

基于扰动观测器的农用驱动电机变速滑模控制

黄皓 涂群章 蒋成明 潘明 朱昌林 涂志文

(陆军工程大学野战工程学院, 南京 210007)

摘要: 针对农用驱动电机中存在的控制精度不良、抗扰动性差和稳定性弱问题,提出一种基于变速趋近率的滑模变结构控制策略。通过滑模变结构控制提升电机控制精度并提升控制过程中的稳定性,针对传统滑模变结构控制收敛过程中的等速趋近率存在的趋近速度慢、抖振波动大和控制精度低等问题,采用变速趋近率进行优化改进。在变速趋近率中通过引入系统范数,在电机控制过程中有效解决了趋近速度/抖振波动平衡的问题,提升了农用驱动电机的控制效率同时保证了稳定性。同时,由于电机中的内部机械参数和外界负载扰动会对农用电机的调速性能产生直接影响,针对电机控制过程中的内部参数和外界负载扰动,设计一种基于扩展滑模观测器的抗扰动技术,对其进行实时观测并补偿。通过 Matlab/Simulink 仿真测试和电机平台实验验证,证明了本文提出的控制策略的有效性,在启动过程中能够在 0.1 s 之内完成启动转速响应且无超调现象发生,有效提升了农用驱动电机的控制精度和响应速度;通过设计的扰动观测器提升其抗干扰能力和鲁棒性,当受到外界负载扰动 $10 \text{ N}\cdot\text{m}/-10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 时,可以将转速误差控制在 5% 之内,有效地提升了农用电机在运行过程中的稳定性和安全性。

关键词: 农用驱动电机; 扰动观测器; 滑模变结构控制; 参数扰动

中图分类号: TM351

文献标识码: A

文章编号: 1000-1298(2022)07-0447-12

OSID:



Variable Speed Sliding Mode Control of Agricultural Drive Motor Based on Disturbance Observer

HUANG Hao TU Qunzhang JIANG Chengming PAN Ming ZHU Changlin TU Zhiwen

(Field Engineering College, Army Engineering University of PLA, Nanjing 210007, China)

Abstract: Aiming at solving the problems of poor control accuracy, deficient anti-disturbance ability, and weak stability in agricultural drive motor, a sliding mode variable structure control strategy based on variable speed approaching rate was proposed. The motor control accuracy and stability in the motor control process were improved through the sliding mode variable structure control. In view of the problems of slow approaching speed, broad chattering fluctuation, and low control accuracy at the constant speed approaching rate in the convergence process of traditional sliding mode variable structure control, the variable speed approaching rate was studied for optimization and improvement. At the variable speed approaching rate, the problem of approach speed/buffeting fluctuation balance was effectively realized through introducing the system norm in the motor control process, which improved the control efficiency of the agricultural drive motor and ensures stability. In addition, because of the internal mechanical parameters and external load disturbance, which can have a detective influence on the speed control performance of the agricultural motor, an anti-disturbance method based on an extended sliding mode observer was designed to observe and compensate the internal parameters and external load disturbance in the motor control process. Through Matlab/Simulink simulation test and motor platform experiment, it can be proved that the control strategy proposed can complete the starting speed response within 0.1 s in the starting process without overshoot, which effectively improved the control accuracy and response speed of agricultural drive motor. The designed disturbance observer improved its anti-interference ability and robustness. When the external load disturbance of $10 \text{ N}\cdot\text{m}/-10 \text{ N}\cdot\text{m}$ was received, the speed error can be eliminated within 5%, which effectively improved the stability and safety of the agricultural motor in

收稿日期: 2021-08-04 修回日期: 2021-08-25

基金项目: 国家重点研发计划项目(2016YFC0802903)和国家自然科学基金项目(61671470)

作者简介: 黄皓(1995—),男,博士生,主要从事机械工程和电机控制研究,E-mail: huanghao130@tom.com

通信作者: 涂群章(1969—),男,教授,博士,主要从事工程机械装备研究,E-mail: tqzlhj@126.com

the operation process.

Key words: agricultural drive motor; disturbance observer; sliding mode variable structure control; parameter disturbance

0 引言

近年来,永磁同步电机(Permanent magnet synchronous motor, PMSM)作为驱动电机已经成为电传动农用车辆发展的一个热点方向,为整车实现高效率、快响应、低污染的驱动起到了重要的作用^[1-2]。然而,由于PMSM为非线性、多耦合、变参数的复杂控制对象,其控制技术目前仍不成熟^[3]。针对农用PMSM的控制,应用较为广泛的PI控制策略具有结构简单、控制方便等优点,但是传统的PI控制策略难以同时实现小超调量和快响应性,且PI控制策略的参数目前只能通过试错法获得,存在控制误差较大、响应速度不足、抗干扰能力差等缺点^[4-6]。另一方面,由于农用PMSM在控制过程中,容易受到温度、磁场、振动等外界干扰因素影响,控制过程中存在内部机械参数摄动和外界负载波动等不良扰动,严重影响了PMSM的调速性能和控制精度,无法实现农用PMSM在电传动农用车辆上的高效率、高精度驱动^[7]。

滑模控制(Sliding mode control, SMC)基于其对模型精准度要求不高、对控制参数变更不敏感、响应速度快等优点,可以较好地解决PI控制中存在的不足,成为国内外学者研究的热点。文献[8]提出了一种基于全局滑模控制和快速幂次趋近律的滑模控制算法,有效地解决了滑模控制中的抖振和干扰问题。文献[9]提出了一种基于自适应控制的滑模算法,有效地解决了建模中的耦合影响。文献[10]提出了一种基于积分型SMC的电机控制策略,该控制策略有效地提升PMSM的稳定性和响应速度,同时采用扰动观测器对外界负载进行补偿。文献[11]设计了一种模糊滑模控制对PMSM进行线性化处理,有效地减轻了控制器负担,提升了控制精度。文献[12]提出了一种基于扩展状态观测器的无传感器滑模控制,解决了负载扰动对PMSM的影响,且可解决在某些特殊场合中电机传感器安装复杂的问题。文献[13]提出了一种基于模型预测的滑模控制策略,用于解决PMSM建模困难,且参数容易发生时变的问题。文献[14]对PMSM中的过热退磁现象进行了热补偿,同时通过转矩滑模观测器对电机中转矩波动进行补偿。

上述的SMC策略可以有效提升电机的控制性能,但是在滑模控制过程中,由于都是采用传统的等

速趋近率,控制过程会存在抖振过大、响应速度慢等缺点^[15]。针对这一不足,设计一种基于变速趋近率的SMC进行改进。另外,针对PMSM内部机械参数摄动和外界负载扰动对调速造成的不良影响^[16-17],采用变速滑模观测器对农用PMSM的内/外部扰动进行实时观测和补偿,抑制扰动参数对电机控制性能的影响。

1 PMSM 数学模型建立

基于建模对象PMSM是一个非线性、强耦合、多变量的复杂控制系统,在不影响对主要问题的研究结果前提下,本文进行以下假设^[18]:①研究对象为表贴式PMSM。②不考虑电机的谐波效应和磁路饱和。③不考虑转子上的阻尼。④不考虑电机的铁芯损耗,包括涡流损耗和铁磁材料带来的损耗等。

PMSM动力学方程为

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (1)$$

式中 T_e ——电机转矩

T_L ——负载转矩

B ——磁滞摩擦系数

ω ——电机角速度

J ——电机转动惯量

PMSM电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)i_d i_q + \psi_f i_q] \quad (2)$$

式中 ψ_f ——永磁体磁链

P ——电机极对数

i_d, i_q —— $d-q$ 旋转坐标上电流

L_d, L_q —— $d-q$ 旋转坐标上电感

由于研究对象为表贴式电机,有 $L_d = L_q$,式(2)

可简化为

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

PMSM在 $d-q$ 坐标系下电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \psi_f \end{cases} \quad (4)$$

式中 R_s ——电机电阻

u_d, u_q —— $d-q$ 旋转坐标上电压

搭建PMSM控制系统基本结构,其控制框图如图1所示。

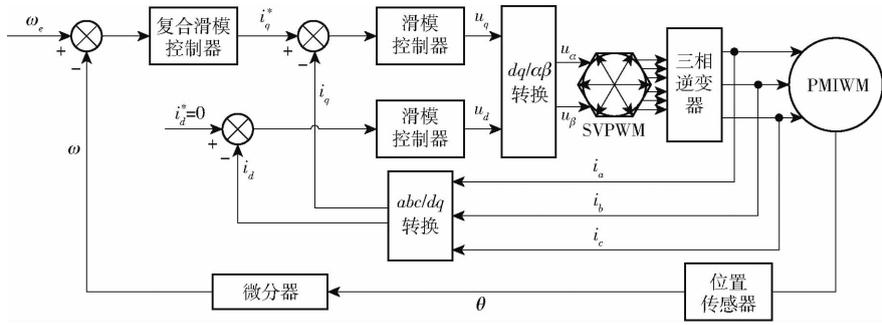


图 1 PMSM 控制系统框图

Fig.1 PMSM control system block diagram

2 PMSM 调速系统设计

针对 PMSM 传统 PI 控制中存在的响应速度较慢、超调量大等不足之处,设计了滑模变结构控制对 PMSM 转速进行调控,并通过设计一种变速趋近率对传统滑模控制中的等速趋近率进行替代从而减少滑模抖振现象,提高 PMSM 控制系统响应速度^[19]。

2.1 滑模控制器设计

PMSM 状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_e - \omega \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (5)$$

式中 ω_e 、 ω 为指令角速度和输出角速度,角速度 ω_e 为常数量, $\mathbf{x} = [x_1 \quad x_2]^T$ 为状态变量,式(5)求微分可得

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{J} \left(\frac{3}{2}P\psi_f i_q - T_L + B\omega \right) \\ \frac{dx_2}{dt} = -\frac{d^2\omega}{dt^2} = -\frac{3P}{2J}\psi_f \frac{di_q}{dt} + \frac{1}{J} \frac{dT_L}{dt} - \frac{B}{J} \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

为了进一步简化 PMSM 系统状态空间方程,令

$$b = \frac{3P\psi_f}{2J}, u = \frac{di_q}{dt}, g(x) = \frac{1}{J} \frac{dT_L}{dt}, f(x) = -\frac{B}{J} \frac{d\omega}{dt},$$

可得简化后系统状态空间方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = g(x) - bu + f(x) \end{cases} \quad (7)$$

为了削弱系统状态变量和提高滑模控制趋近品质,选择线性滑模面作为滑模控制器,其表达式为

$$s_1 = cx_1 + x_2 \quad (8)$$

式中 s_1 ——基于等速趋近率的线性滑模面

c ——滑模控制参数

通过采用等速趋近率可得滑模控制输出为

$$\frac{ds_1}{dt} = -\varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) \quad (\varepsilon_1 > 0) \quad (9)$$

式中 ε_1 ——线性趋近参数

$\text{sgn}(\cdot)$ ——符号函数

将式(8)代入式(9),可得

$$c \frac{dx_1}{dt} + \frac{dx_2}{dt} = -\varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) \quad (10)$$

将式(7)代入式(10)可得

$$cx_2 + g(x) + f(x) - bu = -\varepsilon_1 \text{sgn}(s_1) \quad (11)$$

简化式(11),可得状态系统的控制输出为

$$u = \frac{1}{b}(cx_2 + g(x) + f(x) + \varepsilon_1 \text{sgn}(s_1)) \quad (12)$$

由于 $u = \frac{di_q}{dt}$,可以通过将式(12)进行积分生成

q 轴控制电流

$$i_q = \int_0^t \frac{1}{b}(cx_2 + g(x) + f(x) + \varepsilon_1 \text{sgn}(s_1)) d\tau \quad (13)$$

式中 τ ——采样时间

控制电流 i_q 输入至电流控制器对 PMSM 进行控制。

2.2 变速趋近率设计

定义滑模运动切换带宽为

$$\{x \in R^n \mid -\Delta < s_1(k) < \Delta\} \quad (14)$$

式中 Δ ——切换带带宽

由式(9)可得等速趋近率的离散形式为

$$s_1(k+1) - s_1(k) = d(s_1(k))/dt = -\varepsilon_1 T \text{sgn}(s_1(k)) \quad (15)$$

式中 T ——采样周期

由式(15)可得

$$s_1(k+1) = \begin{cases} -\varepsilon_1 T & (s_1(k) = 0^+) \\ \varepsilon_1 T & (s_1(k) = 0^-) \end{cases} \quad (16)$$

式(16)说明,等速趋近率的切换区域带框是由将滑模切换面夹在中间的两条平行射线组成,切换面带宽为

$$\Delta = \varepsilon_1 T \quad (17)$$

由式(17)可得等速趋近率的切换面带宽是一个常数,这表明在等速趋近率的控制下,系统状态无法在有限时间内收敛到平衡点,同时会产生幅值为 $\varepsilon_1 T$ 和 $-\varepsilon_1 T$ 的抖振现象,且抖振值由采样周期决定,等速趋近率的相轨迹如图 2 所示。

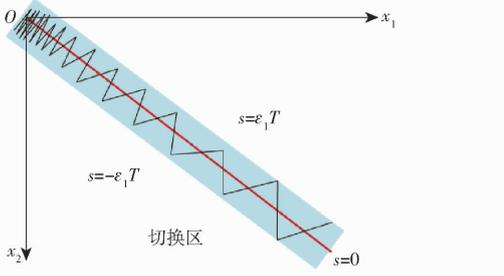


图2 等速趋近率相轨迹

Fig.2 Isokinetic approach rate phase trajectory

由于等速趋近率在控制过程中存在自身的缺点,即滑模运动时的切换带为带状,使得系统在切换带运动时始终无法到达平衡点,增加了控制器的负担^[19-20]。另外,趋近速度和抖振仅取决于等速控制参数 ε_1 ,为了解决这一问题,引入了一种新型变速趋近率,其形式为

$$\dot{s}_2 = -\varepsilon_2 \|x\|_1 \operatorname{sgn}(s_2) \quad (\varepsilon_2 > 0) \quad (18)$$

式中 ε_2 ——变速趋近率的比例控制参数

$\|x\|_1$ ——系统状态范数

s_2 ——基于变速趋近率的线性滑模面

由式(18)可得变速趋近率的离散形式为

$$s_2(k+1) - s_2(k) = d(s_2(k))/dt = -\varepsilon_2 T \|x(k)\|_1 \operatorname{sgn}(s_2(k)) \quad (19)$$

对于变速趋近率,由式(19)可得

$$s_1(k+1) = \begin{cases} -\varepsilon_2 T \|x(k)\|_1 & (s_1(k) = 0^+) \\ \varepsilon_2 T \|x(k)\|_1 & (s_1(k) = 0^-) \end{cases} \quad (20)$$

式(20)表明变速趋近率的切换带是经过原点的两条射线组成的扇形,并将滑模切换面 $s=0$ 夹在中间,图3为变速趋近率相轨迹,其切换面带宽为

$$\Delta = \varepsilon_2 T \|x(k)\|_1 \quad (21)$$

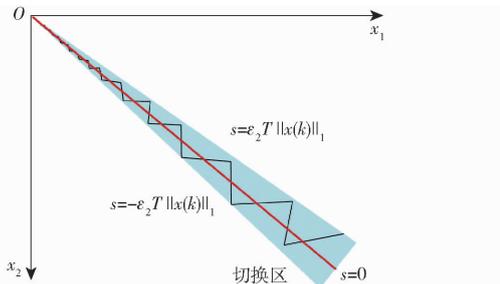


图3 变速趋近率相轨迹

Fig.3 Variable speed approach rate phase trajectory

由式(21)可知,变速趋近率的切换面带宽不仅与采样周期有关,还和系统状态范数成比例。当系统趋近稳态时,系统范数将趋近于0,此时可以使得系统具有较好的稳态性能。

2.3 系统跟踪误差稳定性

在基于变速趋近率的 PMSM 滑模控制器的基

础上,通过对转速跟踪误差进行稳定性分析,判断是否有界,其判断过程如下:

构建基于变速趋近率滑模控制下转速跟踪误差的 Lyapunov 方程,其表达式为

$$V = \frac{1}{2} s_2^2 \quad (22)$$

式中滑模面 s_2 为包含转速跟踪误差及其微分的滑模面,通过对滑模面 s_2 的稳定性分析,可以证明 PMSM 转速跟踪误差的有界性。

根据 Lyapunov 函数稳定性判断标准 $\dot{V} \leq 0$,可得

$$\dot{V} = s_2 \dot{s}_2 = -\varepsilon_2 \|x\|_1 s_2 \operatorname{sgn}(s_2) \quad (23)$$

式(23)中,由于系统状态范数项 $\|x\|_1 > 0$, $s_2 \operatorname{sgn}(s_2) = |s_2| > 0$, $\varepsilon_2 > 0$,可以判定 $\dot{V} < 0$ 。通过对基于变速趋近率的滑模控制策略稳定性分析,可以判断 PMSM 在该控制策略下转速跟踪误差有界,系统稳定且滑动模态可达。

综上可得,采用基于变速趋近率的滑模控制策略可以较好地解决传统滑模控制中等速趋近率抖振较大的问题,可以较好地解决 PMSM 滑模控制过程中的趋近误差。将变速趋近率式(18)代入式(13),可得 PMSM 在基于变速趋近率的滑模控制策略下的电流控制方程为

$$i_q^* = \int_0^t \frac{1}{b} (cx_2 + g(x) + f(x) + \varepsilon_2 \|x\|_1 \operatorname{sgn}(s_2)) d\tau \quad (24)$$

3 基于滑模观测器的抗扰动技术

农用 PMSM 的转速会受到内部参数中转动惯量 J 、磁滞摩擦系数 B 、负载扭矩 T_L 的直接影响^[21]。传统 PI 速度控制器只能调节电机的控制参数,无法对这些内部参数摄动以及外界负载波动、扰动进行实时的调节和补偿,这些内部参数会直接影响到农用 PMSM 输出转速^[22-23]。因此,需要采用合适的扰动观测和补偿控制策略对农用 PMSM 运行过程中的内部参数摄动和外界负载波动进行实时的观测和有效的补偿。

3.1 扩展滑模观测器设计

为了能够实现在线实时估计系统扰动,提出了一种扩展滑模扰动观测器,对 PMSM 控制过程中存在的扰动现象进行有效地抑制,由 PMSM 的动力学方程可得

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q - \frac{T_L}{J} + B\omega \quad (25)$$

在考虑外界载荷 T_L 和 PMSM 内部参数影响下,式(25)可表示为

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= a_i i_q - b T_L - c\omega = \\ a_n i_q - b_n T_L - c_n \omega + \Delta a i_q - \Delta b T_L - \Delta c \omega &= \\ a_n i_q - c_n \omega + r(t) \end{aligned} \quad (26)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= a_n + \Delta a = \frac{3P\psi_f}{2J} \\ b &= b_n + \Delta b = \frac{1}{J} \quad c = c_n + \Delta c = \frac{B}{J} \end{aligned}$$

式中 a_n, b_n, c_n ——常量参数

$\Delta a, \Delta b, \Delta c$ ——扰动参数

$r(t)$ ——扰动总和,其中包括内部参数中的转动惯量 J 、磁滞摩擦系数 B 、永磁体磁链 ψ_f 和外界负载扰动 T_L

假设系统中扰动 $r(t)$ 满足以下限制

$$|r(t)| \leq l \quad (27)$$

式中 l ——系统扰动边界值

根据式(26)所示的 PMSM 变量动态方程,并定义 PMSM 的系统扰动量作为扩展状态观察变量,可扩展为

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = a_n i_q - c_n \omega + r(t) \\ \frac{dr(t)}{dt} = d(t) \end{cases} \quad (28)$$

式中 $d(t)$ ——扰动量变化率

由式(28)所示的 PMSM 动态拓展方程,可构建扰动的扩展滑模观测器为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = a_n i_q - c_n \hat{\omega} + \hat{r}(t) + u_{smo} \\ \frac{d\hat{r}(t)}{dt} = D u_{smo} \end{cases} \quad (29)$$

式中 $\hat{\omega}, \hat{r}(t)$ —— $\omega, r(t)$ 的观测值

D ——滑模控制参数

u_{smo} ——滑模开关函数

开关函数的表达式为

$$u_{smo} = \eta \operatorname{sgn}(S) \quad (30)$$

其中

$$S = e_1 = \hat{\omega} - \omega$$

式中 η ——滑模面切换参数

S ——滑模切换面

构建扩展滑模观测器的结构框图如图 4 所示,对滑模面求微分可得

$$\frac{dS}{dt} = \frac{de_1}{dt} = \frac{d\hat{\omega}}{dt} - \frac{d\omega}{dt} \quad (31)$$

将式(28)代入式(31),化简得

$$\frac{dS}{dt} = \frac{d\hat{\omega}}{dt} - a_n i_q + c_n \omega - r(t) \quad (32)$$

将式(29)减去式(28)可得滑模观测器的误差方程为

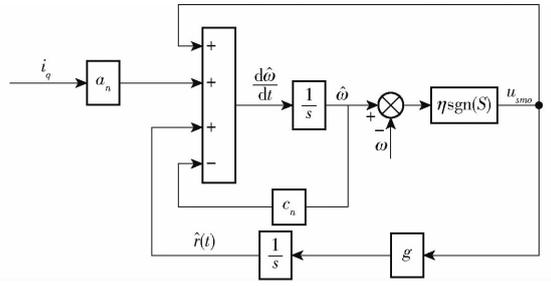


图 4 扩展滑模观测器的结构框图

Fig. 4 Structure block diagram of extended sliding mode observer

$$\begin{cases} \frac{de_1}{dt} = -c_n e_1 + e_2 + u_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = g u_{smo} - d(t) \end{cases} \quad (33)$$

其中

$$\begin{cases} e_1 = \hat{\omega} - \omega \\ e_2 = \hat{r}(t) - r(t) \end{cases} \quad (34)$$

式中 e_1, e_2 ——角速度和扰动估计误差

3.2 扩展滑模观测器稳定性分析及参数选择

由 Lyapunov 函数稳定性判定条件,可得扩展滑模观测器方程需满足

$$S \dot{S} = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (-c_n e_1 + e_2 + u_{smo}) \leq 0 \quad (35)$$

由式(30)可得, S 与滑模观测器中转速跟踪误差 e_1 相等,当式(35)成立时,可以证明滑模观测器中的转速跟踪误差有界,将式(33)代入式(35),可得

$$S \dot{S} = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (-c_n e_1 + e_2 + \eta \operatorname{sgn}(S)) \leq 0 \quad (36)$$

分析式(36)可得,滑模面切换参数需满足

$$\eta \leq -|e_2 - c_n e_1| \quad (37)$$

为了易于扩展滑模观测器模型搭建,定义

$$\eta = -M |e_2 - c_n e_1| \quad (38)$$

式中 M ——切换面安全控制系数,取 2

综上所述,当定义切换面安全控制系数 M ,且滑模面切换参数满足式(38)时,基于扩展滑模观测器中的转速跟踪误差稳定且滑动模态可达,同时可以证明扩展滑模观测器有界。

在完成对扩展滑模观测器的稳定性参数设定后,此时系统状态可到达滑模切换面上时,可得

$$\frac{de_1}{dt} = e_2 = 0 \quad (39)$$

将式(33)代入式(39),可得

$$\begin{cases} e_2 = -u_{smo} \\ \frac{de_2}{dt} = g u_{smo} - d(t) \end{cases} \quad (40)$$

式(40)可简化为

$$\frac{de_2}{dt} + g e_2 + d(t) = 0 \quad (41)$$

求解式(41)可得

$$e_2 = e^{-gt} \left(C + \int d(t) e^{gt} dt \right) \quad (42)$$

式中 C 为常数。且仅当滑模控制参数 $g > 0$ 时,扰动观测误差 e_2 可以在有限时间内趋近为 0,同时 g 的取值直接决定扰动观测误差 e_2 趋近到 0 的收敛时间。

综上可得,当滑模面切换参数 η 和滑模控制参

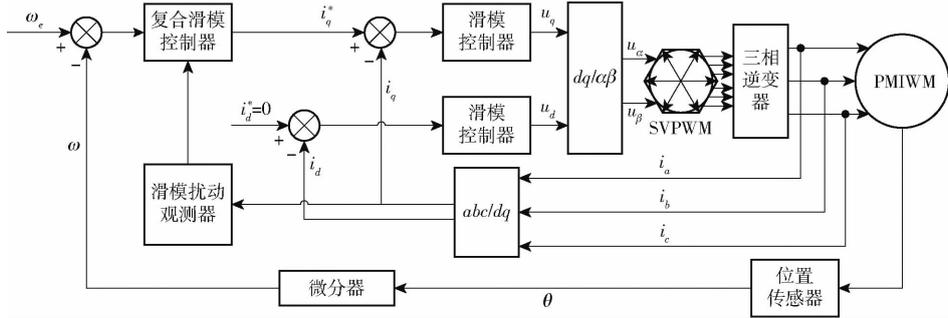


图5 PMSM 滑模观测器控制框图

Fig. 5 Block diagram of PMSM sliding mode observer control

对滑模观测器进行设计,其步骤如下:

(1) 状态变量定义

对 PMSM 的转速进行滑模控制,定义状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_e - \omega \\ x_2 = \frac{dx_1}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (43)$$

(2) 滑模面选取

选择线性滑模面对扩展滑模观测器进行控制,其表达式为

$$S_1 = x_1 = \omega_e - \omega \quad (44)$$

对滑模观测器的线性滑模面求微分可得

$$\frac{dS_1}{dt} = \frac{d\omega_e}{dt} - \frac{d\omega}{dt} \quad (45)$$

将式(33)代入式(45),可得

$$\frac{dS_1}{dt} = \frac{d\omega_e}{dt} - a_n i_q + c_n \omega - r(t) \quad (46)$$

(3) 滑模趋近率设定

通过采用变速趋近率^[24],可得滑模控制输出为

$$\frac{dS_1}{dt} = -\varepsilon \|x_1\| \operatorname{sgn}(S_1) \quad (\varepsilon > 0) \quad (47)$$

将式(46)代入式(47),可得

$$\frac{d\omega_e}{dt} - a_n i_q + c_n \omega - r(t) = -\varepsilon \|x_1\| \operatorname{sgn}(S_1) \quad (48)$$

化简式(48)可得

$$i_q = \frac{1}{a_n} \left(\varepsilon \|x_1\| \operatorname{sgn}(S_1) - r(t) + c_n \omega_e + \frac{d\omega_e}{dt} \right) \quad (49)$$

数 g 满足上述条件时,可以证明系统状态能够在有限时间内趋近到平衡点,且收敛速度与以上参数直接相关。

3.3 基于变速趋近率的滑模观测器设计

以 PMSM 的滑模观测器作为控制对象,其控制框图如图 5 所示。

PMSM 在基于变速趋近率的滑模控制下的复合控制框图如图 6 所示。

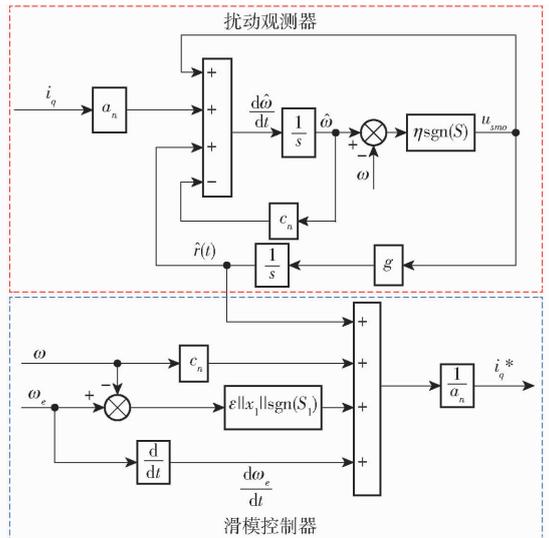


图6 PMSM 复合控制框图

Fig. 6 PMSM composite control block diagram

(4) 变速滑模观测器系统稳定性分析

为了证明变速滑模观测器的稳定性,并判断其是否有界,构造滑模观测器的 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 \quad (50)$$

根据 Lyapunov 函数稳定性判断标准,可得

$$\dot{V} = S_1 \dot{S}_1 \leq 0 \quad (51)$$

将式(47)代入式(51)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = S_1 \dot{S}_1 = & -\varepsilon \|x_1\| \operatorname{sgn}(S_1) S_1 = \\ & -\varepsilon \|x_1\| |S_1| \leq 0 \end{aligned} \quad (52)$$

由上述推导公式可以判定系统稳定且滑动模式可达。

4 仿真与实验

为了验证本文提出的 PMSM 基于变速趋近率 (Variable speed rate) 的滑模观测器 (Sliding mode observer, SMO) (简称为 VSSMO) 对于参数补偿效果的有效性,将无滑模观测器的 PI 控制策略^[25],传统滑模观测器^[26]与本文提出的基于 VSSMO 抗扰动技术进行仿真测试对比。同时,通过搭建的 4 个电机测试平台,给定各电机不同的机械参数和负载扭矩进行实验测试,验证控制策略的有效性。

4.1 仿真分析

为了验证本文提出的 VSSMO 的控制性能,对

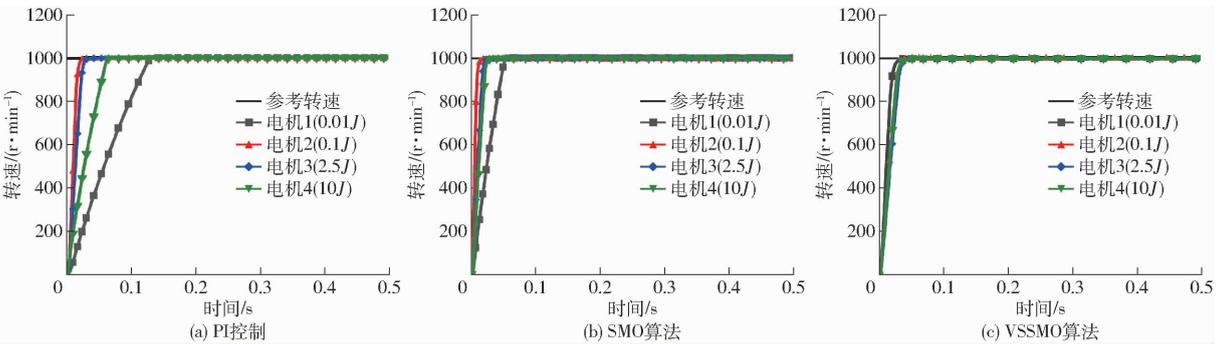


图 7 不同转动惯量 J 下多电机启动仿真测试结果

Fig. 7 Simulation test of multi-motor starting under different moments of inertia J

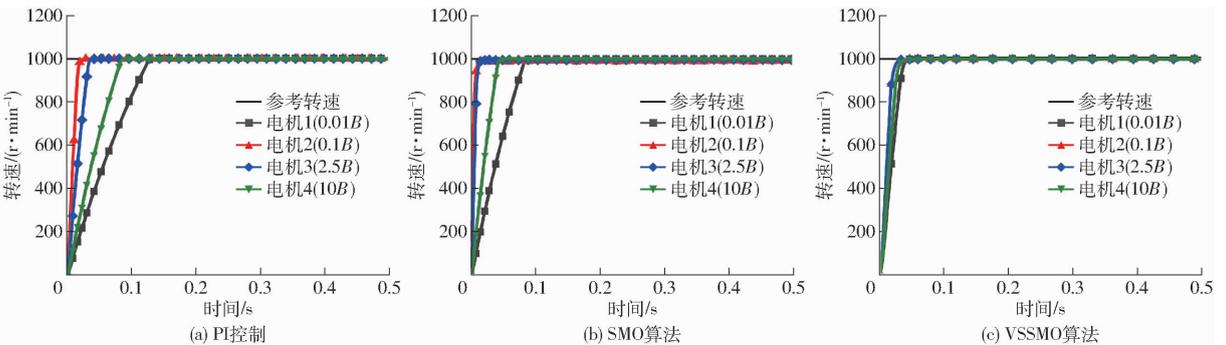


图 8 不同磁滞摩擦系数 B 下多电机启动仿真测试结果

Fig. 8 Simulation test of multi-motor starting under different moments of friction coefficient B

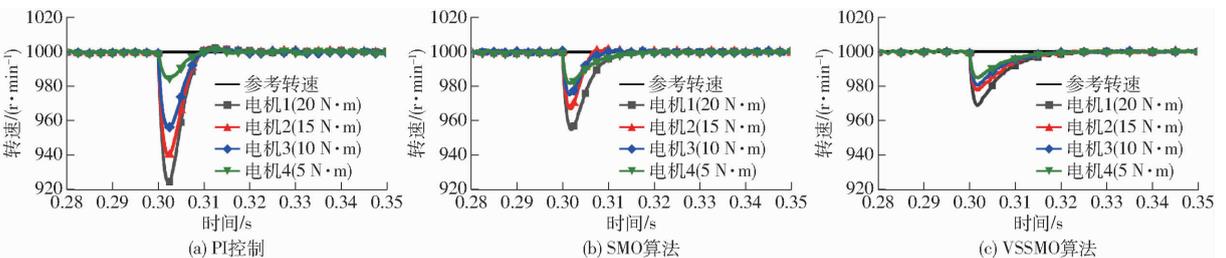


图 9 多电机控制平台突增负载仿真测试结果

Fig. 9 Simulation test of sudden load increase on multi-motor control platform

如图 7 和图 8 所示,当多电机控制平台中的各电机设定不同的机械参数时,如图 7a 和图 8a 所示的传统 PI 控制策略由于无法实现对机械参数的有效观测和补偿,导致各电机在启动过程中,转速响

多电机控制系统 Simulink 仿真模型中各电机设定不同的机械参数和外界负载,观察在这些参数设定下各电机的转速仿真测试结果,并将本文提出的 VSSMO 与 SMO 和无观测器的传统 PI 控制策略进行对比。图 7 为多电机控制平台中各电机设定不同的转动惯量 J 时,其他参数不变,接收到转速为 1 000 r/min 启动指令下仿真测试结果;图 8 为设定不同的磁滞摩擦系数 B 时的启动仿真测试结果;图 9、10 分别为多电机控制平台中各电机收到不同的加载/减载指令时,该电机平台的转速仿真测试结果;图 11 为扩展滑模观测器负载转矩观测仿真测试结果。

应曲线偏差性较大,且电机 1 完成启动响应消耗的时间较长,这在实际控制过程中会对多电机协同控制造成较大的控制误差。相较传统 PI 控制策略,图 7b 和图 8b 的仿真结果中由于引入了 SMO

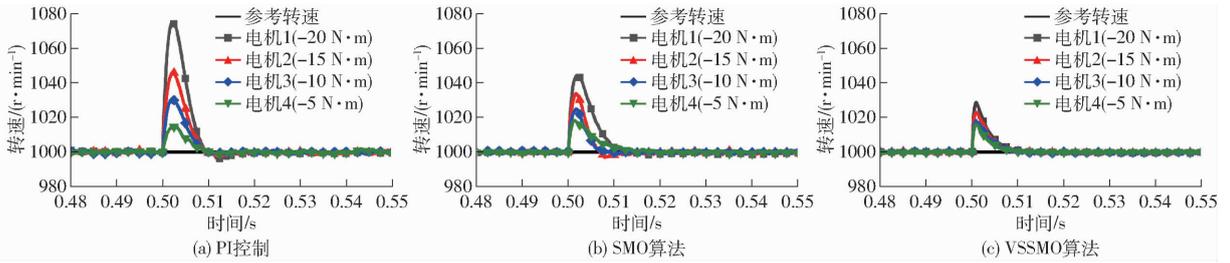
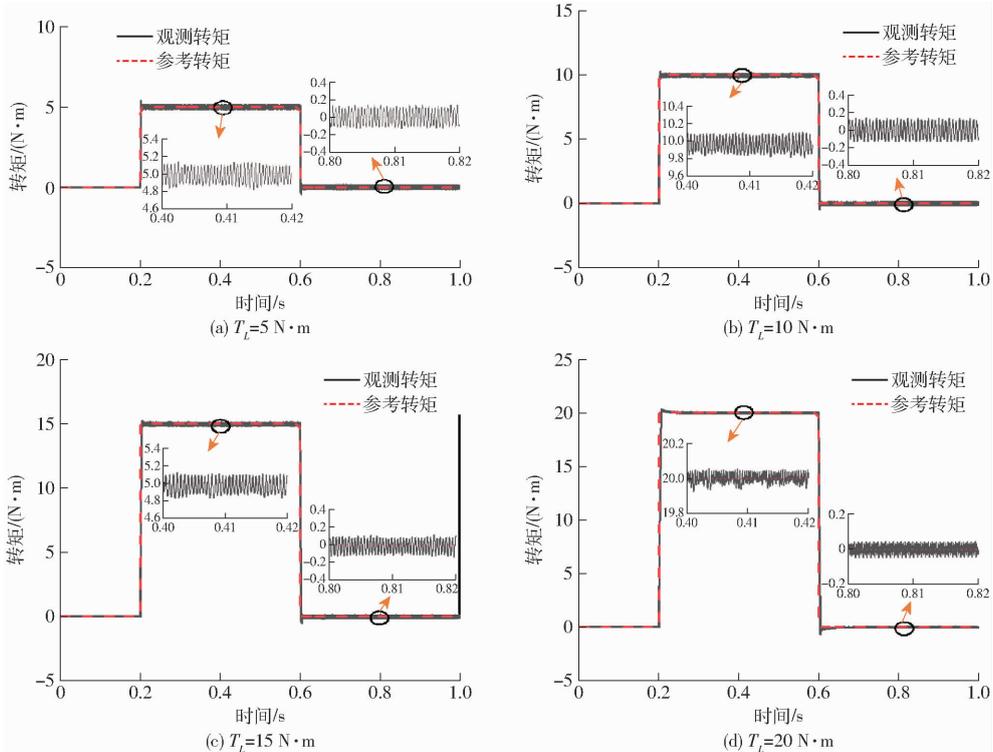


图10 多电机控制平台突减负载仿真测试结果

Fig. 10 Simulation test of sudden load decrease on multi-motor control platform

图11 不同负载转矩 T_L 参数鲁棒观测值Fig. 11 Robust observed values of torque parameters under different loads T_L

对 PMSM 中的机械参数进行有效地观测和补偿,使得各电机之间的转速误差较传统 PI 控制策略有较大程度的削减。但由于传统 SMO 中趋近速度较慢,且在控制过程中抖振现象会影响到观测误差,导致各电机之间仍然存在一定的追踪误差。图 7c 和图 8c 为基于 VSSMO 下的多电机控制平台转速仿真测试,由该测试结果可以看出,通过 VSSMO 对磁滞摩擦系数 B 和转动惯量 J 高精度的观测和补偿,使得各电机可以较好地实现误差较小的协同控制,控制误差较小。

图 9 和图 10 为多电机控制仿真平台受到突增负载和突减负载时,且各电机受到的负载不同时,基于 VSSMO、SMO 和 PI 控制策略各电机的转速仿真测试曲线。由图 9c 和图 10c 可得,当施加不同的加载和减载时,各电机在本文提出的基于 VSSMO 的控制策略下转速追踪误差较小,最大追踪误差可以控制在 10 r/min 之内;相较 VSSMO,基于传统 SMO

的多电机控制平台加载和减载时,各电机之间的最大追踪误差提升至 VSSMO 的 2 倍以上,如图 9b 和图 10b 所示;而传统 PI 控制策略由于没有参数观测器,当四电机控制平台中各电机受到的外界载荷不同时,各电机之间转速追踪误差较大,最大误差超过 60 r/min ,如图 9a 和图 10a 所示。

由上述仿真加载/减载测试结果可得,通过本文提出的基于 VSSMO 抗扰动控制策略,可以对 PMSM 的附加负载实时观测并补偿,使得各电机处于负载转矩不一致工况下也可保持较小的转速误差,较好地解决了电机受外界负载的转速波动影响。

为了证明提出的扩展滑模观测器对外界负载 T_L 的观测效果,对永磁轮毂电机进行不同的加载工况并观察其仿真结果。具体仿真工况为 0.2 s 时给永磁轮毂电机施加一个突增负载,在 0.6 s 时将施加的负载突减到 0 ,其突增的负载分别为 5 、 10 、 15 、 $20 \text{ N}\cdot\text{m}$,由本文设计的观测器对其进行观测,由

图 11 的负载扰动鲁棒观测值可得,当对永磁轮毂电机施加不同的附加载荷 T_L 时,通过本文设计的鲁棒观测器,可实现对负载扰动的实时观测。当达到稳态观测值时,观测误差可以控制在 $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 之内,且观测过程几乎为同步追踪,具有较好的观测精度。

4.2 实验测试

为了进一步验证本文提出的抗扰动技术,依托搭建的多电机调速系统控制平台进行实验,如图 12 所示。



图 12 多电机调速系统控制平台

Fig. 12 Control platform of multi-motor speed regulation system

控制柜中伺服电机 DSP 控制板的开发过程中,包含硬件、嵌入式软件和控制算法的调试。本实验平台在设计过程中,直接将 Simulink 模型自动生成 C 语言控制源码,再由 CCS 软件和 DSP 仿真器将 C 语言源码烧写到 DSP 板卡中执行,图 13 为代码编译器截图。在 Simulink 控制模型中,采用 M 语言来描述算法逻辑部分,展示了仿真用的 M 语言代码与自动生成的 DSP 控制源码对比,图 14 为模型中 M 语言和生成 C 代码对照。

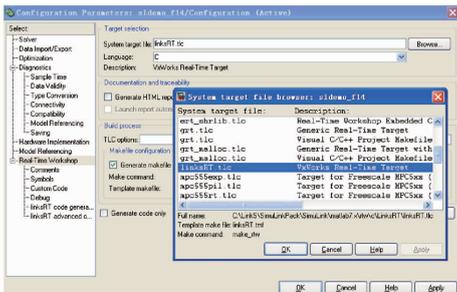


图 13 代码编译器
Fig. 13 Code compiler



图 14 M 语言与生成的 C 代码对照

Fig. 14 Comparison between M language and generated C code

基于该多电机调速系统控制平台中惯量盘(图 15),可以通过惯量盘对电机转动惯量进行调整,实验中对多电机平台中各电机调整的转动惯量分别为 J 、 $2J$ 、 $5J$ 、 $10J$,各自对应多电机平台中的电机 1~4,基于该设定下,进行多电机启动、多电机变速和多电机加载实验,并将本文提出的基于 VSSMO 的抗扰动控制策略和基于传统 SMO 抗扰动策略以及无扰动观测器的 PI 控制技术进行对比,电机策略转速和转矩由 Kistler 传感器进行采集,采样频率为 10 kHz ,如图 16 所示。其中,同一电机的启动、加载、减载实验测试如图 17 所示,多电机调速系统控制平台的启动、变速和不同变量下的加载实验结果如图 18~21 所示。

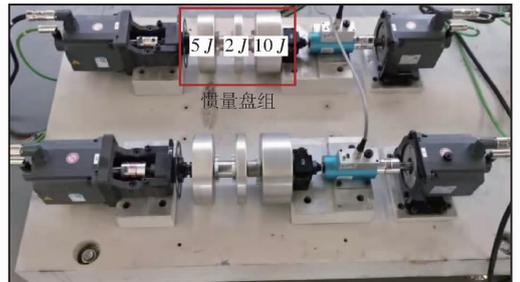


图 15 电机惯量盘组实物
Fig. 15 Motor inertia group



图 16 Kistler 传感器实物
Fig. 16 Kistler sensor

由图 17a 可知,永磁轮毂电机收到转速 1000 r/min 启动指令时,本文提出的 VSSMO 算法可在 100 ms 之内完成启动指令,达到平衡点,且在启动状态下无超调现象。相比较本文提出的控制策略,传统 SMO 算法和 PI 控制策略在启动时都存在超调现象,并且 PI

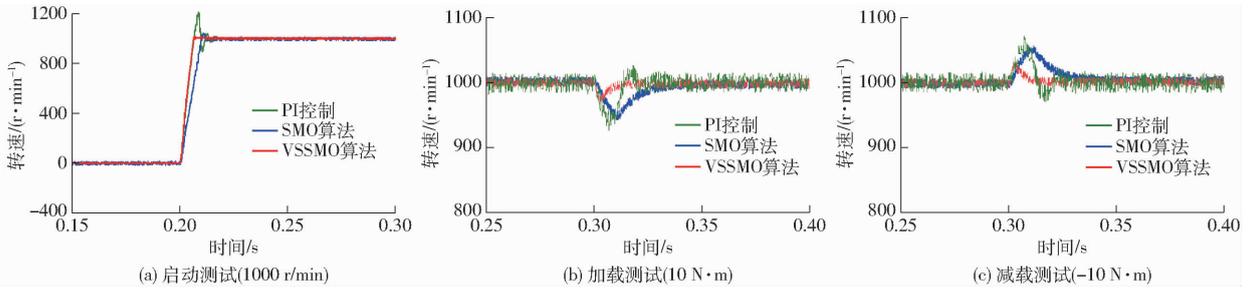


图 17 不同控制策略下单电机性能实验测试结果

Fig. 17 Performance test of single motor with different control strategies

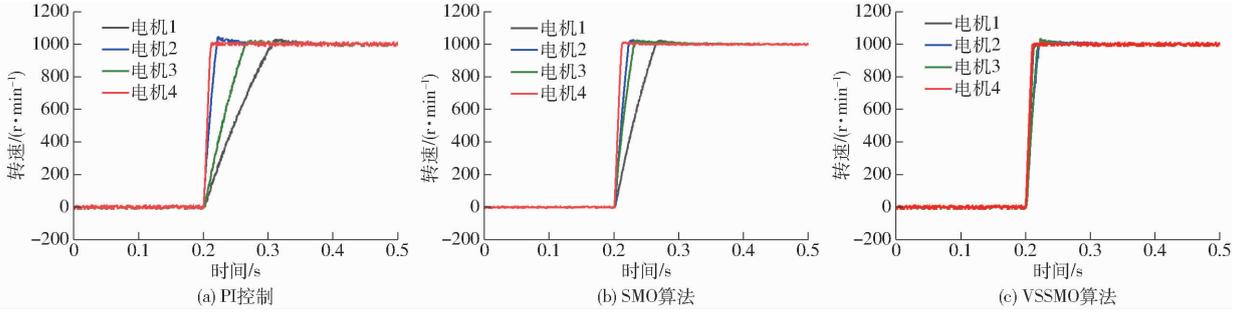


图 18 多电机调速系统控制平台启动实验测试结果

Fig. 18 Starting test of control platform of multi-motor speed regulation system

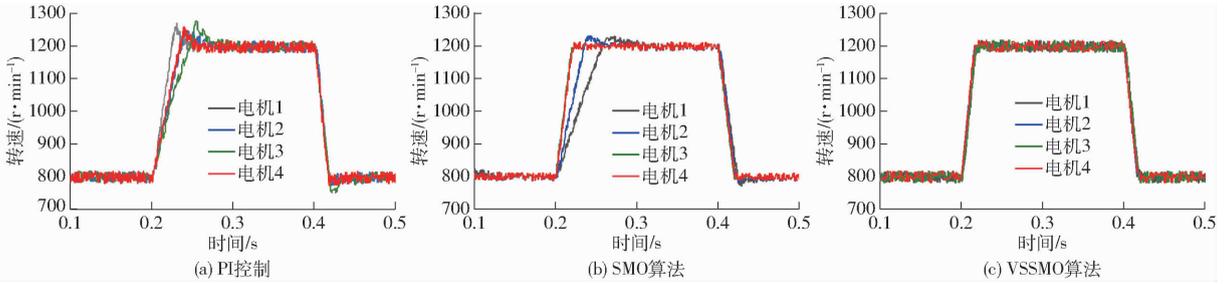


图 19 多电机调速系统控制平台变速实验测试结果

Fig. 19 Variable test of control platform of multi-motor speed regulation system

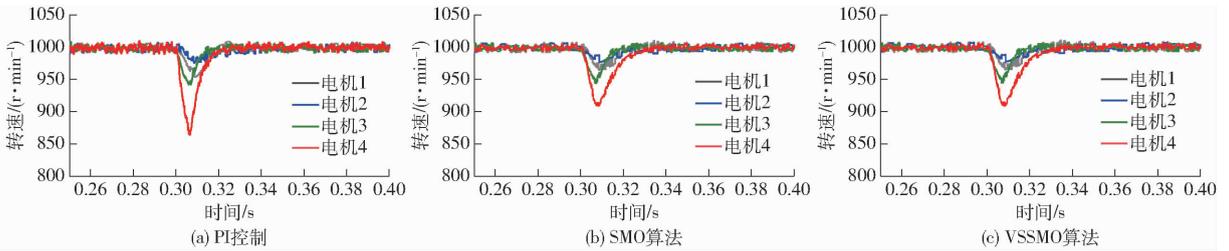


图 20 多电机调速系统控制平台加载实验测试结果

Fig. 20 Loading test of multi-motor speed regulation system

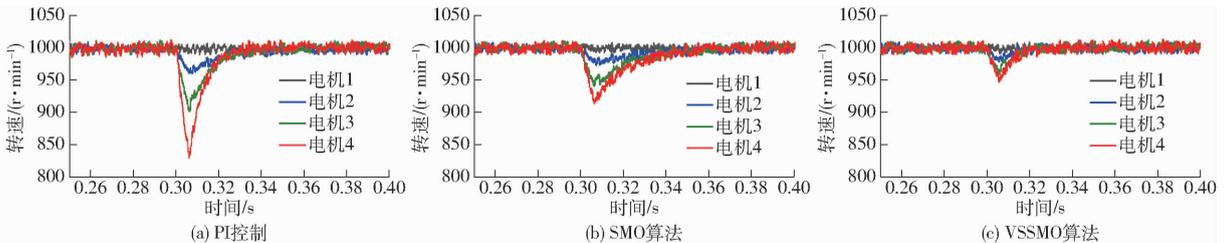


图 21 不同负载下多电机调速系统控制平台加载实验测试结果

Fig. 21 Loading test of multi-motor speed regulation system under different torque values

控制策略超调现象十分严重,最大波动值超过20%。同时,本文提出的VSSMO算法在启动时的转

速曲线十分平滑,达到指令速度后转速波动较小。通过实验平台的启动测试,证明了本文基于VSSMO

算法的速度控制器具有较好的启动性能和稳定性。图 17b、17c 为电机控制平台在 1 000 r/min 转速指令下稳定运行时,接收到 10 N·m 加载指令和 -10 N·m 的减载指令的实验测试结果。由实验结果可得,PI 控制策略在加载时转速波动较大,且在调节过程中存在较大幅度的转速超调波动,传统 SMO 策略在控制过程中无超调现象,但是调节时的转速波动超过本文提出的 VSSMO 策略的 2 倍。本文提出的 VSSMO 策略抗干扰能力较强,收到负载时的转速波动可控制在 5% 之内,调节速度较快,能在 0.15 s 之内调节转速至稳态。通过上述加载/减载实验可得,本文提出的速度控制策略,具有较好的抗干扰能力和鲁棒性。

由图 18 可知,当连接不同的惯量盘,对多电机调速系统控制平台中的各电机设定不同的转动惯量时,无扰动观测器的传统 PI 控制在启动时各电机之间存在较大的转速误差,且在控制过程电机响应速度较慢且存在超调,如图 18a 所示。基于 SMO 的 PMSM 抗扰动控制技术中各电机之间的转速误差相较 PI 控制明显减少,但在控制过程中仍然有一定的超调,如图 18b 所示。本文提出的基于 VSSMO 的电机抗扰动控制,如图 18c 所示,由于其趋近速度快且滑模控制过程中抖振较小,使得该控制技术的各电机转速误差由于前两种控制策略,且在电机控制过程中几乎无超调现象,在启动响应时体现了较好的追踪性能和稳定性。

由图 19 可得,本文提出的基于 VSSMO 的电机抗扰动控制技术在电机加速/减速时均可实现各电机之间的较好的转速追踪,且在控制过程中响应速度较快,各电机在控制过程中无超调现象,响应性能相较前两种控制策略有明显的提升。

由图 20 可得,基于 VSSMO 的电机抗扰动控制技术可在施加相同载荷时,在各电机转动惯量不同的情况下通过对转动惯量进行补偿实现多电机的协同控制。传统 PI 控制策略在无扰动观测器进行机械参数补偿情况下,转矩对各电机产生的转速波动有较大的差异。基于 SMO 的电机抗扰动技术,由于

其趋近速度较慢且趋近过程中抖振误差较大,导致各电机的转速追踪性能相较本文提出的抗扰动技术存在明显不足,且响应时间较长。

图 21 为当多电机调速系统控制平台收到不同负载指令时的各电机转速实验测试结果。在该加载测试中,各电机机械参数均设定为相同,电机 1 ~ 电机 4 接收的负载分别为 30、20、10、0 N·m 时,基于 VSSMO、SMO 和 PI 控制 3 种控制策略下进行各电机的实验测试。本文提出的基于 VSSMO 的 PMSM 抗干扰策略可以使得各电机之间的转速最大误差控制在 5% 之内,且各电机可以在 0.1 s 左右恢复至转速稳定点。无扰动观测器的 PI 控制策略各电机之间转速追踪误差较大,最大误差超过 150 r/min。基于 SMO 的电机抗扰动策略实验测试结果,由该实验结果可以发现其对电机的变转矩观测和补偿效果明显不如本文提出的基于 VSSMO 抗扰动策略,主要存在各电机之间转速误差较大且调节时间较长等缺陷。

5 结论

(1) 针对 PMSM 在控制过程中存在的扰动问题,且阐述了电机收到的外界负载扰动以及内部机械参数扰动对其控制性能的影响。在此基础上,结合 PMSM 的数学模型,提出了一种基于变速趋近率的滑模控制策略,提升 PMSM 的控制性能和减少抖振波动。为了抑制 PMSM 控制过程中的内部机械参数和外界负载扰动,选扩展滑模观测器对其进行观测和补偿。在设计滑模观测器的过程中,分析了传统滑模观测器中存在趋近速度慢、抖振较大等问题,选取了基于变速趋近率的滑模观测器进行替代,并构建 Lyapunov 函数证明了其稳定性。

(2) 通过 Matlab/Simulink 联合仿真测试和多电机调速系统控制平台的实验验证,证明了通过设计的 VSSMO 算法,可以有效地抑制电机的内部机械参数和外界负载对其的转速干扰,可以有效地弥补农业电传动车辆中电机参数发生时变带来的不良影响,提升整车的可靠性和抗干扰能力。

参 考 文 献

- [1] ZHAI L, SUN T, JIE W. Electronic stability control based on motor driving and braking torque distribution for a four in-wheel motor drive electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6):4726 - 4739.
- [2] GIULIO DE D, GIACOMO S, MARIO P, et al. Low-cost, high-resolution, fault-robust position and speed estimation for PMSM drives operating in safety-critical systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1):550 - 564.
- [3] KUNTO W W J, SEOK K. Genetic algorithm tuned pi controller on PMSM simplified vector control[J]. Journal of Central South University, 2013, 20(11): 3042 - 3048.
- [4] 贾雨庆, 江泽, 米乾宝. 一种 PMSM 弱磁系统模糊-PI 复合控制方法[J]. 微电机, 2018, 51(2):67 - 70.
JIA Yuqing, JIANG Ze, MI Qianbao. A fuzzy - PI hybrid control method for PMSM field-weakening control system[J]. Micromotors, 2018, 51(2):67 - 70. (in Chinese)

- [5] 廖勇, 李蓬威, 林豪, 等. 一种变参数 N-PI 型 PLL 的霍尔位置传感器 PMSM 转子位置估计方法[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(11):31-40,51.
LIAO Yong, LI Penhao, LIN Hao, et al. Hall sensor PMSM rotor position estimation method with variable parameter N-PI PLL [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(11):31-40,51. (in Chinese)
- [6] 戴连盟, 卢秀和. 基于电磁转矩的永磁同步电机新型变结构 PI 控制方法[J]. 电机与控制应用, 2020(9):22-28.
DAI Lianmeng, LU Xiuhe. A new variable structure PI controller of permanent magnet synchronous motor based on electromagnetic torque[J]. Electric Machines & Control Application, 2020(9):22-28. (in Chinese)
- [7] APTE A, JOSHI V A, MEHTA H, et al. Disturbance-observer-based sensorless control of PMSM using integral state feedback controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6):6082-6090.
- [8] 林洪振, 李彦明, 袁正华, 等. 水田植保机自主作业滑模抗干扰路径跟踪方法[J]. 农业机械学报, 2021, 52(9):383-388.
LIN Hongzhen, LI Yanming, YUAN Zhenghua, et al. Sliding mode anti-interference path tracking method for autonomous operation of paddy field plant protection machine[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2021, 52(9):383-388. (in Chinese)
- [9] 郝云晓, 夏连鹏, 葛磊, 等. 液电混合直线驱动系统位置控制特性研究[J]. 农业机械学报, 2020, 51(3):379-385.
HAO Yunxiao, XIA Lianpeng, GE Lei, et al. Position control performance of hydraulic electric hybrid linear drive system[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2020, 51(3):379-385. (in Chinese)
- [10] LIU X, YU H. Continuous adaptive integral-type sliding mode control based on disturbance observer for pmsm drives[J]. Nonlinear Dynamics, 2021, 104(2):1429-1441.
- [11] BOUGUENNA I F, AZAIZ A, TAHOUR A, et al. Robust neuro-fuzzy sliding mode control with extended state observer for an electric drive system[J]. Energy, 2019, 169(9):1054-1063.
- [12] GE Y, YANG L, MA X. Sensorless control of PMSM using generalized extended state observer and adaptive resistance estimation[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(1):2062-2073.
- [13] ZHANG L, ZHANG Y, ZHANG Y, et al. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2):1645-1657.
- [14] CHO S, SHIN W, PARK J, et al. A torque compensation control scheme of PMSM considering wide variation of permanent magnet temperature[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(2):1-5.
- [15] 赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(6):34-41.
ZHAO Feng, LUO Wen, GAO Fengyang, et al. An improved sliding mode control for PMSM considering sliding mode chattering and disturbance compensation[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2020, 54(6):34-41. (in Chinese)
- [16] 郑长明, 张加胜, 陈荣. 基于改进扰动补偿趋近律的离散滑模控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(4):880-884.
ZHENG Changming, ZHANG Jiasheng, CHEN Rong. Discrete-time sliding mode control based on improved disturbance compensation reaching law[J]. Control and Decision, 2019, 34(4):880-884. (in Chinese)
- [17] 邹权. 基于扰动观测和补偿的 PMSM 伺服系统位置跟踪控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(5):105-109.
ZOU Quan. Disturbance observation and compensation based position tracking control of PMSM servo systems[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(5):105-109. (in Chinese)
- [18] JUNEJO A K, XU W, MU C, et al. Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding-mode reaching law [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11):12110-12121.
- [19] HOU Q, DING S, YU X. Composite super-twisting sliding mode control design for PMSM speed regulation problem based on a novel disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4):2591-2599.
- [20] WANG Y, FENG Y, ZHANG X, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4):4117-4126.
- [21] LU W, TANG B, JI K, et al. A new load adaptive identification method based on an improved sliding mode observer for PMSM position servo system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(3):3211-3223.
- [22] GE Y, YANG L, MA X. Adaptive sliding mode control based on a combined state/disturbance observer for the disturbance rejection control of PMSM[J]. Electrical Engineering, 2020, 102(5):1863-1879.
- [23] LIU X, HAO C, JING Z, et al. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6):3533-3545.
- [24] ZHANG X, SUN L, ZHAO K, et al. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(3):1358-1365.
- [25] 肖启明, 杨明, 刘可述, 等. PMSM 伺服系统速度环 PI 控制器参数自整定及优化[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(2):102-107.
XIAO Qiming, YANG Ming, LIU Keshu, et al. Parameters self-tuning and optimization of speed PI controller for PMSM servo system[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(2):102-107. (in Chinese)
- [26] DING L, LI Y, ZARGARI N R, et al. Discrete-time SMO based sensorless control of csc-fed PMSM drives with low switching frequency[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019.