

直线同步电机参数不确定性系统 H_∞ 控制策略*

张馨圆, 蓝益鹏

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要: 直线磁悬浮同步电机在运行过程中, 由于悬浮高度不同以及电枢回路电流引起的电阻变化, 系统存在自身参数摄动的问题。针对这一问题, 提出一种直线同步电机参数不确定性系统 H_∞ 控制方法。首先, 分析直线同步电机的结构及其运行机理, 建立参数不确定性进给控制系统的数学模型。其次, 将控制系统对参数的不确定性以及干扰抑制问题归结为标准 H_∞ 状态反馈设计, 通过解 Riccati 不等式的正定解, 进而得到参数不确定性控制系统的进给子系统 H_∞ 鲁棒控制器。最后, 用 MATLAB/Simulink 软件进行仿真研究。仿真结果表明: 当系统存在参数不确定性及外部扰动时, 该控制策略具有比 PI 控制更好的性能, 满足对数控机床直线磁悬浮同步电机控制系统的要求。

关键词: 直线同步电机; H_∞ 鲁棒控制; 数控机床; Riccati 不等式

中图分类号: TM 383 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)11-0018-07

doi: 10.12177/emca.2020.133

H_∞ Control Strategy of Linear Synchronous Motor Parameter Uncertainty System*

ZHANG Xinyuan, LAN Yipeng

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

Abstract: During the operation of the maglev linear synchronous motor, due to the different height of suspension and the resistance change caused by the armature loop current, the system has the problem of parameter perturbation. A method for H_∞ control of parameter uncertainty system of the linear synchronous motor is proposed. First, the structure and operation mechanism of the linear synchronous motor are analyzed, and the mathematical model of the parameter uncertainty feed control system is established. Second, the uncertainty of the control system and the interference suppression of the parameters are reduced to the standard H_∞ state feedback design. By acquiring the positive definite solution of Riccati inequality, the H_∞ robust controller of the feed subsystem of the parameter uncertainty control system is obtained. Finally, MATLAB/Simulink simulation results show that the system has better performance than PI control when there are parameter uncertainties and external disturbances, and the requirements for the control system of maglev linear synchronous motor for CNC machine tool can be met.

Key words: linear synchronous motor; H_∞ robust control; CNC machine tool; Riccati inequality

0 引言

工业发达国家将直线电机技术应用于数控机床直线运动驱动系统中, 代替传统的伺服电机和

滚珠丝杠副驱动系统^[1-2]。

直线电机省去了丝杠、丝母、皮带等传动链机构, 提高了传递效率^[3]。直线电机加速度大, 速度快且平稳, 精度高^[4]。但是直线电机的进给平台

收稿日期: 2020-07-02; 收到修改稿日期: 2020-08-25

* 基金项目: 国家自然科学基金项目(51575363)

作者简介: 张馨圆(1996—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

蓝益鹏(1962—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及其控制。

和导轨之间会产生摩擦力,影响加工的精准度,降低工作效率。

为了减小摩擦力可以采用磁悬浮系统。当运动部件的重力和垂直方向上的可控磁力平衡时,运动部件在无任何机械接触的情况下,可以稳定地悬浮在静止导轨的上方^[5]。

有很多学者将 H_∞ 控制器应用在永磁同步电机、感应电机、电磁轴承系统、卡车和拖车系统等其他领域^[6-12]。

为了提高可控励磁磁悬浮直线同步电机运行的稳定性能及动态性能,研究人员针对磁悬浮直线同步电机系统的控制方法展开了研究。文献[13]提出悬浮系统的参数自整定模糊控制。文献[14]提出了进给系统的滑模控制。文献[15]提出进给系统的 H_∞ 鲁棒控制,但是尚未考虑磁悬浮直线电机在运行过程中,由于悬浮高度不同以及电枢回路电流引起的电阻变化,系统存在自身参数摄动的问题。在实际系统中可控励磁直线同步电机进给系统还存在参数的摄动,这类不确定性系统不会改变模型的阶次,但是,参数摄动会影响系统的稳定性。因此,针对磁悬浮直线同步电机参数不确定性系统的 H_∞ 控制极具研究价值。

本文提出一种直线同步电机参数不确定性系统 H_∞ 鲁棒控制器设计,建立包括直线同步电机参数摄动的状态空间模型,进而给出具有参数摄动的 H_∞ 鲁棒控制器的表达式,并对进给控制系统进行了仿真研究。

1 直线电机结构及运行机理

图1为直线同步电机结构图。进给平台包括运动平台、辅助导轨、电枢绕组、励磁绕组以及处在上方的电涡流传感器和基座等部分。在电机的励磁绕组通入直流电流后,就会产生恒定的励磁磁场^[15],动子铁心受到磁场的吸引而产生垂直向上的悬浮力,通过调节电流的大小可以间接调节磁悬浮力,当吸力与重力相等时,便可实现稳定悬浮。悬浮气隙由电涡流传感器测量,气隙的调整可以通过改变励磁电流实现。往电枢绕组中通入三相电流时,在悬浮平台与导轨的间隙中会形成以同步速 v 水平直线行进的行波磁场,行波磁场与励磁磁场相互作用就会产生一个水平方向的推

力^[15],进给平台受到推力的作用沿水平方向直线运动。

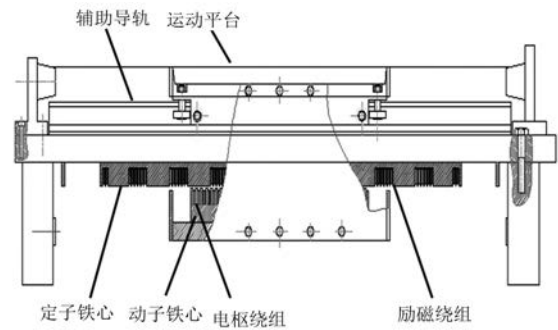


图1 直线同步电机结构图

2 直线同步电机数学模型

为了便于分析,简化模型,给出以下假设条件:忽略端部效应,忽略铁心损耗;忽略铁心磁路的磁阻,电机铁心的磁化曲线为线性;电枢绕组中通入三相交流电;直线电机磁极上不含阻尼绕组。

在以上假设条件下,可以得到 d 、 q 轴磁悬浮直线同步电机电压方程:

$$\begin{cases} u_d = i_d r_s - \frac{\pi v}{\tau} \psi_q + \frac{d}{dt} \psi_d \\ u_q = i_q r_s + \frac{\pi v}{\tau} \psi_d + \frac{d}{dt} \psi_q \\ u_f = i_f r_f + \frac{d}{dt} \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 、 u_f 分别为电机电枢绕组在 d 、 q 轴的电压和励磁绕组的电压; ψ_d 、 ψ_q 、 ψ_f 分别为电机的电枢绕组在 d 、 q 轴的磁链和励磁磁链的值; i_d 、 i_q 、 i_f 分别为电机电枢绕组在 d 、 q 轴的电流和励磁绕组的电流; v 为行波磁场的移动速度; τ 为极距,有 $\omega = \frac{\pi v}{\tau}$ 。

电机的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + L_{md} i_f \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_f = L_f i_f + L_{md} i_d \end{cases} \quad (2)$$

式中: L_d 为 d 轴电感; L_{md} 为 d 轴电枢绕组主电感; L_q 为 q 轴电感; L_{mq} 为 q 轴电枢绕组主电感; L_σ 为电枢绕组漏感; L_f 为励磁绕组自感。

进给方向的电磁推力方程:

$$F_x = \frac{3\pi}{2\tau} [L_{md}i_q i_q + (L_{md} - L_{mq})i_d i_q] \quad (3)$$

进给方向的运动方程:

$$m \frac{d^2x}{dt^2} = F_x - F_L \quad (4)$$

式中: m 为运动平台及负载的质量; x 为进给平台移动的距离; F_x 为进给方向的电磁推力; F_L 为负载等外界干扰力。

对进给子系统采用 $i_d=0$ 控制, 则由式(1)~式(4)可以得出可控励磁直线同步电机的数学模型^[15]:

$$\begin{cases} \frac{dv}{dt} = \frac{K_f}{m}i_q - \frac{1}{m}F_L \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{L_{md}i_f\pi}{L_q\tau}v - \frac{r_s}{L_q}i_q - \frac{1}{L_q}u_q \end{cases} \quad (5)$$

其中: $K_f = \frac{3\pi}{2\tau}L_{md}i_f$ 。

引入用来消除系统稳态误差的给定速度与实际速度差的积分变量^[15], 即 $\int_0^t (v^* - v) dt$ 。

选状态变量: $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T = [v \ i_q \ \int_0^t (v^* - v) dt]^T$ 。

取控制输入 $u = u_q$ 。考虑到由于 i_q 变化, 引起温度上升, 会使 r_s 变化, 需要写出含参数摄动的状态方程。

则含电阻 r_s 参数摄动的状态方程为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3\pi}{2\tau m}L_{md}i_f & 0 \\ -\frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{1}{L_q}i_fL_{md} & -\frac{1}{L_q}r_s(1 + \delta(t)) & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u \\ \mathbf{z} = \begin{bmatrix} \sqrt{q_1} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{q_2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{q_3} \end{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{y} = \mathbf{x} \end{cases} \quad (6)$$

简写为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A}(t)]\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\omega + \mathbf{B}_2u \\ \mathbf{z} = \mathbf{C}_1\mathbf{x} \\ \mathbf{y} = \mathbf{x} \end{cases} \quad (7)$$

其中: 摄动阵

$$\Delta\mathbf{A}(t) = \mathbf{E} \sum(t) \mathbf{F}, \quad \sum(t) \in \Omega \quad (8)$$

以上各式中: \mathbf{y} 为输出; \mathbf{z} 为评价信号; u 为输入; ω 为扰动; $\delta(t)$ 分别为 r_s 的不确定性参数摄动; \mathbf{E} 、 \mathbf{F} 为已知定常阵; Σ 为未知矩阵且 $\Sigma \in \Omega$, 即 $\Sigma^T \Sigma \leq I$; q_1, q_2, q_3 为加权系数; 矩阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B}_1 、 \mathbf{B}_2 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3\pi}{2\tau m}L_{md}i_f & 0 \\ -\frac{\pi}{\tau} \cdot \frac{1}{L_q}i_fL_{md} & -\frac{1}{L_q}r_s & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

加权系数矩阵 \mathbf{C}_1 为

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{q_1} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{q_2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{q_3} \end{bmatrix} \quad (10)$$

3 H_∞ 鲁棒控制器设计

对于被控对象式(5), 设计参数不确定性系统的状态反馈控制器为

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (11)$$

使闭环系统二次稳定。将式(11)代入式(7)可以得到

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K} + \Delta\mathbf{A}(t)]\mathbf{x} + \mathbf{B}_1\omega \quad (12)$$

定理 1^[16] 系统式(7)是二次稳定的充分必要条件是 $\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K}$ 为稳定阵且

$$\| \mathbf{F}(s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}_2\mathbf{K})^{-1}\mathbf{E} \|_\infty < 1 \quad (13)$$

依据定理 1 可知式(11)系统稳定的充分必要条件是 $\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K}$ 是稳定阵且式(13)成立。

此时, 增广被控对象可描述为

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{E} & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{F} & 0 & 0 \\ \mathbf{I} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

可以得到 $A+B_2K$ 的稳定性等价于图 2 所示系统的内部稳定性, 且 $F(sI-A-B_2K)^{-1}E = \text{LFT}(G(s), K)$ 。

因此, 控制器 K 的设计问题可以等价于图 2 所示的 H_∞ 标准设计问题。

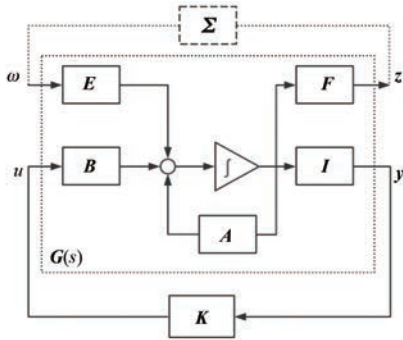


图 2 二次稳定性与 H_∞ 设计框图

定理 2^[16] 对于给定的系统式(7)和式(8), 存在线性控制器式(11)使闭环系统是二次稳定的充分必要条件是存在适当正数 $\varepsilon > 0$, 使得 Riccati 不等式

$$A^T X + XA + X \left(EE^T - \frac{1}{\varepsilon^2} BB^T \right) X + F^T F < 0 \quad (15)$$

具有正定解 $X > 0$ 。若式(15)存在正定解, 则控制器为

$$K = -\frac{1}{2\varepsilon^2} B^T X \quad (16)$$

其中, 取 $\varepsilon = 0.005$, 矩阵 K 为本文的控制器, 在 MATLAB 中编程求得。

$$X = \begin{bmatrix} 0.0020 & 3.1960 \times 10^{-6} & -0.2975 \\ 3.1960 \times 10^{-6} & 3.2401 \times 10^{-8} & -4.5997 \times 10^{-4} \\ -0.2975 & -4.5997 \times 10^{-4} & 134.6201 \end{bmatrix} \quad (20)$$

控制器的参数为

$$K = [-68.2 \quad -0.7 \quad 9817.8] \quad (21)$$

4 仿真结果及其分析

应用 MATLAB 软件建立如图 3 所示的直线同步电机参数不确定性系统的仿真模型, 验证本文控制器的有效性。

由图 3 可以看出, 若采用 $i_d = 0$ 矢量控制, 电枢电流的励磁分量为零, 能够降低电枢电流对磁悬浮力的影响, 实现了进给系统和悬浮系统的

在本文中, 矩阵 E, B, F 分别为

$$\left\{ \begin{aligned} E &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{m} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ F &= \begin{bmatrix} \sqrt{q_1} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{q_2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{q_3} \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (17)$$

直线同步电机的参数为: 电阻 $r_s = 1.2 \Omega$, 极距 $\tau = 0.048 \text{ m}$, 电流 $i_t = 5 \text{ A}$, d, q 轴电感 $L_d = L_q = 0.01874 \text{ H}$, 极对数 $p = 3$, 直轴主电感 $L_{md} = 0.095 \text{ H}$, 质量 $M = 10 \text{ kg}$, 当悬浮高度在 $0 \sim 2.5 \text{ mm}$ 之间变化时, 样机参数摄动的最大值为 12.5%。仿真时取放大倍数 $K_i = 40$ 。

则:

$$\left\{ \begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 4.6633 & 0 \\ -1458.9476 & -64.0342 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B_1 &= \begin{bmatrix} -0.1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2134.4717 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right. \quad (18)$$

取

$$C_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{0.345} \\ \sqrt{0.00007} \\ \sqrt{19278} \end{bmatrix} \quad (19)$$

用 MATLAB 解 Riccati 不等式(15), 得

解耦。

对本文的 H_∞ 控制器进行仿真实验。控制器的结构如图 4 所示, 其中 K_1, K_2, K_3 分别为控制器 K 对应的数值。

为了方便观察, 在参数相同的情况下, 本文还进行了 PI 控制的仿真。

图 5 和图 6 比较了 H_∞ 控制器和 PI 控制器在加入 200 N 的负载扰动后的速度响应曲线和电流响应曲线。

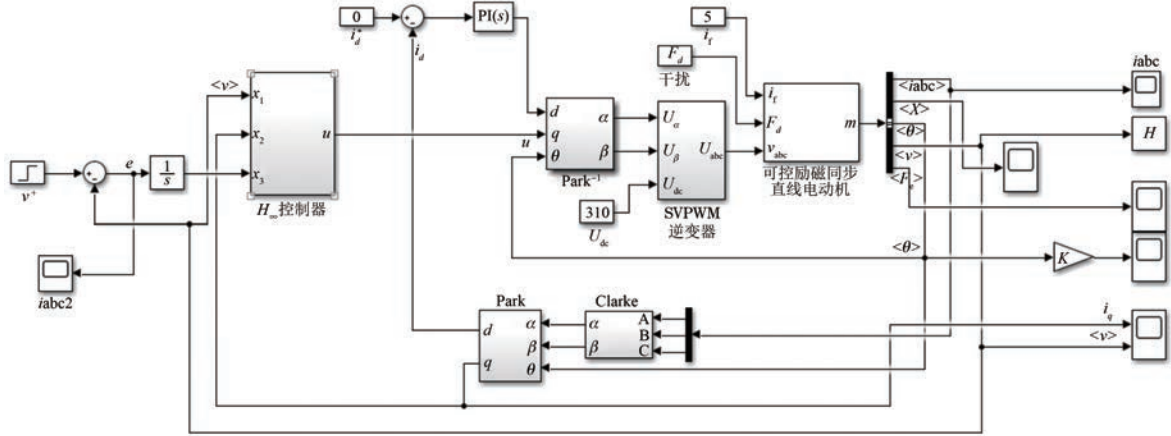


图3 直线同步电机参数不确定性系统的仿真模型

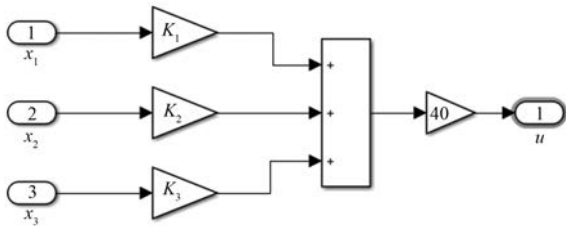


图4 H_∞ 控制器结构图

调节时间为 0.07 s; H_∞ 控制下, 调节时间为 0.02 s。加入 200 N 扰动后, PI 控制的恢复时间为 0.052 9 s; H_∞ 控制下, 恢复时间为 0.016 s。因此, 说明 H_∞ 控制具备良好的快速性。

由图 6 可以看出, 在 H_∞ 控制下, 系统在起动和 0.2 s 突加 200 N 的扰动时, 电流响应速度明显快于 PI 控制器, 也说明了 H_∞ 控制具有良好的快速性。

图 7 和图 8 比较了 H_∞ 控制器和 PI 控制器在考虑端部效应和齿槽效应扰动后的速度响应曲线和电磁推力响应曲线。因为端部效应和齿槽效应的影响是未知的, 其表达式不明, 所以考虑为外部扰动。

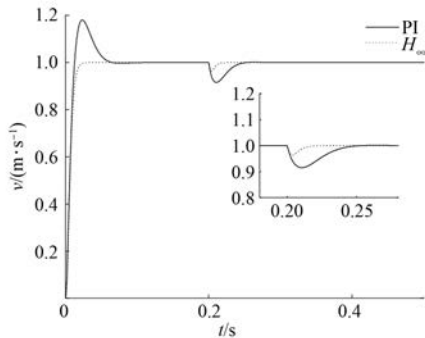


图5 速度响应曲线

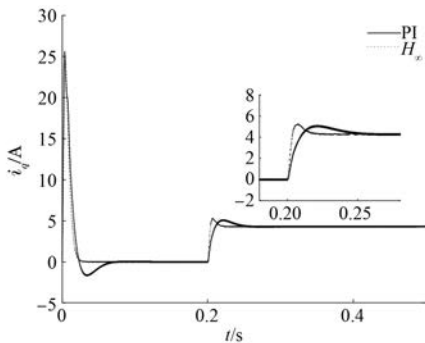


图6 电流响应曲线

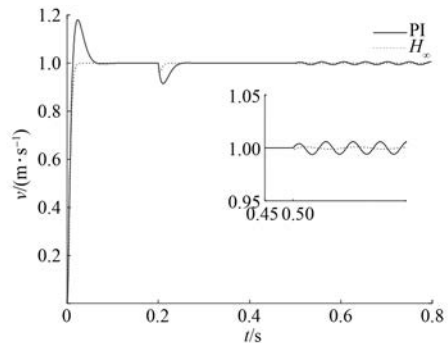


图7 外界扰动下的速度响应

图 7 中, 在 0.5 s 时考虑端部效应和齿槽效应, PI 控制器下的速度发生波动, 而 H_∞ 控制器下的速度波动并不明显, 说明 H_∞ 控制具备良好的鲁棒性能。

图 8 中, 在 H_∞ 控制下, 电磁推力可以很快地跟上负载的变化, 恢复时间非常小, 也说明了 H_∞

由图 5 可以看出, 在系统起动时, PI 控制下,

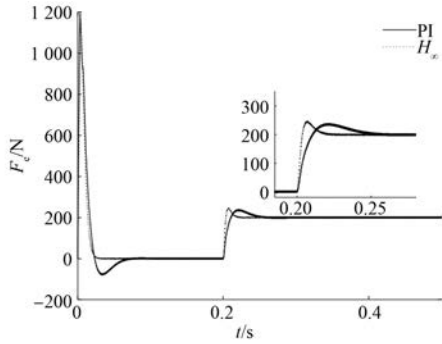


图8 外界扰动下的电磁推力响应曲线

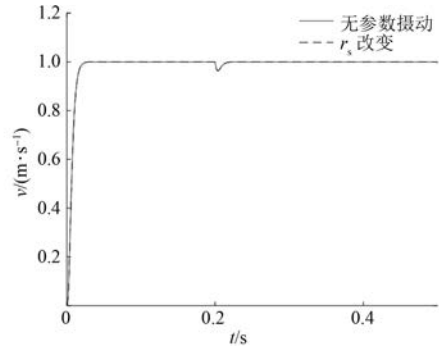


图11 H_{∞} 控制下 r_s 改变时的速度响应

控制的抗干扰能力良好。

图9~图12比较了有参数摄动情况下, H_{∞} 控制器和PI控制器对磁悬浮直线同步电机系统的控制情况。

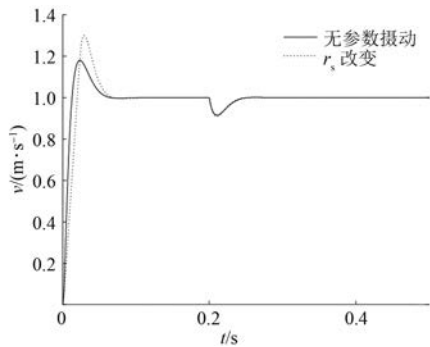


图9 PI控制下 r_s 改变时的速度响应

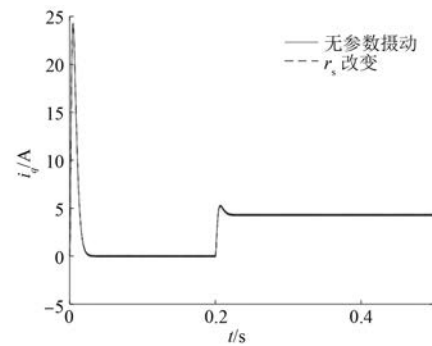


图12 H_{∞} 控制下 r_s 改变时的电流响应

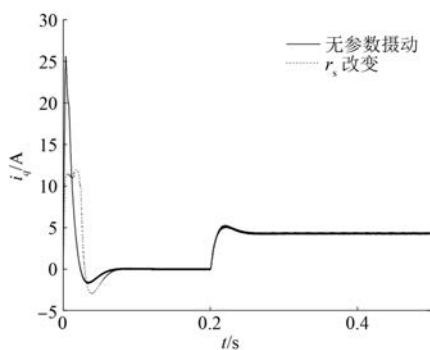


图10 PI控制下 r_s 改变时的电流响应

由图9~图12可知,改变参数 r_s 为已知摄动的最大值,PI控制下系统速度响应的超调量和调节时间均随参数的变化而改变,而在 H_{∞} 控制下,参数的改变对速度响应所造成的影响很弱。PI控制下系统电流响应在起动时有明显的影响,电流的恢复时间变长,而在 H_{∞} 控制下,电流几乎没有改变,这说明 H_{∞} 控制对自身参数摄动具有很

好的鲁棒性。

5 结 语

考虑磁悬浮直线电机在运行过程中,由于悬浮高度不同以及电枢回路电流引起的电阻变化,系统存在自身参数摄动的问题,建立了直线同步电机参数不确定性系统的数学模型,进而得到描述系统 H_{∞} 控制的状态空间模型。

提出一种直线同步电机参数不确定性系统 H_{∞} 控制方法。依据 H_{∞} 性能指标与 Riccati 不等式的等价性,简化状态方程,并构造加权系数矩阵 C_1 ,进而得到直线同步电机参数不确定性系统的 H_{∞} 控制器表达式。

利用 MATLAB 软件,通过解得 Riccati 不等式的正定解 X 并选取 ε 参数,得到控制器 K ,然后对使用 H_{∞} 控制器的直线同步电动机参数不确定性系统进行仿真。仿真结果表明该控制器能够有效克服电机参数变动对控制系统的影响。

【参考文献】

[1] 张发军,邓安禄,宋钰青,等. 基于动态柔顺永磁同步直线电动机的PID控制方法研究[J]. 制造技术

- 与机床, 2019(8): 63.
- [2] 孙博. 冲破瓶颈加快功能部件产业化进程——从 CCMT2004 展会调查我国功能部件产业的现状与发展[J]. 世界制造技术与装备市场, 2004(5): 36.
- [3] 王利. 现代直线电机关键控制技术及其应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
- [4] 魏磊. 触针式轮廓仪传感器静态及动态特性检定系统研制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [5] 杨霞, 李强, 郭庆鼎, 等. 基于数控机床进给用磁悬浮直线电机摩擦的消除[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2005(7): 41.
- [6] 孙静, 张承慧, 刘旭东, 等. 基于 Hamilton 系统理论的电动汽车用永磁同步电机 H_∞ 控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(11): 163.
- [7] 林瑞全, 张涛, 翟少琼. 基于 Delta 算子离散化方法的永磁同步电机 H_∞ 控制系统[J]. 系统科学与数学, 2017, 37(1): 1.
- [8] 丁刚, 王勋先, 韩曾晋. 感应电机的 H_∞ 抗干扰控制[J]. 控制理论与应用, 1999(4): 3.
- [9] 鱼瑞文, 张辉, 谭国俊, 等. 永磁同步电机 H_∞ 鲁棒控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 102.
- [10] ROUHANI S, TSAO T, SPEYER J L. Multivariable disturbance observer based control with the experiment on an active magnetic bearing spindle [J]. IFAC-PapersOnLine, 2019, 52(15): 388.
- [11] RIGATOS G, SIANO P, WIRA P, et al. A nonlinear H-infinity control approach for autonomous truck and trailer systems [J]. Unmanned Systems, 2020, 8(1): 49.
- [12] SEDHOM B E, HATATA A Y, EL-SAADAWI M M, et al. Robust adaptive H-infinity based controller for islanded microgrid supplying non-linear and unbalanced loads [J]. IET Smart Grid, 2019, 2(3): 420.
- [13] 黄洋洋. 可控励磁直线同步电动机磁悬浮系统模糊控制的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2018.
- [14] 王靖腾. 可控励磁直线同步电动机滑模变结构控制的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [15] 陈其林. 可控励磁直线同步电动机伺服系统的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2017.
- [16] 申铁龙. H_∞ 控制理论及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1996.

(上接第 17 页)

- [5] LI Z, ZHOU S, XIAO Y, et al. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller [J]. IEEE Access, 2019, 7: 44998.
- [6] 王利, 卢琴芬, 叶云岳. 永磁直线同步电机无位置传感器转子位置辨识[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 7.
- [7] SHI Y, SUN K, HUANG L, et al. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4169.
- [8] NGUYEN A T, RAFAQ M S, CHOI H H, et al. A model reference adaptive control-based speed controller for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9399.
- [9] WANG G, YANG R, XU D. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720.
- [10] 李立毅, 谭广军, 刘家曦, 等. 基于 Luenberger 观测器的高速 PMSM 无传感器技术研究[J]. 微特电机, 2013, 41(4): 31.
- [11] CORLEY M J, LORENZ R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 784.
- [12] JANG J, SUL S, HA J, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031.
- [13] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116.
- [14] 杜平, 关振宏, 王涛, 等. 两种高频信号注入法与坐标系结合的无位置传感器运行研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 28.
- [15] 李洁, 周波, 刘兵, 等. 表贴式永磁同步电机无位置传感器起动新方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2513.
- [16] 胡家兵, 贺益康, 年珩, 等. 基于磁饱和凸极效应的面贴式 PMSM 零速下无传感器技术[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 152.