

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508716

基于准谐振扩张状态观测器的永磁同步电机电流谐波抑制研究*

杨公德^{1,2} 孙伟^{1,2} 王朋³

(1. 福州大学电气工程与自动化学院 福州 350108; 2. 福州大学福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350108;
3. 曼彻斯特大学电子电气工程学院 曼彻斯特 M13 9PL)

摘要:针对现有扩张状态观测器难以兼顾周期性与非周期性扰动抑制能力,尤其对电压源逆变器非线性引发的特定频率谐波观测与补偿精度不足的问题,提出一种基于准谐振扩张状态观测器(quasi-resonant extended state observer, QRESO)的永磁同步电机电流谐波抑制方法。通过将准谐振控制器嵌入扩张状态观测器(extended state observer, ESO)中,构建兼具低频扰动观测和高频谐波抑制能力的准谐振扩张状态观测器,并在无模型预测电流控制框架中实现扰动前馈补偿。所提方法通过低频积分环节与高频谐振模块的协同作用,可精准提取6次谐波扰动,同时保持系统稳定性。实验结果表明,与现有扩张状态观测器相比,在1、2和6 μ s死区时间条件下,准谐振扩张状态观测器使交轴电流6次谐波分别降低95%、97%和97%,相电流5次和7次谐波含量下降至1%以下,显著改善了电流波形质量与总谐波畸变率,验证该方法在改善电流质量方面的优越性能。

关键词: 永磁同步电机;逆变器非线性;准谐振扩张状态观测器;周期性扰动;电流谐波抑制

中图分类号: TN964.3; TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8060

Current harmonic suppression in permanent magnet synchronous motors based on quasi-resonant extended state observer

Yang Gongde^{1,2} Sun Wei^{1,2} Wang Peng³

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;
2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;
3. Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Manchester, Manchester M13 9PL, UK)

Abstract: Aiming at the difficulty of existing extended state observers in balancing the suppression capabilities for both periodic and aperiodic disturbances, particularly the insufficient observation and compensation accuracy for specific frequency harmonics caused by nonlinearities in voltage source inverters, a current harmonic suppression method based on a quasi-resonant extended state observer (QRESO) was proposed. By embedding a quasi-resonant controller into the extended state observer (ESO) architecture, a QRESO with both low-frequency disturbance observation and high-frequency harmonic suppression capabilities was constructed, and disturbance feedforward compensation was implemented within a model-free predictive current control framework. The proposed method can accurately extract 6th-order harmonic disturbances through the synergistic action of low-frequency integral and high-frequency resonant modules while maintaining system stability. Experimental results demonstrate that compared with traditional extended state observers, under dead time conditions of 1, 2 and 6 μ s, the QRESO reduces the 6th-order harmonic of q-axis current by 95%, 97% and 97% respectively, while decreasing the 5th and 7th harmonics of phase current to below 1%, it significantly improves the current waveform quality and total harmonic distortion, verifying the superior performance of this method in improving current quality.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; inverter nonlinearity; quasi-resonant extended state observer; periodic disturbance; current harmonic suppression

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其体积小、效率高和高功率密度等优点,广泛应用于航空航天、机器人等领域^[1-3]。然而,PMSM在运行过程中易受非周期性和周期性扰动影响。其中,非周期性扰动主要由电机参数失配和未建模动态特性引起;周期性扰动主要来源于三相电流采样误差及电压源型逆变器(voltage source inverter, VSI)的非线性特性^[4]。VSI非线性会导致期望定子电压与实际输出电压之间产生偏差,引起定子电流波形畸变、纹波变大,不仅加剧电机转速和转矩波动,还会导致额外损耗增加,最终降低电机稳态运行性能^[5-7]。

为抑制VSI非线性引起的周期性扰动,现有方法主要分为建模补偿法和观测器补偿法两类。建模补偿法通过建立VSI非线性数学模型,计算补偿电压并注入控制系统实现非线性补偿。文献[8]通过自调试方法解决VSI非线性问题,但计算复杂度较高、参数调整困难。观测器补偿法将VSI非线性电压畸变建模为系统扰动,结合电机电流方程构建状态观测器进行在线扰动估计与补偿,具有更优的抗扰性能;文献[9]设计的非线性抗扰观测器可实现未知扰动的实时估计与补偿,但存在周期性扰动抑制能力不足的局限;文献[10]基于自适应趋近律改进的非线性扰动观测器可提升系统动态性能,然而稳态工况下的扰动抑制效果仍有待改善。

传统扰动观测器虽能在线估计扰动,却难以兼顾周期性扰动抑制与稳态性能。扩张状态观测器(extended state observer, ESO)结构简单,易于实现,能够实时估计系统未知扰动,有效提升控制系统鲁棒性与适应性。但传统ESO受带宽限制,对中高频扰动抑制能力较差。针对这一局限性,现有研究提出多种改进方案。文献[11]提出一种结合ESO的径向位移滑动模式控制复合控制策略,增强控制系统对非周期性扰动的抑制能力;文献[12]构建滑模自抗扰策略,利用ESO对系统的扰动进行在线估计与补偿,实现对非周期性及低频扰动的抑制;文献[13]将ESO引入电流环,减小未知扰动对系统的影响,提高控制精度;文献[14]提出级联线性扩张状态观测器,对扰动状态的精确重构,提高扰动观测精度;文献[15]利用改进的扰动观测器估计系统的复合未知扰动,并将其观测值反馈补偿给控制器,以消除复合未知扰动对高速电机运行影响。然而,这些改进方案对周期性扰动的估计误差与扰动频率呈正相关,其抑制能力随频率升高而衰减。虽然提升带宽可增强抑制能力,但受采样频率制约且易引入噪声放大问题,甚至危及系统稳定性^[16]。为此,文献[17]提出基于比例谐振的线性自抗扰

控制方案,通过并联比例谐振控制器与ESO分别处理周期性和非周期性扰动,但存在参数整定复杂、鲁棒性不足等缺陷;文献[18]采用重复控制器与ESO融合架构实现两类扰动协同抑制,但重复控制器固有收敛迟滞特性降低了系统动态性能。这些研究在兼顾周期性与非周期性扰动抑制能力方面仍存在明显技术瓶颈。

针对现有ESO难以兼顾周期性与非周期性扰动抑制能力,尤其对VSI非线性引发的特定频率谐波观测与补偿精度不足的问题,本文提出一种基于准谐振扩张状态观测器(quasi-resonant extended state observer, QRESO)的永磁同步电机电流谐波抑制方法。在无模型预测电流控制架构中,通过将准谐振控制器嵌入扩张状态观测器,构建兼具低频扰动观测与特定频率谐波抑制能力的复合观测器,实现对多源扰动的协同提取与前馈补偿,从而提升控制系统的电流质量与控制鲁棒性。

1 逆变器非线性分析

基于VSI的PMSM驱动系统主电路拓扑如图1(a)所示,其每相上、下桥臂开关器件驱动信号互补,当上桥臂开关器件导通时,下桥臂开关器件关断,反之亦然。开关器件的非理想开关特性会导致同一桥臂上下开关器件在开关状态切换期间同时导通,造成电源短路风险。

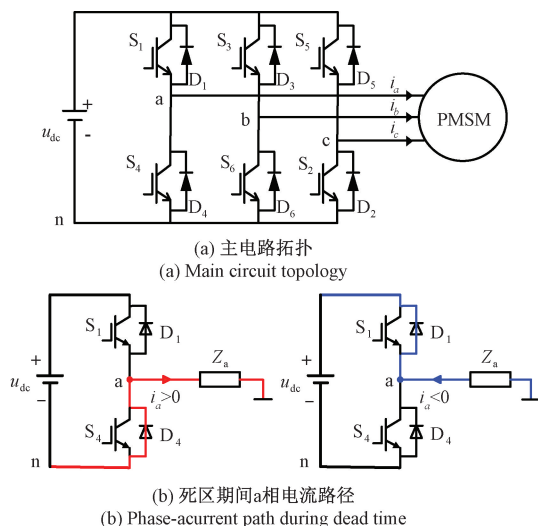


图1 基于VSI的PMSM驱动系统

Fig. 1 PMSM drive system based on VSI

为确保VSI可靠运行,一般在PWM信号中设置死区时间 t_d 。但引入 t_d 会导致死区效应,造成输出电压波形畸变。以a相桥臂为例,开关器件 S_1 和 S_4 在 t_d 内均处于关断状态,如图1(b)所示,a相电流经反并联二极管续流。由图1(b)可见,当 $i_a > 0$ 时, D_4 导通,a相输出电压 u_{an} 为0;当 $i_a < 0$ 时, D_1 导通, u_{an} 为 u_{dc} 。

由于开关器件内部寄生电容的存在,其状态切换需经历充放电过程,从而产生导通延迟时间 t_{on} 和关断延迟时间 t_{off} 。此外,开关器件和续流二极管的导通压降 u_s 和 u_D 可近似表示为:

$$\begin{cases} u_s = u_{s0} + r_s |i_a| \\ u_D = u_{D0} + r_D |i_a| \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{s0} 和 u_{D0} 分别为开关器件和续流二极管导通时的阈值电压; r_s 和 r_D 为其等效导通电阻。由式(1)可见, u_s 和 u_D 随桥臂相电流的增大近似线性增加。

考虑 VSI 非线性的 a 相驱动信号和输出电压 u_{an} 如图 2 所示。其中,理想驱动信号如图 2(a) 所示, t_{a_ideal} 为理想导通时间;引入 t_d 后,在 t_d 期间,电流经二极管续流,导致输出电压脉冲宽度变窄,产生死区压降,此时 PWM 信号及对应 $i_a > 0$ 和 $i_a < 0$ 的 a 相 u_{an} 分别如图 2(b)~(d) 所示;开关器件存在 t_{on} 和 t_{off} ,使实际导通时间进一步缩短, u_{an} 高电平宽度再次减小,波形前沿滞后、后沿提前,此时对应 $i_a > 0$ 和 $i_a < 0$ 的 a 相 u_{an} 分别如图 2(e)、(f) 所示;再考虑 u_s 和 u_D ,使得 u_{an} 高电平低于 u_{dc} ,低电平高于 0,整体波形幅值衰减且随电流大小动态变化,此时对应 $i_a > 0$ 和 $i_a < 0$ 的 a 相 u_{an} 分别如图 2(g)、(h) 所示。

在一个 PWM 周期 T_{PWM} 内,定义开关器件的平均通态压降 u_{on} 为:

$$u_{on} = \begin{cases} \frac{t_{on}}{T_{PWM}} u_s + \frac{t_{off}}{T_{PWM}} u_D, i_a > 0 \\ \frac{t_{on}}{T_{PWM}} u_D + \frac{t_{off}}{T_{PWM}} u_s, i_a < 0 \end{cases} \quad (2)$$

考虑开关器件的平均通态压降,可得 a 相的导通时间误差为:

$$t_{a_err} = (t_d + t_{on} - t_{off}) \text{sign}(i_a) + \frac{2u_{on}}{u_{dc}} T_{PWM} \quad (3)$$

式中: $\text{sign}(i_a) = \begin{cases} 1, & i_a > 0 \\ -1, & i_a < 0 \end{cases}$, u_{dc} 为直流母线电压。

在一个 T_{PWM} 内,由 VSI 非线性引起的三相扰动电压为:

$$\begin{cases} V_{a_err} = \frac{t_{a_err}}{T_{PWM}} u_{dc} = V_d \text{sign}(i_a) \\ V_{b_err} = \frac{t_{b_err}}{T_{PWM}} u_{dc} = V_d \text{sign}(i_b) \\ V_{c_err} = \frac{t_{c_err}}{T_{PWM}} u_{dc} = V_d \text{sign}(i_c) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $V_d = \frac{t_d + t_{on} - t_{off}}{T_{PWM}} (u_{dc} - u_s + u_D) + \frac{u_s + u_D}{2}$ 。

通过坐标变换, dq 坐标系下的 d - q 轴扰动电压为:

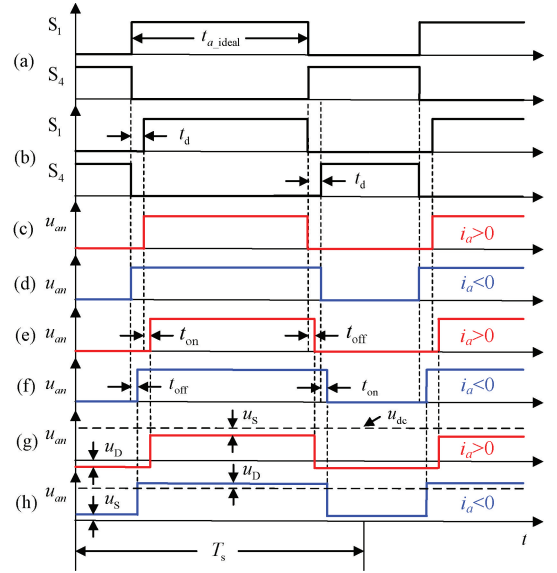


图2 驱动信号与输出电压

Fig. 2 Drive signals and output voltage

$$\begin{bmatrix} V_{d_err} \\ V_{q_err} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_d T \begin{bmatrix} \text{sign}(i_a) \\ \text{sign}(i_b) \\ \text{sign}(i_c) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\text{式中: } T = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_e & -\sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}。$$

其中, θ_e 表示电角度。

定义 D_d 、 D_q 为三相电流极性与电角度的函数,表达式为:

$$\begin{bmatrix} D_d \\ D_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T \begin{bmatrix} \text{sign}(i_a) \\ \text{sign}(i_b) \\ \text{sign}(i_c) \end{bmatrix} \quad (6)$$

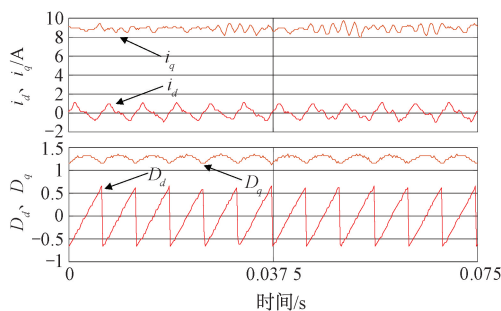
将式(6)代入式(5),可得:

$$\begin{cases} V_{d_err} = V_d D_d \\ V_{q_err} = V_d D_q \end{cases} \quad (7)$$

采用 $i_d = 0$ 控制, i_d 、 i_q 、 D_d 和 D_q 的实验结果如图 3 所示。可见, D_d 、 D_q 主要由斜坡和抛物线两类特征分量构成。在稳态时, V_d 保持恒定, V_{d_err} 和 V_{q_err} 同样含有 6 次电压谐波。当该谐波电压通过 VSI 作用于电机端,最终导致直、交轴电流含有 6 次谐波分量。

2 基于 ESO 的非线性补偿

为抑制直、交轴电流中的 6 次谐波分量,通过构建 n 阶 ESO 观测扰动动态,其观测误差估计值与实际值关系为^[19]:

图3 i_d, i_q, D_d 和 D_q 实验结果Fig. 3 Experimental results of i_d, i_q, D_d and D_q

$$G_z(s) = \frac{(s + \omega_0)^n - s^n - l_1 s^{n-1}}{s^n + l_1 s^{n-1} + l_2 s^{n-2} + \dots + l_{n-1} s + l_n} \quad (8)$$

式中: $l_i = \frac{n!}{i!(n-i)!} \omega_0^i, i = 1, 2, 3, \dots, n; \omega_0$ 为 ESO 的带宽; n 为 ESO 的阶数。

ESO 的估计误差传递函数为:

$$G_e(s) = 1 - G_z(s) = \frac{s^n + l_1 s^{n-1}}{s^n + l_1 s^{n-1} + \dots + l_{n-1} s + l_n} \quad (9)$$

基于式(9), ESO 的 $G_z(s)$ 和 $G_e(s)$ 频域特性如图4所示。可见,随着 n 的增加,ESO 对低频扰动的观测能力随之增强,但对测量噪声的敏感性也同步增加。同时,增大 ESO 的带宽可提升其低频观测能力,使其能够有效跟踪低频信号。然而,带宽的增加也会削弱 ESO 的噪声抑制能力,尤其在处理由 VSI 非线性引起的高频周期信号时,ESO 难以有效抑制此类扰动。

3 基于 QRESO 的非线性补偿

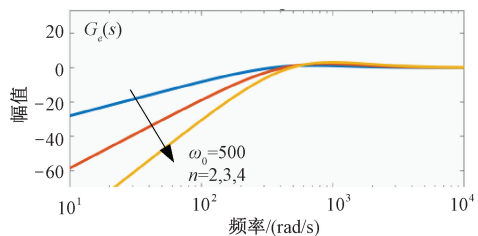
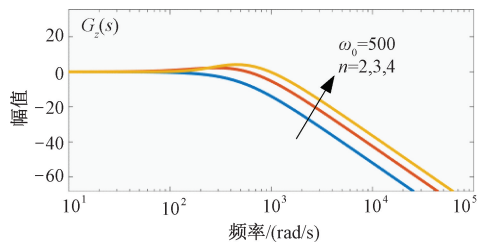
为克服上述 ESO 的不足,通过在 ESO 中引入准谐振控制器,在估计低频扰动的基础上,增强系统对特定周期性扰动的估计能力。

3.1 QRESO 设计

基于自适应陷波器传递函数的设计方法^[20],设计的准谐振控制器传递函数为:

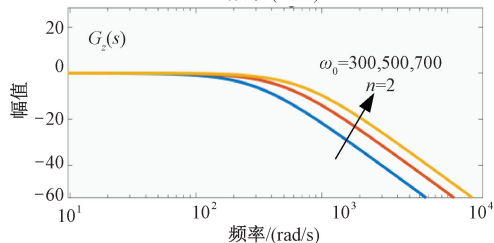
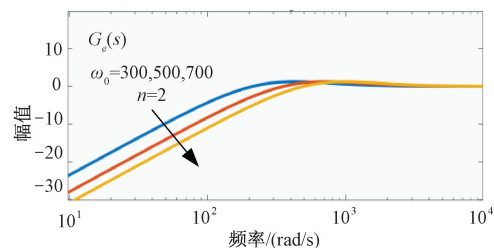
$$G_{QR}(s) = \frac{K_r \omega_b s}{s^2 + \omega_b s + \omega_r^2} \quad (10)$$

由式(10)可得,准谐振控制器频率特性如图5所示。其中,随 K_r 增加,基频处的增益显著提高,表明 K_r 在抑制稳态误差方面具有关键作用;当改变 ω_b 时,随 ω_b 的增大,基频增益逐渐增大,同时频带变窄,揭示其具备良好的频率选择性能;改变 ω_r 时,谐振频率随 ω_r 的变化发生相应调整,表明该控制器能够在指定频率处实现精确的增益提升与补偿效果。因此,通过合理配置 K_r, ω_b 和 ω_r ,可有效提取目标频率分量。



(a) 相同带宽不同阶次

(a) Same bandwidth with different orders



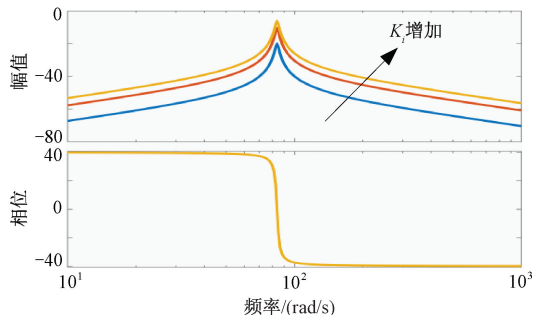
(b) 相同阶次不同带宽

(b) Same order with different bandwidths

图4 $G_z(s)$ 和 $G_e(s)$ 的频率特性Fig. 4 Frequency characteristics of $G_z(s)$ and $G_e(s)$

为增强控制系统对特定周期性扰动的抑制能力,提出新型 QRESO。以 q 轴电流环为例,设计 QRESO 的数学模型为:

$$\begin{cases} \dot{i}_{qe} = F_{qe} + b_n u_q + l_1 (i_q - i_{qe}) \\ \dot{F}_{qe} = [G_{QR}(t) + 1] l_2 (i_q - i_{qe}) \end{cases} \quad (11)$$

(a) K_r 变化(a) K_r varies

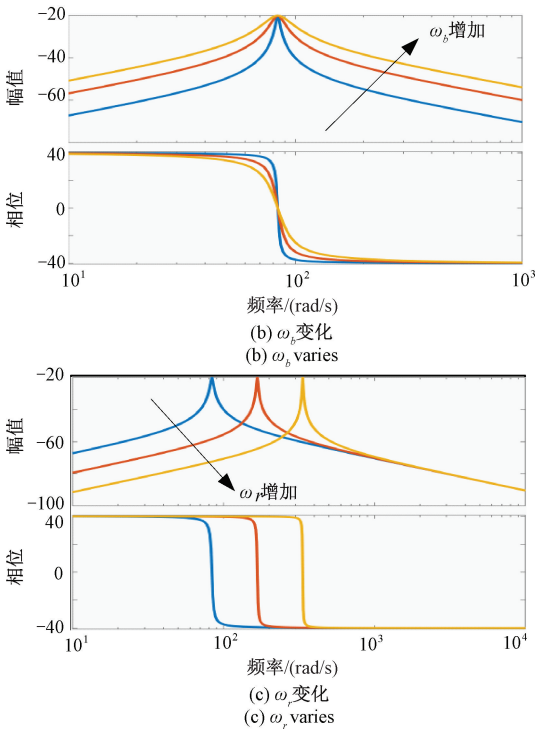


图5 准谐振控制器频率特性

Fig. 5 Frequency characteristics of quasi-resonant controller

式中: $b_n = 1/L_s$ 为模型比例因子; i_q 为 q 轴电流; F_{qe} 为 q 轴集总扰动; u_q 为 q 轴电压; i_{qe} 和 F_{qe} 分别为 i_q 和 q 轴集总扰动 F_q 的估计值; l_1 和 l_2 为 ESO 系统的增益; $G_{QR}(t)$ 为准谐振控制器时域表达式。

在连续域内, QRESO 的数学模型进一步表示为:

$$\begin{cases} \dot{i}_{qe} = F_{qe} + b_n u_q + l_1 (i_q - i_{qe}) \\ \dot{F}_{qe}(0) = l_2 (i_q - i_{qe}) \\ \dot{x}_3 = l_2 (i_q - i_{qe}) - \omega_b x_3 - \omega_r^2 x_4 \\ \dot{x}_4 = x_3 \\ F_{qe}(\omega_r) = k_r \omega_b x_3 \\ F_{qe} = F_{qe}(0) + F_{qe}(\omega_r) \end{cases} \quad (12)$$

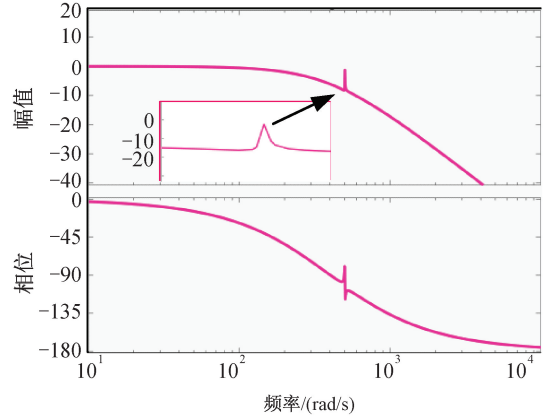
式中: $F_{qe}(0)$ 表示扰动分量 F_{qe} 的低频部分; $F_{qe}(\omega_r)$ 表示扰动分量 F_{qe} 中频率为 ω_r 的周期性成分; x_3 、 x_4 为中间变量。

为分析 QRESO 对逆变器非线性引起谐波抑制能力, 由式(10)~(12)可得, 扰动估计误差传递函数为:

$$G_F(s) = \frac{F_{qe}(s)}{F_q(s)} = \frac{l_2 + l_2 G_{QR}(s)}{s^2 + l_1 s + l_2 G_{QR}(s) + l_2} \quad (13)$$

该结构采用低频积分环节与高频谐振模块的复合架构, 具有优异频率选择特性。低频积分环节可提升系统对低频扰动的观测灵敏度, 而高频谐振模块则通过选择性增益放大机制, 可精准提取逆变器非线性引起 6 次谐

波, 从而实现多频段扰动信号的差异化辨识与协同抑制。由式(13)可进一步得到扰动估计误差的频域特性曲线, 其结果如图6所示。系统在低频段和特定次频率附近的传递函数增益均趋近于零, 分别体现对低频扰动的准确观测能力和特定次数谐波的有效辨识性能。

图6 $G_F(s)$ 的频率特性Fig. 6 Frequency characteristics of $G_F(s)$

3.2 QRESO 稳定性分析

为实现 QRESO, 采用双线性变换, 推导的 QRESO 离散域表达式为:

$$\begin{cases} i_{qe}(k+1) = \frac{2i_{qe}(k) - T_s [F_{qe}(k+1) + F_{qe}(k) + b_n u_q(k+1)]}{2(1 + \frac{T_s}{2} l_1)} - \frac{T_s b_n u_q(k)}{2(1 + \frac{T_s}{2} l_1)} + \frac{T_s l_1 [i_q(k+1) + i_q(k) - i_{qe}(k)]}{2(1 + \frac{T_s}{2} l_1)} \\ F_{qe}(0)(k+1) = F_{qe}(0)(k) + \frac{T_s l_2}{2} [i_q(k+1) - i_{qe}(k+1)] + \frac{T_s l_2}{2} [i_q(k) - i_{qe}(k)] \\ x_3(k+1) = \frac{2x_3(k) + T_s \{l_2 [i_q(k+1) - i_{qe}(k+1) + i_q(k)]\}}{2(1 + \frac{T_s}{2} \omega_b)} - \frac{T_s l_2 i_{qe}(k)}{2(1 + \frac{T_s}{2} \omega_b)} - \frac{T_s \omega_b x_3(k) + \omega_r^2 x_4(k+1) + \omega_r^2 x_4(k)}{2(1 + \frac{T_s}{2} \omega_b)} \\ x_4(k+1) = x_4(k) + \frac{T_s}{2} [x_3(k+1) + x_3(k)] \\ F_{qe}(\omega_r)(k+1) = k_r \omega_b x_3(k+1) \\ F_{qe}(k+1) = F_{qe}(0)(k+1) + F_{qe}(\omega_r)(k+1) \end{cases} \quad (14)$$

式中: k 表示离散时刻 k 的变量值; $k+1$ 表示其在下一离散时刻的值。选取 i_q 、 $F_{qe}(0)$ 、 x_3 、 x_4 为状态变量, 由

式(14)推导出 QRESO 的离散时间形式为:

$$\begin{bmatrix} i_{qe}(k+1) \\ F_{qe}(0)(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{qe}(k) \\ F_{qe}(0)(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_3 p_9 p_3 p_8 \\ \frac{T_s}{2} l_2 (1 - p_3 p_9) - \frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_8 \\ \frac{T_s}{2} l_2 p_2 (1 - p_3 p_9) - \frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_8 \\ \frac{T_s^2}{4} l_2 p_2 (1 - p_3 p_9) - \frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_8 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q(k+1) + i_q(k) \\ u_q(k+1) + u_q(k) \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中:

$$A = \begin{bmatrix} p_3 p_4 & p_3 p_5 & p_3 p_6 & p_3 p_7 \\ -\frac{T_s}{2} l_2 p_{14} & -\frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_4 + 1 & -\frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_4 & -\frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_4 \\ -\frac{T_s}{2} l_2 p_2 p_5 & -\frac{T_s}{2} l_2 p_2 p_3 p_4 & p_{10} & p_{11} \\ -\gamma l_2 \frac{T_s^2}{4} p_5 & -l_2 \frac{T_s^2}{4} p_2 p_3 p_5 & p_{12} & p_{13} \end{bmatrix}$$

为增益矩阵,定义中间变量为:

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} l_1}, p_2 = \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} \omega_b + \frac{T_s^2}{4} \omega_r^2}, \\ p_3 &= \frac{1}{1 + \frac{T_s}{2} p_1 (\frac{T_s l_2}{2} + k_r \omega_b \frac{T_s}{2} l_2 p_2)}, \\ p_4 &= p_1 (1 - \frac{T_s}{2} l_1 - \frac{T_s^2}{4} l_2 + k_r \omega_b \frac{T_s^2}{4} l_2 p_2), p_5 = T_s p_1, \\ p_6 &= \frac{T_s}{2} k_r \omega_b p_1 [1 + p_2 (1 - \frac{T_s}{2} \omega_b - \frac{T_s^2}{4} \omega_r^2)], \\ p_7 &= -\frac{T_s^2}{2} k_r \omega_b p_1 p_2 \omega_r^2, p_8 = \frac{1}{2} b_n p_1, \\ p_9 &= \frac{T_s}{2} p_1 (l_1 + \frac{T_s}{2} l_2 + k_r \omega_b \frac{T_s}{2} l_2 p_2), \\ p_{10} &= p_2 (1 - \frac{T_s}{2} \omega_b - \frac{T_s^2}{4} \omega_r^2 - \frac{T_s}{2} l_2 p_6 p_3), \\ p_{11} &= -p_2 (T_s \omega_r^2 + \frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_7), \\ p_{12} &= p_2 \frac{T_s}{2} (1 - \frac{T_s}{2} \omega_b - \frac{T_s^2}{4} \omega_r^2 - \frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_6 + \frac{1}{p_2}), \\ p_{13} &= p_2 \frac{T_s}{2} (-T_s \omega_r^2 - \frac{T_s}{2} l_2 p_3 p_7 + \frac{T_s}{2 p_2}), p_{14} = 1 + p_3 p_4 \end{aligned}$$

由式(15)可进一步得到 QRESO 的极点分布,其结果如图7所示。可见,QRESO 系统所有极点均在单位圆内,表明该系统在当前采样周期与参数设置下是稳定的。

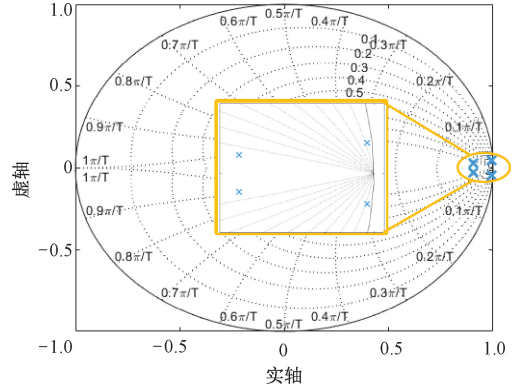


图7 QRESO 极点分析

Fig. 7 Pole analysis of QRESO

通过设计无模型预测电流控制器(model-free predictive current control, MFPC),在同步旋转坐标系下,其输出为期望 q 轴电压,输入为 q 轴电流。PMSM 的超局部模型表示为:

$$\frac{di_q}{dt} = F_q + b_n u_q \quad (16)$$

根据式(16),超局部模型的离散形式可以描述为:

$$i_q(k+1) = i_q(k) + b_n T_s u_q(k) - T_s F_q(k) \quad (17)$$

将 q 轴电压作为输出, q 轴电流作为输入,对 PMSM 的超局部模型在当前时刻进行一阶离散化,可得:

$$u_q(k+1) = \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{b_n T_s} - \frac{F_q(k)}{b_n} \quad (18)$$

假如 $k+1$ 时刻的电压可以达到参考电压,则式(18)可改写为:

$$u_q^*(k+1) = \frac{i_q^* - i_q(k+1)}{b_n T_s} - \frac{F_q(k+1)}{b_n} \quad (19)$$

式中: u_q^* 为 q 轴参考电压; i_q^* 为 q 轴参考电流。

基于准谐振扩张状态观测器的永磁同步电机电流谐波抑制框图如图8所示。 $D(z)$ 表示微分算子在双线性变换下的离散化形式。外环采用PI控制,电流内环采用引入 QRESO 的无模型预测电流控制。通过引入 QRESO,增强对系统非周期性扰动和特定频率周期性扰动的估计与补偿能力。QRESO 由准谐振滤波器与扩张状态观测器共同构成,以 $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 、 $u_d(k)$ 及 $u_q(k)$ 等关键状态变量为输入,实现对逆变器非线性扰动的增强观测与在线补偿。在每一控制周期内,观测器输出扰动补偿量 $F_{de}(k+1)$ 、 $F_{qe}(k+1)$ 与电流观测值 $i_{de}(k+1)$ 、 $i_{qe}(k+1)$,反馈至 MFPC 中,有效修正电流预测误差。

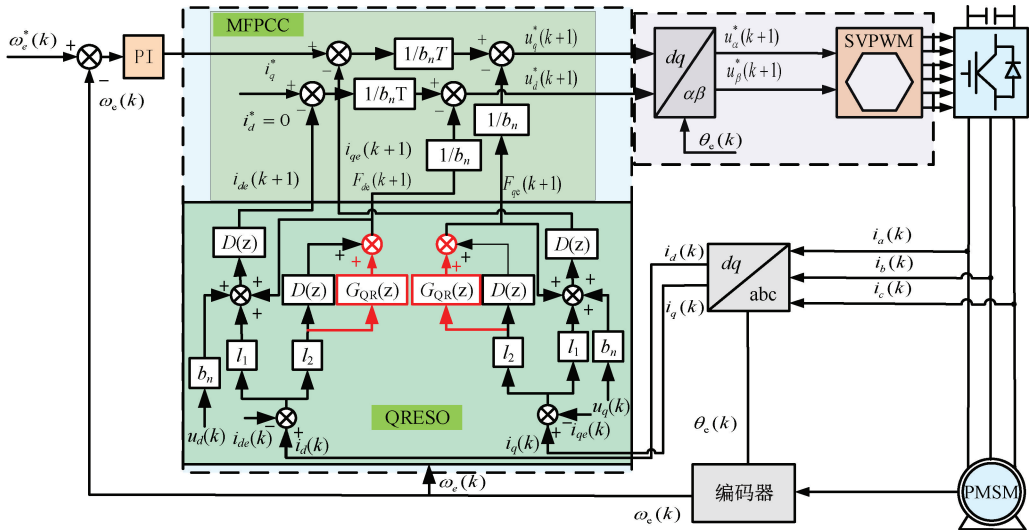


图 8 基于准谐振扩张状态观测器的永磁同步电机电流谐波抑制框图

Fig. 8 Current harmonic suppression diagram of permanent magnet synchronous motor based on QRESO

4 实验对比分析

为验证基于准谐振扩张状态观测器的永磁同步电机电流谐波抑制性能,基于图 9 所示的实验平台开展实验研究,其中 PMSM 主要参数如表 1 所示。

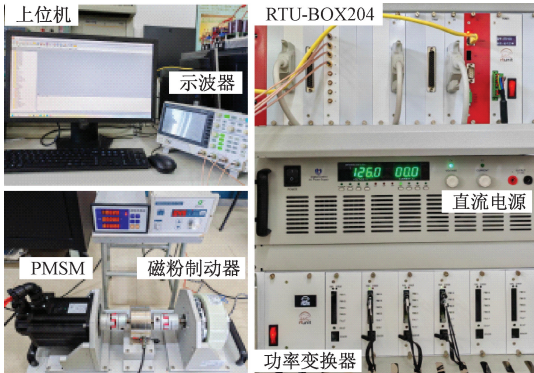


图 9 实验平台

Fig. 9 Experimental platform

表 1 PMSM 主要参数

Table 1 Main parameters of the employed PMSM

参数	符号	数值	单位
极对数	n_p	4	
额定转矩	T_N	15	N·m
转动惯量	J	0.002 77	kg·m ²
定子电阻	R_s	0.315	Ω
直、交轴电感	L_s	0.80	mH
永磁磁链	ψ_f	0.147	Wb

4.1 低频扰动抑制能力分析

为验证所提 QRESO 对低频扰动的抑制能力,本实验在 q 轴电压 u_q 上叠加幅值为 1.5 V、频率为 40 Hz 的正弦扰动,实验结果如图 10 所示,相应电流谐波分量对比结果如表 2 所示。实验结果表明,QRESO 控制下的低频扰动谐波含量方面,QRESO 较二阶 ESO 降低了 86%,较三阶 ESO 降低了 80%,较四阶 ESO 降低了 70%,验证了 QRESO 在低频扰动谐波抑制方面性能优良。

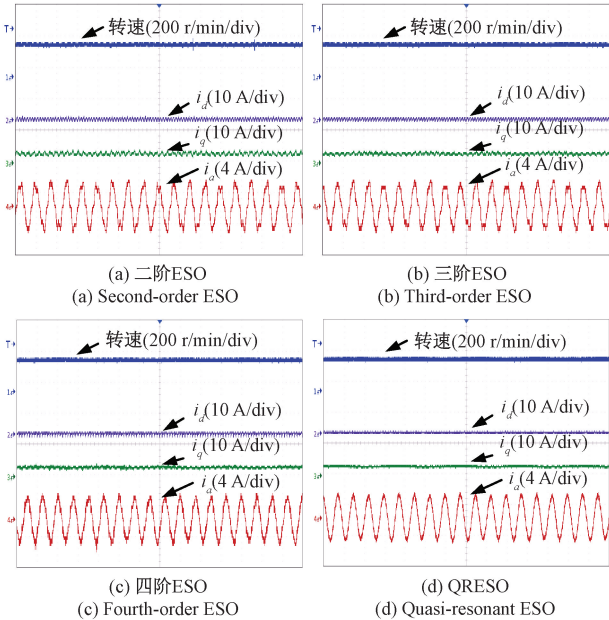


图 10 低频扰动抑制实验结果

Fig. 10 Experimental results of low-frequency disturbance suppression

表 2 低频扰动下电流谐波分量对比

Table 2 Comparison of current harmonic components under low-frequency disturbance suppression

控制算法	q 轴电流/%	
	低频谐波含量	6 次谐波含量
二阶 ESO	22.1	12.1
三阶 ESO	15.3	7.7
四阶 ESO	10.2	3.7
QRESO	3.0	0.7

4.2 非周期扰动抑制能力分析

为验证所提 QRESO 对非周期扰动的抑制能力,本实验在 q 轴电压 u_q 上施加幅值为 30 V 的阶跃扰动,实验结果如图 11 所示,相应电流谐波分量对比结果如表 3 所示。

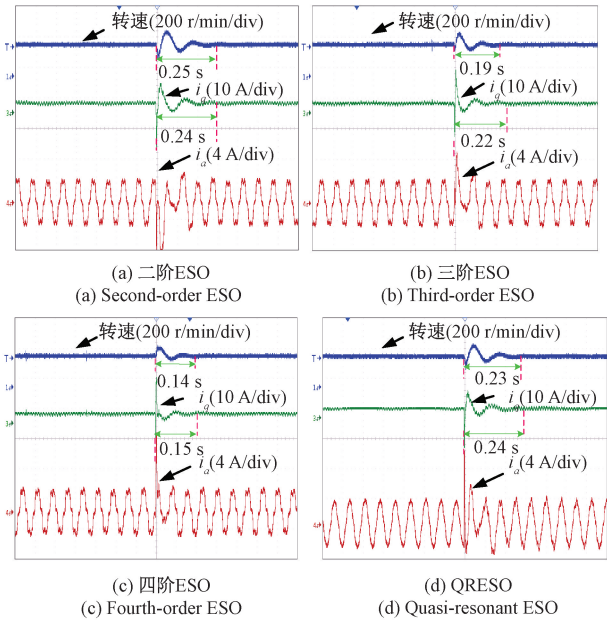


图 11 非周期扰动抑制的实验结果

Fig. 11 Experimental results of non-periodic disturbance suppression

表 3 转速与电流在非周期扰动下的响应特性对比

Table 3 Comparison of response characteristics of speed and current under non-periodic disturbances

控制算法	下冲量转速/ ($r \cdot \min^{-1}$)	恢复时间/s	下冲量 q 轴 电流/A	恢复 时间/s
二阶 ESO	96	0.25	14.4	0.24
三阶 ESO	40	0.19	10.8	0.22
四阶 ESO	32	0.14	8.8	0.15
QRESO	88	0.23	12.8	0.24

阶跃扰动电压旨在模拟系统中可能出现的电压突变、脉冲干扰等非周期扰动。通过观测转速的下冲量、恢

复时间与 q 轴电流 i_q 的下冲量、恢复时间,评估 QRESO 对非周期扰动的实时观测与动态补偿能力。实验结果表明,QRESO 在非周期扰动下的下冲量与恢复时间与二阶 ESO 基本相当,表明 QRESO 在保持二阶 ESO 对非周期扰动抑制能力的基础上,增强对周期性扰动的抑制性能,实现对周期扰动与非周期扰动的协同观测与补偿。

4.3 逆变器非线性抑制能力分析

以可设置死区时间作为变量模拟 VSI 非线性,开展 1、2、6 μs 3 种死区时间时的实验研究。同时,采用二阶、三阶和四阶 ESO 作为对比算法,在多种运行工况下进行性能测试。为确保对比实验的公平性,所有算法均采用相同转速环 PI 参数,系统采样频率设置为 10 kHz。实验工况设定为给定转速 200 r/min,负载转矩 2.5 N $\cdot$ m。

在死区时间设置为 1 μs 的实验条件下,实验结果如图 12 所示,相应电流谐波分量对比结果如表 4 所示。实验结果表明,QRESO 控制下的相电流 5 次和 7 次谐波含量均为最低。在 q 轴电流 6 次谐波抑制方面,QRESO 较二阶 ESO 降低了 95%,较三阶 ESO 降低了 91%,较四阶 ESO 降低了 88%,验证了 QRESO 在电流谐波抑制方面性能优良。

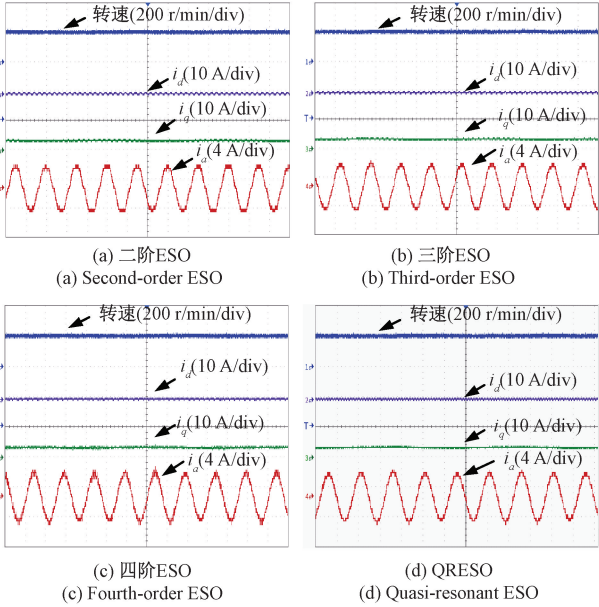


图 12 死区时间为 1 μs 时的实验结果

Fig. 12 Experimental results with the dead time of 1 μs

在死区时间设置为 2 μs 的实验条件下,实验结果如图 13 所示,相应电流谐波分量对比结果如表 5 所示。实验结果表明,QRESO 控制下的相电流 5 次和 7 次谐波含量均为最低。在 q 轴电流 6 次谐波抑制方面,QRESO 较二阶 ESO 降低了 97%,较三阶 ESO 降低了 95%,较四阶 ESO 降低了 93%,验证了 QRESO 在电流谐波抑制方面性

能优良。

表 4 死区时间为 1 μs 时的电流谐波分量对比

控制算法	相电流		q 轴电流
	5 次谐波含量	7 次谐波含量	6 次谐波含量
二阶 ESO	10.6	3.7	6.2
三阶 ESO	6.9	2.5	3.7
四阶 ESO	3.9	1.1	2.7
QRESO	0.9	0.15	0.3

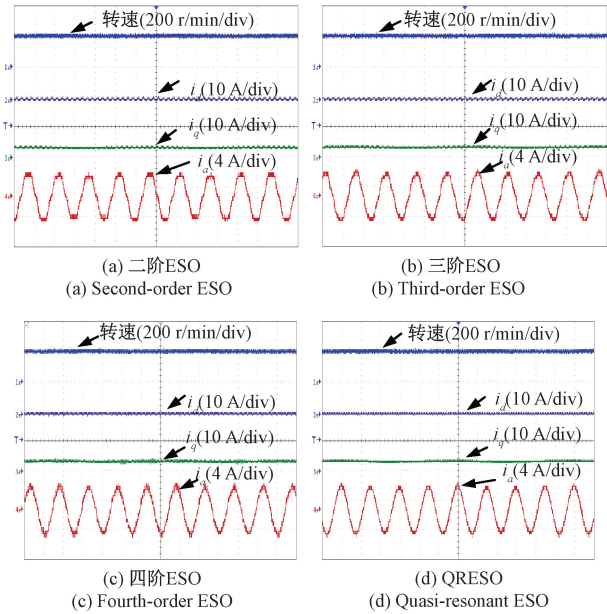


图 13 死区时间为 2 μs 时的实验结果

Fig. 13 Experimental results with the dead time of 2 μs

表 5 死区时间为 2 μs 时的电流谐波分量对比

控制算法	相电流		q 轴电流
	5 次谐波含量	7 次谐波含量	6 次谐波含量
二阶 ESO	12.8	4.4	7.8
三阶 ESO	8.7	3.6	4.4
四阶 ESO	4.8	1.7	3.0
QRESO	0.5	0.37	0.2

在死区时间设置为 6 μs 的实验条件下,实验结果如图 14 所示,相应电流谐波分量对比结果如表 6 所示。实验结果表明,QRESO 控制下的相电流 5 次和 7 次谐波含量均为最低。在 q 轴电流 6 次谐波抑制方面,QRESO 较二阶 ESO 降低了 97%,较三阶 ESO 降低了 95%,较四阶 ESO 降低了 92%,验证了 QRESO 在电流谐波抑制方面性能优良。

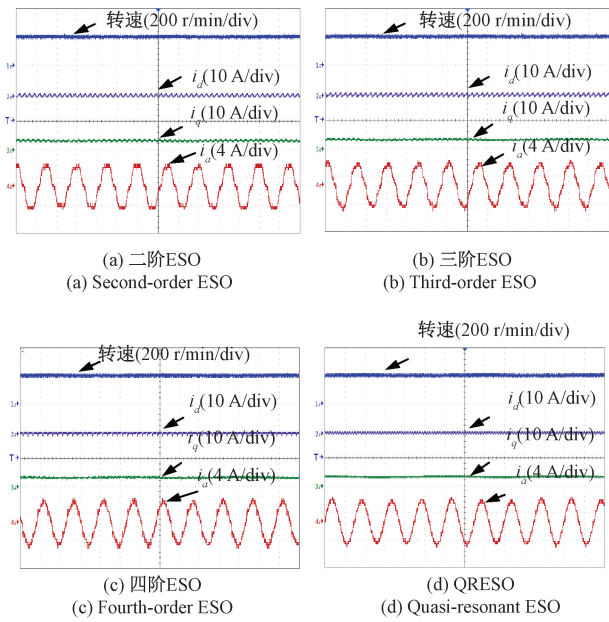


图 14 死区时间为 6 μs 时的实验结果
Fig. 14 Experimental results with the dead time of 6 μs

表 6 死区时间为 6 μs 时的电流谐波分量对比

控制算法	相电流		q 轴电流
	5 次谐波含量	7 次谐波含量	6 次谐波含量
二阶 ESO	18.4	6.9	11.3
三阶 ESO	12.9	6.7	5.9
四阶 ESO	8.2	3.9	3.9
QRESO	0.9	0.4	0.3

综合上述实验测试结果,在不同死区时间条件下,相较于二阶、三阶及四阶 ESO,本文提出的基于 QRESO 的永磁同步电机电流谐波抑制能力优异。

5 结 论

针对永磁同步电机逆变器非线性导致的电流谐波问题,提出了一种基于准谐振扩张状态观测器的永磁同步电机电流谐波抑制方法。通过理论分析和实验验证,得出如下结论:1)所提 QRESO 方法通过将准谐振控制器嵌入扩张状态观测器架构,实现了对非周期性扰动和特定频率周期性扰动的协同观测与补偿,显著提升了系统对 6 次谐波的抑制能力;2)在 1、2、6 μs 等不同死区时间条件下的实验结果表明,与传统 ESO 相比,该方法使 q 轴电流 6 次谐波分别降低 95%、97%和 97%,同时将相电流 5 次和 7 次谐波含量控制在 1%以下,有效改善了电流波形质量。

研究成果为永磁同步电机电流谐波抑制提供了一种有效解决方案,具有重要的工程应用价值。

参考文献

- [1] 杨公德, 陈宇翔, 王朋. 基于信号注入法的永磁同步电机参数辨识对比分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(12): 103-112.
YANG G D, CHEN Y X, WANG P. Comparative analysis of permanent magnet synchronous motor parameter identification based on signal injection method[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(12): 103-112.
- [2] 侯利民, 韦卓庆, 曹生辉, 等. 麻雀搜索算法的PMSM固定时间无模型滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(12): 156-165.
HOU L M, WEI ZH Q, CAO SH H, et al. Fixed-time model-free sliding mode control of PMSM using sparrow search algorithm[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(12): 156-165.
- [3] 赵勇, 黄文新, 林晓刚, 等. 基于权重系数消除和有限控制集优化的双三相永磁容错电机快速预测直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 3-14.
ZHAO Y, HUANG W X, LIN X G, et al. Fast predictive direct torque control of dual three-phase permanent magnet fault tolerant machine based on weighting factor elimination and finite control set optimization[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 3-14.
- [4] 康尔良, 石晟金, 李胜. 基于频率自适应ADRC的PMSM不确定电流扰动抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(4): 124-134.
KANG E L, SHI SH J, LI SH. Current disturbance suppression strategy for PMSM with uncertainty based on Frequency-Adaptive ADRC [J]. Journal of Electrical Machines and Control, 2025, 29(4): 124-134.
- [5] 杨公德, 陈宇翔, 颜朝斌. 基于逆变器非线性在线补偿的永磁同步电机模型预测电流控制[J]. 铁道科学与工程学报, 2025, 22(7): 3254-3265.
YANG G D, CHEN Y X, YAN CH B. Model predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on inverter nonlinear online compensation. Journal of Railway Science and Engineering[J], 2025, 22(7): 3254-3265.
- [6] 陶顺, 朱歆艺, 陈慧琳, 等. 并网逆变器死区耦合谐波源建模[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(22): 8718-8730.
TAO SH, ZHU X Y, CHEN H L, et al. Modeling of dead-time coupling harmonic sources in grid-connected inverters[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2025, 45(22): 8718-8730.
- [7] 张士强, 葛兴来, 左运, 等. 基于高阶扩展状态观测器的感应电机驱动系统逆变器死区效应在线补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(5): 1946-1958.
ZHANG SH Q, GE X L, ZUO Y, et al. An online compensation method for inverter dead-time effects in induction motor drive systems based on high-order extended state observers[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2025, 45(5): 1946-1958.
- [8] SEYYEDZADEH S M, MOHAMADIAN S, SIAMI M, et al. Modeling of the nonlinear characteristics of voltage source inverters for motor self-commissioning[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12154-12164.
- [9] 闫宏亮, 张嘉楠, 龙虎林. 基于改进滑模趋近律和非线性干扰观测器的PMSM位置跟踪[J]. 电子测量技术, 2022, 45(13): 104-108.
YAN H L, ZHANG J N, LONG H L. PMSM position tracking based on improved sliding mode reaching law and nonlinear disturbance observer [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(13): 104-108.
- [10] 黄朝志, 孙燕文, 张文进. 基于自适应趋近律和扰动观测器的开关磁阻电机控制[J]. 电子测量技术, 2023, 46(22): 32-40.
HUANG CH ZH, SUN Y W, ZHANG W J. Control of switched reluctance motor based on adaptive reaching law and disturbance observer [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(22): 32-40.
- [11] 崔征山, 周扬忠, 张竞, 等. 基于滑模和扩张状态观测器的双绕组无轴承磁通切换电机转子悬浮控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 269-279.
CUI ZH SH, ZHOU Y ZH, ZHANG J, et al. Rotor suspension control strategy of dual-winding bearingless flux-switching motor based on sliding mode and extended state observer [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(6): 269-279.
- [12] 冯旭刚, 黄鹏辉, 张泽辰, 等. 基于GA-模糊RBF的发电机组滑模自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(8): 319-328.
FENG X G, HUANG P H, ZHANG Z CH, et al. Sliding mode active disturbance rejection control of generator set based on GA-fuzzy RBF [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(8): 319-328.
- [13] 匡萃璋, 汪华章, 陈昊. 基于非线性自抗扰控制的双闭环PMSM速度控制策略研究[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(8): 105-111.
KUANG C ZH, WANG H ZH, CHEN H. Research on

- dual-loop PMSM speed control strategy based on nonlinear active disturbance rejection control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(8): 105-111.
- [14] 陈德海, 陈志文, 李明, 等. 基于改进滑模趋近律和负载前馈补偿的PMSM控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2023, 42(3): 95-101.
CHEN D H, CHEN ZH W, LI M, et al. Research on PMSM control based on improved sliding mode reaching law and load feedforward compensation [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(3): 95-101.
- [15] 赵凯辉, 邱鹏旗, 张昌凡, 等. 高速列车分布式速度协同跟踪控制方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(9): 12-20.
ZHAO K H, QIU P Q, ZHANG CH F, et al. Research on distributed speed coordination and tracking control method for High-Speed trains [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(9): 12-20.
- [16] GODBOLE A A, KOLHE J P, TALOLE S E. Performance analysis of generalized extended state observer in tackling sinusoidal disturbances [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(6): 2212-2223.
- [17] CUI Y Y, YIN Z G, LUO P E, 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.
- [18] TANG M, FORMENTINI A, ODHANO S, et al. Torque ripple reduction of PMSMs using a novel angle-based repetitive observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2689-2699.
- [19] ZHU S F, HUANG W X, ZHAO Y J, et al. Robust speed control of electrical drives with reduced ripple using adaptive switching high-order extended state observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,

2022, 37(2): 2009-2020.

- [20] 刘小俊. 基于自适应陷波器的永磁牵引电机死区补偿方法研究 [J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 24-30.

LIU X J. Research on the dead-time compensation method for permanent magnet traction motors based on adaptive notch filter [J]. Electric Machines and Control Applications, 2019, 46(8): 24-30.

作者简介



杨公德, 2019 年于东南大学获得博士学位, 现为福州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为永磁电机驱动控制技术等。

E-mail: gdyang@fzu.edu.cn

Yang Gongde received his Ph. D. degree from Southeast University in 2019. He is currently an associate professor and M. Sc. supervisor at Fuzhou University. His main research interests include the drive control technology of permanent magnet motors.



孙伟, 2019 年于淮阴师范学院获得学士学位, 现为福州大学硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机预测电流控制。

E-mail: 770051984@qq.com

Sun Wei received his B. Sc. degree from Huaiyin Normal University in 2019. He is currently a M. Sc. candidate at Fuzhou University. His main research interest includes predictive current control of permanent magnet synchronous motors.



王朋 (通信作者), 2021 年于东南大学获得硕士学位, 2025 年于谢菲尔德大学获得博士学位, 现为曼彻斯特大学博士后, 主要研究方向为永磁同步电机驱动控制等。

E-mail: peng.wang-2@manchester.ac.uk

Wang Peng (Corresponding author) received his M. Sc. degree from Southeast University in 2021 and Ph. D. degree from University of Sheffield in 2025. He is currently a postdoctoral researcher at University of Manchester. His main research interests include permanent magnet synchronous motor drive control.