

双三相永磁同步电机电流谐波抑制的 扩张状态观测器优化策略

张雪锋¹, 徐奇伟¹, 苗轶如^{1*}, 吕铭晟², 廖武²,
王益明¹, 蔡华祥³, 黄守道²

- (1. 输变电装备技术全国重点实验室(重庆大学), 重庆市 沙坪坝区 400044;
2. 海上风力发电装备与风能高效利用全国重点实验室(湖南大学), 湖南省 长沙市 410082;
3. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵州省 贵阳市 550000)

Improved Extended State Observer for Current Harmonic Compensation in Dual Three-phase PMSMs

ZHANG Xuefeng¹, XU Qiwei¹, MIAO Yiru^{1*}, LYU Mingcheng², LIAO Wu²,
WANG Yiming¹, CAI Huaxiang³, HUANG Shoudao²

- (1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment Technology (Chongqing University), Shapingba District, Chongqing 400044, China; 2. State Key Laboratory of Offshore Wind Power Equipment and High-efficient Utilization Wind Energy (Hunan University), Changsha 410082, Hunan Province, China;
3. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., Ltd., Guiyang 550000, Guizhou Province, China)

ABSTRACT: Dual three-phase permanent magnet synchronous motors suffer from significant stator current harmonics due to inverter nonlinearity, non-sinusoidal back-electromotive force, and external disturbances. Although the conventional extended state observer with resonant terms can effectively observe periodic disturbances, other frequency disturbances suppression performance will be reduced. To address this issue, an optimization method for extended state observer is proposed. First, two disturbance dynamics models are established, based on which conventional resonant extended state observers (ESOs) are systematically classified and modeled. Then, the observer structure is optimized with a notch filter. An effective parameter configuration is proposed to reduce interference among observations of different frequency disturbances and ensure robust suppression over a wide speed range. Additionally, the proposed method can flexibly tune the suppression frequency ranges and strength for periodic disturbances, leading to better performance. Frequency-domain analysis is used to compare the performance of different

observers for various frequency disturbance at different speed. Finally, the proposed method is validated on a dual three-phase motor experimental platform. Experimental results show that the proposed method can improve the accuracy of harmonic observation and has good current noise suppression capability.

KEY WORDS: dual three-phase permanent magnet synchronous machine (DTP-PMSM); current control; extended state observer (ESO); harmonic suppression; torque ripple

摘要: 受逆变器非线性、非正弦反电动势及外界干扰的影响, 双三相永磁同步电机易产生显著的定子电流谐波。传统基于谐振项的扩张状态观测器虽能有效观测周期性扰动, 但会降低系统对其他频率扰动的抑制能力。为此, 提出一种扩张状态观测器的优化方法。首先, 提出两种不同的扰动动力学模型, 对传统含谐振项的扩张状态观测器进行系统分类与建模。其次, 利用陷波器对观测器结构进行优化, 并提出一种有效的观测器参数配置方法, 以减少不同频率扰动观测间的相互干扰, 并保证不同转速下的扰动抑制性能。此外, 该方法能够灵活调整周期扰动的抑制频率范围和抑制程度, 从而实现更优的系统性能。随后, 通过频域分析对比不同观测器在不同转速下对各频率扰动的观测性能差异。最后, 在双三相永磁同步电机实验平台上对所提方法进行对比实验验证。实验结果表明, 所提方法能够提高谐波观测精度, 并具有良好的电流噪声抑制能力。

基金项目: 湖南省自然科学基金项目(2023JJ40148); 重庆市自然科学基金项目(CSTB2022NSCQ-MSX0430)。

National Natural Science Foundation of Hunan Province (2023JJ40148); Natural Science Foundation of Chongqing (CSTB2022NSCQ-MSX0430).

关键词: 双三相永磁同步电机; 电流控制; 扩张状态观测器; 谐波抑制; 转矩脉动

0 引言

多相电机因其转矩脉动小、功率密度高和容错能力强等优势, 广泛应用于电力船舶推进、多电飞机、海上风力发电等领域^[1-2]。其中, 双三相永磁同步电机 (dual three-phase permanent magnet synchronous machine, DTP-PMSM) 由两个独立的三相逆变器驱动, 是目前研究最广泛的多相电机^[3]。根据两套三相绕组的偏移角度, DTP-PMSM 分为对称结构(偏移 0°或 60°)和非对称结构(偏移 30°)。非对称结构能有效消除 6 次转矩脉动^[4]。此外, 还可按中性点的连接方式, 分为单隔离中性点和两隔离中性点, 后者的母线电压利用率更高且电流控制简单^[5]。本文主要研究非对称式两隔离中性点的 DTP-PMSM。

DTP-PMSM 通过矢量空间分解(vector space decomposition, VSD), 可以将定子电流分量映射到两个正交子空间 α - β 和 x - y ^[6]。其中, x - y 子空间的阻抗由相电阻和漏感组成, 其阻抗远小于 α - β 子空间。这导致即使很小的谐波电压, 也会在 x - y 子空间产生较大的谐波电流^[7]。谐波电压的主要来源包括逆变器非线性、磁通谐波、绕组不对称以及磁路饱和等因素^[8]。较大的定子电流谐波会增加谐波损耗, 降低系统效率, 进而对全电飞机和电动船舶的续航能力产生显著影响。此外, 在高精度工业应用领域, 较大的电流谐波还会干扰算法的高性能运行^[9], 从而限制 DTP-PMSM 的进一步应用。因此, 如何高效抑制双三相永磁同步电机的谐波电流, 已成为一个亟待解决的关键问题。

目前, 谐波抑制研究主要分为两类: 第 1 类是改进电流控制器, 以增强谐波抑制能力; 第 2 类是基于二自由度控制器, 通过扰动观测实现谐波补偿。第一类方法中, 多频比例谐振(proportional-resonant, PR)控制被广泛应用于周期性电流谐波抑制^[10]。但并联谐振项增加了参数调整的复杂性, 并可能导致系统不稳定。文献[11]采用多同步参考坐标系, 将交流信号转换为直流信号, 利用 PI 控制器实现谐波抑制。但低通滤波器会降低动态性能。对此, 文献[12]提出基于多虚拟三相绕组的控制策略, 将电流谐波分解为多个孤立子空间, 但实现方式较为复杂, 且需要设计多个控制器参数。

相比于改进电流控制器的方法, 基于二自由度控制器的电流谐波抑制效果更为显著。该方案将等效谐波电压视为扰动, 实现电流跟踪与扰动抑制的分离控制, 从而显著提升控制器性能^[13]。文献[9]提出一种基于逆模型的 DTP-PMSM 扰动观测器, 但其 Q 滤波器设计仅能针对 6 次电压谐波。文献[14]提出的扩张状态观测器(extended state observer, ESO)因其能够估计集总扰动, 因而获得了广泛应用。文献[15]在 DTP-PMSM 中采用线性 ESO, 并通过频域分析验证了其在谐波抑制方面优于 PR 控制器。然而, 一阶 ESO 的估计误差随扰动频率的增加而显著增大; 高阶 ESO 虽能提升估计精度, 但其带宽需超过扰动频率, 导致系统稳定裕度减小^[16]。此外, ESO 的带宽还受到测量噪声和采样频率的限制^[17-19]。

为提高周期扰动的观测效果, 可以在 ESO 中引入谐振项。文献[20]提出一种准谐振扩张状态观测器, 以提高观测器在谐振频率附近的增益。文献[21]通过引入频率自适应律, 使观测器能够估计不确定频率的周期扰动。此外, 文献[22]设计了一种广义比例积分观测器, 用于观测周期扰动, 其本质也是在 ESO 中增加谐振项。

尽管上述研究为周期性扰动观测提供了有效方法, 但仍存在以下局限性: 1) 缺乏对含谐振项 ESO 内在联系的全面探讨, 尤其缺少对文献[20, 22]提出的两类典型观测器的系统性比较; 2) 未深入分析低频扰动观测与高频周期性扰动观测之间的相互关系; 3) 传统固定极点或固定增益的参数整定方法难以兼顾多频扰动的观测性能以及噪声抑制, 相关问题尚未得到充分研究。

因此, 在现有 ESO 研究的基础上, 本文提出一种改进的扩张状态观测器(improved extended state observer, IESO)。首先, 分析谐波电流抑制的必要性, 建立各类 ESO 结构之间的内在联系, 并统一其数学表达式。其次, 系统阐述 IESO 的理论及参数设计方法。随后, 从频率角度对观测性能进行分析, 深入探讨转速和带宽对观测器性能的影响。最后, 进行对比实验验证。

1 基于周期扰动模型的扰动观测器设计

1.1 DTP-PMSM 数学模型

本文研究的是隐极式 DTP-PMSM, 其定子绕组由两套 Y 型连接的三相绕组组成, 分别称为 ABC 绕组和 UVW 绕组。这两套定子绕组的中性点隔离,

在空间上相差 30° 电角度, 电机结构如图 1 所示。

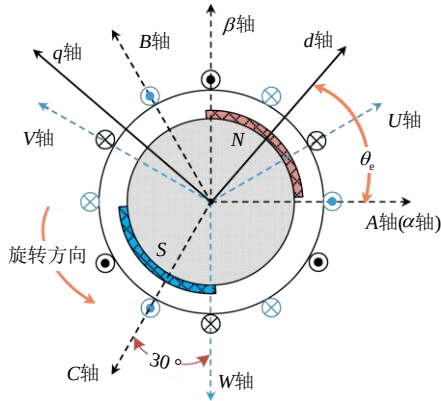


图 1 DTP-PMSM 绕组结构示意图

Fig. 1 Phase winding diagram for DTP-PMSM

根据 VSD 坐标变换, DTP-PMSM 的各个变量可以分别映射到 α - β 子空间、 x - y 子空间和 o_1 - o_2 子空间^[6]。其中, x - y 子空间为谐波子空间, 其变量不参与电机的能量转换但会引起能量损耗, 从而降低电机效率。根据等幅值变换原则, VSD 坐标变换矩阵 $T_{\alpha\beta}$ 定义为

$$T_{\alpha\beta} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \\ 1 & -1/2 & -1/2 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 1/2 & 1/2 & -1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

通过旋转坐标变换, 可以将变量映射到 d - q 和 dz - qz 子空间。旋转变换矩阵定义为

$$\begin{cases} T_{dq}(\theta_e) = \begin{bmatrix} T_p(\theta_e) & 0 \\ 0 & T_p(-\theta_e) \end{bmatrix} \\ T_p(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

式中 θ_e 为 DTP-PMSM 转子的电角度。

通过式(1)、(2)可以得出同步旋转坐标系下的电压方程, 具体为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_m \\ u_{dz} = R_s i_{dz} + L_{dz} \frac{di_{dz}}{dt} + \omega_e L_{qz} i_{qz} \\ u_{qz} = R_s i_{qz} + L_{qz} \frac{di_{qz}}{dt} - \omega_e L_{dz} i_{dz} \end{cases} \quad (3)$$

式中: u 、 i 分别为电压和电流; R_s 、 L 和 ψ_m 分别为定子电阻、电感和转子磁链; ω_e 为电角速度; 下标 d 、 q 、 dz 和 qz 分别为 d 轴、 q 轴、 dz 轴和 qz 轴的

变量; L_{dz} 和 L_{qz} 的电感值均与分布式定子绕组的漏感 L_σ 相同, 因此即使较小的谐波电压也会产生显著的谐波电流^[7]。

1.2 双三相电机电流控制中的谐波干扰

根据文献[23], 非对称结构的 DTP-PMSM 可等效为对称的十二相电机, 其各相奇次谐波在不同子空间的分布情况如图 2 所示。其中, 由逆变器非线性及非正弦反电动势所引起的等效谐波电压, 主要集中于 dz - qz 子空间的 6 次谐波。若将该等效谐波电压视为扰动, 可将其建模为

$$f_{\text{total}}(t) = M_0 + \underbrace{M_{6\omega} \cos(6\omega_e t + \varphi)}_{f_{6\omega}(t)} \quad (4)$$

式中: M_0 为包含参数失配和绕组不对称在内的低频慢变扰动; $M_{6\omega}$ 、 φ 分别为 6 次谐波的幅值和相位。

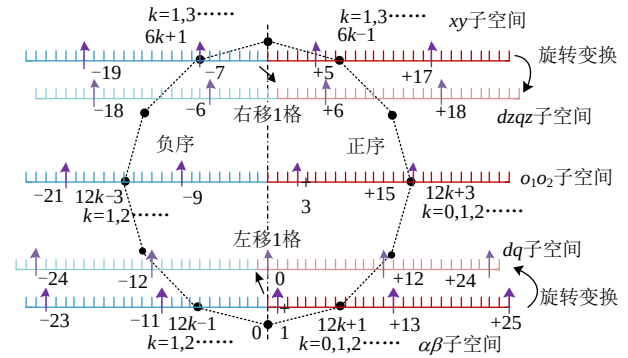


图 2 谐波映射关系的图形化表示

Fig. 2 Graphical representation of harmonic mapping

考虑到上述扰动及参数失配的影响, dz - qz 子空间的数学模型可重写为

$$\begin{cases} \frac{di_{dz}}{dt} = a_0 i_{dz} + b_0 u_{dz} + f_{dz_total} \\ \frac{di_{qz}}{dt} = a_0 i_{qz} + b_0 u_{qz} + f_{qz_total} \end{cases} \quad (5)$$

式中: $a_0 = -R_{s0}/L_{\sigma 0}$; $b_0 = 1/L_{\sigma 0}$; R_{s0} 、 $L_{\sigma 0}$ 分别为标称相电阻和漏电感; $f_{dz_total} = f_{d0} + f_{d6\omega}$ 、 $f_{qz_total} = f_{q0} + f_{q6\omega}$ 分别为 dz 轴和 qz 轴的集总扰动。

1.3 周期扰动动力学模型

由式(4)可得扰动 $f_{6\omega}(t)$ 的动力学模型为

$$\begin{cases} f_{6\omega}(t) = M_{6\omega} \cos(6\omega_e t + \varphi) \\ \xi(t) = \int f_{6\omega}(t) dt = \frac{M_{6\omega}}{6\omega_e} \sin(6\omega_e t + \varphi) + C \\ \frac{d}{dt} f_{6\omega}(t) = -(6\omega_e)^2 [\xi(t) - C] \end{cases} \quad (6)$$

式中: C 为积分常数; $\xi(t)$ 为状态变量。

式(6)是基于周期扰动的积分和微分形式建立

的数学模型。此外，还可基于周期扰动的一阶微分和二阶微分建立动力学模型，如下所示：

$$\begin{cases} f_{6\omega}(t) = M_{6\omega} \cos(6\omega_e t + \varphi) \\ \gamma(t) = \frac{d}{dt} f_{6\omega}(t) = -6\omega_e M_{6\omega} \sin(6\omega_e t + \varphi) \\ \frac{d}{dt} \gamma(t) = -(6\omega_e)^2 f_{6\omega}(t) \end{cases} \quad (7)$$

式中 $\chi(t)$ 为状态变量。

多数基于 ESO 改进的周期扰动观测器都可以从式(6)、(7)所示的模型推导出来，例如文献[20-22]中提出的方法。通过对相关方法的分类归纳，可总结 4 种常见的用于周期扰动观测的 ESO 结构，分别记为 ESO1、ESO2、ESO3 和 ESO4。上述方法均可视为所提 IESO 结构的简化形式，并可从表 1 中获取。然而，这些方法都难以兼顾高频扰动和低频扰动的抑制以及噪声抑制和扰动抑制的权衡问题。

表 1 不同模型下的扩张状态观测器优化设计

Table 1 Optimized ESO designs under different models

名称	IESO 结构	传递函数
IESO1	$\begin{cases} \hat{i}_{qz} = a_0 \hat{i}_{qz} + b_0 u_{qz} + \hat{f}_{qz0} + \hat{f}_{qz6\omega} + l_1 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{f}_{qz0} = l_2 \cdot r(\tilde{i}_{qz}^m) \\ \hat{\xi} = \hat{f}_{qz6\omega} + l_3 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{f}_{qz6\omega} = -(6\omega_e)^2 \hat{\xi} + l_4 \tilde{i}_{qz}^m - 2\rho \hat{f}_{qz6\omega} \end{cases}$	$\begin{cases} G_1(s) = l_2 R(s) \\ G_2(s) = l_4 s - l_3 (6\omega)^2 \\ G_3(s) = s^2 + 2\rho s + (6\omega_e)^2 \end{cases}$
IESO2	$\begin{cases} \hat{i}_{qz} = a_0 \hat{i}_{qz} + b_0 u_{qz} + \hat{f}_{qz0} + \hat{f}_{qz6\omega} \\ \hat{f}_{qz0} = l_2 \cdot r(\tilde{i}_{qz}^m) + l_1 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{\xi} = \hat{f}_{qz6\omega} + l_3 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{f}_{qz6\omega} = -(6\omega_e)^2 \hat{\xi} + l_4 \tilde{i}_{qz}^m - 2\rho \hat{f}_{qz6\omega} \end{cases}$	$\begin{cases} G_1(s) = l_1 s + l_2 R(s) \\ G_2(s) = l_4 s - l_3 (6\omega)^2 \\ G_3(s) = s^2 + 2\rho s + (6\omega_e)^2 \end{cases}$
IESO3	$\begin{cases} \hat{i}_{qz} = a_0 \hat{i}_{qz} + b_0 u_{qz} + \hat{f}_{qz0} + \hat{f}_{qz6\omega} + l_1 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{f}_{qz0} = l_2 \cdot r(\tilde{i}_{qz}^m) \\ \hat{f}_{qz6\omega} = \hat{\gamma} - 2\rho \hat{f}_{qz6\omega} + l_3 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{\gamma} = -(6\omega_e)^2 \hat{f}_{qz6\omega} + l_4 \tilde{i}_{qz}^m \end{cases}$	$\begin{cases} G_1(s) = l_2 R(s) \\ G_2(s) = l_3 s + l_4 \\ G_3(s) = s^2 + 2\rho s + (6\omega_e)^2 \end{cases}$
IESO4	$\begin{cases} \hat{i}_{qz} = a_0 \hat{i}_{qz} + b_0 u_{qz} + \hat{f}_{qz0} + \hat{f}_{qz6\omega} \\ \hat{f}_{qz0} = l_2 \cdot r(\tilde{i}_{qz}^m) + l_1 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{f}_{qz6\omega} = \hat{\gamma} - 2\rho \hat{f}_{qz6\omega} + l_3 \tilde{i}_{qz}^m \\ \hat{\gamma} = -(6\omega_e)^2 \hat{f}_{qz6\omega} + l_4 \tilde{i}_{qz}^m \end{cases}$	$\begin{cases} G_1(s) = l_1 s + l_2 R(s) \\ G_2(s) = l_3 s + l_4 \\ G_3(s) = s^2 + 2\rho s + (6\omega_e)^2 \end{cases}$

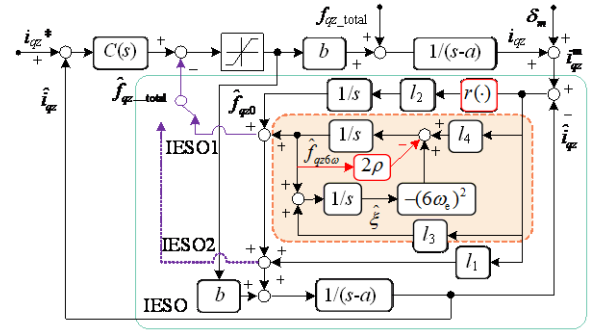
2 基于陷波器的 ESO 优化

为提升周期扰动的观测性能，提出一种更有效的观测器结构及其参数整定方法。该方法通过引入陷波器，将观测扰动 f_{qz0} 和 $f_{qz6\omega}$ 的反馈误差电流进行分离，同时在观测器结构中引入阻尼项 ρ 以增强系统稳定性。此外，对观测器的极点位置也进行了重新设计，以进一步优化其频域特性。

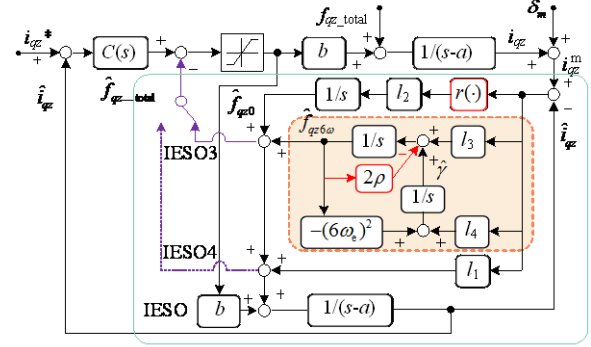
2.1 IESO 结构设计

在 ADC 采样过程中，测量电流会受噪声干扰。

设采样噪声为 δ_m ，则实际测量电流可表示为 $i^m = i + \delta_m$ 。为便于描述，基于式(6)、(7)构建的 4 种改进型观测器分别记为 IESO1、IESO2、IESO3 和 IESO4，其结构如图 3 所示。各观测器对应不同的状态方程，具体形式列于表 2。其中，符号“ $\wedge$ ”表示估计值，“ $\sim$ ”表示观测误差， l_1 、 l_2 、 l_3 和 l_4 均为观测器增益。电流观测误差定义为 $\tilde{i}_{qz}^m = i_{qz}^m - \hat{i}_{qz} = i_{qz} + \delta_m - \hat{i}_{qz}$ 。



(a) 基于式(9)动力学的IESO1和IESO2



(b) 基于式(10)动力学的IESO3和IESO4

图 3 基于 IESO 的控制系统框图

Fig. 3 Control system Block diagram based on IESO

表 2 观测器的模型和特征多项式

Table 2 Observer Models and Characteristic Polynomials

观测器类型	对应模型或特征多项式
IESO1 和 IESO2 动力学模型	$f_{6\omega}(t)$ 的积分模型+一阶微分模型，参见式(6)
IESO1 和 IESO2 特征多项式	$\Phi(s) = s^4 + (l_1 - a_0 + 2\rho)s^3 + [36\omega_e^2 + 2(l_1 - a_0)\rho + l_2 + l_4]s^2 + 36\omega_e^2(-a_0 + l_1 - l_3)s + (36l_2\omega_e^2)$
IESO3 和 IESO4 动力学模型	$f_{6\omega}(t)$ 的一阶微分模型+二阶微分模型，参见式(7)
IESO3 和 IESO4 特征多项式	$\Phi(s) = s^4 + (l_1 - a_0 + 2\rho)s^3 + [36\omega_e^2 + 2(l_1 - a_0)\rho + l_2 + l_3]s^2 + (-36a_0\omega_e^2 + 36l_4\omega_e^2 + l_4)s + (36l_2\omega_e^2)$

基于表 1 和图 3 可推导观测扰动在 s 域中的表达式，并统一表示为

$$\begin{cases} \tilde{i}_{qz}^m(s) = \frac{sG_3(s)}{\Phi(s)} [(s - a_0)i_{qz}^m(s) - b_0 u_{qz}(s)] \\ \hat{f}_{qz0}(s) = G_1(s)/s \tilde{i}_{qz}^m(s) \\ \hat{f}_{qz6\omega}(s) = \frac{G_2(s)}{G_3(s)} \tilde{i}_{qz}^m(s) \end{cases} \quad (8)$$

式中: $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 和 $G_3(s)$ 的具体形式如表 1 所示; $\Phi(s)$ 为观测器的特征多项式。

表 1 中函数 $r(\cdot)$ 表示对信号进行陷波处理, 其对应的频域形式为 $R(s)$, 具体可表示为

$$R(s) = \frac{(s^2 + 36\omega_e^2)}{(s^2 + 2\rho s + 36\omega_e^2)} \quad (9)$$

值得注意的是, 若设定表 1 中参数 $R(s)=1, \rho=0$, 则为 4 种传统 ESO。由式(5)、(8)可知, 电流观测误差与扰动观测误差在 s 域中可表示为

$$\begin{cases} \tilde{i}_{qz}^m(s) = \frac{sG_3(s)}{\Phi(s)}[(s-a_0)\delta_m(s) + f_{qz_total}(s)] \\ \tilde{f}_{qz_total}(s) = \frac{\Phi(s) - G_3(s)G_1(s) - sG_2(s)}{\Phi(s)} \\ f_{qz_total}(s) = \frac{G_3(s)G_1(s) + sG_2(s)}{\Phi(s)}(s-a_0)\delta_m(s) \end{cases} \quad (10)$$

根据式(8)、(10), 可将闭环扰动估算等效为单位反馈系统, 如图 4 所示。式(10)中, 真实扰动对观测误差的影响即为观测器的灵敏度函数。根据内模原理, 当开环传递函数包含参考信号的数学模型时, 系统能够实现对参考信号的零跟踪误差。图 4 所示的系统包含 $1/s$ 及 $1/[s^2 + 2\rho s + (6\omega_e)^2]$ 两部分。因此, 这些观测器均可以精确估算常值扰动和 6 次周期扰动。然而, 在扰动抑制性能的其他方面, 各观测器之间仍存在较大差异。

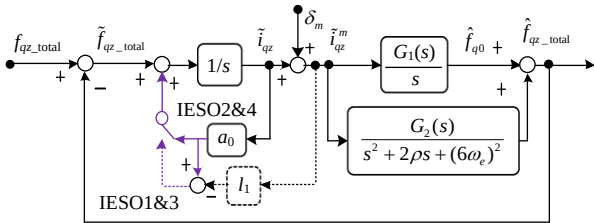


图 4 扰动观测器的等效控制框图

Fig. 4 Equivalent control block diagram of the disturbance observer

2.2 IESO 增益设计

传统 ESO 中, 即表 1 中参数设定为 $R(s)=1, \rho=0$ 。在观测器增益设计方面, 传统方法通常采用带宽参数化的配置策略, 将特征方程的根均设为 $-\omega_0$, 即对应的特征多项式整定为 $\Phi(s)=(s+\omega_0)^4$ 。此时, 观测器的增益取值如表 3 所示。然而, 根据波德积分定理的限制, 传统方法会难以兼顾高频扰动和低频扰动的抑制。

相比传统方法的固定极点, 本文优化了极点的配置方案, 将其调整为 4 个不同的位置。优化后的特征多项式整定为

表 3 优化前观测器参数的增益

Table 3 Gains of ESO parameters before optimization

系数	ESO1 & ESO2	ESO3 & ESO4
l_1	$4\omega_0 + a_0$	$4\omega_0 + a_0$
l_2	$\omega_0^4 / (36\omega_e^2)$	$\omega_0^4 / (36\omega_e^2)$
l_3	$4\omega_0 - 4\omega_0^3 / (36\omega_e^2)$	$6\omega_0^2 - 36\omega_e^2 - \omega_0^4 / (36\omega_e^2)$
l_4	$6\omega_0^2 - 36\omega_e^2 - \omega_0^4 / (36\omega_e^2)$	$4\omega_0^3 - 36\omega_e^2 \cdot 4\omega_0$

$$\Phi(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)(s^2 + 2\rho_2 s + 36\omega_e^2) \quad (11)$$

式中 ζ 和 ρ_2 为阻尼系数。

此时, 极点 s_1 和 s_2 位置固定且关于实轴对称; 而极点 s_3 和 s_4 的位置会随 ω_e 的变化而动态调整, 并同样关于实轴对称。整定得到的观测器增益参数见表 4。相较于表 3 所示的配置方式, 所提的增益设计方法仅有一个增益随转速变化。在优化观测器频域特性的同时, 也简化了电机运行过程中的参数计算。

表 4 优化后的观测器参数增益

Table 4 Gains of ESO parameters after optimization

系数	IESO1 & IESO2	IESO3 & IESO4
l_1	$2\zeta\omega_0 + a_0 + 2(\rho_2 - \rho)$	$2\zeta\omega_0 + a_0 + 2(\rho_2 - \rho)$
l_2	ω_0^2	ω_0^2
l_3	$2(\rho_2 - \rho) - \frac{2\omega_0^2}{36\omega_e^2}\rho_2$	$4\zeta\omega_0(\rho_2 - \rho) + 4\rho(\rho - \rho_2)$
l_4	$4\zeta\omega_0(\rho_2 - \rho) + 4\rho(\rho - \rho_2)$	$(2\omega_0^2 - 2 \times 36\omega_e^2)\rho_2 + 36\omega_e^2 \cdot 2\rho$

为清楚表明优化后观测器参数的物理含义, 以 IESO3 为例, 结合表 4 中的参数, 此时灵敏度函数可表示为

$$\frac{\tilde{f}_{qz_total}(s)}{f_{qz_total}(s)} = \frac{s[s + 2\zeta\omega_0 + 2(\rho_2 - \rho)]}{(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)} \frac{(s^2 + 2\rho s + 36\omega_e^2)}{(s^2 + 2\rho_2 s + 36\omega_e^2)} \quad (12)$$

式(12)的幅频特性如图 5 所示。结合上文所提的 IESO 结构和增益设计, 将式(12)分解为 $T_1(s)$ 和 $T_2(s)$

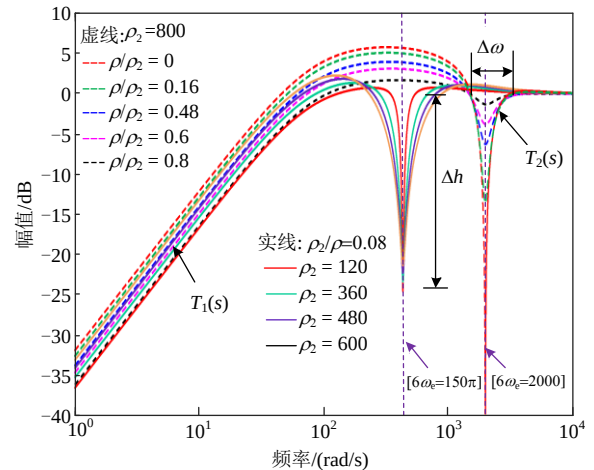


图 5 IESO3 灵敏度函数随 ρ 和 ρ_2 变化的幅频特性

Fig. 5 Amplitude-frequency characteristic diagram of IESO3 sensitivity function with the variation of ρ and ρ_2

两部分。其中, $T_1(s)$ 主要用于控制低频段扰动, 而 $T_2(s)$ 则针对周期扰动。 $T_2(s)$ 的极点会随转速变化, 但始终与零点保持固定的相对位置, 其零点和极点的相对位置受参数 ρ_2 和 ρ 决定。因此, 在不同转速下, 零点和极点对系统的影响能够保持一致, 从而显著提升了系统的鲁棒性和对扰动的抑制性能。

基于表 1—4 和式(10)的数学模型, 可分别推导出实际扰动和噪声对不同观测器的扰动观测误差传递函数, 为频域中分析不同观测器性能对比提供理论依据。

3 观测器性能对比分析

3.1 与传统 ESO 对比

由表 3 可知, 传统观测器增益与 ω_0 和 $6\omega_e$ 密切相关。而在电机运行过程中, 6 次谐波的频率会随电机转速变化。为分析传统观测器在不同 ω_0 和 $6\omega_e$ 下的频域特性, 分别固定 $\omega_0=100\pi$ rad/s 并改变 $6\omega_e$, 以及固定 $6\omega_e=150\pi$ rad/s 并改变 ω_0 , 对应的灵敏度函数幅频特性曲线如图 6 所示。

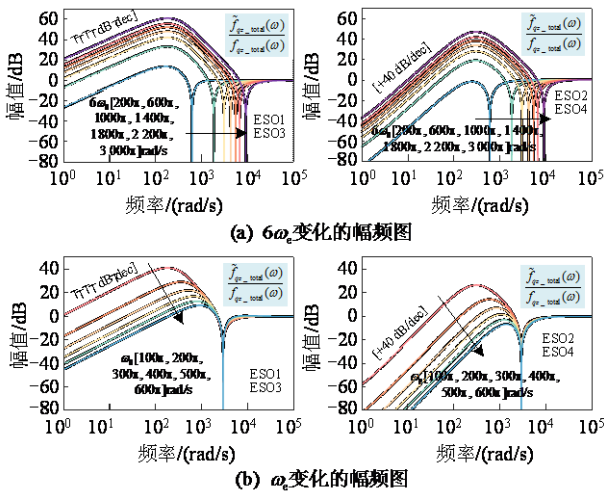


图 6 扰动观测误差随 ω_0 和 $6\omega_e$ 变化的幅频特性

Fig. 6 Amplitude-frequency characteristics of disturbance observation errors versus with ω_0 and $6\omega_e$

4 种传统观测器均具有一定的 6 次扰动抑制能力。其中, ESO1 与 ESO3 的幅频特性相同, 而 ESO2 和 ESO4 的幅频特性一致。然而, 随着 ω_e 的增加或 ω_0 的减小, 幅频特性曲线的峰值逐渐抬升, 表明观测器对低频扰动的观测性能有所下降。该现象主要源于传统方法中, 减小 ω_0 或增大 $6\omega_e$ 均会扩大灵敏度函数在 $6\omega_e$ 附近的“凹陷”频带范围, 从而导致低频带幅值的“隆起”。这表明低频扰动观测与高频扰动观测之间存在一定的“竞争”关系。

图 6 中幅频特性曲线的变化与其零极点分布密

切相关。在传统方法中, 极点由特征方程 $\Phi(s)$ 决定, 并固定在 $-\omega_0$ 处。而灵敏度函数在 $6\omega_e$ 处存在零点, 其位置会随转速变化。因此, 当转速或 ω_0 发生变化时, 观测器的零极点相对位置亦随之改变, 从而显著影响扰动观测性能。

结合式(12)可知, 本文的 IESO 的灵敏度函数有一对可随转速同步变化的零极点, 从而在不同转速下保持固定的相对位置。此外, 参数 ρ_2 可以调节周期扰动的抑制频率范围 $\Delta\omega$, 而参数 ρ/ρ_2 则用以控制周期扰动频率处的抑制程度 Δh , 如图 5 所示。通过合理限制 $\Delta\omega$ 和中心频率处的 Δh , 可以有效缓解高转速条件下低频扰动的“隆起”现象。

为与图 6 的传统方法对比, 在相同 ω_e 和 ω_0 的条件下, 根据式(12)绘制了所提方法的幅频特性曲线, 结果如图 7 所示。其他参数设定为: $\zeta=1$ 、 $\rho=3$ 、 $\rho_2=120$ 。对比结果表明, 本文所提方法对 4 种 ESO 均有明显改善, 有效解决了灵敏度函数幅值在低频带的异常提升情况, 削弱了转速变化对灵敏度函数的影响。

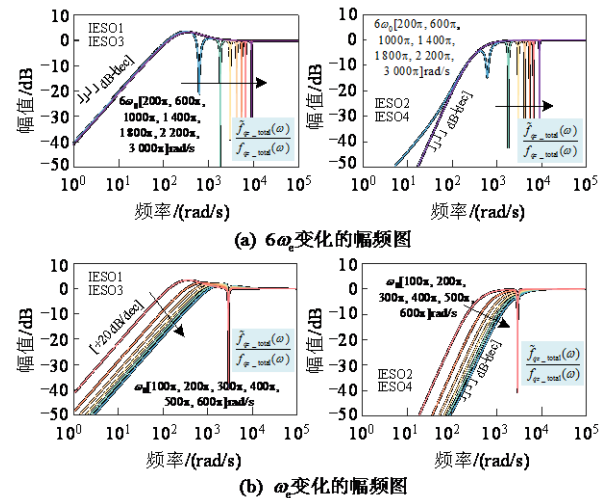


图 7 IESO 扰动观测误差随 ω_0 和 $6\omega_e$ 变化的幅频特性

Fig. 7 Amplitude-frequency characteristics of IESO disturbance observation errors versus with ω_0 and $6\omega_e$

为分析含有观测器的闭环系统性能, 采用基于 PI 的线性反馈控制, 其中电流跟踪误差定义为 $e_{qz} = i_{qz}^* - \hat{i}_{qz}$ 。结合观测扰动的补偿, 电流环的输出电压可以表示为

$$u_{qz}(s) = k_p e_{qz}(s) + \frac{k_i}{s} e_{qz}(s) - \frac{1}{b_0} \hat{f}_{qz_total}(s) \quad (13)$$

式中 k_p 、 k_i 分别为 PI 控制器的比例调节系数和积分调节系数。

结合式(5)可得电流输出为

$$i_{qz}(s) = \frac{C_1(s)}{C_2(s)} [i_{qz}^*(s) + \tilde{i}_{qz}^m(s) - \delta_m(s)] + \frac{s}{C_2(s)} \tilde{f}_{qz_total}(s) \quad (14)$$

式中: $i_{qz}^*(s)$ 为 qz 轴的参考电流; $C_1(s)=b_0(k_p s+k_i)$; $C_2(s)=s(s-a_0)+b_0(k_p s+k_i)$ 。

由式(14)可知, 电流闭环控制系统的性能受电流和扰动的观测误差的影响。

结合式(10)、(14), 采用式(13)所示的控制律时, 闭环系统的输出推导为

$$i_{qz}(s) = \frac{b_0 G_c(s) G_f(s) i_{qz}^*(s) + f_{qz_total}(s)}{s - a_0 + b_0 G_c(s)} - \frac{b_0 G_c(s)}{s - a_0 + b_0 G_c(s)} \delta_m(s) \quad (15)$$

其中, $G_c(s)$ 和 $G_f(s)$ 的传递函数表示为

$$\begin{cases} G_4(s) = G_3(s)[C_1(s) - G_1(s)] - sG_2(s) + \Phi(s) \\ G_c(s) = \frac{1}{b_0} \left[\frac{C_2(s)\Phi(s)}{sG_4(s)} - s + a_0 \right] \\ G_f(s) = \frac{C_1(s)\Phi(s)}{C_2(s)\Phi(s) + (a_0 - s)sG_4(s)} \end{cases}$$

由式(15)可得, 含观测器的闭环系统中电流噪声对电流的影响, 如图8所示。本文提出的 IESO 在高频噪声抑制方面也进行了优化。其中, 含有 IESO1 和 IESO3 的算法有显著改进, 且 ω_0 的变化对高频噪声的抑制效果影响较小。

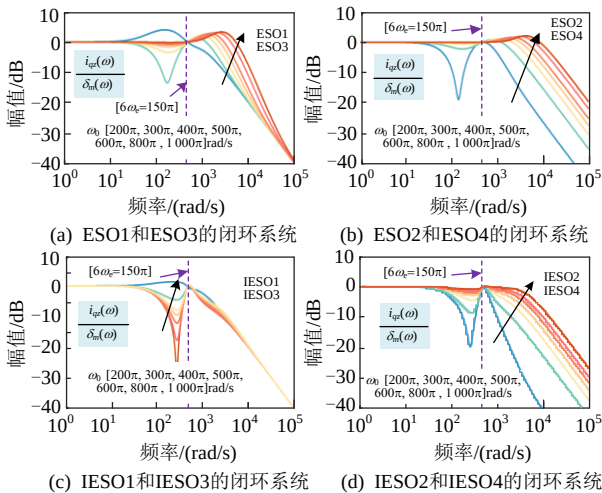


图8 闭环系统噪声对电流影响的幅频特性图

Fig. 8 Amplitude-frequency characteristic diagram of noise to current in closed-loop system

当 $\omega_0=100\pi$ rad/s、 $6\omega_e=300\pi$ rad/s 时, 图9显示了优化前后扰动对闭环系统输出电流 i_{qz} 的影响。优化后, 低频段的“隆起”部分显著降低, 幅值均低于 0 dB, 表明闭环系统的扰动抑制性能得到了显

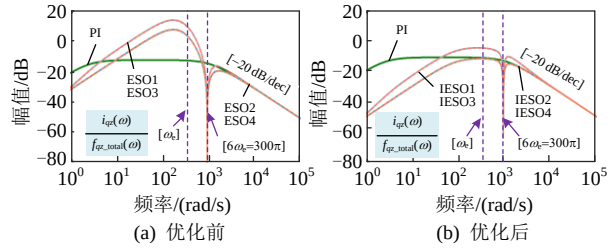


图9 优化前后扰动对输出电流的幅频特性

Fig. 9 Amplitude-frequency response from disturbances to the output current before and after optimization

著改善。

3.2 与准谐振扩张状态观测器对比

为进一步验证所提 IESO 的优势, 将其与文献[18]提出的准谐振扩张状态观测器(quasi-resonant extended state observer, QRESO)进行对比分析。如1.3节所述, QRESO 可通过 ESO1 的结构实现, 只需将 ESO1 的增益设置为 $l_1=\beta_1$, $l_2=\beta_2$, $l_3=-2\beta_2 k_r \omega_c / (6\omega_e)^2$, $l_4=0$, $R(s)=1$, $\rho=0$ 。其中, β_1 和 β_2 是 QRESO 增益, k_r 为谐振增益, ω_c 为截止频率。由此可见, QRESO 与传统 ESO1 的核心区别在于观测器极点配置策略不同, 所构建的统一观测器模型可同时覆盖上述结构, 结合表1可得:

$$\begin{cases} G_1(s) = \beta_2 \\ G_2(s) = 2\beta_2 k_r \omega_c \\ G_3(s) = s^2 + 2\omega_c s + (6\omega_e)^2 \end{cases} \quad (16)$$

式(16)结合式(10)可推导出 QRESO 的观测扰动误差的传递函数。为确保 QRESO 与 IESO1 对比的公平性, 对 QRESO 参数进行调整, 使观测误差的幅频特性曲线在低频段和 $6\omega_e=400\pi$ 时, QRESO 与 IESO1 具有相同的性能表现, 如图10(a)、(b)所示。

图10中, 实线为 QRESO, 虚线为 IESO, QRESO 的参数设置为 $k_r=11000$, $\beta_1=40$, $\beta_2=5200$, $\omega_c=1.5$ 。随着转速提升, QRESO 的扰动观测性能显著退化: 扰动观测精度快速下降; 抑制频率范围大幅缩减。由图10(b)、(c)可知, 在 $6\omega_e=800\pi$ rad/s 时, QRESO 的观测误差从 -31dB 衰减为 -17dB, 抑制频率范围

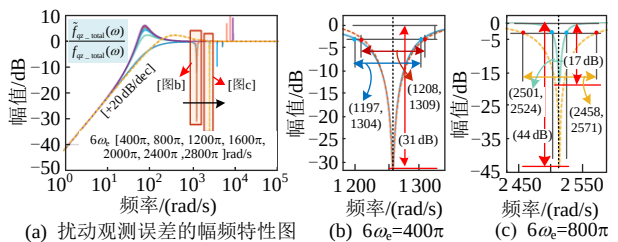


图10 QRESO 和 IESO1 的对比

Fig. 10 Comparison of QRESO and IESO1

从 103 rad/s 缩小至 23 rad/s。相比之下, IESO1 仍能保持-44dB 的扰动误差抑制能力和 113 rad/s 的抑制频率范围。这一对比结果表明, 本文提出的 IESO 相较于 QRESO 具有更优越的扰动观测能力和更强的稳定性。

4 实验验证

本文基于 DSP TMS320F28375D 控制器在 DTP-PMSM 系统上进行了实验验证, 三相电机为负载电机, 如图 11 所示。DTP-PMSM 具体参数见表 5。电机控制与采样频率均设置为 10 kHz。实验数据通过微控制器集成的 DAC 模块以 100 μ s 一个数据帧的速率输出至示波器。

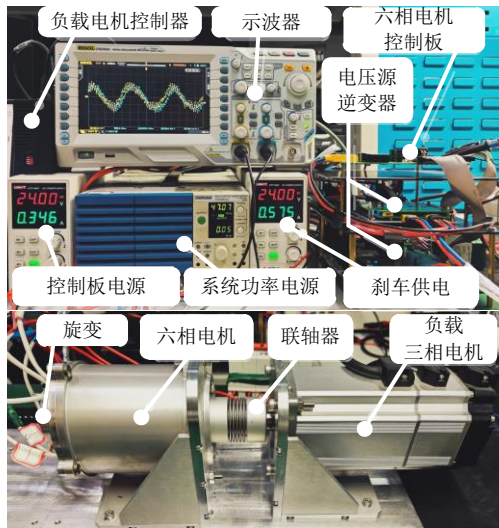


图 11 实验台架

Fig. 11 Experimental setup

表 5 实验 DTP-PMSM 的参数

Table 5 Parameters of the experimental DTP-PMSM

参数	值	参数	值
额定功率 P_N /W	750	相电阻 R_s /m Ω	32.7
额定电压 U_N /V	48	d 轴电感 L_d / μ H	184.4
额定电流 I_N /A	15	q 轴电感 L_q / μ H	184.4
额定转速 n_N /(r/min)	1200	dz 轴电感 L_{dz} / μ H	32.1
额定转矩 T_N /(N·m)	5	qz 轴电感 L_{qz} / μ H	32.1
电机极对数 p	5	磁链/Wb	0.011 4

为验证所提控制算法的有效性, 实验对比了不同工况下无观测器及采用不同观测器算法时的电机 A 相和 U 相电流波形、 dz - qz 轴电流波形, 以及 A 相电流的总谐波失真(total harmonic distortion, THD)。为全面评估 IESO 算法的谐波抑制性能, 实验分别在稳态和动态工况下进行测试。

稳态工况包括以下 4 种情况: 低速轻载 (300 r/min、3.75 A)、低速重载 (300 r/min、15 A)、

额定转速轻载 (1200 r/min、3.75 A) 和额定转速重载 (1200 r/min、15 A)。动态工况则采用突加负载实验, 负载由 30% 额定负载到 100% 额定负载。

4.1 低速工况

图 12 展示了低速轻载工况下不同 ω_0 对观测器性能的影响。图 13 和图 14 分别展示了低速轻载和低速重载工况下不同观测器的谐波抑制性能。实验结果表明, 相电流中存在显著电流谐波, 且其在 dz - qz 子空间中映射为 6 次谐波, 与 1 节的理论分析一致。对于 ESO1 和 ESO3, 随着 ω_0 增加, 高频电流噪声被放大, 如图 12(b) 所示; 但当 ω_0 为 400 rad/s 时, 低频扰动抑制性能下降甚至被放大, 如图 13(b)、14(b) 所示。在相同 ω_0 下, ESO2 和 ESO4 表现出更好的扰动抑制效果, 如图 13(c)、14(c) 所示。

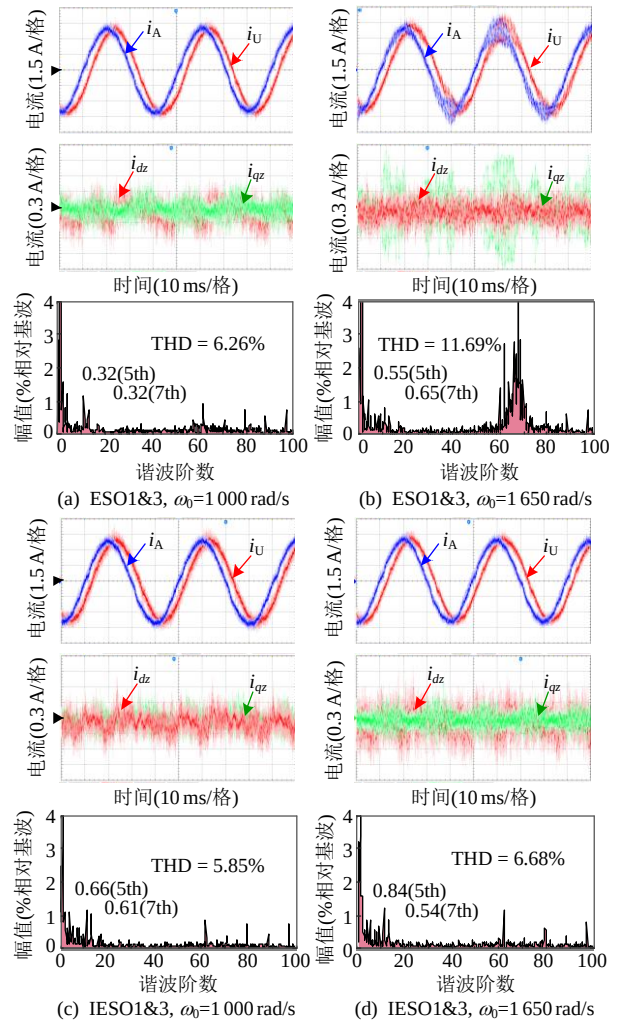
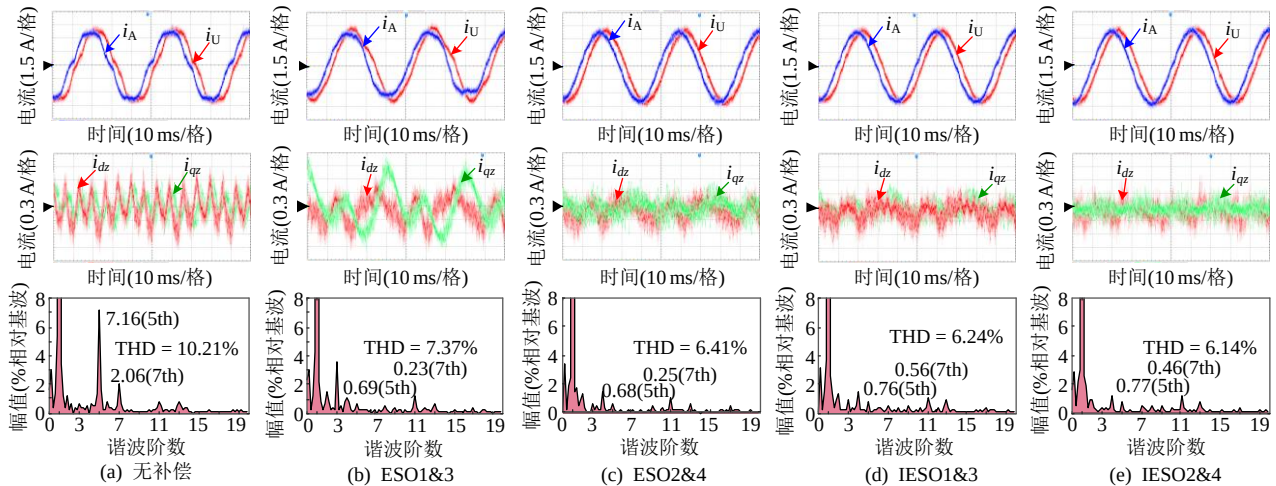
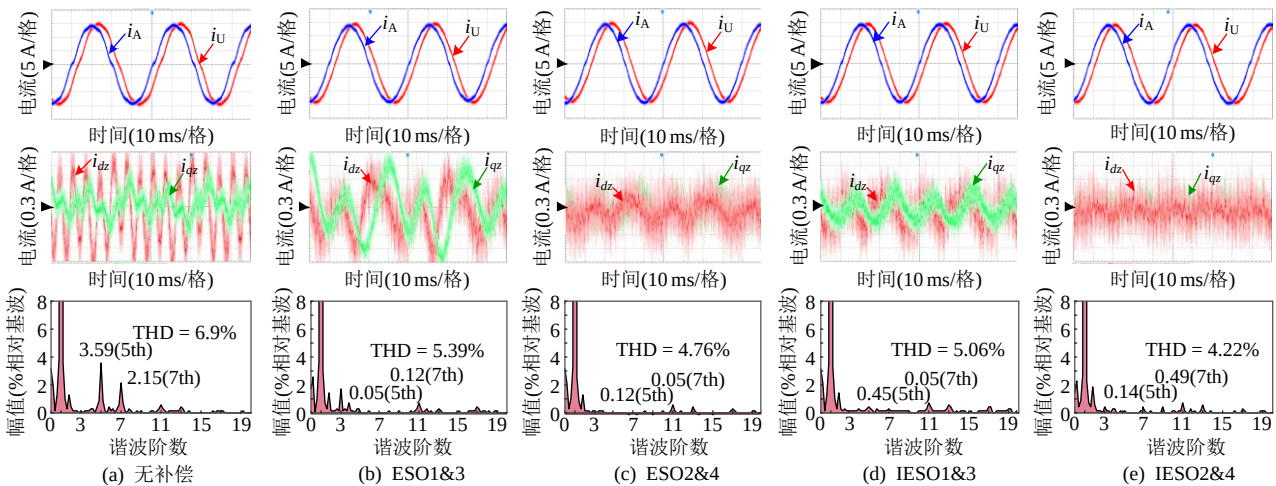


图 12 低速轻载工况下不同 ω_0 的实验结果

参数: $\zeta=1, \rho=3, \rho_2=60$

Fig. 12 Experimental results under low-speed and light-load conditions with difference ω_0

相比之下, 改进的 IESO 在相同 ω_0 下表现出更优异的性能, 如图 12—14 所示。当 ω_0 为 400 rad/s

图 13 低速轻载工况下的实验结果($\omega_0=400$ rad/s, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)Fig. 13 Experimental results under low-speed and light-load conditions($\omega_0=400$ rad/s, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)图 14 低速重载工况下的实验结果($\omega_0=400$ rad/s, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)Fig. 14 Experimental results under low-speed and heavy-load conditions($\omega_0=400$ rad/s, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)

时, IESO 的扰动抑制效果更明显, 尤其是在低速重载工况下, IESO2&4 的谐波 THD 仅有 4.22%, 如图 14(e)所示。在 ω_0 较大时, IESO 对噪声抑制效果也有显著提升。由图 8(c)可知, ω_0 的变化对 IESO1&3 的噪声抑制效果影响较小, 实验结果如图 12(c)、(d)所示。需要注意的是, IESO 的改善以削弱 $dz-qz$ 子空间中 6 次谐波抑制为代价, 因此其相电流的 5 次和 7 次谐波抑制效果和传统 ESO 接近。然而, IESO 在整体 THD 优化方面表现更加出色, 证明了其在谐波抑制中的综合优势。

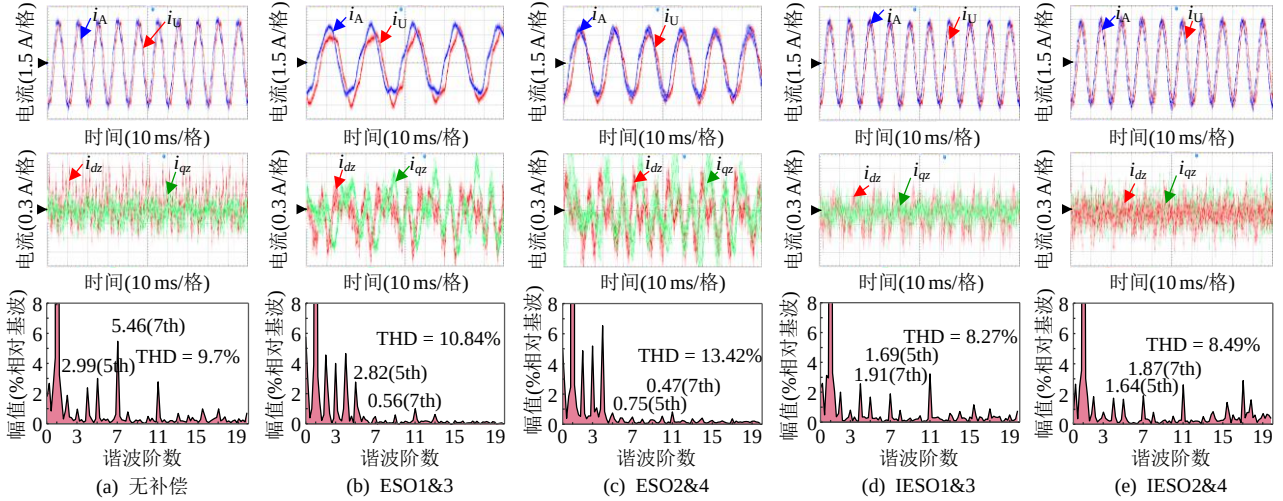
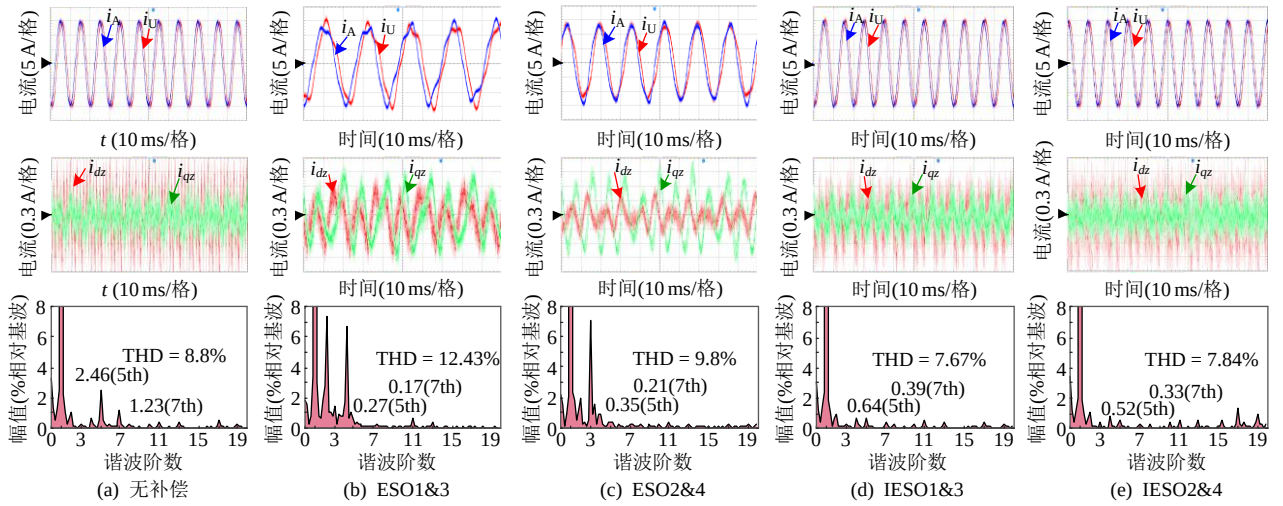
4.2 高速工况

图 15、16 为电机高速下不同算法的相电流和谐波电流的实验结果。与低速工况相比, 高速下谐波电流更为复杂。然而, 由于高速运行时脉宽调制 (PWM) 占空比相对较大, 谐波电压的影响减弱, 使得 $dz-qz$ 平面电流对相电流的影响较弱。因此, 与低速相比, 谐波抑制效果较为有限。然而, 传统 ESO

方法在转速增加后表现出明显的局限性。ESO1 和 ESO3 在 ω_0 为 800 rad/s 时, 仅能运行至 550 r/min 左右, 之后低频扰动会更加恶化, 导致电流 THD 显著增加, 如图 15(b)、16(b)所示。类似地, ESO2 和 ESO4 在约 750 r/min 时出现低频谐波放大情况, 导致谐波抑制效果下降, 如图 15(c)、16(c)所示。由图 6(a)、(b)可知, 随着转速的增加观测误差曲线的峰值逐渐增加, 甚至会放大部分扰动幅值。

相比之下, IESO 算法在高速工况下依然表现出优异的谐波抑制能力, 如图 15、图 16(d)、图 16(e)所示。其中, IESO2&4 在扰动抑制方面表现尤为突出。这与图 7(a)的理论分析一致, 由于改进后的观测器极点能够与移动的零点保持相对固定的位置关系, 从而使得观测误差曲线的峰值不再随转速增加而增加。因此, 相较于低速工况, IESO 在高速下的扰动抑制性能提升更为显著。

为直观对比所有算法的扰动抑制效果, 考虑到

图 15 高速轻载工况下的实验结果($\omega_0=800 \text{ rad/s}$, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)Fig. 15 Experimental results under high-speed and light-load conditions($\omega_0=800 \text{ rad/s}$, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)图 16 高速重载工况下的实验结果($\omega_0=800 \text{ rad/s}$, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)Fig. 16 Experimental results under high-speed and heavy-load conditions($\omega_0=800 \text{ rad/s}$, $\zeta=1$, $\rho=3$, $\rho_2=60$)

电流 i_{dz} 为谐波电流, 其理想值为零。因此可以采用电流 i_{dz} 的均方根值(root mean square, RMS)和最大幅值作为评价指标。为便于比较, 均方根值以 dB 为单位表示, 如图 17 所示。

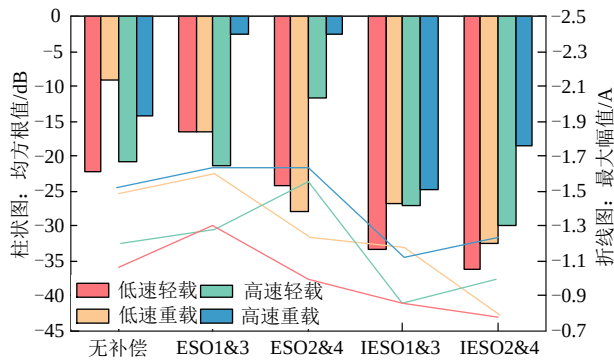


图 17 不同算法的扰动抑制效果

Fig. 17 Disturbance suppression of different methods

实验结果表明, 所提出的 IESO 算法在谐波抑制性能方面相较于传统 ESO 显现出显著优势。在所

选取的所有典型测试工况下, 使用 IESO 算法的 RMS 均为最小, 且明显低于传统方法。在最大幅值方面, 传统方法在除低速重载工况外, 在其他测试工况下均无法有效衰减最大幅值(主要受低频谐波影响); 而所提方法在本文测试的所有典型工况下均具有最小的谐波幅值。

图 18 显示了突加负载的实验结果。由图 18 可知, 4 种方法的 i_q 和速度响应几乎相同, 表明各方法在转矩和速度控制性能方面差异不大。这主要是由于 $dz-qz$ 子空间中的电流不会对 $d-q$ 子空间产生影响。然而, 在谐波抑制方面, 不同算法表现出明显差异。IESO 算法在负载突加瞬间表现出良好的稳定性, 并能快速抑制谐波电流, 使得 i_{dz} 和 i_{qz} 始终保持在较低的水平。因此, 所提观测器具有优异的动态性能。

综上所述, 本文提出的 IESO 在谐波观测和噪

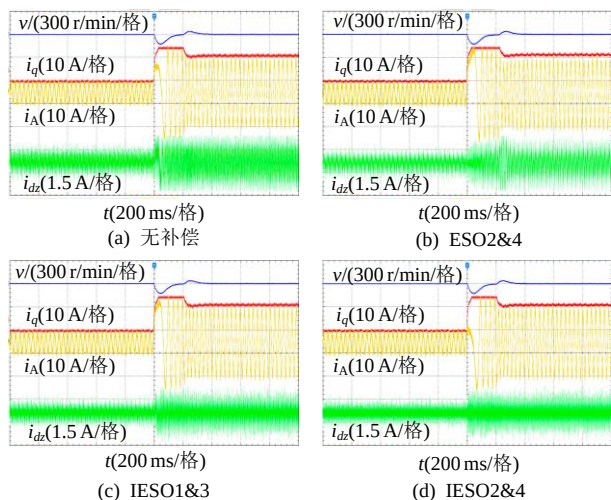


图 18 突加负载实验: 30%~100%负载, 400 r/min

Fig. 18 Load shock test: 30%~100% of rated load, 400 r/min

声抑制方面均优于传统 ESO。其中, IESO1 和 IESO3 在扰动抑制和噪声抑制之间表现更加均衡, 而 IESO2 和 IESO4 在扰动观测方面表现更优。

5 结论

本文对传统扩张状态观测器进行系统的优化设计, 重构观测器结构并引入新的参数整定方法, 提升了电机在不同转速下的扰动抑制和噪声抑制性能。本文不仅提出了一种统一的扰动动力学模型来分析不同 ESO 的性能, 还针对转速变化对扰动抑制的影响进行了深入研究。得出以下结论:

1) 基于“积分+微分”以及“积分+积分”的扰动动力学模型, 能够有效地统一含谐振项的 ESO 建模和分析。推导了统一的灵敏度传递函数, 为在频域内对比分析各类 ESO 的性能提供了有力工具。

2) 传统的参数整定方法通常采用固定极点配置, 这种方法受限于零极点之间的相互制约, 难以在转速变化后保持多频扰动的抑制效果。实验结果表明, 在本文的实验条件下, 电机转速超过 550 r/min 时, 低频扰动的抑制效果显著下降。

3) 通过引入陷波器实现电流反馈的分离, 并配置可随转速变化的极点, 优化后的观测器表现出了显著的性能提升。实验结果表明, 电机在各转速范围内均能有效抑制扰动。此外, 所提策略是对传统谐波控制方法的优化, 还可推广应用于其他已知频率的扰动抑制。

参考文献

[1] 王宇, 张成糕, 郝雯娟. 永磁电机及其驱动系统容错技

术综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(1): 351-371. WANG Yu, ZHANG Chenggao, HAO Wenjuan. Overview of fault-tolerant technologies of permanent magnet brushless machine and its control system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(1): 351-371(in Chinese).

[2] 陈起旭, 王群京, 钱喆, 等. 小型全电/混动飞机技术路线与动力系统综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(12): 4966-4985.

CHEN Qixu, WANG Qunjing, QIAN Zhe, et al. Overview of the technical roadmap and powertrain system for small all-electric or hybrid aircraft[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(12): 4966-4985(in Chinese).

[3] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316-326. TAO Tao, ZHAO Wenxiang, CHENG Ming, et al. Review on fault-tolerant control of multi-phase machines and their key technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 316-326(in Chinese).

[4] 张建亚, 王凯, 朱姝姝, 等. 双三相永磁同步电机多谐波电流协同控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(2): 644-651.

ZHANG Jianya, WANG Kai, ZHU Shushu, et al. Control strategies of dual three-phase permanent magnet machines with multi-harmonics[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(2): 644-651(in Chinese).

[5] SALEM A, NARIMANI M. A review on multiphase drives for automotive traction applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(4): 1329-1348.

[6] 宋战锋, 毛丰羽, 崔严谨, 等. 基于多级滞环控制器的表贴式双三相永磁同步电机低电流谐波直接转矩控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4410-4421. SONG Zhanfeng, MAO Fengyu, CUI Yanjin, et al. Low current harmonic direct torque control strategy for surface-mounted dual-three-phase permanent magnet synchronous machine based on multi-level hysteresis controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4410-4421(in Chinese).

[7] ZHENG Boyuan, ZOU Jibin, XU Yongxiang, et al. High-frequency current harmonic analysis and suppression in dual three-phase PMSMs with advanced carrier phase-shift PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(2): 2569-2581.

[8] 戴斌, 郝立, 李世华. 非串级结构下的双三相永磁同步电机调速控制和电流谐波抑制研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(6): 2428-2436.

DAI Bin, HAO Li, LI Shihua. Research on speed regulation and current harmonic suppression of dual-three phase permanent magnet synchronous machine under non-cascade structure[J]. Proceedings of the CSEE, 2024,

- 44(6): 2428-2436(in Chinese).
- [9] KARTTUNEN J, KALLIO S, PELTONIEMI P, et al. Current harmonic compensation in dual three-phase PMSMs using a disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 583-594.
- [10] HU Yashan, ZHU Ziqiang, LIU Kan. Current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motors accounting for current unbalance and harmonics[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(2): 272-284.
- [11] KARTTUNEN J, KALLIO S, HONKANEN J, et al. Partial current harmonic compensation in dual three-phase PMSMs considering the limited available voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 1038-1048.
- [12] YAN Luocheng, ZHU Ziqiang, QI Ji, et al. Suppression of major current harmonics for dual three-phase PMSMs by virtual multi three-phase systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5478-5490.
- [13] BABAYOMI O, ZHANG Zhenbin. Model-free predictive control of power converters with multifrequency extended state observers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(11): 11379-11389.
- [14] HAN Jingqing. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [15] XU Yongxiang, ZHENG Boyuan, WANG Guan, et al. Current harmonic suppression in dual three-phase permanent magnet synchronous machine with extended state observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12166-12180.
- [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] ZUO Yuefei, CHEN Jiahao, ZHU Xiaoyong, et al. Different active disturbance rejection controllers based on the same order GPI observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10969-10983.
- [18] 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 Shiqiang, GE Xinglai, ZUO Yun, et al. An Inverter Dead-time On-line Compensation Method for Induction Motor Drive System Based on High-order Extended State Observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(5): 1946-1958(in Chinese).
- [19] 赵天一, 贵献国, 乔岳, 等. 基于平滑 GMS 模型和改进扩张状态观测器的复合摩擦补偿[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(5): 1999-2009.
- ZHAO Tianyi, GUI Xianguo, QIAO Yue, et al. Composite Friction Compensation Based on Smooth GMS Model and Improved Extended State Observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 1999-2009(in Chinese).
- [20] YANG Xiaowei, HU Haitao, HU Hai, et al. A quasi-resonant extended state observer-based predictive current control strategy for three-phase PWM rectifier [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 13910-13917.
- [21] TIAN Minghe, WANG Bo, YU Yong, et al. Adaptive active disturbance rejection control for uncertain current ripples suppression of PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(3): 2320-2331.
- [22] ZUO Yuefei, ZHU Jingwei, JIANG Wenhao, et al. Active disturbance rejection controller for smooth speed control of electric drives using adaptive generalized integrator extended state observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4323-4334.
- [23] MALVAR J, LÓPEZ Ó, YEPES A G, et al. Graphical diagram for subspace and sequence identification of time harmonics in symmetrical multiphase machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 29-42.



张雪锋

在线出版日期: 2025-06-27。

收稿日期: 2025-01-13。

作者简介:

张雪锋(1995), 男, 博士研究生, 研究方向为多相电机控制, zhangxf07x@cqu.edu.cn;

徐奇伟(1983), 男, 博士, 副教授, 博士生导师, 主要研究方向为特种电机设计与控制、电动汽车电驱系统研究, xuqw@cqu.edu.cn;

*通信作者: 苗轶如(1988), 男, 博士, 副研究员, 主要研究方向为电流源逆变器和电机控制技术, miaoyiru@cqu.edu.cn;

吕铭晟(1990), 男, 博士, 研究员, 研究方向为高性能电机控制, lms2016@hnu.edu.cn。

(编辑 陈娟, 李新洁)