适用于惯量不匹配下 PMSM 转速控制的 AS-HESO

史婷娜[1,2]， 裘逸凡[1,2]， 谭本慷[1,2]， 曹彦飞[1,2]
（1. 浙江大学 电气工程学院，浙江 杭州 310027；2. 浙江大学先进电气装备创新中心，浙江 杭州 311107）

摘 要：在实际应用中，永磁同步电机调速系统的负载转动惯量往往是未知的。当作为观测器参数的标称转动惯量和系统实际转动惯量不匹配时，基于常规扩张状态观测器的系统传递函数存在共轭极点，因此在转速控制过程中会出现超调和振荡。为此提出一种高阶扩张状态观测器，该观测器将集总扰动微分项扩展为额外状态，并通过主动调整零极点位置，在惯量参数不匹配时保持了良好的动态控制性能。同时，根据转速跟踪误差设计了参数自适应切换逻辑，并进一步设计了基于该自适应切换逻辑的高阶扩张状态观测器，增强了系统的扰动抑制能力。基于所提出观测器的电机转速控制策略在转动惯量参数不匹配时具有更小的超调和更快的动态响应速度，并且对转动惯量参数变化具有较强的鲁棒性。实验验证了所提方法的有效性。

关键词：永磁同步电机；扩张状态观测器；转动惯量；转速控制；参数自适应控制
DOI：10.15938/j.emc.2025.09.002
中图分类号：TM341；TM351 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2025)09-0014-12

AS-HESO for permanent magnet synchronous motor speed control under inertia mismatch conditions

SHI Tingna[1,2]， QIU Yifan[1,2]， TAN Benkang[1,2]， CAO Yanfei[1,2]
（1. School of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;
2. Zhejiang University Advanced Electrical Equipment Innovation Center, Hangzhou 311107, China）

Abstract: The load inertia in permanent magnet synchronous motor speed control system is always unknown in practice. When the nominal inertia which is used as an observer parameter mismatches the actual inertia of the system, the transfer function of the system based on the conventional extended state observer will have conjugate poles. As a result, overshoot and oscillations occur during speed control. To address this, an improved high-order extended state observer (HESO) was proposed. By additionally observing lumped disturbance differential term and actively adjusting the location of zero-poles, this observer maintains good dynamic control performance under inertia mismatch. Meanwhile, an adaptive switching logic based on speed tracking error was introduced. And HESO based on adaptive switching logic (AS-HESO) was further developed incorporating this adaptive switching logic, which enhances the system's disturbance rejection ability in steady state. The speed control strategy based on the proposed observer exhibits smaller overshoot, faster dynamic response speed and stronger robustness to variations in the moment of inertia. The feasibility and effectiveness of the strategy is verified on a laboratory permanent magnet synchronous motor drive system.

收稿日期：2025-03-31
基金项目：国家自然科学基金重点项目(52237003)；浙江省领军型创新创业团队项目(2024R01012)
作者简介：史婷娜(1969—)，女，博士，教授，博士生导师，研究方向为电机系统及其控制；
裘逸凡(2000—)，女，硕士研究生，研究方向为伺服电机控制；
谭本慷(1998—)，男，博士研究生，研究方向为伺服电机控制；
曹彦飞(1990—)，女，博士，特聘研究员，博士生导师，研究方向为电机系统及其控制。
通信作者：史婷娜

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); extended state observer (ESO); inertia; speed control; adaptive control

0 引　言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因其运行可靠和高功率密度、高效率等优势,在工业上取得了广泛的应用[1]。在工业机器人、数控机床等领域的实际应用中,通常会出现等效到电机侧的负载惯量远大于电机转动惯量的情况[2-3]。如果此时负载惯量未知,而仅使用电机本身的转动惯量来设计速度环控制器,电机系统的动态和稳态性能将会有显著下降,主要表现为出现超调和振荡。当控制器中预设的惯量标称值与等效到电机轴端的系统整体惯量实际值不相等的情况,即控制器中的惯量参数与实际值不匹配时,控制系统存在失控风险。

在处理惯量参数不匹配问题时,往往会采用惯量不敏感的控制方法,如滑模控制[4]、自适应控制[5]、基于转动惯量辨识的控制[6]和模糊控制[7]等。近年来,扩张状态观测器(extended state observer, ESO)因其优越的性能引起了广泛的关注[8-10]。ESO 将包括转动惯量参数不匹配在内的内部不确定性和外部扰动统一视作集总扰动,并将其作为被控对象的扩张状态进行实时观测和前馈补偿。自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)作为一种以 ESO 为核心的复合控制算法,具有强抗扰动性和低模型依赖性的优势。大量学者从改进 ESO 控制结构[11]、优化 ESO 参数整定方案[12]等角度出发,进一步提高了 ADRC 的控制性能。

但是,由于 ESO 无法快速、准确地观测时变集总扰动,常规 ADRC 的控制能力在惯量参数不匹配等工况下仍然有限。为减小集总扰动的估计误差,有两类常用的改进方法。一是在 ADRC 架构下引入了惯量辨识方法,根据辨识结果实时调整 ESO 参数,通过降低集总扰动的估计负担来提高转速控制性能[13-14]。二是将 ESO 推广为包含任意阶扰动模型的高阶 ESO(high-order ESO, HESO)[15-17],大大提高了观测器跟踪时变扰动时的收敛速度。通过设计双扩张状态观测器[18]、设计观测器级联结构[19]、嵌入一阶补偿函数修正观测结果[20]、调整 ESO 参数整定策略[21]等方式,可以充分发挥高阶 ESO 在处理复杂非线性系统中存在的优势,在复杂工况中得到良好的动、稳态性能。

HESO 在应对复杂扰动时往往具有更好的控制效果,但在抑制扰动时,该控制算法不可避免产生超调。同时,HESO 在转动惯量变化时鲁棒性有限,当惯量参数不匹配严重时,系统动态性能会快速恶化,甚至可能超出控制器容许的阈值,存在失控风险。目前学者们主要通过改进观测器结构来提高 HESO 的鲁棒性[22-23]。

目前,关于惯量参数不匹配时 PMSM 的转速控制研究还相对较少。因此,本文针对在惯量参数不匹配下 ESO 引起超调和可能超出控制器稳定阈值、存在失稳风险的缺陷,提出一种基于自适应切换逻辑的 HESO(HESO based on adaptive switching logic, AS-HESO),并基于此设计一种转速控制方案。首先,对考虑惯量不确定的电机控制系统重新建模,定量分析转动惯量参数不匹配工况下基于常规 ESO 的 PMSM 转速控制性能。基于上述分析,设计一种改进型结构的 HESO,并设计基于该 HESO 的控制结构和自适应切换逻辑,并进行理论分析,验证所提方法可行性。相较于传统 ESO,所提出 AS-HESO 可以大大降低观测器参数整定对转动惯量参数的依赖性,提高转动惯量发生变化时系统的鲁棒性,并且能有效削弱超调,在较大惯量参数不匹配时仍能保持良好的转速控制性能。

1 考虑惯量参数不确定的 PMSM 动力学方程

在 $i_d = 0$ 矢量控制系统中,考虑惯量不确定的 PMSM 动力学方程可写为:

$$J\dot{\omega}_m = T_e - T_L - B\omega_m; \tag{1}$$

$$J = J_0 + \Delta J; \tag{2}$$

$$T_e = \frac{3}{2}p\psi_f i_q。 \tag{3}$$

式中:J 为等效到电机轴端的实际转动惯量,包含电机转动惯量和负载转动惯量;J_0 为电机标称转动惯量;ΔJ 为等效负载转动惯量;B 为粘滞摩擦系数;T_e 为电磁转矩;ω_m 为电机的机械角速度;T_L 为负载转矩;ψ_f 为电机永磁体磁链;i_q 为电机 q 轴定子电流的等效分量;p 为电机极对数。

为强调转动惯量参数不匹配所带来的控制性能问题并简化分析过程,提出以下假设:

1)系统控制器中预设的惯量标称值与实际惯量不相等,即存在惯量参数不匹配问题,且有 $0 \leqslant \Delta J \leqslant 25J_0$。假设转动惯量比 $b = J/J_0$,有 $1 \leqslant b \leqslant 26$。

2)忽略负载转矩的瞬态变化过程,即有 $\dot{T}_L = 0$。

3)忽略电流环的跟踪误差,即有 $i_{qref} \approx i_q$。其中,i_{qref}为转速环输出的 q 轴电流参考值。

基于上述假设,式(1)可改写为

$$\dot{\omega}_m = \frac{T_e}{J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B\omega_m}{J} = \frac{3p\psi_f}{2J_0} i_{qref} + d。 \tag{4}$$

其中 d 为电机转速控制系统的集总扰动,定义为

$$d = \left(\frac{3p\psi_f}{2J} - \frac{3p\psi_f}{2J_0}\right) i_{qref} - \frac{1}{J} B\omega_m - \frac{1}{J} T_L。 \tag{5}$$

对式(5)求导,得到集总扰动的微分方程为

$$d_d = \dot{d} = d_{da} + d_{db}。 \tag{6}$$

其中:

$$d_{da} = \left(\frac{1}{J} - \frac{1}{J_0}\right) \frac{3}{2} p\psi_f \dot{i}_{qref} - \frac{1}{J} B\dot{\omega}_m; \tag{7}$$

$$d_{db} = -\frac{\dot{J}}{J^2}\left(\frac{3}{2} p\psi_f i_q - B\omega_m - T_L\right)。 \tag{8}$$

由式(6)~式(8)可知,集总扰动微分 d_d由 d_{da}、d_{db}组成。其中 d_{da}项主要受惯量参数不匹配的影响,d_{db}项主要受转动惯量时变的影响。当满足 d_{da}、d_{db}任意一项不可忽略时,有 d_d不为 0,此时可认为 d 快速变化。而在常规 PMSM 转速控制中,往往忽略了 d 的时变,仅将式(4)视为关于 d 的一阶方程。这使得惯量参数不匹配时,常规控制方法通常无法快速、准确地补偿集总扰动,从而显著降低电机的动态性能。

2 基于常规 ESO 的 PMSM 转速控制性能分析

基于常规 ESO(conventional ESO,CESO)的 PMSM 转速控制框图如图 1 所示,其中 ω_{mref}为参考转速。

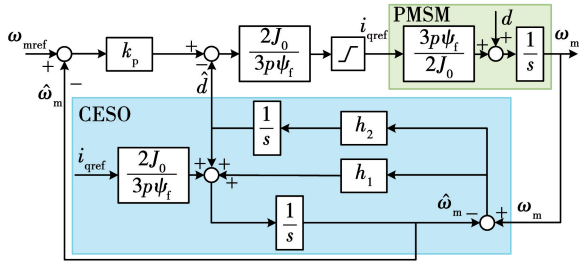


图 1 基于常规 ESO 的 PMSM 转速控制框图

Fig. 1 Block diagram of PMSM speed control loop based on CESO

常规 ESO 的表达式可以写为:

$$\dot{\hat{\omega}}_m = \frac{3p\psi_f}{2J_0} i_{qref} + \hat{d} + h_1(\omega_m - \hat{\omega}_m); \tag{9}$$

$$\dot{\hat{d}} = h_2(\omega_m - \hat{\omega}_m)。 \tag{10}$$

其中:$\hat{\omega}_m$为转速 ω_m 观测值;$\hat{d}$为集总扰动 d 的观测值;h_1、h_2为待确定的系数。h_1、h_2通过带宽法[24]整定,令 ω_c为观测器带宽,有

$$[h_1 \quad h_2] = [2\omega_c \quad \omega_c^2]。 \tag{11}$$

为定量分析转动惯量参数不匹配对电机控制性能的影响,需要将转动惯量参数不匹配的影响从 d 中分离。将图 1 中 PMSM 部分用图 2 等效替换。此时,常规 ESO 中转速输出可写为转速关于参考转速和负载转矩的表达式如下:

$$\omega_m = G_{Jt0}\omega_{mref} + G_{Jd0} T_L; \tag{12}$$

$$G_{Jt0} = \frac{k_p(s^2 + h_1 s + h_2)}{bs^3 + p_1 s^2 + p_2 s + h_2 k_p} \approx \frac{k_p(s^2 + h_1 s + h_2)}{bs^3 + (bh_1 + bk_p)s^2 + (h_2 + h_1 k_p)s + h_2 k_p}; \tag{13}$$

$$G_{Jd0} = \frac{1}{J_0} \cdot \frac{-s^2 - (h_1 + k_p)s}{bs^3 + p_1 s^2 + p_2 s + h_2 k_p} \approx \frac{1}{J_0} \cdot \frac{-s^2 - (h_1 + k_p)s}{bs^3 + (bh_1 + bk_p)s^2 + (h_2 + h_1 k_p)s + h_2 k_p}。 \tag{14}$$

其中:

$$\left.\begin{aligned} p_1 &= \frac{B}{J_0} + bh_1 + bk_p; \\ p_2 &= \frac{B}{J_0} h_1 + \frac{B}{J_0} k_p + h_2 + h_1 k_p。 \end{aligned}\right\}$$

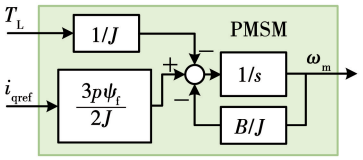


图 2 等效 PMSM 模型

Fig. 2 Equivalent block diagram of PMSM

$G_{Jt0}(s)$为转速对参考转速的跟踪传递函数,它表征了常规 ESO 的跟踪性能。图 3 展示了 $G_{Jt0}(s)$在不同惯量比下的特性曲线,可以直观反映 $G_{Jt0}(s)$的动、稳态性能。当惯量匹配时,ESO 可以无超调跟踪单位阶跃转速参考信号。这是因为此时

$G_{Jt0}(s)$的部分零极点位置重合,系统可以简化成一个低通滤波环节。但当转动惯量参数不匹配时,常规 ESO 的阶跃响应开始出现超调,且超调量会随 b 的增大而增大。

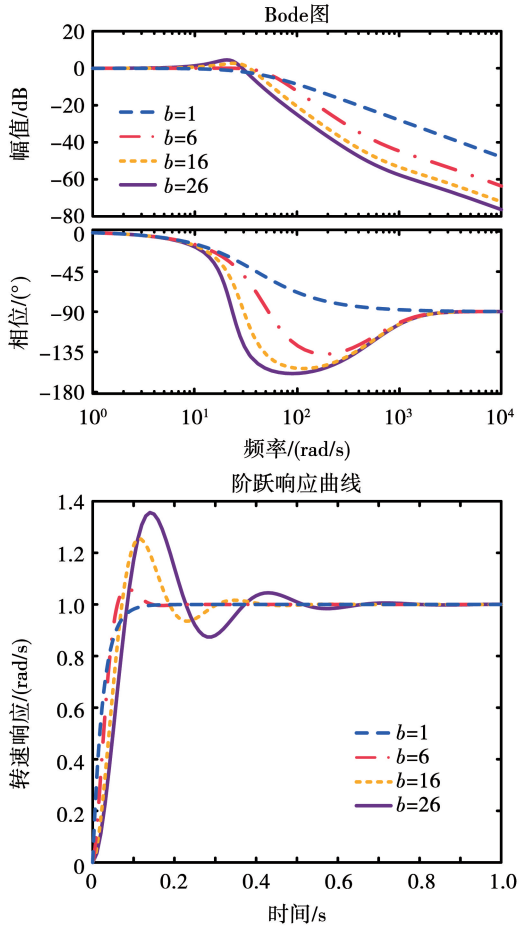


图 3　不同惯量比下 $G_{Jt0}(s)$ 的特性曲线

Fig. 3　Characteristics of $G_{Jt0}(s)$ under different inertia ratios

惯量参数不匹配时,$G_{Jt0}(s)$产生超调的原因可用零极点分布来解释。图 4 展示了不同惯量比下 $G_{Jt0}(s)$的零极点分布情况。当惯量参数不匹配时,由于靠近虚轴的共轭复极点为 $G_{Jt0}(s)$的闭环主导极点,在系统的时间响应中衰减缓慢。此时系统可近似为欠阻尼状态的二阶动态响应。以 $b=6$ 时为例,将共轭极点到原点的径向线和负实轴之间夹角 θ 的余弦定义为共轭极点的阻尼比 $\zeta=\cos\theta$。随 b 变大,ζ 变小,最终导致 $G_{Jt0}(s)$的超调增大。

类似地,$G_{Jd0}(s)$为转速对负载转矩的传递函数,它表征了 ESO 的抗扰性能。图 5 展示了不同惯量比下 $G_{Jd0}(s)$的特性曲线。在 $G_{Jd0}(s)$的单位阶跃响应曲线中,输入为 1 N·m 的负载转矩指令,输出为实际转速的偏离值。由于保持 ESO 中 J_0不变,通过改变 J 来调整惯量比,因此惯量比增大时转速跌落幅值减小。同时,随惯量比增大,转速恢复过程中超调增大,转速恢复时间延长。由图 6 中 $G_{Jd0}(s)$的零极点位置变化可知,此时系统的主导极点为一对靠近虚轴的共轭极点。与 $G_{Jt0}(s)$类似,其超调与共轭极点的阻尼比 ζ 有关,随 b 变大,ζ 变小,超调也会增大。此外,$G_{Jd0}(s)$有一个位于原点的零点,这进一步增大了动态过程中的超调。

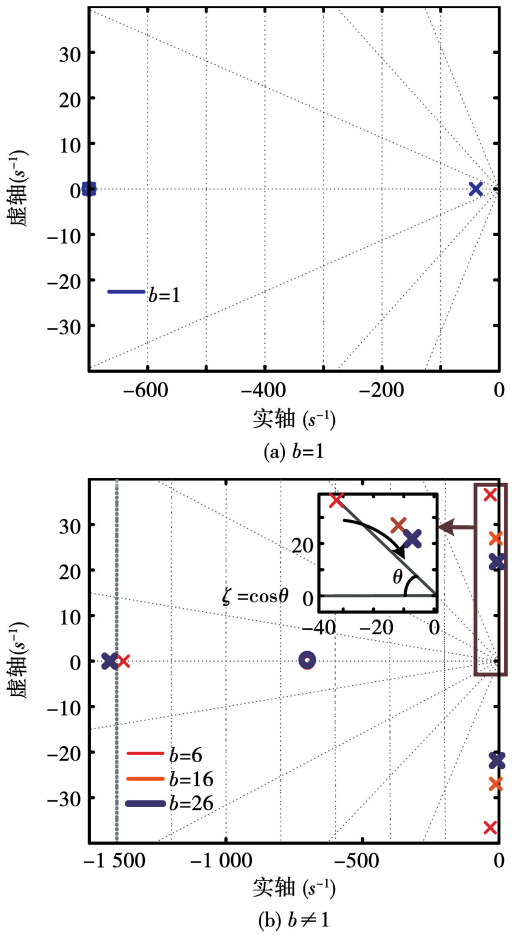


图 4　不同惯量比下 $G_{Jt0}(s)$ 的零极点分布图

Fig. 4　Pole-zero maps of $G_{Jt0}(s)$ under different inertia ratios

综上分析,在惯量参数不匹配时,基于常规 ESO 的 PMSM 控制系统会在传递函数 $G_{Jt0}(s)$和 $G_{Jd0}(s)$中引入共轭极点,导致在控制过程中出现超调问题,且超调量随惯量比增大而增大。为此,需要对 ESO 进行改进,从而削弱或者消除动态过程中的超调和振荡。

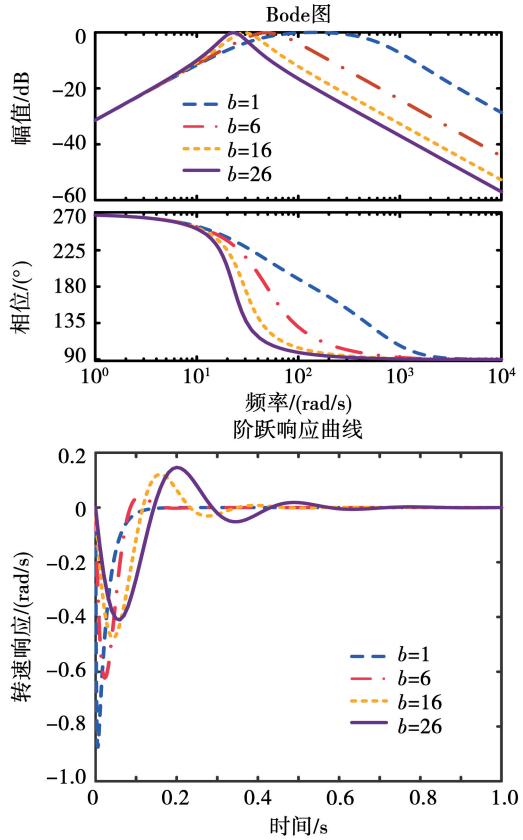


图 5 不同惯量比下 $G_{Jd0}(s)$ 的特性曲线

Fig. 5 Characteristics of $G_{Jd0}(s)$ under different inertia ratios

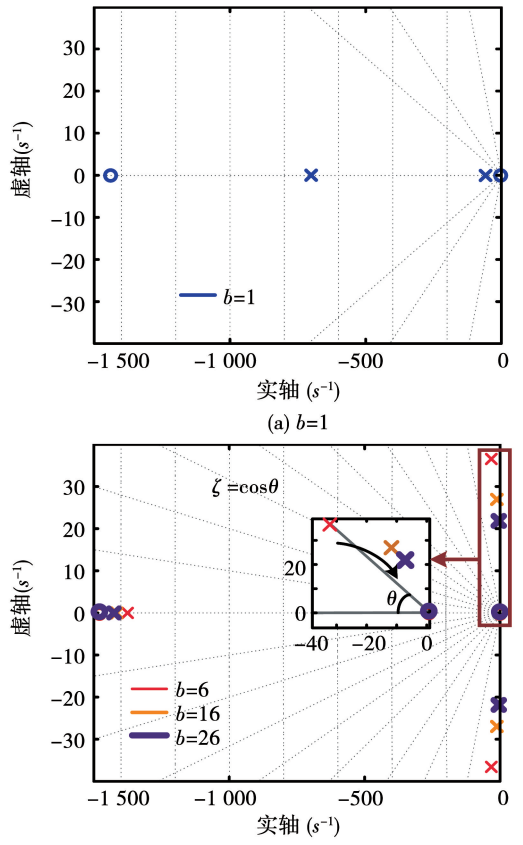


图 6 不同惯量比下 $G_{Jd0}(s)$ 的零极点分布图

Fig. 6 Pole-zero maps of $G_{Jd0}(s)$ under different inertia ratios

3 基于自适应切换的改进型 ESO

为改进基于 ESO 的 PMSM 转速控制在惯量参数不匹配时的动态性能问题,可以通过加入集总扰动微分的观测项来提高 ESO 对快速变化集总扰动的观测能力。同时,引入滤波参数,可以主动调整基于 ESO 的 PMSM 转速控制系统传递函数的零极点位置,从而进一步改善系统的动态性能。对所提出 HESO 做稳定性以及动态性能分析,并在此基础上,提出一种基于转速跟踪误差的自适应切换方案,同时保证了系统的动态性能以及扰动抑制能力。

3.1 所提出 HESO 的结构设计

所提出 HESO 的 PMSM 控制结构如图 7 所示。在不考虑 i_{qref} 限幅的情况下,所提出 HESO 模块可以写成时域的形式,表达式如下:

$$\dot{\hat{\omega}}_m = \frac{3p\psi_f}{2J_0} i_{qref} + \hat{d}; \tag{15}$$

$$\dot{\hat{d}} = \hat{d}_d + h_1(\dot{\omega}_m - \dot{\hat{\omega}}_m) + h_2(\omega_m - \hat{\omega}_m) - k_1\hat{d}; \tag{16}$$

$$\dot{\hat{d}}_d = h_3(\omega_m - \hat{\omega}_m) - k_2\hat{d}_d。 \tag{17}$$

其中:$\hat{\omega}_m$、$\hat{d}$、$\hat{d}_d$ 分别为转速观测值、集总扰动观测值和集总扰动微分观测值;h_1、h_2、h_3 为待整定的 HESO 参数;k_1、k_2 为低通滤波参数。

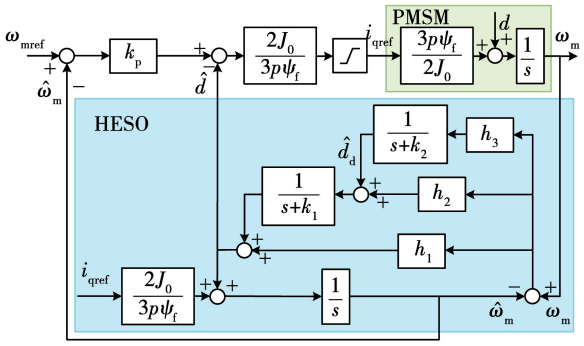


图 7 基于所提出 HESO 的 PMSM 转速控制框图

Fig. 7 Block diagram of PMSM speed control loop based on improved ESO

相较于常规 ESO 将 ω_m 视为状态量、将 d 视为被扩张状态量,所提出 HESO 将 ω_m、d 视为状态量,而将 d_d 视为被扩张状态量。同时,所提出 HESO 在 d 和 d_d 的观测项中均采用一阶低通滤波环节(low-pass filter,LPF),其传递函数为

$$G_{\mathrm{LPF}i}(s)=\frac{1}{s+k_i},i=1,2。\tag{18}$$

其中 $k_i\geqslant 0$。

为降低参数整定难度,按照带宽法[24]来整定 h_1、h_2、h_3的参数,令 ω_o为所提出 HESO 的带宽,有

$$[h_1\quad h_2\quad h_3]=[3\omega_o\quad 3\omega_o^2\quad \omega_o^3]。\tag{19}$$

将转速环输出设计为

$$i_{\mathrm{qref}}=\frac{2J_0}{3p\psi_{\mathrm{f}}}[k_{\mathrm{p}}(\omega_{\mathrm{mref}}-\hat{\omega}_{\mathrm{m}})-\hat{d}]。\tag{20}$$

其中:ω_{mref}为转速给定;k_{p}为比例增益。

为分析所提出 HESO 控制性能,参考图 2,将转速写为关于参考转速和负载转矩的表达式,有

$$\omega_{\mathrm{m}}=G_{\mathrm{Jt0}}\omega_{\mathrm{mref}}+G_{\mathrm{Jd0}}T_{\mathrm{L}}。\tag{21}$$

为简化传递函数表达式及其分析过程,忽略摩擦阻尼对传递函数的影响,表征系统跟踪性能的传递函数 $G_{\mathrm{Jt1}}(s)$和表征系统抗扰性能的传递函数 $G_{\mathrm{Jd1}}(s)$可分别写为如下形式:

$$G_{\mathrm{Jt1}}=\frac{k_{\mathrm{p}}(s^3+q_1s^2+q_2s+a_3)}{(s+k_{\mathrm{p}})\left[P_1(s)-\dfrac{B_0}{J_0}(s^2+k_1s+k_2s+k_1k_2)\right]}\approx\frac{k_{\mathrm{p}}(s^3+q_1s^2+q_2s+a_3)}{(s+k_{\mathrm{p}})P_1(s)};\tag{22}$$

$$G_{\mathrm{Jd1}}=-\frac{1}{J_0}\cdot\frac{(s+k_1)(s+k_2)}{P_1(s)-\dfrac{B_0}{J_0}(s^2+k_1s+k_2s+k_1k_2)}\approx-\frac{(s+k_1)(s+k_2)}{J_0P_1(s)}。\tag{23}$$

其中:

$$\left.\begin{aligned}P_1(s)&=bs^3+a_1s^2+a_2s+a_3;\\a_1&=h_1+bk_1+bk_2;\\a_2&=h_2+h_1k_1+h_1k_2+bk_1k_2;\\a_3&=h_3+h_2k_2+h_1k_1k_2;\\q_1&=h_1+k_1+k_2;\\q_2&=h_2+h_1k_1+h_1k_2+k_1k_2。\end{aligned}\right\}$$

3.2　所提出 HESO 的稳定性及动态性能分析

所提出 HESO 的稳定性可通过特征根方程来判断。由式(22)和式(23)可知,控制系统特征根方程为

$$(s+k_{\mathrm{p}})P_1(s)=0。\tag{24}$$

根据连续系统的稳定性原则,当系统特征方程的所有特征根均为负实根或其实部为负的复数特征根时,控制系统稳定。

首先,$s+k_{\mathrm{p}}=0$ 的特征根为 $s=-k_{\mathrm{p}}$。为保证系统稳定,要求 $k_{\mathrm{p}}>0$。

其次,基于 Routh-Hurwitz 稳定性判据对 $P_1(s)=0$ 做稳定性分析。为保证系统稳定,要求满足:

$$b>0;a_1>0;a_2>0;a_3>0;a_1a_2-ba_3>0。\tag{25}$$

由于 b、k_1、k_2、h_1、h_2、h_3 均为非负数,因此在式(25)中,前 4 个不等式始终成立。将具体变量代入最后一个不等式,得到:

$$c_1k_1^2+c_2k_1+3\omega_oc_3>b\omega_o^3;\tag{26}$$

$$\left.\begin{aligned}c_1&=3b\omega_o+b^2k_2;\\c_2&=6b\omega_ok_2+3b\omega_o^2+9\omega_o^2+b^2k_2^2;\\c_3&=bk_2^2+3\omega_ok_2+3\omega_o^2。\end{aligned}\right\}\tag{27}$$

基于式(26)和式(27),当取 $1\leqslant b\leqslant 26$ 时,k_1、k_2 取值范围如图 8 所示。当系统参数落在该曲面下方时系统稳定。同时由图可知,当 k_1、k_2 均为 0 时,系统仅能在 $b<9$ 时保持稳定。当 k_1取 0 时,为使得 k_2 的选取在全部可能的惯量比条件下均能保证系统稳定,要求 $k_2>0.41\omega_o$。类似地,当 k_2取 0 时,要求 $k_1>0.17\omega_o$。

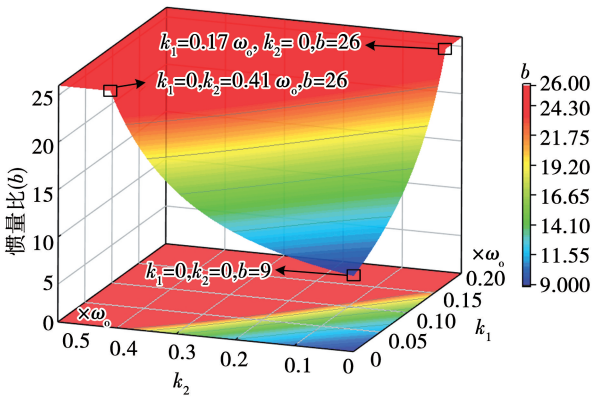


图 8　基于所提出 HESO 的控制系统稳定域

Fig. 8　Stability region of system based on proposed HESO

为说明所提出 HESO 对控制系统跟踪性能的改善能力,绘制 $b=26$ 时 $G_{\mathrm{Jt1}}(s)$的特性曲线,如图 9 所示。通过适当增大 k_1、k_2,可以基本消除跟踪过程中的超调和振荡,对应地,$G_{\mathrm{Jt1}}(s)$幅值特性中的峰值也基本消失。图 10 展示了 $b=26$ 时 k_1、k_2变化对

$G_{Jtl}(s)$零极点位置的影响。k_1、k_2均能增大主导共轭极点的阻尼比ζ,从而削弱系统超调和振荡。不过相较于k_2,当k_1变化时,ζ变化更大。因此,增大k_1对优化系统跟踪性能的动态过程有更好的调节效果。

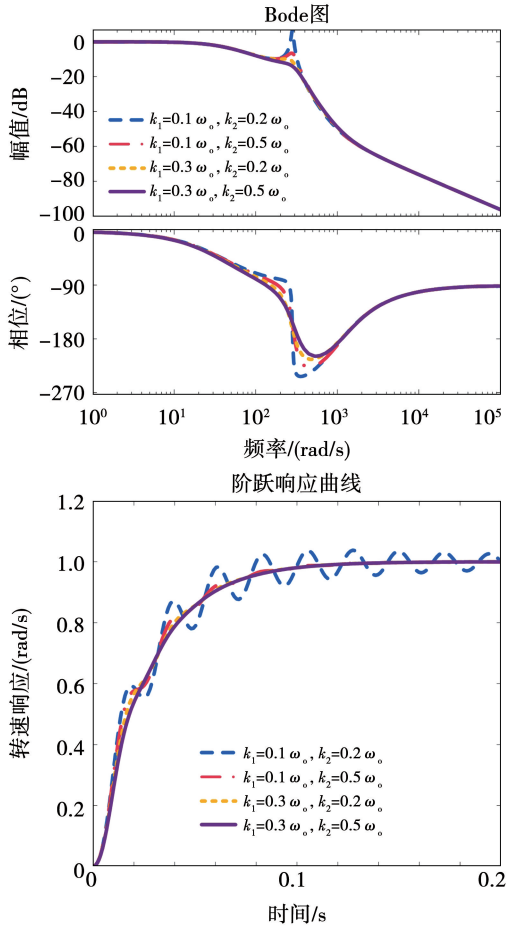


图 9 $G_{Jtl}(s)$的特性曲线(b=26)

Fig. 9 Characteristic of $G_{Jtl}(s)$ (b=26)

同样地,为说明所提出 HESO 对系统抗扰性能的改善能力,在b=26 时绘制$G_{Jdl}(s)$的特性曲线,如图 11 所示。$G_{Jdl}(s)$的阶跃响应输入为 1 N·m 负载转矩。由图可知,通过适当增大k_1、k_2,系统阶跃响应的超调和振荡现象基本消除,对应的 Bode 图幅值特性中也不再出现尖峰。结合图 12 中b=26 时$G_{Jdl}(s)$零极点位置变化趋势可知,影响抗扰性能的因素主要有:1)零点$s=-k_1$到虚轴的距离;2)零点$s=-k_2$到虚轴的距离;3)主导共轭极点的阻尼比ζ。当 2 个零点均远离虚轴、且ζ较大时,所提出 HESO 抗扰特性曲线的超调才可以完全消除,这需要同时调节k_1、k_2的取值才能实现。

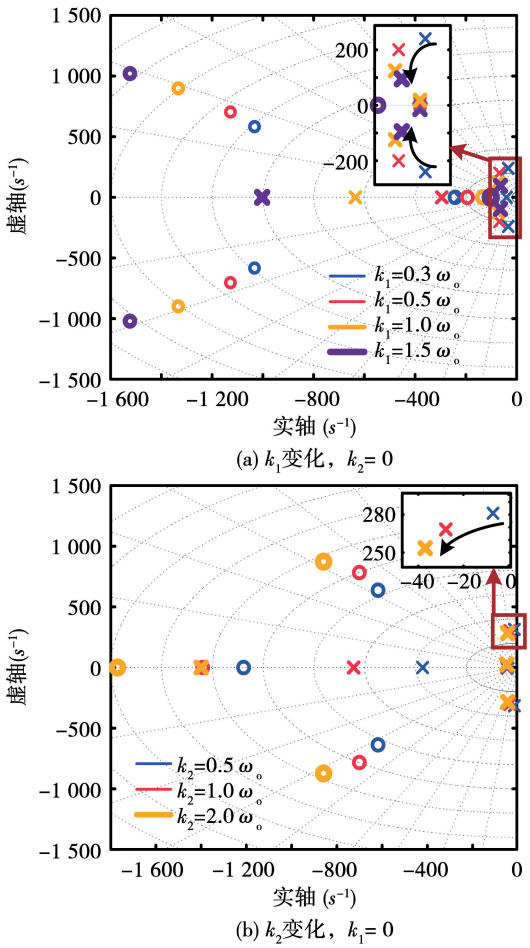


图 10 不同k_1、k_2下$G_{Jtl}(s)$的零极点位置变化图(b=26)

Fig. 10 Pole-zero maps of $G_{Jtl}(s)$ under different k_1, k_2 (b=26)

基于上述分析可知,惯量参数不匹配时,通过选取合适的k_1、k_2可以保证系统稳定性并有效改善动态性能。由于k_1对动态性能的调节能力要强于k_2,因此,在整定k_1、k_2时,可优先调整k_1来优化转速跟踪性能。在获取理想的转速跟踪性能之后,进而调整k_2来同时保证系统的抗扰性能。

3.3 所提出 HESO 的自适应优化方案

由上一小节的分析可知,k_1、k_2对惯量参数不匹配时系统的动态性能有显著改善作用。但是参考图 11,当k_1、k_2均不为 0 时,扰动无法被完全抑制,系统在加载状态下进入稳态会存在固定偏置。本小节对该偏置做定量分析,并且提出一种可以完全消除该偏置的参数自适应机制。

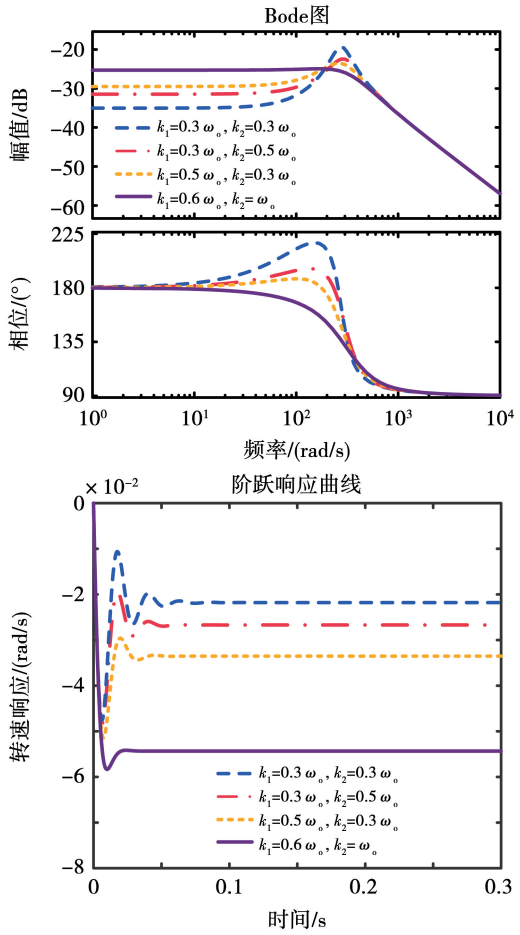


图 11　$G_{Jd1}(s)$ 的特性曲线(b=26)

Fig. 11　Characteristic of $G_{Jd1}(s)$ (b=26)

根据式(23),可将由负载转矩引起的电机系统转速输出误差定义为 e_{ss}。根据终值定理可得到

$$e_{ss}=\lim_{s\to 0}\left|G_{Jd1}(s)T_L\right|=\frac{k_1k_2}{h_3+h_2k_2+h_1k_1k_2}\cdot\frac{T_L}{J_0}。\tag{28}$$

结合式(19),e_{ss}的取值范围可写为

$$e_{ss}\leqslant\frac{k_1k_2}{3\omega_o^3}\cdot\frac{T_L}{J_0}。\tag{29}$$

由式(29)可知,e_{ss}数量级较小,且随 ω_o和 J_0增大,e_{ss}会进一步减小。但是,当 J_0较小时,电机受扰动时产生的稳态偏置会被放大。

结合式(23),可得到输入单位负载转矩时不同 k_1、k_2对超调和 e_{ss}的影响,如图 13 所示。和上一小节的分析一致,k_1、k_2增大均有利于减小超调,且 k_1的调节能力会大于 k_2。当两者均不为 0 时,系统更容易获得良好的动态性能。然而,此时 k_1、k_2增大会削弱系统的抗扰动能力。因此,k_1、k_2参数变化对扰动的抑制效果和对超调的削弱效果是相反的,在实际的电机系统中,需要权衡参数整定策略以同时获取良好的动、稳态性能。

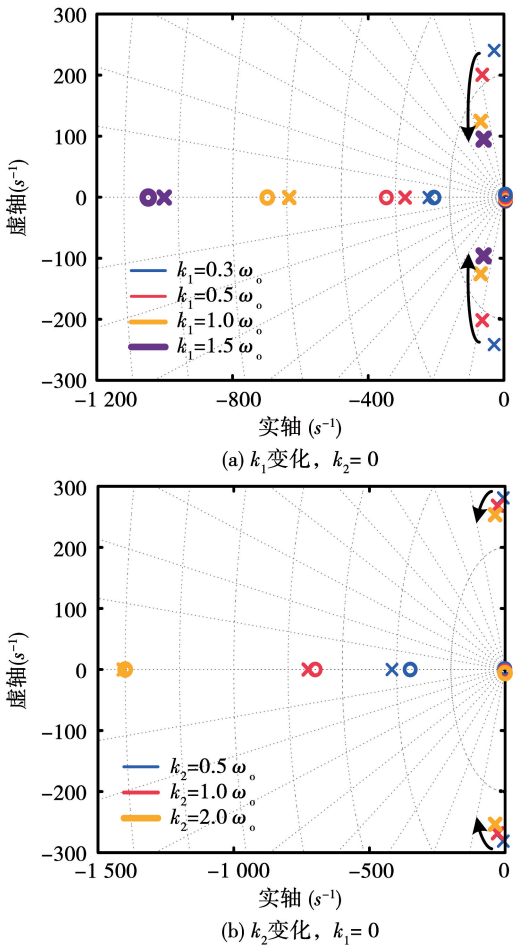


图 12　不同 k_1、k_2下 $G_{Jd1}(s)$ 的零极点位置变化图(b=26)

Fig. 12　Pole-zero maps of $G_{Jd1}(s)$ under different k_1, k_2 (b=26)

为同时获取理想的动态性能和扰动抑制能力,本文设计了一种基于电机转速跟踪误差的 k_1、k_2参数自适应机制,如图 14 所示。将用于优化动态过程的 HESO 方案称为 HESO1,将用于改善扰动抑制能力的 HESO 方案成为 HESO2。

该自适应切换方案说明如下:

1)将参考转速 ω_{mref}和实际转速 ω_m之差定义为 e,并设置阈值 δ_1和 δ_2($\delta_1>\delta_2$)。其中:δ_1为系统动、稳态分界,要求 $\delta_1>e_{ss}$;δ_2用于判断稳态误差是否处于系统容许范围,主要受测量噪声影响,实际取值由系统容许的稳态误差决定。

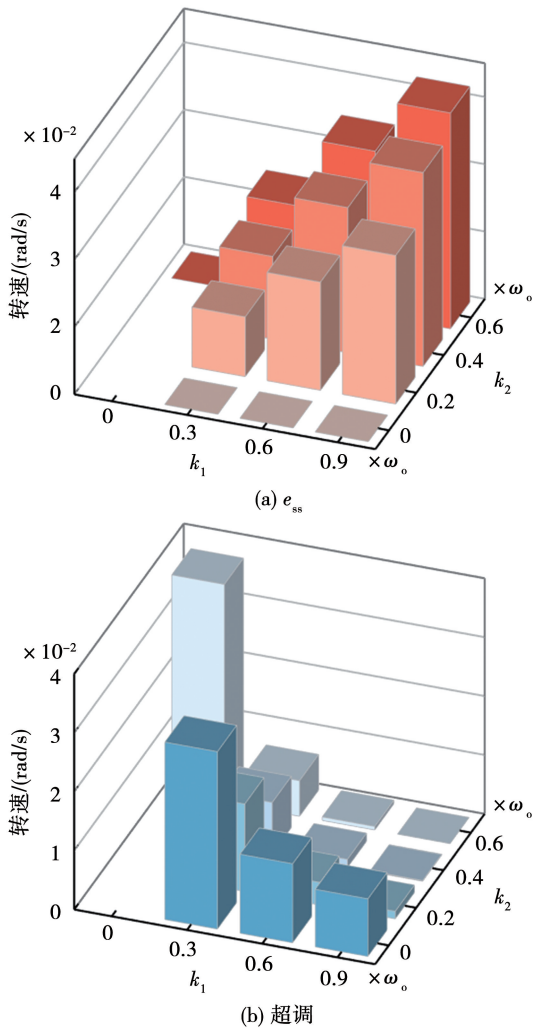


图 13 不同 k_1、k_2取值对抗扰性能的影响

Fig. 13 Disturbance rejection characteristics under different k_1, k_2

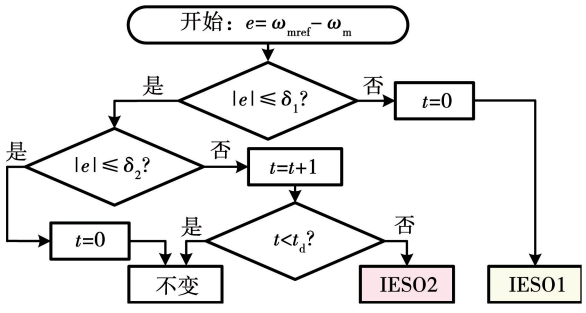


图 14 自适应切换逻辑流程图

Fig. 14 Flowchart of adaptive switching logic

2)首先,比较 e 的绝对值和 δ_1,判断系统处于稳态过程还是动态过程。当判断状态为动态过程时,选用 HESO1。当判断状态为稳态过程时,继续比较 e 的绝对值和 δ_2,当转速误差处于容许范围内时,无需对参数进行调整。而当稳态误差较大时,进入滞环比较阶段。

3)在滞环比较阶段,为给系统预留出动态响应时间以避免 HESO 的误切换,设置一定的延时 t_d。当且仅当 $t \geqslant t_d$时,切换为 HESO2。

基于该自适应机制,HESO1 可以不必考虑扰动抑制能力问题,通过增大 k_1、k_2削弱超调,从而保证理想的动态性能。HESO2 的 k_1 与 HESO1 取相同值,令 $k_2=0$,从而完全消除稳态偏置。

4 实验结果及分析

为验证所提出控制方案的可行性,在控制器上实现了基于常规 ESO 和所提出 AS-HESO 的电机转速控制方案。所提出 AS-HESO 的控制框图如图 15 所示。实验所采用的 PMSM 参数如表 1 所示。实验平台如图 16 所示,主要由基于 TMS320F28379D 的数字信号处理器、三相逆变器、电流传感器等组成。实验过程中,PWM 信号和电流回路的更新频率为 20 kHz,转速回路的更新频率为 10 kHz。系统等效转动惯量 J 为 0.033 379 kg·m^2。由于 J 在实验过程中无法改变,故采用改变控制器中的电机标称惯量值 J_0的方式来调整惯量比,进而模拟电机系统转动惯量不匹配时的工况。

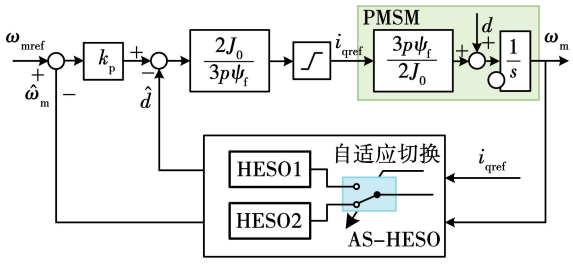


图 15 所提出 AS-HESO 的控制框图

Fig. 15 Block diagram of proposed AS-HESO

表 1 PMSM 电机参数

Table 1 Parameters of PMSM

电机参数	数值	电机参数	数值
母线电压/V	320	极对数	2
定子电阻/Ω	0.47	定子电感/mH	2.77
转动惯量/(kg·m^2)	0.002 72	定子磁链/Wb	0.375 3
额定功率/kW	3.1	额定转速/(r/min)	2 000

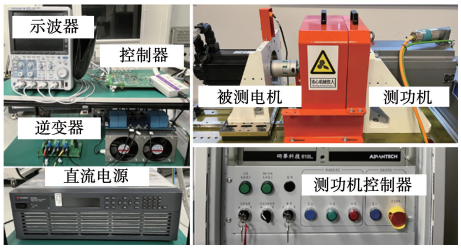


图 16　电机测试平台

Fig. 16　Experimental platform for PMSM system

为比较不同惯量比下常规 ESO 和所提出 AS-HESO 的性能,在 2 种 ESO 带宽相同的情况下进行对比实验,取 $\omega_c=\omega_o=5$,比例增益 $k_p=10$。所提出 AS-HESO 的参数 $k_1=5$,$k_2=0.1$,对 2 种算法的跟踪性能和抗扰性能进行综合比较分析。

1)参考跟踪性能。

图 17 比较了不同惯量比下常规 ESO 和所提出 AS-HESO 的参考跟踪性能。实验工况为:令负载转矩为 0,转速参考值 n_{mref} 由 0 阶跃至 500 r/min。d 轴电流参考值设置为 0。在实验波形图中,b 为惯量比,i_d 和 i_q 分别为 d、q 轴的实际电流。signal 信号用于指示所提出 AS-HESO 的自适应切换情况,当 signal 信号为低电平时,采用 HESO1;当 signal 信号为高电平时,采用 HESO2。

由图 17 可知,当 $b=1$ 时,惯量匹配,此时 2 种方法均能无超调跟踪转速阶跃信号。常规 ESO 和所提出 AS-HESO 的调整时间 t_s 分别为 1.07 s 和 0.571 s,基于所提出 AS-HESO 的控制算法动态响应速度要快于常规 ESO。当惯量参数不匹配时,常规 ESO 的阶跃响应过程开始出现超调,且响应速度变慢。以 $b=6$ 为例,常规 ESO 在跟踪阶跃转速信号时会出现 96 r/min 的超调,此时调整时间 $t_s=5.46$ s,相较于惯量匹配时慢了 4.39 s。而在同样的惯量比下,所提出 AS-HESO 方案具有更优秀的动态响应性能,可以做到几乎无超调地跟踪阶跃转速信号,并且 $t_s=0.828$ s,比惯量匹配时慢了 0.257 s。所提出 AS-HESO 的调整时间虽有延长,但是相较于常规 ESO 仍有明显优势。这证明了所提出算法在惯量参数不匹配工况下具有良好的动态性能,与理论分析一致。

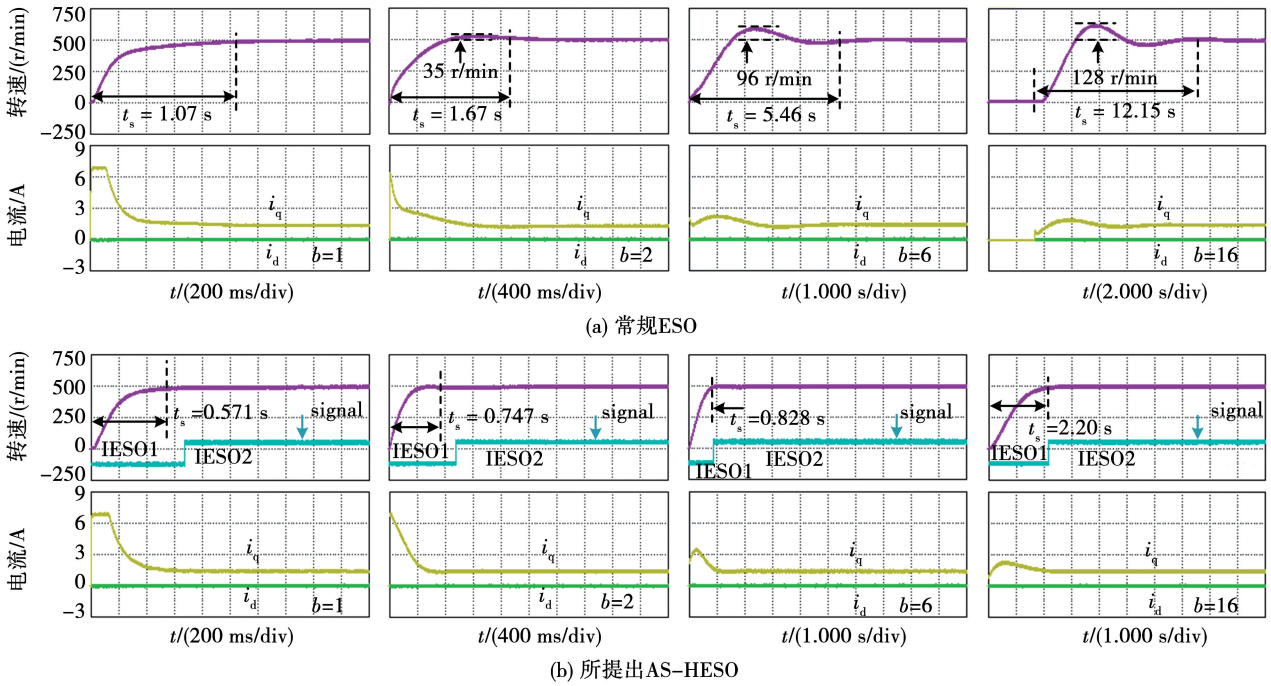


图 17　不同惯量比下阶跃速度指令跟踪响应的实验结果

Fig. 17　Experimental results when tracking step speed reference under different inertia ratios

2)抗扰性能。

图 18 比较了不同惯量比下常规 ESO 和所提出 AS-HESO 的抗扰性能。实验条件为:在电机处于 500 r/min 匀速运行时,负载转矩在特定时刻由 0 阶跃至 3.5 N·m。以 $b=6$ 为例,常规 ESO 在突加负载时,转速跌落 464 r/min,且在转速恢复过程中出

现较为明显的振荡。而所提出 AS-HESO 的转速跌落为 224 r/min,比常规 ESO 的跌落值降低 50%,在转速恢复过程中没有超调和振荡。同时,转速恢复的动态过程加快。可以看出,随惯量参数不匹配程度增大,常规 ESO 和所提出 AS-HESO 的抗扰性能都会恶化。但是在惯量参数不匹配程度相同时,所提出 AS-HESO 的抗扰性能要优于常规 ESO。

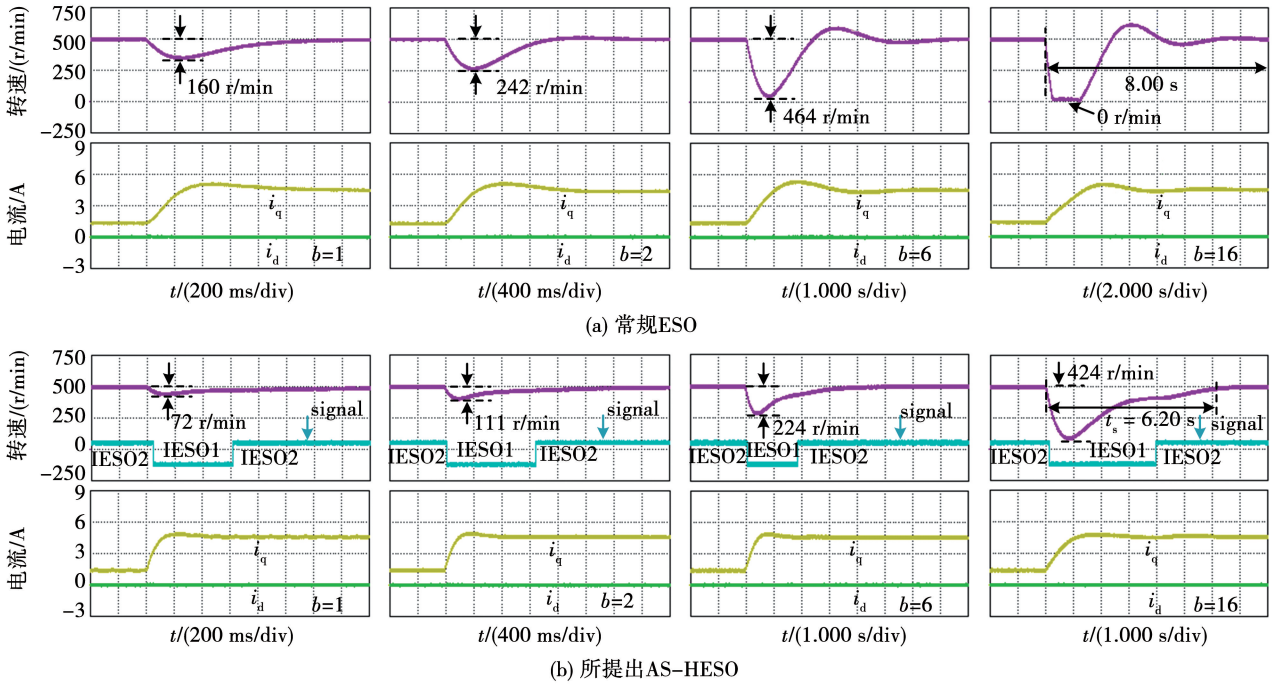


图 18 不同惯量比下负载扰动时的实验结果图

Fig. 18 Experimental results with load disturbance underdifferent inertia ratios

5 结 论

针对惯量参数不匹配下的转速控制性能恶化问题,本文从集总扰动的性质变化以及控制理论 2 个角度对控制系统动态性能进行分析。通过分析发现:常规 ESO 的 PMSM 控制系统无法快速、准确地补偿集总扰动的主要原因为集总扰动微分不恒为 0;此外,系统传递函数中引入共轭极点,在转动惯量参数不匹配时会导致在控制过程中出现超调,且超调量随惯量比增大而增大。为此,文中设计了一种改进型 ESO 结构,并提出基于 AS-HESO 的电机转速控制方案。具体如下:

1)从提高观测器观测速度的角度出发,通过对集总扰动微分项进行观测,提高观测器的阶次,从而加快观测器观测速度,以适应由转动惯量参数不匹配带来的集总扰动时变问题。

2)引入滤波参数 k_1 和 k_2,使得所提出 HESO 的零极点位置可以灵活调整,从控制理论角度减轻了由惯量参数不匹配带来的超调和振荡问题。

3)进一步地,设计了一种适用于所提出 HESO 滤波参数的自适应切换方案。实验结果表明,该切换方案可同时保证控制系统具有良好的动态性能和稳态性能。

基于所提出 AS-HESO 的电机转速控制系统通过将改进结构 HESO 和自适应切换方案 2 个环节有效结合,改善转动惯量参数不匹配时的参考跟踪性能和抗扰性能,保证良好的动态性能和鲁棒性。

参 考 文 献:

[1] YANG J, CHEN W H, LI S, et al. Disturbance/uncertainty estimation and attenuation techniques in PMSM drives—a survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(4): 3273.

[2] ARMSTRONG R W. Load to motor inertia mismatch: unveiling the truth[C]//Drives and Controls Conference, March 10 - 12, 1998, Telford, England. 1998: 229 - 234.

[3] MOSCROP J, COOK C, MOLL P. Control of servo systems in the presence of motor-load inertia mismatch[C]// IECON' 01. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, November 29-December 2, 2001, Denver, CO, USA. 2001: 351

-356.

[4] 康尔良, 朱金荣, 韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 112.
KANG Erliang, ZHU Jinrong, HAN Kangwei. Design of new reaching law of sliding mode controller forpermanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines andControl, 2024, 28(7): 112.

[5] LIU J, LI H, DENG Y. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(4): 3655.

[6] 刘细平, 胡卫平, 丁卫中, 等. 永磁同步电机多参数辨识方法研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1198.
LIU Xiping, HU Weiping, DING Weizhong, et al. Research on multi-parameter identification method of permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1198.

[7] 禹聪, 康尔良. 永磁同步电机模糊滑模速度控制器设计[J]. 电机与控制报, 2022, 26(7): 98.
YU Cong, KANG Erliang. Design of fuzzy sliding mode speed controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control,2022, 26(7): 98.

[8] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19.
HAN Jingqing. Auto-disturbance-rejection controller and is applications[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19.

[9] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202.
LI Jie, QI Xiaohui, XIA Yuanqing, et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control[J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(2): 202.

[10] 王晓远, 刘铭鑫, 陈学永, 等. 电动汽车用 PMSM 带滤波补偿三阶滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 25.
WANG Xiaoyuan, LIU Mingxin, CHEN Xueyong ,et al. Third-order sliding mode active disturbance rejection control of PMSM with filter compensation for electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 25.

[11] LIN S, CAO Y, WANG Z, et al. Speed controller design for electric drives based on decoupling two-degree-of-freedom control structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12), 15996.

[12] 邱建琪, 留若宸. 永磁同步电机位置伺服系统改进自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 42.
QIU Jianqi, LIU Ruochen. Improved active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor position servo system[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(11): 42.

[13] LI S, LIU Z. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050.

[14] HOU Q, DING S. Finite-time extended state observer-based super-twisting sliding mode controller for PMSM drives with inertia identification[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 8(2): 1918.

[15] 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.

[16] ZUO Y, CHEN J, ZHU X, et al. Different active disturbance rejection controllers based on the same order GPI observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 10969.

[17] 张世华, 齐晓慧, 万慧. 广义非线性扩张状态观测器设计及性能分析[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(12): 2059.
ZHANG Shihua, QI Xiaohui, WAN Hui. Design and performance analysis of generalized nonlinear extended state observer [J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(12): 2059.

[18] XIONG J, FU X. Extended two-state observer-based speed control for PMSM with uncertainties of control input gain and lumped disturbance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(6): 6172.

[19] ŁAKOMY K, MADONSKI R. Cascade extended state observer for active disturbance rejection control applications under measurement noise[J]. ISA Transactions, 2021, 109: 1.

[20] WANG C, YAN J, HENG P, et al. Enhanced LADRC for permanent magnet synchronous motor with compensation function observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(3): 3424.

[21] ZHU S, HUANG W, ZHAO Y, 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, 2021, 37(2): 2009.

[22] WANG H, ZUO Y, ZHAO C, et al. Robustness improvement for motor system with inconstant inertia using active disturbance rejection controller with an extra extended state[C]// 2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC), December 5-8, 2022, Nadi, Fiji. 2022: 1-6.

[23] ZHU S, HUANG W, SUN Z. Performance improvement of high order ESO-based speed controller for PMSM drives using pole-zero-placement design[C]// 2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), November 5-8, 2023, Zhuhai, China. 2023: 174-179.

[24] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, CO, USA. 2003: 4989-4996.

(编辑:刘琳琳)