本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
（集团）有限公司
支持

张玉涵,蓝益鹏.
磁悬浮平台直线同步电动机TS型模糊控制的研究.
电机与控制应用,2021,48(10):1.

数据监测
多维数据采集，全面运行分析
全景可视窗口，丰富报表类型

预测运维
海量行业数据，精准趋势预测
生命周期管理，性能尽在掌握

故障诊断
专业机理模型，自动故障告警
在线智能诊断，高效便捷派单

绿色节能
环保绿色先行，助力低碳生产
节能降耗减排，合理降本增效

聚汇商机
供需多方互联，协同合作共赢
有效整合资源，共享生态未来

SEARI 上電科

上海电器科学研究所(集团)有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司
云平台技术支持：18918675776　　业务垂询：18801608667
固定电话：021- 52669993　　地址：上海市普陀区武宁路505号9号楼

关注我们 微信扫码

磁悬浮平台直线同步电动机 TS 型模糊控制的研究*

张玉涵，　蓝益鹏
（沈阳工业大学 电气工程学院，辽宁 沈阳　110870）

摘　要：对驱动磁悬浮平台的直线磁悬浮同步电动机（LMSSM）采用基于 TS 模型的模糊控制。研究 LMSSM 结构及运行机理，建立 LMSSM 的数学模型，包括电压方程、推力方程、运动方程。由于 LMSSM 的数学模型具有不确定性的特征，因此采用 TS 型模糊控制，选择速度误差 e 和速度误差的变化率 ec 作为输入的语言变量，在误差较大时采用灵敏度较高的三角形隶属度函数，在误差趋近于零时采用梯形函数，用函数的线性组合作为该模糊控制器的输出，根据对象的特征提炼出 4 条模糊控制规则；使用 MATLAB 对所设计的控制器进行仿真，结果表明，该控制器规则少，控制系统响应速度快，抗扰性能好。

关键词：磁悬浮平台；直线同步电动机；模糊控制；TS 模型
中图分类号：TM 383　　**文献标志码**：A　　**文章编号**：1673-6540(2021)10-0001-06
doi：10.12177/emca.2021.084

Research on TS Fuzzy Control of Linear Synchronous Motor for Maglev Platform*

ZHANG Yuhan，　*LAN Yipeng*
（School of Electrical Engineering，Shenyang University of Technology，Shenyang 110870，China）

Abstract：The linear maglev synchronous motor（LMSSM）which drives the maglev platform is controlled by TS model-based fuzzy control. The structure and operation mechanism of LMSSM are studied，and the mathematical model of LMSSM is established，including voltage equation，thrust equation and motion equation. Because the mathematical model of LMSSM has the characteristics of uncertainty，the TS fuzzy control is adopted，in which the speed error e and the change rate of speed error ec are selected as the input language variables，the triangle membership function with high sensitivity is adopted when the error is large. The trapezoidal function is adopted when the error approaches zero，and the linear combination of functions is adopted as the output of the fuzzy controller. According to the characteristics of the object，four fuzzy control rules are extracted. The designed controller is simulated by MATLAB software，and the results show that the controller has less rules. The control system has fast response speed and good anti-interference performance.

Key words：maglev platform；linear synchronous motor；fuzzy control；TS model

0　引　言

采用直线电动机进行驱动的数控机床具有结构简单、响应速度快等优点，但导轨与平台直接接触不可避免地存在摩擦[1]，为消除直线电动机数控机床的非线性摩擦，提高数控机床的控制精度和运行稳定性，采用直线磁悬浮同步电动机（LMSSM）对数控机床运动平台进行驱动[2-3]。

收稿日期：2021-06-29；收到修改稿日期：2021-08-11
* 基金项目：国家自然科学基金项目(51575363)
作者简介：张玉涵(1997—)，男，硕士研究生，研究方向为电机及其控制。
蓝益鹏(1962—)，男，教授，博士生导师，研究方向为电机及其控制、数控技术。

LMSSM 产生的电磁推力驱动平台进行水平方向运动,竖直方向的磁悬浮力抵消平台重力,使平台稳定悬浮,实现了无摩擦进给[4],消除了摩擦扰动,提高了高精度数控机床伺服系统的性能[5-6]。

无摩擦机床磁悬浮平台使用的 LMSSM 系统是一个非线性系统,且具有强耦合性,故在复杂的工业生产条件下,往往无法得到精确的数学模型,LMSSM 的数学模型只在理想状态下才能够表示真实的系统,这就要求,所使用的控制方法不能过于依赖数学模型。因为 LMSSM 进给系统与磁悬浮系统之间共用气隙磁场,所以存在电磁耦合现象,而且存在磁路饱和、磁滞和不同悬浮高度下参数时变问题。由于使用 LMSSM 直接对机床进行驱动,导致负载及多种不确定扰动直接作用于电动机,影响系统的控制性能。

为解决上述问题,需要选择一种合适的控制方法对 LMSSM 进行控制,发挥其直接驱动的优势,模糊控制由于不需要被控对象精确的数学模型,成为了控制 LMSSM、使其发挥直接驱动优势的选择之一。但是,对于 LMSSM 系统这样的多维系统,通常需要定义多个语言变量,才能获得满意的控制效果,而这就需要大量模糊规则进行控制,而由于规则之间存在耦合作用,对某一条规则的修改会给整个模糊控制器带来难以控制的影响,增大了控制器调试难度,这就导致了传统的 Mamdani 型模糊控制器不能满足系统的控制需求。

本文设计了一种基于 TS(Takagi-Sugeno)模型的模糊控制器。为了描述复杂的非线性系统,1985 年,Takagi 和 Sugeno 通过研究,提出了一种 TS 模糊模型[7]。TS 模型的几何思想是用多个小线段表示一条曲线,换言之就是用多个线性系统的组合表示一个非线性系统,即以规则的形式把整体非线性系统表示成许多局部线性子系统,然后将这些局部线性子系统通过隶属函数连接起来。而 TS 模糊控制器就是根据这种思想设计的。其后件部分用函数的线性组合取代了传统的 Mamdani 型模糊控制器输出的语言变量,因此,基于 TS 模型的模糊控制器在控制效果相近的情况下,与传统模糊控制器相比,模糊规则数显著减少,设计难度也大大降低,对控制器的修改更加方便,更能适应复杂的控制要求。该控制器具有结构简单、运行稳定、抗扰能力强等特点,可以满足一般的控制需求。

1　LMSSM 运行原理及数学模型

1.1　LMSSM 的运行原理

磁悬浮进给平台结构如图 1 所示。LMSSM 的定子以及辅助结构位于机床的磁悬浮平台,而负责进给的运动平台包括电动机动子、电涡流传感器等结构。在磁悬浮进给平台稳定工作时,平台与导轨之间存在一定空间,因而避免了摩擦的产生。

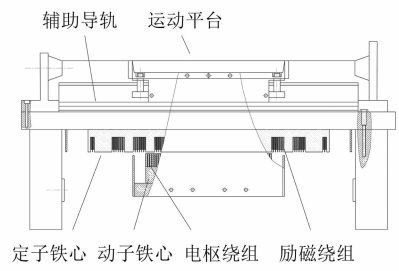

图 1　磁悬浮平台结构图

本文所设计的控制器控制的是驱动机床的 LMSSM,是在旋转电机的不断演变下形成的,为磁悬浮平台提供水平驱动力和悬浮力的,确保平台稳定运行[8]。向缠绕在电动机的定子上的励磁绕组中通入直流电后,会在气隙中产生磁场,称为励磁磁场。向磁悬浮电动机动子上的电枢绕组通入三相交流电后,会产生按正弦波形状改变并沿水平方向行进的行波磁场。行波磁场和励磁磁场相互作用产生作用力,推动进给平台,使其在水平方向运行。而在垂直方向上存在与重力大小相等、方向相反的麦克斯韦力,在其作用下,动子稳定悬浮。

1.2　LMSSM 的数学模型

为了简化电动机的数学模型,假设如下条件[9-10]:

(1)忽略电动机的铁心饱和,电动机磁路为线性;

(2)忽略直线电动机的端部效应;

(3)忽略铁心的涡流与磁滞损耗;

(4)认为通入电动机电枢绕组的为三相对称正弦交流电;

(5)电动机磁极上不含阻尼。

根据以上假设,可以推导出 LMSSM 在 d-q 轴下的电压方程、磁链方程、推力及悬浮力方程和运动方程[11-12]。

电压方程:

$$\begin{cases} u_d = \dfrac{\mathrm{d}\psi_d}{\mathrm{d}t} - \dfrac{\pi v}{\tau}\psi_q + r_s i_d \\ u_q = \dfrac{\mathrm{d}\psi_q}{\mathrm{d}t} + \dfrac{\pi v}{\tau}\psi_d + r_s i_q \\ u_f = \dfrac{\mathrm{d}\psi_f}{\mathrm{d}t} + r_f i_f \end{cases} \tag{1}$$

磁链方程:

$$\begin{cases} \psi_d = (L_\sigma + L_{md}) i_d + L_{md} i_f \\ \psi_q = (L_\sigma + L_{mq}) i_q \\ \psi_f = (L_{\sigma f} + L_{md}) i_f + L_{md} i_d \end{cases} \tag{2}$$

式中:u_d、u_q 为电枢绕组 d 轴、q 轴端电压分量;u_f 为励磁电压折算到定子的值;ψ_d、ψ_q 为 d 轴、q 轴的磁链;ψ_f 磁极磁链分量;v 为动子运动速度,且 $v=2f\tau$,f 为电源频率;r_s 为电枢绕组电阻;r_f 为磁极励磁绕组折算到定子的电阻;i_d、i_q 为电枢绕组 d 轴、q 轴电流分量;i_f 为励磁电流折算到定子的值;L_σ 为电枢绕组漏感;L_{md}、L_{mq} 为 d 轴和 q 轴的主电感。

推力方程:

$$F_x = \frac{3\pi}{2\tau}[\psi_d i_q - \psi_q i_d] \tag{3}$$

水平方向运动方程:

$$m\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = F_x - F_L \tag{4}$$

悬浮力方程:

$$F_y = \frac{3}{2}\left[(i_d + i_f)\frac{\partial\psi_d}{\partial\delta} + i_q\frac{\partial\psi_q}{\partial\delta}\right] \tag{5}$$

垂直方向的运动方程:

$$m\frac{\mathrm{d}^2\delta}{\mathrm{d}t^2} = F_y - mg - f_y \tag{6}$$

式中:m 为动子及负载质量;F_L 为负载阻力;$\dfrac{\partial\psi_d}{\partial\delta}$、$\dfrac{\partial\psi_q}{\partial\delta}$为 d 轴 q 轴磁链随气隙长度的变化率;δ 为动子实际气隙长度;f_y 为齿槽效应、端部效应以及负载引起的在 y 方向的扰动分量。

采用 $i_d=0$ 的控制,此时,d 轴上只存在励磁绕组的励磁磁场。推力、悬浮力表达式简化为[13]

$$F_x = \frac{3\pi}{2\tau}L_{md} i_f i_q \tag{7}$$

$$F_y = \frac{3}{2}\left[i_f^2\frac{\partial L_{md}}{\partial\delta} + i_q^2\frac{\partial L_{mq}}{\partial\delta}\right] \tag{8}$$

式中:$\dfrac{\partial L_{md}}{\partial\delta}=\dfrac{\partial L_d}{\partial\delta}$,$L_d=L_\sigma+L_{md}$,$L_\sigma$ 不随气隙变化,是常量。

2　TS 型模糊控制器的设计

2.1　控制系统构成

根据 LMSSM 的数学模型[14]并考虑模糊控制的特点及控制原理,系统的速度环采用基于 TS 模糊模型的模糊控制器,系统框图如图 2 所示。

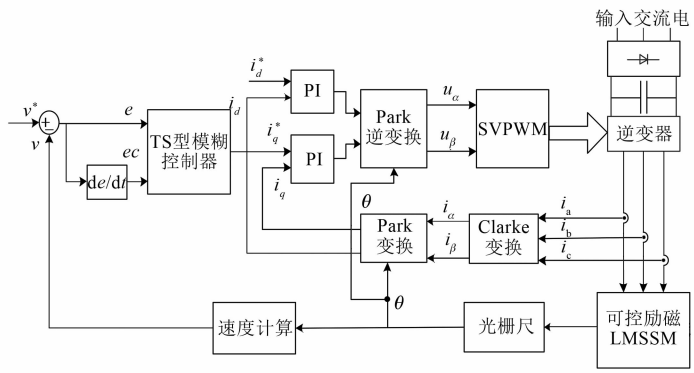

图 2　LMSSM 双闭环控制系统框图

2.2　控制器的设计

一般的模糊控制器设计分为,隶属度函数的选择、模糊规则的设定以及选择适当的清晰化方法等。因为 TS 型模糊控制器的输出是函数的线

性组合,所以不需要清晰化方法。本文所研究的模糊控制器是基于 MATLAB 软件的 GUI 图形界面进行设计的。

本文设计的 TS 型模糊控制器以误差 e 和误差的变化率 ec 为输入,分别表示电机实际速度与给定运行速度的差及该值的变化率,以 q 轴电流 i_q 为输出。本文控制器所控制的 LMSSM 运行速度范围大约为 0~1 m/s 左右,通过调整因子将速度误差 e 和速度误差变化率 ec 转换到模糊论域[-3,3]上,为减少模糊规则数量,简化控制器,则取输入:N(负)、Z(零)、P(正)。则误差和误差的变化率模糊子集均取为{N、Z、P}。

根据经验,在 e 较大时,使用的隶属度函数应较陡,在 e 较小甚至趋近于零时,应使用平缓的、甚至斜率为零的隶属度函数,因此,本文设计的控制器在论域两端使用灵敏度较高的三角形隶属度函数,在趋近于零的位置使用梯形函数,以此获得较为优越的控制效果。输入量 e、ec 的隶属度函数在 MATLAB 界面下如图 3 所示。

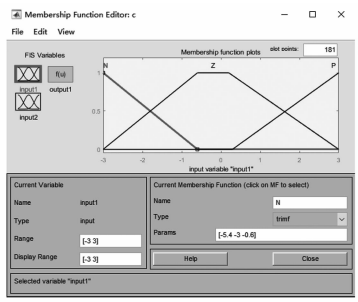

图 3　系统输入的隶属度函数

传统模糊控制器的规则,一般由前人的经验积累得到,数量一般为输入量语言变量的排列组合。但是,随着电动机种类的更新以及控制环境的不断变化,前人的经验有时不能适应控制需求,过多的规则数量也会造成控制器过于复杂,难以修改优化等问题。而 TS 型模糊控制器的规则不会过分依赖前人经验,可以根据推导或计算得出,更容易满足不同情况下的个性化控制需求,且减少了规则的数量,控制器更易于设计和优化。

令 R_i 表示模糊系统的第 i 条规则,TS 模糊控制器模糊规则形式如下:

$$R_i:\text{if } y(t) \text{ is } A_1^i \text{ and } \cdots \text{ and } y^{(n-1)} \text{ is } A_n^i \text{ and } u(t) \text{ is } B_1^i \text{ and } \cdots \text{ and } u^{(m-1)} \text{ is } B_m^i$$
$$\text{then: } y_i^{(n)}(t) = a_1^i y(t) + \cdots + a_n^i y^{(n-1)}(t) + b_1^i u(t) + \cdots + b_m^i u^{(m-1)}(t) \ , i = 1,2,\cdots,L$$

式中:A_n^i 表示第 1 个语言变量的隶属度函数;B_m^i 表示第 2 个语言变量的隶属度函数;$y_i^{(n)}(t)$ 为系统输出,a_n^i、b_m^i 分别表示两个语言变量分别属于 A_n^i、B_m^i 的隶属度。

本文设计的控制器使用加权平均法求得系统输出,故系统的输出为

$$y^n = \frac{\sum_{i=1}^{l} \omega^i y_i^{(n)}(t)}{\sum_{i=1}^{l} \omega^i} \tag{9}$$

式中:ω^i 是第 i 条模糊规则的适用度,

$$\omega^i = \prod_{p=1}^{n} A_p^i[y^{(p-1)}(t)] \times \prod_{q=1}^{n} B_p^i[u^{(q-1)}(t)]。$$

建立 TS 模糊模型,需要大量的输入输出数据,进行分析辨识,找出系统局部线性的特点,将系统分段描述。本文需要使用 TS 模型描述控制器,因此先给出理想状态下输出量的响应曲线,然后根据控制的不同阶段输入不同语言变量时,如何使输出量尽量贴合理想状态下的输出响应曲线,确定每组输入量所对应的输出量。经过对大量数据的分析(先确定其局部线性特征,再使用最小二乘法等数学方法计算出描述这一线性特征的函数),得出如下 4 条模糊规则:

R_1:if e is N
　　then $u = e + 1$

R_2:if e is Z and ec is N
　　then $u = -0.1e + 4ec + 1.2$

R_3:if e is Z and ec is P
　　then $u = 0.9e + 0.7ec + 9$

R_4:if e is P and ec is P
　　then $u = 0.2e + 0.1ec + 0.2$

控制器的模糊控制规则如图 4 所示。

基于 MATLAB 软件的模糊控制 GUI 界面,将控制规则和后件函数的系数分别输入 rules 和 output 界面,所设计的 TS 模糊控制器模糊推理图如图 5 所示,模糊推理三维图如图 6 所示。

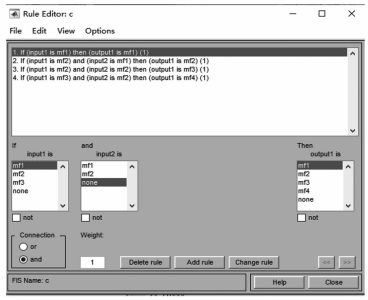

图 4　控制器的模糊控制规则

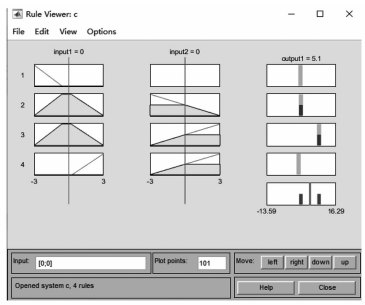

图 5　控制器模糊推理过程图

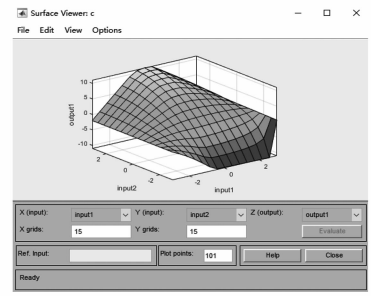

图 6　模糊推理三维图

3　控制系统的仿真

3.1　控制系统仿真模型

根据图 2 所示的控制系统结构框图,搭建磁悬浮直线电动机 TS 模糊控制系统的 Simulink 仿真模型,将所设计的控制器搭载到工作空间中以便对电动机进行控制。仿真模型如图 7 所示。

仿真参数设置:dq 轴电感 $L_d = L_q =$ 0.018 74 H,d 轴主电感 $L_{md} = 0.009\ 5$ H,电阻 $R_s =$ 1.2 Ω,极距 $\tau = 0.048$ m,极对数 $p = 3$,电机动子及平台质量 $M = 10$ kg;励磁电流 $i_f = 5$ A。

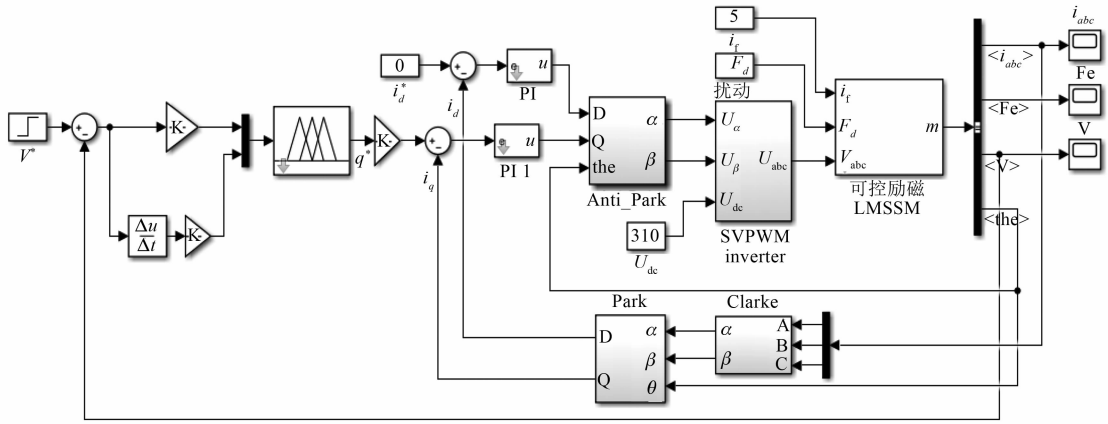

图 7　控制系统仿真模型图

3.2　仿真结果研究

将磁悬浮运动平台的水平进给速度,即 LMSSM 运行速度给定值设置为 1 m/s,当 0.1 s 时,加 100 N 的负载,得到的推力、速度响应曲线,分别如图 8、图 9 所示。

观察图 8 可知在起动阶段电动机的推力快速升高,驱动电动机进行加速运动,起始阶段如图 9 所示,直到达到稳态。空载阶段,平台无外力作用,故推力降为零。在 0.1 s 时,加 100 N 的负载,系统快速做出响应,推力升高为 100 N 以平衡负载。

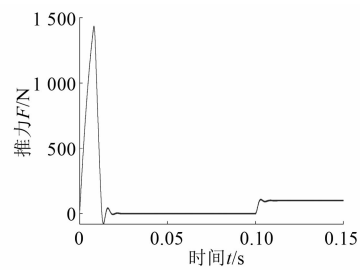

图 8　推力响应曲线图

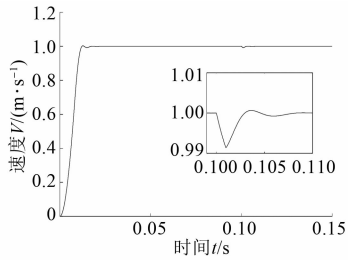

图 9　速度响应曲线图

从图 9 速度响应曲线可以看出,无论是空载情况下(0.06 s 之前)还是负载情况下(0.06~0.10 s),电动机均能够正常稳定运行,仅在 0.1 s 加入负载时有不超过 0.01 m/s 的速度降落,且在 0.005 s 内恢复。可见该控制系统快速性好、抗扰能力较强,在面对突然施加的负载或扰动时,反应速度较快,可以胜任大多数情况下的控制任务。

使用传统的 PI 控制器代替速度环上的 TS 模糊控制器,将二者的控制效果进行比较,得到推力、速度响应曲线对比图分别如图 10、图 11 所示。

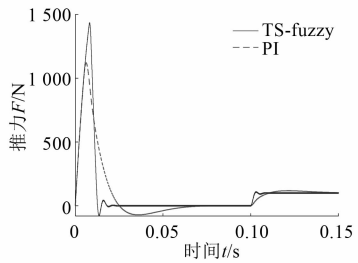

图 10　PI 控制器与 TS 模糊控制器推力响应曲线对比图

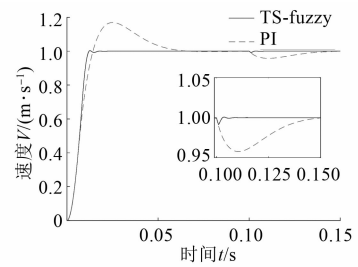

图 11　PI 控制器与 TS 模糊控制器速度响应曲线对比图

从速度响应曲线对比图中不难看出,在 PI 控制器的控制下,系统调节时间为 0.058 s,超调量为 17%,加负载时恢复时间为 0.045 s,在 TS 模糊控制器的控制下,系统调节时间为 0.012 s,几乎无超调,加负载时恢复时间为 0.005 s,电动机响应速度更快,超调小,稳定性也较好。与 PI 控制器相比,TS 模糊控制器控制性能优势明显。

同时作为模糊控制器,在相同条件下,TS 模糊控制器的控制性能与传统的模糊控制器的控制性能相近,甚至优于后者,但是,本文设计的 TS 模糊控制器只需要 4 条模糊规则来实现控制,而在控制要求相同的情况下,传统的模糊控制器大都需要更多条规则来实现控制效果,而且其输出是语言变量,需要繁琐的清晰化过程,无形中增加了计算量。相比之下,本文设计的 TS 模糊控制器结构简单,占用 CPU 空间少,计算迅捷,显现出易于实现的优势。

4　结　语

(1) 研究 LMSSM 的运行原理,建立数学模型,并以此为依据,设计了 LMSSM 系统的 TS 模糊控制器。

(2) 通过 MATLAB 建立控制系统的仿真模型并进行仿真研究。在系统运行 0.012 s 后,电动机以给定速度 1 m/s 稳定运行,在 0.1 s 时施加 100 N 的负载,其恢复时间为 0.005 s,然后运行速度恢复为给定速度 1 m/s。仿真结果表明,该控制系统反应速度快,抗扰性强,控制效果好。

(3)使用 PI 控制器对电动机进行控制时,调节时间为 0.058 s,才能以给定速度运行,施加负载后,需 0.045 s 后速度才能恢复。相比之下 TS 模糊控制器具有明显的性能优势,并且与传统模糊控制器相比,TS 型模糊控制器使用了较少的模糊控制规则,结构更加简单,运行速度更快。

【参 考 文 献】

[1] 袁巨龙,张飞虎,戴一帆,等. 超精密加工领域科学技术发展研究[J]. 机械工程学报,2010,46(15):161.

[2] 孔龙涛,程明,张邦富. 基于模型参考自适应系统的模块化磁通切换永磁直线电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报,2016,31(17):132.

[3] 夏加宽,王成元,李皞东,等. 高精度数控机床用直线电机端部效应分析及神经网络补偿技术研究[J]. 中国电机工程学报,2003,23(8):101.

[4] 蓝益鹏,刘宇菲. 磁悬浮永磁直线电动机及其控制系统研究[J]. 中国机械工程,2015,26(13):1815.

[5] VON SCHWEITZER G. Eine aktives magnetisches rotoflager-auslegung und anwendung [J]. Regelungstechnik,1978,1:10.

(下转第 13 页)

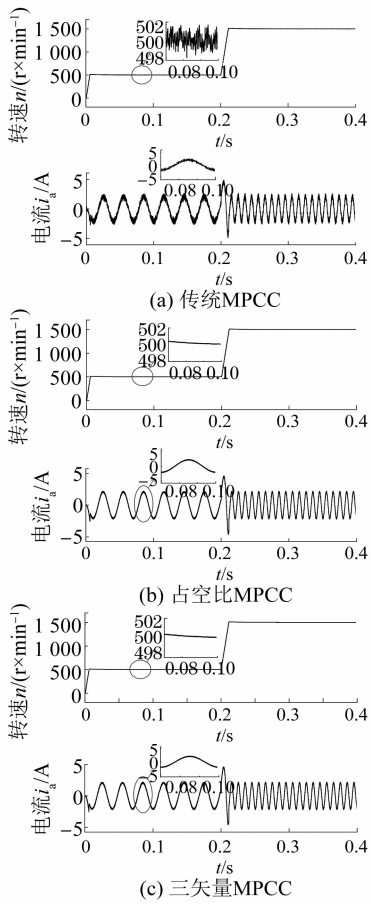

图 8　转速突变状态下转速与相电流波形图

磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报,2016,31(6): 66.

[5] MOREL F, LIN-SHI X, RETIF J, et al. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(7): 2715.

[6] XU Y, ZHANG B, ZHOU Q. A model predictive current control method of PMSM based on the simultaneous optimization of voltage vector and duty cycle [C] // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia),2016.

[7] 史婷娜,张维,肖萌,等. 基于矢量作用时间的永磁同步电机预测电流控制[J]. 电工技术学报,2017,32(19): 1.

[8] 徐艳平,张保程,周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2017,32(20): 222.

[9] 徐艳平,王极兵,张保程,等. 永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报,2018,33(5): 980.

[10] 康劲松,李旭东,王硕. 计及参数误差的永磁同步电机最优虚拟矢量预测电流控制[J]. 电工技术学报,2018,33(24): 5731.

[11] 刘佳敏,葛召炎,吴轩,等. 基于占空比调制的永磁同步电机预测电流控制[J]. 中国电机工程学报,2020,40(10): 3319.

[12] 兰志勇,王波,徐琛,等. 永磁同步电机新型三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报,2018,38(增 1): 243.

[13] 徐艳平,王极兵,周钦,等. 永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报,2018,38(6): 1857.

(上接第 6 页)

[6] LEVI E. Linear synchronous motors for high-speed ground transportation [J]. IEEE Transactions on Magnetics,1973,9(3): 242.

[7] 张如霞. 一类时滞不确定 TS 模糊系统的滑模变结构控制[D]. 沈阳: 沈阳工业大学,2020.

[8] 张代林,陈幼平,艾武,等. 永磁直线电机保证稳态精度的模糊控制[J]. 电工技术学报,2007,22(4): 64.

[9] HOSSEINI M S, VAEZ-ZADEH S. Modeling and analysis of linear synchronous motors in high-speed maglev vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010,46(7): 2656.

[10] 范承志,吴国兴,胡赣娟. 基于状态方程的长定子直线同步电机特性分析[J]. 微电机,2005,38(1): 26.

[11] ZHU Y, LEE S, CHO Y. Thrust and normal force characteristics analysis of linear synchronous motor for direct drive conveyer [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2011, 36 (1/2): 41.

[12] TAKAI H, KENJI S, DOHMEKI H. Study on the servo drive of PMLSM to be used in parallel synchronous drive [J]. Journal of Mechanics Engineering and Automation,2015,5(10): 580.

[13] 卢琴芬. 直线同步电机的特性研究[D]. 杭州: 浙江大学,2005.

[14] 李增乐. 混合励磁直线磁悬浮同步电动机的设计[D]. 沈阳: 沈阳工业大学,2020.