-1}B^{\mathrm{T}}$。

由式(8)可知，干扰估计$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$的表达式中包含控制输入信号。若将其直接补偿至输入通道，将不满足因果性要求。因此，在估计器中引入低通滤波器$F(s)$以解决该因果性问题。滤波后的干扰$\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$定义为

$$\tilde{D}_{\mathrm{e}}(s)=F(s)\hat{D}_{\mathrm{e}}(s)$$

式中：$\tilde{D}_{\mathrm{e}}(s)$与$\hat{D}_{\mathrm{e}}(s)$分别为$\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$与$\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$的拉普拉斯变换。低通滤波器$F(s)$设计为

$$|F(\mathrm{j}\omega)|\approx 1,\quad \forall\omega\in[0,\omega_{\mathrm{r}}] \tag{9}$$

式中：ω为频率；j为虚数单位；ω_{r}为估计最高频率。该设计确保对所有$\omega\in[0,\omega_{\mathrm{r}}]$，有$\hat{D}_{\mathrm{e}}(\mathrm{j}\omega)\approx\tilde{D}_{\mathrm{e}}(\mathrm{j}\omega)$，$\hat{D}_{\mathrm{e}}(\mathrm{j}\omega)$与$\tilde{D}_{\mathrm{e}}(\mathrm{j}\omega)$分别为$\hat{D}_{\mathrm{e}}(s)$与$\tilde{D}_{\mathrm{e}}(s)$的频域表示。构造合适的改进滑模观测器和低通滤波器$F(s)$，使得$\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)$和$\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$之间存在较小误差，即$\left\|\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\right\|\leqslant\tau$，其中$\tau$为一个小正常数。

将滤波后的干扰$\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)$补偿至输入通道后，得到如下控制律：

$$\boldsymbol{u}(t)=\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t) \tag{10}$$

设置参考电流$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}$，$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}=\left[i_{d\mathrm{ref}},i_{q\mathrm{ref}}\right]^{\mathrm{T}}$，其中$i_{d\mathrm{ref}}$与$i_{q\mathrm{ref}}$分别为$d$、$q$轴的参考电流，参考输出与实际输出之间的误差为$\boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}(t)$，$\boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}(t)=\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}-Y(t)$。为了更好地跟踪参考电流，设计输出反馈控制律为

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)=K_{\mathrm{P}}\boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}(t)+K_{\mathrm{I}}z(t) \tag{11}$$

式中：K_{P}和K_{I}分别为比例环节和积分环节的增益；$z(t)=\int_0^t\boldsymbol{e}_{\mathrm{r}}(\tau)\mathrm{d}\tau$。

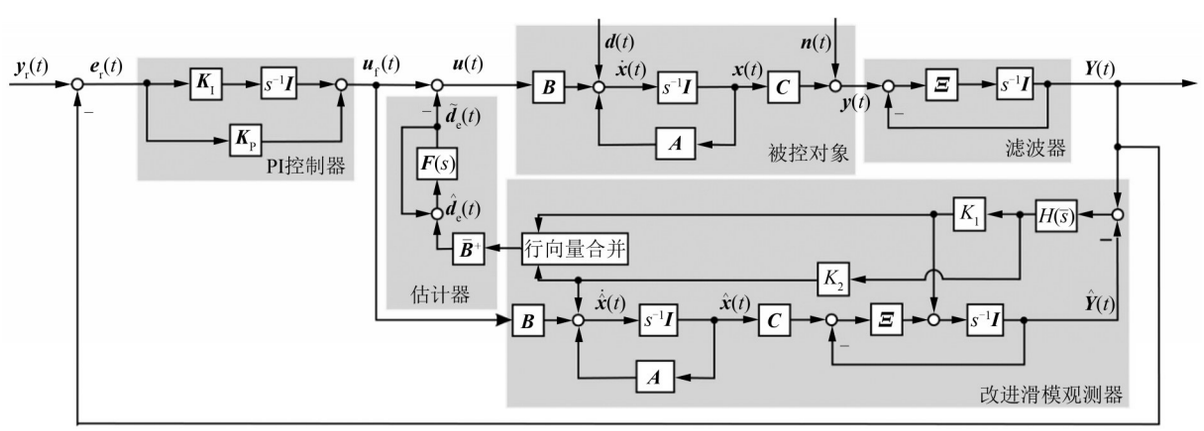


图2　ESMO-EID控制框图

Fig.2　Block diagram of the ESMO-EID control

本文所提ESMO-EID完整控制方法如图2所示。

3 稳定性分析

本节给出闭环系统的稳定性分析。

定理2:对于系统(式(1))设计一阶滤波器(式(2)),并构造扩展系统(式(4))及ESMO(式(6))。选择合适的观测器增益$\boldsymbol{K}$,则观测误差最终一致有界。

证明:选取李雅普诺夫函数为$V_1(t)$,$V_1(t)=\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)$,其中$\boldsymbol{Q}$为正定对称矩阵。$V_1(t)$的导数为

$$\begin{aligned}\dot{V}_1(t)=&\dot{\boldsymbol{e}}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\dot{\boldsymbol{e}}(t)=\\&\left[\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{e}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\left(\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)\right)-\right.\\&\left.\boldsymbol{K}H(\boldsymbol{Y}(t)\hat{\boldsymbol{Y}}(t))\right]^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\cdot\\&\left[\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{e}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\left(\boldsymbol{u}(t)+\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)\right)-\right.\\&\left.\boldsymbol{K}H\left(\boldsymbol{Y}(t)-\hat{\boldsymbol{Y}}(t)\right)\right]=\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\left(\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}+\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{A}}\right)\cdot\\&\boldsymbol{e}(t)-2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}H\left(\boldsymbol{Y}(t)-\hat{\boldsymbol{Y}}(t)\right)+\\&2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{B}}\left(\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\right)\end{aligned}\tag{12}$$

函数$H(\varsigma)$的导数为$\frac{1}{\varepsilon}\frac{1}{\cosh^2(\frac{\varsigma}{\varepsilon})}$,且$0<\frac{1}{\cosh(\frac{\varsigma}{\varepsilon})}\leqslant 1$。因此有$\left\|H\left(\boldsymbol{Y}(t)-\hat{\boldsymbol{Y}}(t)\right)\right\|\leqslant\frac{1}{\varepsilon}\left\|\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e}(t)\right\|$。根据杨氏不等式,存在2个正常数$\tau_1$、$\tau_2$使得以下不等式成立:

$$\begin{aligned}&2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{B}}\left(\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\right)\leqslant\frac{1}{\tau_1}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\cdot\\&\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{B}}\bar{\boldsymbol{B}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\tau_1\left(\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\right)^{\mathrm{T}}\cdot\\&\left(\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\right)\leqslant\frac{1}{\tau_1}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{B}}\bar{\boldsymbol{B}}^{\mathrm{T}}\cdot\\&\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\tau_1\tau^2\end{aligned}\tag{13}$$

$$\begin{aligned}&-2\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}H(\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e})\leqslant\frac{1}{\tau_2}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\cdot\\&\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\tau_2H^{\mathrm{T}}\left(\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e}(t)\right)H(\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e}(t))\leqslant\\&\frac{1}{\tau_2}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\frac{\tau_2}{\varepsilon^2}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\bar{\boldsymbol{C}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e}(t)\end{aligned}\tag{14}$$

对于$\boldsymbol{Q}>0$,存在正常数$\mu>0$满足以下条件:

$$\begin{aligned}&\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}+\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{A}}+\frac{1}{\tau_1}\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{B}}\bar{\boldsymbol{B}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}+\frac{1}{\tau_2}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}+\\&\frac{\tau_2}{\varepsilon^2}\bar{\boldsymbol{C}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{C}}<-\mu\boldsymbol{Q}\end{aligned}\tag{15}$$

结合式(12)~(15)可得:

$$\begin{aligned}&\dot{V}_1(t)\leqslant\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\left(\bar{\boldsymbol{A}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}+\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{A}}\right)\boldsymbol{e}(t)+\frac{1}{\tau_1}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\cdot\\&\boldsymbol{Q}\bar{\boldsymbol{B}}\bar{\boldsymbol{B}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\tau_1\tau^2+\frac{1}{\tau_2}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e}(t)+\\&\frac{\tau_2}{\varepsilon^2}\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}(t)\bar{\boldsymbol{C}}^{\mathrm{T}}\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{e}(t)\leqslant-\mu V_1(t)+\tau_1\tau^2\end{aligned}$$

对上述不等式在区间$[0,t)$内积分,得到:

$$V_1(t)\leqslant\mathrm{e}^{-\mu t}\left(V_1(0)-\frac{\tau_1\tau^2}{\mu}\right)+\frac{\tau_1\tau^2}{\mu}$$

进一步有:

$$\left\|\boldsymbol{e}(t)\right\|^2\leqslant\frac{\mathrm{e}^{-\mu t}\left(V_1(0)-\frac{\tau_1\tau^2}{\mu}\right)+\frac{\tau_1\tau^2}{\mu}}{\left\|\boldsymbol{Q}\right\|}$$

由于$\mu>0$,指数项$\mathrm{e}^{-\mu t}$随着时间的增加趋近于0。随着时间的推移,$\left\|\boldsymbol{e}(t)\right\|$逐渐收敛到$\sqrt{\frac{\tau_1\tau^2}{\mu\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})}}$,其中$\lambda_{\min}(\boldsymbol{Q})$为$\boldsymbol{Q}$的最小特征值。因此,观测误差是最终一致有界的,证明完毕。

下面分析闭环系统的稳定性。$F(s)$的状态方程可写成:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{F}}(t)=\boldsymbol{A}_{\mathrm{F}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}(t)+\boldsymbol{B}_{\mathrm{F}}\hat{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\\\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)=\boldsymbol{C}_{\mathrm{F}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}(t)\end{cases}\tag{16}$$

式中:$\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}$为滤波器的状态,$\boldsymbol{A}_{\mathrm{F}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{F}}$和$\boldsymbol{C}_{\mathrm{F}}$均为相应常数矩阵。由式(8)、(10)和(16)可得:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{F}}(t)=&\left(\boldsymbol{A}_{\mathrm{F}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{F}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{F}}\right)\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}(t)+\\&\boldsymbol{B}_{\mathrm{F}}\bar{\boldsymbol{B}}^{+}\boldsymbol{K}H\left(\boldsymbol{Y}(t)-\hat{\boldsymbol{Y}}(t)\right)\end{aligned}\tag{17}$$

式(7)可简化为

$$\dot{\boldsymbol{e}}(t)=\dot{\boldsymbol{\chi}}(t)-\dot{\hat{\boldsymbol{\chi}}}(t)=\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{e}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\left(\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{\boldsymbol{d}}_{\mathrm{e}}(t)\right)-\boldsymbol{K}H\left(\boldsymbol{Y}(t)-\hat{\boldsymbol{Y}}(t)\right)\tag{18}$$

式(11)中$z(t)$的导数为

$$\dot{\boldsymbol{z}}(t)=\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}(t)-\boldsymbol{Y}(t)=\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}(t)-\bar{\boldsymbol{C}}\boldsymbol{\chi}(t)\tag{19}$$

将式(10)、(11)和(16)代入式(4)得到:

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{\chi}}(t)=&\bar{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{\chi}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{u}_{\mathrm{f}}(t)-\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{F}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}(t)+\\&\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)=\left(\bar{\boldsymbol{A}}-\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}\bar{\boldsymbol{C}}\right)\boldsymbol{\chi}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{I}}\boldsymbol{z}(t)-\\&\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{C}_{\mathrm{F}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}(t)+\bar{\boldsymbol{B}}\boldsymbol{d}_{\mathrm{e}}(t)\end{aligned}\tag{20}$$

结合式(17)~(20),得到增广系统:

$$\dot{\boldsymbol{X}}_{\mathrm{a}}(t)=\boldsymbol{A}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{X}_{\mathrm{a}}(t)+\boldsymbol{B}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}+\boldsymbol{D}_{\mathrm{a}}\boldsymbol{r}(t)\tag{21}$$

式中:$\boldsymbol{X}_{\mathrm{a}}(\mathrm{t})=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\chi}(t)\\\boldsymbol{e}(t)\\\boldsymbol{z}(t)\\\boldsymbol{X}_{\mathrm{F}}(t)\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{A}_{\mathrm{a}}=$

$$\begin{bmatrix} \bar{A}-\bar{B}K_{\mathrm{P}}\bar{C} & 0 & \bar{B}K_{\mathrm{I}} & -\bar{B}C_{\mathrm{F}} \\ 0 & \bar{A} & 0 & 0 \\ -\bar{C} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{\mathrm{F}}+B_{\mathrm{F}}C_{\mathrm{F}} \end{bmatrix},\ B_{\mathrm{a}}=\begin{bmatrix} \bar{B}K_{\mathrm{P}} \\ 0 \\ I \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$D_{\mathrm{a}}=\begin{bmatrix} \bar{B} & 0 & 0 \\ 0 & \bar{B} & -K \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{\mathrm{F}}\bar{B}^{+}K \end{bmatrix},r(t)=\begin{bmatrix} d_{\mathrm{e}}(t) \\ d_{\mathrm{e}}(t)-\tilde{d}_{\mathrm{e}}(t) \\ H\left(Y(t)-\hat{Y}(t)\right) \end{bmatrix}。$$

定理 3：在定理 2 的前提下，考虑增广系统（式(21)）。若设计适当的增益 K_{P} 和 K_{I}，则增广系统（式(21)）是最终一致有界的。

证明：选择如下李雅普诺夫函数 $V_{\mathrm{a}}(t)$：

$$V_{\mathrm{a}}(t)=X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)$$

式中：Λ 为一个正定对称矩阵；$V_{\mathrm{a}}(t)$ 的导数为

$$\dot{V}_{\mathrm{a}}(t)=\dot{X}_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda\dot{X}_{\mathrm{a}}(t)=X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\left(A_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda+\Lambda A_{\mathrm{a}}\right)X_{\mathrm{a}}(t)+2X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda B_{\mathrm{a}}y_r(t)+2X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda D_{\mathrm{a}}r(t)\tag{22}$$

由于 $e(t)$ 为 $X_{\mathrm{a}}(t)$ 的子向量，有 $e(t)=EX_{\mathrm{a}}(t)$，其中 E 为提取矩阵。令 $\bar{C}E=M$，得到：

$$\bar{C}e(t)=MX_{\mathrm{a}}(t)$$

由于 $d_{\mathrm{e}}(t)$ 是有界的，故存在正实数 τ_{d}，使得 $\|d_{\mathrm{e}}(t)\|\leqslant\tau_{\mathrm{d}}$，可得：

$$r^{\mathrm{T}}(t)r(t)\leqslant\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2+\left\|H\left(Y(t)-\hat{Y}(t)\right)\right\|^2\leqslant\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2+\frac{1}{\varepsilon^2}\left\|MX_{\mathrm{a}}(t)\right\|^2\tag{23}$$

根据杨氏不等式，存在 2 个正常数 ϖ_1、ϖ_2 使得以下不等式成立：

$$2X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda B_{\mathrm{a}}y_{\mathrm{r}}\leqslant\frac{1}{\varpi_1}X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda B_{\mathrm{a}}B_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_1y_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}y_{\mathrm{r}}\leqslant\frac{1}{\varpi_1}X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda B_{\mathrm{a}}B_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2\tag{24}$$

$$2X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda D_{\mathrm{a}}r(t)\leqslant\frac{1}{\varpi_2}X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda D_{\mathrm{a}}D_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_2r^{\mathrm{T}}(t)r(t)\leqslant\frac{1}{\varpi_2}X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda D_{\mathrm{a}}D_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2+\frac{1}{\varepsilon^2}\left\|MX_{\mathrm{a}}(t)\right\|^2\right)\tag{25}$$

对于 $\Lambda>0$，存在正实数 $\alpha(\alpha>0)$ 满足以下条件：

$$A_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda+A_{\mathrm{a}}\Lambda+\frac{1}{\varpi_1}\Lambda B_{\mathrm{a}}B_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda+\frac{1}{\varpi_2}\Lambda D_{\mathrm{a}}D_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda+\frac{\varpi_2}{\varepsilon^2}M^{\mathrm{T}}M<-\alpha\Lambda$$

由式(22)～(25)可得：

$$\dot{V}_{\mathrm{a}}(t)\leqslant X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\left(A_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda+\Lambda A_{\mathrm{a}}\right)\cdot X_{\mathrm{a}}(t)+\frac{1}{\varpi_1}X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda B_{\mathrm{a}}B_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2+\frac{1}{\varpi_2}X_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}(t)\Lambda D_{\mathrm{a}}D_{\mathrm{a}}^{\mathrm{T}}\Lambda X_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2+\frac{1}{\varepsilon^2}\left\|MX_{\mathrm{a}}(t)\right\|^2\right)\leqslant-\alpha V_{\mathrm{a}}(t)+\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2\right)$$

对上述不等式在区间 $[0,t)$ 内积分，得到：

$$V_{\mathrm{a}}(t)\leqslant\mathrm{e}^{-\alpha t}\left(V_{\mathrm{a}}(0)-\frac{\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2\right)}{\alpha}\right)+\frac{\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2\right)}{\alpha}$$

进一步得到：

$$\left\|X_{\mathrm{a}}(t)\right\|^2\leqslant\frac{\mathrm{e}^{-\alpha t}\left(V_{\mathrm{a}}(0)-\dfrac{\varpi_1y_r^2+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2\right)}{\alpha}\right)}{\|\Lambda\|}+\frac{\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2\right)}{\alpha\|\Lambda\|}$$

由于 $\alpha>0$，指数项 $\mathrm{e}^{-\alpha t}$ 随着时间的增加趋近于 0。随着时间的推移，$\|X_{\mathrm{a}}(t)\|$ 逐渐收敛到 $\sqrt{\dfrac{\varpi_1y_{\mathrm{r}}^2+\varpi_2\left(\tau_{\mathrm{d}}^2+\tau^2\right)}{\alpha\lambda_{\min}(\Lambda)}}$，其中 $\lambda_{\min}(\Lambda)$ 为 Λ 的最小特征值。因此，$\|X_{\mathrm{a}}(t)\|$ 为最终一致有界，证明完毕。

一阶滤波器（式(2)）的拉普拉斯变换为

$$G_{\Gamma}(s)=\left|\frac{\Gamma(s)}{y(s)}\right|=\left|\frac{I}{\dfrac{sI}{\Xi}+I}\right|=\left|\frac{I}{\dfrac{\mathrm{j}\omega I}{\Xi}+I}\right|_{s=\mathrm{j}\omega}\leqslant1$$

式中：$G_{\Gamma}(s)$ 为滤波器传递函数的拉普拉斯变换；$\Gamma(s)$ 和 $y(s)$ 分别为 $\Gamma(t)$ 和 $y(t)$ 的拉普拉斯变换。由于 $y(t)$ 是有界的，可以推断 $\Gamma(t)-y(t)$ 同样有界，并且通过适当选择参数 Ξ，可以减小 $\Gamma(t)$ 与 $y(t)$ 之间的差异。由于 $\Gamma(t)-y(t)$ 是有界的，因此可以确保 $y(t)-y_{\mathrm{r}}(t)$ 也是有界的。从而，原线性系统的输出可跟踪期望轨迹。

参数设计的步骤如下：

1）选择合适的滤波矩阵 Ξ，确保输出滤波器能有效抑制测量噪声，并避免对信号的过度衰减。

2）根据定理 2 选择合适的观测器增益 K。适当的值应在收敛速度和系统稳定性之间取得平衡。

3）对于低通滤波器 $F(s)$，选择满足条件（式(9)）的参数。

4)根据定理3选择合适的$\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}$和$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I}}$,并确保系统输出能够快速且准确地跟踪参考输出。

4 仿真分析

本文基于PMSM驱动系统构建仿真模型,并与EID[10]、IEID[21]、SMO-EID[22]和IESO[23]方法进行对比,重点考察在测量噪声与外部扰动共存的情况下所提出方法对电流跟踪性能的改善程度。电机参数选择为R=0.958 Ω,P_n=4,ψ_{f}=0.182 7 Wb。仿真目标为使d轴及q轴电流分别跟踪至其额定参考值$i_{d\mathrm{ref}}$、$i_{q\mathrm{ref}}$,其中$i_{d\mathrm{ref}}=0$,$i_{q\mathrm{ref}}=13.1$ A。

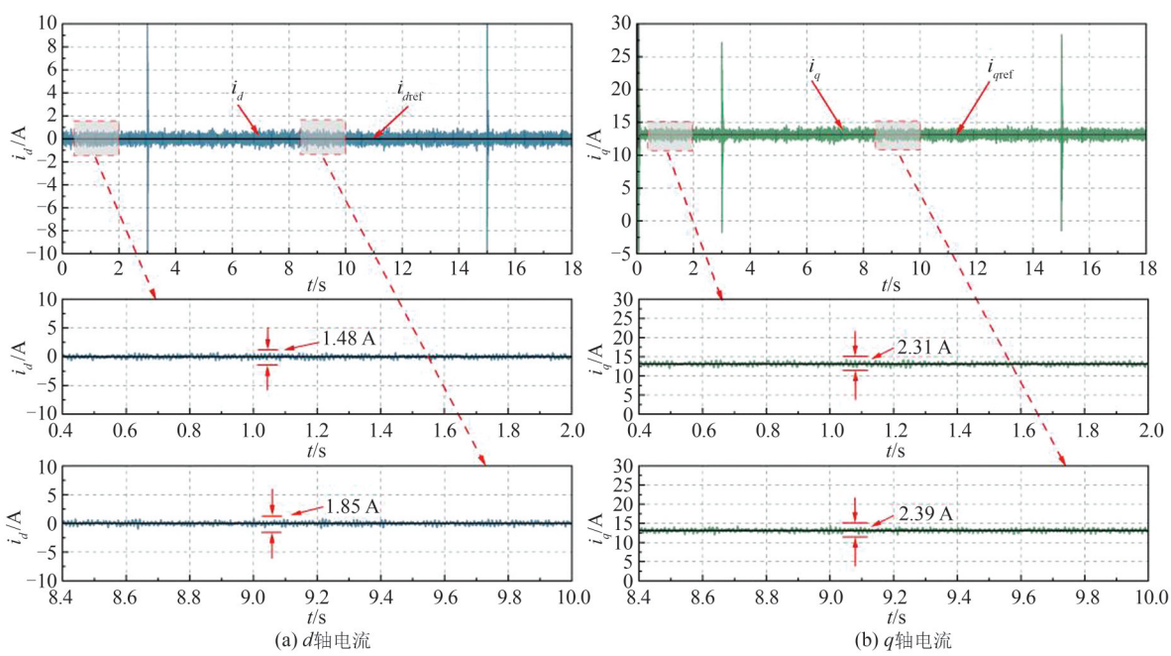
在仿真中假设d轴与q轴电流均可测量,但输出电流分别含有平均幅值为0.8与1.2的白噪声;扰动$\sigma_d(t)$、$\sigma_q(t)$被设计为如下分段函数(以$\sigma_d(t)$为例),用以检验外部扰动抑制能力:

$$\sigma_d(t)=\begin{cases}0, & t<3\\ \dfrac{1}{L_d}(0.2\sin(4\pi t)+0.3\cos(6\pi t)), & 3\leqslant t<15\\ 0, & t\geqslant 15\end{cases}$$

扰动的最高频率设为$\omega_{\mathrm{r}}=6\pi$ rad/s;t单位为s。

本文采用一阶输出滤波器(式(2)),通过选择滤波矩阵$\boldsymbol{\Xi}$($\boldsymbol{\Xi}=\mathrm{diag}(\xi_1,\xi_2)$),能够在有效抑制高频测量噪声的同时,避免对电流信号中有效分量的过度衰减或失真。综合噪声频带特性与系统动态性能要求,最终选取$\boldsymbol{\Xi}=\mathrm{diag}(300,200)$。为兼顾观测系统的快速收敛特性与滑模抖振的有效抑制,选择ε为0.7。为实现更好的跟踪性能,选择控制器增益为$\boldsymbol{K}_{\mathrm{P}}=\begin{bmatrix}5.775 & 0\\ 0 & 13.2\end{bmatrix}$,$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I}}=\begin{bmatrix}1\,053.7 & 0\\ 0 & 1\,053.7\end{bmatrix}$,ESMO增益为$\boldsymbol{K}$,$\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix}2\,000 & 0\\ 0 & 2\,000\\ 10\,000 & 0\\ 0 & 10\,000\end{bmatrix}$,低通滤波器为$\boldsymbol{F}(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{500}{s+500}\\ \dfrac{500}{s+500}\end{bmatrix}$。

为确保比较结果具有客观性与可比性,另外4种方法的控制参数均与本文提出的ESMO-EID方法保持一致或尽可能设定为相同等级,从而排除参数差异对性能评价的影响。最终仿真结果如图3~7所示。



(a) d轴电流 (b) q轴电流

图3 ESMO-EID方法下电流变化

Fig.3 Current variation under the ESMO-EID method

在0~3 s仅含测量噪声时:ESMO-EID的方法表现最优,i_d峰峰值为1.48 A、i_q峰峰值为2.31 A,波形平稳,噪声抑制能力突出;EID、IEID与SMO-EID方法性能接近,i_d峰峰值分别为4.97、4.99、4.99 A,i_q峰峰值分别为7.76、7.77、7.78 A,噪声抑制能力薄弱;IESO方法虽然i_q峰峰值略低,噪声被有效抑制,但i_d峰峰值为1.67 A,略高于ESMO-EID方法。

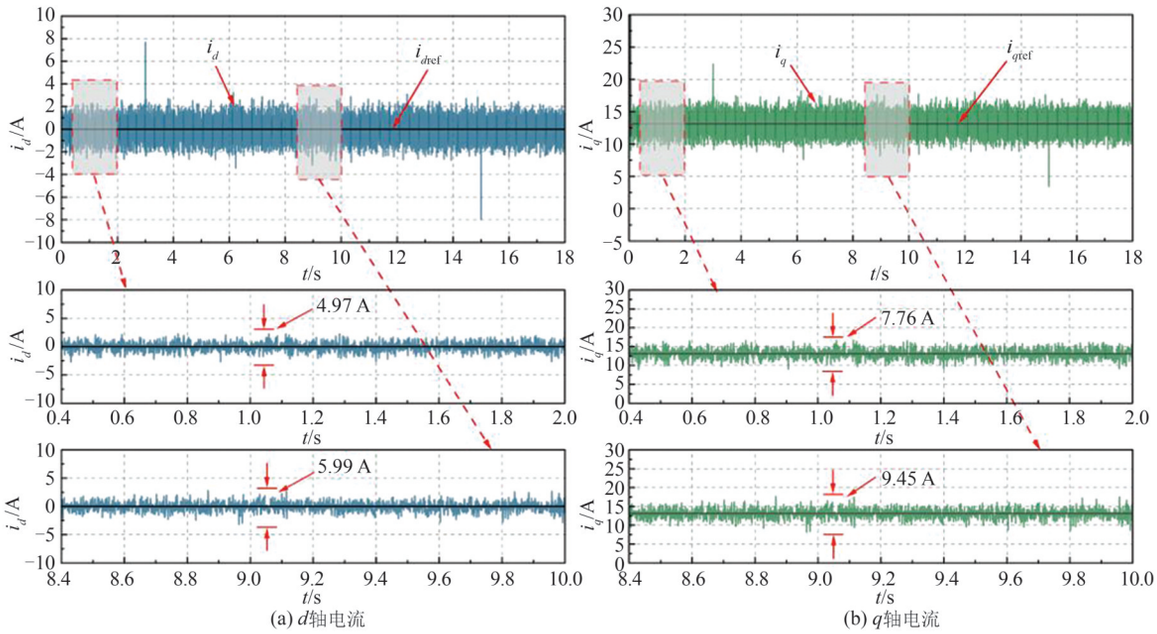


图 4　EID 方法下电流变化

Fig.4　Current variation under the EID method

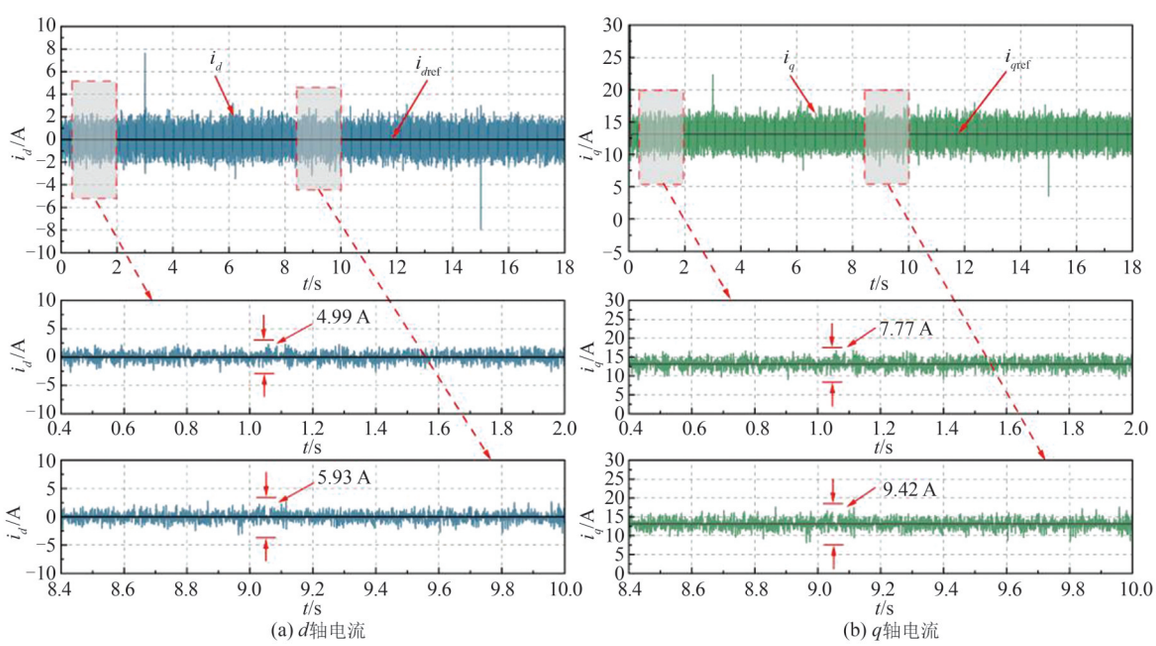


图 5　IEID 方法下电流变化

Fig.5　Current variation under the IEID method

在 3～15 s 噪声与外部扰动共存时：ESMO-EID 方法仍保持最优性能，i_d 峰峰值为 1.85 A、i_q 峰峰值为 2.39 A，抗扰效果显著；EID、IEID、SMO-EID 方法虽存在一定抗扰动能力，但电流峰峰值大幅上升，三者 i_d 峰峰值分别为 5.99、5.93、5.97 A，i_q 峰峰值均维持在 9.42～9.45 A，出现明显振荡，抗扰能力不足；IESO 方法的 i_d 峰峰值升至 6.57 A、i_q 峰峰值升至 6.05 A，抗扰性能较差。

综合性能对比可知，ESMO-EID 方法在测量噪声抑制与外部扰动抵抗方面均优于其他 4 种方法，其电流跟踪精度最高、抗干扰性能最好。

5　结论

本文提出了一种基于扩展系统的 ESMO-EID 方法，用于有效抑制永磁同步电机驱动系统中的测量噪声与外部干扰。该方法通过采用输出滤波器构造了一个新的扩展系统，并在此基础上设计了改进滑模观测器，以更精准地估计等价扰动，降低干

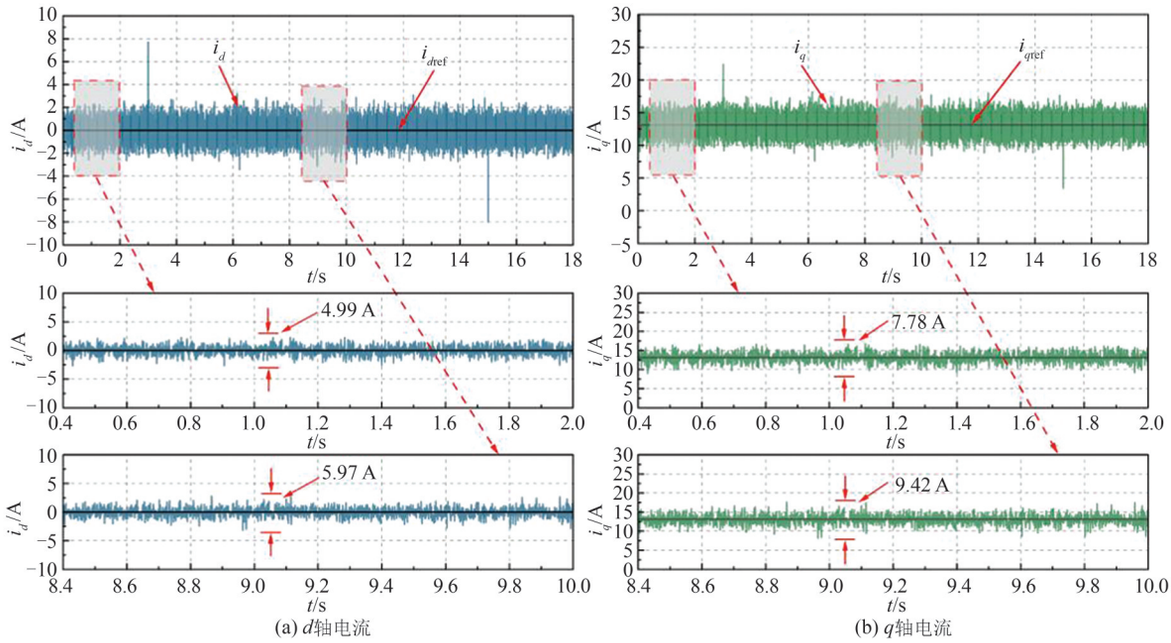


图 6 SMO-EID 方法下电流变化

Fig.6 Current variation under the SMO-EID method

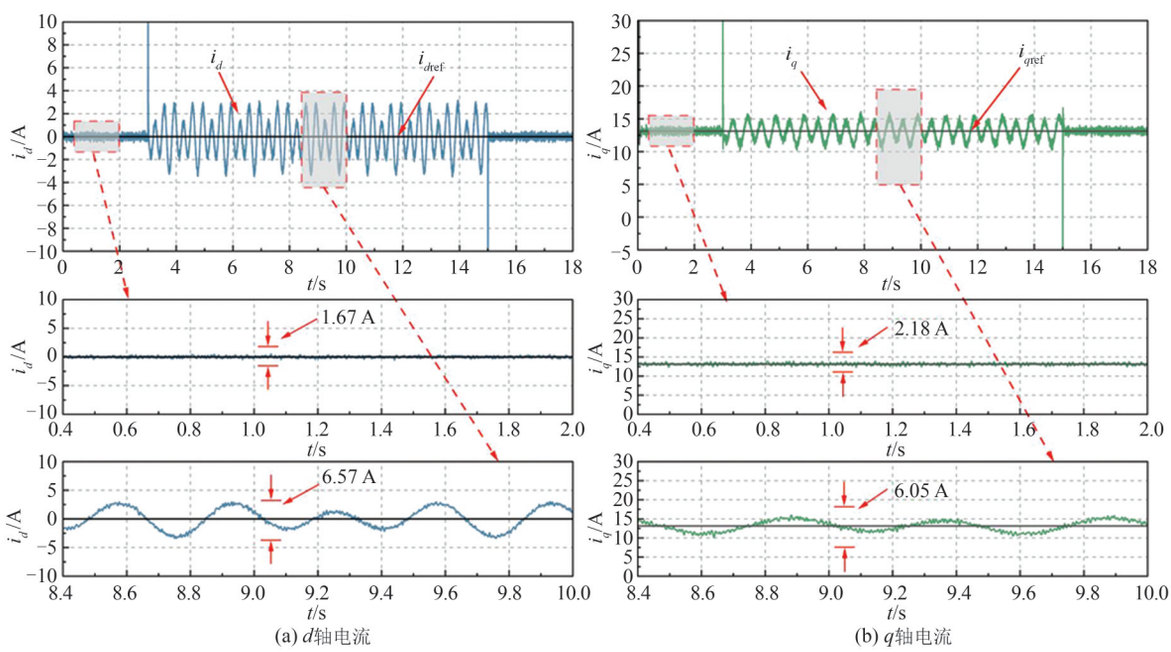


图 7 IESO 方法下电流变化

Fig.7 Current variation under the IESO method

扰对系统动态性能的影响。本文通过严格的理论分析,证明了 ESMO-EID 方法下闭环系统的稳定性。以永磁同步电机驱动系统为仿真对象,仿真结果表明,与 EID、IEID、SMO-EID 及 IESO 方法相比,ESMO-EID 方法能够显著抑制测量噪声和外部干扰对电流信号的影响,验证了该方法在测量噪声与干扰抑制方面的优越性。未来研究可着重探索将 ESMO-EID 方法与其他先进控制技术相结合,以进一步提升该方法的自适应性和优化性能。

参考文献:

[1] LI Z, WANG F X, KE D L, et al. Robust continuous model predictive speed and current control for PMSM with adaptive integral sliding-mode approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14398-14408.

[2] BRESCIA E, TIPALDI M, TORELLI F, et al. A continuous sliding mode current control based on the sensitivity theory for PMSM drives[J]. IEEE Open Journal of Industry Applications, 2025, 6: 48-58.

[3] QU L Z, QIAO W, QU L Y. Active-disturbance-rejection-based sliding-mode current control for permanent-magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 751-760.

[4] LIN P, WU Z, LIU K Z, et al. A class of linear-nonlinear switching active disturbance rejection speed and current controllers for PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14366-14382.

[5] WANG M Y, YANG R, ZHANG C M, et al. Inner loop design for PMLSM drives with thrust ripple compensation and high-performance current control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9905-9915.

[6] YU X H, FENG Y, MAN Z H. Terminal sliding mode control - an overview[J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2021, 2: 36-52.

[7] XU W J, QU S C, ZHANG C. Fast terminal sliding mode current control with adaptive extended state disturbance observer for PMSM system[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 418-431.

[8] CHEN W H, YANG J, GUO L, et al. Disturbance-observer-based control and related methods—an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1083-1095.

[9] YANG J, CHEN W H, LI S H, et al. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3273-3285.

[10] SHE J H, FANG M X, OHYAMA Y, et al. Improving disturbance-rejection performance based on an equivalent-input-disturbance approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 380-389.

[11] WANG Z W, SHE J H, SATO D. Improving disturbance-rejection performance using combination of sliding-mode control and equivalent-input-disturbance approach[C]//IECON 2022-48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2022: 1-6.

[12] ZHOU Y J, SHE J H, WANG F, et al. Disturbance rejection for Stewart platform based on integration of equivalent-input- disturbance and sliding-mode control methods[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2023, 28(4): 2364-2374.

[13] YU P, WU Q, LIU C F, et al. A neural-network-based equivalent-input-disturbance approach[C]//2023 42nd Chinese Control Conference (CCC), 2023: 2176-2181.

[14] NING Z H, SHE J H, KAWATA S. A research on attitude control of quadrotor UAV based on equivalent-input-disturbance approach and model predictive control [C]//2024 International Workshop on Intelligent Systems (IWIS), 2024: 1-5.

[15] ZHOU F, SHEN Y J, WU Z B. Non-fragile adaptive fuzzy observer for nonlinear systems with uncertainties [J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems: Applications in Engineering and Technology, 2025, 49(1): 249-259.

[16] ZHAO C H, SHEN Y J, PANG H X. Adaptive output-feedback control for switched nonlinear systems with measurement sensitivity based on double-side event-triggering mechanisms[J]. International Journal of Systems Science, 2024, 55(11): 2349-2372.

[17] WU Z B, SHEN Y J, ZHOU F, et al. Robust fuzzy adaptive stabilization for uncertain nonlinear systems with quantized input and output constraints[J]. Journal of the Franklin Institute, 2024, 361(6): 106679.

[18] SELLALI M, ABDEDDAIM S, BETKA A, et al. Fuzzy-Super twisting control implementation of battery/super capacitor for electric vehicles[J]. ISA Transactions, 2019, 95: 243-253.

[19] HUNT L R, MEYER G, SU R. Noncausal inverses for linear systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1996, 41(4): 608-611.

[20] 梅启程. 关于提升等价输入干扰方法扰动抑制性能的研究[D]. 武汉: 中国地质大学, 2023.
MEI Qicheng. A study on improving the disturbance-rejection performance of the equivalent-input-disturbance approach[D]. Wuhan: China University of Geosciences, 2023.

[21] YIN X, SHI Y T, SHE J H, et al. Improving equivalent-input-disturbance approach via modifying a disturbance-estimation algorithm[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 11283-11293.

[22] CAI W J, SHE J H, WU M, et al. Disturbance suppression for quadrotor UAV using sliding-mode-observer-based equivalent-input-disturbance approach [J]. ISA Transactions, 2019, 92: 286-297.

[23] DU Y W, CAO W H, SHE J H. Analysis and design of active disturbance rejection control with an improved extended state observer for systems with measurement noise[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 855-865.

(编辑:高映月)