

基于滑模变结构和高增益状态观测器的直流电机位置控制

唐文秀¹, 奚文龙¹, 李志鹏², 吴俊英¹

(1.东北林业大学机电工程学院, 黑龙江哈尔滨 150040; 2.东北林业大学交通学院, 黑龙江哈尔滨 150040)

摘要: 针对直流电机位置跟踪控制, 提出一种基于高增益状态观测器的直流电机位置滑模控制算法。首先建立直流电机状态空间表达式; 然后设计高增益状态观测器, 观测直流电机的速度和电流及其导数信号, 选取合适的极点保证观测器的准确性和稳定性; 最后改进滑模变结构控制算法的指数趋近律, 在只采用位置传感器、电流和速度及其导数信号通过状态观测器得到的情况下, 实现直流电机的位置跟踪控制, 使控制系统具有较好的控制性能且易于硬件实现。对比传统滑模和 PID 算法, 验证了该算法的有效性。

关键词: 高增益状态观测器; 滑模变结构; 指数趋近律; 位置控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.0253-2778.2018.01.011

引用格式: 唐文秀, 奚文龙, 李志鹏, 等. 基于滑模变结构和高增益状态观测器的直流电机位置控制[J]. 中国科学技术大学学报, 2018, 48(1): 82-88.

TANG Wenxiu, XI Wenlong, LI Zhipeng, et al. Position control of DC-motor based on sliding mode variable structure and high-gain observer[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2018, 48(1): 82-88.

Position control of DC-motor based on sliding mode variable structure and high-gain observer

TANG Wenxiu¹, XI Wenlong¹, LI Zhipeng², WU Junying¹

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China;

2. Traffic College, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China)

Abstract: A position sliding mode control method based on a high-gain observer is proposed for DC-motor position tracking control. The state space expression of the DC-motor is established. A high-gain observer is designed to observe the speed, current and their derivative signals. The accuracy and stability of the observer is guaranteed by placing suitable poles. The exponential reaching law of sliding mode variable structure is improved. The position tracking control of the DC-motor is realized by adopting the position sensor and the observer, which makes it simple to implement the hardware. Compared with the traditional sliding mode control and PID, the simulation experiment shows that the effectiveness of the proposed method.

Key words: high-gain observer; sliding mode variable structure; exponential reaching law; position control

0 引言

滑模变结构算法因响应快速, 对参数变化不敏

感等优点, 广泛应用于电机控制领域^[1], 学者对此进行大量研究。文献[2]设计了基于非奇异终端滑模的负载观测器, 并将观测值动态补偿到控制器中; 文献

收稿日期: 2017-04-01; 修回日期: 2017-08-15

基金项目: 国家自然科学基金(61473001, 71071045, 71131002)资助。

作者简介: 唐文秀(通讯作者), 女, 1965年生, 博士/教授。研究方向: 智能控制。E-mail: 751664822@qq.com

[3]设计了全局滑模扰动观测器作为扰动补偿,进行反馈和前馈组合控制;文献[4]设计了高增益观测器观测飞行器的速度,并利用观测信号进行位置控制;文献[5]改进了扩展滑模观测器的无速度传感器策略,利用锁相环提取转子位置和转速信息;文献[6]采用分数阶形式的趋近律,并将有限时间滑模控制方法与自适应理论结合,构造了自适应滑模控制律;文献[7]融合神经网络的万能逼近能力和自适应控制技术,结合分数阶微积分理论进行控制策略设计;文献[8]采用滑模控制进行位置跟踪,利用模糊自适应方法对不连续控制量进行模糊逼近,同时对系统不确定因素进行补偿.上述方法普遍存在控制算法设计复杂、伺服控制需要较多传感器导致硬件设计困难、无传感器控制误差较大和系统控制精度与鲁棒性不能兼顾等缺点.

本文提出了一种滑模变结构控制和高增益状态观测器相结合的直流电机位置跟踪方法,系统框架如图 1 所示.高增益状态观测器根据反馈的直流电机实际位置信号和控制算法输出的电压信号观测直流电机的速度和电流及其导数信号.滑模变结构控制算法根据反馈的电机实际位置信号和由状态观测器观测的信号,对直流电机进行闭环控制,实现位置跟踪.

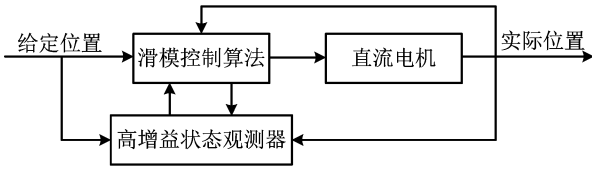


图 1 控制系统方块图

Fig.1 Control system block diagram

1 直流电机数学模型

通常直流电机模型由电磁转矩方程、电枢电压平衡方程和输出转矩平衡方程描述^[9]如下:

$$u = Ri + k_e \omega + L \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$T_e = k_m i \quad (2)$$

$$T_e = T_L + B\omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3)$$

式中, u 为电枢两端电压; R 为电枢回路总电阻; i 为电枢电流; k_e 为反电动势常数; ω 为转子角速度; L 为电枢回路电感; T_e 为电磁转矩; k_m 为电磁转矩常数; T_L 为负载转矩; B 为阻尼系数; J 为电机输出轴转动惯量.

由式(1)得

$$\frac{di}{dt} = -\frac{k_e}{L}\omega - \frac{R}{L}i + \frac{u}{L} \quad (4)$$

由式(2)和式(3)消去 T_e 可得

$$\frac{d\omega}{dt} = -\frac{B}{J}\omega + \frac{k_m}{J}i - \frac{T_L}{J} \quad (5)$$

令 x_1 表示电机转子的角位移; x_2 表示电机转子的角速度; x_3 表示电枢电流,可得直流电机的状态空间表达式如下:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{B}{J}x_2 + \frac{k_m}{J}x_3 - \frac{T_L}{J} \\ \dot{x}_3 &= -\frac{k_e}{L}x_2 - \frac{R}{L}x_3 + \frac{u}{L} \\ y &= x_1 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

2 高增益状态观测器

针对被控对象式(6)设计二阶高增益状态观测器为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \frac{k_1}{\epsilon}(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\frac{B}{J}\hat{x}_2 + \frac{k_m}{J}\hat{x}_3 - \frac{T_L}{J} + \frac{k_2}{\epsilon^2}(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -\frac{k_e}{L}\hat{x}_2 - \frac{R}{L}\hat{x}_3 + \frac{u}{L} + \frac{k_3}{\epsilon^2}(y - \hat{x}_1) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中, \hat{x}_1 为电机转子角速度观测值; \hat{x}_2 为电机转子角加速度观测值; \hat{x}_3 为电枢电流微分的观测值; y 为电机转子实际位置值; k_1, k_2 和 k_3 为实数; $0 < \epsilon \ll 1$.

取 $\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1$, $\tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2$, $\tilde{x}_3 = x_3 - \hat{x}_3$,由式(6)和式(7)可得

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{\epsilon} & 1 & 0 \\ -\frac{k_2}{\epsilon^2} & -\frac{B}{J} & \frac{k_m}{J} \\ -\frac{k_3}{\epsilon^2} & -\frac{k_e}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

求矩阵的特征值并化简得

$$\lambda^3 + \left(\frac{B}{J} + \frac{R}{L} + \frac{k_1}{\epsilon}\right)\lambda^2 + \left(\frac{BR + k_e k_m}{JL} + \frac{k_1 B}{\epsilon J} + \frac{k_1 R}{\epsilon L} + \frac{k_2}{\epsilon^2}\right)\lambda + \frac{k_1(BR + k_e k_m)}{\epsilon J L} + \frac{k_2 R}{\epsilon^2 L} + \frac{k_3 k_m}{\epsilon^2 J} = 0 \quad (9)$$

令 $p_1 = a$, $p_2 = b + ci$, $p_3 = b - ci$, 则

$$\begin{aligned} (\lambda + p_1)(\lambda + p_2)(\lambda + p_3) &= \\ \lambda^3 + (a + 2b)\lambda^2 + (b^2 + c^2 + 2ab)\lambda + \\ a(b^2 + c^2) &= 0 \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $a, b, c > 0$ 即可保证矩阵的特征值均有负实部, 使矩阵满足 Hurwitz 稳定条件, 保证观测器稳定, 通过选取合适的 a, b, c 配置观测器极点使其具有较好的动态性能^[10], 式(9)和(10)中 λ 各幂次对应系数相等, 解方程组求得 $\frac{k_1}{\epsilon}, \frac{k_2}{\epsilon^2}, \frac{k_3}{\epsilon^2}$ 的值. 如果高增益观测器的状态初始值与被控对象的状态初始值不同, 对于很小的 ϵ , 将产生峰值现象, 造成观测器收敛效果差^[11], 为防止峰值现象, 可以设计 ϵ 为

$$\epsilon = \begin{cases} 0.01t^{-3}, & 0 \leq t \leq 1 \\ 0.01, & t > 1 \end{cases} \quad (11)$$

进而计算 k_1, k_2, k_3 值, 完成高增益观测器设计.

电机的电阻和电感等参数测量存在误差, 电机运行过程中电磁转矩系数等会随着负载变化, 产生参数漂移, 由于参数误差和漂移之间的耦合未知, 所以将参数误差和漂移作为整体干扰项, 讨论观测器的鲁棒性. 考虑干扰项的状态观测器为

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \frac{k_1}{\epsilon}(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\frac{B}{J}\hat{x}_2 + \frac{k_m}{J}\hat{x}_3 - \frac{T_L}{J} + \frac{k_2}{\epsilon^2}(y - \hat{x}_1) + \Delta m \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -\frac{k_e}{L}\hat{x}_2 - \frac{R}{L}\hat{x}_3 + \frac{u}{L} + \frac{k_3}{\epsilon^2}(y - \hat{x}_1) + \Delta n \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中, Δm 为干扰项对 \hat{x}_2 观测值造成的误差, Δn 为干扰项对 \hat{x}_3 观测值造成的误差.

将 Δm 和 Δn 表征为误差对观测值影响的百分比, 得

$$\left. \begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 + \frac{k_1}{\epsilon}(y - \hat{x}_1) \\ \dot{\hat{x}}_2 &= \left[-\frac{B}{J}\hat{x}_2 + \frac{k_m}{J}\hat{x}_3 - \frac{T_L}{J} + \frac{k_2}{\epsilon^2}(y - \hat{x}_1) \right] \alpha \\ \dot{\hat{x}}_3 &= \left[-\frac{k_e}{L}\hat{x}_2 - \frac{R}{L}\hat{x}_3 + \frac{u}{L} + \frac{k_3}{\epsilon^2}(y - \hat{x}_1) \right] \beta \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中, 由于干扰项的存在使得 \hat{x}_2 的观测值为实际值的 α 倍, \hat{x}_3 的观测值为实际值的 β 倍.

结合式(6)、式(9)和式(13), λ 各幂次对应系数相等, 在已知 $\frac{k_1}{\epsilon}, \frac{k_2}{\epsilon^2}, \frac{k_3}{\epsilon^2}$ 值的情况下, 通过 Matlab 求解含参三元非齐次非线性方程组, 解得 a, b, c , 得出 α, β 对观测器极点造成的影响. 仿真分析部分针对实例进行具体分析.

3 滑模控制设计

针对直流电机数学模型, 考虑角位移误差和角速度误差, 设计滑动模态为

$$s = \sigma e + \dot{e} \quad (14)$$

式中, $\sigma > 0, e = x_1 - x_d, \dot{e} = \dot{x}_1 - \dot{x}_d$, 则

$$\dot{s} = \sigma \dot{e} + \ddot{e} = \sigma(\dot{x}_1 - \dot{x}_d) + (\ddot{x}_2 - \ddot{x}_d) \quad (15)$$

由式(6)消去 x_3 得

$$\dot{x}_2 = -\left(\frac{B}{J} + \frac{k_m k_e}{JR}\right)x_2 - \frac{k_m L}{JR}\dot{x}_3 + \frac{k_m u}{JR} - \frac{T_L}{J} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)得

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \sigma(\dot{x}_1 - \dot{x}_d) - \left(\frac{B}{J} + \frac{k_m k_e}{JR}\right)x_2 - \\ &\quad \frac{k_m L}{JR}\dot{x}_3 + \frac{k_m u}{JR} - \frac{T_L}{J} - \ddot{x}_d \end{aligned} \quad (17)$$

传统指数趋近律为

$$\dot{s} = -\eta \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (18)$$

考虑系统实际位置与给定位置之差、观测器观测的系统速度与由给定位置计算得出的给定速度之差, 引入系统当前实际状态与目标状态的欧氏距离平方, 改进滑模趋近律^[12]为

$$\dot{s} = -\eta \frac{1}{1 + |x|} \operatorname{sgn}(s) - (k + |x|)s \quad (19)$$

式中, $|x| = (x_1 - x_d)^2 + (\dot{x}_1 - \dot{x}_d)^2, \eta, k > 0$

改进趋近律中指数项 $-(k + |x|)s$ 保证当系统状态与滑模面距离较大时, 系统能以较大的速度趋近滑模面, 缩短趋近时间, 提高系统的快速性^[13]. 当系统状态在滑模面附近, 指数项 $-(k + |x|)s$ 趋近为零时, 不能保证系统到达滑模面, 但指数趋近律中的切换项 $-\eta \frac{1}{1 + |x|} \operatorname{sgn}(s)$ 使系统状态接近于滑模面时, 趋近速度不为零, 可保证有限时间可达, 并减小系统抖振.

结合式(17)和(19), 解得

$$\begin{aligned} u &= \left[-\eta \frac{1}{1 + |x|} \operatorname{sgn}(s) - (k + |x|)s - \right. \\ &\quad \left. \sigma(\dot{x}_1 - \dot{x}_d) + \left(\frac{B}{J} + \frac{k_m k_e}{JR}\right)x_2 + \right. \\ &\quad \left. \frac{k_m L}{JR}\dot{x}_3 + \frac{T_L}{J} + \ddot{x}_d \right] \frac{JR}{k_m} \end{aligned} \quad (20)$$

式中, \dot{x}_1, x_2 和 \dot{x}_3 由状态观测器得到.

取滑模控制的 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}s^2 \quad (21)$$

将式(19)带入式(21)得

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} = -\eta \frac{1}{1 + |x|} s \operatorname{sgn}(s) - (k + |x|) s^2 \quad (22)$$

由于 η 、 $|x|$ 、 $s \operatorname{sgn}(s)$ 和 k 均大于 0, 所以 $\dot{V} < 0$, 故系统稳定.

4 仿真实验

为验证算法的有效性, 进行 SimuLink 仿真实验, 电机参数如表 1 所示, 观测器与控制器参数如表 2 所示.

表 1 电机参数

Tab.1 Motor parameters

参数名称	符号	单位	数值
电枢回路总电阻	R	Ω	1.86
阻尼系数	B	Ns/m	0.02
输出轴转动惯量	J	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$	0.008 6
电枢回路电感	L	H	0.013
反电动势系数	k_e	Vs/rad	0.15
电磁转矩系数	k_m	Nm/A	0.14
负载扭矩固定值	T_L	Nm	0.1
额定输出扭矩	T	Nm	2.5

表 2 观测器与控制器参数

Tab.2 Observer and controller parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值
a	100	b	50	c	50
σ	5	η	1.5	k	10
$\frac{k_1}{\epsilon}$	55	$\frac{k_2}{\epsilon^2}$	6 541	$\frac{k_3}{\epsilon^2}$	-285 19

根据式(10)将极点配置为 $p_1 = -100$, $p_2 = -50 + 50i$, $p_3 = -50 - 50i$, 实际系统中观测器极点会随参数误差和漂移造成的干扰发生位置变化.

偏差百分比 α 为 100% 表示 α 没有对观测器极点位置产生影响, 偏差百分比 β 为 100% 表示 β 没有对观测器极点位置产生影响.

β 取值 100%, α 对极点影响如图 2 所示. α 从 1% 变化为 500% 的过程中, 极点 p_1 纵坐标为 0 保持不变, 横坐标逐渐增大, 在 α 增大到 180% 时与虚轴相交, 即当 $\alpha < 180\%$ 时观测器保持稳定. 极点 p_2 纵坐标先减小再增大, 即随着 α 增大, 极点距离实轴越远; 横坐标逐渐增大, 极点 p_2 一直在虚轴左侧.

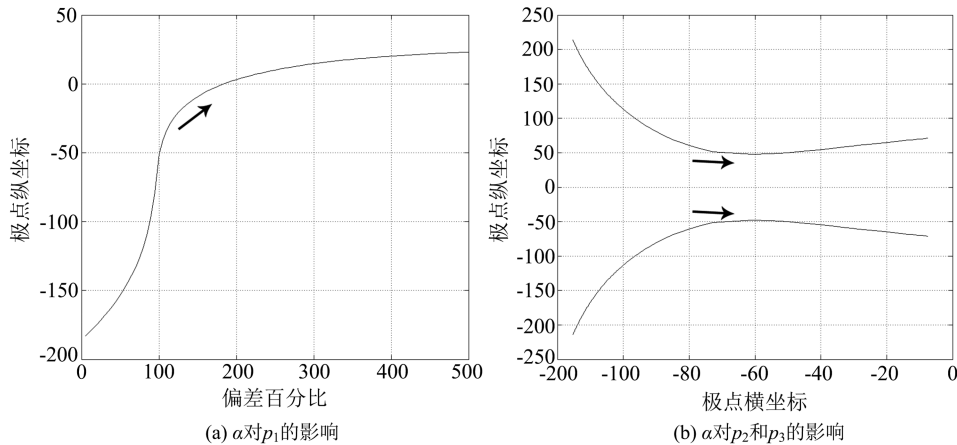


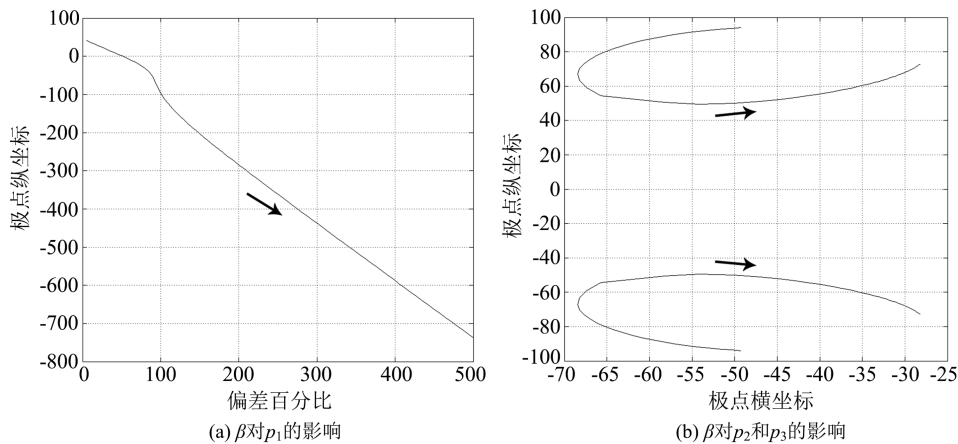
图 2 α 对极点的影响

Fig.2 The influence of α to poles

α 取值 100%, β 对极点影响如图 3 所示. β 从 1% 变化为 500% 的过程中, 极点 p_1 纵坐标为 0 保持不变, 横坐标逐渐减小, 在 α 增大到 50% 时与虚轴相交, 即当 $\alpha > 50\%$ 时观测器保持稳定. 极点 p_2 纵坐标先减小再增大; 横坐标先增大再减小, 极点 p_2 一直在虚轴左侧. p_3 和 p_2 为共轭极点, 位置特征在此不再赘述. 根据极点位置可以确定观测器的稳定性, 稳定裕度和动态性能.

实际系统中, 电机负载转矩分为两部分: 固定值和随机值. 固定值为外界负载不变部分, 可以通过测量得到, 随机值为机械摩擦和外界负载变化部分, 通常视为干扰. 由于电机额定输出扭矩为 2.5 Nm, 所以下述仿真中实验组和对比如组电机负载均加入正弦扰动 $d = 2\sin 5t$ Nm, 扰动最大变化率为 10 Nm/s.

仿真实验考虑建立观测器模型时, 电阻电感测量误差和电机的参数漂移, 取值 $\alpha = 70\%$, $\beta = 70\%$.

图 3 β 对极点的影响Fig.3 The influence of β to poles

仿真实验对比组采用 PID 控制和传统滑模控制,控制参数均调至最佳。

对正弦信号进行位置跟踪,PID 控制器参数为 $P=3, I=4, D=0.5$. 给定位置信号 $x_d = \sin t$, 系统输出位置初始值为 1, 仿真结果如图 4 所示. 本文算法在 0.7 s 内完全跟踪给定信号, 存在 0.02 s 相位滞

后, 系统稳定后稳态误差 0.5%, 输出抖动较小. 传统滑模算法在 0.7 s 内完全跟踪给定位置信号, 存在 0.04 s 相位滞后, 系统稳定后稳态误差 3.1%, 输出有较大抖动. PID 算法在 2.4 s 内完全跟踪给定信号, 存在 0.06 s 相位滞后, 系统稳定后稳态误差 4.6%, 输出有较大抖动。

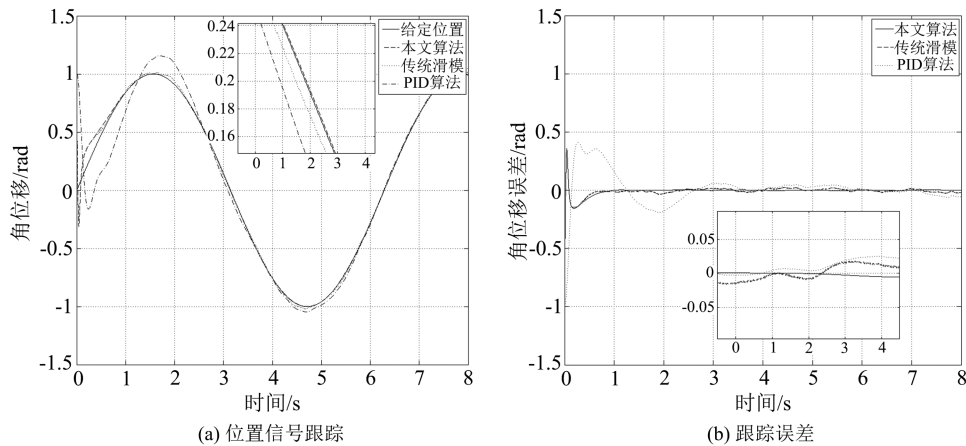


图 4 正弦信号跟踪

Fig.4 Sine signal tracking

对斜坡信号进行位置跟踪,PID 控制器参数为 $P=5, I=10, D=0.6$. 系统输出位置初始值为 1, 仿真结果如图 5 所示. 本文算法在 0.9 s 内完全跟踪给定位置信号, 存在 0.01 s 的相位滞后, 位置信号斜率突变后系统超调 2%, 系统稳定后稳态误差 0.7%. 传统滑模算法在 1 s 内完全跟踪给定位置信号, 存在 0.02 s 相位滞后, 位置信号突变后系统超调 3%, 系统稳定后稳态误差 1%, 输出存在较大抖振. PID 算法在 1.5 s 内完全跟踪给定信号, 存在 0.07 s 相位滞后, 位置信号斜率突变后系统超调 8%, 系统稳定后稳态误差 1%。

对方波信号进行跟踪,PID 控制器参数为 $P=12, I=10, D=0.3$. 由于实际系统中位置不能突变, 所以用斜率有限的信号代替方波信号进行仿真实验, 系统输出位置初始值为 1, 仿真结果如图 6 所示. 给定位置信号突变时, 本文算法 0.8 s 内完全跟踪给定信号, 最大超调 5%, 给定位置不变, 系统稳定后稳态误差 0.3%. 传统滑模算法在 0.9 s 完全跟踪给定位置信号, 最大超调 19%, 给定位置不变, 系统稳定后稳态误差 0.6%, 输出存在较大抖振. PID 算法 1.1 s 内完全跟踪给定信号, 最大超调 50%, 给定位置不变, 系统稳定后稳态误差 1.5%。

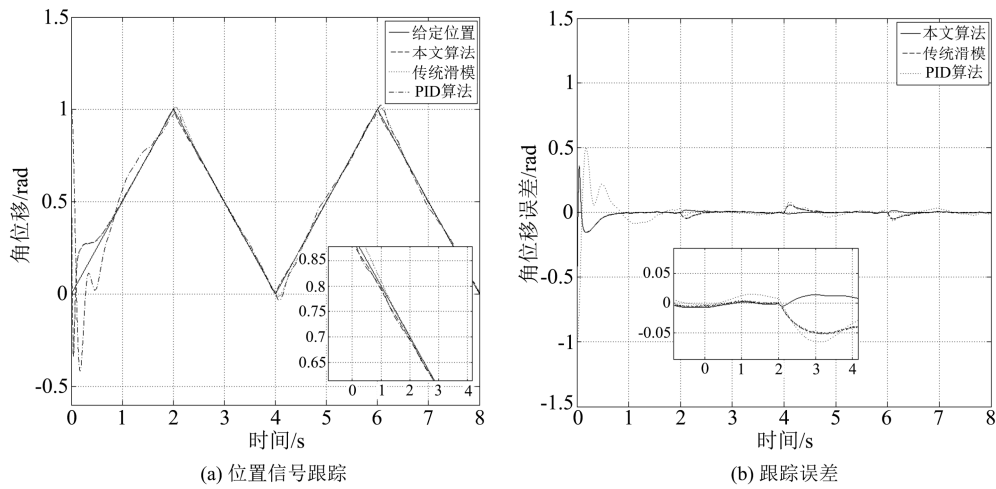


图 5 斜坡信号跟踪

Fig.5 Ramp signal tracking

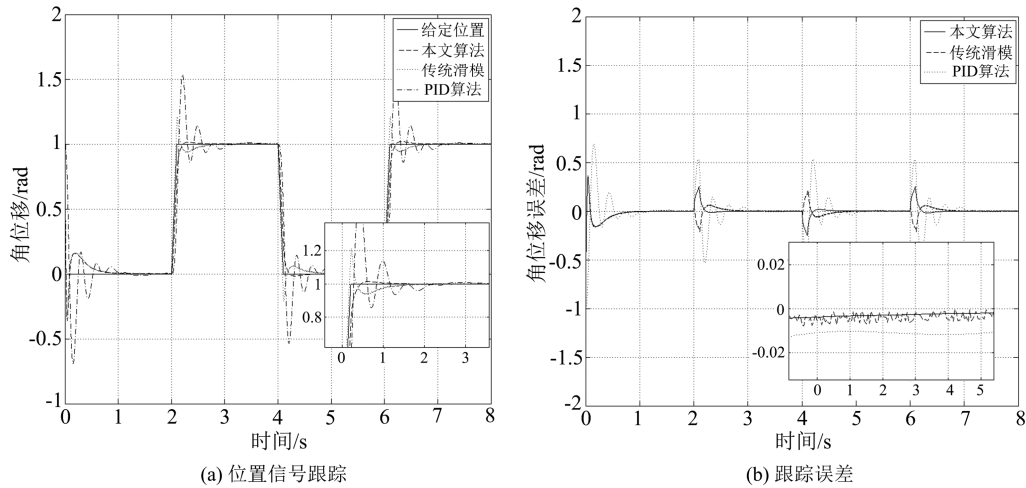


图 6 方波信号跟踪

Fig.6 Square wave signal tracking

与传统滑模和 PID 算法相比,本文算法进行直流电机位置跟踪控制,位置信号变化缓慢时,控制精度更高;位置信号变化迅速时,超调量小,跟踪时间短;在加入较大扰动后仍能保证系统性能,有较高的鲁棒性.

5 结论

本文提出一种基于高增益状态观测器的直流电机位置滑模控制算法.通过高增益状态观测器合适极点的选择较准确地观测直流电机速度和电流及其导数信号.改进的指数趋近律,引入系统状态与滑模面欧氏距离的平方,自适应调整趋近速度,同时减小抖振.控制器根据传感器反馈的位置信号和由观测器得到速度和电流信号输出电压进行位置跟踪控制.减少了实际电流和速度信号的传感器测量,使控

制系统硬件设计简单,降低成本,易于实现并具有良好的控制精度和有较高的鲁棒性.

参考文献 (References)

[1] 夏俊,李倩龙,潘剑飞,等.基于滑模的圆筒直线电机位置控制系统研究[J].微特电机,2016,44(9): 86-88.
XIA Jun, LI Qianlong, PAN Jianfei, et al. Research on position control system of tubular linear motor based on sliding mode[J]. Small & Special Electrical Machines, 2016, 44(9): 86-88.

[2] 方一鸣,李智,吴洋洋,等.基于终端滑模负载观测器的永磁同步电机位置系统反步控制[J].电机与控制学报,2014,18(9): 105-110.
FANG Yiming, LI Zhi, WU Yangyang, et al. Backstepping control of PMSM position systems based on terminal-sliding-mode load observer [J]. Electric

- Machines and Control, 2014, 18(9): 105-110.
- [3] ZHANG H, GE L, SHI M J, et al. Research of compound control for dc motor system based on global sliding mode disturbance observer[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2014, (2): 1-7.
- [4] 王锐,刘金坤. 基于高增益观测器的四旋翼无人机轨迹跟踪控制[J]. 飞行力学, 2017, 35(1): 42-47.
WANG Rui, LIU Jinkun. Trajectory tracking control of quadrotor UAV based on high-gain observer[J]. Flight Dynamics, 2017, 35(1): 42-47.
- [5] 侯利民,臧东. 带扩张状态观测器的PMSM双滑模控制[J]. 控制工程, 2016, 23(9): 1436-1441.
HOU Limin, ZANG Dong. Double-sliding-mode control method for PMSM based on ESO [J]. Control Engineering of China, 2016, 23(9): 1436-1441.
- [6] 张杨名,闫鹏. 线性电机伺服系统的自适应鲁棒控制[J]. 控制理论与应用, 2015, 32(3): 287-294.
ZHANG Yangming, YAN Peng. Adaptive robust control for linear motor servo systems [J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(3): 287-294.
- [7] 张碧陶,高福荣,姚科. 集成神经网络与自适应算法的分数阶滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(10): 1373-1376.
ZHANG Bitao, GAO Furong, YAO Ke. Neural network and adaptive algorithm-based fractional order sliding mode controller, Control Theory & Applications, 2016, 33(10): 1373-1376.
- [8] 刘春芳,杜昭童. 快速刀具伺服系统的模糊自适应滑模控制[J]. 沈阳工业大学学报, 2015, 37(3): 126-130.
- [9] SWAMY C L P, SINGH B, SINGH B P. Fuzzy based sliding mode control of permanent magnet brushless DC motor [J]. Iete Journal of Research, 2015, 41(4): 245-252.
- [10] 邱腾飞,温旭辉,赵峰等. 永磁同步电机永磁磁链自适应观测器设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2287-2294.
QIU Tengfei, WEN Xuhui. Design Strategy of Permanent Magnet Flux Linkage Adaptive Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(9): 2287-2294.
- [11] 孟桂芝,李兴华,宋迎春. 一类具有高增益观测器的非线性系统的输出调节[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(10): 104-113.
MENG Guizhi, LI Xinghua, SONG Yingchun. Output regulation of a class of uncertain nonlinear systems based on high-gain state observers [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(10): 104-113.
- [12] 许波,朱焯秋. 自适应非奇异终端滑模控制及其在BPMSM中的应用[J]. 控制与决策, 2014, 29(5): 833-837.
XU Bo, ZHU Huangqiu. Adaptive nonsingular terminal sliding model control and its application to BPMSM [J]. Control and Decision, 2014, 29(5): 833-837.
- [13] 张瑶,马广富,郭延宁等. 一种多幂次滑模趋近律设计与分析[J]. 自动化学报, 2016, 42(3): 466-472.
ZHANG Yao, MA Guangfu, GUO Yannin. A multi power reaching law of sliding mode control design and analysis [J]. Acta Automatica Sinica, 2016, 42(3): 466-472.