

基于增强型 LESO 的无差拍电流预测控制系统研究

徐红运, 郭凯凯*

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001)

Research on Deadbeat Predictive Current Control System Based on Enhanced LESO

XU Hongyun, GUO Kaikai*

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Huainan 232001, China)

Abstract: [Objective] To improve the disturbance rejection capability of the deadbeat predictive current control (DPCC) system for permanent magnet synchronous motors (PMSM), a second-order enhanced extended state observer (SEESO) is proposed to overcome the performance limitations of traditional linear extended state observers (LESO) under rapid time-varying disturbances and high-frequency harmonics. [Methods] First, the $6k$ harmonic model caused by inverter nonlinearity and the magnetic flux of the permanent magnet was derived, and the mathematical model for DPCC was established. Then, the impact of parameter disturbances on the dynamic and steady-state control performance of DPCC was analyzed in terms of speed, stability, and accuracy. Next, the SEESO model was constructed, and its stability and the differences in disturbance and disturbance error observations compared with the traditional extended state observer were theoretically verified. Furthermore, the final value theorem was used to demonstrate that the SEESO could achieve zero steady-state error observation of time-varying disturbances, in contrast to LESO. [Results] Finally, the feasibility and advantages of the proposed control strategy were verified through Matlab/Simulink simulation software. Specifically, SEESO effectively

reduced tracking errors and quickly stabilized under dynamic load disturbances. Additionally, the sixth harmonic in steady-state conditions was significantly reduced, improving the system's resistance to harmonics. SEESO also demonstrated higher estimation accuracy and faster response speed under steady-state parameter disturbances, thus improving the system's robustness to parameter variations. [Conclusion] The results show that SEESO can effectively enhance the disturbance rejection capability of DPCC, providing an effective solution for improving the disturbance rejection capability of motor drive systems.

Key words: deadbeat predictive current control; extended state observer; permanent magnet synchronous motor; disturbance rejection

摘要: [目的]为提高永磁同步电机(PMSM)无差拍电流预测控制(DPCC)系统的抗干扰能力,针对传统线性扩张状态观测器(LESO)在快速时变扰动和高频谐波下的性能限制,提出了一种新型二阶增强型扩张状态观测器(SEESO)。[方法]首先,推导出由逆变器非线性和永磁体磁链引起的 $6k$ 次谐波模型,并建立了无差拍电流预测控制的数学模型。其次,从快速性、稳定性和准确性三个方面分析了参数扰动对DPCC动态和稳态控制性能的影响。然后,构建了SEESO模型,并理论证明其稳定性以及与传统扩张状态观测器在扰动和扰动误差观测性方面的差异。再者,根据终值定理证明了SEESO相较于LESO可以实现时变扰动的零稳态误差观测。[结果]最后,通过Matlab/Simulink仿真软件验证了所提控制策略的可行性与优越性。具体而言,SEESO有效降低了跟踪误差,并且能在动态负载干扰下快速实现稳定。此外,稳态的六次谐波更低,从而增强了系统对谐波的抵抗能力。SEESO

基金项目:安徽省自然科学基金面上项目(2408085ME109);安徽省教育厅自然科学基金重大项目(2022AH040110);国家自然科学基金青年科学基金(51905003)

Anhui Provincial Natural Science Foundation General Project (2408085ME109); Anhui Provincial Department of Education Fund Major Project (2022AH040110); Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (51905003)

在稳态参数扰动下也保持了更高的估计精度和响应速度,进而提升了对系统参数变化的鲁棒性。【结论】结果表明 SEESO 能够有效提高 DPCC 的抗干扰能力,进而为电机驱动系统抗干扰能力的提升提供了一种有效解决方案。

关键词: 无差拍电流预测控制; 扩张状态观测器; 永磁同步电机; 扰动抑制

0 引言

表贴式永磁同步电机 (Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM) 被广泛应用于自动化设备、工业机器人和精密机床等对动态性和控制精度要求较高的领域^[1-2]。电流环作为控制系统结构的内环,其稳态与动态特性对整个系统有很大影响。因此,提升电流环的性能是十分重要的。同时随着微处理器的发展和控制频率的提高,直接在离散域中进行电流控制器的设计可以最大程度地减少离散化对控制性能的影响,从而提高系统稳定性和控制精度。在现有的电流环控制算法中,无差拍预测电流控制 (Deadbeat Predictive Current Control, DPCC) 因其高动态性能、结构简单和易于数字实现而受到关注^[3]。然而,DPCC 是一种高度依赖模型的控制策略,对 PMSM 驱动器中的未建模干扰非常敏感,例如:参数不匹配、逆变器非线性以及磁通谐波等^[4-6]。这些未建模的干扰会导致稳态电流出现明显偏差,从而影响电流的稳态性能。为了满足高性能设备的要求,提高 DPCC 的鲁棒性至关重要的。因此,研究基于 DPCC 系统的未建模干扰补偿方法具有重要的现实意义。

目前存在一些补偿方法,例如参数辨识、积分补偿控制和在线调优等,在改善控制性能方面都具有一定的效果。文献[7-9]使用在线参数辨识方法对参数进行辨识并实时补偿,即使在参数不匹配时也可以实现高效的辨识和补偿效果。但是在线参数辨识需要大量的计算,并且对当前时刻的电压和电流测量精度要求过高,同时还面临着欠秩的问题。文献[10]提出了一种积分滑模控制的电流环补偿策略,试验结果显示该方法不仅实现了对干扰的有效补偿,而且提高了电流环的动态响应速度。文献[11]通过在电流环并联一

个积分环节,利用积分项来消除电流静态偏差,从而保证交直流电流跟踪的稳态精度。然而,由于积分作用需要时间来积累误差,系统难以快速适应动态变化,导致控制效果滞后。此外,当存在测量噪声时,误差的积累会被放大,从而引起不稳定和过调现象,进而影响整体控制精度。

观测器常被用于观测和补偿系统中的干扰,从而提高系统的鲁棒性^[12-14]。其中,扰动观测器和线性扩张状态观测器 (Linear Extended State Observers, LESO) 是研究和应用最广泛的方法。文献[15]中提出了一种结合了迭代学习的滑模观测器,试验结果表明该方法不仅可以实现无差拍电流的准确预测,而且可以有效抑制电流纹波。文献[16]中采用了基于超螺旋算法的二阶滑模观测器,有效地抑制了滑模观测器本身的固有抖动。文献[17]引入了一种新型的滑模观测器趋近律,不仅提高了系统的动态响应精度,还增强了系统整体的参数鲁棒性。尽管滑模观测器能够有效地补偿参数扰动,但无法完全消除振荡。文献[18]中提出了一种具有线性扩张状态观测器的 DPCC 结构,该方案可以消除外部干扰导致的稳态电流误差,从而提高系统鲁棒性。由于扰动不仅有常规阶跃扰动,还有逆变器非线性和永磁体谐波导致的扰动。文献[19]在 LESO 中嵌入了重复控制器,该方法增强了其谐波干扰抑制能力,同时也实现了干扰抑制能力和参考跟踪性能的解耦设计。然而,该方法需要大量运算,存在高度延迟,并且忽略了线性扩张状态观测器的带宽限制所导致的一阶低通特性,这会导致对高频信号的响应延迟,使其难以应对快速时变扰动和高频谐波,进而影响整体控制性能^[20]。

本文提出了二阶增强型扩张状态观测器 (Second-Order Enhanced Extended State Observer, SEESO)。首先,分别对外部扰动进行建模,并分析出干扰的主要来源是 $6k$ 次谐波。其次,根据系统闭环传递函数所绘制的 Bode 图,分别从快速性、稳定性和准确性三个方面分析了参数扰动对无差拍控制的影响。然后,设计了 SEESO,并根据终值定理推导了 SEESO 相较于 LESO 可以实现对时变扰动的无静差观测。同时,通过 Bode 图分析了 SEESO 和 LESO 在扰动和扰动观测误差的区别,从原理上解释了 SEESO 性能提升的原因。最后通

过仿真,进一步验证了该方案的有效性。

1 无差拍控制原理与扰动模型构建

1.1 DPCC 原理

在同步旋转坐标下,理想的 PMSM 数学模型如式(1)所示^[14]:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \omega_e \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= \frac{u_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \omega_e \frac{1}{L_q} (L_d i_d + \psi_f) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电压和定子电流; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感分量,对于 SPMSM 有 $L_d = L_q = L$; ω_e 为转子电角度; ψ_f 为转子磁链。

为了便于分析,将式(1)改写为式(2):

$$\frac{di_{dq}}{dt} = \mathbf{A} i_{dq} + \mathbf{B} (u_{dq} - \lambda) \quad (2)$$

式中: $i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$; $u_{dq} = [u_d \ u_q]^T$; $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & -L_q\omega_e/L_d \\ -L_d\omega_e/L_q & -R_s/L_q \end{bmatrix}$; $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix}$; $\lambda = [0 \ \omega_e\psi_f]^T$ 。

对式(2)进行前向欧拉离散化^[11]得到式(3):

$$i_{dq}(k+1) = (\mathbf{I} + T_s \mathbf{A}) i_{dq}(k) + T_s \mathbf{B} [u_{dq}(k) - \lambda(k)] \quad (3)$$

式中: $\mathbf{I}$ 为单位矩阵; T_s 为采样周期。

考虑到数字信号处理技术中脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 波单采单更的时延特性以及无差拍的原理,下一时刻的电流由当前时刻的给定电流替换^[12]。将式(3)更新为式(4):

$$i'_{dq}(k+1) = i'_{dq}(k) + T_s \mathbf{B} [u_{dq}(k-1) - \lambda(k-1)] \quad (4)$$

式中: $i'_{dq}(k) = i_{dq}(k-1)$ 为延时补偿电流; $i'_{dq}(k+1)$ 为无差拍跟随给定电流。

总体控制系统结构框图如图 1 所示。

1.2 扰动模型构建

1.2.1 逆变器非线性

传统的空间矢量脉宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) 是基于两级拓扑的逆变器,包含 6 个绝缘栅双极晶体管。理想状态下,上下桥臂只有两种开关状态,为避免开关延

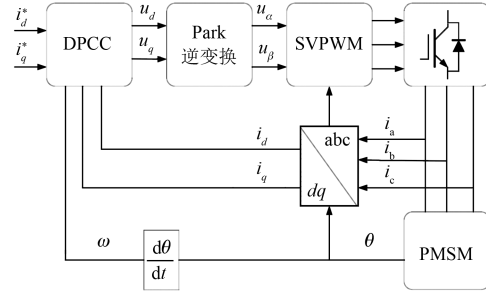


图 1 传统 DPCC 算法控制结构框图

Fig. 1 Control structure diagram of traditional DPCC algorithm

迟导致两个桥臂同时开启,引入死区时间,确保在切换时两个桥臂始终保持关闭^[14-15]。当电流从逆变器流向电机时该方向定义为正方向,施加于电机的电压由电流方向决定,这样死区时间引起的电压误差 (Δu_a 、 Δu_b 、 Δu_c) 就可以表示为

$$\begin{aligned} \Delta u_a &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} u_{dead} \text{sign}(i_a) \\ \Delta u_b &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} u_{dead} \text{sign}(i_b) \\ \Delta u_c &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} u_{dead} \text{sign}(i_c) \end{aligned} \quad (5)$$

式中: i_a 、 i_b 、 i_c 为三相电流; sign 为符号函数; $u_{dead} = (T_{dead} + T_{on} - T_{off}) u_{dc} / T_{pwm}$, T_{dead} 、 T_{on} 、 T_{off} 分别为死区时间、开通时间和关断时间, T_{pwm} 为 PWM 采样周期,可近似认为等于 T_s ^[11]。

将式(5)变换至同步旋转坐标系:

$$\begin{aligned} \Delta u_{dq} &= \frac{4u_{dead}}{\pi} \cdot \\ &\begin{bmatrix} \sin\varphi - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(6k\omega_e t + \varphi)}{6k-1} + \frac{\sin(6k\omega_e t - \varphi)}{6k+1} \\ \cos\varphi - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(6k\omega_e t + \varphi)}{6k-1} + \frac{\cos(6k\omega_e t - \varphi)}{6k+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

式中: k 为正整数; φ 为 Park 变换初始角度。

由式(6)可以看出,逆变器的非线性表现为 $6k$ 次谐波。

1.2.2 永磁体谐波

电机的制造误差和拓扑缺陷会导致电机结构变形,进而导致磁场畸变^[16]。由永磁体产生的 α 轴磁链谐波可表示为

$$\psi_\alpha(\theta_e) = \psi_n \cos\theta_e + \sum_{k=1}^{\infty} \psi_{f(6k+1)} \cos[(6k+1)\theta_e + \theta_{6k+1}] \quad (7)$$

式中: ψ_{f1} 为永磁体基波磁链幅值; $\psi_{f(6k+1)}$ 为谐波磁链幅值; θ_{6k+1} 为基波磁链初始相位。

对式(7)进行 Park 变换得到式(8):

$$\begin{aligned} \psi_{dq}(\theta_e) = & \psi_{f1} + \sum_{k=1}^{\infty} [\psi_{f(6k-1)} + \psi_{f(6k+1)}] \cos(6k\theta_e + \theta_{6k}) \\ & \sum_{k=1}^{\infty} [-\psi_{f(6k-1)} + \psi_{f(6k+1)}] \sin(6k\theta_e + \theta_{6k}) \end{aligned} \quad (8)$$

从式(8)和式(6)分析出两者的谐波都是 $6k$ 次,即考虑幅值较大的 6 次谐波就能最大程度减少由谐波扰动带来的影响。

1.3 参数扰动影响分析

控制器参数与电机参数不匹配会直接影响控制律,从而降低整体控制效果^[21-22]。首先参数扰动将直接影响电流预测方程,由式(3)可得参数扰动的电流预测方程:

$$\begin{aligned} i_d(k+1) = & \left[1 - T_s \frac{R_0 + \Delta R_0}{L_0 + \Delta L_0} \right] i_d(k) + \\ & T_s \omega_e(k) i_q(k) + \frac{T_s}{L_0 + \Delta L_0} u_d(k) \\ i_q(k+1) = & \left[1 - T_s \frac{R_0 + \Delta R_0}{L_0 + \Delta L_0} \right] i_q(k) - \\ & T_s \omega_e(k) i_d(k) - \frac{T_s}{L_0 + \Delta L_0} u_q(k) - \\ & \frac{T_s}{L_0 + \Delta L_0} \omega_e(k) (\psi_{f0} + \Delta \psi_{f0}) \end{aligned} \quad (9)$$

式中: L_0 、 R_0 、 ψ_{f0} 为电机的实际值; ΔL_0 、 ΔR_0 、 $\Delta \psi_{f0}$ 为电机的扰动偏移量。

从式(9)可以看出参数扰动影响了预测电流的准确性,并且相关参数之间还存在耦合。所以为了方便分析,忽略交直轴之间耦合项,将反电势项视作扰动项。并且考虑到电气时间常数远大于控制周期,即 $RT_s/L \ll 1$,因此可忽略电阻项^[23-24]。电压输出方程可简化为

$$u_{dq}^* = \frac{L_1}{T_s} [i_{dq}^*(k) - i_{dq}(k)] \quad (10)$$

式中: L_1 为电感偏移后的值。

同样,电流预测方程可以简化为

$$i_{dq}(k+1) = i_{dq}(k) + \frac{T_s}{L_0} u_{dq}^*(k) \quad (11)$$

对式(10)、式(11)进行 z 变换后得到系统闭环传递函数:

$$\frac{i_{dq}}{i_{dq}^*} = \frac{\frac{L_1}{L_0}}{z - 1 - \frac{L_1}{L_0}} \quad (12)$$

同时,为了保证传递函数稳定,闭环极点必须在单位圆内,即式(12)的稳定条件为

$$0 < L_1 < 2L_0 \quad (13)$$

为了研究闭环传递函数的幅频特性,将 $z = e^{j\omega T_s}$ 代入式(12)得到频率特性表达式:

$$G(\omega) = \frac{k}{e^{j\omega T_s} + k - 1} \quad (14)$$

式中: $k = L_1/L_0$ 为电感的相对准确度。

不同的准确度下的闭环幅频特性曲线如图 2 所示。

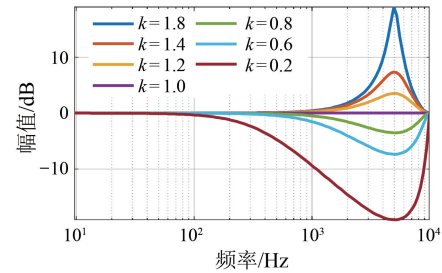


图 2 不同电感下电流闭环幅频特性曲线

Fig. 2 Characteristic curves of current closed-loop frequency response under different inductance values

由图 2 可知,相对准确度的选取决定电流环带宽和噪声敏感度。选取过小会使高频信号的衰减增加,进而导致响应速度下降,但有助于抑制高频干扰;而选取过大则会引入高频噪声,从而导致输出电流抖动,影响控制性能。

2 SEESO 设计

在传统 LESO 的基础上,通过将扰动及其一阶导数引入扩张状态,并分别构建扰动一阶导和二阶导的离散化表达式。离散时间的 PMSM 模型式(3)可重新表示为状态方程的形式,如式(15)所示:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k+1) &= \mathbf{A}' \hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k) + \\ & \mathbf{f}_{dq}(k) + \mathbf{f}_{dq}^{(1)}(k) + \mathbf{f}_{dq}^{(2)}(k) + \\ & \mathbf{B}' [\mathbf{u}_{dq}(k-1) - \boldsymbol{\lambda}_0(k-1)] + \mathbf{E} \mathbf{f}_{dq}^{(2)}(k-1) \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\mathbf{f}_{dq}^{(1)} = [\mathbf{f}_d^{(1)} \ \mathbf{f}_q^{(1)}]^T$, $\mathbf{f}_{dq}^{(2)} = [\mathbf{f}_d^{(2)} \ \mathbf{f}_q^{(2)}]^T$ 分别为扰

动的一阶导和二阶导; $\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} & T_s \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$; $\mathbf{B}' =$

$$\begin{bmatrix} T_s \mathbf{B}_0 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}; \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & T_s \mathbf{I} \end{bmatrix}。$$

同时式(15)对应的观测器可以设计为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k+1) &= \mathbf{A}' \hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k) + \\ & \hat{\mathbf{f}}_{dq}(k) + \hat{\mathbf{f}}_{dq}^{(1)}(k) + \hat{\mathbf{f}}_{dq}^{(2)}(k) + \\ & \mathbf{B}' [\mathbf{u}_{dq}(k-1) - \boldsymbol{\lambda}_0(k-1)] + \\ & \mathbf{H} [\hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k) - \mathbf{i}'_{dq}(k)] \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{H} = [h_1 T_s \mathbf{I} \ h_2 T_s \mathbf{I} \ h_3 T_s \mathbf{I}]^T$ 为 SEESO 增益矩阵;“^”代表估计值。

根据带宽配置法^[25],将 SEESO 的特征方程特征根设计在同一点,与增益矩阵对应后则:

$$h_1 = 3\omega_0, \quad h_2 = 3\omega_0^2, \quad h_3 = \omega_0^3 \quad (17)$$

式中: ω_0 为 SEESO 的带宽。

然后根据式(16)观测器表达式绘制原理结构框图,并进行整理,如图3所示。

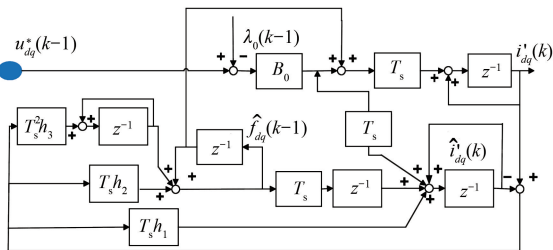


图3 SEESO 原理结构框图

Fig. 3 Structure diagram of SEESO principle

整理后的系统模型和扰动观测器闭环传递函数的表达式如式(18)所示:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k+1) &= \hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k) + \\ & T_s \mathbf{B} [\mathbf{u}_{dq}(k-1) - \boldsymbol{\lambda}(k-1)] + \\ & T_s \hat{\mathbf{f}}_{dq}(k-1) + T_s h_1 [\hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k) - \mathbf{i}'_{dq}(k)] \end{aligned} \quad (18)$$

式中: $\hat{\mathbf{f}}_{dq}(k) = G_f(z) [\hat{\mathbf{i}}'_{dq}(k) - \mathbf{i}'_{dq}(k)]$, $G_f(z) = \frac{h_3 T_s^2}{z-1} + h_2 T_s \frac{z}{z-1}$ 。

3 稳定性分析与观测性对比

式(15)和式(16)作差整理后可以得到 SEESO 的干扰观测传递函数:

$$G_{f1} = \frac{\hat{\mathbf{f}}_{dq}(k)}{\mathbf{f}_{dq}(k)} = \frac{G_f T_s}{z^2 + (T_s h_1 - 1)z + G_f T_s} \quad (19)$$

SEESO 的干扰观测误差传递函数:

$$G_{\Delta f1} = \frac{\mathbf{f}_{dq}(k) - \hat{\mathbf{f}}_{dq}(k)}{\mathbf{f}_{dq}(k)} = \frac{z^2 + (T_s h_1 - 1)z}{z^2 + (T_s h_1 - 1)z + G_f T_s} \quad (20)$$

由式(20)得到系统闭环的特征方程:

$$\Delta(z) = z^3 + (T_s h_1 - 3)z^2 + (T_s^2 h_2 - 2T_s h_1 + 3)z + T_s h_1 - T_s^2 h_2 + T_s^3 h_3 - 1 = 0 \quad (21)$$

基于 SEESO 的特征方程式(21),利用朱利判据^[26],列写该稳定性判断条件:

$$\begin{aligned} & | \omega_0 T_s |^3 > 0 \\ & | 2 - \omega_0 T_s |^3 > 0 \\ & | (\omega_0 T_s - 1)^3 | < 1 \\ & | 3(\omega_0 T_s - 1)^2 [1 - (\omega_0 T_s - 1)^2] | < \\ & | 1 - (\omega_0 T_s - 1)^6 | \end{aligned} \quad (22)$$

将式(17)代入式(22)可以得到 SEESO 的稳定性条件:

$$0 < \omega_0 < \frac{2}{T_s} \quad (23)$$

同时,如果采样周期足够小(通常为 0.1 ms),则高频扰动可以近似为 T_s 周期的斜坡信号。由文献[27]可以得到传统 LESO 的干扰观测误差传递函数:

$$G_{\Delta f2} = \frac{(z-1)(z + T_s \alpha_1 - 1)}{z^2 + (\alpha_1 T_s - 2)z + \alpha_2 T_s^2 - \alpha_1 T_s + 1} \quad (24)$$

LESO 的干扰观测误差传递函数:

$$G_{f2} = \frac{T_s^2 \alpha_2}{z^2 + (\alpha_1 T_s - 2)z + \alpha_2 T_s^2 - \alpha_1 T_s + 1} \quad (25)$$

式中: $\alpha_1 = 2\omega_0$ 、 $\alpha_2 = \omega_0^2$ 为传统 LESO 的增益; z 变换后的斜坡扰动表达式如式 (26) 所示:

$$f_z = \frac{T_s z}{(z-1)^2} \quad (26)$$

将式 (26) 分别代入式 (20) 和式 (24), 并结合终值定理, 可得两者在斜坡扰动输入下的稳态观测误差:

$$\lim_{z \rightarrow 1} (z-1) G(z) f_z = \begin{cases} \frac{2}{\omega_0}, & \text{LESO} \\ 0, & \text{SEESO} \end{cases} \quad (27)$$

由式 (27) 可知, 在带宽相同的情况下, 常规 LESO 无法实现时变扰动的无静差观测, 并且其值与观测器带宽成负相关。但 SEESO 是可以完成无静差观测的, 进而实现对高频时变扰动的有效抑制。

最后, 为了对比 SEESO 与 LESO 在直流干扰^[11]观测值和干扰观测误差方面的差异性, 保持带宽不变, 将 $z = e^{j\omega T_s}$ 分别代入式 (21)、式 (22)、式 (26) 和式 (27) 进行 Bode 图的绘制, 并分别从幅频和相频特性进行对比分析。

由图 4(a) 干扰观测误差 Bode 图对比可知, 当带宽相同时, SEESO 在低频范围内的直流干扰观测误差增益小于 LESO, 并且改善了系统相位滞后的影响。由图 4(b) 干扰观测值 Bode 图对比显示可知, 在相同的带宽下, SEESO 相比于 LESO 具有更广的直流扰动估计范围。这不仅提高了抗干扰能力, 而且避免了由于带宽增加而导致的高频振荡。因此, SEESO 在直流干扰抑制和提高系统稳定性方面相较于 LESO 具有显著优势。

4 仿真及结果分析

为了验证本文所提出控制方法的可行性及优越性, 在 Matlab/Simulink 平台上搭建仿真模型进行验证。考虑到实际情况, 将电流环和转速环的执行频率都设定为 10 kHz。PWM 采用单采单更的方式, 开关频率为 10 kHz。在输出转矩后, 电流给定阶段使用基于查表法的最大转矩每安培策略进行控制^[28]。

为确保仿真结果对比的严谨性和有效性, 仿真过程中保持电机参数不变, 分别通过调整控制器中的标称电感、电阻和磁链参数, 以模拟实际运

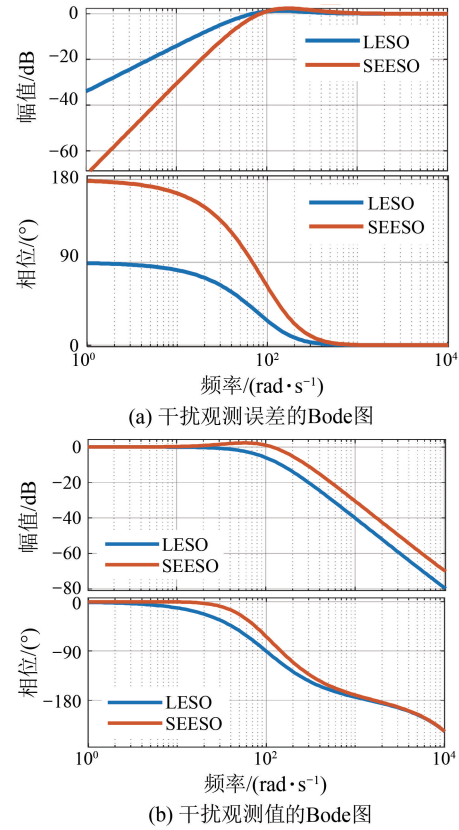


图 4 基于干扰观测值和干扰观测误差的 LESO 与 SEESO 的 Bode 图

Fig. 4 Bode diagrams of LESO and SEESO based on disturbance observation values and disturbance observation errors

行中可能出现的参数失配情况^[29-30]。死区时间设置为 5 μ s, 以确保逆变器在实际工况下死区的有效模拟。此外, 将 PMSM 的反电动势配置为方波形式, 以有效模拟永磁体制造过程中引入的磁链谐波特性^[31]。本仿真主要从动态负载扰动、稳态谐波和稳态参数扰动三个方面证明 SEESO 比 LESO 更具优越性。仿真中使用的电机参数如表 1 所示, 传统 LESO 模型选用文献[27]中的常规线性扩张观测器作为对比。同时如果没有特殊说明, LESO 和 SEESO 的带宽设置相同, 均为 2000π , 以保证观测器对比的有效性。

4.1 阶跃转速与负载跟踪仿真

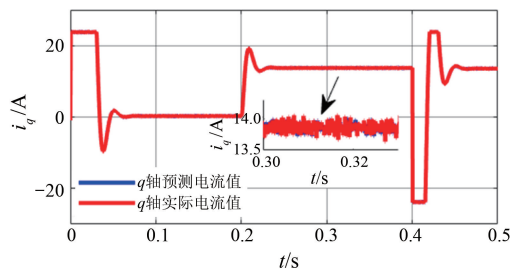
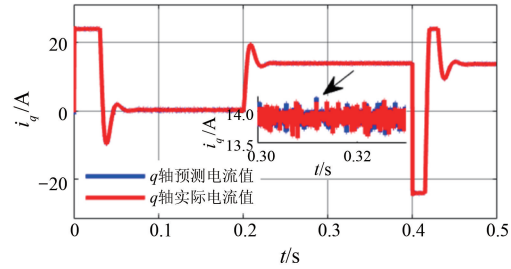
初始转速设定为 200 rpm, 在 0.1 s 时施加斜坡速度指令, 使电机在约 0.1 s 内达到 1000 rpm 的目标转速。随后, 于 0.2 s 时突加 14 N·m 负载, 并在 0.4 s 时给定阶跃速度指令, 促使电机减速至

400 rpm。通过仿真分别分析电机在阶跃转速与负载变化下的动态跟踪性能^[32-33],考虑到动态响应效果,仅对 q 轴电流进行分析,如图 5 所示。

表 1 电机参数

Tab. 1 Motor parameters

参数名称	参数值
直流母线电压 U_{dc}/V	220
定子电阻 R_s/Ω	0.21
直轴电感 L_d/H	0.001 57
交轴电感 L_q/H	0.001 57
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.008 6
转子磁链 ψ_f/Wb	0.171 9
极对数 n_p	4

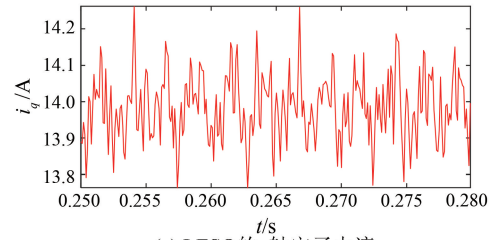
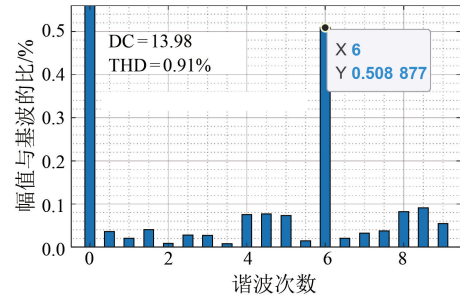
(a) LESO的 i_q 动态跟踪结果(b) SEESO的 i_q 动态跟踪结果图 5 LESO 与 SEESO 的 i_q 动态跟踪对比Fig. 5 Comparison of i_q dynamic tracking between LESO and SEESO

由图 5 仿真结果分析可知,在动态性能对比中,DPCC 控制下的 LESO 和 SEESO 在阶跃转速和负载变化情形下均表现出优异的动态响应速度。同时,分别对两者在 0.3 s 到 0.33 s 的跟踪效果进行放大对比,可以明显看出两者都保持了良好的跟踪效果。综上分析,两者在响应时间及稳定性方面并无显著差异,这表明在不同的输入条件下,LESO 与 SEESO 都能够有效地保持高效的控制性能。

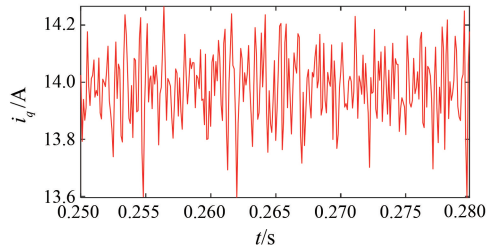
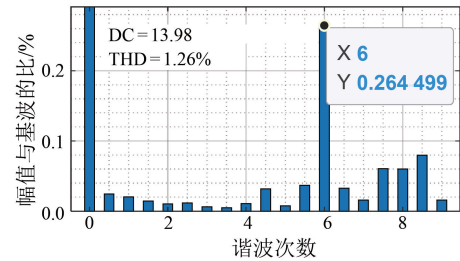
4.2 稳态谐波结果对比

稳态、轻载工况下,主要对 q 轴电流和快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 进行分析。

考虑到低转速下死区影响过大导致的 d 轴电流波动较大,故仅对 q 轴电流和 FFT 进行分析,如图 6 所示。

(a) LESO的 q 轴定子电流

(b) LESO的FFT分析结果

(c) SEESO的 q 轴定子电流

(d) SEESO的FFT分析结果

图 6 LESO 与 SEESO 的 i_q 、稳态谐波对比Fig. 6 Comparison of i_q and steady-state harmonics between LESO and SEESO

由图 6 的仿真结果对比可知,观测器 LESO 与 SEESO 的 q 轴定子电流中的谐波含量均较低,且数值均为 13.98 A。在逆变器死区的影响下,LESO 的 q 轴电流中 6 次谐波含量为 0.5%。而采用 SEESO 后, q 轴电流的 6 次谐波谐波含量降至 0.26%,相比于 LESO 降低了 48%。这一结果与之前 SEESO 低频段扰动误差增益小于 LESO 的分析一致。然而,由于带宽设置高达 $2\ 000\pi$,不可

避免地引入了一些高频干扰,因此整体谐波含量相较于 LESO 略有上升。这一现象进一步表明 SEESO 在抑制由逆变器死区引发的谐波扰动方面的显著优势。

4.3 参数鲁棒性结果对比

将观测器带宽设置为 500π ,死区时间设定为 $0\ \mu\text{s}$,其他仿真设置与之前一致,以保证对比的客观性。该部分主要是对比参数扰动对控制系统动态和稳态的影响。考虑到控制器参数仅依赖于电感参数,电阻和磁链参数的影响可以忽略^[34],故当 d 、 q 电感从 0.5 倍增加到 2 倍时,分别对控制系统控制性能进行仿真分析,结果如图 7、图 8 所示。

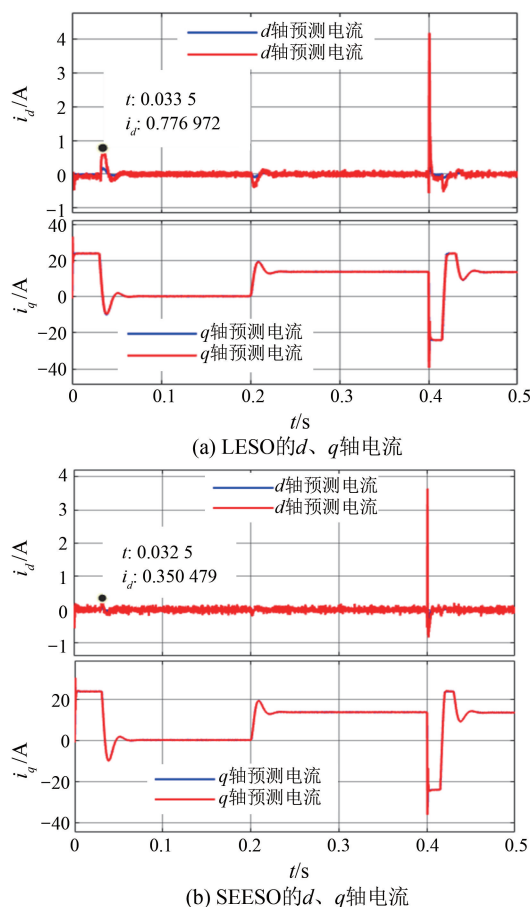


图 7 $L_1=2L_0$ 的 LESO 与 SEESO 的 d 、 q 轴电流跟踪对比

Fig. 7 Comparison of d - and q -axis current tracking between LESO and SEESO when $L_1=2L_0$

由图 7 可知,当电感值为实际值的 2 倍时,传统 LESO 在 0.03 s 内的 d 轴超调量达到了 0.77 A,而 SEESO 的 d 轴超调量仅为 0.35 A,同时 SEESO

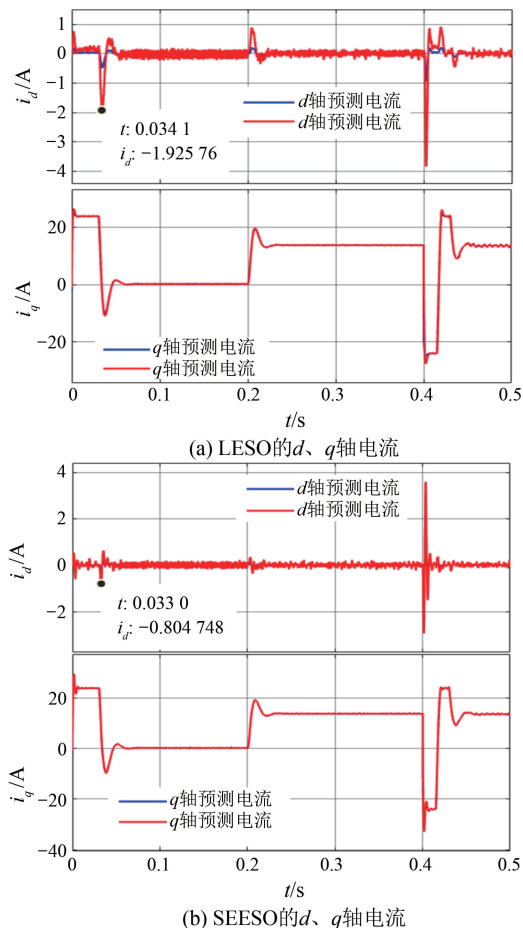


图 8 $L_1=0.5L_0$ 的 LESO 与 SEESO 的 dq 轴电流跟踪对比

Fig. 8 Comparison of d - and q -axis current tracking between LESO and SEESO when $L_1=0.5L_0$

的响应时间更短。相反,当电感值降至实际值的 0.5 倍时,传统 LESO 的超调量增加至 1.9 A,而 SEESO 的超调量则保持在 0.8 A。该结果表明,无论是增大还是减小电感值,SEESO 均能有效降低超调量,且降幅超过 50%。说明 SEESO 显著提升了系统的稳定性和控制性能。此外,仿真对比结果与先前基于 Bode 图的分析结果相一致,后者指出 SEESO 的观测增益低于传统 LESO,并且相位滞后效应对 SEESO 的影响较小。这进一步证明了 SEESO 在观测增益和抗干扰能力方面比传统 LESO 具有更明显的优势。

5 结语

本文针对 DPCC 在高频谐波和快速时变扰动影响下抗干扰能力不足的问题,提出了一种新型 SEESO。首先通过推导由逆变器非线性和永磁体

磁链引起的谐波模型,分析出谐波扰动的主要来源是 $6k$ 次。然后,通过绘制系统闭环传递函数 Bode 图,从快速性、稳定性和准确性三个方面分析了参数扰动对无差拍电流及观测性能的影响。其次,详细阐述了 SEESO 的设计原理,并理论证明了该观测器在干扰和干扰误差观测性方面的优越性。同时,根据终值定理,推导出 SEESO 相较于 LESO 可以实现对时变扰动的无静差观测。仿真结果显示 SEESO 有效提高了 DPCC 的抗干扰能力,能够更好地应对快速时变扰动和高频谐波,具有重要的实际应用价值,然而该观测器仍然受到带宽限制,且无法实现对高频谐波的完全抑制。后续工作将根据该问题,作进一步改进。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors declare no relevant conflict of interests.

作者贡献

徐红运、郭凯凯进行了方案设计、内容总结与论文撰写,徐红运进行了试验研究,徐红运、郭凯凯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 completed by Xu Hongyun and Guo Kaikai. The experiment was conducted by Xu Hongyun. The manuscript was reviewed and revised by Xu Hongyun and Guo Kaikai. Both authors have read the final version of the paper and consented for submission.

参考文献

- [1] 何栋炜, 曾志伟, 蒋学程, 等. 带延时补偿的永磁同步电机自适应无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 123-134.
- [2] TIAN M H, WANG B, YU Y, et al. Static-Errorless deadbeat predictive current control for PMSM current harmonics suppression based on vector resonant controller [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4585-4595.
- [3] 张懿, 徐斌, 魏海峰, 等. 新型模型参考自适应的 PMSM 无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 157-167.
- [4] KE D L, WANG F X, YU X H, et al. Predictive error model-based enhanced observer for PMSM deadbeat control systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(3): 2242-2252.
- [5] 郑杰阳. 基于比例谐振的永磁同步电机模型预测电流控制系统研究[D]. 大连: 大连海事大学, 2023.
- [6] CUI Y, YIN Y, LUO P, et al. Linear active disturbance rejection control of IPMSM based on quasi-proportional resonance and disturbance differential compensation linear extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(10): 11910-11924.
- [7] XIE C X, ZHANG S, LI X P, et al. Parameter identification for SPMSM with deadbeat predictive current control using online PSO [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4055-4064.
- [8] WANG Y Z, LIAO W, HUANG S, et al. A robust DPCC for IPMSM based on a full parameter identification method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7695-7705.
- [9] 汤子威. 低开关频率下 PMSM 电流无差拍控制器及参数辨识策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
- [10] XU Y X, LI S B, ZOU J B, et al. Integral sliding mode control based deadbeat predictive current control for PMSM drives with disturbance rejection

- [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2845-2856.
- [11] 翟仁. 永磁同步电机无差拍预测控制策略研究[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2024.
- ZHAI R. Research on deadbeat predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor [D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2024.
- [12] DING S H, HOU Q K, WANG H, et al. Disturbance-observer-based second-order sliding mode controller for speed control of PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(1): 100-110.
- [13] ZHANG X G, HOU B S, MEI Y. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electron, 2017, 32(5): 3818-3834.
- [14] CHEN B D, HUANG Z Y, SUN P R, et al. Harmonic suppression for PMSM applied to MSTMP based on virtual even-order fractional repetitive controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2024, 20(4): 6289-6299.
- [15] LEI J X, FANG S H, HUANG D M, et al. Enhanced deadbeat predictive current control for PMSM drives using iterative sliding mode observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(21): 13866-13876.
- [16] ZHAO F, LIAN G K, BAN F, et al. Improved deadbeat predictive current control combined adaptive super-twisting algorithm based sliding-mode observer for permanent-magnet synchronous motors drives [C] // 2020 IEEE 5th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference, Chongqing, 2020.
- [17] ZHANG X G, WANG Z W, BAI H L. Sliding-mode-based deadbeat predictive current control for PMSM drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 962-969.
- [18] SUN X D, LIN X W, GUO D, et al. Improved deadbeat predictive current control with extended state observer for dual three-phase PMSMs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 9(6): 6769-6782.
- [19] YOU J H, YANG M, SHANG C Y. A deadbeat digital current controller based on parallel disturbance rejection structure for SPMSM [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024.
- [20] YANG M, LANG X Y, LONG J, et al. Flux immunity robust predictive current control with incremental model and extended state observer for PMSM drive [J]. IEEE Transactions on Power Electron, 2017, 32(12): 9267-9279.
- [21] 周晓莹, 王晓璨, 马祖阳, 等. 基于无差拍电流预测控制的PMSM电感失配研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(4): 24-30.
- ZHOU X Y, WANG X C, MA Z Y, et al. Research on PMSM inductance mismatch based on deadbeat predictive current control [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(4): 24-30.
- [22] 杨锋, 胡明茂, 陈鑫. 永磁同步电机改进型双矢量模型预测电流控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(9): 21-26.
- YANG F, HU M M, CHEN X. Improved two-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(9): 21-26.
- [23] 张子越. 永磁同步电机高性能鲁棒性控制研究[D]. 南京: 东南大学, 2023.
- ZHANG Z Y. Research on high quality and robust control of permanent magnet synchronous motor [D]. Nanjing: Southeast University, 2023.
- [24] LIU G, CHEN B D, WANG K, et al. Selective current harmonic suppression for high-speed PMSM based on high-precision harmonic detection method [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2019, 15(6): 3457-3468.
- [25] YU K L, WANG Z. Improved deadbeat predictive current control of dual three-phase variable-flux PMSM drives with composite disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8310-8321.
- [26] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, Denver, CO, 2003.
- [27] 徐智杰. 永磁同步电机电流环谐波扰动抑制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.
- XU Z J. Research on current loop harmonic disturbance suppression strategy of permanent magnet synchronous motor [D]. Wuhan: Huazhong

- University of Science and Technology, 2023.
- [28] 陈瑛, 刘军. 基于扰动观测的 PMSM 非奇异快速终端滑模电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 32-37+44.
- CHEN Y, LIU J. Non-singular fast terminal sliding mode current predictive control of PMSM based on disturbance observation [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(4): 32-37+44.
- [29] 孙静, 刘旭东. 基于无差拍预测控制和扰动观测器的永磁同步电机电流控制[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(10): 25-29+35.
- SUN J, LIU X D. Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2017, 44(10): 25-29+35.
- [30] WANG Y R, XU Y X, ZOU J B. ILC-Based voltage compensation method for PMSM sensorless control considering inverter nonlinearity and sampling current DC bias [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5980-5989.
- [31] XU H, HE Z, YU H, et al. Deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous motor [C]//2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, Harbin, 2019.
- [32] 尤嘉铎. PMSM 无差拍电流控制及其扰动抑制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2024.
- YOU J H. Research on deadbeat current control and disturbance rejection technology for PMSM [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2024.
- [33] SUN S, ZHOU X, SHAO D, et al. Sensorless DPCC of PMLSM using SOGI-PLL-based high-order SMO with cogging force feed forward compensation [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 1(8): 1094-1104.
- [34] 王献章, 徐向波, 陈劭, 等. 基于改进型双模分数阶重复控制器的高速磁悬浮电机谐波电流抑制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(5): 81-89.
- WANG X Z, XU X B, CHEN X, et al. Harmonic current suppression in the high-speed magnetically suspended motor based on improved dual mode fractional order repetitive controller [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(5): 81-89.

收稿日期:2024-9-13

收到修改稿日期:2024-11-13

作者简介:

徐红运(2001-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制,xhy2559878197@outlook.com;

* 通信作者:郭凯凯(1987-),男,博士,副教授,研究方向为永磁同步电机结构设计及其控制系统研究,guokai0072000@gmail.com。