

基于新型串联内模扩张状态观测器的 PMSM 齿槽转矩补偿控制方法

付兴贺¹, 顾胜东¹, 何航¹, 付春雨², 董婷³, 王焰恒¹

(1. 东南大学电气工程学院, 江苏省 南京市 210096;

2. 北京精密机电控制设备研究所, 北京市 丰台区 100076;

3. 特种电机与高压电器教育部重点实验室(沈阳工业大学), 辽宁省 沈阳市 110870)

Compensation and Rejection of Cogging Torque of PMSM Based on Novel Internal Model Observer in Series With Extended State Observer

FU Xinghe¹, GU Shengdong¹, HE Hang¹, FU Chunyu², DONG Ting³, WANG Zhaoheng¹

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China;

2. Beijing Research Institute of Precise Mechatronics and Controls, Fengtai District, Beijing 100076, China;

3. Key Laboratory of Special Machine and High Voltage Apparatus (Shenyang University of Technology), Ministry of Education, Shenyang 110870, Liaoning Province, China)

ABSTRACT: In order to reduce the influence of cogging torque on the control performance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system, an internal model observer in series with extended state observer was proposed to achieve better cogging torque observation and disturbance compensation control. By modeling the cogging torque and analyzing the amplitude-frequency characteristics of the observers, it is pointed out that the conventional observers have problems such as poor periodic disturbance observation, low-frequency disturbance amplification, high system order and strict bandwidth requirements. Theoretical derivation, simulation calculation, experimental verification and comparative analysis were carried out for the proposed observer, and it can be proved that the series form of the extended state observer for estimating the low-frequency disturbance and the internal model observer for estimating the cogging torque is excellent at disturbance observation. The proposed observer was applied to the PMSM servo system. Therefore, the speed fluctuation and tracking error can be reduced by about 40%, and the bandwidth of the observer can

be reduced by about 60%. Meanwhile, the stability of the algorithm and the ability of rejecting low-frequency disturbances can be enhanced.

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor (PMSM); cogging torque; internal model observer; extended state observer; bandwidth

摘要: 为了降低齿槽转矩对永磁同步电机伺服系统控制性能的影响, 提出一种串联内模扩张状态观测器, 以实现更准确的齿槽转矩观测和扰动补偿控制。通过齿槽转矩建模和观测器幅频特性分析, 指出常规观测器存在周期性扰动观测性能差、低频扰动放大、系统阶次过高以及带宽要求严格等问题。针对所提出的观测器串联式结构, 开展理论推导、仿真计算、实验验证以及对比分析工作, 证明了扩张状态观测器估计低频扰动、内模观测器估计齿槽转矩的串联形式具有更好的扰动观测效果。将所提观测器应用于永磁同步电机伺服控制系统, 系统转速波动和跟踪误差降低了约 40%, 观测器带宽要求降低了约 60%。同时, 系统算法的稳定性和抗低频扰动的能力得到了增强。

关键词: 永磁同步电机; 齿槽转矩; 内模观测器; 扩张状态观测器; 带宽

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高效率、高功率密度、大转矩惯量比、低噪声和免维护等优势, 依托 PMSM 的伺

基金项目: 江苏省自然科学基金项目(BK20201275); 航天一院高校联合创新基金(CALT202005); 特种电机与高压电器教育部重点实验室开放课题(KFKT202001)。

Project Supported by Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20201275); Foundation of China Academy of Launch Vehicle Technology (CALT202005); Key Laboratory of Special Machine and High Voltage Apparatus (KFKT202001).

服控制系统在航空、航天、军工、国防等领域发挥着重要作用。PMSM 伺服控制系统本质上是一个非线性、多变量、强耦合的系统,而且面临着各种扰动以及不确定性的影响,其中,多源异构扰动包括模型中的非线性特性、不确定动态、耦合、时滞以及其他未建模动态等建模误差,还包括系统内部不同传感器的测量噪声、控制误差和结构振动等。PMSM 伺服控制系统设计的一个关键任务是:在存在广泛不确定因素的情况下,抑制各种外部干扰,提高系统鲁棒性。对于慢变扰动,可以在控制器中增加积分环节发挥压制作用,但对于周期性扰动,如电机中的齿槽转矩,仅靠积分环节难以消除。齿槽转矩对 PMSM 伺服控制系统的影响与电机的转速有关,转速越低,齿槽转矩的影响越大。齿槽转矩会引起转矩和转速波动,加剧电机产生振动和噪声,影响系统的控制精度和性能。因此,由于周期性齿槽转矩的存在,PMSM 高精度伺服控制或宽范围平滑调速面临着严峻挑战,需要在控制策略或控制方法上寻求突破。

为了抑制齿槽转矩,可以改进电机结构或优化电机控制策略,本文聚焦于后者。根据是否需要齿槽转矩的模型信息,齿槽转矩的抑制方法可分为三类:1)需要完整的齿槽转矩模型信息,例如查表法^[1];2)仅需要齿槽转矩的频率信息,例如内模原理^[2-4]、重复控制^[5-6]、自适应^[7-8];3)无需齿槽转矩的模型信息,例如干扰观测器^[9-14]、智能算法^[15-17]。

查表法依托准确的齿槽转矩信息,将齿槽转矩与电枢电流间的对应关系存储在表中,通过查表消除特定位置的转矩脉动^[1]。该方法是抑制齿槽转矩最直接的方法,但该方法为开环补偿方法,需要精确的对应关系,否则会引起更大的转矩脉动。

内模原理、重复控制和自适应方法仅需齿槽转矩的频率信息,齿槽转矩频率与电机转速和极槽最小公倍数有明确的关系,可作为已知信息,故此类方法的应用较为广泛。内模原理在控制器中内嵌齿槽转矩模型^[2-4],进而产生抑制齿槽转矩的控制信号,达到减小转矩脉动的目的。重复控制是内模原理的一种变体^[5-6],两种方法的基本思想类似。自适应方法根据齿槽转矩的频率信息能够估计出齿槽转矩的幅值和相位,进而对系统进行补偿^[7-8]。此类方法设计简单,但对非周期性扰动的鲁棒性差,当系统中存在参数不确定或者外部扰动时,此类方法

的性能下降。另外,对于电机给定转速非恒定时,此类方法的性能不佳。

干扰观测器和智能算法无需齿槽转矩的模型信息,且当电机给定转速非恒定时性能优越。干扰观测器方法通过电机的状态信息(如电流、电压、转速等)估计出齿槽转矩后在系统中补偿,从而达到抑制齿槽转矩的目的。常用的干扰观测器有扩张状态观测器(extended state observer, ESO)^[9-10]、龙伯格观测器^[11-12]和非线性干扰观测器^[13-14]等。干扰观测器的性能与观测器带宽选取有关,通常带宽越大,观测出的扰动的频段越宽,但带宽较大会在系统中引入噪声。当电机转速较低时,齿槽转矩的频率也较低,干扰观测器能够取得良好的观测效果。当电机转速较高时,齿槽转矩的频率较高,需要设计更高阶的观测器^[18],但高阶的观测器在实际运行中不易收敛。通过学习电流信号中的周期性波动,智能算法可以提高系统在固定时间内重复执行相同动作的能力,常用的方法有迭代学习控制^[15]、神经网络^[16]、遗传算法^[17]等。智能算法无需齿槽转矩模型信息,但较为耗时,且依赖样本学习过程。

本文首先指出内模原理观测器、扩张状态观测器和具有模型补偿的扩张状态观测器在估计齿槽转矩时的局限性;然后,提出一种新型串联内模扩张状态观测器;最后,通过理论分析与设计、仿真计算揭示出本文提出的观测器的观测性能以及采用该观测器的控制系统的性能,并通过样机实验进行验证。

1 齿槽转矩模型及常用观测器特性

1.1 齿槽转矩模型

电机的齿槽转矩是与转子位置相关的周期性函数,该周期由转子极数和定子槽数的最小公倍数决定,齿槽转矩^[19-20]可以写为

$$d_T^{\text{cog}} = \sum_{i=1}^{\infty} d_T^{\text{cogi}} \sin(iN_c \theta_m) \quad (1)$$

式中: d_T^{cog} 为瞬态齿槽转矩; d_T^{cogi} 为第 i 阶谐波齿槽转矩的幅值; N_c 为转子极数和定子槽数的最小公倍数; θ_m 为转子的机械角度。

定义经验因数 C 为

$$C = \frac{2n_p N_s}{N_c} \quad (2)$$

式中: n_p 为转子极对数; N_s 为定子槽数。

经验因数 C 为转子极数和定子槽数的最大公

约数, 用来评估不同极槽配合时齿槽转矩幅值的大小。若 C 较小, 齿槽转矩的幅值 d_T^{cog} 通常较小。

齿槽转矩的每次谐波都可由无阻尼二阶系统的时域解表示, 即齿槽转矩满足:

$$\ddot{T}_{\text{cog}}(i) + (\lambda_i \omega_m)^2 T_{\text{cog}}(i) = 0, \quad i=1, 2, \dots, k \quad (3)$$

式中: $T_{\text{cog}}(i)$ 为第 i 次齿槽转矩谐波; λ_i 为第 i 次齿槽转矩谐波与电机转子机械角速度的关系; ω_m 为转子的机械角速度。

将式(3)写成状态空间表达式的形式, 有:

$$\begin{cases} T_{\text{cog}}(i) = \xi_{2i-1} \\ \dot{\xi}_{2i-1} = \xi_{2i} \\ \dot{\xi}_{2i} = -(\lambda_i \omega_m)^2 \xi_{2i-1} \end{cases}, \quad i=1, 2, \dots, k \quad (4)$$

式中 ξ_{2i-1} 、 ξ_{2i} 为中间变量。

1.2 常用观测器特性

内模原理、扩张状态观测器(ESO)以及具有内模补偿的 ESO 是几种常见的扰动观测器^[21-23]。几种观测器的基本原理和设计方法相关文献已有所报道, 本文不再赘述。通过分析几种观测器的幅频特性曲线可以发现: 1) 当带宽较小时, 内模原理观测器会放大输入信号中的低频扰动; 2) 具有内模补偿的 ESO 也会放大输入信号中的低频扰动; 3) 具有内模补偿的 ESO 阶数过高, 实际运行过程中容易发散, 当工况变化时, 动态过程中观测器的观测误差较大。

针对上述问题, 本文提出一种新型串联内模扩张状态观测器, 并给出具体结构与设计方法。

2 新型串联内模扩张状态观测器

2.1 观测器结构

本文提出的新型串联内模扩张状态观测器的结构如图 1 所示。该观测器中, ESO 负责估计低频扰动; 内模观测器负责估计齿槽转矩。观测器串联

的形式允许在内模观测器输入信号前加入高通滤波器, 以提高其观测性能。此外, 串联形式能够降低观测器的阶数, 进而提高系统的稳定性。

采用 “ $i_d=0$ ” 矢量控制策略, 讨论观测器的基本构成。

图 1 中 “ESO” 环节对应的表达式应为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{3n_p \psi_f}{2J} i_q + z_2 + l_1(\omega_m - z_1) \\ \dot{z}_2 = l_2(\omega_m - z_1) \end{cases} \quad (5)$$

式中: ψ_f 为永磁磁链; i_q 为电机的交轴电流; J 为转动惯量; l_1 、 l_2 为 ESO 的观测增益; z_1 为机械角速度 ω_m 的估计值; z_2 为低频总扰动的估计值。

图 1 中 “中间变量计算” 环节的输出 v 的计算公式为

$$v = \frac{3n_p \psi_f}{2} i_q + J z_2 - J \dot{\omega}_m \quad (6)$$

考虑一次和二次谐波叠加的齿槽转矩, 图 1 中的 “内模原理观测器” 环节对应的表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = z_4 + l_3[u_{\text{in}} - (z_3 + z_5)] \\ \dot{z}_4 = -\omega_1^2 z_3 + l_4[u_{\text{in}} - (z_3 + z_5)] \\ \dot{z}_5 = z_6 + l_5[u_{\text{in}} - (z_3 + z_5)] \\ \dot{z}_6 = -\omega_2^2 z_5 + l_6[u_{\text{in}} - (z_3 + z_5)] \end{cases} \quad (7)$$

式中: u_{in} 为内模原理观测器的输入; z_3 、 z_5 分别为齿槽转矩的一次和二次谐波的估计值; z_4 、 z_6 为中间变量; ω_1 、 ω_2 分别为齿槽转矩的一次和二次谐波的频率; l_3 、 l_4 、 l_5 、 l_6 为内模原理观测器的增益。

图 1 中 “高通滤波器” 环节 $G_f(s)$ 选取式(8)描述的一阶高通滤波器:

$$G_f(s) = \frac{s}{s + \omega_f} \quad (8)$$

式中 ω_f 为滤波器的带宽。

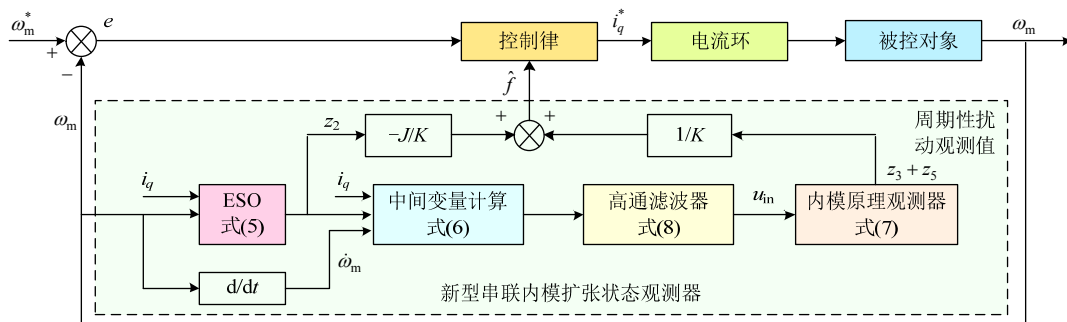


图 1 新型串联内模扩张状态观测器系统结构框图

Fig. 1 System with novel IM observer in series with ESO

因此,本文提出的新型串联内模扩张状态观测器可表示为

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{z}_1 &= \frac{3n_p\psi_f}{2J}i_q + z_2 + l_1(\omega_m - z_1) \\ \dot{z}_2 &= l_2(\omega_m - z_1) \\ \dot{z}_3 &= z_4 + l_3\left[\left(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m\right) * \right. \\ &\quad \left. \mathcal{L}^{-1}\left(\frac{s}{s+\omega_f}\right) - (z_3 + z_5)\right] \\ \dot{z}_4 &= -\omega_1^2 z_3 + l_4\left[\left(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m\right) * \right. \\ &\quad \left. \mathcal{L}^{-1}\left(\frac{s}{s+\omega_f}\right) - (z_3 + z_5)\right] \\ \dot{z}_5 &= z_6 + l_5\left[\left(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m\right) * \right. \\ &\quad \left. \mathcal{L}^{-1}\left(\frac{s}{s+\omega_f}\right) - (z_3 + z_5)\right] \\ \dot{z}_6 &= -\omega_2^2 z_5 + l_6\left[\left(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m\right) * \right. \\ &\quad \left. \mathcal{L}^{-1}\left(\frac{s}{s+\omega_f}\right) - (z_3 + z_5)\right] \end{aligned} \right. \quad (9)$$

式中:“ \mathcal{L}^{-1} ”表示拉普拉斯逆变换;“*”表示卷积运算。

根据带宽法^[24]整定,得到新型串联内模扩张状态观测器的增益为

$$\left\{ \begin{aligned} l_1 &= 2k \\ l_2 &= k^2 \\ l_3 &= -\frac{4p(p^2 - \omega_1^2)}{\omega_1^2 - \omega_2^2}, \\ l_4 &= -\frac{p^4 - 6p^2\omega_1^2 + \omega_1^4}{\omega_1^2 - \omega_2^2}, \\ l_5 &= \frac{4p(p^2 - \omega_2^2)}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \\ l_6 &= -\frac{p^4 - 6p^2\omega_2^2 + \omega_2^4}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \end{aligned} \right. \quad (10)$$

式中: k 为ESO的带宽; p 为内模原理观测器的带宽; ω_1 、 ω_2 与实际转速有关,根据实际转速实时变化,且满足式(11)。

$$\begin{cases} \omega_1 = \lambda\omega_m \\ \omega_2 = 2\lambda\omega_m \end{cases} \quad (11)$$

式中 λ 为电机极槽最小公倍数。

为保证新型串联内模扩张状态观测器中ESO仅负责估计除齿槽转矩外的低频扰动,参数整定时

须使ESO的带宽 k 小于齿槽转矩的频率。

2.2 控制律设计

为应对不同类型的给定信号以及提高控制器性能,采用三步法控制律^[25],控制信号包含三部分:稳态控制信号、给定前馈控制信号、误差控制信号。稳态控制信号是控制信号中的主要部分;前馈控制信号利用给定转速加快系统的动态响应;误差控制信号保证跟踪效果。

1) 稳态控制信号 u_s 。

当系统处于稳态时,满足 $\dot{\omega}_m = 0$,根据电机的运动方程:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J}\left(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q - B\omega_m - T_{\text{load}} - T_{\text{cog}}\right) \quad (12)$$

式中: B 为粘滞系数; T_{load} 为负载转矩; T_{cog} 为齿槽转矩。

由上文可得稳态控制信号为

$$u_s = \frac{2}{3n_p\psi_f}(B\omega_m + \hat{T}_{\text{load}} + \hat{T}_{\text{cog}}) \quad (13)$$

式中: \hat{T}_{load} 为负载转矩估计值,对应观测器中的 $z_2 \times (-J)$; \hat{T}_{cog} 为齿槽转矩估计值,对应观测器中的 $z_3 + z_5$ 。

2) 给定前馈控制信号 u_f 。

令系统的控制信号为 $u = u_s + u_f$,代入式(12),并使用给定转速信息,可得给定前馈控制信号满足:

$$u_f = \frac{2J}{3n_p\psi_f}\dot{\omega}_m^* \quad (14)$$

3) 误差控制信号 u_e 。

令 $u = u_s + u_f + u_e$,代入式(12),可得:

$$u_e = -\frac{2J}{3n_p\psi_f}\dot{e} \quad (15)$$

式中 $e = (\omega_m^* - \omega_m)$ 为速度偏差。

若要保证误差趋近于0,对式(15)选取李亚普诺夫函数 $V(e)$ 为

$$V(e) = \frac{1}{2}(e + \alpha \int edt)^2 \quad (16)$$

式中 α 为大于零的实数。

对式(16)求导,并联立式(15),可得:

$$\dot{V}(e) = (e + \alpha \int edt)\left(-\frac{3n_p\psi_f}{2J}u_e + \alpha e\right) \quad (17)$$

令:

$$-\frac{3n_p\psi_f}{2J}u_e + \alpha e = -\frac{\beta}{2}(e + \alpha \int edt) \quad (18)$$

将式(18)代入式(17), 当 $\beta > 0$ 时, 有:

$$\dot{V}(e) = -\frac{\beta}{2}(e + \alpha \int e dt)^2 < 0 \quad (19)$$

此时, 系统的跟踪误差趋于 0。因此, 由式(18)可得误差控制信号:

$$u_e = \frac{2J}{3n_p\psi_f}[(\alpha + \frac{\beta}{2})e + \frac{\alpha\beta}{2}\int e dt] \quad (20)$$

根据上述关系, 可得控制律 u 的表达式:

$$\begin{aligned} u = u_s + u_f + u_e = & \frac{2}{3n_p\psi_f}(B\omega_m - Jz_2 + z_3 + z_5) + \frac{2J}{3n_p\psi_f}\dot{\omega}_m^* + \\ & \frac{2J}{3n_p\psi_f}[(\alpha + \frac{\beta}{2})e + \frac{\alpha\beta}{2}\int e dt] \end{aligned} \quad (21)$$

3 仿真分析

3.1 观测性能分析

为了验证观测器的观测性能, 观测器的输出暂时不补偿到系统中, 仅用作性能分析。

采用“ $i_d=0$ ”矢量控制策略, 转速环和电流环均使用 PI 控制器。根据调试效果确定设置转速环 PI 控制器 $k_p=0.1$ 、 $k_i=0.01$, 根据内模原理整定电流环 PI 控制器参数, 带宽取 1000rad/s, 观测器带宽 $k=100$ rad/s、 $p=1000$ rad/s。设置工况为: 1) 在 0s 时给定转速 60r/min, 同时施加频率随转速变化的式(22)给出的齿槽转矩 T_{cog} ; 2) 在 1s 时, 给定转速变为 1200r/min; 3) 在 3s 时, 突加负载 0.3N·m; 4) 在 5s 时, 加入式(23)所示的慢变周期性负载转矩。

$$T_{cog} = 0.1\sin(10\theta_m) + 0.03\sin(20\theta_m) \quad (22)$$

$$T_{l1} = 0.3\sin(\pi t) \quad (23)$$

设置的工况中包括齿槽转矩、突加转速、转速升高后加载等情况, 新型串联内模扩张状态观测器的观测结果如图 2 所示。

对图 2 进行分析, 可得以下结论: 1) 当转速为 60r/min 时, 观测器的稳态误差约为 0.0005N·m; 当转速为 1200r/min 时, 观测器的稳态误差约为 0.015N·m (齿槽转矩的 10%)。新型串联内模扩张状态观测器能够有效地观测出不同速度时的齿槽转矩。2) 当转速为 1200r/min 时, 加入恒值负载及慢变周期负载后观测误差基本不变, 说明当速度较高时新型串联内模扩张状态观测器能够同时观测齿槽转矩和负载转矩。3) 当工况变化时, 观测误差变化不大且持续时间较短, 说明新型串联内模扩张状态观测器在动态过程中有良好的观测性能。

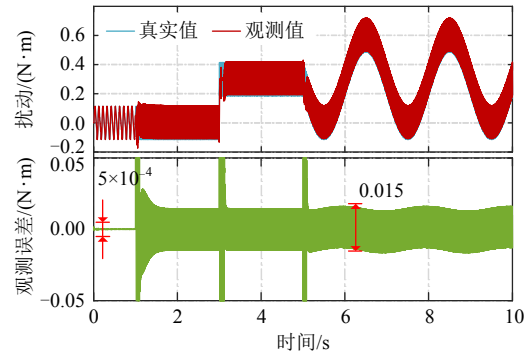


图 2 新型串联内模扩张状态观测器的观测效果

Fig. 2 Output of the novel IM observer in series with ESO

3.2 控制性能分析

采用“ $i_d=0$ ”矢量控制策略, 电流环采用 PI 控制器。根据内模原理整定参数, 电流环带宽取 1000rad/s。为实现齿槽转矩的合理补偿, 对比两种控制方法。方法 I: 针对所设计的三步法控制律, 将新型串联内模扩张状态观测器的观测值补偿到系统的转速环中, 选取转速环参数 $\alpha=0.1$ 、 $\beta=0.1$ 、观测器参数 $k=100$ rad/s、 $p=1000$ rad/s。方法 II: 将新型串联内模扩张状态观测器的观测值转化为相应的电流补偿量, 并补偿到 PI 控制器输出中, 选取参数 $k_p=0.01$ 、 $k_i=0.001$ 、 $k=100$ rad/s、 $p=1000$ rad/s。

分析下面 5 种工况: 1) 在 0s 时给定转速 60r/min, 同时施加式(22)描述的齿槽转矩; 2) 在 1s 时, 给定转速变为 1200r/min; 3) 在 1.5s 时, 给定转速变为 $[1200+300\sin(2\pi t)]$ r/min; 4) 在 3s 时, 突加恒定负载 0.3N·m; 5) 在 5s 时, 加入式(23)描述的慢变周期性负载转矩。

采用上述两种控制方法后获得的电机转速误差对比如图 3 所示, 图中(1)—(5)分别对应 5 个工况改变时刻。

由图 3 可知, 就转速误差而言, 方法 1 小于方法 2, 三步法控制律在电机起动、给定转速变化、负载变化时均有更好的性能, 该控制律能够减小给定变化时的转速误差。

4 实验及分析

被测样机参数如表 1 所示, 齿槽转矩测量及系统测试平台如图 4 所示。齿槽转矩测量设备为 TS-7700+MT-6254A, 测量设备中内置一台伺服电机用于拖动被测样机, 伺服电机轴上的转矩传感器输出信息至上位机显示。当测量齿槽转矩时, 系统可控速度范围为 1~5pu, 其中“pu”为测试设备的转速单位, 1pu=0.66r/min。

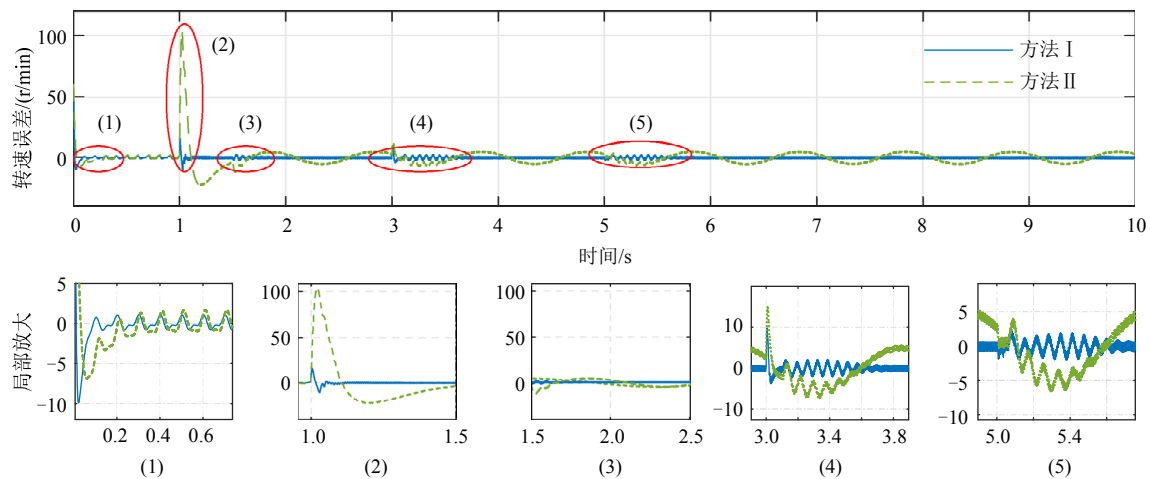


图 3 两种不同方法电机转速误差对比

Fig. 3 Comparison of the speed error between two methods

表 1 电机参数

Table 1 PMSM parameters

电机参数	数值
电压 U_{dc}/V	24
极对数 n_p	4
槽数 N_s	12
额定转速 $n/(r/min)$	1000
相电阻 R_s/Ω	0.0380
直轴电感 L_d/mH	0.0584
交轴电感 L_q/mH	0.0763
磁链 ψ_f/Wb	0.0048
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	2.2×10^{-5}

4.1 齿槽转矩测量

为保证齿槽转矩测量的准确度，分别测量电机转速为 1pu 和 2pu 时的齿槽转矩，记录 60s 内齿槽转矩随时间的变化曲线，并利用 MATLAB 软件对齿槽转矩曲线进行傅里叶分析 (fast Fourier transform, FFT)。齿槽转矩的测量结果和 FFT 分析结果分别如图 5、6 所示，图 6 中纵坐标“100”代表该频率为所选的基频，基频的选取不影响 FFT 的结果。

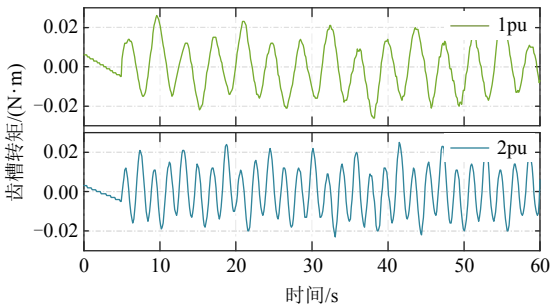


图 5 齿槽转矩的测量曲线

Fig. 5 Curve of the measured cogging torque

当转速为 1pu 和 2pu 时，齿槽转矩的基波频率分别为 0.2667 和 0.533，齿槽转矩的频率与转子机械频率的比值恒为 24，为电机极槽最小公倍数，与理论相符。同时，齿槽转矩的峰峰值约为 0.05N·m。

4.2 转速波动与齿槽转矩的关联特性分析

为了反映齿槽转矩对输出转速的影响，控制量中暂时不加入齿槽转矩补偿。采用“ $i_d=0$ ”的矢量控制，电流环使用 PI 控制器，带宽设置为 1000rad/s，转速环使用 PI 控制器，设置参数为 $k_p=0.5$ 、 $k_i=0.001$ 。分别给定转速为 150r/min 和 300r/min，电机稳态转速波形及其 FFT 结果如图 7 所示。此处 FFT 谐波

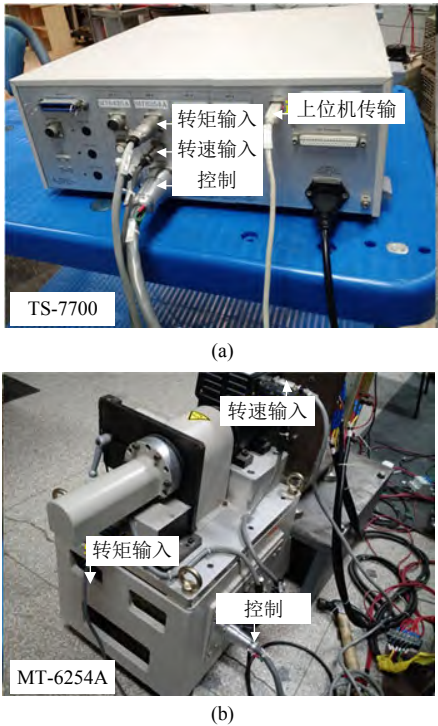


图 4 齿槽转矩测量与系统测试平台

Fig. 4 Test bench of the cogging torque and motor driver

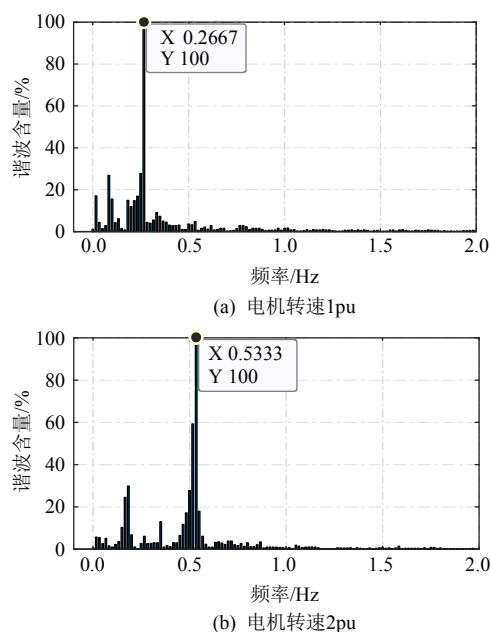


图 6 齿槽转矩的 FFT 分析

Fig. 6 FFT result of the measured cogging torque

占比均经过归一化处理, 仅用来反映谐波的频率和相对值, 因此归一化不影响实验结果, 下面均采用该方法。

图 7 表明, 当转速给定为 150r/min 时, 输出转速的基波频率为转速机械频率的 24 倍(即 $61.85(\text{Hz}) \times 60(\text{s})/150(\text{r/min}) \approx 24$), 这说明齿槽转矩是引起转速稳态波动的主要原因。另外, 当转速给定为 150r/min 和 300r/min 时, 输出转速分别存在 30r/min(20%) 和 40r/min(13%) 的稳态波动, 说明齿槽转矩对电机稳态转速产生较大的影响, 仅依靠 PI 控制器很难有效抑制齿槽转矩。尽管可以通过调节 PI 参数提升系统性能, 但提高幅度有限。

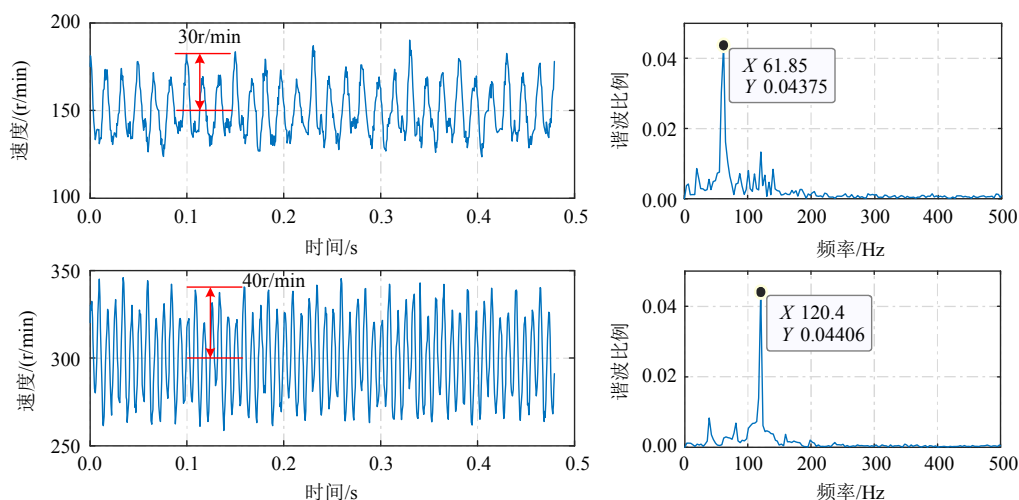


图 7 两种模式下电机的转速波形及谐波分析

Fig. 7 Curve of the PMSM speed and FFT result at two cases

4.3 新型观测器与 ESO 的观测效果对比

为了比较新型串联内模扩张状态观测器和常规 ESO 的观测效果, 断开观测器的输出到系统控制律生成环节的连接, 系统电流环和转速环均采用 PI 控制器, 参数设置同 4.2 节。

当给定转速为 150r/min, 带宽 p 不同时, ESO 估计的总扰动及其谐波分析如图 8 所示。

图 8 表明, 随着带宽的增大, ESO 估计得出的总扰动的幅值增加。由总扰动的谐波分析可以看出, 随着带宽的增大, 估计出的总扰动中的齿槽转矩含量增加。当带宽从 3000rad/s 增加至 5000rad/s 时, ESO 估计得出的总扰动中的齿槽转矩含量略微增大, 但与此同时噪声大幅增加。因此, 对于本文所用的实验平台, ESO 的最大带宽设置为 3000rad/s 比较合理, 其受限于实际硬件条件。

当给定转速为 150r/min, 参数 $k=100\text{rad/s}$, $\omega_f=100\text{rad/s}$, 带宽 p 不同时, 新型串联内模扩张状态观测器估计的总扰动及其谐波分析结果如图 9 所示。

图 9 表明, 随着带宽的增大, 新型串联内模扩张状态观测器估计出的总扰动的幅值增加。由总扰动的谐波分析可以看出, 随着带宽的增大, 估计出的总扰动中的齿槽转矩含量增加。比较图 9 与图 8 可以发现, 新型串联内模扩张状态观测器在带宽 $p=1000\text{rad/s}$ 时估计出的总扰动中的齿槽转矩含量与 ESO 在带宽 $p=3000\text{rad/s}$ 时估计出的总扰动中的齿槽转矩含量相同, 说明新型串联内模扩张状态观测器可用更小的带宽估计出电机的齿槽转矩, 观测器带宽要求降低了约 60%。

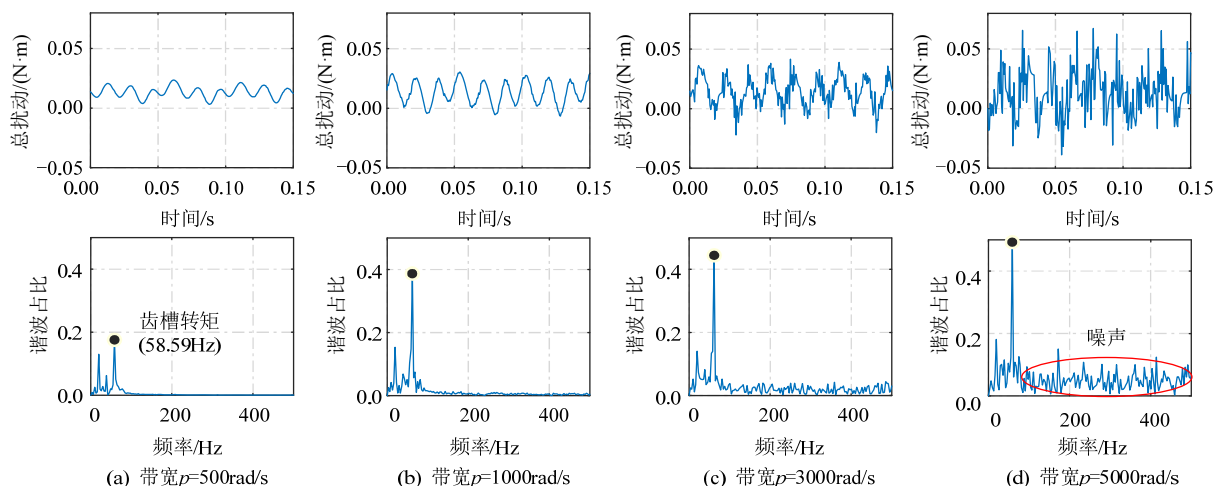


图8 ESO的带宽变化时估计的总扰动及谐波分析

Fig. 8 Total disturbance estimated by ESO and FFT result under different bandwidths

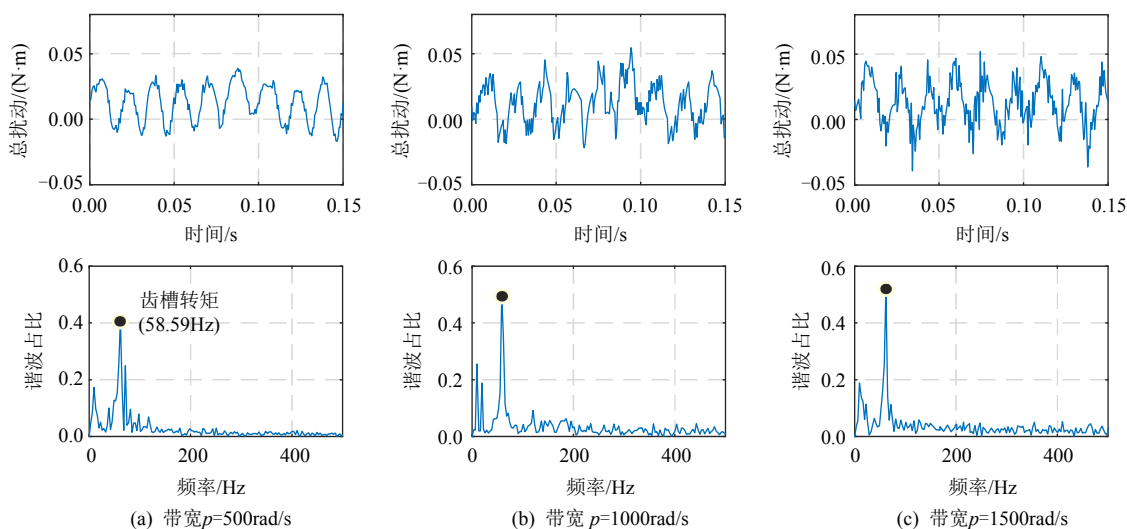


图9 新型观测器的带宽变化时估计的总扰动及谐波分析

Fig. 9 Total disturbance estimated by the proposed observer and FFT result under different bandwidths

进一步对比新型串联内模扩张状态观测器在带宽 $p=1000\text{rad/s}$ 时估计出的总扰动与 ESO 在带宽 $p=3000\text{rad/s}$ 时估计出的总扰动,结果如图 10 所示。图 10 表明,两者估计出的总扰动大致相同。ESO 的最大带宽为 3000rad/s ,然而新型串联内模扩张状态观测器的带宽可由 1000rad/s 继续增大,且不会引入噪声。因此,新型串联内模扩张状态观测器的优势不仅在于用更小的带宽估计出齿槽转矩,而且可以避免在系统中引入噪声。

当带宽为 1000rad/s 时,新型串联内模扩张状态观测器观测出的齿槽转矩与实际测量的齿槽转矩对比如图 11 所示。

观测器得到的齿槽转矩最大峰峰值约为 $0.065\text{N}\cdot\text{m}$,实际测量的齿槽转矩最大峰峰值约为 $0.05\text{N}\cdot\text{m}$ 。虽然两者峰峰值存在些许偏差,但在一

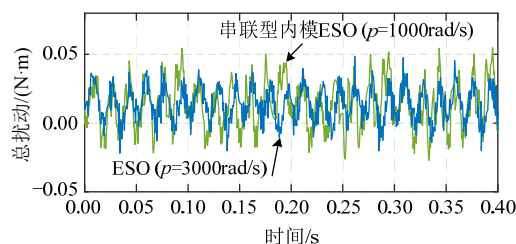


图10 ESO与新型观测器所得的总扰动估计值对比

Fig. 10 Comparison on the total disturbance between ESO and the proposed observer

个机械周期内,两者的综合效果相当。导致观测值与实际值间出现偏差的原因一方面在于计算过程中将观测值换算成转矩时引入的与电机转动惯量有关的增益系数精度不高,转动惯量参数误差会造成此处的偏差;另一方面,原因在于系统固有的原始噪声和测量噪声。

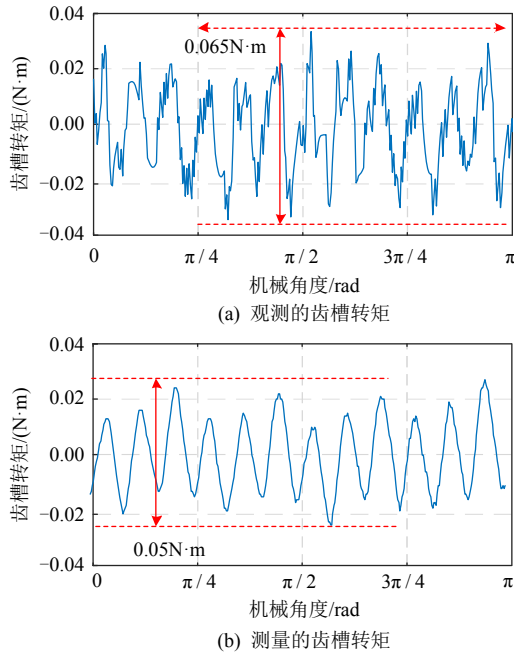


图 11 新型观测器的齿槽转矩观测值与测量值对比
Fig. 11 Comparison on the cogging torque between the measured value and the observed value of proposed observer

4.4 采用新型观测器与 ESO 的系统性能对比

为了对比采用 ESO 补偿和采用新型串联内模扩张状态观测器补偿时的系统性能, 将观测量引入到系统进行补偿。将 ESO 估计出的总扰动转化为相应的补偿量后, 叠加在转速环 PI 控制器的输出中, 当带宽 p 不同时, 输出转速的稳态波形及其谐波分析结果如图 12 所示。

图 12 表明, 随着带宽的增大, 转速波动幅值减小, 齿槽转矩对应的谐波含量减少。结合图 8 可

得, 增大带宽使 ESO 能够更准确地估计出齿槽转矩, 将其补偿后由齿槽转矩带来的转速波动减小。当带宽由 3000rad/s 增加至 5000rad/s 时, 转速波动幅值略微减小, 齿槽转矩对应的谐波含量几乎不变, 但转速波形中的噪声增加, 继续增大带宽反而会增大转速波动。对于本实验平台, 使用 ESO 估计并补偿扰动, 最小的稳态转速波动约为 10r/min。

将观测器的输出连接至系统控制律生成环节, 当带宽 p 不同时, 输出转速的稳态波形及其谐波分析如图 13 所示。图 13 表明, 随着带宽的增大, 转速波动幅值减小, 齿槽转矩对应的谐波含量减少。结合图 9 可得, 增大带宽使新型串联内模扩张状态观测器能够更准确地估计出齿槽转矩, 将其补偿后由齿槽转矩引起的转速波动减小。对于同一套实验平台, 使用新型串联内模扩张状态观测器估计并补偿扰动, 稳态转速波动可减小到 6r/min, 与图 12 所示结果(最小稳态转速波动约为 10r/min)相比, 本文提出的方法使得转速波动和跟踪误差降低了约 40%, 说明新型观测器的性能优于传统的 ESO, 采用两种观测器构成的 PMSM 伺服系统的性能也是前者优于后者。

上述仿真及实验结果表明: 采用本文提出的 ESO 与内模观测器串联组合的方法, 既能观测出系统中的低频、慢变扰动, 又能观测出系统中的周期性变化扰动。而且, 串联形式保证观测器在不同转速下均有较好的稳定性, 转速变化时观测结果不易发散, 三步法控制律使控制器对不同类型的转速给定均有较好的跟踪性能。

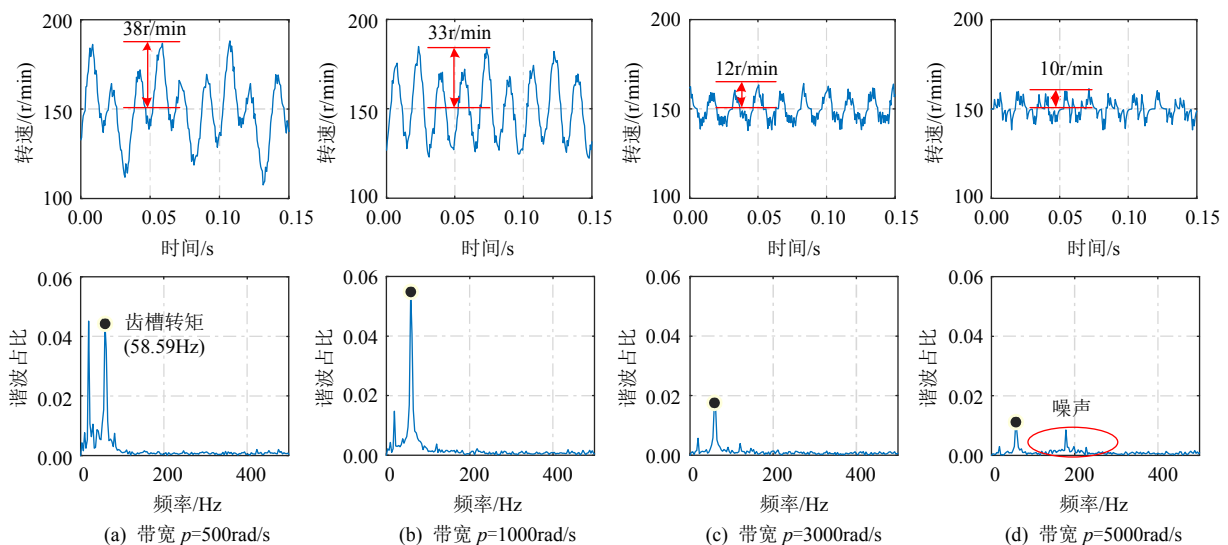


图 12 ESO 的带宽变化时电机的转速波形及谐波分析

Fig. 12 Curve of the PMSM speed under different ESO bandwidths and FFT

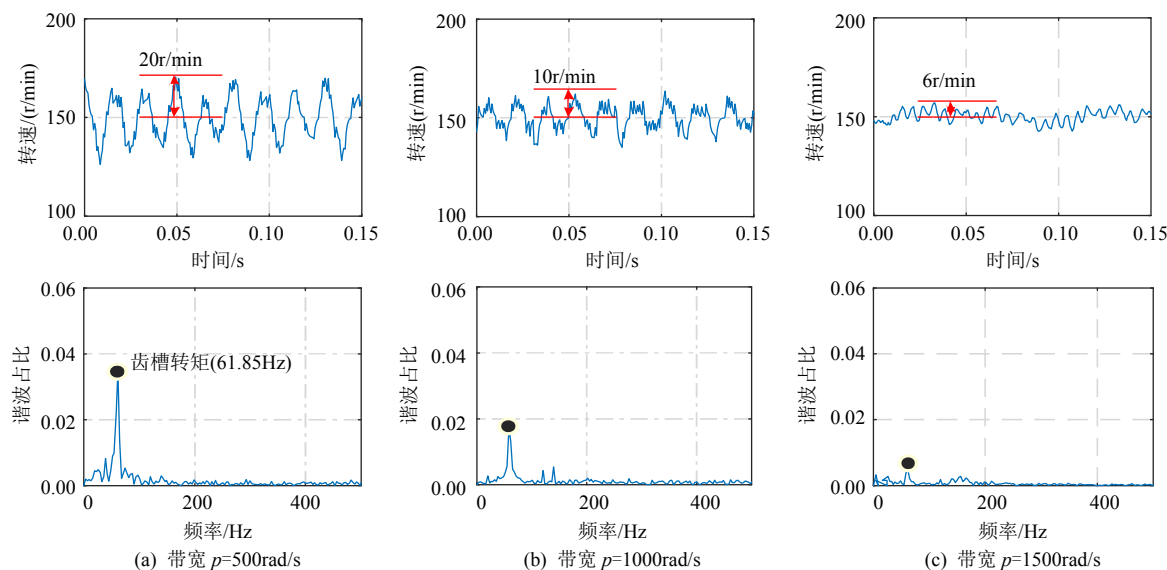


图13 新型观测器带宽变化时的电机转速波形及谐波分析

Fig. 13 Curve of the PMSM speed under different proposed observer bandwidths and FFT

5 结论

本文针对 PMSM 伺服系统中的周期性齿槽转矩限制系统性能提升的问题,提出了一种新型串联内模扩张状态观测器,理论分析、仿真计算以及实验对比证明了本文所提观测器的观测性能以及对应的伺服系统性能,得出以下结论:

1) 与传统的扩张状态观测器相比,本文所提的新型观测器能够以较小的带宽估计出电机的齿槽转矩。

2) 与具有模型补偿的扩张状态观测器相比,本文提出的新型观测器的阶数较低,在实际运行过程中稳定性更好。

3) 新型观测器采用串联形式,允许在内模原理观测器的输入端设置高通滤波器,解决了其原有缺陷。

4) 新型观测器能够在带宽受限的情况下更好地观测出齿槽转矩,观测精度满足工程要求。

5) 与传统 ESO 相比,采用新型观测器有效降低了系统转速波动,提升了伺服性能。

参考文献

- [1] HANSELMAN D C. Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1994, 41(3): 292-300.
- [2] KIM W, CHUNG C C. IMP based velocity tracking controller for permanent magnet stepper motors[C]//2011 8th Asian Control Conference (ASCC). Kaohsiung, China: IEEE, 2011: 239-244.

- [3] 孙志远. 永磁同步电机交流调速系统抗干扰控制方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.

SUN Zhiyuan. Research on anti-interference control method of permanent magnet synchronous motor AC speed control system[D]. Nanjing: Southeast University, 2015(in Chinese).

- [4] 张敏. 伺服系统频域建模与抗干扰控制方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2017.

ZHANG Min. Research on frequency domain modeling and anti-interference control method of servo system[D]. Nanjing: Southeast University, 2017(in Chinese).

- [5] WANG Junxiao. Fuzzy adaptive repetitive control for periodic disturbance with its application to high performance permanent magnet synchronous motor speed servo systems[J]. Entropy, 2016, 18(9): 261.

- [6] WU Wei. DC motor drive speed regulation: Using a repetitive control application in a flatbed scanner[J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2012, 18(2): 38-46.

- [7] PETROVIC V, ORTEGA R, STANKOVIC A M, et al. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(5): 871-880.

- [8] BOGOSYAN S O, GOKASAN M. Adaptive torque ripple minimization of permanent magnet synchronous motors for direct drive applications[C]//Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting. Orlando, FL, USA: IEEE, 1995: 231-237.

- [9] LI Shihua, YANG Jun, CHEN Wenhua, et al. Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(12): 4792-4802.

- [10] TALOLE S E, KOLHE J P, PHADKE S B. Extended-state-observer-based control of flexible-joint system with experimental validation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1411-1419.
- [11] LUENBERGER D G. Observing the state of a linear system[J]. IEEE Transactions on Military Electronics, 1964, 8(2): 74-80.
- [12] HARNEFORS L, HINKKANEN M. Complete stability of reduced-order and full-order observers for sensorless IM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1319-1329.
- [13] CHEN Wenhua, BALLANCE D J, GAWTHROP P J, et al. A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 932-938.
- [14] GAO Bingzhao, CHEN Hong, ZHAO Haiyan, et al. A reduced-order nonlinear clutch pressure observer for automatic transmission[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2010, 18(2): 446-453.
- [15] LIU Jing, LI Hongwen, DENG Yongting. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3655-3671.
- [16] FLIELLER D, NGUYEN N K, WIRA P, et al. A self-learning solution for torque ripple reduction for nonsinusoidal permanent-magnet motor drives based on artificial neural networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 655-666.
- [17] LAI Chunyan, FENG Guodong, IYER K L V, et al. Genetic algorithm-based current optimization for torque ripple reduction of interior PMSMs[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4493-4503.
- [18] 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.
- [19] ZHU Z Q, RUANGSINCHAIWANICH S, HOWE D. Synthesis of cogging-torque waveform from analysis of a single stator slot[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(3): 650-657.
- [20] 邢泽智, 王秀和, 赵文良. 基于不同极弧系数组合分段倾斜磁极的表贴式永磁同步电机齿槽转矩削弱措施研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(16): 5737-5747. XING Zezhi, WANG Xiuhe, ZHAO Wenliang. Research on reduction methods of cogging torque based on segmented skewing magnetic poles with different combinations of pole-arc coefficients in surface-mounted permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(16): 5737-5747(in Chinese).
- [21] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039. LIU Chunqiang, LUO Guangzhao, TU Wencong, et al. Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 7032-7039(in Chinese).
- [22] 孙斌, 王海霞, 苏涛, 等. 永磁同步电机调速系统非线性自抗扰控制器设计与参数整定[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(20): 6715-6725. SUN Bin, WANG Haixia, SU Tao, et al. Nonlinear active disturbance rejection controller design and tuning for permanent magnet synchronous motor speed control system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(20): 6715-6725(in Chinese).
- [23] 王立俊, 赵吉文, 董菲, 等. 基于自适应内模观测器的永磁同步直线电机高带宽强鲁棒预测电流控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(10): 3098-3106. WANG Lijun, ZHAO Jiwen, DONG Fei, et al. High-bandwidth and strong robust predictive current control strategy research for permanent-magnet synchronous linear motor based on adaptive internal model observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(10): 3098-3106(in Chinese).
- [24] GAO Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, USA: IEEE, 2003: 4989-4996.
- [25] CHU Hongqing, GAO Bingzhao, GU Wanli, et al. Low-speed control for permanent-magnet DC torque motor using observer-based nonlinear triple-step controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3286-3296.



付兴贺

在线出版日期: 2021-10-25。

收稿日期: 2021-08-02。

作者简介:

付兴贺(1978), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为高温特种电机及其控制、多源异构扰动抑制、复杂系统优化与智能控制等, fuxinghe@seu.edu.cn;

顾胜东(1997), 男, 硕士, 研究方向为特种电机驱动控制, 220202870@seu.edu.cn。

(责任编辑 李婧妍)

Compensation and Rejection of Cogging Torque of PMSM Based on Novel Internal Model Observer in Series with Extended State Observer

FU Xinghe¹, GU Shengdong¹, HE Hang¹, FU Chunyu², DONG Ting³, WANG Zhaoheng¹

(1. Southeast University; 2. Beijing Research Institute of Precise Mechatronics and Controls; 3. Shenyang University of Technology)

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor (PMSM); cogging torque; internal model observer; extended state observer; bandwidth

An internal model observer in series with extended state observer is proposed to achieve better cogging torque observation and disturbance compensation control to reduce the influence of cogging torque on the control performance of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) servo system. The proposed structure of the internal model observer in series with extended state observer in this paper is shown in Fig. 1.

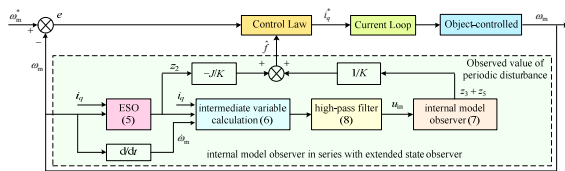


Fig. 1 System with novel IM observer in series with ESO

The basic structure of the observer is discussed by utilizing the control strategy of $i_d=0$. In the form of series observers, a high pass filter is allowed to be added in front of the input signal of the internal model observer to improve its observation performance. In addition, the order of the observer is reduced, and the stability of the system is improved by using the structure of series observers. The proposed internal model observer in series with extended state observer can be expressed as:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{3n_p\psi_f}{2J}i_q + z_2 + l_1(\omega_m - z_1) \\ \dot{z}_2 = l_2(\omega_m - z_1) \\ \dot{z}_3 = z_4 + l_3[(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m) * \mathcal{L}^{-1}(\frac{s}{s+\omega_f}) - (z_3 + z_5)] \\ \dot{z}_4 = -\omega_1^2 z_3 + l_4[(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m) * \mathcal{L}^{-1}(\frac{s}{s+\omega_f}) - (z_3 + z_5)] \\ \dot{z}_5 = z_6 + l_5[(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m) * \mathcal{L}^{-1}(\frac{s}{s+\omega_f}) - (z_3 + z_5)] \\ \dot{z}_6 = -\omega_2^2 z_5 + l_6[(\frac{3n_p\psi_f}{2}i_q + Jz_2 - J\dot{\omega}_m) * \mathcal{L}^{-1}(\frac{s}{s+\omega_f}) - (z_3 + z_5)] \end{cases} \quad (1)$$

where, ψ_f is the permanent magnet flux linkage, i_q is the q-axis current, J is the moment of inertia, z_1 and z_2 are the estimated disturbance values of ESO, z_3 and z_5 are the estimated values of the first and second harmonics of cogging torque, z_4 and z_6 are intermediate variables, ω_1 and ω_2 are the frequencies of the first and second

harmonics of cogging torque, l_1 and l_2 are the observed gains of ESO, l_3 , l_4 , l_5 , l_6 are the gains of the internal model observer, \mathcal{L}^{-1} represents the inverse Laplace transform, $*$ represents the convolution operation.

The comparison result on the total disturbance between ESO and the proposed observer is shown in Fig. 2. The total disturbance estimated by the two observers are roughly the same. The maximum bandwidth of ESO is 3000rad/s. However, the bandwidth of the proposed observer can continue to increase from 1000rad/s without introducing noise. Therefore, the advantage of the proposed observer is not only to estimate the cogging torque with smaller bandwidth, but also to avoid introducing noise into the system.

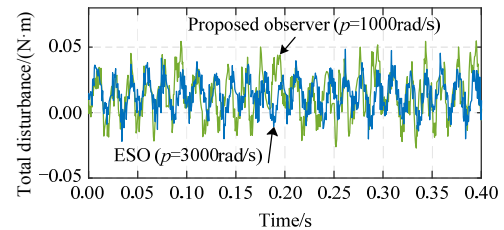


Fig. 2 Comparison on the total disturbance between ESO and the proposed observer

The curves of speed under different proposed observer bandwidths and FFT are shown in Fig. 3. The minimum speed fluctuation of traditional ESO is about 10r/min and that of the proposed observer can be reduced to 6r/min. Therefore, the speed fluctuation of the system is reduced by 40% with the proposed observer.

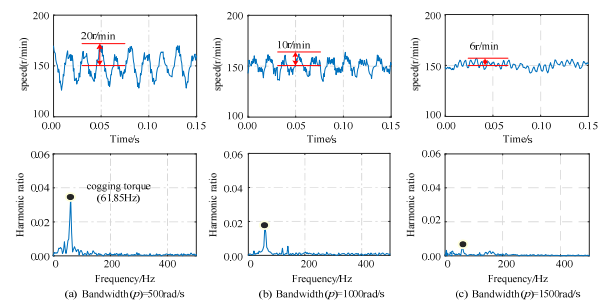


Fig. 3 Curve of the PMSM speed under different proposed observer bandwidths and FFT