

可控励磁直线同步电动机的全局积分Terminal滑模控制

蓝益鹏[†], 王靖腾, 刘欣

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 为提高可控励磁直线磁悬浮同步电动机进给系统的快速性与鲁棒性, 提出全局积分Terminal滑模控制策略. 构造新型的全局积分Terminal滑模面, 对系统状态任意初值可在有限时间内收敛到零点, 在趋近律中引入衰减因子, 可减小系统抖振; 在构造滑模面和趋近律的基础上设计全局积分Terminal滑模速度控制器; 为进一步削弱滑模控制的抖振, 减小切换增益, 用径向基函数神经网络设计扰动观测器, 并对扰动进行前馈补偿控制. 仿真结果表明全局积分Terminal滑模控制策略能够明显改善系统的动态性能, 缩短误差的收敛时间, 提高系统抑制扰动的能力, 削弱系统的抖振, 增强系统的鲁棒性.

关键词: 可控励磁; 直线电动机; 滑模控制; 径向基函数神经网络

引用格式: 蓝益鹏, 王靖腾, 刘欣. 可控励磁直线同步电动机的全局积分Terminal滑模控制. 控制理论与应用, 2019, 36(6): 931–938

DOI: 10.7641/CTA.2018.80198

Global integral terminal sliding mode control for controllable excitation linear synchronous motor

LAN Yi-peng[†], WANG Jing-teng, LIU Xin

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang Liaoning 110870, China)

Abstract: In order to improve the fastness and robustness of the feeding system of controllable Excitation Linear magnetic levitation synchronous motor, a global integral terminal sliding mode control strategy is proposed. By constructing a new type of global integral terminal sliding surface, any initial value of the state of the system can converge to zero within a finite time. By introducing the attenuation factor into the reaching law, the system chattering can be reduced. On the basis of constructing the sliding surface and the reaching law, a speed global integral terminal sliding mode controller is designed. In order to further weaken the chattering of sliding mode control and reduce the switching gain, the disturbance observer is designed by radial basis function neural network and the feedforward compensation control of the disturbance is carried out. The simulation results show that the global integral terminal sliding mode control strategy can significantly improve the dynamic performance of the system, shorten the error convergence time, and improve the ability of the system to suppress the disturbance, weaken the system chattering and enhance the system robustness.

Key words: controllable excitation; linear motor; sliding mode control; radial basis function network

Citation: LAN Yipeng, WANG Jingteng, LIU Xin. Global integral terminal sliding mode control for controllable excitation linear synchronous motor. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(6): 931–938

1 引言

直线同步电动机具有响应速度快、定位精度高、电磁推力大、直接驱动等优点, 在数控机床进给系统中得到广泛应用. 但是, 由于机床移动平台与静止辅助导轨之间存在非线性摩擦力, 不仅增加了系统的摩擦损耗, 降低了运行效率, 使得零件受到磨损、发热甚至变形, 特别是在低速、微进给的情况下还会出现爬行现象, 严重影响直线电机进给系统的性能^[1-2].

可控励磁直线同步电动机(controllable excitation linear synchronous motor, CELSM)是在直线同步电动机进给系统基础上设计的特种磁悬浮直线电机, 通过调节励磁电流, 改变气隙磁场的大小, 使得运动平台悬浮于导轨之上, 从根本上解决了非线性摩擦力的影响, 实现无摩擦进给.

CELSM进给系统, 由于取消了中间传动环节如滚珠丝杠等部件, 采用磁悬浮的运行方式, 加上直线电

收稿日期: 2018-03-21; 录用日期: 2018-08-18.

[†]通信作者. E-mail: lanyipeng@163.com; Tel.: +86 13478393459.

本文责任编辑: 胡跃明.

国家自然科学基金项目(51575363)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (51575363).

机特有的端部效应, CELSM更易受到自身参数摄动和外部扰动的影响, 显著增加了系统的控制难度. 因此, 如何设计控制器, 消除不确定因素对系统造成的影响, 提升系统的鲁棒性成了控制系统设计的关键^[3].

滑模变结构控制(sliding mode control, SMC)是一种非线性控制^[4-6], 它使系统的状态轨迹沿着预先设计好的滑模面运动, 系统的特性由滑模面参数决定, 因此使系统对自身参数摄动以及外部扰动具有极强的不敏感性. 但滑模控制中切换项的存在导致了抖振的产生, 高频抖振容易激发系统的未建模动态, 并且增加系统的电功率与机械功率损耗, 对系统的性能造成严重影响^[7-9].

国内外学者对滑模控制做了一系列的研究, 取得了一定的成果, 文献[10]将滑模控制与模糊控制结合, 通过动态调节滑模系数, 提高了系统的响应速度. 文献[11]将控制律中的符号函数替换为饱和函数, 有效减小了抖振, 但却降低了系统的抗扰能力. 文献[12]提出了双幂次趋近律, 使之相比传统的趋近律具有更快的收敛速度, 并且取消了切换项, 有效削弱了抖振, 但当系统存在不确定性扰动时, 只能保证状态收敛于平衡点的邻域内, 不能做到对给定信号的完全跟踪. 对于常规滑模控制存在稳态误差的问题, 文献[13]在传统滑模面中加入状态的积分项, 消除了系统的稳态误差, 能够实现精确的调速要求. 文献[14]提出了全局快速Terminal滑模面, 为一种非线性滑模面, 使状态量在有限时间内收敛, 收敛时间远小于传统的线性滑模面, 但存在着控制器的奇异问题. 文献[15]很好地解决了文献[14]中的控制奇异问题, 但在状态初始值较大的场合收敛速度大幅下降, 不能满足快速性的要求.

本文结合了积分滑模控制与快速Terminal滑模控制的优点, 设计了全局积分Terminal滑模(global integral terminal sliding mode, GITSM)控制器, 可以控制状态误差在有限时间内收敛, 提高了系统的响应速度, 同时消除了跟踪误差, 并使状态轨迹全程保持在滑模面上, 增加了系统的鲁棒性. 对于抖振问题, 采用径向基函数(radial basis function, RBF)神经网络扰动观测器对外界扰动进行实时观测, 并将观测值作为补偿信号进行前馈控制, 减小了切换增益, 有效抑制了滑模控制的抖振现象.

2 CELSM的数学模型

用于驱动数控机床进给平台的CELSM控制系统包含悬浮和水平进给两个子系统. 其结构如图1所示.

对于水平方向的进给子系统, 采用 $i_d = 0$ 的矢量控制. 当运动平台悬浮后, 通过调节电枢电流来控制水平方向的电磁推力.

在 dq 坐标系下, CELSM的电压方程描述为^[3, 16]

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{\pi}{\tau} L_q i_q v, \quad (1a)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{\pi}{\tau} L_d i_d v + \frac{\pi}{\tau} L_{md} i_f v, \quad (1b)$$

其中: u_d , i_d 分别为直轴电压、电流; u_q , i_q 分别为交轴电压、电流; R 为电枢绕组电阻; L_d , L_q 分别为直轴、交轴电感; L_{md} 为直轴主电感; τ 为电机的极距; i_f 为励磁电流; v 为电机转子运行速度.

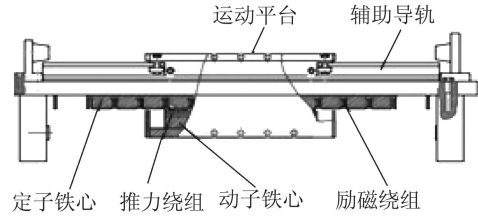


图1 CELSM磁悬浮进给平台结构图

Fig. 1 Structure diagram of CELSM magnetic suspension feed platform

水平方向运动方程描述为

$$(M + m) \frac{dv}{dt} = K_e i_q - F_d - F_1, \quad (2)$$

式中: K_e 为电磁推力系数; M 为CELSM转子质量; F_1 为负载扰动力. m 为平台上工件的质量, F_d 为外部不确定性扰动力, 包含端部效应、齿槽效应力等.

定义 F 为广义扰动, 表示为

$$F = m \frac{dv}{dt} + F_d + F_1, \quad (3)$$

设广义扰动有界, 即 $|F| \leq D$, D 为正常数. 则式(2)可描述为

$$M \frac{dv}{dt} = K_e i_q - F. \quad (4)$$

3 滑模面与趋近律的设计

3.1 滑模面的设计

定义1 设 x 为系统的状态变量, a_0 , b_0 , c_0 为非负常数, $\alpha_0 > 1$, $0 < \beta_0 < 1$, I_0 为积分初值. 则滑模面为

$$s = x + a_0 \int_0^t |x|^{\alpha_0} \operatorname{sgn} x dt + b_0 \int_0^t |x|^{\beta_0} \operatorname{sgn} x dt + c_0 \int_0^t x dt + I_0, \quad (5)$$

式中 $\operatorname{sgn} x$ 为符号函数.

当系统初始状态远离零点时, 方程中的高次项(第2项)起主导作用, 使状态变量迅速衰减; 当系统状态接近零点时, 高次项的衰减作用减弱, 低次项(第3项)起主导作用, 使状态变量在有限时间内收敛到零. 通过选择合适的积分初值, 可让状态轨迹初始时刻就处于滑模面上, 使系统具有全局鲁棒性.

式(5)中, 令 $s(0) = 0$, 可求得

$$I_0 = -x(0). \quad (6)$$

3.2 趋近律的设计

定义 2 设 b_1, c_1 为非负常数, $0 < \beta_1 < 1, n > 1, L = D + \eta, \eta > 0$. 则趋近律为

$$\dot{s} = -(b_1|s|^{\beta_1} \operatorname{sgn} s + c_1 s)|x|^n - L \operatorname{sgn} s, \quad (7)$$

其中 $|x|^n$ 为衰减因子.

当系统稳定运行时, $|x|^n \approx 0$, 括号项被迅速衰减, 减小了 \dot{s} , 即使得状态轨迹以平缓的斜率穿越滑模面, 达到削弱抖振的目的.

3.3 状态变量的收敛时间计算

定理 1 对于式(5)描述的滑模面, 状态的任意初值 $x(0)$ 可在有限时间内收敛到零点, 其收敛时间可表示为

$$t \leq \begin{cases} t_{s1}, & |x(0)| \leq 1, \\ t_{s2}, & |x(0)| > 1, \end{cases} \quad (8)$$

上式中:

$$t_{s1} = \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0|x(0)|^{1-\beta_0}}{b_0}, \quad (9)$$

$$t_{s2} = \frac{1}{c_0(\alpha_0 - 1)} \ln \frac{a_0 + c_0}{a_0 + c_0|x(0)|^{1-\alpha_0}} + \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0}{b_0}. \quad (10)$$

证 当系统的状态轨迹进入滑模面后, 有 $s = \dot{s} = 0$, 即

$$\dot{x} + a_0|x|^{\alpha_0} \operatorname{sgn} x + b_0|x|^{\beta_0} \operatorname{sgn} x + c_0x = 0. \quad (11)$$

1) 状态初值 $0 < x(0) \leq 1$ 时, 忽略高次项的作用, 式(11)化简为

$$\dot{x} + b_0x^{\beta_0} + c_0x = 0. \quad (12)$$

取 $y = x^{1-\beta_0}$, 则 $\dot{y} = (1-\beta_0)x^{-\beta_0}\dot{x}$, 上式变为一阶线性微分方程

$$\dot{y} + c_0(1-\beta_0)y = -b_0(1-\beta_0). \quad (13)$$

方程的通解为

$$y(t) = -\frac{b_0}{c_0} + \left(\frac{b_0}{c_0} + x(0)^{1-\beta_0}\right)e^{-c_0(1-\beta_0)t}. \quad (14)$$

设状态初值 $x(0)$ 收敛到0的时间为 t_1 , 即 $x(t_1) = 0, y(t_1) = 0$, 代入式(14), 解得状态的任意初值 $0 < x(0) \leq 1$ 收敛到0的时间为

$$t_1 = \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0x(0)^{1-\beta_0}}{b_0}. \quad (15)$$

2) 状态初值 $x(0) > 1$ 时, 忽略低次项的作用, 式(11)化简为

$$\dot{x} + a_0x^{\alpha_0} + c_0x = 0. \quad (16)$$

同理可解得从任意状态初值 $x(0) > 1$ 收敛到 $x(0)$

$= 1$ 的时间 t' 为

$$t' = \frac{1}{c_0(\alpha_0 - 1)} \ln \frac{a_0 + c_0}{a_0 + c_0x(0)^{1-\alpha_0}}. \quad (17)$$

再根据式(15)计算出从 $x(0) = 1$ 收敛到0的时间 t'' 为

$$t'' = \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0}{b_0}. \quad (18)$$

则任意状态初值 $x(0) > 1$ 收敛到0的总时间为

$$t_2 = t' + t'' = \frac{1}{c_0(\alpha_0 - 1)} \ln \frac{a_0 + c_0}{a_0 + c_0x(0)^{1-\alpha_0}} + \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0}{b_0}. \quad (19)$$

同理, 当状态初值 $-1 \leq x(0) < 0$ 时, $x(0)$ 收敛到0的时间为

$$t_3 = \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0[-x(0)]^{1-\beta_0}}{b_0}. \quad (20)$$

当状态初值 $x(0) < -1$ 时, $x(0)$ 收敛到0的时间为

$$t_4 = \frac{1}{c_0(\alpha_0 - 1)} \ln \frac{a_0 + c_0}{a_0 + c_0[-x(0)]^{1-\alpha_0}} + \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0}{b_0}. \quad (21)$$

综上所述, 状态初值 $0 < |x(0)| \leq 1$ 时, 收敛时间为

$$t_{s1} = \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0|x(0)|^{1-\beta_0}}{b_0}. \quad (22)$$

状态初值 $|x(0)| > 1$ 时, 收敛时间为

$$t_{s2} = \frac{1}{c_0(\alpha_0 - 1)} \ln \frac{a_0 + c_0}{a_0 + c_0|x(0)|^{1-\alpha_0}} + \frac{1}{c_0(1-\beta_0)} \ln \frac{b_0 + c_0}{b_0}. \quad (23)$$

证毕.

上述证明中忽略了次要项对收敛过程的影响, 实际收敛时间略小于式(9)–(10)的计算时间.

4 全局积分Terminal滑模控制器的设计

定义 3 设 v^* 为速度的给定值, v 为速度测量值, 状态变量选为速度误差

$$e = v^* - v. \quad (24)$$

定理 2 对于含有外部扰动的不确定性系统(4), 选取滑模面式(5)和趋近律式(7), 系统渐进收敛到边界层内的控制规律可描述为式(25).

$$i_q^* = \frac{M}{K_e} \left[\dot{v}^* + a_0|e|^{\alpha_0} \operatorname{sgn} e + b_0|e|^{\beta_0} \operatorname{sgn} e + c_0e + (b_1|s|^{\beta_1} \operatorname{sgn} s + c_1s)|e|^n + \frac{L}{M} \operatorname{sat}\left(\frac{s}{\varphi}\right) \right], \quad (25)$$

式中: φ 为边界层厚度, $\text{sat}(\frac{s}{\varphi})$ 为饱和函数.

$$\text{sat}(\frac{s}{\varphi}) = \begin{cases} \text{sgn } s, & |s| \geq \varphi, \\ \frac{s}{\varphi}, & |s| < \varphi. \end{cases} \quad (26)$$

证 构造Lyapunov函数 $V_1 = \frac{1}{2}s^2$.

对 V_1 求导, 将式(4)(25)代入并整理可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s\dot{s} = \\ &s[\dot{v}^* - \frac{K_e}{M}i_q + \frac{1}{M}F + a_0|e|^{\alpha_0}\text{sgn } e + \\ &b_0|e|^{\beta_0}\text{sgn } e + c_0e] = \\ &s\{\dot{v}^* - [\dot{v}^* + a_0|e|^{\alpha_0}\text{sgn } e + b_0|e|^{\beta_0}\text{sgn } e + \\ &c_0e + (b_1|s|^{\beta_1}\text{sgn } s + c_1s)|e|^n + \frac{L}{M}\text{sat}(\frac{s}{\varphi})] + \\ &\frac{1}{M}F + a_0|e|^{\alpha_0}\text{sgn } e + b_0|e|^{\beta_0}\text{sgn } e + c_0e\} = \\ &s[-(b_1|s|^{\beta_1}\text{sgn } s + c_1s)|e|^n + \frac{1}{M}F - \frac{L}{M}\text{sat}(\frac{s}{\varphi})] = \\ &-(b_1|s|^{\beta_1+1} + c_1s^2)|e|^n + \frac{1}{M}(Fs - L|s|) \leq \\ &-(b_1|s|^{\beta_1+1} + c_1s^2)|e|^n + \frac{1}{M}(F|s| - (D+\eta)|s|) \leq \\ &-\frac{\eta}{M}|s| < 0, \forall |s| > \varphi. \end{aligned} \quad (27)$$

证毕.

控制律(25)中不含状态变量的负指数幂项, 克服了原有Terminal滑模控制的奇异问题.

在控制律(25)中包含误差的分数指数幂项 $b_0|e|^{\beta_0}\text{sgn } e$, 它具有将小误差放大的作用, 从而使得抖振被放大. 本文通过分段设计参数来解决这一问题.

$$b_0 = \begin{cases} b, & |e| > \delta, \\ 0.1b, & |e| \leq \delta, \end{cases} \quad (28)$$

式中 δ 为误差带, 取一小正常数. 当误差较大时, 取 $b_0 = b$, 误差根据式(9)–(10)的规律快速收敛; 当系统稳定运行时, 误差较小, 取 $b_0 = 0.1b$ 以减小抖振.

5 RBF神经网络扰动观测器的设计

从式(27)可以看出, 需选取合适的切换增益 $L \geq |F|$ 来克服不确定性扰动, 以保证系统的稳定性. 通常情况下扰动是未知的, 从而 L 应尽可能取大, 但这会加剧系统的抖振, 容易引发不良后果.

采用RBF神经网络对不确定性扰动 F 进行观测, 将观测结果作为前馈信号补偿到控制器中, 以抵消外部扰动的影响. 此时切换增益 L 只需满足 $L \geq |\varepsilon|$, ε 为观测误差. 如此一来可大大减小 L 的取值, 从而削弱系统的抖振.

RBF网络的结构如图2所示.

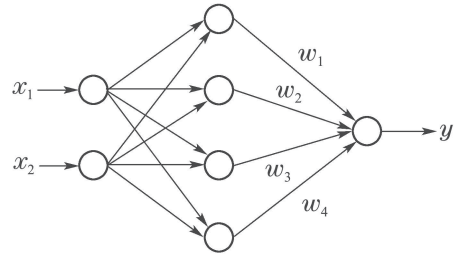


图2 RBF神经网络的结构

Fig. 2 Structure of RBF neural network

RBF网络中, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T = [\int edt \ e]^T$ 为输入向量, 隐含层输出为 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4]^T$, h_j 为第 j 个神经元的输出, 采用高斯基函数

$$h_j = \exp(-\frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_j\|^2}{2b_j^2}). \quad (29)$$

$\mathbf{c}_j = [c_{1j} \ c_{2j}]^T$ 为第 j 个神经元函数中心的坐标向量, b_j 为高斯基函数的宽度, $j = 1, 2, 3, 4$.

RBF网络的连接权向量为

$$\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4]^T. \quad (30)$$

RBF网络的输出为

$$y = \mathbf{w}^T \mathbf{h} = \sum_{j=1}^4 w_j h_j. \quad (31)$$

根据逼近理论, RBF网络存在最优输出

$$y^* = F = \mathbf{w}^{*T} \mathbf{h} + \varepsilon, \quad (32)$$

式中: \mathbf{w}^* 为理想权向量; ε 为逼近误差, $|\varepsilon| \leq \varepsilon_N$, ε_N 为误差上界.

扰动观测器输出为

$$\hat{F} = \hat{\mathbf{w}}^T \mathbf{h}, \quad (33)$$

式中 $\hat{\mathbf{w}}$ 为理想权向量 \mathbf{w}^* 的估计.

定理3 对于具有外部扰动的不确定性系统(4), 选取滑模面式(5)和趋近律式(7), 考虑扰动观测器输出式(33), 则系统渐进收敛到边界层内的控制规律可描述为式(34), 连接权向量的自适应律为式(35).

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{M}{K_e}[\dot{v}^* + a_0|e|^{\alpha_0}\text{sgn } e + b_0|e|^{\beta_0}\text{sgn } e + \\ &c_0e + (b_1|s|^{\beta_1}\text{sgn } s + c_1s)|e|^n + \frac{1}{M}\hat{F} + \\ &\frac{L}{M}\text{sat}(\frac{s}{\varphi})], \end{aligned} \quad (34)$$

切换增益取为 $L = \varepsilon_N + \eta$.

连接权向量的自适应律为

$$\dot{\hat{\mathbf{w}}} = \gamma s \mathbf{h}, \forall \gamma > 0. \quad (35)$$

RBF神经网络学习的性能指标定义为

$$E = \frac{1}{2}(v^* - v)^2 = \frac{1}{2}e^2. \quad (36)$$

高斯基函数的中心坐标向量 c_j 与宽度 b_j 采用梯度下降法进行训练.

$$\Delta c_{ij} = -\mu \frac{\partial E}{\partial c_{ij}} = \mu e \operatorname{sgn}\left(\frac{\partial E}{\partial \hat{F}}\right) w_j h_j \frac{x_i - c_{ij}}{b_j^2}, \quad (37)$$

$$\Delta b_j = -\mu \frac{\partial E}{\partial b_j} = \mu e \operatorname{sgn}\left(\frac{\partial E}{\partial \hat{F}}\right) w_j h_j \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{c}_i\|^2}{b_j^3}, \quad (38)$$

式中 μ 为学习速率,

$$c_{ij}(N+1) = \Delta c_{ij} + c_{ij}(N), \quad (39)$$

$$b_j(N+1) = \Delta b_j + b_j(N). \quad (40)$$

证 构造Lyapunov函数

$$V_2 = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2M\gamma}\tilde{w}^T\tilde{w}, \quad (41)$$

式中 $\tilde{w} = w^* - \hat{w}$.

对 V_2 求导,将式(4)(32)–(35)代入并整理得

$$\dot{V}_2 = s\dot{s} - \frac{1}{M\gamma}\tilde{w}^T\dot{\tilde{w}} =$$

$$s\left[\dot{v}^* - \frac{K_e}{M}\dot{i}_q + \frac{1}{M}F + a_0|e|^{\alpha_0}\operatorname{sgn} e +$$

$$b_0|e|^{\beta_0}\operatorname{sgn} e + c_0e\right] - \frac{1}{M\gamma}\tilde{w}^T\dot{\tilde{w}} =$$

$$s\{\dot{v}^* - [\dot{v}^* + a_0|e|^{\alpha_0}\operatorname{sgn} e + b_0|e|^{\beta_0}\operatorname{sgn} e +$$

$$c_0e + (b_1|s|^{\beta_1}\operatorname{sgn} s + c_1s)|e|^n + \frac{\hat{F}}{M} +$$

$$\frac{L}{M}\operatorname{sat}\left(\frac{s}{\varphi}\right) + \frac{F}{M} + a_0|e|^{\alpha_0}\operatorname{sgn} e +$$

$$b_0|e|^{\beta_0}\operatorname{sgn} e + c_0e\} - \frac{1}{M\gamma}\tilde{w}^T\dot{\tilde{w}} =$$

$$-(b_1|s|^{\beta_1+1} + c_1s^2)|e|^n + \frac{1}{M}(\tilde{w}^T\mathbf{h} + \varepsilon)s -$$

$$\frac{L}{M}|s| - \frac{1}{M\gamma}\tilde{w}^T\dot{\tilde{w}} =$$

$$-(b_1|s|^{\beta_1+1} + c_1s^2)|e|^n + \frac{1}{M}\tilde{w}^T\left(\mathbf{h}s - \frac{1}{\gamma}\dot{\tilde{w}}\right) +$$

$$\frac{1}{M}(\varepsilon s - L|s|) \leq -\frac{\eta}{M}|s| < 0, \forall |s| > \varphi.$$

证毕.

6 仿真分析

CLESM控制系统的结构如图3所示,采用 $i_d = 0$ 转子磁场定向的矢量控制,电流控制器为PI调节器,速度控制器为全局积分terminal滑模控制与RBF神经网络扰动观测器结合的设计.

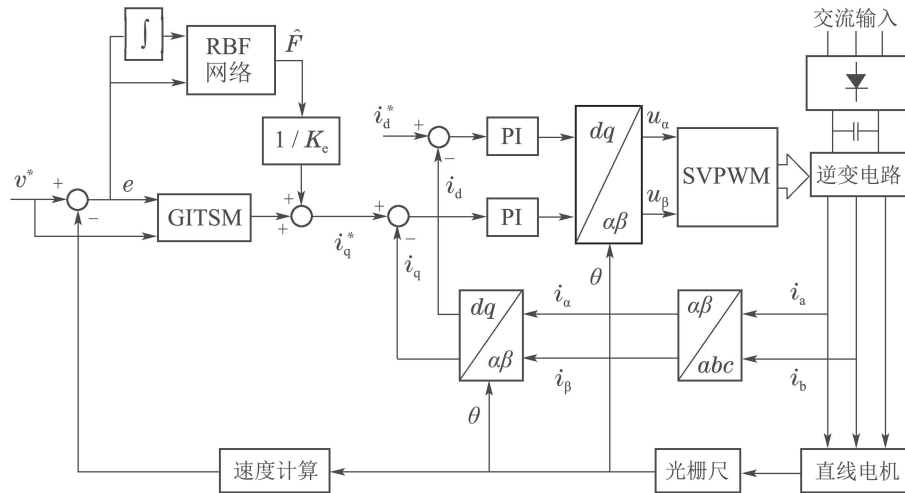


图3 CLESM控制系统的结构图

Fig. 3 Configuration of CLESM control system

CELSM参数设置:电枢电阻 $R_s = 1.2 \Omega$,直交轴电感 $L_d = L_q = 0.01874 \text{ H}$,直轴主电感 $L_{md} = 0.095 \text{ H}$,极距 $\tau = 0.048 \text{ m}$,极对数 $P_n = 3$,电机定子及平台质量 $M = 10 \text{ kg}$,励磁电流 $i_f = 5 \text{ A}$.

控制器参数设置: $a_0 = 20, b_0 = 55, c_0 = 65, b_1 = 10, c_1 = 20, \alpha_0 = 3, \beta_0 = 0.2, \beta_1 = 0.2, n = 2$.

用Simulink对控制算法进行仿真研究,并与PI控制和文献[10]中提出的积分滑模控制进行了对比.

图4–5分别为系统起动过程的速度和电磁推力

响应曲线.其中曲线a为PI控制器,曲线b为积分滑模控制器,曲线c为GITSM控制器.系统起动过程中,PI控制下速度有明显超调,调节时间较长.积分滑模控制下,速度响应无超调,但速度接近给定值时,误差呈现渐进收敛的规律.GITSM控制方法下,超调量为0.6%,误差收敛时间约为0.0146 s,式(9)计算所得时间为0.015 s,二者基本一致.

图6–7为系统在0.5 s突加50 N阶跃负载扰动时的速度和电磁推力响应曲线.突加负载扰动时,PI控

制不能快速适应负载的变化, 转速降落较大, 恢复时间较长. 积分滑模控制对负载扰动有一定的适应性. **GITSM**控制对负载扰动有极强的不敏感性, 转速降落为积分滑模控制的18%, **PI**控制的5%.

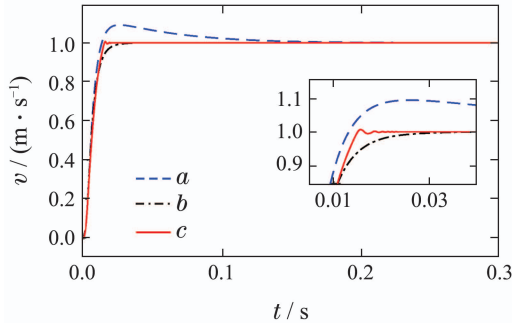


图4 系统起动时的速度响应曲线

Fig. 4 Speed response of system start

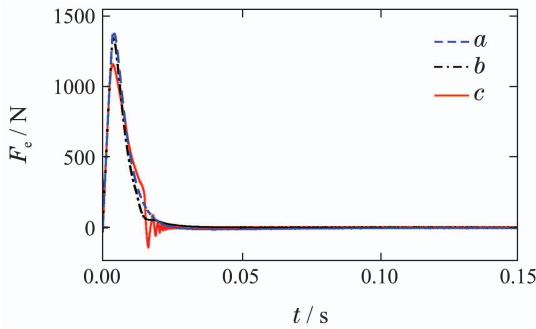


图5 系统起动时的电磁推力响应曲线

Fig. 5 Electromagnetic thrust response of system start

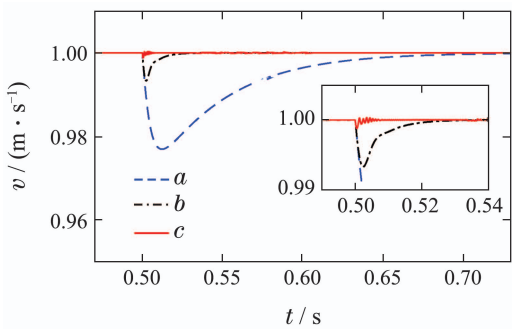


图6 突加阶跃扰动时的速度响应曲线

Fig. 6 Speed response during step disturbance

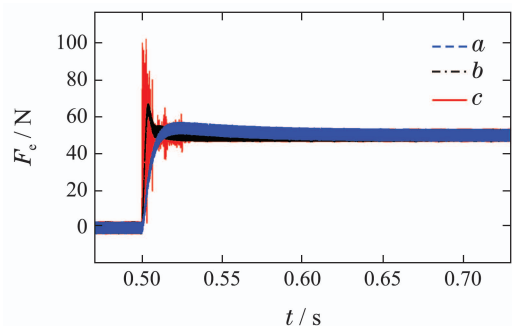


图7 突加阶跃扰动时的电磁推力响应曲线

Fig. 7 Electromagnetic thrust response during step disturbance

图8为观察端部效应对系统的影响, 在1 s加入正弦扰动力 $10 \cos(\frac{2\pi x}{\tau})$ N时, 系统的速度响应曲线. 正弦扰动作用时, **PI**控制和积分滑模控制下的速度响应都出现了不同程度的波动, 而**GITSM**控制下的速度响应仍保持着良好的跟随性.

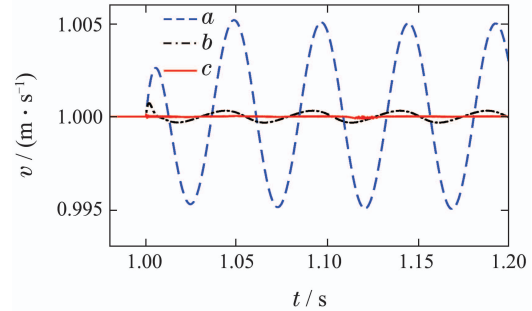


图8 突加正弦扰动时的速度响应曲线

Fig. 8 Speed response during sinusoidal disturbance

图9为系统的滑模面曲线, 图9(a)中为衰减因子和RBF神经网络扰动观测器都不采用的情况, 可以看出在**GITSM**控制策略下, 切换函数迅速减小, 但进入滑模面后有强烈的抖振; 图9(b)中为单独采用衰减因子时的情况, 当系统跟踪误差减小到零后, 在衰减因子的作用下, 切换函数的斜率减小, 但较大的切换增益使得系统稳态时仍具有一定的抖振; 图9(c)中为单独采用RBF神经网络扰动观测器时的情况, 可以看出在扰动观测器的作用下, 切换增益的取值得以减小, 从而降低了稳态时系统的抖振, 但在系统刚进入滑模面时仍有所波动; 图9(d)中为同时采用衰减因子与RBF神经网络扰动观测器情况下的曲线, 此时系统结合了图9(b)与图9(c)中的优点, 靠近滑模面时, 切换函数斜率逐渐减小, 平缓地进入滑模面, 同时切换增益取值较小, 在二者的作用下, 达到削弱抖振的目的.

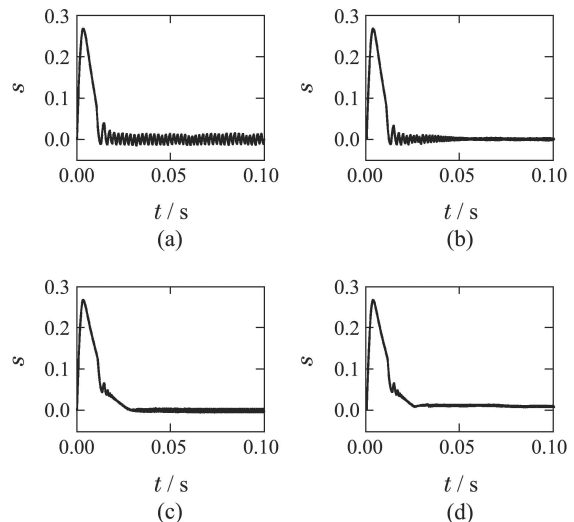


图9 滑模面曲线

Fig. 9 Sliding surface

为观察负载变化对CELSM控制系统的影响情况,图10-11给出了CELSM分别运行在高速1 m/s与低速1 mm/s时的机械特性曲线。可以看出,系统从空载逐渐增加到负载 $F_1 = 150$ N的过程中,速度并未发生明显变化,说明该系统具有无静差的良好特性。

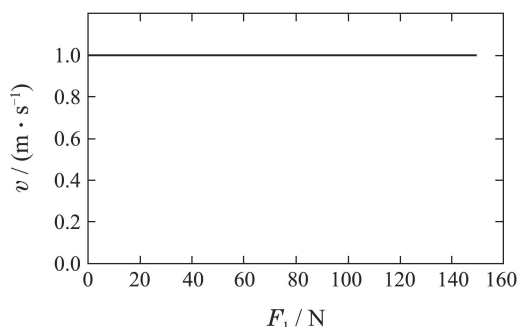


图10 高速运行时的机械特性曲线

Fig. 10 Mechanical characteristics at high speed

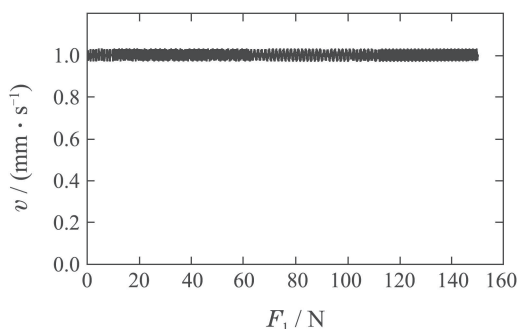


图11 低速运行时的机械特性曲线

Fig. 11 Mechanical characteristics at low speed

7 结论

在可控励磁直线同步电动机驱动的数控机床磁悬浮进给平台中,电动机的动子与运动平台固定相连,处于悬浮状态,是无摩擦进给系统。易受到外部扰动的影响,显著增加了系统的控制难度,为消除不确定因素对系统造成的影响,论文研究了一种新型全局积分Terminal滑模控制策略。

1) 构造的全局积分Terminal滑模面和趋近律,使得误差衰减到零的时间可控,对系统状态的任意初值可在有限时间内收敛到零,推导了到达时间的解析表达式。

2) 用构造的滑模面和趋近律,设计速度积分Terminal滑模控制规律,得到了描述系统控制规律的定理,通过构造适当的Lyapunov函数对该定理进行了数学证明。

3) 用RBF神经网络设计扰动观测器,并对扰动进行前馈补偿控制,减小了切换增益,抑制了滑模

控制的抖振。证明了适用于不确定扰动的全局积分Terminal滑模控制策略的定理。仿真结果表明全局积分Terminal滑模控制策略能够明显改善系统的动态性能,缩短误差的收敛时间,提高系统抑制扰动的能力,削弱系统的抖振,增强系统的鲁棒性。

参考文献:

- [1] SUN Yibiao, WANG Yapeng, LIU Chunfang. Adaptive interval type-2 fuzzy sliding mode control for permanent magnet linear motor. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2017, 39(6): 601 – 606.
(孙宜标, 王亚朋, 刘春芳. 永磁直线电机自适应区间二型模糊滑模控制. 沈阳工业大学学报, 2017, 39(6): 601 – 606.)
- [2] ZHOU Ying, HE Lei, ZHENG Feng. Iterative learning control for linear motor system with time delay and data dropout. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(12): 1631 – 1636.
(周颖, 何磊, 郑凤. 具有时延和数据丢失的直线电机迭代学习控制. 控制理论与应用, 2017, 34(12): 1631 – 1636.)
- [3] LAN Yipeng, HU Xuecheng, CHEN Qilin, et al. Finite element analysis of electromagnetic characteristics of controllable excitation magnetic suspension feed platform. *Journal of Mechanical Engineering*, 2017, 53(4): 184 – 189.
(蓝益鹏, 胡学成, 陈其林, 等. 可控励磁磁悬浮进给平台电磁特性的有限元分析. 机械工程学报, 2017, 53(4): 184 – 189.)
- [4] GUO X, WANG J, LIAO F. Distributed adaptive integrated-sliding-mode controller synthesis for string stability of vehicle platoons. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2016, 17(9): 2419 – 2429.
- [5] YANG Xiaoqian, LI Jian, DONG Yi. A novel non-singular fast terminal sliding mode control of nonlinear systems with uncertain disturbances. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(6): 772 – 778.
(杨晓骞, 李健, 董毅. 非线性不确定系统的非奇异快速终端滑模控制. 控制理论与应用, 2016, 33(6): 772 – 778.)
- [6] XIONG Shaofeng, WANG Weihong, WANG Sen. Nonsingular fast terminal sliding-mode guidance with intercept angle constraint. *Control Theory & Applications*, 2014, 31(3): 269 – 278.
(熊少锋, 王卫红, 王森. 带攻击角度约束的非奇异快速终端滑模制导律. 控制理论与应用, 2014, 31(3): 269 – 278.)
- [7] LIU Jinkun. *Sliding Mode Control Design and MATLAB Simulation the Basic Theory and Design Method*. The third edition. Beijing: Tsinghua University Press, 2015.
(刘金琨. 滑模变结构控制MATLAB仿真基本理论与设计方法, 第3版. 北京: 清华大学出版社, 2015.)
- [8] MATAS J, VICUNA L, MIRET J. Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(1): 116 – 125.
- [9] CAO J B, CAO B G. Fuzzy-logic-based sliding mode controller design for position sensorless electric vehicle. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(10): 2368 – 2378.
- [10] KOMURCUGIL H. Rotating-sliding-line-based sliding mode control for single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(10): 3719 – 3726.
- [11] ZHANG Xi, CHEN Zongxiang, Pan Junmin, et al. Fixed boundary layer sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor. *Proceedings of the CSEE*, 2006, 26(22): 115 – 121.
(张希, 陈宗祥, 潘俊民, 等. 永磁直线同步电机的固定边界层滑模控制. 中国电机工程学报, 2006, 26(22): 115 – 121.)
- [12] ZHANG Hexin, FAN Jinsuo, MENG Fei, et al. A new double power reaching law for sliding mode control. *Control and Decision*, 2013, 28(2): 289 – 293.

- (张合新, 范金锁, 孟飞, 等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律. 控制与决策, 2013, 28(2): 289 – 293.)
- [13] LI Zheng, HU Guangda, CUI Jiarui, et al. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(3): 431 – 437. (李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431 – 437.)
- [14] YU X, MAN Z. Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2002, 49(2): 261 – 264.
- [15] CHEN S Y, LIN F J. Robust nonsingular terminal sliding-mode control for nonlinear magnetic bearing system. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2011, 19(3): 636 – 643.
- [16] BAO Guangqing, LIANG Tongchuan. Modeling of long-stator linear synchronous motors based on winding function. *Journal of Mechanical and Electrical Engineering*, 2014, 31(3): 361 – 366. (包广清, 梁铜川. 基于绕组函数的长定子直线同步电机建模研究. 机电工程, 2014, 31(3): 361 – 366.)

作者简介:

蓝益鹏 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制、数控技术,

E-mail: lanyipengg@163.com;

王靖腾 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制, E-mail: wang_ji

ng_teng@126.com;

刘欣 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制, E-mail: hmbbliu

xin@163.com.