

一种基于自抗扰的永磁同步电机复合控制策略^{*}

方圣龙, 樊继东

(湖北汽车工业学院 汽车工程学院, 湖北 十堰 442000)

摘要: 为进一步提高永磁同步电机自抗扰控制器(ADRC)的调速控制性能, 简化控制器参数整定的复杂程度, 提出了一种复合 ADRC 控制策略。首先, 速度环采用模糊参数整定的滑模自抗扰控制器, 并分析了主要参数的整定方法。其次, 设计了滑模转矩观测器, 来估计实时的负载转矩。最后, 设计电流环, 采用有限集模型预测控制(FCS-MPC), 对三相两电平电压源型逆变器的 8 种开关序列遍历寻优, 并抑制转矩的脉动。仿真结果表明: 该复合控制策略能有效提高永磁同步电机 ADRC 的控制性能, 增强系统的抗扰动能力以及鲁棒性, 控制性能优于传统的 ADRC 控制和 PI 控制。

关键词: 永磁同步电机; 自抗扰控制器; 滑模控制; 模糊控制; 转矩观测; 有限集模型预测控制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)10-0062-08

doi: 10.12177/emca.2023.121

A Composite Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Active Disturbance Rejection^{*}

FANG Shenglong, FAN Jidong

(College of Automotive Engineering, Hubei University of Automotive Technology, Shiyan 442000, China)

Abstract: In order to further improve the speed control performance of active disturbance rejection controller (ADRC) for permanent magnet synchronous motor (PMSM), and simplify the complexity of controller parameter setting, a compound ADRC control strategy is proposed. Firstly, the sliding mode ADRC with fuzzy parameter tuning is used in the velocity loop, and the tuning methods of the main parameters is analyzed. Secondly, a sliding mode torque observer is designed to estimate the real-time load torque. Finally, the current loop is designed, and the finite set model predictive control (FCS-MPC) is used to optimize 8 kinds of switching sequences of three-phase two-level voltage source inverter and suppress torque pulsation. The simulation results show that the composite control strategy can effectively improve the control performance of the permanent magnet synchronous motor ADRC, enhance the anti-disturbance ability and robustness of the system, and the control performance is better than the traditional ADRC control and PI control.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); active disturbance rejection controller (ADRC); slide mode control; fuzzy control; torque observation; finite control set-model predictive control (FCS-MPC)

0 引言

永磁同步电机(PMSM)凭借功率密度高、结

构简单、可靠性强等优点, 被广泛应用于汽车、机器人等各类工业领域。高精度的应用场合也对其控制性能提出了更高的要求。传统 PI 控制方法

收稿日期: 2023-05-16; 收到修改稿日期: 2023-07-06

^{*} 基金项目: 湖北省重点实验室开放基金项目(2018XTZX042)

作者简介: 方圣龙(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机控制与应用。

樊继东(1976—), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为汽车电子、电机控制。(通信作者)

较为简单且以开环零极点对消等方式,只需控制开环截止频率就能实现控制器参数整定^[1]。但由于其控制机理是基于误差反馈来消除误差,因此即使不断调节控制器参数,也很难兼顾动态特性与稳态特性,适用于控制精度不高的场合。

为提升 PMSM 调速控制性能,近年来越来越多的控制策略被应用到 PMSM 控制当中。例如,自抗扰控制(ADRC)、自适应控制、内模控制、模型预测控制和鲁棒控制等应用于控制器设计,滑模控制、模糊控制、神经网络控制和粒子群算法等控制策略应用于 PMSM 控制器参数整定或电机参数辨识。

滑模控制(SMC)是一种特殊的非线性控制算法,其根据系统状态位置变化进行控制,具有响应速度快、抗扰动能力强的特点^[2-3]。有限集模型预测控制(FCS-MPC)无需复杂的调制过程,运算量小,且无需考虑连续集模型预测的控制域和预测域,计算有限的开关量预测的电流值,通过价值函数寻优直接输出开关状态^[4]。

ADRC 能够将模型参数摄动和建模不准确等造成的未知扰动项加入到总扰动项进行估计,因此具有较强的鲁棒性且对模型的依赖程度较低。但其也存在配置参数较多且物理意义不明确等问题,在实际工程应用中缺乏明确的整定方向^[5]。因此在 ADRC 的基础上结合其他控制算法构成复合控制策略,既能够减少控制参数整定不明的问题,又能进一步提高整体控制性能,成为了当前的研究热点。文献[6]提出了一种降阶的自抗扰位置控制,简化了控制器结构并提升了干扰估计的快速性,但内环均采用 PI 控制器,整体控制效果较差。文献[7]提出了一种位置伺服改进变结构自抗扰控制策略,改变了滑模扩张状态观测器的误差状态方程,并在非线性状态误差控制律中将等速趋近律改为指数律,提高了伺服系统的跟踪性能。但同时也引入了过多的滑模参数项,使得控制器的参数整定更为复杂。文献[8]引入级联线性扩张状态观测器,对系统扰动进行二次观测,提高了对外部扰动的抑制能力,但也使得系统的相位迟滞增大。文献[9]提出了一种改进滑模自抗扰控制算法,将扩张状态观测器及非线性误差反馈控制律中的 *fal* 函数用最优控制函数代替,从而减少待整定参数的个数,但同时引入了扰动反

馈项,且没有考虑到扰动项的摄动以及扰动项的观测。

为了进一步提高 PMSM 自抗扰控制的调速控制性能,以及简化参数整定的复杂过程,设计了一种模糊参数整定的滑模自抗扰控制器。设计滑模转矩观测器,来实时估计负载转矩,电流环采用有限集模型预测控制,减小转矩脉动的同时提高系统静态性能。通过与传统 ADRC 及 PI 控制策略进行对比试验,可知复合控制策略能提高控制系统的静态性能,增强系统的抗干扰能力和鲁棒性。

1 PMSM 数学模型

本文研究对象为表贴式的 PMSM,其交、直轴电感相等。忽略铁心饱和、不计涡流损耗与迟滞损耗,且设定各绕组对称时,建立 PMSM 电磁转矩方程如下:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (1)$$

式中: T_e 为电磁转矩; i_q 为 q 轴电流分量; ψ_f 为永磁体磁链; p_n 为极对数。

运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (2)$$

式中: J 为系统转动惯量; ω_m 为电机机械角速度,若没有额外说明则默认转速单位为 rad/s; T_L 为负载转矩; B 为系统的黏滞摩擦因数。

2 传统非线性自抗扰控制器

将转矩方程带入电机运动方程得:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \right) - \frac{T_L + B\omega_m}{J} \quad (3)$$

令 $b = \frac{3}{2J} p_n \psi_f$, $a = -\frac{T_L + B\omega_m}{J}$, 则式(3)转换为

如下形式:

$$\dot{\omega}_m = a + bi_q \quad (4)$$

式中: b 为控制器增益; a 为系统的总扰动项。

由式(1)~式(4)可以得到传统一阶调速系统的非线性自抗扰控制器(NLADRC)的结构, NLADRC 分为 3 个部分:跟踪微分器(TD)、扩张状态观测器(ESO)和非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)。

2.1 跟踪微分器

$$\begin{cases} \dot{\omega}_1 = \omega_2 \\ \dot{\omega}_2 = -1.76r\omega_2 - r^2(\omega_1 - \omega_m^*) \end{cases} \quad (5)$$

式中: ω_1 、 ω_2 分别为电机给定转速信号 ω_m^* 的跟踪信号及其微分信号; r 为速度因子。

非线性 $fal(e, \alpha, \delta)$ 函数形式如式(6):

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta \\ \text{sgn}(e) |e|^\alpha, & |e| \geq \delta \end{cases} \quad (6)$$

式中: $fal(e, \alpha, \delta)$ 为幂次函数; e 为误差; α 为幂次; δ 为线性区间。

2.2 非线性扩张状态观测器

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - \omega_m \\ \dot{x}_1 = x_2 - \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta_1) + bi_q \\ \dot{x}_2 = -\beta_2 fal(e_1, \alpha_2, \delta_1) \end{cases} \quad (7)$$

式中: x_1 为电机转速观测值; x_2 为电机总扰动的观测值; β_1 、 β_2 分别为 ESO 的增益。

2.3 非线性状态误差反馈控制律

$$\begin{cases} e_2 = \omega_1 - x_1 \\ i_{q0} = -\beta_3 fal(e_2, \alpha_3, \delta_2) \\ i_q^* = i_{q0} - x_2/b \end{cases} \quad (8)$$

式中: i_{q0} 为基本控制量; i_q^* 为 q 轴电流给定量。

3 滑模自抗扰控制器设计

除 TD 外,非线性自抗扰控制器存在 8 个待整定参数且物理意义不明的缺陷,给 NLADRC 的实际应用带来一定困难,故对 ESO 和 NLSEF 结构进行改进^[10]。

3.1 滑模扩张状态观测器

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + bi_q \\ \dot{x}_2 = -k |e_1| \text{sgn}(s_1) - qs_1 - ce_2 \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数; c 为滑模面参数; k 为滑模切换向量函数增益; q 为指数趋近律参数且为正常数。

由上式减去式(4)得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\omega}_m = x_2 + bi_q - a - bi_q = e_2 \\ \dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{a} = -k |e_1| \text{sgn}(s) - qs - ce_2 - \dot{a} \end{cases} \quad (10)$$

取滑模面为

$$s_1 = ce_1 + e_2 \quad (11)$$

则对 s_1 求导得:

$$\dot{s}_1 = ce_1 + \dot{e}_2 = -k |e_1| \text{sgn}(s_1) - qs_1 - \dot{a} \quad (12)$$

构建 Lyapunov 函数对滑模扩张状态观测器的稳定性进行分析证明,其数学形式如下:

$$V = \frac{1}{2} s_1^2 \quad (13)$$

对 V 进行求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s_1 \dot{s}_1 = s_1 [-k |e_1| \text{sgn}(s_1) - qs_1 - \dot{a}] = \\ &= -k |e_1| |s_1| - qs_1^2 - \dot{a}s_1 \leq \\ &= -k |e_1| |s_1| + |\dot{a}| |s_1| = \\ &= |s_1| [|\dot{a}| - k(e_1)] \end{aligned} \quad (14)$$

由于扰动估计值 $\dot{a}$ 为有界分量,因此当 k 满足 $k \geq |\dot{a}|/|e_1|$ 时,满足 Lyapunov 稳定性判据,滑模扩张状态观测器是收敛的。

3.2 滑模状态误差反馈控制律

$$\begin{cases} e_3 = \omega_1 - x_1 \\ \dot{e}_3 = i_{q0} = -\frac{1}{c_1} [k_1 |e_3| \text{sgn}(s_2) + q_1 s_2] \\ i_q^* = i_{q0} - \frac{x_2}{b} \end{cases} \quad (15)$$

式中: c_1 为滑模面参数; k_1 为滑模切换向量函数增益; q_1 为指数趋近律参数。

取滑模面为

$$s_2 = c_1 e_3 \quad (16)$$

对 s_2 求导即可得到:

$$\begin{aligned} s_2 \dot{s}_2 &= s_2 [-k_1 |e_3| \text{sgn}(s_2) - q_1 s_2] = \\ &= -k_1 |e_3| |s_2| - q_1 s_2^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (17)$$

综上所述,只要 k_1 、 q_1 为正常数,即可满足 Lyapunov 稳定性判据。

3.3 滑模扩张状态观测器主要参数整定

k 、 q 的取值决定着电机状态变量从相平面位置收敛进入滑动状态的速度快慢,根据控制要求设计后,控制器性能主要由 c 决定。当 c 的取值过小会增大电机转速的稳态误差;当 c 的取值过大时又会引起稳态转速脉动增大的问题,因此 c 的取值显得至关重要。选取一个合适的 c 值,保证稳态误差小的同时,还要尽可能使稳态脉动较小,使得电机平稳运行。当电机进入稳态运行时,给定一个计算周期,计算该周期内每一采样时刻

给定转速与实际转速之差的平方,并累加求和,记为 η 。设定 $c_{\min}$ 为初始值,step为步长, $c_{\max}$ 为最大值,在范围内多次试验得到使 η 最小的 c 值。其整定流程图如图1所示。

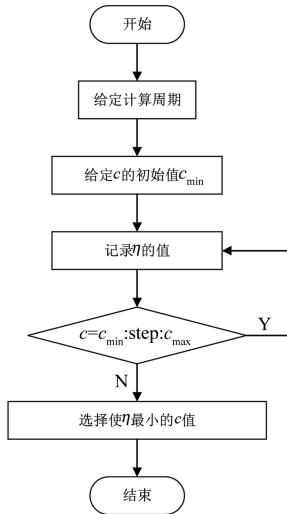


图1 滑模参数 c 整定流程图

3.4 滑模状态误差反馈控制律主要参数整定

在TD环节中的速度因子确定后,影响电机转速的效果主要由 c_1 确定。当 c_1 过大时,电机动态效果减弱;当 c_1 过小时,会引起转速到达跟踪时的超调增大。为了使电机无超调到达给定,减小动态的波动,采用模糊控制策略对 c_1 进行自整定,改善控制效果。

根据 e_3 以及 e_3 的变化率 e_4 作为模糊控制的输入量,分别设置基本论域为 $[0, 40]$ 、 $[0, 60]$, Δc_1 为模糊控制器的输出量,在线整定滑模状态误差反馈控制律的滑模面参数 c_1 ,使其逼近最优控制参数。选取高斯函数作为 e_3 、 e_4 的隶属度函数, Δc_1 选取三角函数作为隶属度函数,基本论域设置为 $[0, 50]$,在其论域上定义5个语言子集: {负大(NB)、负小(NS)、零(Z)、正小(PS)、正大(PB)}。模糊推理采用 Mamdani 算法,去模糊化算法采用平均加权法,建立 Δc_1 整定模糊规则如表1^[11]。

去模糊化后得到修正参数 Δc_1 ,代入式(18)进行计算:

$$c_1 = c_{10} + \Delta c_1 \quad (18)$$

式中: c_{10} 为 c_1 的初始值,根据电机转速响应时间要求可大致确定 c_{10} 的大小。

表1 Δc_1 模糊规则表

e_3	e_4				
	NB	NS	Z	PS	PB
NB	PB	PS	PS	PS	Z
NS	PB	PS	PS	Z	NS
Z	PS	PS	Z	NS	NS
PS	PS	Z	NS	NS	NB
PB	Z	NS	NS	NS	NB

根据式(18)得到模糊参数整定的滑模状态误差反馈控制律的结构图如图2所示。

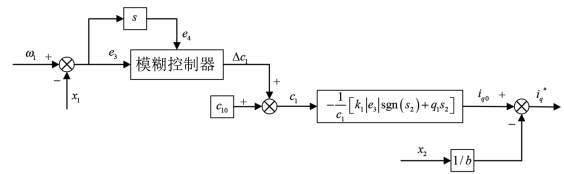


图2 模糊整定的滑模状态误差反馈控制律结构图

3.5 滑模负载转矩观测器设计

由式(3)可知系统的总扰动项 a 包含负载转矩,因此设计一个滑模负载转矩观测器对负载转矩 T_L 进行在线估计^[12]。滑模负载转矩观测器为

$$\frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = \frac{3}{2J} p_n \psi_f i_q - \frac{B\hat{\omega}_m}{J} + k_2 \operatorname{sgn}(\varepsilon) + q_2 \varepsilon \quad (19)$$

式中: $\hat{\omega}_m$ 为转速的观测值;令 $\varepsilon = \omega_m - \hat{\omega}_m$ 为滑模面; k_2 、 q_2 分别为趋近律的开关增益和指数项系数,且都为正常数, q_2 响应越大速度越快,但过大会导致观测值脉动增大。

由式(19)减去式(3)可得观测器误差方程为

$$\dot{\varepsilon} = -\frac{B}{J}\varepsilon - \frac{T_L}{J} - k_2 \operatorname{sgn}(\varepsilon) - q_2 \varepsilon \quad (20)$$

选取如下 Lyapunov 函数,即:

$$V_1 = \frac{1}{2} \varepsilon^2 \quad (21)$$

对式(21)求导,并将式(20)代入得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \varepsilon \left[-\frac{B}{J}\varepsilon - \frac{T_L}{J} - k_2 \operatorname{sgn}(\varepsilon) - q_2 \varepsilon \right] \leq \\ &= -\frac{T_L}{J}\varepsilon - k_2 |\varepsilon| \leq \\ &= \left| \frac{T_L}{J} \right| |\varepsilon| - k_2 |\varepsilon| = |\varepsilon| \left(\left| \frac{T_L}{J} \right| - k_2 \right) \end{aligned} \quad (22)$$

由于负载转矩有界,故取 $k_2 \geq \frac{|T_L|}{J}$ 时, $\dot{V}_1 \leq 0$ 成立。由 Lyapunov 稳定性判据可知,该观测器是渐进稳定的。

当系统到达滑模面后,由滑模等值控制原理,有 $e = \dot{e} = 0$,根据式(20)构建的滑模负载转矩观测器框图如图3所示。

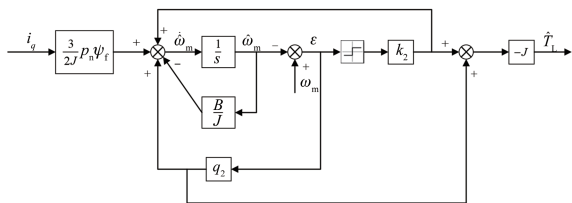


图3 滑模负载转矩观测器框图

4 电流环有限集模型预测控制器设计

采用一阶欧拉法对 d 、 q 轴下的定子电流方程进行离散化处理得:

$$\begin{cases} i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_q(k) - R_s i_q(k) + E_q(k)] \\ i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L_s} [u_d(k) - R_s i_d(k) + E_d(k)] \\ E_q(k) = -\omega_e(k) L_s i_d(k) - \omega_e(k) \psi_f \\ E_d(k) = \omega_e(k) L_s i_q(k) \end{cases} \quad (23)$$

式中: T_s 为采样周期; $i_q(k)$ 、 $i_d(k)$ 分别为 d 、 q 轴电流在 k 时刻的值; $u_q(k)$ 、 $u_d(k)$ 分别为 d 、 q 轴电压在 k 时刻的值; $E_q(k)$ 、 $E_d(k)$ 分别为反电动势在 k 时刻的采样值; L_s 为定子电感; R_s 为定子电阻; ω_e 为电角速度。

采用电流跟踪控制,通过坐标变换把定子电流解耦成 d 、 q 轴的电流分量,通过电流偏差的平方和来构建价值函数:

$$g_i = [i_q^* - i_q(k+1)]^2 + [i_d^* - i_d(k+1)]^2 \quad (24)$$

式中: g_i 为价值函数; i_d^* 为 d 轴电流给定值; $i_q(k+1)$ 、 $i_d(k+1)$ 分别为 d 、 q 轴电流在 $(k+1)$ 时刻的预测值。

通过系统离散化预测模型对逆变器 8 种有限开关状态对应的 $(k+1)$ 时刻的电流值进行预测,利用 d 、 q 轴电流偏差的平方和来构建价值函数。

采用遍历寻优法选出 $(k+1)$ 时刻使价值函数最小的逆变器的最优开关状态,并直接作用于逆变器。该控制方式相对于传统的空间矢量脉宽调制技术,无需复杂的空间矢量调制过程和 PI 控制器参数整定,能够实现快速跟踪给定电流^[13]。

在 8 种开关序列中有 $U_0 = U_7$ 为电压零矢量,其余为 6 个有效电压矢量,对开关序列的寻优等效为对电压矢量的寻优。电流环有限集模型预测控制流程图如图 4 所示。

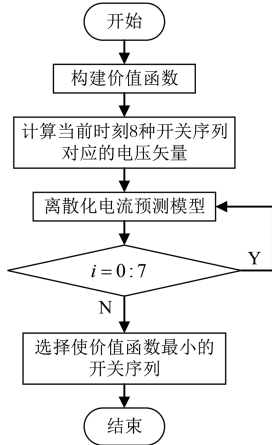


图4 有限集模型预测控制流程图

5 仿真与结果分析

在 MATLAB/Simulink 平台对改进滑模自抗扰复合控制算法(以下简称复合 ADRC)的可行性进行验证。为更好地验证该控制方法的优势,将其仿真结果与传统的非线性自抗扰算法(以下简称传统 ADRC)和 PI 控制器进行对比。PMSM 具体参数如表 2 所示。

表 2 仿真用 PMSM 参数	
参数名称	参数值
定子电阻/ Ω	0.56
定子电感/mH	2.83
极对数	4
永磁体磁链/Wb	0.253
额定功率/kW	3.5
额定电流/A	11
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	2 000
额定转矩/($N \cdot m$)	16.7
转动惯量/($kg \cdot m^2$)	0.014

以表贴式 PMSM 作为研究对象,采用 $i_d^* = 0$ 型,其控制结构框图如图 5 所示。
的解耦控制策略,搭建 PMSM 调速系统控制模

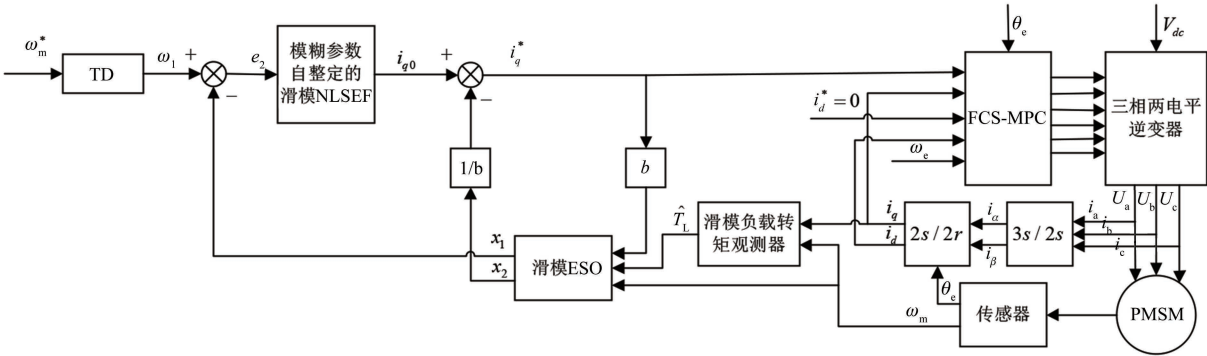


图 5 PMSM 调速系统控制结构框图

为验证该滑模负载转矩观测器的观测效果,在电机稳定运行后,对负载进行调节,观察其跟踪负载转矩的观测能力。以负载转矩为 $0.1\text{ N}\cdot\text{m}$ 模拟真实电机空载情况,电机以额定转速空载运行,在 1.5 s 时突加负载至 $16.7\text{ N}\cdot\text{m}$,在 2.5 s 时突减负载至 $0.1\text{ N}\cdot\text{m}$ 。滑模负载转矩观测器的观测结果如图 6 所示。

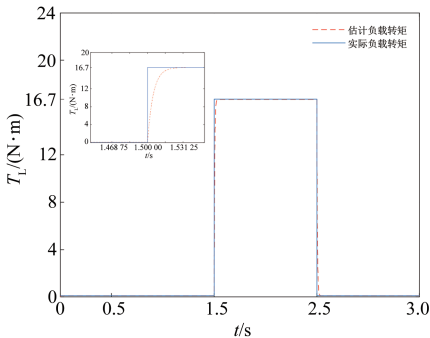


图 6 滑模负载转矩观测图

由图 6 可知,当输入负载出现阶跃后,观测器仅在 0.04 s 内跟踪并达到稳态值,收敛速度快,因此该滑模负载转矩观测器能够在负载波动时起到较好的跟踪观测效果。

为验证有限集模型预测控制对转矩脉动的抑制效果,对复合 ADRC 以及复合 ADRC 电流环采用 PI 控制器的对照组进行对比试验。电机在 $2\,000\text{ r/min}$ 的额定转速下稳定运行,初始负载为 $0.1\text{ N}\cdot\text{m}$,在 1 s 时负载突加至额定转矩 $16.7\text{ N}\cdot\text{m}$,在 2 s 时突减至 $0.1\text{ N}\cdot\text{m}$ 。转矩波形仿真结果如图 7 所示。

观察图 7 可知,电机在稳态时复合 ADRC 相

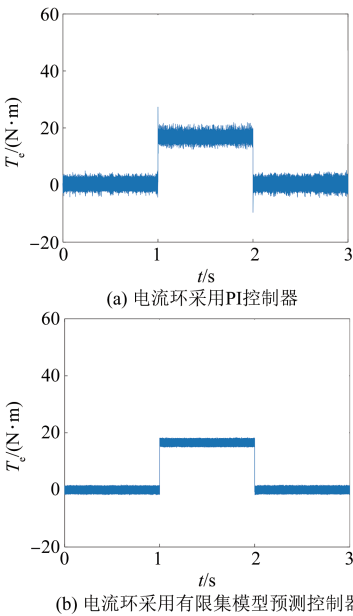


图 7 转矩波形对比

较于复合 ADRC 电流环采用 PI 控制器的转矩脉动要小约 44% ,且在电机负载切换时转矩动态响应幅值波动更小。证明有限集模型预测控制能够改善系统的静态性能,对转矩脉动具有较好的抑制能力。

为验证控制器的鲁棒性,采用电机数学模型进行仿真,控制电机参数的变化。由于转子永磁体随着电机温度的升高会发生退磁,使电机性能发生较大的改变,因此可以通过控制电机磁链变化来验证控制器的鲁棒性。电机在额定功率的工况下运行,在 1 s 时对电机磁链增加振荡幅值为 10% 的永磁体磁链、周期为 0.5 Hz 的正弦波的负

值部分,观察 PI 控制、传统 ADRC 和复合 ADRC 参数变化时鲁棒性的变化。仿真对比结果如图 8 所示。

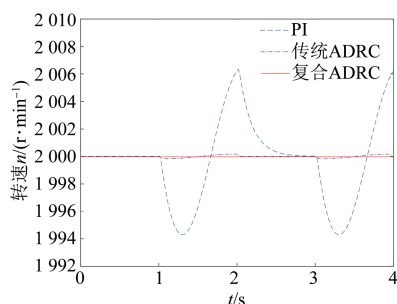


图 8 三种控制方式鲁棒性对比

观察图 8 可知,当永磁体磁链发生变化时,PI 控制会出现幅值为 6 r/min 的周期性波动,稳态恢复时间较长;相较于 PI 控制,传统 ADRC 与复合 ADRC 的幅值波动更小,达到稳态的时间更短,能够更有效地对抗系统参数的干扰,证明了 ADRC 对永磁体磁链变化鲁棒性有较为明显的提升。

图 9 为 PI 控制、传统 ADRC 和复合 ADRC 在空载条件下,电机以 2 000 r/min 的额定转速起动的转速响应对比曲线。

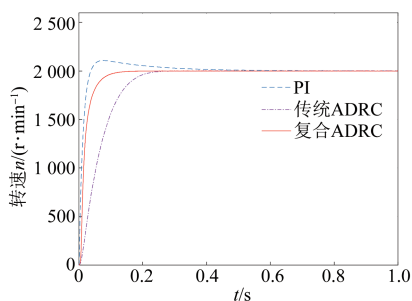


图 9 三种控制方式空载转速响应曲线

由图 9 可知,PI 控制在电机加速阶段会出现 5.3% 的超调,而传统 ADRC 和复合 ADRC 能够平稳、无超调地跟踪给定转速。此外,复合 ADRC 达到稳态的时间为 0.17 s,相较于传统 ADRC 的 0.25 s 以及 PI 的 0.8 s,复合 ADRC 具有更优越的快速性,证明其转速响应的快速性与稳定性要优于 PI 控制和传统 ADRC。

为验证复合控制算法对电机负载波动的抗干扰能力,电机给定转速设置为 2 000 r/min,初始为空载,运行到 0.5 s 加载至额定转矩 16.7 N·m,

在 1.5 s 时减至空载。观察 PI 控制、传统 ADRC 和复合 ADRC 对负载波动时的转速跟踪效果,仿真对比结果如图 10 所示。

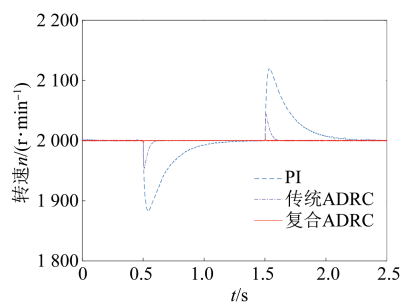


图 10 三种控制方式抗负载干扰对比曲线

由图 10 可知,当负载发生阶跃波动时,PI 控制、传统 ADRC 和复合 ADRC 的转速波动幅值分别为 118 r/min、46 r/min、4 r/min,稳态恢复时间分别为 0.67 s、0.1 s、0.02 s。复合 ADRC 相较于传统 ADRC 进一步减小了变负载时的转速波动幅值,且恢复稳态时间明显缩短,证明复合 ADRC 具有更强的抗负载干扰能力。

为验证复合控制算法对系统负载振荡扰动时的抗干扰能力,电机稳态转速设置为 2 000 r/min,初始负载为 12.7 N·m,运行到 0.2 s 时,增加振荡幅值为 4 N·m、周期为 2 Hz 的正弦波负载,对 PI 控制、传统 ADRC 和复合 ADRC 在振荡负载下的转速跟踪能力进行对比验证,仿真对比结果如图 11 所示。

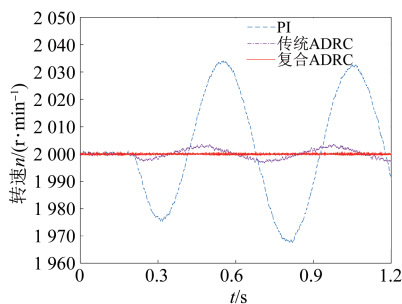


图 11 三种控制方式抗负载周期振荡对比曲线

由图 11 可知,当负载发生小幅振荡波动时,PI 控制会出现幅值为 32 r/min 的转速波动,传统 ADRC 波动幅值较小却仍会出现 3 r/min 的转速波动,只有复合 ADRC 能够保持稳定的转速跟踪,也证明了复合 ADRC 具有更强的抗负载扰动能力。

图 12 为 PI 控制、传统 ADRC 和复合 ADRC 在空载条件下,电机以 1 000 r/min 的转速起动,运行到 1 s 时加速至 2 000 r/min,在 2 s 时减速至 1 000 r/min 的变速跟踪对比曲线。

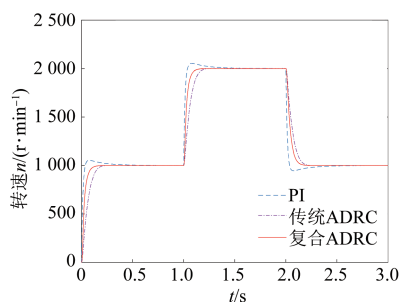


图 12 三种控制方式变速跟踪对比曲线

观察图 12 可知,在变速跟踪对比试验中,复合 ADRC 算法相较于传统 ADRC 算法和 PI 控制算法能够更快速、准确、无超调地实现跟踪给定转速,具有良好的动态性能。

通过上述验证比较结果可以得出,所设计的复合 ADRC 控制算法能够进一步提高系统的响应速度、抗负载扰动能力以及提升系统的鲁棒性,证明了该设计的可行性。

6 结 语

本文设计了一种速度环采用模糊参数整定滑模的自抗扰控制器,电流环采用有限集模型预测控制的复合控制策略。首先,对滑模扩张状态观测器主要参数的给定方法进行分析,并对滑模状态误差反馈控制律的主要参数实现模糊自整定;其次,设计了滑模负载转矩观测器对负载转矩进行观测;最后,电流环采用有限集模型预测控制,减小转矩脉动,改善系统的静动态性能。通过仿真试验验证了该方法的有效性和优越性。结果表明,该复合控制策略能够有效地增强 ADRC 的抗扰动能力,提高系统的鲁棒性。

【参考文献】

[1] 王莉娜,朱鸿悦,杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 104-117.

[2] CHEN H J, XU H, LIU B, et al. The compensated active disturbance rejection controller based on sliding mode control for PMSM [C] // 2015 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems, Shenyang: IEEE, 2015: 240-245.

[3] KANG C, PEICHENG C, SHAO Y, et al. ADRC-based speed control for permanent magnet synchronous machine drives using sliding-mode extended state observer [C] // 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, Harbin: IEEE, 2019: 1-4.

[4] SIAMI M, KHABURID A, RODRIGUEZ J. Simplified finite control set-model predictive control for matrix converter-fed PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2438-2446.

[5] 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): 6715-6726.

[6] 高旭生,李娟,李生权,等. 基于降阶自抗扰的永磁同步电机位置控制[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022, (8): 105-108+113.

[7] 张臻,周扬忠. 永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 263-271.

[8] 邵佳威,蒋全,倪燕青,等. 基于改进自抗扰控制的永磁同步电机位置控制策略[J]. 控制工程, 2022, 29(8): 1487-1496.

[9] 周杨,李祥飞,邹莉华,等. 基于滑模自抗扰的永磁同步电机控制[J]. 湖南工业大学学报, 2022, 36(1): 46-52.

[10] 周杨. 永磁同步电机滑模自抗扰控制策略研究[D]. 长沙:湖南工业大学, 2022.

[11] 于中奇,杜昭平,王伟然. 基于模型预测控制的永磁同步电机改进自抗扰系统研究[J]. 传感器与微系统, 2022, 41(7): 52-56.

[12] 肖会芹,邓鲸昌,何静,等. 基于滑模扰动观测器的 PMSM 增量式模型预测控制[J]. 制造技术与机床, 2023, 730(4): 64-71.

[13] 李自成,易亚文,王后能,等. 基于有限集电流预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8): 13-18+28.